



Article info

Type of article:

Original research paper

DOI:

<https://doi.org/10.58845/jstt.utt.2026.vn.6.4.1-10>

***Corresponding author:**

Email address:

nhaph@hau.edu.vn

Received: 03/08/2025

Received in Revised Form:

08/04/2026

Accepted: 09/04/2026

Design of a Backstepping Sliding Mode Controller for a Sensorless Switched Reluctance Motor Drive

Phi Hoang Nha*

Hanoi University of Industry, Vietnam

Abstract: The switched reluctance motor (SRM) is a type of motor with many outstanding advantages and is increasingly being used in industrial applications and household appliances. However, due to its highly nonlinear characteristics, the SRM is difficult to control and requires a nonlinear controller to enhance the performance of the drive system. In addition, to design an accurate control algorithm, a complete mathematical model of the SRM drive system is essential. This paper presents a backstepping sliding mode control algorithm synthesized from a comprehensive nonlinear model of the SRM, which incorporates both the motor and the commutation process. A nonlinear state observer is integrated into the system to reduce the need for physical measurement equipment. The stability of the proposed system is proven using the Lyapunov criterion. Simulation results demonstrate that the backstepping sliding mode controller, synthesized from the proposed nonlinear model and combined with the state observer, achieves performance comparable to that of a sensor-based drive system. These results open up the potential for further development of sensorless switched reluctance motor drives in the future.

Keywords: switched reluctance motor, SRM, combined nonlinear model, backstepping sliding, observer



Thông tin bài viết
Dạng bài viết:
Bài báo nghiên cứu

DOI:

<https://doi.org/10.58845/jstt.utt.2026.vn.6.4.1-10>

Tác giả liên hệ:

Địa chỉ Email:

nhaph@hau.edu.vn

Ngày nộp bài: 03/08/2025

Ngày nộp bài sửa: 08/04/2026

Ngày chấp nhận: 09/04/2026

Thiết kế bộ điều khiển trượt backstepping cho hệ truyền động động cơ từ trở chuyển mạch không sử dụng cảm biến

Phí Hoàng Nhã*

Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội, Việt Nam

Tóm tắt: Động cơ từ trở chuyển mạch là động cơ có nhiều ưu điểm nổi bật, dần được ứng dụng rộng rãi trong công nghiệp và gia dụng. Tuy nhiên, động cơ từ trở chuyển mạch có tính phi tuyến rất mạnh, khó điều khiển, cần một bộ điều khiển phi tuyến nhằm cải thiện chất lượng của hệ truyền động. Đồng thời, để tổng hợp được thuật toán điều khiển chính xác, mô hình toán của hệ truyền động động cơ từ trở chuyển mạch cần đầy đủ. Bài báo này trình bày thuật toán điều khiển trượt backstepping được tổng hợp từ mô hình phi tuyến toàn diện của động cơ từ trở chuyển mạch – là mô hình kết hợp giữa bộ chuyển mạch và động cơ. Bộ quan sát trạng thái phi tuyến được sử dụng trong hệ thống nhằm giảm thiểu thiết bị đo lường. Tính ổn định của hệ thống được chứng minh bằng tiêu chuẩn Lyapunov. Kết quả mô phỏng cho thấy bộ điều khiển trượt backstepping được tổng hợp từ mô hình phi tuyến mới kết hợp bộ quan sát trạng thái cho chất lượng tương đương với hệ truyền động dùng cảm biến. Kết quả này mở ra triển vọng phát triển hệ truyền động động cơ từ trở không sử dụng cảm biến trong tương lai.

Từ khóa: động cơ từ trở chuyển mạch, SRM, mô hình phi tuyến kết hợp, trượt backstepping, bộ quan sát

1. Giới thiệu

Động cơ từ trở chuyển mạch (SRM) phát triển từ rất sớm và được biết đến với ưu điểm là cấu trúc đơn giản, giá thành chế tạo thấp, mô men khởi động lớn, khả năng làm việc ổn định cao,...[1-2]. Chính vì ưu điểm này, SRM dần được áp dụng phổ biến hơn, nhất là trong lĩnh vực xe điện du lịch. Tuy nhiên, hạn chế của loại động cơ này là tiếng ồn và mô men đập mạch lớn, điều khiển phức tạp, đặc tính phi tuyến cao. Nguyên nhân của SRM có tính phi tuyến mạnh là do cấu tạo vốn có của nó, kết hợp với bộ convertơ chuyển mạch lần lượt các pha, dẫn đến tính phi tuyến bị cộng hưởng tăng lên. Một số nghiên cứu gần đây đưa ra mô hình

toán học của SRM [3-6], các nghiên cứu này hầu như dừng lại ở mô hình toán của riêng động cơ. Điều này đã vô hình dung bỏ qua tính phi tuyến do bộ converter tạo ra. Nghiên cứu của nhóm tác giả Rigatos lần đầu công bố mô hình của SRM trong [7], là mô hình gộp cả động cơ và bộ khóa chuyển mạch. Tuy nhiên, tác giả Rigatos đã mô hình hóa SRM thành mô hình tuyến tính để áp dụng thuật toán tuyến tính vô cực H.

