

TỔNG HỢP BỘ ĐIỀU KHIỂN TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ ĐIỆN ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU TẢI QUẠT GIÓ BẰNG PHƯƠNG PHÁP TRƯỢT THÍCH NGHI

SYNTHESIZING THE SPEED CONTROLLER OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS ELECTRICAL MOTOR WITH THE BLOWER LOAD USING ADAPTIVE SLIDING CONTROL

Phạm Văn Cường^{1,*}, Hoàng Văn Huy¹,
Nguyễn Đăng Toàn¹, Nguyễn Hữu Hải¹

TÓM TẮT

Bài báo trình bày kết quả việc tổng hợp bộ điều khiển tốc độ động cơ điện đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) bằng phương pháp điều khiển trượt thích nghi với tải quạt gió để làm tăng sự bền vững của bộ điều khiển tốc độ khi có sự biến đổi các tham số và nhiễu. Trên cơ sở bộ điều khiển tổng hợp được, tiến hành nghiên cứu mô phỏng hệ điều khiển tốc độ bằng công cụ Matlab - Simulink. Các kết quả mô phỏng được đưa ra để chứng minh tính đúng đắn của bộ điều khiển. Các kết quả này có thể làm cơ sở cho việc tổng hợp các bộ điều khiển phức tạp khi sử dụng động cơ chấp hành PMSM.

Từ khóa: Điều khiển, mô hình động học, động cơ điện đồng bộ nam châm vĩnh cửu.

ABSTRACT

This paper presents the results of synthesizing the speed controller of permanent magnet synchronous electrical motor (PMSM) using adaptive sliding control method with the blower load to increase the robustness of the speed controller due to parameters and noise variations. Base on synthesized controller, the speed control system is simulated by using Matlab - Simulink. The simulation results are provided to verify the correctness of the proposed control. These results can be used to synthesize complex controllers using PMSM.

Keywords: Control, dynamic model, permanent magnet synchronous electrical motor.

¹Khoa Điện, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

*Email: cuongpv@haui.edu.vn

Ngày nhận bài: 15/3/2022

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 26/4/2022

Ngày chấp nhận đăng: 27/6/2022

DANH MỤC KÝ HIỆU

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
ω_r	rad/s	Tốc độ động cơ
L_d, L_q	H	Điện cảm stato dọc trục và ngang trục
u_d, u_q	V	Điện áp dọc trục và ngang trục

i_d, i_q	A	Dòng điện dọc trục và ngang trục
M_e	Nm	Mô men điện từ
M_c	Nm	Mô men cản

CHỮ VIẾT TẮT

DSP	Digital Signal Processor
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
ĐK	Bộ điều khiển
PID	Bộ điều khiển tỷ lệ, tích phân và vi phân
PI	Bộ điều khiển tỷ lệ, tích phân

1. GIỚI THIỆU

Với sự phát triển mạnh mẽ của các hệ thống điều khiển số như bộ xử lý tín hiệu số DSP, cho phép khả năng ứng dụng rộng rãi trong điều khiển tốc độ động cơ điện PMSM với khả năng đáp ứng động lực học nhanh, sự bền vững trong việc chống lại nhiễu loạn và không nhạy với sự thay đổi tham số, đây được xem như là tiêu chuẩn quan trọng trong các hệ thống truyền động điện được sử dụng trong robot, khí tài quân sự,... Bộ điều khiển tốc độ được sử dụng trong hệ thống truyền động điện PMSM có vai trò quan trọng để đáp ứng các tiêu chuẩn cần thiết của hệ truyền động đòi hỏi sự ổn định cao. Đây là lý do mà động cơ điện PMSM ngày càng được sử dụng nhiều để thay thế lớp động cơ điện một chiều dẫn bậc lộ những điều kém tin cậy, đặc biệt là hệ thống chổi than và cổ góp [6-7].

Trong những năm gần đây một số phương pháp mới được phát triển mạnh mẽ để tổng hợp ĐK hệ thống động học phi tuyến có cấu trúc biến đổi. Một số trong những phương pháp đó là phương pháp điều khiển trượt, trượt thích nghi, Backstepping trượt thích nghi, được sử dụng để thiết kế các bộ điều khiển ổn định tốc độ cho hệ thống điều khiển tự động truyền động điện.

Phương pháp trượt thích nghi dựa trực tiếp trên mô hình toán học của hệ thống được khảo sát, để đưa ra một số biến

mới ở dạng phụ thuộc vào biến trạng thái, kết hợp với mặt trượt được chỉnh định, nhằm điều khiển tham số và hàm ổn định, sao cho đầu ra hội tụ với sai số là bé nhất. Nhiệm vụ của hàm ổn định là bù tính phi tuyến trong hệ thống, đảm bảo sự làm việc ổn định, nâng cao chất lượng của hệ thống bám [8-9]. Với đối tượng điều khiển là động cơ điện PMSM và phụ tải quạt gió là những mô hình phi tuyến có thông số biến thiên, để đảm bảo cho tốc độ động cơ được điều khiển theo quy luật quạt gió cần phải xây dựng bộ điều khiển có tính bền vững và kháng nhiễu. Vì vậy, nhóm tác giả lựa chọn việc tổng hợp bộ điều khiển tốc độ động cơ PMSM với phụ tải quạt gió bằng phương pháp điều khiển trượt, thích nghi để làm tăng sự bền vững của bộ điều khiển tốc độ khi có sự biến đổi các tham số và của nhiễu loạn.

