

# ĐIỀU KHIỂN BACKSTEPPING CHO MÔ HÌNH KẾT HỢP CỦA ĐỘNG CƠ TỪ TRỞ CHUYỂN MẠCH

## BACKSTEPPING CONTROL FOR COMBINATION MODEL OF SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

Phí Hoàng Nhã<sup>1,3\*</sup>, Phạm Hùng Phi<sup>1</sup>, Đào Quang Thủy<sup>2</sup>, Phạm Xuân Đạt<sup>1</sup>, Lê Xuân Hải<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

<sup>2</sup>Bộ Khoa học và Công nghệ

<sup>3</sup>Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

\*Tác giả liên hệ: phihoangnha@gmail.com

(Nhận bài: 22/7/2021; Chấp nhận đăng: 28/9/2021)

**Tóm tắt** - Động cơ từ trở chuyển mạch (SRM) với nhiều ưu điểm nhưng khó điều khiển bởi động cơ có tính phi tuyến rất mạnh. Bài báo trình bày một phương pháp tổng hợp bộ điều khiển cho SRM dựa trên kỹ thuật điều khiển phi tuyến backstepping. Bộ điều khiển này lần đầu tiên được áp dụng cho SRM có mô hình toán là sự kết hợp của cả khóa chuyển mạch và động cơ trong cùng một mô hình. Mô hình kết hợp của SRM góp phần giảm ảnh hưởng của tính phi tuyến do bộ khóa chuyển mạch, tăng tính chính xác trong điều khiển động cơ này. Tính ổn định của vòng điều khiển được phân tích dựa trên tiêu chuẩn ổn định Lyapunov. Kết quả mô phỏng thực hiện trên Matlab/Simulink khẳng định tính chính xác của mô hình kết hợp và chất lượng của hệ thống điều khiển backstepping.

**Từ khóa** - Động cơ từ trở chuyển mạch (SRM); Kỹ thuật Backstepping; Mô hình kết hợp; Lyapunov

### 1. Giới thiệu

Động cơ từ trở chuyển mạch (SRM) là động cơ điện có nhiều ưu điểm nổi trội như chi phí chế tạo thấp, cấu tạo đơn giản, rotor không có dây quấn nên cho phép nhiệt độ làm việc cao, mô men khởi động lớn,... [1-3]. Do cấu trúc vốn có của SRM và nguyên lý điều khiển khi đóng ngắt liên tục giữa các pha làm cho SRM có tính phi tuyến mạnh. Nhiều công trình đưa ra mô hình cho động cơ từ trở chuyển mạch ở cả dạng mô hình phi tuyến và mô hình tuyến [4-9]. Công trình [7] lần đầu tiên đưa ra được mô hình động học cho động cơ từ trở chuyển mạch được kết hợp với các khóa chuyển mạch trong một mô hình. Đáng tiếc, tác giả của công trình này lại tuyến tính hóa mô hình động lực học của SRM từ mô hình kết hợp nhằm sử dụng các phương pháp tổng hợp bộ điều khiển tuyến tính cho SRM.

Một vài nghiên cứu [10-16] tổng hợp bộ điều khiển áp dụng kỹ thuật điều khiển phi tuyến như trượt, backstepping,... cho động cơ từ trở chuyển mạch. Nhưng các mô hình sử dụng để tổng hợp bộ điều khiển cho SRM đến nay chỉ dừng lại ở mô hình truyền thống, đó là mô hình toán của động cơ từ trở được tách riêng với mô hình bộ khóa chuyển mạch (converter).

Để giảm bớt những sai số do quá trình tuyến tính hóa mô hình, trong bài báo này, nhóm tác giả đề xuất áp dụng

**Abstract** - Switched Reluctance Motor (SRM) has many advantages with very strong nonlinearity, hence it is difficult to control. The paper presents a method to design a nonlinear controller for SRM based on backstepping nonlinear control technique. This controller is first applied to SRM which its mathematical model is a combination of both the commutator and the motor in the same model. The combination model of SRM contributes to reduce the influence of nonlinearity due to the switching lock, increasing the accuracy in controlling this motor. The stability of the closed control loop was analyzed based on the Lyapunov stability standard. The simulation results performed on Matlab/Simulink confirmed the accuracy of the combination model and the quality of the backstepping control system.

**Key words** - Switched Reluctance Motor (SRM); Backstepping Technique; Combination model; Lyapunov

phương pháp thiết kế dựa trên kỹ thuật backstepping áp dụng với mô hình kết hợp SRM. Các kết quả nghiên cứu được kiểm chứng thông qua mô phỏng số.

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

Mô hình toán của động cơ từ trở chuyển mạch được sử dụng để tổng hợp bộ điều khiển dưới dạng phương trình vi phân trên cơ sở các phương trình cơ bản của máy điện. Động lực học của động cơ từ trở bao gồm các phương trình về điện áp, phương trình mô men và phương trình cơ.

Phương trình vi phân mô tả SRM với m pha có dạng sau:

$$u_j = R \cdot i_j + \frac{d\psi_j}{dt} \quad (1)$$

Trong đó:  $j = 1, 2, \dots, m$ ;

$u_j$  là điện áp của pha  $j$ ;

$R$  là điện trở pha  $j$ ;

$i_j$  là dòng điện pha  $j$ ;

$\psi_j$  từ thông pha  $j$ .

Từ phương trình (1), từ thông của một pha  $j$  bất kỳ được biểu diễn:

<sup>1</sup> Ha Noi University of Science and Technology (Phi Hoang Nha, Pham Hung Phi, Pham Xuan Dat)

<sup>2</sup> Ministry of Science and Technology (Dao Quang Thuy)

<sup>3</sup> Ha Noi University of Industry (Phi Hoang Nha, Le Xuan Hai)

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

Từ thông  $\psi_j$  phụ thuộc vào cả dòng điện  $i_j$  và góc  $\theta$ , nên nó được biểu diễn đầy đủ hơn như sau:  $\psi_j(i_j, \theta)$ .

