

ĐIỀU KHIỂN VỊ TRÍ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ ỨNG DỤNG BỘ ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT SMC

Lê Thị Thu Phương*, Đặng Thị Loan Phương

Trường Đại học Công nghệ thông tin & Truyền thông – ĐH Thái Nguyên

TÓM TẮT

Động cơ không đồng bộ ba pha là đối tượng phi tuyến khá phức tạp với nhiều đầu vào, nhiều đầu ra. Trong các cách mô tả toán học động cơ không đồng bộ, mô hình trạng thái cung cấp cho ta hiểu biết chi tiết về bản chất bên trong của đối tượng cũng như là cơ sở thuận lợi để thiết kế các khâu điều chỉnh, quan sát. Bộ điều khiển trượt sliding mode control (SMC) được ứng dụng để điều khiển cho hệ thống phi tuyến là động cơ không đồng bộ ba pha. Mục đích là để hệ thống đạt được sự ổn định nhanh và sai lệch bám nhỏ với sự biến đổi tham số động cơ, tham số tải cũng như nhiễu bên ngoài tác động. Qua mô phỏng Matlab Simulink đưa ra được đường đặc tính với sai lệch tĩnh nhỏ, tốc độ đạt tới tốc độ đặt của động cơ.

Từ khóa: điều khiển tự động; điều khiển trượt (SMC); động cơ không đồng bộ ba pha; hệ phi tuyến; điều khiển vị trí

Ngày nhận bài: 12/5/2020; Ngày hoàn thiện: 31/5/2020; Ngày đăng: 31/5/2020

SLIDING MODE CONTROL FOR ASYNCHRONOUS MOTOR

Le Thi Thu Phuong*, Dang Thi Loan Phuong

TNU - University of Information and Communication Technology

ABSTRACT

Asynchronous motor is quite complex nonlinear object with many inputs and many outputs. In the mathematical description of special forces engine, the state model gives us a detailed understanding of the intrinsic nature of the object as well as a convenient basis for the design of adjustment and observation stages. SMC sliding mode control is used to control nonlinear systems as three-phase asynchronous motors. The goal is for the system to achieve fast stability and minor grip deviations with changes in motor parameters, load parameters as well as external noise. Through Matlab Simulink simulation, we can provide characteristic curve with small static deviation, the speed reaches the set speed of the engine.

Keywords: Automatic control; sliding mode control SMC; three-phase asynchronous motors; nonlinear system; position control

Received: 12/5/2020; Revised: 31/5/2020; Published: 31/5/2020

* Corresponding author. Email: ltphuong@ictu.edu.vn

1. Đặt vấn đề

Động cơ không đồng bộ là loại động cơ được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp hiện nay bởi tính ổn định cao và giá thành tương đối thấp. Tuy nhiên động cơ không đồng bộ là loại động cơ có tính phi tuyến. Vì vậy việc điều khiển động cơ không đồng bộ là vấn đề được khá nhiều nhà nghiên cứu quan tâm. Hiện nay có một số các nghiên cứu về điều khiển động cơ không đồng bộ như: điều khiển tựa từ thông rotor (FOC), điều khiển moment trực tiếp (DTC), điều khiển mờ...

Mục đích của bài báo này là nghiên cứu và ứng dụng bộ điều khiển trượt vị trí để điều khiển động cơ không đồng bộ ba pha. Trước tiên là đưa ra mô hình toán học của động cơ không đồng bộ ba pha với hệ trục dq. Sau đó ứng dụng FOC để điều khiển vòng trong của động cơ không đồng bộ. Từ đó đưa bộ điều khiển SMC để điều khiển vị trí cho động cơ không đồng bộ. Trong bài báo này mô hình điều khiển trượt được áp dụng cho động cơ MTKM211_6 nhằm giúp hệ thống ổn định nhanh, sai lệch bám nhỏ, và tốc độ nhanh chóng đạt giá trị tốc độ đặt.