2. XÂY DỰNG THUẬT TOÁN TỔNG HỢP BỘ ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT THÍCH NGHI CHO VÒNG ĐIỀU CHỈNH TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ PMSM VỚI TẢI QUẠT GIÓ

Thuật toán điều khiển trượt thích nghi được tổng hợp trên cơ sở xây dựng hàm Lyapunov cho lớp đối tượng có tham số phi tuyến bất định, kết hợp với mặt trượt, có tính đến thành phần sai số biến thiên của mô hình [10].

Xét mô hình toán học của động cơ chấp hành đồng bộ 3 pha nam châm vĩnh cửu trong hệ tọa độ quay $d-q$, [2, 5] với mô men phụ tải có dạng quạt gió.

$$M_c = M_0 + k\omega_r + k_{pt}\omega_r^2$$

được xác định theo hệ phương trình (1)

$$\begin{cases} di_d/dt = -Ri_d/L_d + L_q p_m \omega_r i_q/L_d + u_d/L_d \\ di_q/dt = -Ri_q/L_q - L_d p_m \omega_r i_d/L_q - \lambda_r p_m \omega_r/L_q + u_q/L_q \\ M_e = 1,5 p_m [i_q \lambda_r + (L_d - L_q) i_d i_q] \\ J_{TP} d\omega_r/dt = M_e - (M_0 + k\omega_r + k_{pt}\omega_r^2) \end{cases} \quad (1)$$

Ở đây: u_d, u_q điện áp stato dọc trục và ngang trục [V]; i_d, i_q là thành phần dòng điện stato dọc trục và ngang trục [A]; R là điện trở stato [Ω]; L_d, L_q là điện cảm stato dọc trục và ngang trục [H]; p_m số đôi cực; J_{TP} là tổng mô men quán tính quy đổi về trục động cơ [$kg \cdot m^2$]; λ_r là từ thông rotor [Wb], M_e là mô men điện từ [Nm]; M_c là mô men phụ tải [Nm]; M_0 mô men cản khi tốc độ bằng không; ω_r là tốc độ quay của cánh quạt.

$$\text{Đặt: } x_1 = i_d \Rightarrow \dot{x}_1 = di_d/dt$$

$$x_2 = i_q \Rightarrow \dot{x}_2 = di_q/dt$$

$$x_3 = \omega_r \Rightarrow \dot{x}_3 = d\omega_r/dt$$

Phương trình (1) được viết dưới dạng hệ phương trình không gian trạng thái như sau:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -Ri_d/L_d + L_q p_m \omega_r i_q/L_d \\ -Ri_q/L_q - L_d p_m \omega_r i_d/L_q - \lambda_r p_m \omega_r/L_q \\ (3p_m/2J_{TP})[i_q \lambda_r + (L_d - L_q) i_d i_q] - (k_{pt}\omega_r^2 + k\omega_r + M_0)/J_{TP} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L_d \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} (u_d \ 0 \ 0) + \begin{pmatrix} 0 \\ 1/L_q \\ 0 \end{pmatrix} (0 \ u_q \ 0) \quad (2)$$

$$\text{Hay: } \dot{x} = f(x) + h_1 u_d + h_2 u_q \quad (3)$$

Trong đó:

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -Ri_d/L_d + L_q p_m \omega_r i_q/L_d \\ -Ri_q/L_q - L_d p_m \omega_r i_d/L_q - \lambda_r p_m \omega_r/L_q \\ (3p_m/2J_{TP})[i_q \lambda_r + (L_d - L_q) i_d i_q] - (k_{pt}\omega_r^2 + k\omega_r + M_0)/J_{TP} \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$h_1 = \begin{pmatrix} 1/L_d \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}; \quad h_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 1/L_q \\ 0 \end{pmatrix}$$

Trong quá trình làm việc, hệ thống chịu ảnh hưởng của nhiễu loạn, sự bất định của các tham số hệ thống. Do vậy, phương trình (3) được viết lại [10] như sau:

$$\dot{x} = (f_{dm}(x) + \Delta f(x)) + (h_{1dm} + \Delta h_1)u_d + (h_{2dm} + \Delta h_2)u_q \quad (5)$$

Ở đây:

$$f_{dm}(x) = \begin{pmatrix} f_{1dm}(x) \\ f_{2dm}(x) \\ f_{3dm}(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R_{dm} i_{ddm} + \frac{L_{qdm}}{L_{ddm}} p_m \omega_r i_{qdm}}{L_{ddm}} \\ \frac{R_{dm} i_{qdm} - \frac{L_{ddm}}{L_{qdm}} p_m \omega_r i_{ddm} - \frac{\lambda_{rdm}}{L_{qdm}} p_m \omega_r}{L_{qdm}} \\ \frac{3p_m [i_{qdm} \lambda_{rdm} + (L_{ddm} - L_{qdm}) i_{ddm} i_{qdm}]}{2J_{TPdm}} - \frac{(k_{ptdm} \omega_r^2 + k_{dm} \omega_r + M_0)}{J_{TPdm}} \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$h_{1dm} = \begin{pmatrix} 1/L_{ddm} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}; \quad h_{2dm} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1/L_{qdm} \\ 0 \end{pmatrix}; \quad \Delta f(x) = \begin{pmatrix} \Delta f_1(x) \\ \Delta f_2(x) \\ \Delta f_3(x) \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$\Delta h_1 = \begin{pmatrix} \Delta_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \Delta h_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta_2 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (8)$$

