

Xây dựng bàn thí nghiệm điều khiển động cơ từ trở chuyển mạch

Design and implementation of a laboratory test bench for Switched Reluctance Motor control

Võ Thị Cẩm Thùy¹, Đỗ Mạnh Dũng², Nguyễn Bá Khả³, Phan Xuân Minh⁴, Nguyễn Đức Khoát⁵

^{1,3}Trường Điện-Điện Tử, ĐH Công Nghiệp Hà Nội, ²Trường ĐH Việt Nhật, ĐH Quốc Gia Hà Nội, ⁴Trường Quốc Tế, ĐH Quốc Gia Hà Nội, ⁵Trường ĐH Mỏ-Địa Chất

Email: thuyvtc@hau.edu.vn; domanh.dung@vnu.edu.vn; nguyenbakha@hau.edu.vn; minh.phanxuan@hust.edu.vn; nguyenduckhoat@humg.edu.vn ;

Abstract

This paper presents the design and development of a modular experimental platform for research and education on Switched Reluctance Motor (SRM) drive systems. The platform is designed to support the implementation, testing, and evaluation of nonlinear control strategies for SRMs while also serving as a practical training tool that bridges theoretical knowledge and experimental practice. The hardware and software architectures are developed in a modular manner, enabling the flexible integration and assessment of new control algorithms without requiring major modifications to the system. In addition, the platform supports real-time data acquisition, system identification, and performance analysis, making it suitable for both teaching and research purposes. The developed experimental platform was completed as part of a university-level research project at Hanoi University of Industry, led by Dr Vo Thi Cam Thuy.

Keywords

Switched Reluctance Motor, Backstepping Controller, Dynamic Surface Controller, Control Experiment

Tóm tắt

Bài báo trình bày về một nghiên cứu, thiết kế và chế tạo bàn thí nghiệm chuyên dụng phục vụ cho nghiên cứu các phương pháp điều khiển phi tuyến áp dụng cho động cơ từ trở chuyển mạch (SRM), với mục tiêu không chỉ hỗ trợ các hoạt động nghiên cứu chuyên sâu mà còn phục vụ cho nhu cầu đào tạo thực hành theo định hướng gắn liền lý thuyết với thực nghiệm. Phần mềm được thiết kế kiểu mô-đun hóa nên dễ dàng cho việc mở rộng cài đặt các thuật toán điều khiển mới. Các kết quả nghiên cứu đã được nghiệm thu trong đề tài nghiên cứu cấp Đại học Công nghiệp Hà Nội do TS. Võ Thị Cẩm Thùy chủ trì.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
c_1, c_2, b_1, b_2		Tham số bộ điều khiển
ω	rad/s	Tốc độ góc của động cơ
ω_d	rad/s	Tốc độ góc đặt cho động cơ
i_j	A	Dòng điện pha j

Động cơ từ trở chuyển mạch (Switched Reluctance Motor) viết tắt là SRM, ra đời từ những năm 1840. SRM nổi bật với thiết kế đơn giản và chi phí sản xuất thấp nhờ cấu trúc khác biệt là cả rotor và stator đều có dạng cực lồi, không sử dụng dây quấn trên rotor hay nam châm vĩnh cửu, nên ngày càng được ứng dụng nhiều trong công nghiệp và cuộc sống[1],[4],[6]. Tuy nhiên, bên cạnh những lợi thế, SRM vẫn tồn tại nhiều hạn chế đáng kể như mô-men đập mạch cao, tiếng ồn lớn và đặc tính phi tuyến phức tạp. Những vấn đề này không chỉ làm giảm hiệu suất vận hành mà còn gây khó khăn trong quá trình mô hình hóa và điều khiển. Hơn

ω_d	rad/s	Tốc độ đặt của động cơ
u_j	V	Tín hiệu điện áp đặt vào pha j
ψ_j	Wb	Từ thông pha j
R	Ω	Điện trở dây quấn
m	kg	Khối lượng tải gắn với rotor
g	m/s ²	Gia tốc trọng trường
l	m	Khoảng cách trục quay đến trọng tâm tải.
J	kgm ²	Mô men quán tính

Chữ viết tắt

SRM	Switched reluctance Motor
PID	Proportional-Integral-Derivative
DSC	Dynamic surface controller
SMC	Sliding Mode Control
LPF	Low Pass Filter

1. Đặt vấn đề

nữa, việc xác định từ thông, một tham số quan trọng trong thiết kế và điều khiển SRM thường gặp nhiều thách thức do không đo trực tiếp được tham số này.

Vì vậy, việc cải thiện chất lượng và hiệu suất của SRM là một nhiệm vụ quan trọng được nhiều nhà khoa học trên thế giới quan tâm. Những nỗ lực nghiên cứu gần đây đã tập trung vào việc xây dựng mô hình toán học cho SRM với đầy đủ các đặc tính phi tuyến nhằm nâng cao chất lượng thiết kế điều khiển. Những công trình đã được công bố ở hướng nghiên cứu này đã đạt được những hiệu quả nhất định, tuy nhiên, vẫn còn tồn tại những nhược điểm chưa giải quyết được triệt để. Để

khắc phục nhược điểm này, trong những năm gần đây, các phương pháp điều khiển phi tuyến được áp dụng phổ biến cho SRM [1], [2], [3], [4]... các phương pháp tiêu biểu như điều khiển trượt (SMC), điều khiển Backstepping, điều khiển mặt động (DSC) [6], [7], [11]. Các công bố trong nước phần lớn dừng lại ở phân tích chất lượng thiết kế trên cơ sở mô phỏng kỹ thuật số. Đó chính là lý do thúc đẩy nhóm nghiên cứu thực hiện đề tài nghiên cứu chế tạo bản thí nghiệm điều khiển SRM phục vụ công tác đào tạo và nghiên cứu.