Kế thừa nghiên cứu [7], tác giả bài báo này giữ nguyên mô hình phi tuyến kết hợp của SRM, sau đó sử dụng kỹ thuật điều khiển phi tuyến nhằm mục đích nâng cao chất lượng điều khiển cho hệ truyền động SRM. Một số công trình của các tác

giả công bố trong [8-10] đã sử dụng thuật toán phi tuyến Backstepping. Tuy nhiên, nhận thấy nhược điểm còn tồn tại của thuật toán điều khiển Backstepping là khả năng thích ứng với nhiễu tải chậm, do đó, bộ điều khiển trượt kết hợp Backstepping được lựa chọn. Vì vậy, trong bài báo này, thuật toán điều khiển trượt backstepping được tác giả sử dụng nhằm cải thiện vấn đề trên và nâng cao chất lượng điều khiển ngay cả khi hệ thống chịu ảnh hưởng của nhiễu ngoài tác động. Mặt khác, trong điều khiển SRM không cần cảm biến đang nhận được sự quan tâm nghiên cứu của các nhà khoa học. Nhiều công trình công bố về điều khiển SRM sử dụng các bộ ước lượng vị trí, từ thông, dòng điện [11-14]. Việc giảm thiểu các thiết bị đo lường góp phần cải tiến hệ thống, giảm chi phí, giá thành cho hệ thống truyền động SRM. Nhằm khắc phục những vấn đề tồn đọng trên, trong bài báo, tác giả thiết kế thuật toán điều khiển trượt backstepping để điều khiển ổn định tốc độ cho SRM, kết hợp dùng bộ quan sát (QS) trạng thái nhằm giảm các thiết bị đo vị trí, tốc độ. Phần mềm Matlab/Simulink được sử dụng để mô phỏng nhằm kiểm chứng kết quả.

Các kết quả mô phỏng đã khẳng định tính phù hợp của bộ điều khiển và chất lượng điều khiển được đảm bảo giữa hệ thống điều khiển sử dụng bộ QS trạng thái và hệ thống đo trực tiếp. Khác với các nghiên cứu trước, bài báo này sử dụng mô hình phi tuyến kết hợp và tích hợp đồng thời backstepping, sliding mode và bộ quan sát trạng thái, giúp nâng cao khả năng chống nhiễu và loại bỏ cảm biến trong hệ truyền động SRM. Sau phần giới thiệu chung, bài báo trình bày lại mô hình toán của hệ truyền động SRM trong phần 2. Phần 3 trình bày thuật toán điều khiển trượt backstepping và bộ QS trạng thái. Phần 4 là kết quả mô phỏng và đánh giá. Cuối cùng là phần kết luận của bài báo.

2. Mô hình kết hợp của động cơ từ trở chuyển mạch

Mô hình toán của SRM và quá trình hoạt động chuyển pha của bộ drive được kết hợp trong cùng một mô hình toán gọi là mô hình toán kết hợp (MHKH) của SRM đã được đưa ra trong [7]. Mô hình kết hợp phi tuyến của SRM được xây dựng trong [8] bằng cách giữ nguyên thành phần phi tuyến của [7]. Do đó, trong bài báo này chỉ trình bày ngắn gọn MHKH của SRM.

Mô hình toán của SRM được xây dựng dựa trên các phương trình của máy điện cơ bản như sau:

$$\begin{cases} u_j=R \cdot i_j+\frac{d\psi_j}{dt} \\ T_j(\theta, i_j)=\frac{\partial W_j}{\partial \theta} \\ \& J \frac{d^2 \theta}{dt^2}=T_e-T_l \end{cases} \quad (1)$$

trong đó $j = 1, 2, 3, 4$. (xét với SRM 4 pha)

u_j là điện áp của pha j

R là điện trở pha j

i_j là dòng điện pha j

ψ_j từ thông pha j , được xác định:

$$\psi_j = \int_0^T (v_j - R \cdot i_j) dt \quad (2)$$

W_j là đối năng lượng từ trường, được xác định:

$$\partial W_j'(\theta, i_j) = \int_0^{i_j} \psi_j(\theta, i_j) di_j \quad (3)$$

T_e là mô men một pha

T_l là mô men tải

J là mô men quán tính

Phương trình trạng thái không gian của SRM như sau:

$$\begin{cases} \frac{d\theta}{dt} = \omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \{ \sum_{j=1}^4 T_j(\theta, i_j) - T_l(\theta, \omega) \} \\ \frac{di_j}{dt} = - \left(\frac{\partial \psi_j}{\partial i_j} \right) \left(R_i + \frac{\partial \psi_j}{\partial \theta} \omega \right) + \left(\frac{\partial \psi_j}{\partial i_j} \right)^{-1} u_j \end{cases} \quad (4)$$

Sau đây, bài báo sẽ trình bày mô hình trạng thái hệ truyền động SRM, dựa trên [7]. SRM được phân tích ở đây là SRM 8/6, có véc tơ các biến

trạng thái lần lượt là :

$$x=[\theta, \omega, i_1, i_2, i_3, i_4]^T=[x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T.$$

Động cơ có phương trình:

$$\dot{x}_1=x_2 \quad (5)$$

$$\dot{x}_2=\frac{1}{J}[T_1(\theta, x_3)+T_2(\theta, x_4)+T_3(\theta, x_5)+T_4(\theta, x_6)-$$

$$T_1(x_1, x_2)]$$

$$= \frac{1}{J} \left[\begin{array}{l} \frac{\psi_s}{f_1^2(x_1)} \frac{\partial f_1(x_1)}{\partial x_1} N_r \{1-[1+x_3 f_1(x_1)]e^{-x_3 f_1(x_1)}\} + \\ \frac{\psi_s}{f_2^2(x_1)} \frac{\partial f_2(x_1)}{\partial x_1} N_r \{1-[1+x_4 f_2(x_1)]e^{-x_4 f_2(x_1)}\} + \\ \frac{\psi_s}{f_3^2(x_1)} \frac{\partial f_3(x_1)}{\partial x_1} N_r \{1-[1+x_5 f_3(x_1)]e^{-x_5 f_3(x_1)}\} + \\ \frac{\psi_s}{f_4^2(x_1)} \frac{\partial f_4(x_1)}{\partial x_1} N_r \{1-[1+x_6 f_4(x_1)]e^{-x_6 f_4(x_1)}\} \\ -Bx_2 - mgl \sin(x_1) \end{array} \right] \quad (6)$$