Phương trình đặc tính cơ của SRM:

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = T_e - T_l \quad (3)$$

Trong đó,  $T_e$  là mô men một pha;  $T_l$  là mô men tải;  $J$  là mô men quán tính.

Theo nguyên lý chuyển đổi năng lượng xảy ra trong động cơ từ trở chuyển mạch, mô men sinh ra chính bằng biến thiên đổi năng lượng từ trường ( $W'_j$ ) trong cuộn dây stator theo vị trí góc rotor.

$$T_j(\theta, i_j) = \frac{\partial W'_j}{\partial \theta} \quad (4)$$

$$\text{ở đó: } \partial W'_j(\theta, i_j) = \int_0^{i_j} \psi_j(\theta, i_j) di_j \quad (5)$$

Mô men trong SRM là hàm phi tuyến theo dòng điện nếu mạch từ là tuyến tính. Khi đó, mô men tổng sinh ra chính bằng tổng mô men ở các pha:

$$T_e(\theta, i_1, i_2, \dots, i_m) = \sum_{j=1}^m T_j(\theta, i_j) \quad (6)$$

Để điều khiển được động cơ từ trở chuyển mạch, chúng ta cần xác định được đặc tính từ thông  $\psi_j(\theta, i_j)$  càng chính xác càng tốt. Để thuận tiện trong quá trình nghiên cứu, phát triển các thuật toán điều khiển, đặc tính từ thông có thể được xấp xỉ là một hàm liên tục [7], như sau:

$$\psi_j(\theta, i_j) = \psi_s (1 - e^{-i_j f_j(\theta)}) \quad (7)$$

với  $j = 1, 2, \dots, m$ ;  $\psi_s$  là từ thông bão hòa.

Nhìn chung, do cấu tạo đặc biệt của SRM nên sự hoạt động của động cơ này không giống như các động cơ điện thông thường. Rotor của động cơ từ trở chuyển mạch quay từng góc rời rạc nên hàm  $f_j(\theta)$  có thể được biểu diễn bằng chuỗi Fourier:

$$f_j(\theta) = a + \sum_{n=1}^{\infty} \{b_n \sin[nN_r \theta - (j-1) \frac{2\pi}{m}] + c_n \cos[nN_r \theta - (j-1) \frac{2\pi}{m}]\} \quad (8)$$

ở đó,  $N_r$  là số cực rotor, và nếu bỏ qua các thành phần bậc cao hơn trong chuỗi Fourier [8], ta thu được hàm (8) đơn giản hơn:

$$f_j(\theta) = a + b \sin[N_r \theta - (j-1) \frac{2\pi}{m}] \quad (9)$$

Mô men của pha  $j$  được biểu diễn như sau [9]:

$$T_j(\theta, i_j) = \frac{\psi_s}{f_j^2(\theta)} \frac{df_j(\theta)}{d\theta} \{1 - [1 + i_j f_j(\theta)] e^{-i_j f_j(\theta)}\} \quad (10)$$

Phương trình không gian trạng thái của động cơ từ trở chuyển mạch, bao gồm các phương trình sau:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left\{ \sum_{j=1}^m T_j(\theta, i_j) - T_l(\theta, \omega) \right\} \quad (11)$$

$$\frac{di_j}{dt} = - \left( \frac{\partial \psi_j}{\partial i_j} \right) \left( Ri_j + \frac{\partial \psi_j}{\partial \theta} \omega \right) + \left( \frac{\partial \psi_j}{\partial i_j} \right)^{-1} u_j$$

Mô hình trạng thái hệ truyền động động cơ từ trở chuyển mạch được trình bày dưới đây dựa trên [7]. Xét với động cơ từ trở chuyển mạch có  $m=4$  pha, véc tơ trạng thái là  $x = [\theta, \omega, i_1, i_2, i_3, i_4]^T = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T$ . Phương trình trạng thái của động cơ:

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (12)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{J} [T_1(\theta, x_3) + T_2(\theta, x_4) + T_3(\theta, x_5) + T_4(\theta, x_6) - T_l(x_1, x_2)]$$