2. Mô hình động cơ không đồng bộ ba pha

Trong mặt phẳng cắt ngang trục động cơ, động cơ không đồng bộ gồm có 3 cuộn dây có góc lệch nhau là 120° . Ta thiết lập một hệ tọa độ phức với trục phức đi qua trục cuộn dây pha A của động cơ, ta định nghĩa vector không gian cho điện áp stator [1]:

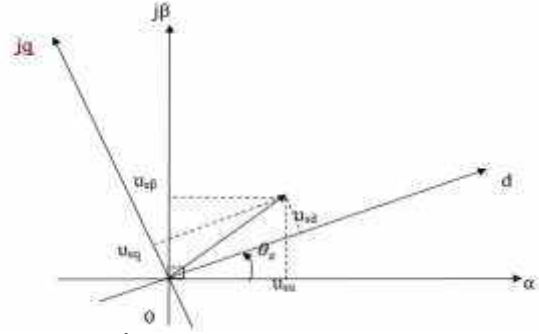
$$\vec{U}_s(t) = \frac{2}{3} \left[U_{sa}(t) + U_{sb}(t)e^{j120^\circ} + U_{sc}(t)e^{j-120^\circ} \right]$$

$$\vec{U}_s(t) = \frac{2}{3} \left[U_{sa}(t) + U_{sb}(t)e^{j120^\circ} + U_{sc}(t)e^{j-120^\circ} \right] \quad (1)$$

Theo công thức (1), vector $u_s(t)$ là vector có modul không đổi quay trên mặt phẳng phức với tốc độ góc $\omega_s = 2\pi f_s$ và tạo với trục thực một góc pha $\gamma = \omega_s t$.

Với vector không gian điện áp stator có modul là $|\vec{U}_s|$ và quay trong mặt phẳng phức với tốc độ góc ω_s . Trục cuộn dây A là trục thực α và trục vòng góc với nó là trục ảo β .

Trong mặt phẳng của hệ tọa độ $(\alpha-\beta)$ ta xét thêm một hệ tọa độ thứ hai có trục hoành d và trục tung q . Hệ tọa độ này quay với tốc độ đồng bộ, có chung điểm gốc và nằm lệch đi một góc θ_s so với hệ tọa độ stator như hình 1.



Hình 1. Mối liên hệ giữa hệ tọa độ $(\alpha-\beta)$ và hệ $(d-q)$

Vector $\vec{U}_s$ được đặt trong hệ tọa độ trục giao (d,q) quay với tốc độ đồng bộ $\omega_s = 2\pi f/p_p$.

$$\begin{cases} U_{sd} = |\vec{U}_s| \cos(\theta_{su} - \theta_s) \\ U_{sq} = |\vec{U}_s| \sin(\theta_{su} - \theta_s) \end{cases} \quad (2)$$

Ta xác định được phương trình điện áp và từ thông của động cơ không đồng bộ trên hệ dq

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \\ U'_{rd} = R'_r i'_{rd} + \frac{d\psi'_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi'_{rq} \\ U'_{rq} = R'_r i'_{rq} + \frac{d\psi'_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi'_{rd} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i'_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i'_{rq} \\ \psi'_{rd} = L'_r i'_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi'_{rq} = L'_r i'_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases}$$

Chuyển sang các dạng thành phần của vector trên hai trục tọa độ:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega_s \psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r L_m} \psi'_{rq} - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \omega_s \psi'_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\ \frac{d\psi'_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rd} + \omega_{sl} \psi'_{rq} \\ \frac{d\psi'_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rq} + \omega_{sl} \psi'_{rd} \end{cases} \quad (4)$$

3. Điều khiển vector tựa từ thông rotor FOC

Trong không gian d,q tựa từ thông rotor, có thể coi các đại lượng điện từ biến thiên chậm là các đại lượng 1 chiều [2].

$$\begin{cases} \Psi_{rd} = \psi_r = -L_r i_{rd} + L_{r\sigma} i_{rq} \\ \Psi_{rq} = 0 = -L_r i_{rq} + L_{r\sigma} i_{sd} \end{cases} \quad (5)$$