Và $\dot{x}_3, \dot{x}_4, \dot{x}_5, \dot{x}_6$ được xác định như sau:

$$\dot{x}_{j+2}=[\psi_s e^{-x_{j+2} f_j(x_1)} f_j(x_1)]^{-1} u_j + [-\psi_s e^{-x_{j+2} f_j(x_1)} f_j(x_1)]^{-1} \left[(\psi_s e^{-x_{j+2} f_j(x_1)}) \left(x_{j+2} \frac{\partial f_j(x_1)}{\partial x_1} \right) x_2 + R x_{j+2} \right] \quad (7)$$

ở đó:

$$\frac{\partial f_j}{\partial x_1} = b N_r \cos(N_r x_1 - (j-1) \frac{2\pi}{4}) \quad (8)$$

Từ (6) ta đặt:

$$g_j(x) = \frac{1}{J} \left[\frac{\psi_s}{f_j^2(x_1)} \frac{\partial f_j(x_1)}{\partial x_1} \{1 - e^{-x_{j+2} f_j(x_1)}\} \right]$$

$$h_j(x) = \frac{1}{J} \left[\frac{\psi_s}{f_j^2(x_1)} \frac{\partial f_j(x_1)}{\partial x_1} \{-f_j(x_1) e^{-x_{j+2} f_j(x_1)}\} \right]$$

Phương trình (6) được biểu diễn lại:

$$\dot{x}_2 = \sum_{j=1}^4 [g_j(x) + h_j(x) x_{j+2}] - \frac{B}{J} x_2 - \frac{mgl}{J} \sin(x_1) \quad (9)$$

Đạo hàm (9) theo thời gian:

$$\ddot{x}_2 = \sum_{j=1}^4 [\dot{g}_j(x) + \dot{h}_j(x) x_{j+2} + h_j(x) \dot{x}_{j+2}] - \frac{B}{J} \dot{x}_2 - \frac{mgl}{J} \cos(x_1) \dot{x}_1 \quad (10)$$

Từ (7), ta đặt:

$$p_j(x) = [-\psi_s e^{-x_{j+2} f_j(x_1)} f_j(x_1)]^{-1} \left[\begin{array}{l} R x_{j+2} + (\psi_s e^{-x_{j+2} f_j(x_1)}) \\ \left(x_{j+2} \frac{\partial f_j(x_1)}{\partial x_1} \right) x_2 \end{array} \right]$$

$$q_j(x) = [\psi_s e^{-x_{j+2} f_j(x_1)} f_j(x_1)]^{-1}$$

Phương trình (7) được biểu diễn lại như sau:

$$\dot{x}_{j+2} = p_j(x) + q_j(x) u_j \quad (11)$$

Thay (11) vào (10), ta có:

$$\ddot{x}_2 = \sum_{j=1}^4 [\dot{g}_j(x) + \dot{h}_j(x) x_{j+2} + h_j(x) p_j(x) + h_j(x) q_j(x) u_j] - \frac{B}{J} \dot{x}_2 - \frac{mgl}{J} \cos(x_1) \dot{x}_1 \quad (12)$$

SRM hoạt động theo nguyên lý đóng điện áp lần lượt vào từng pha. Với SRM 8/6 có số pha: 4, ta có $u_j = k_j u$; hệ số k_j thay thế cho bộ khóa chuyển mạch và nhận hai giá trị logic là 0 hoặc 1. Phương trình (12) được viết lại:

$$\ddot{x}_2 = \sum_{j=1}^4 [\dot{g}_j(x) + \dot{h}_j(x) x_{j+2} + h_j(x) p_j(x)] + \sum_{j=1}^4 [h_j(x) q_j(x) k_j] u - \frac{B}{J} \dot{x}_2 - \frac{mgl}{J} \cos(x_1) \dot{x}_1 \quad (13)$$

$$\text{Đặt: } F(x) = \sum_{j=1}^4 [\dot{g}_j(x) + \dot{h}_j(x) x_{j+2} + h_j(x) p_j(x)];$$

$$G(x) = \sum_{j=1}^4 [h_j(x) q_j(x) k_j]$$

Dạng biểu diễn khác của (13) như sau:

$$\ddot{x}_2 = F(x) + G(x) u - \frac{B}{J} \dot{x}_2 - \frac{mgl}{J} \cos(x_1) \dot{x}_1 \quad (14)$$

Đặt:

$$f(x) = F(x) - \frac{B}{J} \dot{x}_2 - \frac{mgl}{J} \cos(x_1) \dot{x}_1; g(x) = G(x) \quad (15)$$

Ta có:

$$\ddot{x}_2 = f(x) + g(x) u \quad (16)$$

Để quá trình thiết kế bộ điều khiển được thuận lợi, đặt biến $x_2 = z_1$, ta nhận được mô hình của SRM như sau:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = f(x) + g(x) u \end{cases} \quad (17)$$

Với $f(x), g(x)$ được định nghĩa trong (15).

Bài toán đặt ra là tổng hợp bộ điều khiển ổn định tốc độ SRM. Với mô hình trạng thái phi tuyến của SRM (17) ở dạng truyền ngược bậc 2, hệ chịu ảnh hưởng của nhiễu ngoài tác động thì phương pháp thiết kế kết hợp kỹ thuật backstepping với điều khiển trượt là phù hợp.