$$\begin{aligned} & \left[ \begin{aligned} & \frac{\psi_s}{f_1^2(x_1)} \frac{\partial f_1(x_1)}{\partial x_1} N_r \{1 - [1 + x_3 f_1(x_1)] e^{-x_3 f_1(x_1)}\} \\ & + \frac{\psi_s}{f_2^2(x_1)} \frac{\partial f_2(x_1)}{\partial x_1} N_r \{1 - [1 + x_4 f_2(x_1)] e^{-x_4 f_2(x_1)}\} \\ & + \frac{\psi_s}{f_3^2(x_1)} \frac{\partial f_3(x_1)}{\partial x_1} N_r \{1 - [1 + x_5 f_3(x_1)] e^{-x_5 f_3(x_1)}\} \\ & + \frac{\psi_s}{f_4^2(x_1)} \frac{\partial f_4(x_1)}{\partial x_1} N_r \{1 - [1 + x_6 f_4(x_1)] e^{-x_6 f_4(x_1)}\} \\ & - Bx_2 - mgl \sin(x_1) \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 = & \left[ -\psi_s e^{-x_3 f_1(x_1)} f_1(x_1) \right]^{-1} \left[ Rx_3 + \left( \psi_s e^{-x_3 f_1(x_1)} \right) \left( x_3 \frac{\partial f_1(x_1)}{\partial x_1} \right) x_2 \right] \\ & + \left[ \psi_s e^{-x_3 f_1(x_1)} f_1(x_1) \right]^{-1} u_1 \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_4 = & \left[ -\psi_s e^{-x_4 f_2(x_1)} f_2(x_1) \right]^{-1} \left[ Rx_4 + \left( \psi_s e^{-x_4 f_2(x_1)} \right) \left( x_4 \frac{\partial f_2(x_1)}{\partial x_1} \right) x_2 \right] \\ & + \left[ \psi_s e^{-x_4 f_2(x_1)} f_2(x_1) \right]^{-1} u_2 \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_5 = & \left[ -\psi_s e^{-x_5 f_3(x_1)} f_3(x_1) \right]^{-1} \left[ Rx_5 + \left( \psi_s e^{-x_5 f_3(x_1)} \right) \left( x_5 \frac{\partial f_3(x_1)}{\partial x_1} \right) x_2 \right] \\ & + \left[ \psi_s e^{-x_5 f_3(x_1)} f_3(x_1) \right]^{-1} u_3 \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_6 = & \left[ -\psi_s e^{-x_6 f_4(x_1)} f_4(x_1) \right]^{-1} \left[ Rx_6 + \left( \psi_s e^{-x_6 f_4(x_1)} \right) \left( x_6 \frac{\partial f_4(x_1)}{\partial x_1} \right) x_2 \right] \\ & + \left[ \psi_s e^{-x_6 f_4(x_1)} f_4(x_1) \right]^{-1} u_4 \end{aligned} \quad (17)$$

ở đó:

$$\frac{\partial f_i}{\partial x_1} = b N_r \cos \left( N_r x_1 - (j-1) \frac{2\pi}{m} \right) \quad (18)$$

Lưu ý rằng, trong mô tả không gian trạng thái trên  $Bx_2$  là thành phần đối lập với chuyển động quay, trong khi  $mgl$  là mô men tải cơ học.

Từ (13) ta đặt:

$$\begin{aligned}
f_a(\underline{x}) &= \frac{1}{J} \left[ \frac{\psi_s}{f_1^2(x_1)} \frac{\partial f_1(x_1)}{\partial x_1} N_r \left\{ 1 - e^{-x_3 f_1(x_1)} \right\} \right] \\
g_a(\underline{x}) &= \frac{1}{J} \left[ \frac{\psi_s}{f_1^2(x_1)} \frac{\partial f_1(x_1)}{\partial x_1} N_r \left\{ -f_1(x_1) e^{-x_3 f_1(x_1)} \right\} \right] \\
f_b(\underline{x}) &= \frac{1}{J} \left[ \frac{\psi_s}{f_2^2(x_1)} \frac{\partial f_2(x_1)}{\partial x_1} N_r \left\{ 1 - e^{-x_4 f_2(x_1)} \right\} \right] \\
g_b(\underline{x}) &= \frac{1}{J} \left[ \frac{\psi_s}{f_2^2(x_1)} \frac{\partial f_2(x_1)}{\partial x_1} N_r \left\{ -f_2(x_1) e^{-x_4 f_2(x_1)} \right\} \right] \\
f_c(\underline{x}) &= \frac{1}{J} \left[ \frac{\psi_s}{f_3^2(x_1)} \frac{\partial f_3(x_1)}{\partial x_1} N_r \left\{ 1 - e^{-x_5 f_3(x_1)} \right\} \right] \\
g_c(\underline{x}) &= \frac{1}{J} \left[ \frac{\psi_s}{f_3^2(x_1)} \frac{\partial f_3(x_1)}{\partial x_1} N_r \left\{ -f_3(x_1) e^{-x_5 f_3(x_1)} \right\} \right] \\
f_d(\underline{x}) &= \frac{1}{J} \left[ \frac{\psi_s}{f_4^2(x_1)} \frac{\partial f_4(x_1)}{\partial x_1} N_r \left\{ 1 - e^{-x_6 f_4(x_1)} \right\} \right] \\
g_d(\underline{x}) &= \frac{1}{J} \left[ \frac{\psi_s}{f_4^2(x_1)} \frac{\partial f_4(x_1)}{\partial x_1} N_r \left\{ -f_4(x_1) e^{-x_6 f_4(x_1)} \right\} \right]
\end{aligned}$$

Phương trình (13) có thể viết lại thành:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_2 &= [f_a(\underline{x}) + g_a(\underline{x})x_3] + [f_b(\underline{x}) + g_b(\underline{x})x_4] \\
&+ [f_c(\underline{x}) + g_c(\underline{x})x_5] + [f_d(\underline{x}) + g_d(\underline{x})x_6] - \frac{B}{J} \dot{x}_2 - \frac{mgl}{J} \sin(x_1)
\end{aligned} \quad (19)$$

Vi phân phương trình (19) theo thời gian, ta được:

$$\begin{aligned}
\ddot{x}_2 &= [\dot{f}_a(\underline{x}) + \dot{g}_a(\underline{x})x_3 + g_a(\underline{x})\dot{x}_3] + \\
&[\dot{f}_b(\underline{x}) + \dot{g}_b(\underline{x})x_4 + g_b(\underline{x})\dot{x}_4] + \\
&[\dot{f}_c(\underline{x}) + \dot{g}_c(\underline{x})x_5 + g_c(\underline{x})\dot{x}_5] + \\
&[\dot{f}_d(\underline{x}) + \dot{g}_d(\underline{x})x_6 + g_d(\underline{x})\dot{x}_6] \\
&- \frac{B}{J} \dot{x}_2 - \frac{mgl}{J} \cos(x_1) \dot{x}_1
\end{aligned} \quad (20)$$

