

ĐIỀU KHIỂN KHÔNG CẢM BIẾN TỐC ĐỘ ĐỘNG CƠ ĐỒNG BỘ NAM CHÂM VĨNH CỬU SỬ DỤNG BỘ QUAN SÁT TRƯỢT

SPEED SENSORLESS CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS USING SLIDING-MODE OBSERVER

Hoàng Nam Đan¹, Nguyễn Thanh Thắng¹,
Lê Đức Thịnh¹, Võ Thanh Hà², Nguyễn Tùng Lâm^{1,*}

DOI: <https://doi.org/10.57001/huih5804.2023.048>

TÓM TẮT

Bài báo này giải quyết vấn đề điều khiển tốc độ động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) bằng phương pháp tựa từ thông roto (FOC). Bộ điều khiển tốc độ được thiết kế dựa trên phương pháp Backstepping. Sử dụng bộ quan sát SMO (Sliding-mode observer) ước lượng giá trị của sức phản điện động trong hệ tọa độ stator, từ đó đưa qua 1 vòng khoá pha (PLL) ước lượng tốc độ, vị trí rotor và phản hồi về bộ điều khiển. Bộ quan sát trượt và vòng khoá pha giúp hệ thống trở nên bền vững, chống nhiễu tốt. Ngoài ra, các thành phần bất định gây ra bởi momen tải và sự biến thiên tham số cũng ảnh hưởng đáng kể sai lệch tốc độ và dòng điện, làm cho bộ điều khiển không đạt được kết quả như mong muốn. Chính vì thế, một bộ SMO được sử dụng để quan sát các thành phần bất định của động cơ, giúp cải thiện chất lượng của bộ điều khiển. Cuối cùng, thực hiện mô phỏng trên phần mềm Matlab/Simulink với động cơ Siemens 1KF7 PMSM và đánh giá kết quả.

Từ khóa: PMSM, FOC, Backstepping, SMO, Matlab, Simulink.

ABSTRACT

This paper presents a method for Permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive using Field-Oriented Control (FOC) technology. The rotor speed and current tracking controllers are designed based on backstepping control theory. A Sliding-mode observer (SMO) is used to estimate the back electromotive force under a static frame. After that, a Phase-locked Loop (PLL) is designed to estimate the speed and position of the rotor. The SMO and PLL have robustness against disturbance, high accuracy estimation ability. Moreover, speed and current tracking performance may be affected significantly by the disturbance which is caused by parameter variations and external load torque. So another SMO is presented to estimate the lump disturbance and improve the robustness of the controllers. Finally, the simulation and results are implemented using Matlab/Simulink with Siemens 1KF7 PMSM.

Keywords: PMSM, FOC, Backstepping, SMO, Matlab, Simulink.

¹Trường Điện - Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội

²Trường Đại học Giao thông vận tải

*Email: lam.nguyentung@hust.edu.vn

Ngày nhận bài: 24/10/2022

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 04/02/2023

Ngày chấp nhận đăng: 15/3/2023

1. GIỚI THIỆU CHUNG

PMSM là một hệ phi tuyến bậc cao, chính vì thế nó yêu cầu một bộ điều khiển phức tạp [1, 2]. Phương án điều khiển FOC với cấu trúc điều khiển tầng thường được sử dụng [3-5]. Các bộ điều khiển tốc độ và dòng điện có thể được thiết kế dựa trên nhiều phương pháp khác nhau [6-8]. Trong đó, phương pháp Backstepping là phương pháp đơn giản, hiệu quả có thể áp dụng cho các đối tượng phi tuyến bậc cao. Phương pháp này sử dụng biến đổi điều khiển ảo để đơn giản hoá mô hình đối tượng bậc cao, sau đó tìm ra tín hiệu điều khiển bằng cách sử dụng lý thuyết Lyapunov [9].