Trong biểu thức (6), các giá trị $f, h, R, i, \dots$ có thêm chỉ số (dm) là các thành phần định mức đã biết, Δ là thành phần kể đến sự sai lệch gây ra do sự bất định của các tham số và các thành phần nhiễu khác gây ra, Δ_1, Δ_2 là các thành phần chưa biết. Phương trình (5) được viết lại như sau:

$$\dot{x} = f_{dm}(x) + h_{1dm} u_d + h_{2dm} u_q + B \quad (9)$$

Trong đó:

$$B = \begin{pmatrix} \Delta f_1(x) + \Delta_1 u_d \\ \Delta f_2(x) + \Delta_2 u_q \\ \Delta f_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \end{pmatrix}, \quad |B| < \bar{B} = \begin{pmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \\ \bar{B}_3 \end{pmatrix} \quad (10)$$

Với $\bar{B}$ là giới hạn trên của B , giả thiết rằng B và tốc độ quạt gió ω_r là hằng số không rõ ràng và có thể được ước tính xấp xỉ bằng thuật thích nghi.

Bài toán tổng hợp bộ điều khiển cho hệ thống chính là bài toán xác định luật điều khiển thành phần dọc trục và ngang trục u_d, u_q đảm bảo sao cho tốc độ của động cơ điện PMSM quay quạt gió luôn làm việc ổn định khi các tham số là bất định và có nhiễu loạn tác động. Thực chất bài toán này là xây dựng hệ thống bám tốc độ cho động cơ điện PMSM.

Ta có sai số tốc độ và dòng điện được xác định như sau:

$$e_1 = \omega_d - \omega_r \quad (11)$$

$$e_2 = i_{dd} - i_d \quad (12)$$

Ở đây: ω_d và i_{dd} là giá trị đặt tương ứng của tốc độ rotor và dòng điện dọc trục d , dòng điện i_{dd} được đặt khác không, để tạo ra dòng điện và mô men điều khiển có giá trị lớn nhất được xác định như sau:

Dòng điện stato liên quan đến thành phần dòng điện dọc trục i_d và ngang trục i_q được trình bày theo phương trình (13).

$$i_d = \sqrt{i_s^2 - i_q^2} \quad (13)$$

Từ phương trình (11), (12), kết hợp với (9) và (10), chúng ta xây dựng một hệ phương trình vi phân của các sai số là:

$$\dot{e}_1 = \dot{\omega}_d - \dot{\omega}_r = \dot{\omega}_d - f_{3dm}(x) - B_3 \quad (14)$$

$$\dot{e}_2 = \dot{i}_{dd} - \dot{i}_d = \dot{i}_{dd} - f_{1dm} - B_1 - u_d / L_{ddm} \quad (15)$$

Quy trình thiết kế hệ điều khiển được tổng quát như sau:

Bước 1: Xác định luật điều khiển điện áp u_d, u_q theo phương pháp điều khiển trượt. Sử dụng mặt trượt dạng PID cho mặt trượt s_q và mặt trượt dạng PI cho mặt trượt s_d , [1, 3, 10] được lựa chọn như sau:

- Phương trình đối với s_q : $s_q = k_1 e_1 + \dot{e}_1 + k_2 \int_0^t e_1 dt$

Ở đây: k_1, k_2 là các hằng số được lựa chọn sao cho đa thức đặc trưng của phương trình vi phân sai số có các nghiệm thực âm và đủ lớn để đẩy nhanh tốc độ sai số về 0.

$$\dot{s}_q = \ddot{e}_1 + k_1 \dot{e}_1 + k_2 e_1 = \ddot{\omega}_d - \ddot{\omega}_r + k_1 (\dot{\omega}_d - \dot{\omega}_r) + k_2 e_1$$

$$\begin{aligned} &= \ddot{\omega}_d - \left(\frac{3p_m \lambda_{rdm} \dot{i}_q + \frac{3p_m (L_{ddm} - L_{qdm})}{2J_{TPdm}} (\dot{i}_d i_q + \dot{i}_q i_d)}{2J_{TPdm}} - \frac{2k_{pt} \omega_r \dot{\omega}_r + k \dot{\omega}_r}{J_{TPdm}} \right) \\ &\quad + k_1 \dot{\omega}_d - k_1 \dot{\omega}_r + k_2 e_1 \\ &= \ddot{\omega}_d - \left(\frac{3p_m \lambda_{rdm} + 3p_m (L_{ddm} - L_{qdm}) i_d}{2J_{TPdm}} \right) \dot{i}_q - \left(\frac{3p_m (L_{ddm} - L_{qdm}) i_q}{2J_{TPdm}} \right) \dot{i}_d \\ &\quad + (2k_{pt} \omega_r + k) \dot{\omega}_r / J_{TPdm} + k_1 \dot{\omega}_d - k_1 \dot{\omega}_r + k_2 e_1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= k_1 \dot{\omega}_d - k_1 (f_{3dm} + B_3) + \ddot{\omega}_d + (2k_{pt} \omega_r + k) (f_{3dm} + B_3) / J_{TPdm} \\ &\quad - (3p_m \lambda_{rdm} + 3p_m (L_{ddm} - L_{qdm}) i_d / 2J_{TPdm}) (f_{2dm} + B_2 + u_q / L_{qdm}) \\ &\quad + (3p_m (L_{ddm} - L_{qdm}) i_q / 2J_{TPdm}) (f_{1dm} + B_1 + u_d / L_{ddm}) + k_2 e_1 \end{aligned}$$