Từ phương trình (14) đến (17), ta đặt:

$$\begin{aligned}
p_a(\underline{x}) &= \left[ -\psi_s e^{-x_3 f_1(x_1)} f_1(x_1) \right]^{-1} \left[ R x_3 + \left( \psi_s e^{-x_3 f_1(x_1)} \right) \left( x_3 \frac{\partial f_1(x_1)}{\partial x_1} \right) x_2 \right] \\
q_a(\underline{x}) &= \left[ \psi_s e^{-x_3 f_1(x_1)} f_1(x_1) \right]^{-1} \\
p_b(\underline{x}) &= \left[ -\psi_s e^{-x_4 f_2(x_1)} f_2(x_1) \right]^{-1} \left[ R x_4 + \left( \psi_s e^{-x_4 f_2(x_1)} \right) \left( x_4 \frac{\partial f_2(x_1)}{\partial x_1} \right) x_2 \right] \\
q_b(\underline{x}) &= \left[ \psi_s e^{-x_4 f_2(x_1)} f_2(x_1) \right]^{-1} \\
p_c(\underline{x}) &= \left[ -\psi_s e^{-x_5 f_3(x_1)} f_3(x_1) \right]^{-1} \left[ R x_5 + \left( \psi_s e^{-x_5 f_3(x_1)} \right) \left( x_5 \frac{\partial f_3(x_1)}{\partial x_1} \right) x_2 \right] \\
q_c(\underline{x}) &= \left[ \psi_s e^{-x_5 f_3(x_1)} f_3(x_1) \right]^{-1}
\end{aligned}$$

$$p_d(\underline{x}) = \left[ -\psi_s e^{-x_6 f_4(x_1)} f_4(x_1) \right]^{-1} \left[ R x_6 + \left( \psi_s e^{-x_6 f_4(x_1)} \right) \left( x_6 \frac{\partial f_4(x_1)}{\partial x_1} \right) x_2 \right]$$

$$q_d(\underline{x}) = \left[ \psi_s e^{-x_6 f_4(x_1)} f_4(x_1) \right]^{-1}$$

Ta viết lại phương trình (14) đến (17) như sau:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_3 &= p_a(\underline{x}) + q_a(\underline{x})u_1 \\
\dot{x}_4 &= p_b(\underline{x}) + q_b(\underline{x})u_2 \\
\dot{x}_5 &= p_c(\underline{x}) + q_c(\underline{x})u_3 \\
\dot{x}_6 &= p_d(\underline{x}) + q_d(\underline{x})u_4
\end{aligned} \quad (21)$$

Thay (21) vào (20), ta có:

$$\begin{aligned}
\ddot{x}_2 &= [\dot{f}_a(\underline{x}) + \dot{g}_a(\underline{x})x_3 + g_a(\underline{x})p_a(\underline{x}) + g_a(\underline{x})q_a(\underline{x})u_1] + \\
&[\dot{f}_b(\underline{x}) + \dot{g}_b(\underline{x})x_4 + g_b(\underline{x})p_b(\underline{x}) + g_b(\underline{x})q_b(\underline{x})u_2] + \\
&[\dot{f}_c(\underline{x}) + \dot{g}_c(\underline{x})x_5 + g_c(\underline{x})p_c(\underline{x}) + g_c(\underline{x})q_c(\underline{x})u_3] + \\
&[\dot{f}_d(\underline{x}) + \dot{g}_d(\underline{x})x_6 + g_d(\underline{x})p_d(\underline{x}) + g_d(\underline{x})q_d(\underline{x})u_4] - \\
&\frac{B}{J} \dot{x}_2 - \frac{mgl}{J} \cos(x_1) \dot{x}_1
\end{aligned} \quad (22)$$

Động cơ từ trở chuyên mạch hoạt động được với nguyên lý cấp điện áp cho từng pha. Nếu xét số pha là 4, ta được  $u_j = k_j u$ , (với  $j=1, 2, 3, 4$ );  $k_j$  là khóa chuyên pha nên chỉ nhận 2 giá trị là 0 hoặc 1. Phương trình (22) có thể biểu diễn lại như sau:

$$\begin{aligned}
\ddot{x}_2 &= \left[ \dot{f}_a(\underline{x}) + \dot{g}_a(\underline{x})x_3 + g_a(\underline{x})p_a(\underline{x}) + \dot{f}_b(\underline{x}) + \dot{g}_b(\underline{x})x_4 \right] \\
&+ \left[ g_b(\underline{x})p_b(\underline{x}) + \dot{f}_c(\underline{x}) + \dot{g}_c(\underline{x})x_5 + g_c(\underline{x})p_c(\underline{x}) + \right. \\
&\left. \dot{f}_d(\underline{x}) + \dot{g}_d(\underline{x})x_6 + g_d(\underline{x})p_d(\underline{x}) \right] \\
&+ \left[ g_a(\underline{x})q_a(\underline{x})k_1 + g_b(\underline{x})q_b(\underline{x})k_2 + g_c(\underline{x})q_c(\underline{x})k_3 \right] \\
&+ \left[ g_d(\underline{x})q_d(\underline{x})k_4 \right] \\
&- \frac{B}{J} \dot{x}_2 - \frac{mgl}{J} \cos(x_1) \dot{x}_1
\end{aligned} \quad (23)$$

Bằng cách đặt hàm:

$$F(\underline{x}) = \left[ \dot{f}_a(\underline{x}) + \dot{g}_a(\underline{x})x_3 + g_a(\underline{x})p_a(\underline{x}) + \dot{f}_b(\underline{x}) + \dot{g}_b(\underline{x})x_4 \right] \\
+ \left[ g_b(\underline{x})p_b(\underline{x}) + \dot{f}_c(\underline{x}) + \dot{g}_c(\underline{x})x_5 + g_c(\underline{x})p_c(\underline{x}) + \right. \\
\left. \dot{f}_d(\underline{x}) + \dot{g}_d(\underline{x})x_6 + g_d(\underline{x})p_d(\underline{x}) \right]$$

và:

$$G(\underline{x}) = \left[ g_a(\underline{x})q_a(\underline{x})k_1 + g_b(\underline{x})q_b(\underline{x})k_2 + g_c(\underline{x})q_c(\underline{x})k_3 \right] \\
+ \left[ g_d(\underline{x})q_d(\underline{x})k_4 \right]$$