3. Bộ điều khiển trượt backstepping và bộ quan sát trạng thái

Bộ điều khiển trượt backstepping với MHKH của SRM đã được trình bày trong nghiên cứu [9], do đó trong phần 3, nhóm tác giả trình bày ngắn gọn thuật toán điều khiển này và tập trung trình bày thuật toán QS Luenberger để quan sát các biến trạng thái của hệ thống gồm biến tốc độ, từ thông và vị trí.

3.1. Tổng hợp bộ điều khiển trượt backstepping cho SRM

Trong phần 2, MHKH của SRM được mô tả ở (17). Đây là một MHKH dạng truyền ngược bậc 2. Với kỹ thuật backstepping kết hợp trượt (SMC), bộ điều khiển được thiết kế theo hai bước:

Bước 1: Thiết kế theo phương pháp Backstepping

Đặt

$$e_1 = z_1 - z_{1d} \quad (18)$$

với z_{1d} là tốc độ đặt

Đạo hàm e_1 theo thời gian, ta có:

$$\dot{e}_1 = \dot{z}_1 - \dot{z}_{1d} \quad (19)$$

Đặt

$$e_2 = z_2 - \alpha \quad (20)$$

Với α là tín hiệu điều khiển ảo

Khi đó, ta có:

$$\dot{e}_1 = \dot{z}_1 - \dot{z}_{1d} = e_2 + \alpha - \dot{x}_{1d} \quad (21)$$

Để xác định tín hiệu điều khiển ảo α để $e_1 \rightarrow 0$, ta chọn hàm Lyapunov thành viên:

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (22)$$

Đạo hàm V_1 theo thời gian, ta có:

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (e_2 + \alpha - \dot{x}_{1d}) \quad (23)$$

Để $\dot{V}_1 = -c_1 e_1^2 + e_1 e_2$; $c_1 > 0$ thì tín hiệu điều khiển ảo α phải là

$$\alpha = -c_1 e_1 + \dot{z}_{1d} \quad (24)$$

Bước 2: Thiết kế theo SMC

Định nghĩa mặt trượt:

$$S = \mu e_1 + e_2; \mu > 0 \quad (25)$$

Xác định tín hiệu điều khiển trượt $u(t)$ đảm bảo hệ kín ổn định và sai lệch bám về 0. Ta định nghĩa một hàm Lyapunov cho hệ kín:

$$V = V_1 + \frac{1}{2} S^2 \quad (26)$$

Đạo hàm V theo thời gian, ta có:

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + S\dot{S}$$

$$= -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 + S\dot{S}$$

$$= -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 + S(\mu \dot{e}_1 + \dot{e}_2)$$

$$= -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 + S(\mu \dot{e}_1 + f(x) + g(x)u - \dot{\alpha})$$

trong đó:

$$\dot{V}_1 = -c_1 e_1^2 + e_1 e_2; \dot{S} = (\mu \dot{e}_1 + \dot{e}_2); \dot{e}_2 =$$

$$\dot{z}_2 - \alpha; \dot{z}_2 = f(x) + g(x)u$$

Thì phải có:

$$e_1 e_2 + c_2 e_2^2 + S(K \operatorname{sgn}(S) + \mu \dot{e}_1 + f(x) + g(x)u - \dot{\alpha}) = 0 \quad (28)$$

Tín hiệu điều khiển:

$$u = -\frac{e_2(e_1 + c_2 e_2)}{Sg(x)} - \frac{K \operatorname{sgn}(S) + \mu \dot{e}_1 + f(x) - \dot{\alpha}}{g(x)} \quad (29)$$

Định lý: Động cơ từ trở chuyển mạch có mô hình trạng thái phi tuyến đầy đủ (17) được điều khiển bằng bộ điều khiển (29) đảm bảo hệ kín ổn định Lyapunov (ổn định tiệm cận, cục bộ).

Chứng minh: Ta chứng minh theo tiêu chuẩn Lyapunov như sau:

$$V = V_1 + \frac{1}{2} S^2 \quad (30)$$

Đạo hàm (30)

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + S\dot{S} = -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 + S(\mu \dot{e}_1 + \dot{e}_2) = c_1 e_1^2 + e_1 e_2 + S(\mu \dot{e}_1 + f(x) + g(x)u - \dot{\alpha}) \quad (31)$$

Thay u ở (29) vào (31), được

$$\dot{V} = -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 - KS \operatorname{sgn}(S) \leq 0 \quad (32)$$

Như vậy, hệ thống đảm bảo tính ổn định.

3.2. Bộ quan sát trạng thái

3.2.1. Bộ quan sát từ thông phi tuyến

Mô hình QS từ thông được biểu diễn dưới đây. Đặt biến trạng thái mới:

$$\phi_j = -\ln\left(1 - \frac{\psi_j}{\psi_s}\right) = f_j(\theta)_{ij} \quad (33)$$

với ψ_j là từ thông của pha j

Theo phương trình điện động lực học của động cơ từ trở chuyển mạch:

$$\dot{\phi}_j = (-r_{ij} + u_j) g_j(\phi_j) \quad (34)$$

$$\text{với } g_j(\phi_j) = -\frac{1}{\psi_s} e^{\phi_j} \quad (35)$$

$$\hat{\phi} = \operatorname{diag}(-r_{ij} + u_j) g(\hat{\phi}) + \gamma \Phi(i) \Phi^T(i) (ai - \hat{\phi}) \quad (36)$$

$$\hat{\psi}_j = \psi_s (1 - e^{-\hat{\phi}_j}) \quad (37)$$

với: $\gamma > 0$

$$g(\phi) = [g_1(\phi) \quad g_2(\phi) \quad g_3(\phi) \quad g_4(\phi)]^T$$

$$\Phi(i) = \begin{bmatrix} i_3 & 0 \\ 0 & i_4 \\ i_1 & 0 \\ 0 & i_2 \end{bmatrix}$$