Hay:

$$\dot{s}_q = k_1 \dot{\omega}_d - k_1 (f_{3dm} + B_3) + \ddot{\omega}_d + (f_{3dm} + B_3) N_3 - N_2 (f_{2dm} + B_2 + u_q / L_{qdm}) - N_1 (f_{1dm} + B_1 + u_d / L_{ddm}) + k_2 e_1 \quad (16)$$

Ở đây:

$$N_1 = 3p_m (L_{ddm} - L_{qdm}) i_q / 2J_{TPdm} \quad (17)$$

$$N_2 = 3p_m \lambda_{rdm} + 3p_m (L_{ddm} - L_{qdm}) i_d / 2J_{TPdm}$$

$$N_3 = (2k_{pt} \omega_r + k) / J_{TPdm}$$

- Phương trình đối với s_d

$$s_d = e_2 + k_{sd} \int_0^t e_2 dt \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \dot{s}_d &= \dot{e}_2 + k_{sd} e_2 = \dot{i}_{dd} - \dot{i}_d + k_{sd} e_2 \\ &= \dot{i}_{dd} - f_{1dm} - B_1 - (u_d / L_{ddm}) + k_{sd} e_2 \end{aligned}$$

Ở đây: k_{sd}, k_1 là các hằng số dương, để thiết kế bộ điều khiển trượt thích nghi, hàm Lyapunov được lựa chọn như sau:

$$V_1 = 0,5(s_d^2 + s_q^2) \quad (19)$$

Lấy vi phân hàm Lyapunov theo thời gian và thay các giá trị $\dot{s}_d, \dot{s}_q$ vào ta thu được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s_d \dot{s}_d + s_q \dot{s}_q \\ &= s_d (\dot{i}_{dd} - f_{1dm} - B_1 - u_d / L_{ddm} + k_{sd} e_2) \\ &\quad + s_q [k_1 \dot{\omega}_d - k_1 (f_{3dm} + B_3) + \ddot{\omega}_d \\ &\quad + (f_{3dm} + B_3) N_3 - N_2 (f_{2dm} + B_2 + u_q / L_{qdm}) \\ &\quad - N_1 (f_{1dm} + B_1 + u_d / L_{ddm}) + k_2 e_1] \end{aligned} \quad (20)$$

Để $\dot{V}_1 \leq 0$ luật điều khiển trượt được thiết kế như sau:

$$u_d = L_{ddm} (\dot{i}_{dd} - f_{1dm} + k_{sd} e_2 + k_d s_d - \bar{B}_1 + \eta_d \text{sign}(s_d)) \quad (21)$$

$$\begin{aligned} u_q &= (L_{qdm} / N_2) (k_1 \dot{\omega}_d - k_1 f_{3dm} + \ddot{\omega}_d + f_{3dm} N_3 - N_1 f_{1dm} \\ &\quad - N_1 u_d / L_{ddm} - N_2 f_{2dm} + k_q s_q + k_2 e_1 \\ &\quad + |N_1 \bar{B}_1 + N_2 \bar{B}_2 + N_3 \bar{B}_3 + k_1 \bar{B}_3| + \eta_q \text{sign}(s_q)) \end{aligned} \quad (22)$$

Ở đây η_d, η_q là các hằng số dương. Thay (21), (22) vào phương trình (20), ta thu được:

$$\dot{V}_1 \leq -k_d s_d^2 - k_q s_q^2 - \eta_d |s_d| - \eta_q |s_q| \leq 0 \quad (23)$$

Đạo hàm của hàm Lyapunov là nhỏ hơn hoặc bằng 0, có nghĩa là hệ thống điều khiển trượt là ổn định.

Bước 2: Xác định luật thích nghi, cập nhật các tham số thay đổi. Hàm Lyapunov được xây dựng như sau:

Với giả sử rằng các thành phần không chắc chắn B_1, B_2 và B_3 có thể ước tính xấp xỉ bởi luật thích nghi theo một

khoảng thời gian lấy mẫu cố định, các hàm này được xác định bằng việc xây dựng luật thích nghi. Khi đó, hàm Lyapunov được viết lại như sau:

$$V_2 = V_1 + 0,5\tilde{B}_1^2 / \gamma_1 + 0,5\tilde{B}_2^2 / \gamma_2 + 0,5\tilde{B}_3^2 / \gamma_3 \quad (24)$$

Ở đây, $\tilde{B}_1 = B_1 - \hat{B}_1$; $\tilde{B}_2 = B_2 - \hat{B}_2$; $\tilde{B}_3 = B_3 - \hat{B}_3$ và $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ là các hằng số thích nghi.

