

## Thiết kế bộ quan sát nhiễu bất định cho hệ điều khiển không cảm biến tốc độ động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu

Hoàng Nam Đàn<sup>1</sup>, Nguyễn Thanh Thắng<sup>1</sup>, Lê Đức Thịnh<sup>1</sup>,  
Võ Thanh Hà<sup>2</sup>, Nguyễn Tùng Lâm<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Đại học Bách khoa Hà Nội, Số 1 Đại Cồ Việt, Hà Nội;

<sup>2</sup>Trường đại học Giao thông Vận tải, Số 3, Cầu Giấy, Hà Nội.

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

Nhận bài: 11/9/2023; Hoàn thiện: 10/11/2023; Chấp nhận đăng: 15/11/2023; Xuất bản: 10/12/2023.

DOI: <https://doi.org/10.54939/1859-1043.j.mst.FEE.2023.84-91>

### TÓM TẮT

Bài báo này trình bày về chống nhiễu cho hệ điều khiển tốc độ động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) bằng phương pháp tựa từ thông roto (FOC) sử dụng bộ điều khiển Backstepping. Bộ quan sát SMO (Sliding-mode observer) được sử dụng để ước lượng giá trị của sức phản điện động trong hệ tọa độ stator, sau đó, đưa qua 1 vòng khoá pha (PLL) ước lượng tốc độ, vị trí rotor và phản hồi về bộ điều khiển. 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. Đóng góp chính của bài báo là bộ quan sát nhiễu và các thành phần bất định của động cơ, giúp cải thiện rõ rệt chất lượng của hệ. Cuối cùng, thực hiện mô phỏng trên phần mềm Matlab/Simulink và đánh giá kết quả.

Từ khoá: PMSM; FOC; Backstepping; SMO; Matlab; Simulink.

### 1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Động cơ đồng bộ nam châm vĩnh cửu (PMSM) đang ngày càng phổ biến và được ứng dụng rộng rãi trong nhiều lĩnh vực nhờ kích thước nhỏ gọn, độ bền cao và không gây tổn thất trên roto. 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 với 1 vòng điều khiển tốc độ [3-5] độ và 1 vòng điều khiển dòng điện. Các bộ điều khiển tốc độ và dòng điện có thể được thiết kế dựa trên nhiều phương pháp với những ưu nhược điểm và chất lượng 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 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].

Khi thiết kế cấu trúc điều khiển FOC, cần biết giá trị tốc độ và vị trí của roto để phản hồi về bộ điều khiển. Phương pháp thông thường là sử dụng cảm biến tốc độ và vị trí [3], [4]. Việc sử dụng cảm biến để đo các giá trị phản hồi về bộ điều khiển 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 có thể sử dụng để ước lượng các giá trị cần thiết, từ đó tính ra tốc độ và vị trí rotor mà không sử dụng đến cảm biến tốc độ hay vị trí. Trong những năm gần đây, bộ quan sát trượt đã được sử dụng rộng rãi nhờ độ bền và tính chính xác cao.

Một vấn đề quan trọng nữa của hệ truyền động PMSM là nhiễu và thành phần bất định [10]. Các nhiễu này có thể do nhiều nguồn như nhiễu đo lường, sai số của các cơ cấu cơ khí, trễ truyền đạt, sự thay đổi các thông số và momen tải. Bài báo này sẽ tập trung vào 2 thành phần là sự thay đổi thông số và momen tải, có thể coi là 2 thành phần chính ảnh hưởng đến chất lượng hệ truyền động. Một bộ quan sát được thiết kế để ước lượng 2 thành phần này và thực hiện bù nhiễu để cải thiện đáp ứng.

Bài báo này gồm 4 phần: Phần 1 giới thiệu chung về phương pháp nghiên cứu. Phần 2 là cơ sở lý thuyết của nghiên cứu, bao gồm mô hình toán học của động cơ PMSM, xây dựng bộ điều khiển Backstepping cho vòng điều khiển tốc độ, thiết kế bộ quan sát trượt và bộ quan sát thành phần bất định. Phần 3 là kết quả mô phỏng và đánh giá. Cuối cùng là kết luận ở phần 4

## 2. CƠ SỞ LÝ THUYẾT

### 2.1. 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;  $\omega$  là tốc độ góc rotor;  $\phi_f$  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.