3.2.2. Bộ quan sát vị trí rotor

Mô hình QS vị trí rotor được trình bày trong phần này. Ma trận $X_3(i)$ được tính toán ở [15]:

$$X_3(i) = \begin{bmatrix} i_1 & 0 \\ 0 & i_2 \\ -i_3 & 0 \\ 0 & -i_4 \end{bmatrix} \quad (38)$$

Ma trận $G(i, \phi)$ được định nghĩa:

$$G(i, \phi) := [X_3^T(i)X_3(i)]^{-1} X_3^T(i) \frac{(\phi - ai)}{b} = \begin{bmatrix} G_1(i, \phi) \\ G_2(i, \phi) \end{bmatrix} \quad (39)$$

Bộ QS vị trí rotor được đưa ra như sau:

$$\hat{\theta} = \frac{1}{N_r} \arctan \left[\frac{G_2(i, \phi)}{G_1(i, \phi)} \right] \quad (40)$$

3.2.3. Bộ quan sát tốc độ

Bộ QS tốc độ ở phần này được thiết kế dựa trên phương trình (4) mô tả động cơ SRM, và vị trí rotor được quan sát ở phần trên. Bước đầu tiên của quá trình thiết kế bộ QS là xấp xỉ mô men tải. Sau đó bộ QS Luenberger được thiết kế để quan sát tốc độ.

Trước hết xác định bộ lọc như sau:

$$G(p) = \frac{1}{(Tp+1)^2} \quad (41)$$

trong đó $p = \frac{d}{dt}$ và $T > 0$ là hằng số thời gian lọc.

Mô men tải xấp xỉ được đưa ra dưới công thức sau:

$$\hat{\tau}_l = G(p)T_E(i, \theta) - Jp^2G(p)\hat{\theta} \quad (42)$$

Dựa trên phương trình (4) mô tả động cơ SRM bộ QS được thiết kế:

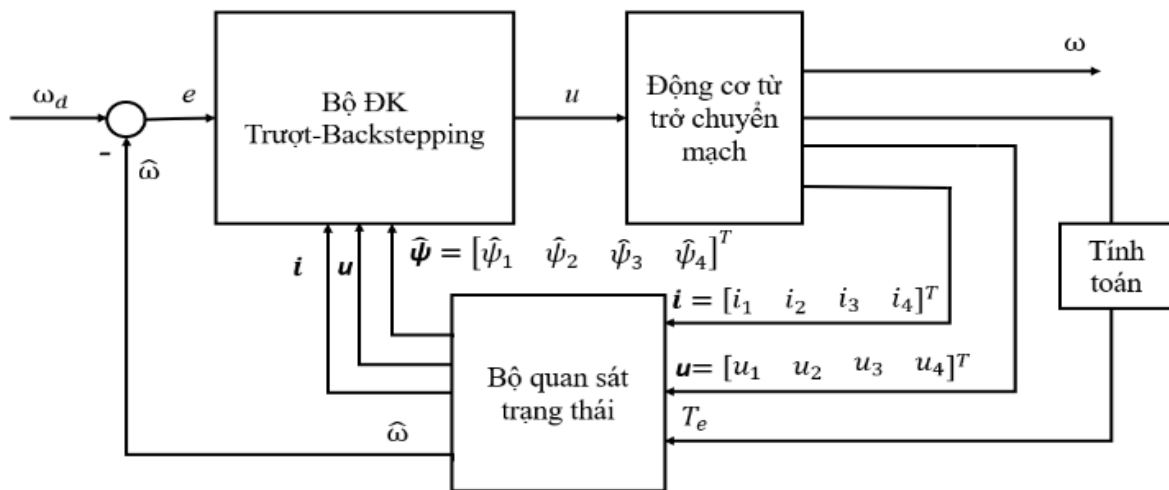
$$\dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 - l_1(\hat{x}_1 - \hat{\theta}); \quad \dot{\hat{x}}_2 = -l_2(\hat{x}_1 - \hat{\theta}) + \frac{1}{J} [T_E(i, \hat{\theta}) - \hat{\tau}_l] \quad (43)$$

với $\hat{x}_2 = \hat{\omega}$, $l_1, l_2 > 0$, $\hat{\tau}_l$ tính ở (42), $\hat{\theta}$ thiết kế ở bộ QS góc rotor ở (40).

Tính đúng đắn của các bộ QS từ thông, tốc độ và vị trí đã được chứng minh ở [15].

3.2.4. Sơ đồ điều khiển hệ thống

Hệ thống điều khiển (HTĐK) cho SRM có cấu trúc được biểu diễn trong hình 1. Bộ điều khiển được thực hiện với giả thiết các biến từ thông, tốc độ được quan sát, còn các biến dòng điện và điện áp được đo lường.