Cách thông thường để thu được giá trị tốc độ và vị trí phản hồi là sử dụng cảm biến tốc độ và vị trí [3, 4]. Việc này tuy đơn giản nhưng có nhiều nhược điểm như tốn nhiều không gian, bị ảnh hưởng bởi nhiễu đo, khiến hệ thống trở nên cồng kềnh và chi phí cao. Để khắc phục những nhược điểm đó, một bộ quan sát trượt được đề xuất để ước lượng sức phản điện động, từ đó tính ra tốc độ và vị trí rotor. Để tính toán tốc độ và vị trí rotor từ sức phản điện động, cách đơn giản nhất là sử dụng hàm arctan [10, 11]. Phương pháp này sẽ khiến kết quả quan sát bị ảnh hưởng bởi nhiễu. Hơn nữa bộ quan sát sử dụng bộ lọc thông thấp gây lệch pha [12]. Vòng khoá pha được đề xuất để khắc phục những điều trên.

Bài báo này gồm 6 phần: Phần 1 giới thiệu chung về phương pháp nghiên cứu, phần 2 là mô hình toán học của động cơ PMSM; phần 3 tính toán thiết kế bộ điều khiển tốc độ sử dụng phương pháp Backstepping; phần 4 trình bày về bộ quan sát trượt ước lượng sức phản điện động và vòng khoá pha; đồng thời thiết kế bộ quan sát trượt momen tải; phần 5 là kết quả mô phỏng và đánh giá, so sánh với một số phương pháp khác trước khi đưa ra kết luận ở phần 6.

2. MÔ HÌNH TOÁN HỌC ĐỘNG CƠ PMSM

Phương trình toán học lí tưởng của động cơ PMSM trên hệ tọa độ rotor có thể được biểu diễn dưới dạng:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{Ri_d}{L} + p\omega i_q + \frac{1}{L}u_d \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{Ri_q}{L} - p\omega i_d - \frac{p\omega\phi_f}{L} + \frac{1}{L}u_q \quad (2)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3p\phi_f i_q}{2J} - \frac{B\omega}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (3)$$

Trong đó, L là điện cảm stator theo trục d và q ; u_d, u_q, i_d, i_q là dòng điện và điện áp stator theo các trục; R là điện trở stator; p là số cặp cực; ω là tốc độ góc rotor; ϕ_f là từ thông của nam châm vĩnh cửu; T_L là momen tải; J là momen quán tính; B là hệ số ma sát. Với mô hình trên, bài báo sẽ thiết kế cấu trúc điều khiển FOC cho động cơ PMSM, sử dụng bộ điều khiển Backstepping và bộ quan sát trượt sao cho giá trị tốc độ động cơ bám sát giá trị đặt

3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN BACKSTEPPING

Phương pháp Backstepping là một phương pháp đơn giản có thể sử dụng hiệu quả cho các đối tượng phi tuyến. Sử dụng luật Lyapunov để chọn ra tín hiệu điều khiển. Khi đó biến cần điều khiển sẽ tiến đến giá trị mong muốn.

3.1. Bộ điều khiển Backstepping tổng quát

Xét đối tượng có phương trình:

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x).u \quad (4)$$

Trong đó, x là biến trạng thái cần điều khiển, u là tín hiệu điều khiển. Đặt $e = x^* - x$, trong đó x^* là tín hiệu đặt của biến trạng thái x .

$$\dot{e} = \dot{x}^* - \dot{x} = \dot{x}^* - f(x) - g(x).u \quad (5)$$

Chọn hàm Lyapunov $V = 0,5e^2$ thì $\dot{V} = e\dot{e}$, ta chọn tín hiệu điều khiển u sao cho

$$x^* - f(x) - g(x).u = -ke \quad (6)$$

Khi đó $\dot{V} = -ke^2 < 0$, do $V > 0$ nên khi đó $e \rightarrow 0$ và x tiến tới giá trị đặt. Ta thu được tín hiệu điều khiển u để hệ ổn định và x tiến tới giá trị mong muốn.