Ta thu được dạng khác của phương trình (23) như sau:

$$\ddot{x}_2 = F(\underline{x}) + G(\underline{x}) - \frac{B}{J} \dot{x}_2 - \frac{mgl}{J} \cos(x_1) \dot{x}_1 \quad (24)$$

Đặt:

$$f(\underline{x}) = F(\underline{x}) - \frac{B}{J} \dot{x}_2 - \frac{mgl}{J} \cos(x_1) \dot{x}_1 \quad (25)$$

$$g(\underline{x}) = G(\underline{x})$$

Ta có:

$$\ddot{x}_2 = f(x) + g(x)u \quad (26)$$

Để thuận lợi cho việc thiết kế, ta biểu diễn (26) dưới dạng mô hình trạng thái. Đặt  $x_2 = z_1$ , ta có mô hình trạng thái của SRM:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = f(x) + g(x)u \end{cases} \quad (27)$$

với  $f(x), g(x)$  được định nghĩa ở (25).

Mô hình (27) hoàn toàn phù hợp sử dụng kỹ thuật backstepping để thiết kế bộ điều khiển.

### 3. Tổng hợp bộ điều khiển backstepping cho SRM

#### 3.1. Thuật toán điều khiển backstepping

Trong phần 2 của bài báo, mô hình động lực học của SRM được biểu diễn bằng mô hình trạng thái (27):

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = f(x) + g(x)u \end{cases} \quad (28)$$

Đó là mô hình hệ phi tuyến truyền ngược chặt bậc 2. Theo kỹ thuật backstepping ta cần thực hiện hai bước thiết kế cho hệ thống này.

*Bước 1:* Gọi sai lệch bám tốc độ đặt  $z_d = \omega_d$  là  $e_1$ , ta có:

$$e_1 = z_1 - z_d \quad (29)$$

Đạo hàm  $e_1$  theo thời gian ta được:

$$\dot{e}_1 = \dot{z}_1 - \dot{z}_d = z_2 - \dot{z}_d \quad (30)$$

Đặt  $e_2 = z_2 - \alpha_1$ , trong đó  $\alpha_1$  là tín hiệu điều khiển ảo cho hệ con thứ nhất

Thay vào (30) ta được:

$$\dot{e}_1 = \dot{z}_1 - \dot{z}_d = z_2 - \dot{z}_d = e_2 + \alpha_1 - \dot{z}_d \quad (31)$$

Để xác định tín hiệu điều khiển ảo đảm bảo  $e_1 \rightarrow 0$  ta chọn hàm Lyapunov

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (32)$$

Đạo hàm  $V_1$  theo thời gian ta được:

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (e_2 + \alpha_1 - \dot{z}_d) = -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 \quad (33)$$

Để có (33) thì tín hiệu điều khiển ảo có dạng như sau:

$$\alpha_1 = -c_1 e_1 + \dot{z}_d \quad (34)$$

Trong đó,  $c_1$  là hằng số dương. Để  $e_1 \rightarrow 0$  thì  $e_2 \rightarrow 0$

*Bước 2:*

$$e_2 = z_2 - \alpha_1 \quad (35)$$

Đạo hàm  $e_2$  theo thời gian ta được:

$$\dot{e}_2 = \dot{z}_2 - \dot{\alpha}_1 \quad (36)$$

Từ (28) ta có

$$\dot{e}_2 = \dot{z}_2 - \dot{\alpha}_1 = f(x) + g(x)u - \dot{\alpha}_1 \quad (37)$$

Để xác định tín hiệu điều khiển  $u$  đảm bảo  $e_2 \rightarrow 0$ , ta chọn hàm Lyapunov:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (38)$$

Đạo hàm theo thời gian ta được:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (39)$$

Thế biểu thức (33) và (37) vào (39) thu được:

$$\dot{V}_2 = -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 + e_2 [f(x) + g(x)u - \dot{\alpha}_1] \quad (40)$$

Chọn tín hiệu điều khiển cho hệ từ (40):

$$u = \frac{-c_2 e_2 - e_1 - [f(x) - \dot{\alpha}_1]}{g(x)} \quad (41)$$

với  $c_2$  là hằng số dương và:

$$f(x) = \frac{1}{J} \left[ \sum_{j=1}^4 \frac{\partial T_j(\theta, i_j)}{\partial i_j} \left( \frac{\partial \psi_j(\theta, i_j)}{\partial i_j} \right)^{-1} \left( -Ri_j - \omega \frac{\partial \psi_j(\theta, i_j)}{\partial \theta} \right) \right]$$

$$+ \omega \sum_{j=1}^4 \frac{\partial T_j(\theta, i_j)}{\partial \theta} - B\omega - \frac{dT_l}{dt}$$

$$g(x) = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^4 \frac{\partial T_j(\theta, i_j)}{\partial i_j} \left( \frac{\partial \psi_j(\theta, i_j)}{\partial i_j} \right)^{-1} k_j$$

*Định lý:* SRM có mô hình trạng thái (28) được điều khiển bằng bộ điều khiển backstepping (41). Trong đó,  $c_1, c_2$  là các hằng số dương đảm bảo hệ kín ổn định Lyapunov (điều kiện  $g(x) \neq 0$ ).