Hình 1. Cấu trúc HTĐK SRM

4. Kết quả mô phỏng kiểm chứng

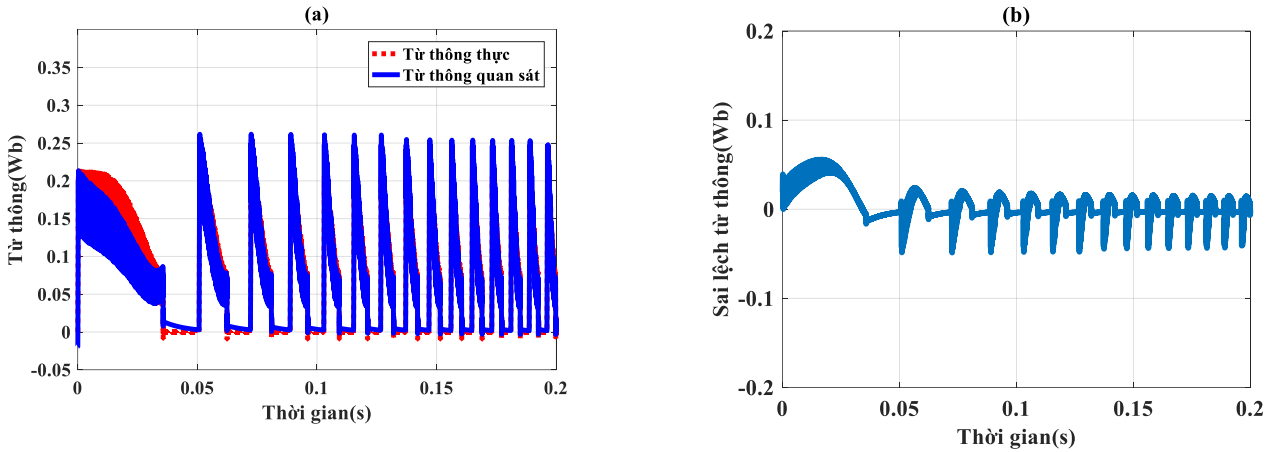
Thông số mô phỏng của hệ thống bao gồm: $J = 6,8 \times 10^{-3}$ (kgm²); $R = 0,05$ (Ω); $N_r = 6$; $N_s = 8$; $a = 1,5 \times 10^{-3}$ (H); $b = 1,364 \times 10^{-3}$ (H); $B = 0,2$; $c_1 = 2$;

$c_2 = 0,1$; $l = 2$ (m). Động cơ SRM công suất 1,2 kW – 4 pha, tốc độ 3000 vòng/phút. Hình 2, hình 3, hình 4 lần lượt là kết quả mô phỏng các biến trạng thái quan sát được gồm: từ thông, tốc độ và vị trí

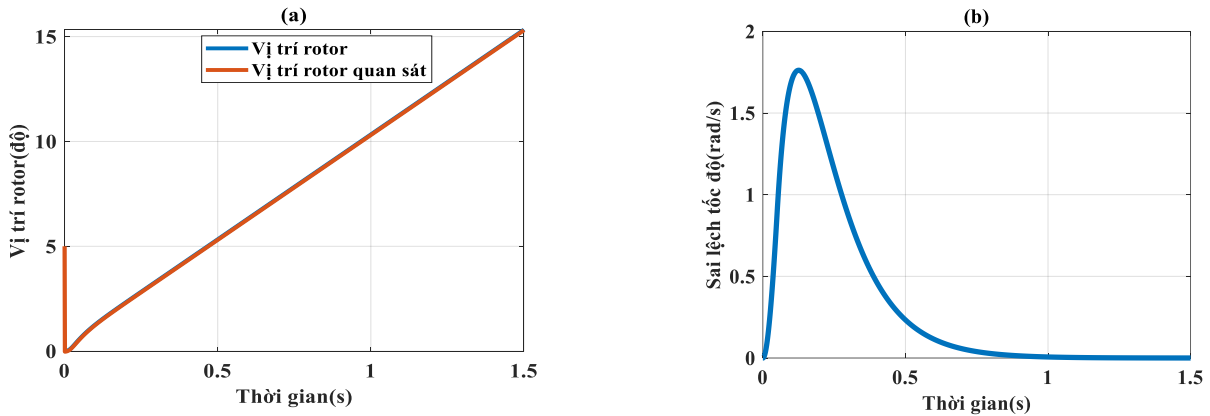
rotor. Các kết quả thu được gồm biến trạng thái từ thông, vị trí rotor, tốc độ cho kết quả sát với giá trị đo trực tiếp với giá trị sai số nhỏ. Giá trị sai số giữa từ thông thực và từ thông QS rất nhỏ, chỉ 0,03 Wb (khoảng 5%).

Trong khi đó, sai số giữa vị trí rotor thực với vị trí rotor QS là bằng 0. Sai số về tốc độ của động

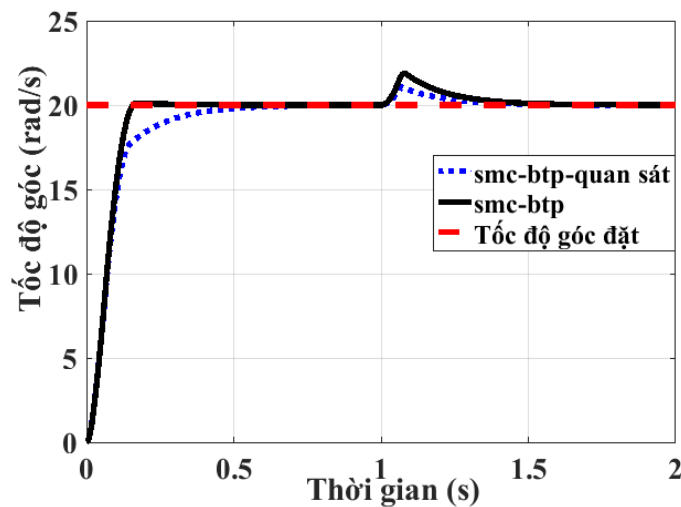
cơ giữa tốc độ thực với tốc độ QS được thể hiện ở hình 4 cũng là bằng 0 khi tốc độ động cơ đạt trạng thái xác lập. Như vậy, bộ QS các biến trạng thái phi tuyến của SRM được xây dựng đã đảm bảo tính chính xác để có thể sử dụng trong HTĐK thay thế cho các biến trạng thái phải đo hoặc tính toán trực tiếp.