3.2. Vòng điều khiển tốc độ

Đặt $e_1 = \omega^* - \omega$; so sánh phương trình (3) với (4), ta có các hàm $f(\omega)$; $g(\omega)$ và tín hiệu điều khiển i_q :

$$f(\omega) = -\frac{B\omega}{J} - \frac{T_L}{J}; g(\omega) = \frac{p\phi_f}{J} \quad (7)$$

$$i_q = \frac{\omega^* - f(\omega) + k_1 e_1}{g(\omega)} \quad (8)$$

3.3. Vòng điều khiển dòng điện

Để thiết kế bộ điều khiển cho dòng điện i_q , đặt $e_2 = i_q^* - i_q$, trong đó i_q^* là tín hiệu i_q đặt, là đầu ra của bộ điều khiển tốc độ, được tính theo phương trình (8). So sánh phương trình (2) với (4) ta có các hàm $f(i_q)$; $g(i_q)$ và tín hiệu điều khiển u_q :

$$f(i_q) = -\frac{Ri_q}{L} - p\omega i_d - \frac{p\omega\phi_f}{L}; g(i_q) = \frac{1}{L} \quad (9)$$

$$u_q = \frac{i_q^* - f(i_q) + k_2 e_2}{g(i_q)} \quad (10)$$

Tương tự với bộ điều khiển dòng điện i_d , đặt $e_3 = i_d^* - i_d$, so sánh phương trình (1) với (4) ta có các hàm $f(i_d)$, $g(i_d)$ và tín hiệu điều khiển u_d :

$$f(i_d) = -\frac{Ri_d}{L} + p\omega i_q; g(i_d) = \frac{1}{L} \quad (11)$$

$$u_d = \frac{i_d^* - f(i_d) + k_3 e_3}{g(i_d)} \quad (12)$$

Chú ý rằng $i_d^* = 0$ do rotor của PMSM là nam châm vĩnh cửu nên không cần tạo từ thông bằng dòng điện theo trục d . Với các tín hiệu điều khiển được biểu diễn bởi các phương trình (8), (10), (12) thiết kế các bộ điều khiển tốc độ và dòng điện.

4. THIẾT KẾ BỘ QUAN SÁT TRƯỢT

Bộ quan sát trượt được sử dụng để ước lượng sức phản điện động của động cơ từ những thông số đã có sẵn, từ đó tính toán tốc độ và vị trí động cơ. Phương pháp này có thể khắc phục những nhược điểm của việc sử dụng cảm biến tốc độ và vị trí.

4.1. Bộ quan sát trượt sức phản điện động

Sức phản điện động trong hệ tọa độ $\alpha\beta$ có công thức:

$$\begin{cases} e_\alpha = -\phi_f \omega_e \sin\theta \\ e_\beta = \phi_f \omega_e \cos\theta \end{cases} \quad (13)$$

Với ω_e là tốc độ điện rotor, θ là góc quay của rotor. Bộ quan sát trượt sử dụng phương trình PMSM trong hệ tọa độ stator, từ các phương trình (1), (2), (3), sử dụng ma trận chuyển hệ tọa độ, phương trình PMSM trong hệ tọa độ stator được biểu diễn:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{1}{L} Ri_\alpha - \frac{1}{L} e_\alpha + \frac{1}{L} u_\alpha; \quad (14)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{1}{L} Ri_\beta - \frac{1}{L} e_\beta + \frac{1}{L} u_\beta$$

Trong đó $i_\alpha, i_\beta, u_\alpha, u_\beta$ là dòng điện và điện áp các trục trên hệ tọa độ stator. Dựa vào phương trình trên, ta xây dựng bộ quan sát trượt như sau:

$$\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{1}{L} R\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L} u_\alpha - \frac{1}{L} k_1 \text{sat}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad (15)$$

$$\frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{1}{L} R\hat{i}_\beta + \frac{1}{L} u_\beta - \frac{1}{L} k_1 \text{sat}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (16)$$

Trong đó $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ là dòng điện ước lượng; k_1 là hệ số dương. Sử dụng hàm sat thay cho hàm dấu để giảm hiệu ứng rung cho hệ. Đặt $s_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, s_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$, kết hợp với các phương trình (14), (15), (16).

$$\frac{ds_\alpha}{dt} = -\frac{1}{L} Rs_\alpha + \frac{1}{L} e_\alpha - \frac{1}{L} k_1 \text{sat}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad (17)$$

$$\frac{ds_\beta}{dt} = -\frac{1}{L}Rs_\beta + \frac{1}{L}e_\beta - \frac{1}{L}k_1\text{sat}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (18)$$