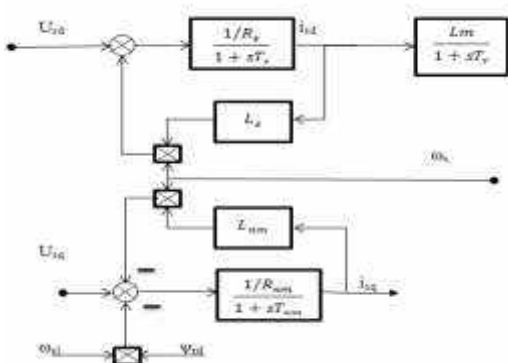
Phương trình điện áp rotor trên trục 0d:

$$0 = -R_r i_{rd} - s\psi_r \quad (6)$$

Suy ra:

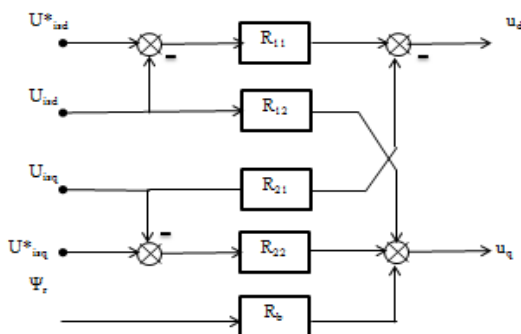
$$\Psi_{rd} = L_M i_{sd} / (1 + sT_r)$$

Trong chế độ xác lập ta có thể coi $i_{rd}=0$ và có mô hình gần đúng của động cơ không đồng bộ trong hệ tọa độ dq quay đồng bộ tựa từ thông rotor. Biến đổi sơ đồ động cơ không đồng bộ trên hệ dq thành mô hình tương đương hình 2:



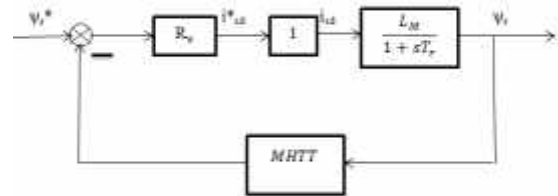
Hình 2. Mô hình gần đúng của động cơ không đồng bộ trong hệ trục dq tựa từ thông rotor

Bộ điều khiển dòng điện riêng rẽ có lấy tách kênh như hình 3.



Hình 3. Mô hình bộ điều khiển dòng điện có bù tách kênh

Ta có thể dễ dàng lập được mô hình mạch vòng điều khiển từ thông rotor, trong đó coi rằng dòng điện dọc trục có đáp ứng động học rất nhanh bởi đã được bù như hình 4.



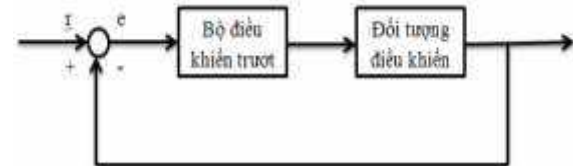
Hình 4. Hình mạch vòng điều khiển từ thông

4. Thiết kế bộ điều khiển trượt SMC cho động cơ không đồng bộ

Ta áp dụng phương pháp điều khiển trượt sliding mode control (SMC) cho động cơ không đồng bộ ba pha rotor lồng sóc bằng cách điều khiển vector và thiết kế các tiêu chí cho biến số điều khiển [3].

Có hai ưu điểm chính của điều khiển trượt đó là:

- + Tính chất bền vững của hệ thống
- + Không nhạy cảm với sự biến đổi của những thông số trong hệ thống, ở trạng thái động và những điểm lỗi.



Hình 5. Cấu trúc bộ điều khiển trượt

Ta cần xác định luật điều khiển hồi tiếp T sao cho vector trạng thái của hệ thống $x \rightarrow 0$ khi $t \rightarrow \infty$. Để đạt được điều này trong điều khiển trượt người ta sử dụng hàm trượt [4]:

$$S = \frac{d^{n-1}y}{dt^{n-1}} + a_{n-2} \frac{d^{n-2}y}{dt^{n-2}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y \quad (7)$$

Trong đó: n là bậc của mô hình đối tượng điều khiển.