### 2.2. Thiết kế bộ điều khiển Backstepping

Trước hết ta xét 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  $e = x^* - x$  với  $x^*$  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  $e \rightarrow 0$  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.

Áp dụng phương pháp trên, 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  $i_q$ :

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

$$g(\omega) = \frac{p\phi_f}{J} \quad (8)$$

$$i_q = \frac{\dot{\omega}^* - f(\omega) + k_1 e_1}{g(\omega)} \quad (9)$$

### 2.3. Thiết kế bộ quan sát tốc độ và vị trí rotor

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

$$\begin{cases} e_\alpha = -\phi_f \omega_e \sin\theta \\ e_\beta = \phi_f \omega_e \cos\theta \end{cases} \quad (10)$$

Với  $\omega_e$  là tốc độ điện rotor,  $\theta$  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:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{1}{L}Ri_\alpha - \frac{1}{L}e_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{1}{L}Ri_\beta - \frac{1}{L}e_\beta + \frac{1}{L}u_\beta \end{cases} \quad (11)$$

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:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{1}{L}R\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L}u_\alpha - \frac{1}{L}k_2 \text{sat}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{1}{L}R\hat{i}_\beta + \frac{1}{L}u_\beta - \frac{1}{L}k_2 \text{sat}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (12)$$

Trong đó,  $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$  là dòng điện ước lượng;  $k_2$  là hệ số dương. Sử dụng hàm  $\text{sat}$  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 (11), (12):

$$\begin{cases} \frac{ds_\alpha}{dt} = -\frac{1}{L}Rs_\alpha + \frac{1}{L}e_\alpha - \frac{1}{L}k_2 \text{sat}(s_\alpha) \\ \frac{ds_\beta}{dt} = -\frac{1}{L}Rs_\beta + \frac{1}{L}e_\beta - \frac{1}{L}k_2 \text{sat}(s_\beta) \end{cases} \quad (13)$$

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

$$\begin{cases} e_\alpha = k_2 \text{sat}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ e_\beta = k_2 \text{sat}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{cases} \quad (14)$$

Sau khi ước lượng được sức phản điện động, phương pháp đơn giản nhất để tính ra vị trí của rotor là sử dụng hàm arctan [11, 12]. 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 [13]. 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:

$$\Delta e = \phi_f \hat{\omega}_e \sin(\theta - \hat{\theta}) = \hat{e}_\alpha \cos\theta + \hat{e}_\beta \sin\theta \quad (15)$$

Đầu ra của bộ PI sẽ là giá trị tốc độ quay rotor ước lượng. Để tìm điều kiện ổn định cho bộ quan sát, chọn hàm Lyapunov:  $V = 0,5s_i^2$  với  $i = \alpha, \beta$ . Kết hợp với phương trình (17), (18):

$$\dot{V} = s_i \dot{s}_i = s_i \left[ -\frac{1}{L}Rs_i + \frac{1}{L}e_i - \frac{k_2}{L} \text{sat}(s_i) \right] \quad (16)$$

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

## 2.4. Thiết kế bộ quan sát nhiễu và thành phần bất định

Mô hình PMSM có xét đến tác động của nhiễu và thành phần bất định được cho bởi:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{Ri_d}{L} + p\omega i_q + \frac{1}{L}u_d + \delta_d \quad (17)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{Ri_q}{L} - p\omega i_d - \frac{p\omega\phi_f}{L} + \frac{1}{L}u_q + \delta_q \quad (18)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3p\phi_f i_q}{2J} - \frac{B\omega}{J} - \frac{T_L}{J} + \delta_\omega \quad (19)$$

Với  $d_d, d_q, d_\omega$  là nhiễu theo các trục, bao gồm 2 thành phần: momen tải  $T_L$  và sự thay đổi các tham số  $\Delta R, \Delta L, \Delta J, \Delta\phi_f$ . Đặt:

$$\begin{cases} v_d = u_d + Lp\omega i_d \\ v_q = u_q - Lp\omega i_q \end{cases} \quad (20)$$

Từ phương trình (17), (18), (19), để thiết kế bộ quan sát nhiễu, phương trình PMSM được viết lại dưới dạng ma trận:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{d} \quad (21)$$

Trong đó:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix}; \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 & 0 \\ 0 & -R/L & -p\phi_f/L \\ 0 & p\phi_f/J & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}; \mathbf{d} = \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_\omega \end{bmatrix}$$