Khi hệ ổn định, $s_\alpha, s_\beta \rightarrow 0$, ta thu được giá trị ước lượng của sức phản điện động:

$$\begin{cases} e_\alpha = k_1\text{sat}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ e_\beta = k_1\text{sat}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (19)$$

4.2. Tính toán tốc độ và vị trí rotor

Ước lượng được sức phản điện động, phương pháp đơn giản nhất để tính ra vị trí của rotor là sử dụng hàm arctan [2]. Phương pháp này khiến hệ thống trở nên kém bền vững và nhạy cảm với nhiễu. Ở bộ quan sát trượt sức phản điện động sử dụng bộ lọc thông thấp sẽ khiến kết quả thu được bị trễ pha so với giá trị thực [3]. Chính vì thế, việc sử dụng vòng khoá pha (PLL - Phase locked loop) được đề xuất để tính toán tốc độ và vị trí rotor một cách chính xác nhất từ sức phản điện động. Sử dụng bộ điều khiển PI với đầu vào là sai lệch của sức phản điện động quan sát:

$$\Delta e = \phi_f \hat{\omega}_e \sin(\theta - \hat{\theta}) = \hat{e}_\alpha \cos\theta + \hat{e}_\beta \sin\theta \quad (20)$$

4.3. Bộ quan sát trượt momen tải

Từ phương trình (3), thiết kế bộ quan sát trượt momen tải từ các giá trị i_q và ω với phương pháp tương tự phần 4.1.

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{p\phi_f i_q}{J} - \frac{B\hat{\omega}}{J} - k_2\text{sat}(\hat{\omega} - \omega) \quad (21)$$

Trong đó ω là tốc độ thực, được lấy từ bộ SMO; $\hat{\omega}$ là giá trị tốc độ ước lượng; k_2 là hệ số dương; Kết hợp với phương trình (3)

$$\frac{ds_\omega}{dt} = -\frac{Bs_\omega}{J} + \hat{f}_\omega - k_2\text{sat}(s_\omega) \quad (22)$$

Với $f_\omega = -\frac{T_L}{J}$; $s_\omega = \hat{\omega} - \omega$; Chọn hệ số k_2 để hệ ổn định theo Lyapunov, khi đó $s_\omega \rightarrow 0$ và thu được giá trị quan sát đưa về bộ điều khiển tốc độ:

$$\hat{f}_\omega = k_2\text{sat}(s_\omega); \hat{T}_L = -J\hat{f}_\omega \quad (23)$$

4.4. Tính ổn định của các bộ điều khiển và quan sát

Với tín hiệu điều khiển i_q của bộ điều khiển tốc độ được tính theo công thức (8), chọn hàm Lyapunov $V = 0,5e_1^2$ với $e_1 = \hat{\omega} - \omega$ Khi đó $\dot{V} = e_1\dot{e}_1 = -k_1e_1^2 < 0$, bộ điều khiển ổn định theo Lyapunov. Tương tự với các tín hiệu điều khiển được tính theo công thức (10), (12), các bộ điều khiển dòng điện cũng ổn định theo Lyapunov.

Xét bộ quan sát sức phản điện động. Chọn hàm Lyapunov: $V = 0,5s_i^2$ với $i = \alpha, \beta$. Kết hợp với phương trình (17), (18):

$$\dot{V} = s_i\dot{s}_i = s_i \left[-\frac{1}{L}Rs_i + \frac{1}{L}e_i - \frac{k_1}{L}\text{sat}(s_i) \right] \quad (24)$$

Chọn k_1 sao cho $e_i < |k_1|$ thì $\dot{V} < 0$ và bộ quan sát ổn định.