*Chứng minh:*

Chọn hàm Lyapunov cho hệ kín có dạng như sau:

$$V = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 = V_2 \quad (42)$$

Đạo hàm  $V$  theo thời gian ta được:

$$\dot{V} = -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 + e_2 [f(x) + g(x)u - \dot{\alpha}_1] \quad (43)$$

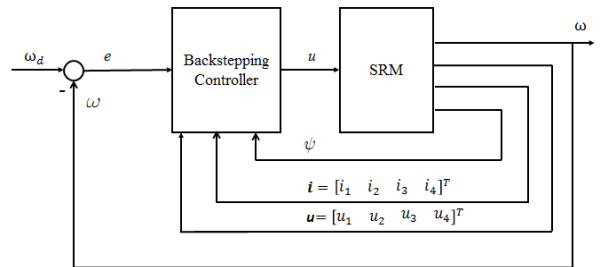
Thay  $u$  từ biểu thức (41) vào (43) ta được

$$\dot{V} = -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 + e_2 [f(x) - c_2 e_2 - e_1 - [f(x) - \dot{\alpha}_1] - \dot{\alpha}_1]$$

$$\dot{V} = -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 \leq 0 \quad (44)$$

Vậy điều cần chứng minh đã được chứng minh.

#### 3.2. Cấu trúc hệ thống điều khiển SRM



**Hình 1.** Cấu trúc điều khiển SRM sử dụng Backstepping

Cấu trúc hệ thống điều khiển SRM với đầu vào là giá trị đặt tốc độ, đầu vào bộ điều khiển backstepping là sai số tốc độ, điện áp, dòng điện và từ thông được thể hiện trong Hình 1. Trong Hình 1, bộ điều khiển backstepping được xây dựng trong Phần 3.1 với tín hiệu điều khiển  $u$  trong

biểu thức (41). Đối tượng điều khiển chính là SRM, mô hình SRM thể hiện trong biểu thức (28). Với hệ thống này, phản hồi tốc độ được đo bằng encoder, dòng điện và điện áp các pha được đo bằng các cảm biến dòng và áp. Giá trị từ thông được xác định dựa trên phương trình (7) với các giá trị tức thời theo từng dòng điện và vị trí rotor. Tín hiệu điều khiển (41) được đưa vào mô hình toán SRM là mô hình kết hợp cả khóa chuyển mạch và động cơ trong cùng một mô hình (28). Các kết quả được kiểm chứng thông qua mô phỏng trên phần mềm Matlab/ Simulink với nhiều trường hợp khác nhau.

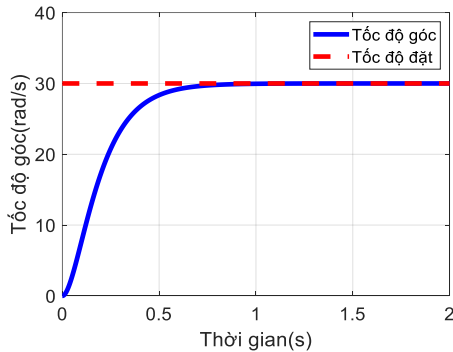
**4. Mô phỏng kiểm chứng**

Các kết quả mô phỏng được thực hiện trên phần mềm Matlab Simulink. Với một số các thông số SRM và tham số lựa chọn của bộ điều khiển biểu diễn trong Bảng 1.

**Bảng 1.** Bảng một số thông số mô hình SRM và bộ điều khiển [17]

Số cực rotor	$N_r = 6$
Hệ số mô men quán tính	$J = 6,8 \times 10^{-3} (kgm^2)$
Hệ số tính từ thông	$a = 1,5 \times 10^{-3} (H)$
Hệ số tính từ thông	$b = 1,364 \times 10^{-3} (H)$
Số cực stator	$N_s = 8$
Điện trở pha	$R = 0,05 (\Omega)$
Hệ số ma sát	$B = 0,2$
$c_2 = 0.1$	$c_1 = 2$

Để đánh giá chất lượng của bộ điều khiển backstepping với mô hình kết hợp của SRM, tác giả kiểm chứng tính ổn định, khả năng bám tín hiệu đặt trong trường hợp tốc độ đặt  $\omega_d = 30(rad/s)$  và  $\omega_d = 10\cos(\pi t/3)(rad/s)$ .



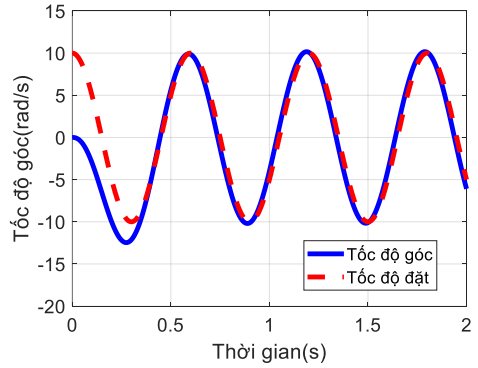
**Hình 2.** Đáp ứng tốc độ khi  $\omega_d = 30(rad/s)$

Trường hợp tốc độ đặt  $\omega_d = 30(rad/s)$ , thể hiện trong hình 2, đáp ứng tốc độ cho thấy chất lượng điều khiển tốt khi lượng quá điều chỉnh bằng 0%, thời gian quá độ chỉ 0,6s, thời gian đáp ứng chỉ mất 0,3s.