Lấy vi phân hàm Lyapunov theo thời gian và thay $\dot{V}_1$ vào ta thu được:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{V}}}_2 &= \dot{\tilde{\mathbf{V}}}_1 - \tilde{\mathbf{B}}_1 \dot{\tilde{\mathbf{B}}}_1 / \gamma_1 - \tilde{\mathbf{B}}_2 \dot{\tilde{\mathbf{B}}}_2 / \gamma_2 - \tilde{\mathbf{B}}_3 \dot{\tilde{\mathbf{B}}}_3 / \gamma_3 \quad (25) \\ &= s_d (\dot{\mathbf{i}}_{dd} - \mathbf{f}_{ldm} - \mathbf{B}_1 - \mathbf{u}_d / L_{ddm} + \mathbf{k}_{sd} \mathbf{e}_2) \\ &\quad + s_q (k_1 \dot{\omega}_d - k_1 (\mathbf{f}_{3dm} + \mathbf{B}_3) + \dot{\omega}_d - \mathbf{N}_1 (\mathbf{f}_{ldm} + \mathbf{B}_1 + \mathbf{u}_d / L_{ddm}) \\ &\quad - \mathbf{N}_2 (\mathbf{f}_{2dm} + \mathbf{B}_2 + \mathbf{u}_q / L_{qdm}) + \mathbf{N}_3 (\mathbf{f}_{3dm} + \mathbf{B}_3) + \mathbf{k}_2 \mathbf{e}_1) \\ &\quad - \tilde{\mathbf{B}}_1 \dot{\tilde{\mathbf{B}}}_1 / \gamma_1 - \tilde{\mathbf{B}}_2 \dot{\tilde{\mathbf{B}}}_2 / \gamma_2 - \tilde{\mathbf{B}}_3 \dot{\tilde{\mathbf{B}}}_3 / \gamma_3 \end{aligned}$$

Thay các giá trị $B_1 = \tilde{B}_1 + \hat{B}_1$; $B_2 = \tilde{B}_2 + \hat{B}_2$; $B_3 = \tilde{B}_3 + \hat{B}_3$ vào phương trình (25), ta có:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & s_d(\dot{i}_{dd} - f_{ldm} - \tilde{B}_1 - \hat{B}_1 - u_d / L_{ddm} + k_{sd} e_2) \\ & + s_q [k_1 \dot{\omega}_d - k_1 f_{3dm} + \ddot{\omega}_d - N_1(f_{ldm} + u_d / L_{ddm}) \\ & - N_2(f_{2dm} + u_q / L_{qdm}) + N_3 f_{3dm} - k_1(\tilde{B}_3 + \hat{B}_3) - N_1(\tilde{B}_1 + \hat{B}_1) \quad (26) \\ & - N_2(\tilde{B}_2 + \hat{B}_2) + N_3(\tilde{B}_3 + \hat{B}_3) + k_2 e_1] - \tilde{B}_1 \dot{\hat{B}}_1 / \gamma_1 \\ & - \tilde{B}_2 \dot{\hat{B}}_2 / \gamma_2 - \tilde{B}_3 \dot{\hat{B}}_3 / \gamma_3 \end{aligned}$$

Theo phương trình (21), (22) chúng ta thiết kế luật điều khiển mô hình trượt thích nghi với thành phần điện áp dọc trục và ngang trục u_d , u_q được viết như sau :

$$u_d = L_{ddm} \left(\dot{i}_{dd} - f_{1dm} - \hat{B}_1 + k_{sd} e_2 + k_d s_d + \eta_d \text{sign}(s_d) \right) \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_q = & \mathbf{L}_{qdm} [(\mathbf{k}_1 \dot{\mathbf{w}}_d - \mathbf{k}_1 \mathbf{f}_{3dm} + \ddot{\mathbf{w}}_d - \mathbf{N}_1(\mathbf{f}_{1dm} + \mathbf{u}_d / \mathbf{L}_{ddm}) \\ & - \mathbf{N}_2 \mathbf{f}_{2dm} + \mathbf{N}_3 \mathbf{f}_{3dm} - \mathbf{N}_1 \hat{\mathbf{B}}_1 - \mathbf{N}_2 \hat{\mathbf{B}}_2 + \mathbf{N}_3 \hat{\mathbf{B}}_3 - \mathbf{k}_1 \hat{\mathbf{B}}_3 \\ & + \mathbf{k}_2 \mathbf{e}_1 + \mathbf{k}_q \mathbf{s}_q + \eta_q \text{sign}(\mathbf{s}_q))] / \mathbf{N}_2 \end{aligned} \quad (28)$$

Thay (27) và (28) vào phương trình (26) ta thu được luật thích nghi như sau:

$$\begin{aligned}
V_2 &= s_d \left(-\tilde{B}_1 - k_d s_d - \eta_d \text{sign}(s_d) \right) \\
&\quad + s_q \left(-N_1 \tilde{B}_1 - N_2 \tilde{B}_2 + N_3 \tilde{B}_3 - k_1 \tilde{B}_3 - k_q s_q - \eta_q \text{sign}(s_q) \right) \\
&\quad - \tilde{B}_1 \dot{\hat{B}}_1 / \gamma_1 - \tilde{B}_2 \dot{\hat{B}}_2 / \gamma_2 - \tilde{B}_3 \dot{\hat{B}}_3 / \gamma_3 \\
&= s_d \left(-k_d s_d - \eta_d \text{sign}(s_d) \right) + s_q \left(-k_q s_q - \eta_q \text{sign}(s_q) \right) \\
&\quad - \tilde{B}_1 \left(s_q N_1 + \dot{\hat{B}}_1 / \gamma_1 + s_d \right) - \tilde{B}_2 \left(s_q N_2 + \dot{\hat{B}}_1 / \gamma_2 \right) \\
&\quad - \tilde{B}_3 \left(-s_q N_3 + \dot{\hat{B}}_1 / \gamma_3 + k_1 \right)
\end{aligned} \tag{29}$$

Từ đây, luật thích nghi tham số được viết như sau :

$$\dot{\hat{B}}_1 = -\gamma_1(s_a N_1 + s_d) \quad (30)$$

$$\dot{\hat{B}}_2 = -\gamma_2 s_a N_2 \quad (31)$$

$$\dot{B}_3 = -\gamma_3(k_1 - N_3)s_q \quad (32)$$

Thay (30), (31), (32) vào (29), điều này thỏa mãn:

$$\dot{V}_2 \leq -k_d s_d^2 - k_q s_q^2 - \eta_d |s_d| - \eta_q |s_q| \leq 0 \quad (33)$$