Nhiễu trong mô hình động học trên được viết lại dưới dạng:

$$\mathbf{d} = \dot{\mathbf{x}} - \mathbf{Ax} - \mathbf{Bu} \quad (22)$$

Và bộ quan sát nhiễu được thiết kế như sau:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = -\mathbf{L}(\mathbf{x})\mathbf{z} - \mathbf{L}(\mathbf{x})[\mathbf{p}(\mathbf{x}) + \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}] \\ \hat{\mathbf{d}} = \mathbf{z} + \mathbf{p}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (23)$$

Với  $\hat{\mathbf{d}}$  là thành phần nhiễu quan sát;  $\mathbf{z}$  là ma trận trạng thái của bộ quan sát;  $\mathbf{p}(\mathbf{x})$  và  $\mathbf{L}(\mathbf{x})$  là các ma trận được chọn với phương pháp tương tự tài liệu [10]:

$$\mathbf{p}(\mathbf{x}) = [m_1\omega + m_2\omega^3 \quad m_3\omega + m_4\omega^3 \quad m_5\omega + m_6\omega^3] \quad (24)$$

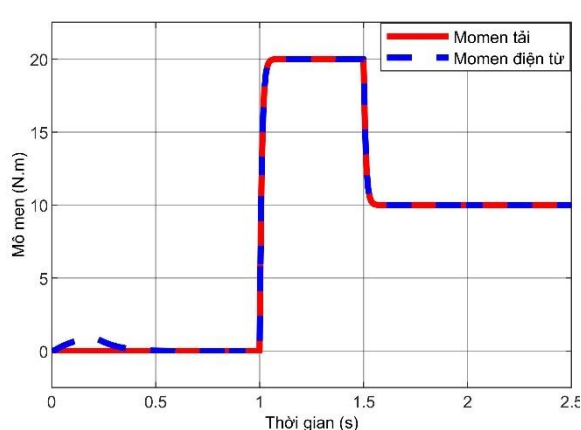
$$\mathbf{L}(\mathbf{x}) = \frac{\delta\mathbf{p}(\mathbf{x})}{\delta\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} m_1 + 3m_2\omega^2 & 0 & 0 \\ 0 & m_3 + 3m_4\omega^2 & 0 \\ 0 & 0 & m_5 + 3m_6\omega^2 \end{bmatrix} \quad (25)$$

Với  $m_i; i = \overline{1;6}$  là các hằng số dương. Để xét tính ổn định của bộ quan sát, ta định nghĩa sai lệch  $\mathbf{e}_d = \hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d}$ . Khi đó,  $\dot{\mathbf{e}}_d = \dot{\hat{\mathbf{d}}} - \dot{\mathbf{d}}$ . Từ phương trình (22) và phương trình (23), coi  $\dot{\mathbf{d}} = 0$  ta được:

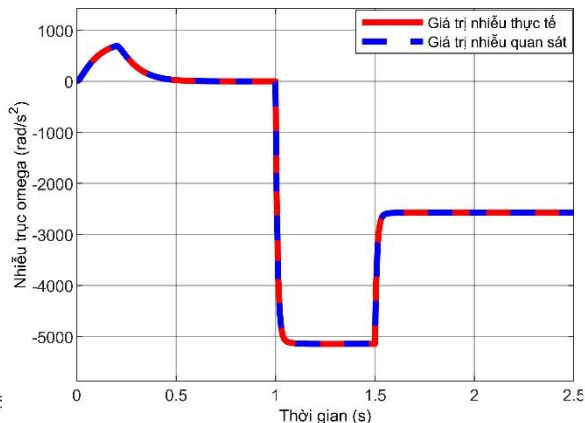
$$\dot{\mathbf{e}}_d = -\mathbf{L}(\mathbf{x})(\hat{\mathbf{d}} - \mathbf{p}(\mathbf{x})) - \mathbf{L}(\mathbf{x})(\mathbf{p}(\mathbf{x}) + \mathbf{x} - \mathbf{d}) + \mathbf{L}(\mathbf{x})\mathbf{x} \quad (26)$$

Rút gọn phương trình (26) được:

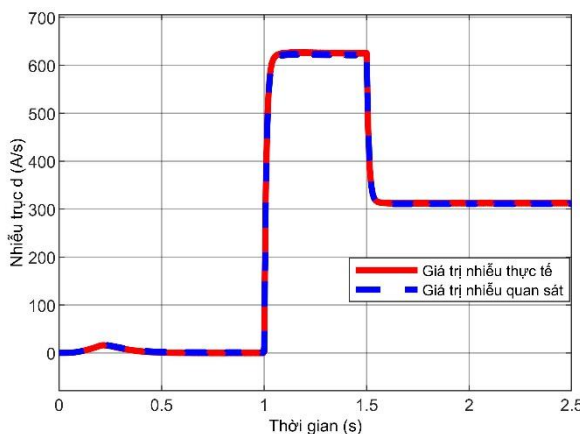




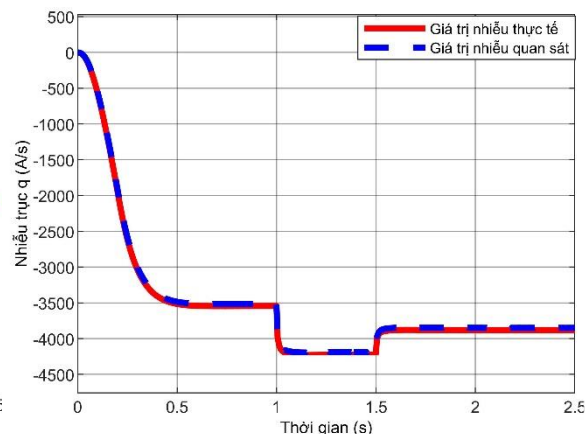
Hình 3. Mô men tải và mô men điện từ.



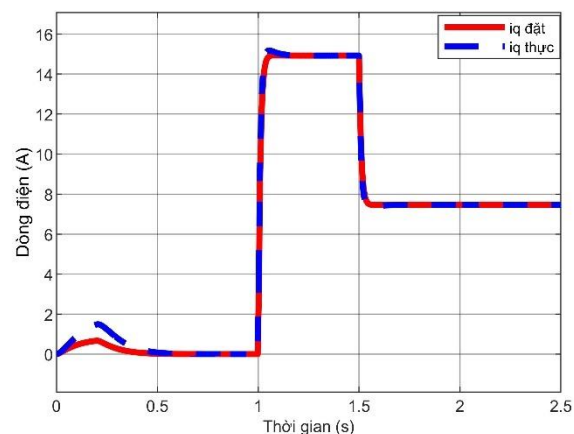
Hình 4. Giá trị nhiều trục  $\omega$ .



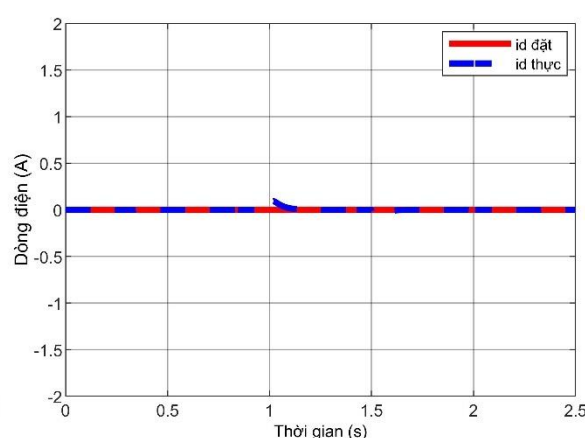
Hình 5. Giá trị nhiều trục  $d$ .



Hình 6. Giá trị nhiều trục  $q$ .



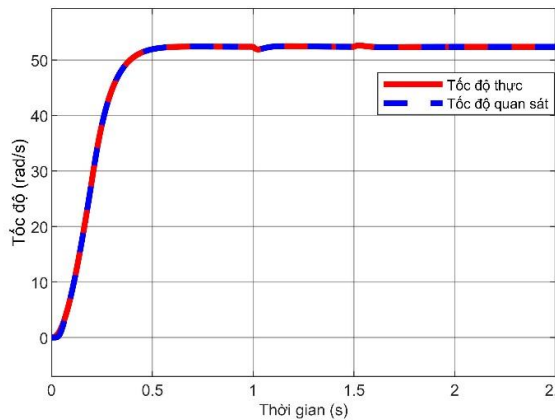
Hình 7. Dòng điện  $i_q$ .