Trong bài báo này, một bản thí nghiệm động cơ từ trở chuyển mạch được chế tạo nhằm giúp cho người học làm quen với các phương pháp điều khiển phi tuyến áp dụng cho SRM, hiểu biết thêm về phương pháp mô hình hóa hệ thống bằng thực nghiệm cũng như khả năng tích hợp các mô-đun điều khiển mới để mở rộng phần mềm điều khiển. Sản phẩm của bài báo cũng đã được nghiệm thu trong khuôn khổ đề tài cấp trường ĐHCNHN.

2. Cơ sở lý thuyết

2.1. Mô hình toán học động cơ từ trở chuyển mạch

Để phục vụ cho việc thiết kế và triển khai các thuật toán điều khiển trên bản thí nghiệm, cần xây dựng mô hình toán học của động cơ từ trở chuyển mạch (SRM). Mô hình này là cơ sở để nghiên cứu và đề xuất mô hình thí nghiệm. Trong nghiên cứu này, động cơ SRM có dạng cực lõi, gồm 3 pha với 6 cực ở stator và 4 cực ở rotor. Trong [1], mô hình toán học của SRM được xây dựng dựa trên ba phương trình cơ bản gồm phương trình điện áp pha, phương trình mô-men điện từ và phương trình cơ học của động cơ.

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

Trong đó $j = 1, 2, 3$. Các ký hiệu u_j , R_{ij} , ψ_j lần lượt là điện áp, điện trở, dòng điện và từ thông của pha thứ j . T_e là mô men xoắn đầu ra, T_j là mô men của pha thứ j , J là mô men quán tính của trục động. Năng lượng điện từ tính bằng:

$$\partial W'_j(\theta, i_j) = \int_0^{i_j} \psi_j(\theta, i_j) di_j \quad (2)$$

Tổng mô men xoắn đầu ra động cơ T_e được xác định bằng cách lấy tổng mômen trong mỗi pha:

$$T_c(\theta, i_1, i_2, i_3) = \sum_{j=1}^m T_j(\theta, i_j) \quad (3)$$

Hàm của đặc tính từ thông có thể được xấp xỉ bằng [1]:

$$\psi_j(\theta, i_j) = \psi_s(1 - e^{-i_j f_j(\theta)}) \quad (4)$$

Trong đó ψ_s là từ thông bão hòa và $f_j(\theta)$ được tính bằng chuỗi Fourier với N_r là số cực rôto:

$$f_j(\theta) = a + b \sin \left[N_r \theta - (j-1) \frac{2\pi}{m} \right] \quad (5)$$

Mômen của pha j được biểu diễn như sau:

$$T_j(\theta, i_j) = \left(\frac{\psi_s}{f_j^2(\theta)} \frac{df_j(\theta)}{d\theta} \right) \left(\frac{1}{\{1 - [1 + i_j f_j(\theta)] e^{-i_j f_j(\theta)}\}} \right) \quad (6)$$

Trong bài báo này, SRM với 4 pha sẽ được xét sao cho $m = 4$ và vector trạng thái được xác định như sau: $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T$, trong đó $x_1 = \theta$, $x_2 = \omega$, $x_3 = i_1$, $x_4 = i_2$, và $x_5 = i_3$. Các phương trình không gian trạng thái của động cơ có thể được viết lại thành:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = F(x) - \frac{B}{J} x_2 + \frac{mgl}{J} \sin(x_1) \\ \dot{x}_3 = p_1(x) + q_1(x) u_1 \\ \dot{x}_4 = p_2(x) + q_2(x) u_2 \\ \dot{x}_5 = p_3(x) + q_3(x) u_3 \end{cases} \quad (7)$$

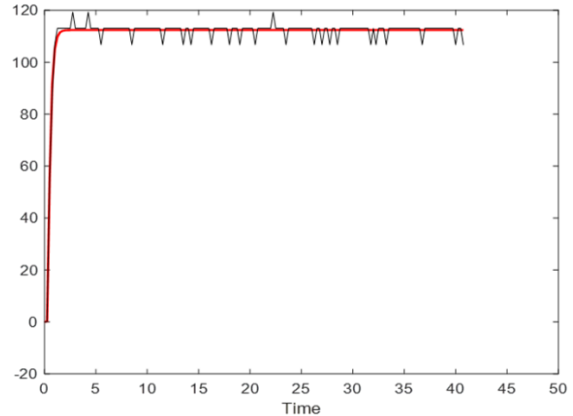
Với $F(x) = \sum_{j=a,b,c} f_i(x) + g_i(x) x_{i+2}$ và $f_i(x)$, $g_i(x)$, $p_i(x)$ và $q_i(x)$ được tính toán trong [1] với $j = 1, 2, 3$.

2.2. Nhận dạng mô hình thực nghiệm

Nhận dạng mô hình đóng vai trò là cầu nối cốt lõi giúp người đọc chuyển đổi tư duy từ lý thuyết thuần túy sang kỹ thuật thực nghiệm. Trong bối cảnh thực tế: đối tượng là một "hộp đen" chưa rõ tham số. Việc làm chủ kỹ thuật này giúp người đọc biết cách tự tìm ra mô hình toán học từ dữ liệu đo đạc, tạo tiền đề bắt buộc để thiết kế thành công các bộ điều khiển.

Do động cơ SRM 6/4 sử dụng trong nghiên cứu không được cung cấp đầy đủ các thông số từ nhà sản xuất nên việc nhận dạng mô hình là cần thiết nhằm phục vụ thiết kế và đánh giá các thuật toán điều khiển. Dữ liệu thực nghiệm được thu thập thông qua hệ thống đo lường và giám sát của bản thí nghiệm, bao gồm các tín hiệu tốc độ, điện áp và dòng điện của động cơ. Trên cơ sở dữ liệu thu được, các phương pháp nhận dạng hệ thống được áp dụng để xây dựng mô hình động học của đối tượng dưới dạng hàm truyền hoặc mô hình không gian trạng thái. Mô hình nhận dạng sau đó được kiểm chứng bằng cách so sánh đáp ứng mô phỏng với kết quả thực nghiệm, qua đó đánh giá độ chính xác và hiệu chỉnh các tham số nếu cần thiết.