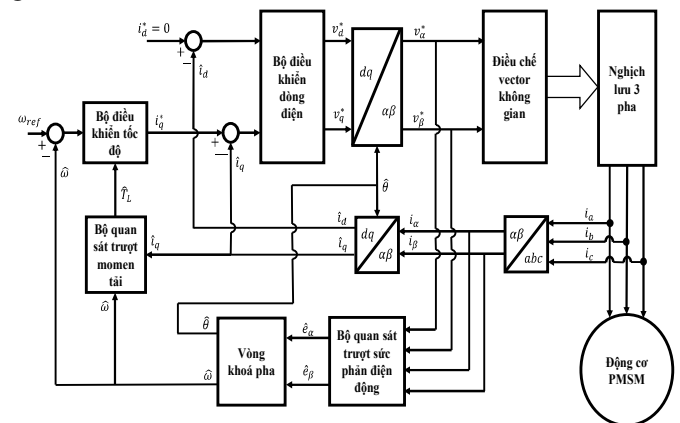
Xét bộ quan sát momen tải. Chọn hàm Lyapunov $V = 0,5s_\omega^2$, kết hợp với phương trình (22) được:

$$\dot{V} = s_\omega\dot{s}_\omega = s_\omega \left[-\frac{Bs_\omega}{J} + \hat{f}_\omega - k_2\text{sat}(s_\omega) \right] \quad (25)$$

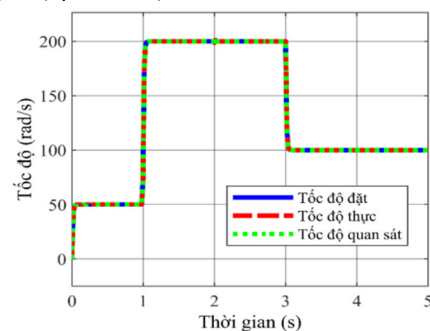
Chọn k_2 sao cho $f_\omega < |k_2|$ thì $\dot{V} < 0$ và bộ quan sát ổn định

5. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

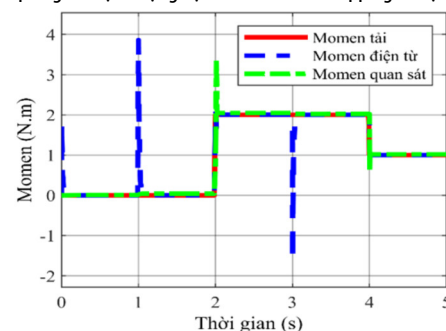
Sử dụng phần mềm Matlab/Simulink thực hiện mô phỏng và đánh giá kết quả của hệ thống. Sơ đồ của hệ được trình bày trong hình 1. Áp dụng với động cơ Siemens 1KF7 PMSM [5]; các hệ số của bộ điều khiển Backstepping là $k_1 = 2500; k_2 = 5000; k_3 = 1500$; bộ quan sát trượt $k_1 = 100; k_2 = -20000$; hệ số bộ PI của vòng khoá pha $k_p = 5,5; k_i = 0,0001$. Tốc độ đặt thay đổi theo 3 giai đoạn, từ 0 đến 1s tốc độ là 50rad/s, tăng lên 200rad/s và giảm xuống 100rad/s trong 2s tiếp theo. Momen tải bằng 0N.m trong 2s đầu, tăng lên 2N.m trong 2s tiếp theo sau đó giảm về 1N.m.



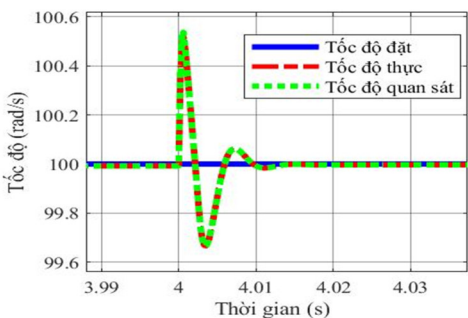
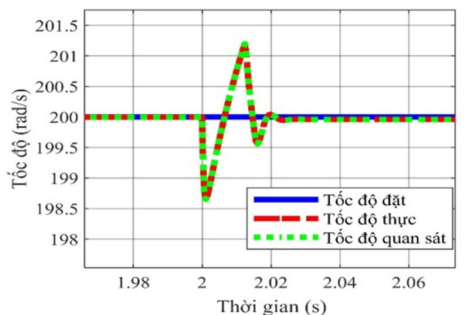
Hình 1. Sơ đồ hệ điều khiển tốc độ động cơ PMSM sử dụng bộ điều khiển Backstepping và bộ quan sát trượt



