

Xây dựng hệ điều khiển thích nghi MRAC-HIL cho động cơ điện một chiều

Tăng Thanh Lâm^{1*}, Lê Thanh Hải², Nguyễn Thanh Tiên³

¹Viện Tên lửa và kỹ thuật điều khiển, Học viện Kỹ thuật Quân sự, 236 Hoàng Quốc Việt, Bắc Từ Liêm, Hà Nội, Việt Nam;

²Viện Điện tử, Viện Khoa học và Công nghệ quân sự, 17 Hoàng Sâm, Cầu Giấy, Hà Nội, Việt Nam;

³Viện Kỹ thuật Cơ giới Quân sự, Tổng cục Kỹ thuật, 42 Đông Quan, Cầu Giấy, Hà Nội, Việt Nam.

*Email: tangthanhlam72@gmail.com

Nhận bài: 31/5/2024; Hoàn thiện: 03/7/2024; Chấp nhận đăng: 16/7/2024; Xuất bản: 25/8/2024.

DOI: <https://doi.org/10.54939/1859-1043.j.mst.97.2024.41-49>

TÓM TẮT

Bài báo đề xuất phương án xây dựng hệ điều khiển thích nghi mô hình mẫu MRAC cho động cơ điện một chiều dựa trên việc phối hợp MRAC-HIL với công cụ phát triển, thử nghiệm điều khiển nhanh RCP là MicroLabBox. Theo phương án này, mô hình mẫu, các thuật toán điều khiển, các khối vào-ra chức năng được xây dựng dựa trên thư viện MATLAB-Simulink và thư viện bổ sung của hãng dSpace. Toàn bộ mô hình và thuật toán được biên dịch, tải xuống MicroLabBox và chạy thử trong thời gian thực. Kết quả thử nghiệm các thuật toán điều khiển theo phương pháp Lyapunov trực tiếp và phương pháp gradient tốc độ khẳng định các ưu điểm của điều khiển thích nghi với đối tượng có thông số thay đổi hoặc bất định. Hệ thống điều khiển ổn định, đặc tính động học tốt, chỉ phụ thuộc vào đặc tính động học mô hình mẫu chọn trước. Kết quả cho thấy khả năng ứng dụng thuật toán gradient tốc độ trong điều khiển truyền động điện. Ý tưởng phối hợp MRAC-HIL có thể mở rộng áp dụng cho các đối tượng điều khiển, công cụ và nền tảng phát triển khác.

Từ khoá: Điều khiển thích nghi; MRAC; HIL; RCP; Điều khiển động cơ một chiều.

1. MỞ ĐẦU

Động cơ điện một chiều được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp và dân dụng, trong robot, hệ thống cơ điện tử, thiết bị tự động, truyền động bám,... Lý thuyết điều khiển tuyến tính áp dụng cho điều khiển động cơ điện một chiều đã được nghiên cứu và hoàn thiện từ khá lâu, trong đó bộ điều khiển, khi tổng hợp theo các tiêu chuẩn như tối ưu môđun, tối ưu đối xứng sẽ có cấu trúc P, PI hoặc PID thông dụng. Các thông số của đối tượng điều khiển cần phải biết chính xác khi thiết kế. Nhược điểm chính của phương pháp này là chỉ cho chất lượng điều khiển tốt ở lân cận điểm làm việc tính toán. Tại các điểm làm việc khác, chất lượng điều khiển là khác nhau. Thực tế nhiều trường hợp, thông số của động cơ và hệ thống không đầy đủ, không chính xác, có độ bất định hoặc thay đổi trong quá trình làm việc. Có nhiều hướng giải quyết vấn đề này như sử dụng điều khiển mờ [1, 2], điều khiển chế độ trượt, điều khiển thích nghi,... Điều khiển mờ không đòi hỏi mô hình toán học, thông số chính xác của đối tượng điều khiển nhưng đòi hỏi kiến thức và kinh nghiệm của chuyên gia. Với động cơ điện một chiều, mô hình toán học đã rõ ràng nên sử dụng điều khiển mờ không phát huy được ưu điểm của phương pháp. Điều khiển chế độ trượt là một phương án giải quyết vấn đề đặt ra. Điều khiển chế độ trượt là một trong những phương pháp điều khiển phi tuyến bền vững, có khả năng khắc phục độ bất định của tham số hệ thống, khi có nhiễu tác động. Tuy vậy, nhược điểm lớn của điều khiển trượt là hiện tượng chattering [3]. Điều khiển thích nghi cho động cơ điện một chiều được công bố trong nhiều nghiên cứu [4-10]. Tuy vậy, các kết quả có được chủ yếu dựa trên mô phỏng [6-9] hoặc thử nghiệm với các công cụ tính toán, điều khiển như DSP [4], PC [5] LabView [10],... Ở đây, nhóm nghiên cứu trình bày hướng xây dựng hệ điều khiển thích nghi mô hình mẫu (MRAC) phối hợp HIL (Hardware in the Loop) chạy trên môi trường MATLAB-Simulink với công cụ phát triển điều khiển nhanh RCP (Rapid Control Prototyping) là MicroLabBox. Kết quả thử nghiệm với hai thuật toán điều khiển được đưa ra ở mục 3.3 và mục 4 là kết luận về các nội dung đã thực hiện.