Kết quả nhận dạng thu được như sau:



H.1. Kết quả nhận dạng hệ thống [19]

Với mô hình nhận dạng trong không gian trạng thái:

$$\dot{z}_1 = z_2$$

$\dot{z}_2 = -51,01z_1 + 16,345z_2 + 723,9u$ (8)
 Trong đó $\omega = z_1$, $\dot{\omega} = z_2$, với độ chính xác đạt được là 82,43%.

2.3. Thiết kế bộ điều khiển trượt và DSC

2.3.1. Thiết kế bộ điều khiển trượt

Từ (8), đặt $f(z) = -51,01z_1 - 16,345z_2$; $b = 723,9$.

Gọi z_{1d} là tốc độ đặt cho SRM. Định nghĩa mặt trượt theo sai lệch $e = z_{1d} - z_1$ với $\lambda > 0$:

$$S = e + \lambda \dot{e} \quad (9)$$

Sử dụng hàm điều khiển Lyapunov: $V = \frac{1}{2}S^2$, với đạo

hàm sai lệch điều khiển tốc độ: $\dot{e} = \dot{z}_{1d} - \dot{z}_1 = -z_2$

và $\ddot{e} = -\dot{z}_2 = -f(z) - bu$. Đạo hàm 2 vế thu được:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S\dot{S} = S(\dot{e} + \lambda\ddot{e}) \\ &= S(-z_2 - \lambda f(z) - \lambda bu) \\ &= \left[S(-z_2 - \lambda f(z) - \lambda bu + k \text{sign}(S)) - \right. \\ &\quad \left. -k|S| \right] \end{aligned} \quad (10)$$

Để hệ ổn định thì phải có: $\dot{V} = -k|S| < 0$. Do đó, tín hiệu điều khiển trượt được tính bởi:

$$u = u_{SMC} = \frac{1}{\lambda b} (k \text{sign}(s) - z_2 - \lambda f(z)) \quad (11)$$

Trong đó λ, k là các hằng số dương tùy ý. Vì chưa có thiết bị đo gia tốc nên các đại lượng sẽ được tính xấp xỉ bằng cách rời rạc hoá thang thời gian với chu kỳ trích mẫu cố định $T \ll$. Khi đó sai lệch bám được tính bởi:

$$e(k) = z_{1d}(k) - z_1(k) \quad (12)$$

$$\dot{e}(k) = -z_2(k) \quad (13)$$

Từ (12) và (13), suy ra mặt trượt rời rạc theo từng bước thời gian $S(k)$ tính bởi:

$$s(k) = -z_2(k) + \lambda e(k) \quad (14)$$

Từ kết quả nhận dạng mô hình trong (8), với hàm phi tuyến $f(z) = -51,01z_1 - 16,345z_2$. Rời rạc hoá $f(z)$ theo từng bước thời gian suy ra:

$$f(z(k)) = -51,01z_1(k) - 16,345z_2(k) \quad (15)$$

Từ đó, áp dụng (14) suy ra tín hiệu điều khiển theo từng bước:

$$u_{SMC}(k) = \frac{1}{723,9\lambda} \left(k \text{sign}(s(k)) - \lambda f(z(k)) - z_2(k) \right) \quad (16)$$

Các hằng số λ, k dương tùy chọn.

2.3.2. Thiết kế bộ điều khiển DSC

Đặt $z_2 = e_2 + \alpha_1$ với α_1 là tín hiệu điều khiển ảo. Sử

dụng hàm Lyapunov $V_1 = \frac{1}{2}e^2$. Đạo hàm hai vế của

V_1 ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e\dot{e} = e(\dot{z}_{1d} - z_2) = e(\dot{z}_{1d} - e_2 - \alpha_1) \\ &= e(\dot{z}_{1d} - e_2 - \alpha_1 + c_1e - c_1e) \\ &= e(\dot{z}_{1d} - \alpha_1 + c_1e) - ee_2 - c_1e^2 \end{aligned} \quad (17)$$

Với $\alpha_1 = \dot{z}_{1d} + c_1e$, ta được: $\dot{V}_1 = -c_1e^2 - ee_2$. Sử

dụng hàm Lyapunov thứ hai $V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2$. Đạo hàm

hai vế của V_2 ta được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2\dot{e}_2 = e_2(\dot{z}_2 - \dot{\alpha}_1) - ee_2 - c_1e^2 \\ &= \left[e_2(f(z) + bu - \dot{\alpha}_1 - e + c_2e_2) - \right. \\ &\quad \left. -c_1e^2 - c_2e_2^2 \right] \end{aligned} \quad (18)$$

Sử dụng bộ lọc thông thấp có hằng số thời gian $T \ll$. Ta được:

$$T\dot{\beta} + \beta = \alpha_1 \Rightarrow \dot{\alpha}_1 \approx \dot{\beta} = \frac{\alpha_1 - \beta}{T} \quad (19)$$

Thay vào (18), ta được bộ điều khiển DSC:

$$u_{DSC} = \frac{1}{b} \left(\frac{\alpha_1 - \beta}{T} + e - c_2e_2 - f(z) \right) \quad (20)$$

Vì chưa có thiết bị đo gia tốc nên các đại lượng sẽ được tính xấp xỉ bằng cách rời rạc hoá thang thời gian với chu kỳ trích mẫu cố định $T_s \ll$. Khi đó ta có:

$$e(k) = z_{1d}(k) - z_1(k) \quad (21)$$

$$e_2(k) = z_2(k) - \alpha_1(k) \quad (22)$$

$$\alpha_1(k) = \frac{z_{1d}(k) - z_{1d}(k-1)}{T_s} + c_1e(k) \quad (23)$$

$$\beta(k) = \beta(k-1) + \frac{T_s}{T} (\alpha_1(k-1) - \beta(k-1)) \quad (24)$$