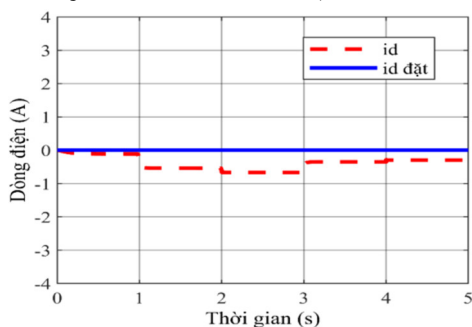
Hình 2. Đáp ứng tốc độ sử dụng bộ điều khiển Backstepping và bộ quan sát trượt



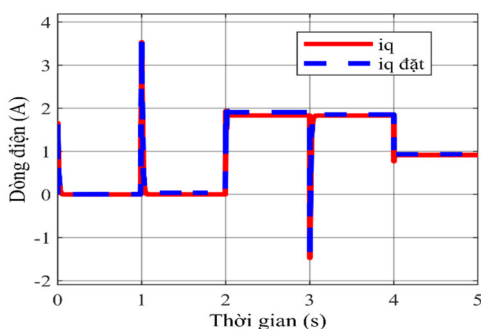
Hình 3. Giá trị momen sử dụng bộ điều khiển backstepping và bộ quan sát trượt



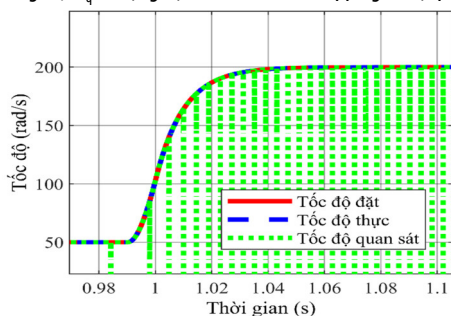
Hình 4. Đáp ứng tốc độ tại thời điểm có sự thay đổi tải



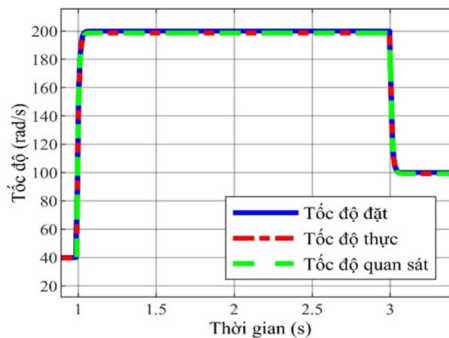
Hình 5. Dòng điện i_d sử dụng bộ điều khiển Backstepping và bộ quan sát trượt



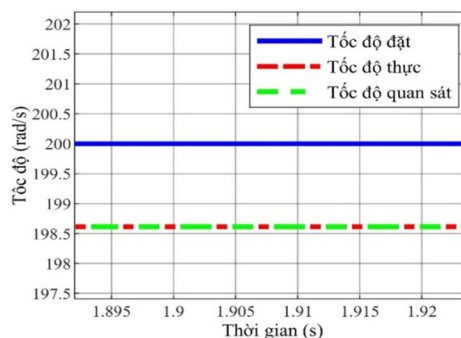
Hình 6. Dòng điện i_q sử dụng bộ điều khiển backstepping và bộ quan sát trượt



Hình 7. Đáp ứng tốc độ khi sử dụng hàm arctan



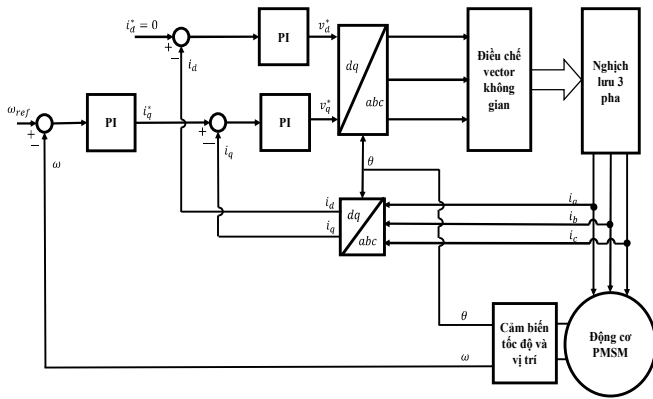
Hình 8. Đáp ứng tốc độ khi không có bộ quan sát momen tải