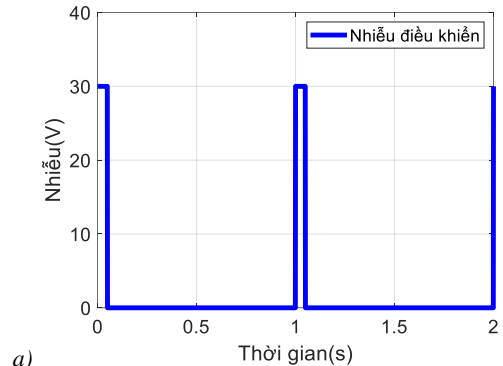
Trường hợp tốc độ đặt  $\omega_d = 10\cos(\pi t/3)(rad/s)$ , thể hiện trong hình 3, đáp ứng tốc độ cho thấy chất lượng điều khiển tốt, tín hiệu nhanh chóng bám theo giá trị đặt hình sin.

Khi có nhiễu tác động lên tín hiệu điều khiển có dạng như hình 4a, tín hiệu nhiễu là 30V, xét tại thời điểm 1s, đáp ứng tốc độ trong trường hợp này bị mất ổn định khi lượng quá điều chỉnh vọt lên 34,5 (rad/s) tương ứng 15%. Sau đó, chỉ mất thời gian xác lập là 0,4s hệ thống đã ổn định (hình 4b). Như vậy, chất lượng điều khiển của bộ điều khiển

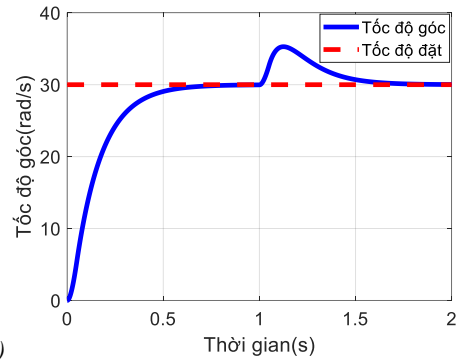
backstepping khá tốt, đáp ứng được với nhiễu.



**Hình 3.** Đáp ứng tốc độ khi  $\omega_d = 10\cos(\pi t/3)(rad/s)$

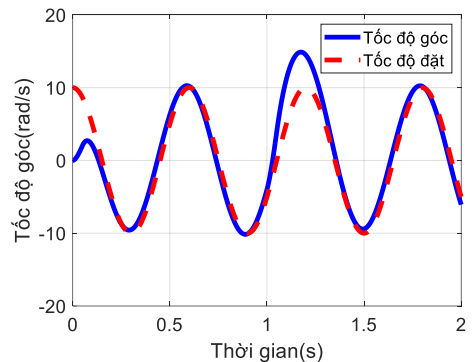


a)



b)

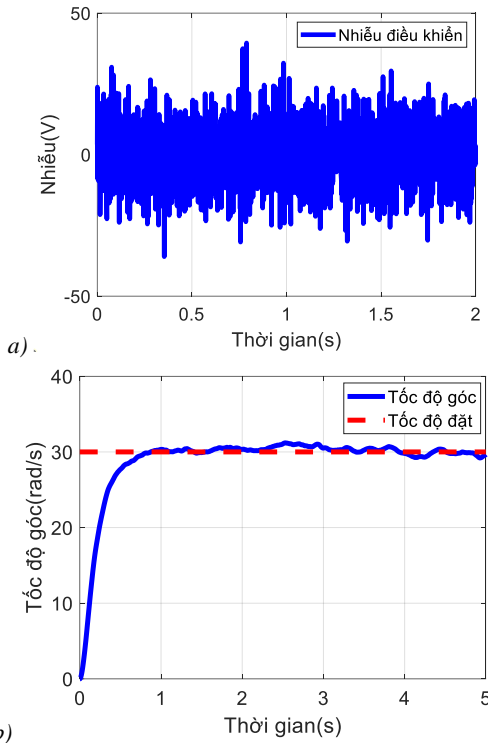
**Hình 4.** Đáp ứng tốc độ khi  $\omega_d = 30(rad/s)$  với nhiễu điều khiển



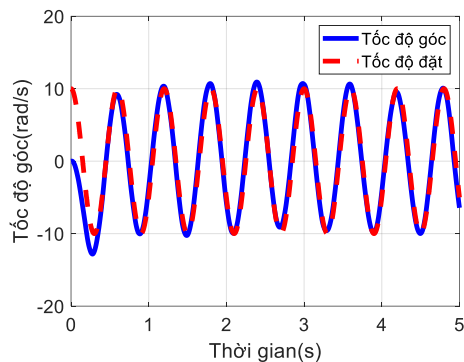
**Hình 5.** Đáp ứng tốc độ khi  $\omega_d = 10\cos(\pi t/3)(rad/s)$  với nhiễu điều khiển

Tương tự, khi xét nhiễu tác động là nhiễu tín hiệu điều khiển (25V) như Hình 4a, với tốc độ đặt có biên dạng hình sin  $\omega_d = 10\cos(\pi t/3)(rad/s)$ , đáp ứng tốc độ như trong Hình 5. Xét tại thời điểm 1s kích tín hiệu nhiễu điều khiển, tốc độ nhảy vọt từ 10 (rad/s) lên 12 (rad/s), sau đó nhanh

chóng bám theo quỹ đạo đặt. Bộ điều khiển backstepping một lần nữa thể hiện khả năng điều khiển tốt với cả tín hiệu đầu vào có dạng hình sin.



**Hình 6.** Đáp ứng tốc độ khi  $\omega_d = 30(\text{rad} / \text{s})$  với nhiễu trắng



**Hình 7.** Đáp ứng tốc độ khi  $\omega_d = 10\cos(\pi / 3)(\text{rad} / \text{s})$  với nhiễu trắng

Xét trường hợp nhiễu là nhiễu trắng có biên độ thay đổi liên tục (Hình 6a), khả năng đáp ứng tốc độ trong trường hợp này của bộ điều khiển backstepping thể hiện trong Hình 6b với tốc độ đặt là hằng số  $\omega_d = 30(\text{rad} / \text{s})$  và Hình 7 với tốc độ đặt là hình sin  $\omega_d = 10\cos(\pi / 3)(\text{rad} / \text{s})$ . Kết quả cho thấy, đáp ứng tốc độ trong cả hai trường hợp tín hiệu đặt khác nhau là rất tốt, độ nhấp nhô của tín hiệu đáp ứng nhỏ, luôn bám sát tín hiệu đặt.