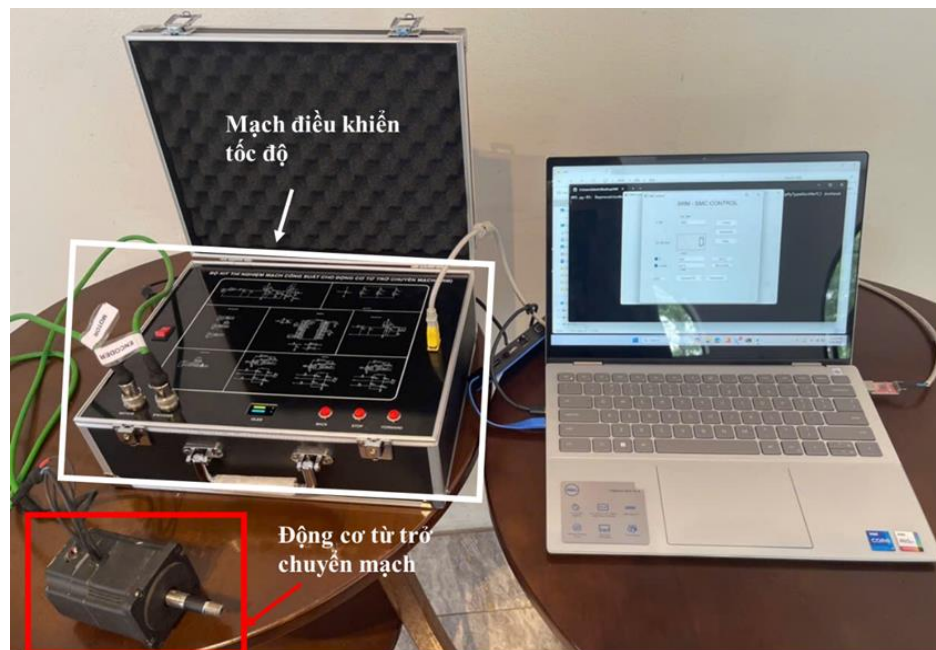
Từ (21) – (24), suy ra tín hiệu điều khiển DSC theo từng bước:

$$u_{DSC}(k) = \frac{1}{b} \left(\frac{\alpha_1(k) - \beta(k)}{T} + e(k) - \right. \\ \left. -c_2e_2(k) - f(z(k)) \right) \quad (25)$$

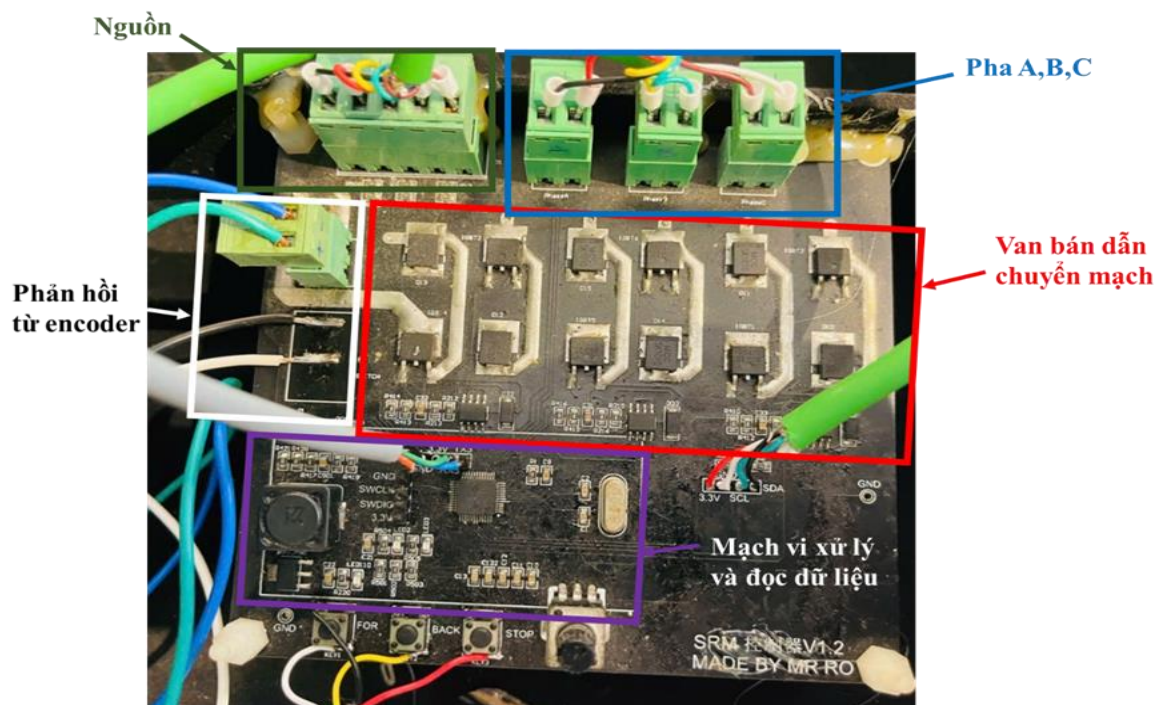
Các hằng số $T, T_s \ll$ và c_1, c_2 dương tùy chọn.

3. Cấu hình phần cứng hệ thống điều khiển

Hệ thống bàn thí nghiệm điều khiển tốc độ động cơ từ trở chuyển mạch (SRM) được thiết kế theo cấu trúc mô-đun nhằm phục vụ nghiên cứu, kiểm chứng thực nghiệm các thuật toán điều khiển phi tuyến và hỗ trợ đào tạo thực hành, như thể hiện trên H.2.