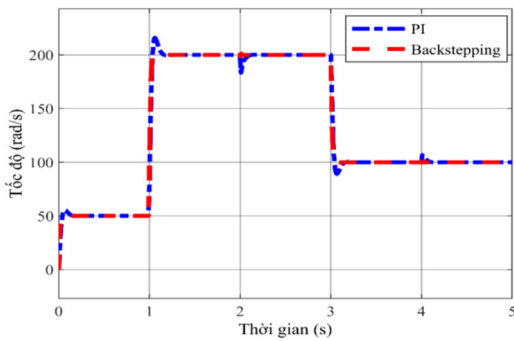
Hình 9. Sai lệch tốc độ khi không có bộ quan sát momen tải

Hình 2 cho thấy bộ điều khiển Backstepping và bộ quan sát trượt cho tốc độ thực rotor và tốc độ quan sát bám sát giá trị đặt, độ quá điều chỉnh gần như không có. Tại các thời điểm momen tải thay đổi, tốc độ động cơ có sự dao động nhưng nhanh chóng trở về bám sát giá trị đặt; điều này được thể hiện ở hình 4. Hình 3 là các giá trị momen điện từ, momen tải và momen quan sát. Hình 5 và 6 là các giá trị i_d ; i_q . Có thể quan sát thấy Momen điện từ bám sát giá trị momen tải với thời gian quá độ rất ngắn. Bộ quan sát momen tải cho kết quả momen quan sát chính xác với giá trị thực; ở các thời điểm thay đổi tải (2s và 4s), giá trị quan sát có độ quá điều chỉnh tuy nhiên ngay lập tức trở về bám sát giá trị thực. Các giá trị i_d, i_q cũng tồn tại sai lệch. Tuy nhiên điều này gần như không làm ảnh hưởng đến tốc độ của động cơ và có thể chấp nhận được. Hình 7 chứng tỏ rằng khi sử dụng hàm arctan, tốc độ quan sát bị ảnh hưởng rất nhiều bởi nhiễu. Sử dụng vòng khóa pha giúp cải thiện điều này. Đối chiếu với kết quả khi không sử dụng bộ quan sát momen tải thể hiện ở hình 8. Khi đó đáp ứng tốc độ sẽ có sai lệch tĩnh như ở hình 9. Bộ quan sát trượt momen tải giúp khử thành phần này, khiến đáp ứng tốc độ bám sát giá trị đặt.

Tính chính xác của bộ điều khiển Backstepping được thể hiện khi so sánh với phương pháp sử dụng bộ điều khiển PI [5] với cấu trúc như hình 10 và các thông số bộ điều khiển PI như sau: bộ điều khiển tốc độ có $k_{p1} = 15$; $k_{i1} = 1500$, bộ điều khiển dòng điện trục q có $k_{p2} = 0,1$; $k_{i2} = 4$; bộ điều khiển dòng điện trục d có $k_{p3} = 200$; $k_{i3} = 4000$. Đáp ứng tốc độ của hai phương pháp trên được thể hiện ở hình 11.



Hình 10. Cấu trúc hệ điều khiển tốc độ PMSM sử dụng bộ điều khiển PI



Hình 11. Đáp ứng tốc độ khi sử dụng bộ điều khiển PI và bộ điều khiển Backstepping

Cả hai bộ điều khiển đều cho tốc độ bám sát giá trị đặt tuy nhiên bộ điều khiển Backstepping không có độ quá điều chỉnh như bộ điều khiển PI. Hơn nữa, ở bộ điều khiển PI, khi momen tải thay đổi, quá trình dao động cũng mạnh hơn khi so sánh với bộ điều khiển Backstepping.