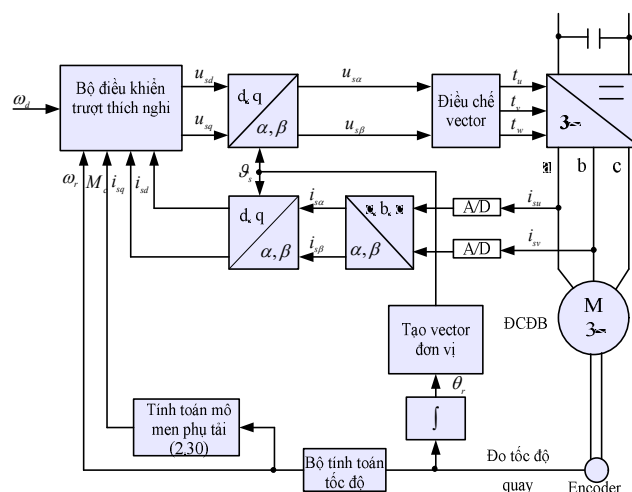
Từ biểu thức (33) ta có thể thấy rằng, việc thiết kế bộ điều khiển trượt thích nghi đem lại sự ổn định trong quá trình điều khiển cho hệ thống bằng cách tăng hệ số điều khiển η_d và η_q trong (27) và (28) thì sẽ cải thiện được chất lượng điều khiển. Trên thực tế, thì η_d và η_q mà lớn thì còn gây ra hiện tượng dao động Chattering xảy ra xung quanh mặt trượt. Hiện tượng Chattering có thể được giảm bớt bằng cách thay thế hàm không liên tục sign bằng một hàm liên tục xấp xỉ $s/(|s| + \mu)$ trong đó μ là hằng số dương. Ta biết rằng khi $\mu \rightarrow 0$ thì đặc tính của bộ điều khiển xấp xỉ [4, 7] sẽ tiến gần đến đặc tính của bộ điều khiển ban đầu.

Khi sử dụng hàm xấp xỉ như trên, bộ điều khiển (27) và (28), luật điều khiển chế độ trượt thích nghi u_d và u_q trở thành.

$$\mathbf{u}_d = \mathbf{L}_{ddm} \left(\dot{\mathbf{i}}_{dd} - \mathbf{f}_{1dm} - \hat{\mathbf{B}}_1 + \mathbf{k}_{sd} \mathbf{e}_2 + \mathbf{k}_d \mathbf{s}_d + \eta_d \mathbf{s}_d / (|\mathbf{s}_d| + \mu_d) \right) \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_q = & \mathbf{L}_{qdm}[\mathbf{k}_1\dot{\mathbf{w}}_d - \mathbf{k}_1\mathbf{f}_{3dm} + \ddot{\mathbf{w}}_d - \mathbf{N}_1(\mathbf{f}_{1dm} + \mathbf{u}_d/L_{ddm}) \\ & - \mathbf{N}_2\mathbf{f}_{2dm} + \mathbf{N}_3\mathbf{f}_{3dm} - \mathbf{N}_1\hat{\mathbf{B}}_1 - \mathbf{N}_2\hat{\mathbf{B}}_2 + \mathbf{N}_3\hat{\mathbf{B}}_3 - \mathbf{k}_1\hat{\mathbf{B}}_3 + \mathbf{k}_2\mathbf{e}_1 \quad (35) \\ & + \mathbf{k}_q\mathbf{s}_q + \eta_q(\mathbf{s}_q/(\|\mathbf{s}_q\| + \mu_q))] \end{aligned}$$

Sơ đồ cấu trúc hệ thống điều khiển động cơ PMSM như hình 1.



Hình 1. Sơ đồ khối hệ thống điều khiển động cơ đồng bộ bằng phương pháp điều khiển trượt thích nghi

3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

Việc mô phỏng nhằm đánh giá bộ điều khiển trượt, thích nghi điều khiển tốc độ động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu đã tổng hợp ở trên, với các kích bản sau đây:

- Nghiên cứu khả năng làm việc của hệ thống truyền động điện khi khởi động động cơ với dạng tải đặc trưng là

tải quạt gió, gồm các thành phần (tải không phụ thuộc tốc độ, tải phụ thuộc tốc độ và tải tỷ lệ với bình phương tốc độ).

- Nghiên cứu khả năng làm việc của hệ thống truyền động điện khi tốc độ thay đổi.

- Nghiên cứu khả năng làm việc của hệ thống truyền động điện khi biến đổi tham số của động cơ PMSM.

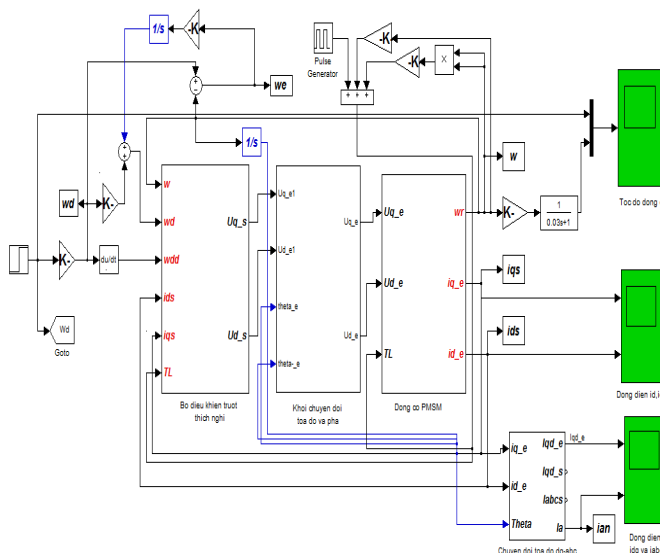
Các tham số động cơ điện đồng bộ nam châm vĩnh cửu sử dụng trong mô phỏng và thực nghiệm được ghi trong bảng 1.