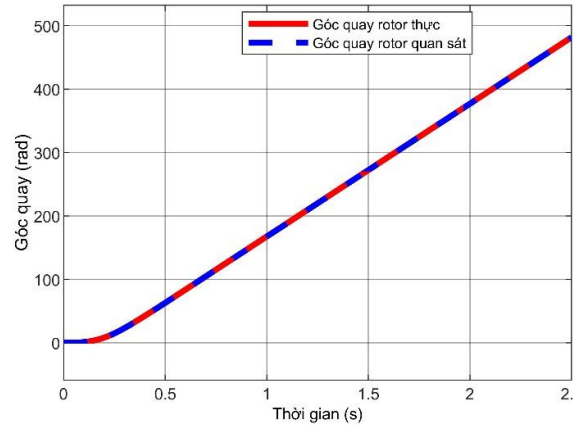
Hình 8. Dòng điện  $i_d$ .

Kết quả tại hình 2 cho thấy rằng, khi không có bộ quan sát nhiễu, tốc độ bị dao động mạnh tại các thời điểm Mô men tải thay đổi, trong khi sử dụng bộ quan sát nhiễu và thành phần bất định đã bù thành phần này, giúp đáp ứng tốc độ luôn bám sát giá trị đặt với thời gian xác lập, độ quá điều chỉnh thấp hơn rất nhiều. Đồng thời ta thấy được bộ điều khiển Backstepping cho đáp ứng nhanh và chính xác [14]. Hình 4, 5, 6 cho thấy các giá trị nhiễu theo các trục được bộ quan sát tính toán chính xác so với giá trị thực. Bộ quan sát trượt và vòng khoá pha cũng ước lượng ra

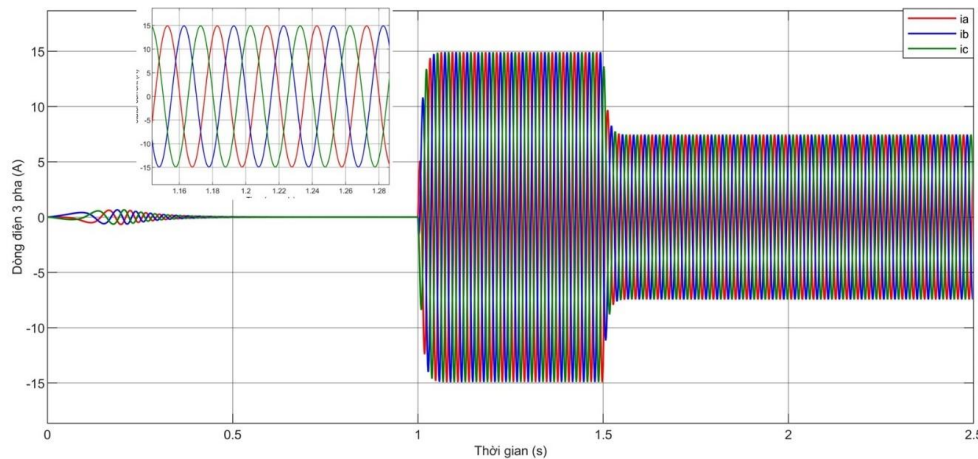
giá trị góc quay và tốc độ của rotor giống với giá trị thực như ở hình 9 và 10. Điều này giúp cải thiện những nhược điểm của việc sử dụng cảm biến vị trí và tốc độ.



Hình 9. Giá trị tốc độ ước lượng.



Hình 10. Góc quay rotor ước lượng.



Hình 11. Dòng điện 3 pha stator.

#### 4. 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 trượt sức phản điện động cùng vòng khoá pha, kết hợp với bộ quan sát nhiễu và thành phần bất định, đồng thời kiểm chứng bằng mô phỏng. 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 giảm chi phí của hệ. Các nhiễu và thành phần bất định đã được thiết kế một bộ quan sát để bù lại, giúp hệ trở nên bền vững.

#### TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. W. Cai, X. Wu, M. Zhou, Y. Liang, and Y. Wang, "Review and Development of Electric Motor Systems and Electric Powertrains for New Energy Vehicles," Automotive Innovation, vol. 4, no. 1, pp. 3–22, (2021), doi: 10.1007/s42154-021-00139-z.
- [2]. L. Yu, C. Wang, H. Shi, R. Xin, and L. Wang, "Simulation of PMSM field-oriented control based on SVPWM," Proceedings of the 29th Chinese Control and Decision Conference, CCDC 2017, no. 1, pp. 7407–7411, (2017), doi: 10.1109/CCDC.2017.7978524.
- [3]. X. Wang, N. Liu, and R. Na, "Simulation of PMSM field-oriented control based on SVPWM," 5th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC '09, no. 4, pp. 1465–1469, (2009), doi: 10.1109/VPPC.2009.5289523.

- [4]. S. Zheng, X. Tang, B. Song, S. Lu, and B. Ye, “Stable adaptive PI control for permanent magnet synchronous motor drive based on improved JITL technique,” *ISA Trans*, vol. 52, no. 4, pp. 539–549, (2013), doi: 10.1016/j.isatra.2013.03.002.
- [5]. B. Zigmund, A. Terlizzi, X. T. Garcia, R. Pavlanin, and L. Salvatore, “Experimental evaluation of PI tuning techniques for field oriented control of permanent magnet synchronous motors,” *Advances in electrical and electronic engineering*, vol. 5, no. 3, pp. 114–119, (2006).
- [6]. L. Sun, X. Zhang, L. Sun, and K. Zhao, “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, (2013), doi: 10.1109/TPEL.2012.2206610.
- [7]. S. Niu, Y. Luo, W. Fu, and X. Zhang, “Robust Model Predictive Control for a Three-Phase PMSM Motor with Improved Control Precision,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 1, pp. 838–849, (2021), doi: 10.1109/TIE.2020.3013753.
- [8]. C. X. Chen, Y. X. Xie, and Y. H. Lan, “Backstepping control of speed sensorless permanent magnet synchronous motor based on slide model observer,” *International Journal of Automation and Computing*, vol. 12, no. 2, pp. 149–155, (2015), doi: 10.1007/s11633-015-0881-2.
- [9]. J. Linares-Flores, C. García-Rodríguez, H. Sira-Ramírez, and O. D. Ramírez-Cárdenas, “Robust Backstepping Tracking Controller for Low-Speed PMSM Positioning System: Design, Analysis, and Implementation,” *IEEE Trans Industr Inform*, vol. 11, no. 5, pp. 1130–1141, (2015), doi: 10.1109/TII.2015.2471814.
- [10]. A. T. Nguyen, B. A. Basit, H. H. Choi, and J. W. Jung, “Disturbance Attenuation for Surface-Mounted PMSM Drives Using Nonlinear Disturbance Observer-Based Sliding Mode Control,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 86345–86356, (2020), doi: 10.1109/ACCESS.2020.2992635.
- [11]. H. Kim, J. Son, and J. Lee, “A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4069–4077, 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2098357.
- [12]. S. M. Kazraji, R. B. Soflayi, and M. B. B. Sharifian, “Sliding-Mode Observer for Speed and Position Sensorless Control of Linear-PMSM,” *Electrical, Control and Communication Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 20–26, (2014), doi: 10.2478/ecce-2014-0003.
- [13]. C. Yang et al., “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, (2021), doi: 10.1088/1755-1315/701/1/012016.
- [14]. S. Sensorless, C. Of, P. Magnet, S. Motors, and U. S. Observer, “Speed sensorless control of permanent magnet synchronous motors using sliding-mode observer,” *Journal of Science and Technology - HaUI*, vol. 59, no. 2A, pp. 101–105, (2023), doi: 10.57001/huih5804.2023.048.

### **ABSTRACT**

#### **Design of uncertainty observation for speed sensorless control system of permanent magnet synchronous motor**

*This article presents anti-interference for the permanent magnet synchronous motor (PMSM) speed control system by the rotor flux quasi (FOC) method using the Backstepping controller. The SMO observer (Sliding-mode observer) estimates the value of the electromotive force in the stator coordinate system and then passes through a phase-locked loop (PLL) to calculate the speed, rotor position, reaction, and feedback to the controller. In addition, the uncertainty components caused by load torque and parameter variations also significantly affect rate and current deviations, causing the controller not to achieve the desired results. The paper's main contribution is the noise observer and the engine's uncertain components, which help significantly improve the system's quality. Finally, perform the simulation on Matlab/Simulink software and evaluate the results.*

**Keywords:** PMSM; FOC; Backstepping; SMO; Matlab; Simulink.