Bảng 1. So sánh bộ điều khiển PI và Backstepping

	PI	Backstepping
Đơn giản, dễ thiết kế	Có	Có
Sai lệch tĩnh	Không	Không
Độ quá điều chỉnh	5% → 10%	Gần như không có
Quá trình dao động khi thay đổi thông số	Lớn	Nhỏ

6. KẾT LUẬN

Bài báo trên đã trình bày về việc điều khiển tốc độ động cơ PMSM sử dụng phương pháp Backstepping và bộ quan sát SMO cùng vòng khoá pha và kiểm chứng bằng mô phỏng. Phương pháp điều khiển backstepping là phương pháp đơn giản, dễ tính toán thiết kế, cùng với bộ quan sát trượt và vòng khoá pha khiến hệ thống trở nên ổn định, bền vững và có đáp ứng chính xác, đồng thời đem lại hiệu quả về mặt kinh tế.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. L. Yu, C. Wang, H. Shi, R. Xin, L. Wang, 2017. *Simulation of PMSM field-oriented control based on SVPWM*. Proc. 29th Chinese Control Decis. Conf. CCDC 2017, no. 1, pp. 7407–7411, doi: 10.1109/CCDC.2017.7978524.

[2]. W. Cai, X. Wu, M. Zhou, Y. Liang, Y. Wang, 2021. *Review and Development of Electric Motor Systems and Electric Powertrains for New Energy Vehicles*. Automot. Innov., vol. 4, no. 1, pp. 3–22, doi: 10.1007/s42154-021-00139-z.

[3]. X. Wang, N. Liu, R. Na, 2009. *Simulation of PMSM field-oriented control based on SVPWM*. 5th IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC '09, no. 4, pp. 1465–1469, doi: 10.1109/VPPC.2009.5289523.

[4]. S. Zheng, X. Tang, B. Song, S. Lu, B. Ye, 2013. *Stable adaptive PI control for permanent magnet synchronous motor drive based on improved JITL technique*. ISA Trans., vol. 52, no. 4, pp. 539–549, doi: 10.1016/j.isatra.2013.03.002.

[5]. B. Zigmund, A. Terlizzi, X. T. Garcia, R. Pavlanin, L. Salvatore, 2006. *Experimental evaluation of PI tuning techniques for field oriented control of permanent magnet synchronous motors*. Adv. Electr. Electron. Eng., vol. 5, no. 3, pp. 114–119.

[6]. L. Sun, X. Zhang, L. Sun, K. Zhao, 2013. *Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques*. IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 3, pp. 1358–1365, doi: 10.1109/TPEL.2012.2206610.

[7]. S. Niu, Y. Luo, W. Fu, X. Zhang, 2021. *Robust Model Predictive Control for a Three-Phase PMSM Motor with Improved Control Precision*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 68, no. 1, pp. 838–849, doi: 10.1109/TIE.2020.3013753.

[8]. C. X. Chen, Y. X. Xie, Y. H. Lan, 2015. *Backstepping control of speed sensorless permanent magnet synchronous motor based on slide model observer*. Int. J. Autom. Comput., vol. 12, no. 2, pp. 149–155, doi: 10.1007/s11633-015-0881-2.

[9]. J. Linares-Flores, C. García-Rodríguez, H. Sira-Ramírez, O. D. Ramírez-Cárdenas, 2015. *Robust Backstepping Tracking Controller for Low-Speed PMSM Positioning System: Design, Analysis, and Implementation*. IEEE Trans. Ind. Informatics, vol. 11, no. 5, pp. 1130–1141, doi: 10.1109/TII.2015.2471814.

[10]. H. Kim, J. Son, J. Lee, 2011. *A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 9, pp. 4069–4077, doi: 10.1109/TIE.2010.2098357.

[11]. S. M. Kazraji, R. B. Soflayi, M. B. B. Sharifian, 2014. *Sliding-Mode Observer for Speed and Position Sensorless Control of Linear-PMSM*. Electr. Control Commun. Eng., vol. 5, no. 1, pp. 20–26, doi: 10.2478/ecce-2014-0003.

[12]. C. Yang, et al., 2021. *Research about the Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Two-stage Filter Sliding Mode Observer*. IOP Conf. Ser. Earth Environ. Sci., vol. 701, no. 1, doi: 10.1088/1755-1315/701/1/012016.

AUTHORS INFORMATION

Hoang Nam Dan¹, Nguyen Thanh Thang¹, Le Duc Thinh¹, Vo Thanh Ha², Nguyen Tung Lam¹

¹School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology

²University of Transport and Communications