Bảng 1. Các tham số mô phỏng của động cơ điện đồng bộ nam châm vĩnh cửu

Thông số	Ký hiệu	Giá trị	Đơn vị
Tốc độ định mức	n_{dm}	3000	V/p
Công suất	P	150	W
Dòng điện I_q cực đại	I	2,1	A
Từ thông rotor	ψ_r	0,0825	Wb
Hằng số mô men	K	0,776	N.m/A
Số đôi cực	p_m	1	
Điện trở của Stato động cơ	R	10,4	Ω
Điện cảm dọc trục của động cơ	L_d	$8,7 \cdot 10^{-3}$	H
Điện cảm ngang trục của động cơ	L_q	$27,4 \cdot 10^{-3}$	H
Mô men quán tính quy đổi về động cơ	J_{TP}	$2,65 \cdot 10^{-4}$	Kg.m ²
Hệ số ma sát nhất	B	0,0001	Nmsec

Các tham số của bộ điều khiển được chọn như sau: $k_1 = 1250$, $k_d = 50$, $k_{sd} = 10^4$, $\eta_d = 270$, $k_q = 30$, $k_{sq} = 10^2$, $\eta_q = 130$, $\gamma_1 = 0,067$, $\gamma_2 = 0,01$, $\gamma_3 = 0,067$.

Sơ đồ mô phỏng hệ điều khiển tốc độ động cơ điện đồng bộ nam châm vĩnh cửu theo phương pháp trượt thích nghi trên Matlab - Simulink được trình bày trong hình 2.



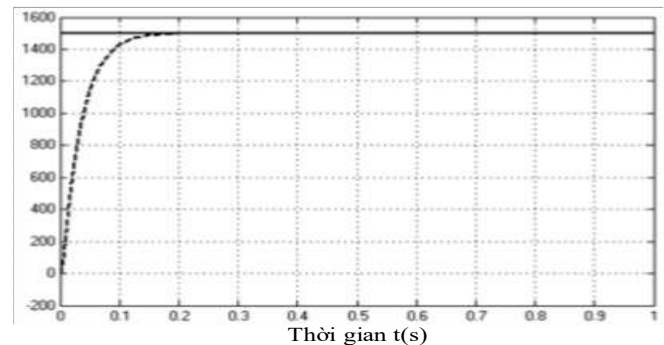
Hình 2. Mô hình mô phỏng bộ điều khiển trượt thích nghi

Kết quả mô phỏng được khảo sát với các trường hợp cụ thể sau:

Trường hợp 1: Nghiên cứu khả năng làm việc của hệ thống truyền động điện khi khởi động động cơ đạt đến tốc

độ cân bằng cho trước. Tốc độ đầu vào của động cơ được đặt với biên độ 1500v/p (157rad/s), đáp ứng đầu ra của tốc độ động cơ PMSM như hình 3.

Đáp ứng tốc độ v/p

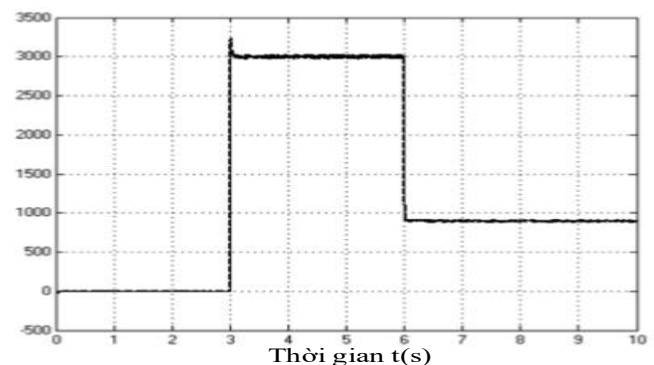


Hình 3. Tốc độ động cơ điện PMSM trong trường hợp 1

Nhận xét: Từ kết quả mô phỏng cho thấy quá trình khởi động của động cơ khi có tải xảy ra êm, không có độ quá chỉnh, tốc độ động cơ đạt đến giá trị đặt mong muốn trong thời gian 0,15s. Như vậy động cơ hoàn toàn có khả năng khởi động ở chế độ có tải quạt gió.

Trường hợp 2: Nghiên cứu khả năng làm việc của hệ thống truyền động điện khi tốc độ thay đổi. Tốc độ đầu vào động cơ được đặt với biên độ 3000 v/p (314 rad/s) trong khoảng thời gian $t = 3 \div 6s$ và điều chỉnh tốc độ giảm xuống 900v/p (93,7rad/s) trong khoảng thời gian $t = 6 \div 10s$, đáp ứng đầu ra của tốc độ động cơ PMSM như hình 4.