Hình 2. Giá trị từ thông



Hình 4. Giá trị tốc độ



Hình 5. ĐƯTĐ ở tốc độ 20 rad/s

Trường hợp nhiễu tín hiệu điều khiển dạng xung tác động tại thời điểm 1s, ĐƯTĐ của hai hệ thống smc-btp-quan sát và smc-btp ở dải tốc độ là 20 rad/s tương ứng với hình 5. Các chỉ tiêu chất lượng điều khiển được trình bày ở bảng 1, xét ở giai đoạn nhiễu tại thời điểm 1s. Trường hợp có sự

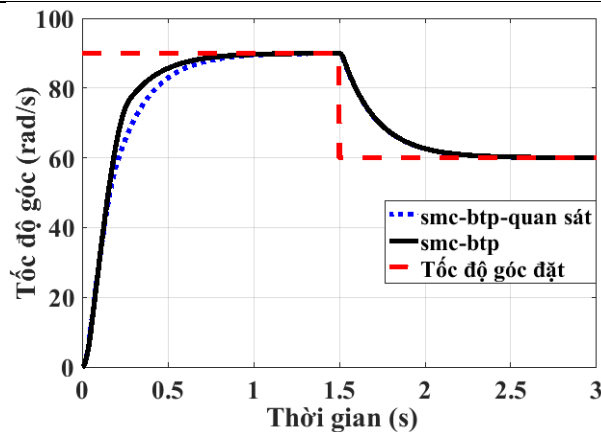
thay đổi tốc độ đặt ở thời điểm 1s, đường đặc tính tốc độ của hai hệ thống được thể hiện trong hình 6 và 7. Hình 6 là tốc độ đặt thay đổi từ 90 rad/s giảm xuống 60 rad/s. Hình 7 là tốc độ đặt tăng từ 30 rad/s lên 45 rad/s. Chất lượng điều khiển được thể hiện ở bảng 2, xét ở thời điểm thay đổi tốc độ đặt.

Bảng 1. Chất lượng điều khiển của hai hệ thống ở tốc độ đặt 20 rad/s

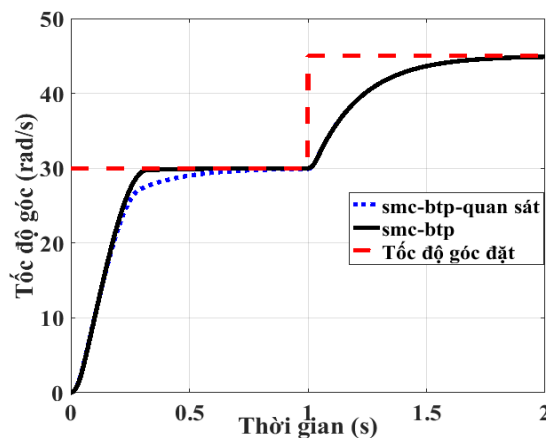
Bộ điều khiển	Độ quá điều chỉnh	Thời gian quá độ	Sai số xác lập
smc-btp-quan sát	5%	0,05s	0
smc-btp	8%	0,2s	0

Bảng 2. Chất lượng điều khiển của hai hệ thống khi thay đổi tốc độ đặt

Tốc độ thay đổi	30 rad/s lên 45 rad/s		90 rad/s xuống 60 rad/s	
Bộ điều khiển	smc-btp	smc-btp-quan sát	smc-btp	smc-btp-quan sát
Độ quá điều chỉnh	0%	0%	0%	0%
Thời gian quá độ	0,3s	0,3s	0,5s	0,5s
Sai số xác lập	0	0	0	0



Hình 6. ĐƯTĐ khi giá trị đặt giảm

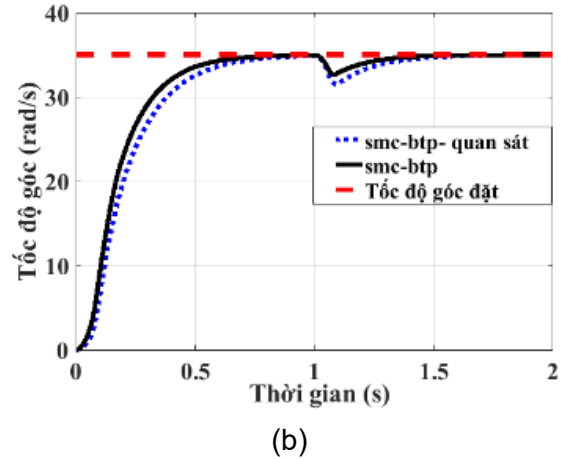
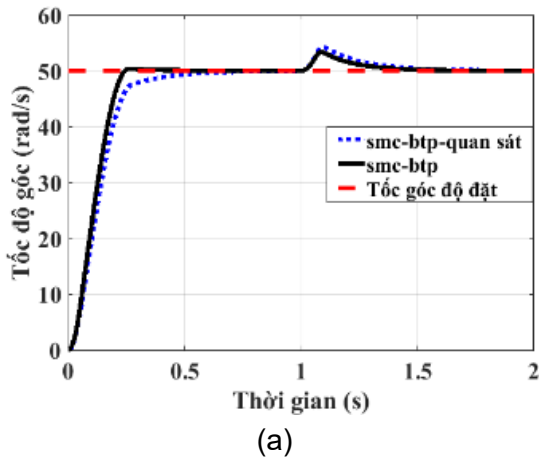


Hình 7. ĐƯTĐ khi giá trị đặt tăng

Trường hợp có sự thay đổi tải ở thời điểm 1s, đường đặc tính tốc độ của hai hệ thống được thể hiện trong hình 8a và 8b. Hình 8a ĐƯTĐ trong trường hợp giảm tải tương ứng ở cấp tốc độ 50 rad/s. Hình 8b là ĐƯTĐ trong trường hợp tăng tải tương ứng ở cấp tốc độ 35 rad/s. Chất lượng điều khiển được thể hiện ở bảng 3. Các kết quả cho thấy, hệ thống sử dụng bộ điều khiển Backstepping Sliding quan sát cho chất lượng tương đương bộ

điều khiển Backstepping Sliding. Đặc biệt, ở trường hợp thay đổi tốc độ đặt, HTĐK smc-btp- quan sát cho thấy chất lượng điều khiển ngang bằng với HTĐK smc-btp với các biến trạng thái đo trực tiếp.