H.2. Cấu hình phần cứng hệ thống điều khiển



H.3. Sơ đồ bo mạch điều khiển công suất

Hệ thống bàn thí nghiệm gồm ba mô-đun chính: động cơ SRM, mạch công suất điều khiển tốc độ và máy tính giám sát. Động cơ sử dụng trong nghiên cứu là loại SRM 6/4, nguồn cấp 24 V, công suất định mức 100 W và tốc độ tối đa 2000 vòng/phút [19]

Mô-đun mạch công suất điều khiển tốc độ, trình bày trong H.3, bao gồm bộ xử lý trung tâm, mạch thu nhận tín hiệu và bộ biến đổi công suất. Khối này có nhiệm vụ thu thập tín hiệu phản hồi từ cảm biến, thực hiện thuật toán điều khiển theo thời gian thực và phát xung

điều khiển các khóa công suất để điều chỉnh tốc độ động cơ. Cấu trúc mô-đun cho phép dễ dàng thay thế hoặc bổ sung các thuật toán điều khiển mới mà không cần thay đổi phần cứng hệ thống.

Máy tính giám sát được sử dụng làm trung tâm giám sát và giao tiếp với hệ thống thông qua phần mềm HMI. Các tín hiệu đo được từ encoder và bộ điều khiển được truyền về máy tính để hiển thị, lưu trữ và đánh giá chất lượng điều khiển, tạo điều kiện thuận lợi cho quá trình nghiên cứu và giảng dạy.

Chi tiết thiết kế được tham khảo trong luận án tiến sĩ của tác giả [18]

4. Thiết kế phần mềm điều khiển

Phần mềm điều khiển của bàn thí nghiệm được xây dựng và đóng gói thành các mô-đun nhằm tạo điều kiện thuận lợi cho việc nghiên cứu, triển khai và mở rộng các thuật toán điều khiển khác nhau. Chương trình điều khiển được phát triển bằng ngôn ngữ C trên môi trường Keil, thực thi trên vi điều khiển để thực hiện các chức năng thu thập tín hiệu, tính toán thuật toán điều khiển tốc độ và phát xung chuyển mạch cho các pha của động cơ SRM. Bên cạnh đó, phần mềm Python được sử dụng để xây dựng giao diện người - máy (HMI), hỗ trợ giám sát và điều chỉnh các tham số vận hành theo thời gian thực.

4.1 . Thiết kế giao diện HMI

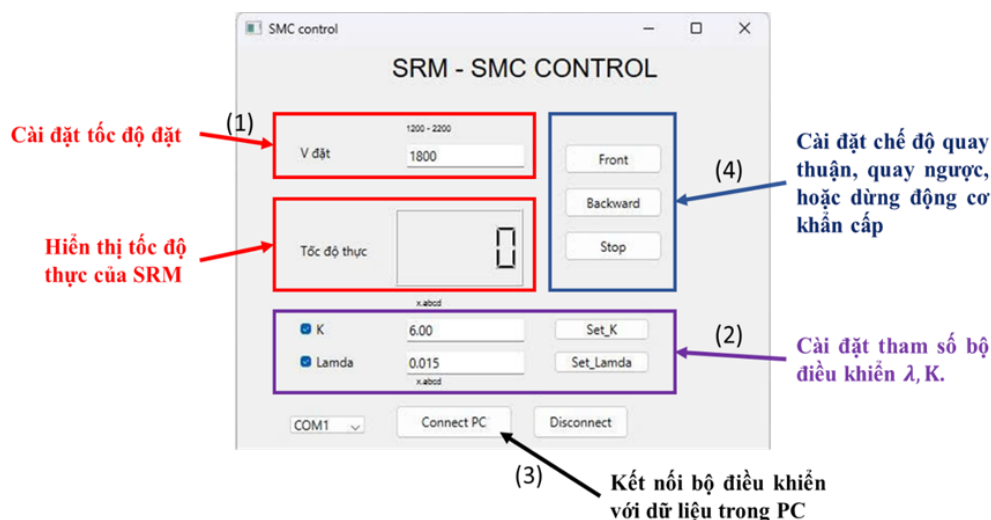
Giao diện HMI được thiết kế nhằm hỗ trợ người sử dụng theo dõi trạng thái hoạt động của hệ thống, cài đặt tham số điều khiển và đánh giá kết quả thực nghiệm một cách trực quan. Giao diện bao gồm các chức năng cơ bản như khởi động, dừng hệ thống, lựa chọn chiều quay và hiển thị các thông số vận hành của động cơ.

Nhờ cấu trúc phần mềm dạng mô-đun tích hợp, giao diện HMI có thể dễ dàng tích hợp các thuật toán điều khiển mới mà không cần thay đổi cấu trúc tổng thể của hệ thống. Thiết kế giao diện HMI cho bộ điều khiển trượt và DSC được cho trong **H.4** và **H.5**.