2. NỘI DUNG

2.1. Mô hình động cơ và mô hình mẫu trong hệ MRAC

Với đầu vào là điện áp phản ứng, đầu ra là tốc độ góc của động cơ, hàm truyền đạt của động cơ điện một chiều có dạng [11]:

$$\frac{\omega(s)}{U(s)} = \frac{1/K_t}{T_m T_a s^2 + T_m s + 1} = \frac{k}{s^2 + a_1 s + a_0} \quad (1)$$

Trong đó: K_t - Hằng số mômen; $k = 1/(K_t T_m T_a)$; $a_1 = 1/T_a$; $a_0 = 1/(T_m T_a)$

T_m - Hằng số thời gian cơ; $T_m = \frac{J R_a}{K_t^2}$; T_a - Hằng số thời gian điện từ, $T_a = \frac{L_a}{R_a}$;

R_a - Điện trở mạch phản ứng;

L_a - Điện cảm mạch phản ứng;

J - Mômen quán tính của phản ứng động cơ.

Đối tượng điều khiển (1) là khâu bậc hai, có thể dao động hoặc không tùy thuộc giá trị của T_m và T_a . Qua quá trình làm việc, nhiệt độ phát nóng ảnh hưởng đến điện trở dây quấn phản ứng, dây quấn kích từ; chổi than hao mòn dần đi; mômen quán tính tổng của hệ thống quy đổi về trục động cơ thay đổi,... dẫn đến sự thay đổi so với giá trị ban đầu được biết của các thông số.

Mô hình mẫu được thiết kế mô tả đáp ứng mong muốn đối với hệ thống. Ở đây, đối tượng điều khiển (1) có dạng bậc 2 nên sẽ hợp lý khi chọn mô hình mẫu có dạng bậc 2. Đặc tính động học của mô hình mẫu quyết định bởi vị trí của các điểm cực. Để xây dựng mô hình mẫu, một số phương pháp có thể áp dụng như phương pháp điểm cực - điểm không, phương pháp đáp ứng tần số [12], phương pháp đặt các điểm cực tại vị trí xác định được tính toán trước (ví dụ phân bố điểm cực theo dạng nhị thức Newton, đa thức Butterworth). Các phương pháp trên có tính tổng quát chung.

Trong điều khiển truyền động điện, tiêu chuẩn tối ưu môđun và tối ưu đối xứng được sử dụng phổ biến. Khi tổng hợp theo tiêu chuẩn tối ưu đối xứng thì độ quá điều chỉnh $\sigma = 43\%$. Hàm truyền chuẩn của mạch vòng kín tổng hợp theo tối ưu đối xứng có dạng khâu bậc 3. Nhược điểm của tiêu chuẩn tối ưu đối xứng là độ quá điều chỉnh lớn và thời gian xác lập dài.

Mạch vòng kín tổng hợp theo tiêu chuẩn tối ưu môđun có hàm truyền đạt dạng [11]:

$$W(s) = \frac{1/K_{ph}}{a T_o^2 s^2 + a T_o s + 1} \quad (2)$$

Trong đó: K_{ph} - Hệ số khuếch đại của khâu phản hồi tín hiệu đầu ra.

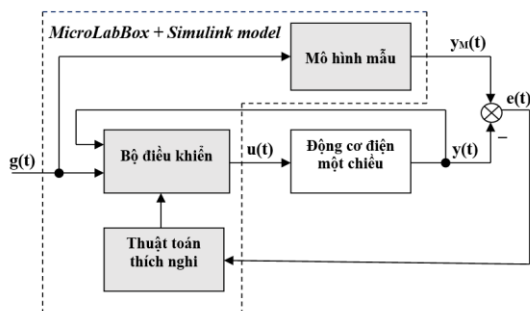
a - Hệ số tối ưu hóa. Khi $a = 2$, ta có hàm truyền dạng chuẩn hóa của tối ưu môđun;

Khi $a = 4$, ta có hàm truyền dạng biến thể có tên tối ưu tuyến tính.

T_o - Hằng số thời gian nhỏ của khâu quán tính thuộc mạch vòng.

Ưu điểm của tiêu chuẩn tối ưu môđun là sự kết hợp hài hòa tính tác động nhanh, độ quá điều chỉnh nhỏ. Với tối ưu môđun dạng chuẩn hóa ($a = 2$), chỉ tiêu chất lượng khi đầu vào dạng bậc thang đơn vị là: Độ quá điều chỉnh $\sigma = 4,3\%$; thời gian tăng trưởng là $4,7T_o$; thời gian xác lập là $8,4T_o$. Tuy vậy, trong nhiều ứng dụng, ví dụ như truyền động vị trí chính xác, truyền động cho thiết bị quang học đòi hỏi không có độ quá điều chỉnh để hạn chế rung lắc có hại cho thiết bị, do đó nhóm nghiên cứu chọn lựa mô hình mẫu có dạng tiêu chuẩn tối ưu tuyến tính, một trường hợp riêng của tối ưu môđun ($a = 4$) là tiêu chuẩn được công nhận, sử dụng rộng rãi.