Hệ số $a_0, a_1, \dots, a_{n-2}$ được chọn sao cho đa thức đặc trưng

$$Ta \text{ có : } S = x_n + a_{n-2}x_{n-1} + \dots + a_1x_2 + a_0x_1 = 0$$

mô tả một mặt trong không gian trạng thái n chiều gọi là mặt trượt (sliding)

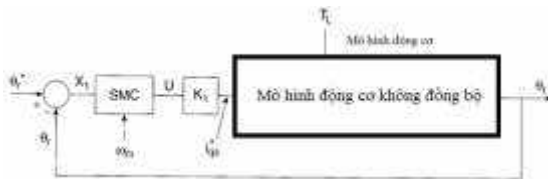
Với hàm trượt S , nhiệm vụ của bộ điều khiển là xác định luật điều khiển T sao cho $S \rightarrow 0$ trong khoảng thời gian hữu hạn. Các quỹ đạo pha của hệ thống được đưa về mặt trượt và duy trì trên mặt trượt một cách bền vững [5].

Ta áp dụng điều khiển trượt SMC vào truyền động cho động cơ không đồng bộ được điều khiển vector. Chính là điều khiển quỹ đạo trượt toàn phần bao gồm phần tăng tốc, giảm tốc và tốc độ hằng. Việc thiết kế các tiêu chí cho biến số điều khiển với các thông số của bộ điều khiển không bị ảnh hưởng bởi các thông số khác như hằng số mômen K_t , mômen quán tính J , hệ số ma sát tắt dần B , và mômen tải T_L sau:

$$T_e = K_T i_{sq} \quad (8)$$

Trong đó: K_T là moment xoắn được xác định:

$$K_T = \frac{3}{2} \frac{4}{2} \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr} \quad (9)$$



Hình 6. Phương pháp điều khiển sử dụng bộ điều khiển SMC với động cơ không đồng bộ

Từ hình 6 phương pháp điều khiển sử dụng SMC với động cơ không đồng bộ ta biểu diễn mô hình dưới dạng toán học trong miền không gian theo hai biến X_1 và X_2 . Ta có được các phương trình:

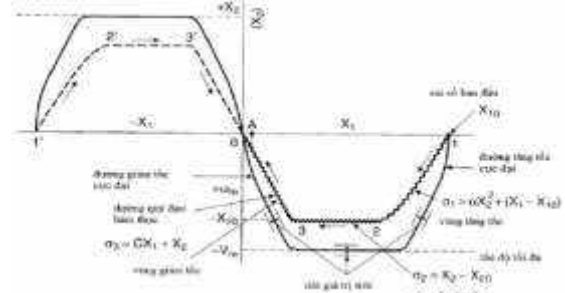
$$JSX_2 + BX_2 = -K_t K_1 U + T_L \quad (10)$$

$$\frac{dX_2}{dt} = -\frac{B}{j} X_2 - \frac{K_t K_1 U}{j} + \frac{1}{j} T_L \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dX_1}{dt} \\ \frac{dX_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -a \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} T_L \quad (12)$$

Với $b=B/J$
 $a=K_t K_1/J$
 $d=1/J$

Hình 7 thể hiện phương pháp điều khiển SMC bám quỹ đạo với ba phần tăng tốc, tốc độ hằng và giảm tốc.



Hình 7. Đường quỹ đạo thực bám theo quỹ đạo cho trước

Luật điều khiển của SMC được mô tả bởi phương trình toán học như sau:

$$U = A \text{Sgn}|\sigma_3| + \psi_1 X_1 + \psi_2 X_2 \quad (13)$$

Với

$$\begin{aligned} \text{Sgn}|\sigma_3| &= \begin{cases} +1 & \text{if } 0 < \sigma_3 \\ -1 & \text{if } \sigma_3 < 0 \end{cases} \\ \psi_1 &= \begin{cases} \alpha_i & \text{if } 0 \leq X_1 \sigma_i \\ \beta_i & \text{if } X_1 \sigma_i < 0 \end{cases} \\ \psi_2 &= \begin{cases} \alpha_i & \text{if } 0 \leq X_2 \sigma_i \\ \lambda_i & \text{if } X_2 \sigma_i < 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (14)$$

Kết hợp phương trình trạng thái của hệ thống vào các phần ta được:

Phân giảm tốc:

$$-\sigma_3 X_1 (a\psi_1) - \sigma_3 X_2 (b + a\psi_2 - C) + \sigma_3 d T_L < 0 \quad (15)$$

Phân tốc độ hằng:

$$-\sigma_2 X_1 (a\psi_1) - \sigma_2 X_2 (b + a\psi_2 - d T_L) < 0 \quad (16)$$

Từ phương trình (15), (16) chỉ ra rằng các hệ số lựa chọn của SMC là rất linh hoạt. Nó có thể xem là an toàn khi xét α_3 và γ_3 là dương và β_3 và λ_3 là âm. Phần tốc độ hằng có α_2 và γ_2 là dương và β_2 và λ_2 là âm.