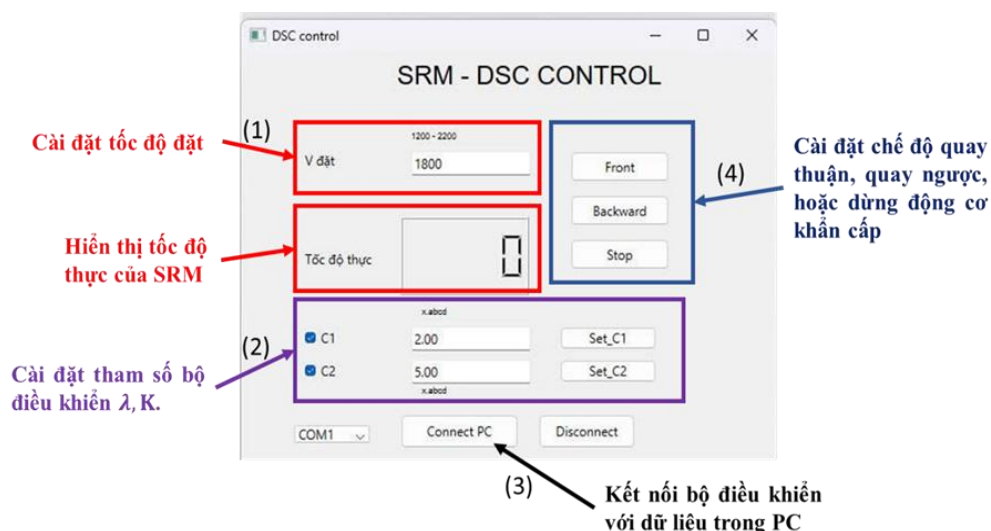
Giao diện HMI cho bộ điều khiển trượt được thiết kế như **H.4** với lần lượt thực hiện các bước: (1). Cài đặt giá trị đặt cho tốc độ động cơ, (2). Cài đặt tham số cho bộ điều khiển trượt, bao gồm k, λ ; (3). Kết nối bộ điều khiển với dữ liệu trên PC và (4). Chọn chế độ quay thuận hoặc quay ngược.

Tương tự cho bộ điều khiển DSC, giao diện HMI thiết kế cho bộ điều khiển này được cho trong **H.5**, trong đó cũng bao gồm 4 thao tác: (1). Cài đặt giá trị đặt cho tốc độ động cơ, (2). Cài đặt tham số cho bộ điều khiển với dữ liệu trên PC và (4). Chọn chế độ quay thuận, quay ngược.

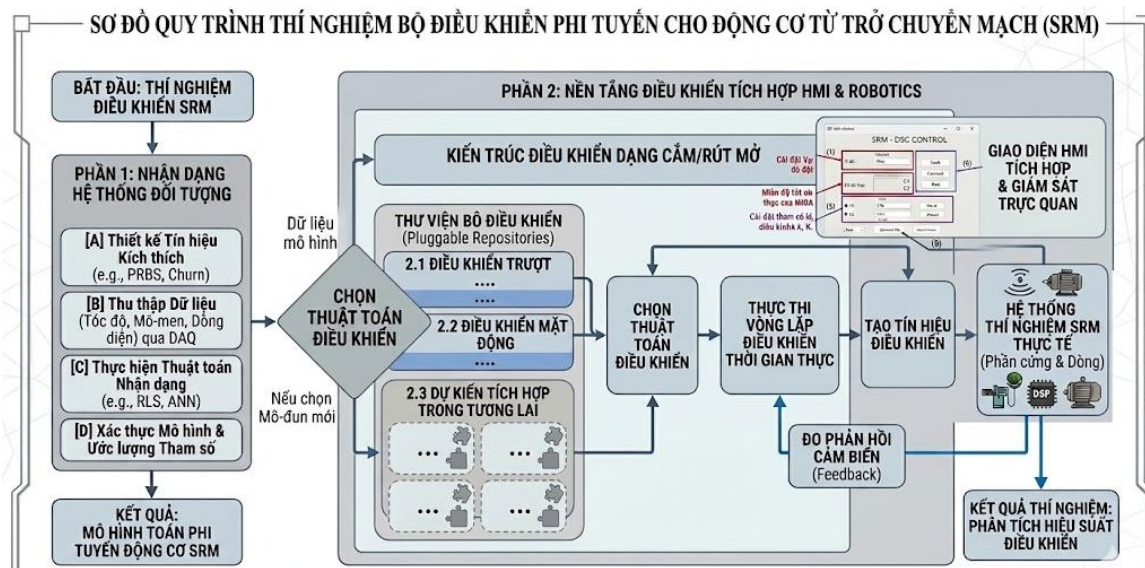
Cách thiết kế này giúp đơn giản hóa quá trình thử nghiệm, đồng thời tạo điều kiện thuận lợi cho việc đánh giá và so sánh các thuật toán điều khiển khác nhau trên cùng một nền tảng thí nghiệm.



H.4. Giao diện HMI bộ điều khiển trượt



H.5. Giao diện HMI bộ điều khiển DSC



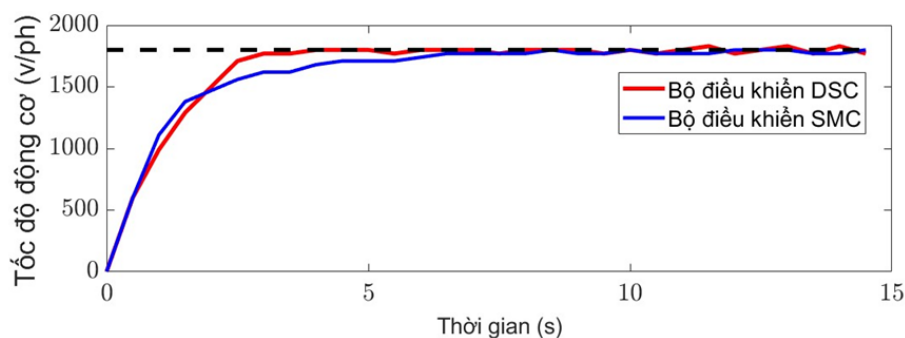
H.6. Cấu trúc phần mềm điều khiển SRM tích hợp các mô đun điều khiển