Các kết quả mô phỏng đáp ứng tốc độ của động cơ từ trở chuyển mạch sử dụng bộ điều khiển backstepping với các trường hợp tốc độ đặt khác nhau, nhiễu tác động khác nhau cho thấy, chất lượng bộ điều khiển backstepping rất tốt. Hơn nữa, bộ điều khiển backstepping sử dụng mô hình kết hợp của SRM một lần nữa khẳng định tính chính xác của mô hình và tính phù hợp của kỹ thuật điều khiển backstepping với đối tượng này.

## 5. Kết luận

Bài báo trình bày chi tiết mô hình kết hợp của động cơ từ trở chuyển mạch, đó là mô hình kết hợp cả khóa chuyển mạch và động cơ trong cùng một mô hình toán. Kỹ thuật điều khiển phi tuyến backstepping lần đầu được sử dụng với mô hình này để điều khiển tốc độ. Kết quả mô phỏng cho thấy, chất lượng điều khiển tốt của bộ điều khiển backstepping và tính chính xác của mô hình kết hợp SRM, ngay cả khi có nhiễu loại nhiễu khác nhau tác động.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] L. Zeng and H. Yu, "Research on a novel Rotor Structure Switched Reluctance Motor", *Phys. Procedia*, vol. 24, 2012, pp. 320–327.
- [2] K. Deguchi, S. Sumita, and Y. Enomoto, "Analytical Method Applying a Mathematical Model for Axial-Gap-Switched Reluctance Motor", *Electr. Eng. Japan (English Transl. Denki Gakkai Ronbunshi)*, vol. 196, no. 3, 2016, pp. 30–38.
- [3] L. Shen, J. Wu, S. Yang, and X. Huang, "Reluctance Motors Excluding Rotor Clamping", vol. 62, no. 1, 2013, pp. 185–191.
- [4] A. Berdai *et al.*, "Similarity and Comparison of the Electrodynamics Characteristics of Switched Reluctance Motors SRM with Those of Series DC Motors", *Engineering*, vol. 07, no. 01, 2015, pp. 36–45.
- [5] J. A. Makwana, P. Agarwal, and S. P. Srivastava, "Modeling and Simulation of Switched Reluctance Motor", *Lect. Notes Electr. Eng.*, vol. 442, 2018, pp. 545–558.
- [6] A. Nirgude, M. Murali, N. Chaithanya, S. Kulkarni, V. B. Bhole, and S. R. Patel, "Nonlinear mathematical modeling and simulation of switched reluctance motor", *IEEE Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst. PEDES 2016*, vol. 2016-Janua, 2017, pp. 1–6.
- [7] G. Rigatos, P. Siano, and S. Ademi, "Nonlinear H-infinity control for switched reluctance machines", *Nonlinear Eng.*, vol. 9, no. 1, 2019, pp. 14–27.
- [8] M. Ilic'-Spong, R. Marino, S. M. Peresada, and D. G. Taylor, "Feedback Linearizing Control of Switched Reluctance Motors", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 32, no. 5, 1987, pp. 371–379.
- [9] O. Ustun, "A nonlinear full model of switched reluctance motor with artificial neural network", *Energy Convers. Manag.*, vol. 50, no. 9, 2009, pp. 2413–2421.
- [10] James J. Carroll, Andrew J. Geoghan, "A Backstepping Based Computed Torque Controller for Switched Reluctance Motors Driving Inertial Loads", *IEEE*, 1995, pp. 779–786.
- [11] Muthana T. Alrifai, Joe H. Chow, David A. Torrey "A Backstepping Nonlinear Control Approach to Switched Reluctance Motors", *Proceedings of the 37<sup>th</sup> IEEE*, 1998, pp. 4652–4657.
- [12] Muthana T. Alrifai, Joe H. Chow, David A. Torrey "Backstepping nonlinear speed controller for switched reluctance motors", *IEE Proceedings*, vol. 150, No. 2, 2003, pp. 193–200.
- [13] Muthana T. Alrifai, Joe H. Chow, David A. Torrey "Practical Application of Backstepping nonlinear current Control to Switched Reluctance Motor", *Proceedings of the American Control Conference*, vol. 150, No. 2, 2000, pp. 594–599.
- [14] Mohammad S. Islam, Iqbal Husain, Robert J. Veillette and Celal Batur, "Design and Performace Analysis of Sliding-Mode of Observers for Sensorless Operation of Switched Reluctance Motors", *IEE Transactions on control systems technology*, vol. 11, No. 3, 2003, pp. 383–389.
- [15] Chih-Hong Lin "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 Measurement and Control*, 2019, pp. 1–15.
- [16] Ahmed Tahour, Abdalkader Meroufel, Hamza Abid, Abdel Ghani Aissaoui, "Sliding controller of switched reluctance motors", *Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologis*, vol. 12, 2008, pp. 151–162
- [17] Muthana Rafiq, Saeed-ur Rehman, Fazal-ur Rehman, Qarab Raza Butt, Irfan Awan "A second order sliding mode control design of switched reluctance motor using super twisting algorithm", *Simulation Modelling and Theory*, vol. 25, 2012, pp. 106–177.
- [18] R. Ortega, A. Sarr, A. Bobtsov, I. Bahri, D. Diallo, "Adaptive state observers for sensorless control of switched reluctance motor", *Int J Robust Nonlinear Control*, 2018, pp. 1–17.