• Thông số động cơ

Chọn động cơ không đồng bộ kiểu MTKM211_6 với các thông số như sau:

Công suất $P = 5$ (Kw)

Dòng định mức $I_{dm} = 12.5$ (A)

Điện áp dây $U = 380$ (V)

Tần số $f = 50$ (Hz)

Điện trở stator $R_s = 1.41$ (Ω)

Điện trở rotor $R_r=2.0$ (Ω)

Điện cảm stator $L_s=0.1335$ (H)

Điện cảm rotor $L_r=0.139$ (H)

Điện cảm hồ cảm $L_m=0.1335$ (H)

Moment quán tính $J=0.11$ (kg.m^2)

Số đôi cực $p=3$

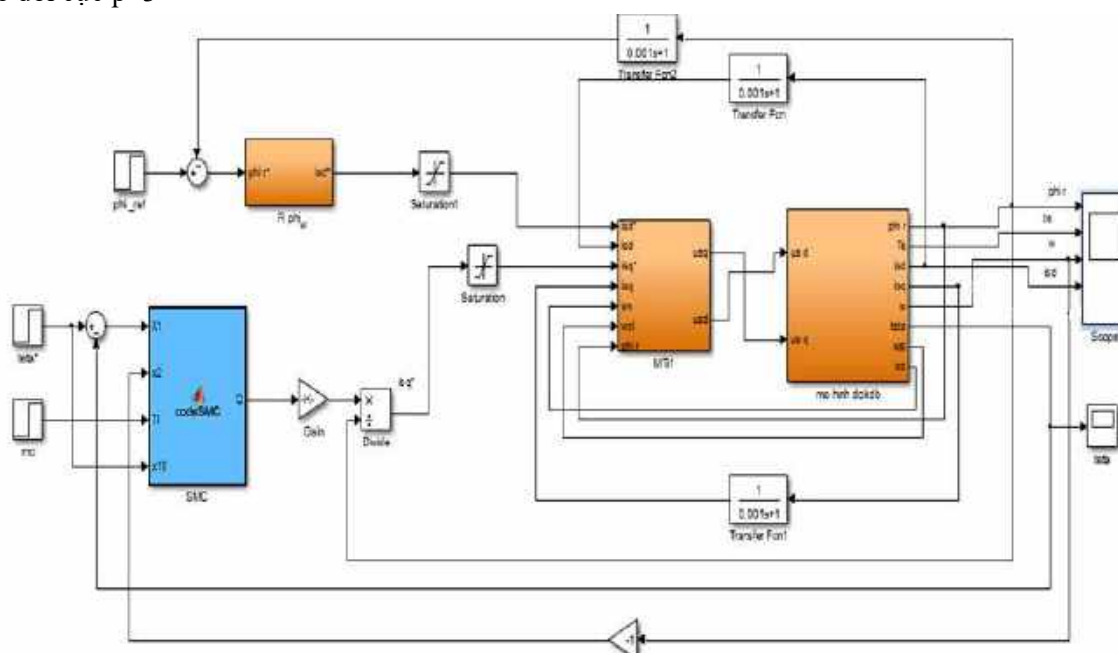
Điện cảm tiêu tán stator $L_{os}=0.0041$ (H)

Điện cảm tiêu tán roto $L_{or}=0.0055$ (H)