5. Kết quả thực nghiệm

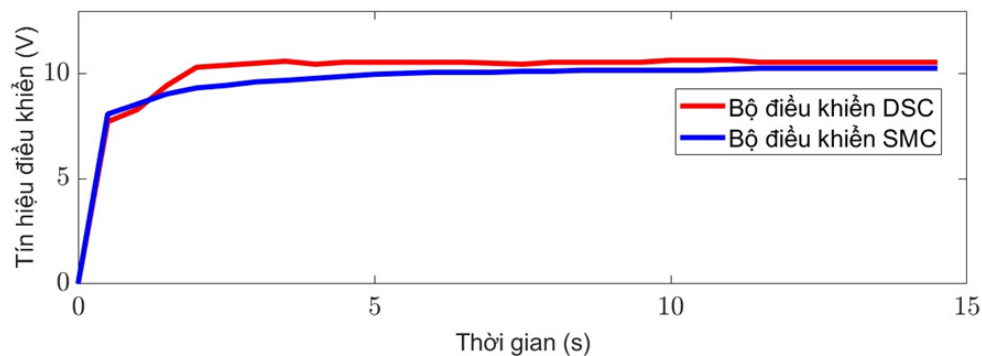
H.8 và **H.9** biểu diễn đáp ứng tốc độ của động cơ khi sử dụng hai phương pháp điều khiển: điều khiển trượt SMC (đường màu xanh) và điều khiển bề mặt động DSC (đường màu đỏ), với tốc độ đặt không đổi là 1800 v/ph (đường đen nét đứt). Quan sát cho thấy cả hai bộ điều khiển đều có khả năng đưa hệ thống SRM đạt đến tốc độ mong muốn trong khoảng thời gian ngắn, với thời gian hội tụ xấp xỉ 3,5 giây đối với DSC và khoảng 3 giây đối với SMC. Tuy nhiên, về mặt chất lượng điều khiển, DSC cho thấy đáp ứng mượt mà hơn với biên độ dao động nhỏ sau hội tụ (dưới 50 v/ph), trong khi SMC mặc dù hội tụ đưa hệ thống SRM đạt đến tốc độ mong muốn trong khoảng thời gian ngắn, với thời gian hội tụ xấp xỉ 3,5 giây đối với DSC và khoảng 3 giây đối với SMC. Tuy nhiên, về mặt chất lượng điều khiển, DSC cho thấy đáp ứng mượt mà hơn với biên độ dao động nhỏ sau hội tụ (dưới 50 v/ph), trong khi SMC mặc dù hội tụ nhanh hơn nhưng xuất hiện dao động rõ rệt quanh tốc độ đặt, với biên độ dao động khoảng ± 80

v/ph. Ngoài ra, bộ điều khiển SMC có độ quá điều chỉnh cao hơn, khoảng 6%, trong khi DSC chỉ khoảng 3%, cho thấy DSC ít bị vọt lộ hơn trong giai đoạn chuyển tiếp. Nhìn chung, DSC đảm bảo đáp ứng ổn định hơn và ít dao động hơn, phù hợp với các hệ thống yêu cầu vận hành êm và bền vững của SRM, trong khi SMC cho tốc độ đáp ứng nhanh nhưng cần xử lý vấn đề chattering nếu triển khai thực tế.

H.9 cho thấy sự thay đổi điện áp điều khiển đầu vào của động cơ SRM dưới tác động của hai bộ điều khiển DSC và SMC. Cả hai đều nhanh chóng đưa điện áp lên mức ổn định khoảng 10V sau khoảng 2 giây, tuy nhiên SRM phản ứng nhanh hơn với độ tăng điện áp dốc hơn. Tuy nhiên, tín hiệu điều khiển của SRM xuất hiện dao động nhỏ sau khi ổn định, với biên độ khoảng 0.2–0.3V và có hiện tượng quá điều chỉnh nhẹ (đạt khoảng 10.3V). Trong khi đó, bộ điều khiển DSC cho tín hiệu mượt và ổn định hơn, gần như không có dao động đáng kể. Điều này cho thấy SRM phù hợp với yêu cầu đáp ứng nhanh, còn DSC ưu thế về độ ổn định tín hiệu.



H.8. So sánh đáp ứng tốc độ động cơ khi sử dụng SMC và DSC



H.9. So sánh tín hiệu điều khiển đầu vào động cơ khi sử dụng SMC và DSC

Bảng 4.2. So sánh kết quả thực nghiệm DSC và SRM, điều khiển tốc độ SRM.

Chỉ tiêu chất lượng	DSC	SMC
Tốc độ ổn định (v/ph)	≈ 1800	≈ 1800
Thời gian quá độ (s)	≈ 3	≈ 7
Biên độ dao động tốc độ (v/ph)	Nhỏ	Lớn
Tín hiệu điều khiển cực đại (V)	≈ 10.4	≈ 10
Thời gian ổn định của điện áp đầu vào (s)	≈ 4	$\approx 2-3$
Biên độ dao động điều khiển (V)	± 0.3	± 0.2

Bảng 4.2 trình bày các thông số định lượng thu được từ thực nghiệm, so sánh hiệu năng giữa bộ điều khiển DSC và SMC cho hệ truyền động SRM. Cụ thể, cả hai bộ điều khiển đều đạt tốc độ ổn định xấp xỉ 1900 vòng/phút, tuy nhiên DSC cho thời gian quá độ ngắn hơn (≈ 3.2 s so với ≈ 3.7 s của SMC), cho thấy khả năng đáp ứng nhanh hơn. Về dao động tốc độ sau ổn định, DSC duy trì trong khoảng ± 20 v/ph, trong khi SMC có biên độ dao động lớn hơn, khoảng ± 40 v/ph. Đối với tín hiệu điều khiển, DSC tạo ra biên độ cực đại khoảng 10.4 V và có thời gian ổn định khoảng 4.0 s, trong khi SMC ổn định chậm hơn (≈ 5.0 s) nhưng duy trì tín hiệu điều khiển thấp hơn với cực đại khoảng 9.9 V. Mức dao động của tín hiệu điều khiển ở cả hai bộ điều khiển đều nhỏ, với DSC khoảng ± 0.3 V và SMC khoảng ± 0.2 V. Kết quả thực nghiệm khẳng định lựa chọn DSC là giải pháp phù hợp cho SRM.