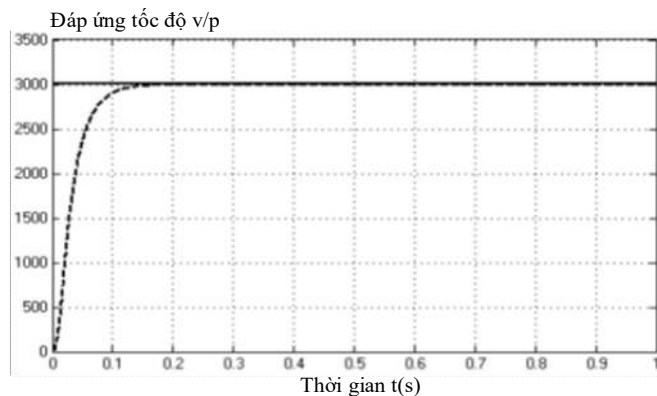
Đáp ứng tốc độ v/p



Hình 4. Tốc độ động cơ điện PMSM trong trường hợp 2

Nhận xét: Khi thay đổi tốc độ động cơ tăng hoặc giảm, quá trình quá độ xảy ra êm, động cơ nhanh chóng đạt được tốc độ mong muốn đã đặt. Như vậy bộ điều khiển không những làm việc tốt ở chế độ khởi động mà còn cả chế độ quá độ.

Trường hợp 3: Nghiên cứu khả năng làm việc của hệ thống khi có sự thay đổi tham số của động cơ PMSM. Mô men quán tính quy đổi được điều chỉnh thay đổi đến giá trị $1,5J_{TP} = 3,8 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2$; điện cảm dọc trục thay đổi đến giá trị $1,5L_d = 13,05 \cdot 10^{-3} \text{ H}$; điện cảm ngang trục thay đổi đến giá trị $1,5L_q = 41,1 \cdot 10^{-3} \text{ H}$; điện trở Stato thay đổi đến giá trị $1,2R = 12,48\Omega$, đáp ứng đầu ra của tốc độ động cơ PMSM như hình 5.



Hình 5. Tốc độ động cơ điện PMSM trong trường hợp 3

Nhận xét: Tốc độ động cơ nhanh chóng đạt được tốc độ xác lập theo chương trình đã đặt khi các tham số của động cơ như: Mô men quán tính quy đổi về trục động cơ, điện cảm dọc trục, điện cảm ngang trục và điện trở Stato được điều chỉnh thay đổi 1,5 lần. Điều này chứng tỏ rằng bộ điều khiển động cơ đã làm việc tốt đối với sự thay đổi các tham số động cơ.

4. KẾT LUẬN

Bài báo này tập trung nghiên cứu cơ sở lý thuyết về hệ điều khiển trượt thích nghi với cấu trúc biến đổi trong điều khiển hệ truyền động phi tuyến với các tham số bất định của mô hình, từ đó vận dụng để tổng hợp bộ điều khiển trượt thích nghi cho vòng điều chỉnh tốc độ động cơ PMSM. Để chứng minh tính đúng đắn của phương pháp tiếp cận, nhóm tác giả đã thực hiện mô phỏng hệ điều khiển tốc độ động cơ PMSM với tải quạt gió theo phương pháp trượt, thích nghi bằng công cụ Matlab - Simulink. Các kết quả thu được cho thấy, bộ điều khiển tổng hợp được đã đáp ứng tốt với các tính năng như: ổn định với sự thay đổi thông số của mô hình, sự thay đổi của phụ tải và tham số động cơ.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Nguyen Duc Minh, 2013. *Điều khiển trượt thích nghi hệ thống truyền động phi tuyến*. PhD Thesis, Ho Chi Minh City University of Technology.
- [2]. Nguyen Thanh Tien, 2013. *Ứng dụng điều khiển trượt trong hợp điều khiển hệ điện cơ*. People's Army Publishing House, Hanoi, Vietnam.
- [3]. Andrzej Bartoszewicz, 2011. *Sliding mode control*. first published March Printed in India.
- [4]. Esfandiari F., Khalil H. K., 1991. *Stability analysis of a continuous implementation of variable structure control*. IEEE Trans. Automat. Control., vol. AC-36, no. 5, pp. 616-620.
- [5]. Freitas Sa FM., Peixoto ZMA., Seixas PF., Menzes BR., Cortizo PC., Lacerda WS., 1995. *An interior permanent magnet synchronous motor position control using sliding mode*. Proc Int Conf Power Electron Drive SYST 2: 592-598.
- [6]. I.Bakhti, S. Chaouch, A. Makouf, T. Douadi, 2017. *Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor using Different Strategy of Sliding mode Approach*. Journal of Engineering Science and Technology Vol. 12, No. 10, 2778 - 2791 School of Engineering, Taylor's University.

[7]. Peipei Xia, Yongting Deng, Zhiqian Wang, Hongwen Li, 2018. *Speed Adaptive Sliding Mode Control with an Extended State Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor*. Mathematical Problems in Engineering Volume 2018.

[8]. Rios-Bolivar M., 1997. *Adaptive Backstepping and Sliding Mode Control of Uncertain Nonlinear Systems*. PhD Thesis, Sheffield, UK: University of Sheffield.

[9]. Slotine J.J., Li W., 1991. *Applied Nonlinear Control*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.

[10]. Utkin V.I., 1992. *Sliding Modes in control Optimization*. Springer Verlag, New York.

AUTHORS INFORMATION

**Pham Van Cuong, Hoang Van Huy,
Nguyen Dang Toan, Nguyen Huu Hai**

Faculty of Electrical Engineering, Hanoi University of Industry