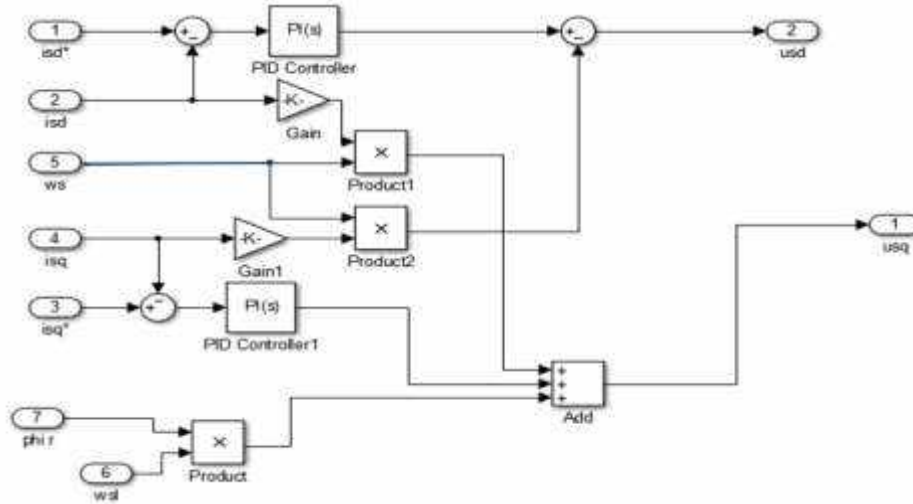
Tốc độ roto: $\omega=96.33$ (rad/s)

$\omega_s=104.67$ (rad/s)

Mômen định mức: $M_{dm}=52$ (Nm)



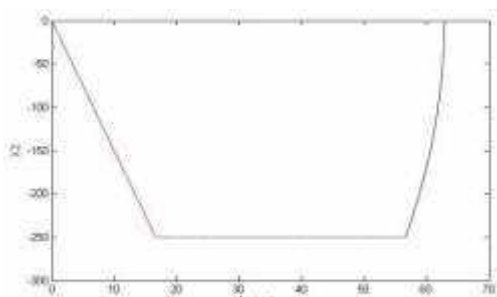
Hình 8. Mô hình hệ thống điều khiển trượt vị trí cho động cơ không đồng bộ ba pha trên Matlab - Simulink



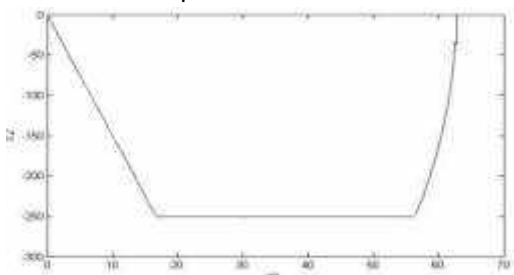
Hình 9. Khối mô hình điều khiển dòng điện

Sử dụng Matlab Simulink xây dựng mô hình hệ thống động cơ không đồng bộ sử dụng bộ điều khiển SMC ở hình 8 và hình 9. Với thông số của bộ PID controller là: $K_p=4.8$; $K_i=1705$; $K_D=0$. Bộ PID controller 1 là: $K_p=60$; $K_i=500$; $K_D=0$.

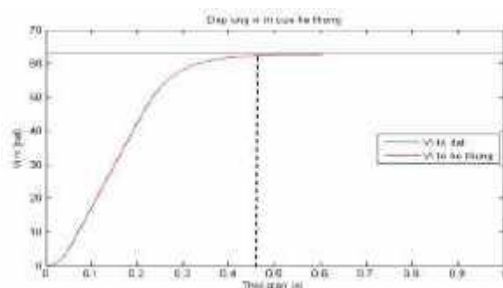
• Kết quả mô phỏng



Hình 10. Đáp ứng về vị trí $X1$ với tốc độ $X2$ của bộ điều khiển SMC

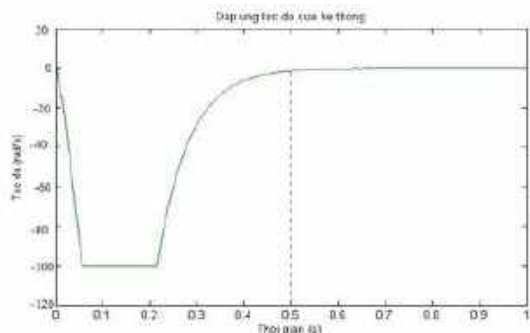


Hình 11. Đáp ứng về vị trí $X1$ và tốc độ $X2$ của hệ thống
Vậy ta thấy rằng đáp ứng của hệ thống về vị trí và tốc độ qua bộ điều khiển SMC hình 10 với hệ thống hình 11 là bám sát và thỏa mãn yêu cầu.