Kết luận

Bản thí nghiệm SRM công suất nhỏ đã được thiết kế và chế tạo thành công nhằm phục vụ công tác đào tạo và nghiên cứu trong lĩnh vực truyền động điện. Hệ thống cho phép triển khai, kiểm chứng và đánh giá các thuật toán điều khiển trên đối tượng thực, đồng thời hỗ trợ quá trình nhận dạng mô hình và thu thập dữ liệu thực nghiệm. Kết quả thử nghiệm cho thấy cấu trúc phần cứng và phần mềm được xây dựng đáp ứng tốt các yêu

cầu nghiên cứu và giảng dạy, đặc biệt với khả năng mở rộng và tích hợp các thuật toán điều khiển mới thông qua kiến trúc mô-đun. Trong tương lai, bản thí nghiệm sẽ tiếp tục được phát triển để triển khai, đánh giá và so sánh các phương pháp điều khiển phi tuyến, điều khiển thích nghi và điều khiển thông minh nhằm nâng cao chất lượng điều khiển động cơ từ trở chuyển mạch.

Tài liệu tham khảo

- [1]. Rigatos, G., Siano, P., & Ademi, S. (2019, jul). Nonlinear h-infinity control for switched reluctance machines. *Nonlinear Engineering*, 9 (1), 14–27.
- [2] Phi Hoang Nha, Dao Quang Thuy, “Improving the characteristics of switched reluctance motor”, *Automatic Control and System Engineering Journal*, Vol. 16, Issue 2, 2016, pp. 59-66.
- [3] R. Krishnan, "Switched Reluctance Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications", *Industrial electronics series*, CRS Press LLC, 2001.
- [4] Phí Hoàng Nhã, Phạm Hùng Phi, Đào Quang Thủy, Phạm Xuân Đạt, Lê Xuân Hải, “Điều khiển

backstepping cho mô hình kết hợp của động cơ từ trở chuyển mạch”, *Tạp chí Khoa học và Công nghệ - ĐH Đà Nẵng*, Vol. 19, No. 11, 2011, pp. 18-23.

- [5] A. Tahour, A. Meroufel, H. Abid, and A. G. Aissaoui, “Sliding controller of switched reluctance motor”, *Leonardo Electron. J. Pract. Technol.*, vol. 7, no. 12, 2008, pp. 151–162.
- [6] M. Rafiq, S. U. Rehman, F. U. Rehman, Q. R. Butt, and I. Awan, “A second order sliding mode control design of a switched reluctance motor using super twisting algorithm”, *Simul. Model. Pract. Theory*, vol. 25, 2012, pp. 106–117.
- [7] J. J. Carroll, A. J. Geoghan, D. M. Dawson, and P. Vedagarbha, “Backstepping based computed torque controller for switched reluctance motors driving

inertial loads”, IEEE Conf. Control Appl. - Proc., 1995, pp. 779–786.

[8] Wang, J. (2016). Speed-assigned position tracking control of SRM with adaptive backstepping control. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 5(6), 1128–1135.

[9] M. T. Alrifai, J. H. Chow, and D. A. Torrey, “Practical application of backstepping nonlinear current control to a switched-reluctance motor”, Proc. Am. Control Conf., vol. 1, no. June, 1000, pp. 594–599.

[10] M. S. Islam, I. Husain, R. J. Veillette, and C. Batur, “Design and performance analysis of sliding-mode observers for sensorless operation of switched reluctance motors”, IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 11, no. 3, 2003, pp. 383–389.

[11] J. Sun, G. Z. Cao, S. D. Huang, Y. Peng, J. He, and Q. Q. Qian, “Sliding-Mode-Observer-Based Position Estimation for Sensorless Control of the Planar Switched Reluctance Motor”, IEEE Access, vol. 7, 2019, pp. 61034–61045.

[12] T. V. T. Cam, D. D. Manh, H. L. Xuan, K. N. Duc and M. P. Xuan, "Dynamic Surface Control for the Switched Reluctance Motor," 2023 International Conference on System Science and Engineering (ICSSE), Ho Chi Minh, Vietnam, 2023, pp. 199-205.

Arun Chithrabhanu, Krishna Vasudevan, "Current Sharing Function Based Torque Ripple Reduction Strategy For Switched Reluctance Motor Drives", 2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition Asia, 2021.

[13] A. Derdi and V. O. Zbulur, “Improving Performance of Switched Reluctance Motor”, IEEE, vol. 317, July 1998, pp. 307–317.

[14] K. Asghar, “Analysis of Switched Reluctance Motor Drives for Reduced Torque Ripple using FPGA based Simulation Technique”, Am. J. Inf. Sci., vol. 6, no. 2, 2013, pp. 1–11.

[15] K. F. Wong, K. W. E. Cheng, and S. L. Ho, “On-line instantaneous torque control of a switched reluctance motor based on co-energy control”, IET Electr. Power Appl., vol. 3, no. 4, 2009, pp. 257–264.

[16] J.-W. Ahn and G. F. Lukman, “Switched reluctance motor: Research trends and overview,” CES Trans. Electr. Mach. Syst., vol. 2, no. 4, 2018, pp. 339–347.

[17] Izadian, A. (2023). Fundamentals of modern electric circuit analysis and filter synthesis: A transfer function approach. Springer, Second Edition.

[18] Võ Thị Cẩm Thủy, “Nghiên cứu ứng dụng điều khiển phi tuyến để nâng cao chất lượng làm việc của động cơ từ trở chuyển mạch”, luận án tiến sĩ kỹ thuật, mã số: 2026:47101, Trường Đại học Mỏ - Địa chất, 2026.

[19] Võ Thị Cẩm Thủy, “Nghiên cứu chế tạo mạch công suất và thiết kế bộ điều khiển phi tuyến cho động cơ từ trở chuyển mạch.” Mã số: 08-2024-RD/HĐ-ĐHCN; Chủ nhiệm đề tài: TS. Võ Thị Cẩm Thủy