Kết quả này đã khẳng định tính chính xác của bộ quan sát trạng thái phi tuyến cũng như chất lượng của hệ thống điều khiển ổn định tốc độ hệ truyền động SRM thiếu cảm biến.



Hình 8. ĐƯTĐ khi giảm và tăng tải

Bảng 3. Chất lượng điều khiển của hai hệ thống khi giảm và tăng tải

Tải thay đổi	Tốc độ 50 rad/s và giảm tải ở 1s		Tốc độ 35 rad/s và tăng tải ở 1s	
Bộ điều khiển	smc-btp	smc-btp- quan sát	smc-btp	smc-btp- quan sát
Độ quá điều chỉnh	7,5%	8%	8,5%	10%
Thời gian quá độ	0,26s	0,26s	0,3s	0,3s
Sai số xác lập	0	0	0	0

6. Kết luận

Bộ điều khiển Backstepping Sliding được tổng hợp dựa trên mô hình phi tuyến kết hợp của hệ truyền động động cơ từ trở chuyển mạch cho chất lượng điều khiển tốt. Đồng thời, bộ quan sát các biến trạng thái trong hệ thống điều khiển thiếu cảm biến cho kết quả tương đương hệ thống với các biến được đo trực tiếp. Điều này mở ra triển vọng phát triển hệ truyền động SRM không cần thiết bị đo, giảm chi phí hệ thống trong tương lai.

Tài liệu tham khảo

[1] D.F. Valencia, R. Tarvirdilu-Asl, C. Garcia, J. Rodriguez, A. Emadi. (2021). Vision,

Challenges, and Future trends of model predictive control in switched reluctance motor drives. *IEEE Access*, 9, 69926-69937. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3078366>

[2] P. H. Nha, D. Q. Thuy (2016). Improving the characteristics of switched reluctance motor. *Automatic Control and System Engineering Journal*, 16(2), 59-66.

[3] A. Berdai et al (2015). Similarity and Comparison of the Electrodynamics Characteristics of Switched Reluctance Motors SRM with Those of Series DC Motors.

- Engineering*, 7(1), 36-45.
<http://dx.doi.org/10.4236/eng.2015.71004>
- [4] G. Fang et al (2021). Advance control of switched reluctance motors: a review on current regulation, torque control and vibration suppression. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2, 280-301.
<https://doi.org/10.1109/OJIES.2021.3076807>
- [5] M. Divandari, B. Rezaie, A. R. Noei (2019). Speed control of switched reluctance motor via fuzzy fast terminal sliding mode control. *Computers and Electrical Engineering*, 80, 106472.
<https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2019.106472>
- [7] G. Rigatos, P. Siano, S. Ademi (2019). Nonlinear H-infinity control for switched reluctance machines. *Nonlinear Engineering*, 9(1), 14-27. https://doi.org/10.1515/nleng-2017-0114?urlappend=%3Futm_source%3Dresearchgate.net%26utm_medium%3Darticle
- [8] N.P. Hoang, H.P. Van, H.L. Xuan (2023). Backstepping Sliding Mode Controller of Switched Reluctance Motors with Combined Nonlinear Model. *SSRG International Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 10(8), 235-242.
<https://doi.org/10.14445/23488379/IJEEEE-V10I8P123>
- [9] C.H. Lin (2019). Adaptive nonlinear backstepping control using mended recurrent Romanovski polynomials neural network and mended particle swarm optimization for switched reluctance motor drive system. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 41(14), 4114-4128.
<https://doi.org/10.1177/0142331219851920>
- [10] M.T. Alrifai, J.H. Chow, D.A. Torrey (2003). Backstepping nonlinear speed controller for switched-reluctance motors. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 150(2), 193-200.
<https://doi.org/10.1049/ip-epa:20030229>
- [11] P. H. Nha, P. H. Phi, D. Q. Thuy, P. X. Dat, L. X. Hai (2022). Backstepping control using nonlinear state observer for Switched reluctance motor. *Vietnam Journal of Science and Technology*, 60(3), 554-568.
<https://doi.org/10.15625/2525-2518/16047>
- [12] H. Abdelmaksoud, M. Zaky (2020). Design of an adaptive flux observer for sensorless switched reluctance motors using Lyapunov theory. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 20(2), 123-130.
<https://doi.org/10.4316/AECE.2020.02014>
- [13] J. Sun et al (2019). Sliding mode observer based position estimation for sensorless control of the planar switched reluctance motor. *IEEE Access*, 7, 61034-61045.
<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2913702>
- [14] Y. Nakazwa, S. Matsunaga (2019). Position sensorless control of switched reluctance motor using state observer. *Proceedings of the 22nd International conference on electrical machines and systems*. Harbin, China, 1-4.
<https://doi.org/10.1109/ICEMS.2019.8921668>
- [15] R. Ortega, A. Sarr, A. Bobtsov, I. Bahri, D. Diallo (2019). Adaptive state observer for sensorless control switched reluctance motors. *International Journal of Robust and Nonlinear control*, 29(4), 990-1006.
<https://doi.org/10.1002/rnc.4420>