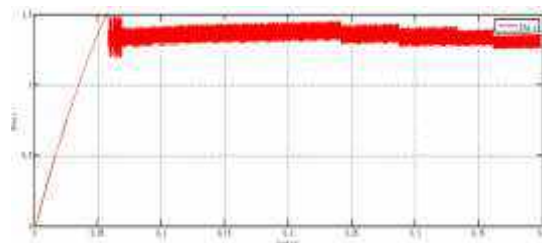
Hình 12. Đáp ứng về vị trí của hệ thống SMC

Nhận thấy qua mô phỏng về vị trí theo thời gian thì vị trí của hệ thống đạt tới vị trí đặt trong khoảng thời gian 0,46 s qua giản đồ hình 12.



Hình 13. Đáp ứng về tốc độ của hệ thống SMC

Tốc độ của động cơ khi có bộ điều khiển trượt vị trí nhanh chóng đạt tới tốc độ ổn định trong khoảng thời gian 0,5 s thể hiện ở hình 13.



Hình 14. Đáp ứng về từ thông của động cơ sử dụng điều khiển SMC

Hình 14 đưa ra sơ đồ đáp ứng về từ thông của hệ thống qua bộ điều khiển SMC khi không tải. Tuy nhiên khi sử dụng bộ điều khiển SMC ta thấy rằng từ thông của động cơ sau khi tăng lên sau 0,06 s sẽ có hiện tượng rung “chattering” đặc trưng của điều khiển SMC.

Nhận xét:

Qua kết quả mô phỏng cho thấy đáp ứng về vị trí và tốc độ của hệ thống sử dụng điều khiển chế độ trượt SMC tác động nhanh. Tốc độ của hệ thống ổn định trong thời gian 0,5 s. Tín hiệu đặt và đáp ứng khớp nhau. Sai lệch bám và sự hội tụ thỏa mãn yêu cầu.

Đáp ứng về vị trí của hệ thống được xác lập bằng với vị trí đặt sau khoảng thời gian 0,46 s.

Tuy nhiên hiện tượng rung thể hiện rõ rệt ở đáp ứng của từ thông và cách lựa chọn thông số cho bộ điều khiển SMC là tương đối khó khăn.

5. Kết luận

Bằng cách sử dụng phương pháp điều khiển trượt SMC cho động cơ không đồng bộ các kết quả trên Matlab Simulink cho thấy sự tác động nhanh và đáp ứng về vị trí và tốc độ của hệ thống bám sát đáp ứng về vị trí và tốc độ thông qua bộ điều khiển SMC. Tuy nhiên việc chỉnh định thông số của bộ điều khiển SMC cho các động cơ khác nhau là tương đối khó khăn.

TÀI LIỆU THAM KHẢO/ REFERENCES

- [1]. B.-J. Wang, and J.-J. Wang, “Slide mode control of surface-mount permanent magnet synchronous motor based on error model with

- unknown load,” *Journal of software*, vol. 6, no. 5, pp. 021-028, 2011
- [2]. T. T. P. Le, “Application of field oriented control for induction motor,” *TNU Journal of Science and Technology*, vol. 127, no. 12/1, pp. 115-119, 2017.
- [3]. R. F. Hamade, and F. Ismail, “A case for aggressive drilling of aluminum,” *Journal of Materials Processing Technology*, vol. 166, no. 1, pp. 86-97, 2005.
- [4]. Y. Guo, and H. Long, “Self organizing fuzzy sliding mode controller for the position control of a permanent magnet synchronous motor drive,” *Ain shams engineering journal*, vol. 10, no. 2, pp. 109-118, 2011.
- [5]. H P. Nguyen, “Sensorless speed control of asynchronous motor using sliding mode observer,” *TNU Journal of Science & Technology*, vol. 136, pp. 012-018, 2019.