Hệ MRAC cho động cơ điện một chiều (hình 1) có hai mạch vòng: Mạch vòng bên trong là mạch vòng cơ bản bao gồm Bộ điều khiển, đối tượng điều khiển (Động cơ điện một chiều) và khâu phản hồi. Mạch vòng thứ hai bao bên ngoài có tác dụng chỉnh định các tham số của Bộ điều khiển thông qua Thuật toán thích nghi. Bộ điều khiển, với các tham số thay đổi thích nghi với sự thay đổi của đối tượng điều khiển (sự biến thiên của điện trở mạch phản ứng, mômen quán tính hệ thống quy đổi về trục động cơ, sự thay đổi của tải, ảnh hưởng của ma sát, nhiễu,...), sẽ đưa ra tín hiệu điện áp $u(t)$ điều khiển động cơ "bám theo" mô hình mẫu, sao cho sai số $e(t)$ giữa đầu ra hệ thống thực $y(t)$ và mô hình mẫu $y_M(t)$ là nhỏ nhất.



Hình 1. Sơ đồ khối hệ MRAC-HIL cho động cơ điện một chiều.

HIL là kỹ thuật sử dụng cho phát triển và thử nghiệm các hệ thống điều khiển lớn, phức tạp. Với HIL, một phần hay toàn bộ thiết bị vật lý, đối tượng điều khiển được thay thế bằng mô hình mô phỏng. Người thiết kế có thể chạy thử các thuật toán điều khiển ngay cả khi chưa có đối tượng thực, cho phép thử nghiệm các chế độ làm việc tới hạn, nguy hiểm, hạn chế rủi ro, sai sót [13]. Sự phối hợp MRAC-HIL thể hiện trên hình 1, trong đó, toàn bộ các khối chức năng màu xám nằm trong đường đứt nét được mô hình hóa trên Simulink, tải xuống và chạy trên cùng một thiết bị MicroLabBox.

2.2. Thuật toán điều khiển thích nghi MRAC

Trong các nghiên cứu về điều khiển thích nghi MRAC cho động cơ một chiều, hai phương pháp được sử dụng phổ biến là:

- Phương pháp dựa trên luật điều khiển MIT (MIT rule) [4, 6, 7, 9, 10];
- Phương pháp dựa trên lý thuyết ổn định của Lyapunov [5, 6, 8].

Luật điều khiển MIT thuộc về nhóm phương pháp gradient. Ưu điểm của luật điều khiển MIT là tương đối đơn giản, dễ áp dụng. Tuy vậy, luật điều khiển này không đảm bảo cho tính ổn định của hệ thống. Các phương pháp dựa trên lý thuyết ổn định của Lyapunov có ưu điểm là đảm bảo chắc chắn về tính ổn định. Sự so sánh, đánh giá giữa hai luật điều khiển được thực hiện trong [6].

2.2.1. Điều khiển dựa trên phương pháp Lyapunov trực tiếp

Tổng quát, xét hệ thống và mô hình mẫu được mô tả bằng các phương trình bậc hai:

$$\ddot{y} + a_1\dot{y} + a_0y = kk_c g \quad (3)$$

$$\ddot{y}_M + a_{1M}\dot{y}_M + a_{0M}y_M = k_M g \quad (4)$$

Trong đó: k - Hệ số khuếch đại của đối tượng;

k_c - Hệ số khuếch đại thích nghi;

k_M - Hệ số khuếch đại của mô hình mẫu;

g - Lượng đặt đầu vào;

$a_i = a_{iM}$ với $i = 0, 1$.

Ta xây dựng thuật toán điều chỉnh hệ số khuếch đại thích nghi k_c xuất phát từ điều kiện ổn định của hệ thống.

$$\text{Đặt: } e = y_M - y; \quad \dot{e} = \dot{y}_M - \dot{y}; \quad \ddot{e} = \ddot{y}_M - \ddot{y}$$

Lấy (4) trừ (3) ta nhận được phương trình sai số:

$$\ddot{e} + a_1\dot{e} + a_0e = (k_M - k_c k)g = \gamma g \quad (5)$$

với

$$\gamma = k_M - k_c k \quad (6)$$

Chọn hàm Lyapunov có dạng toàn phương xác định dương như sau:

$$V = \frac{1}{2}(\dot{e}^2 + a_0e^2 + \beta\gamma^2) \quad (7)$$

Ở đây: β - Hằng số dương. Đạo hàm theo thời gian (7) ta có:

$$\dot{V} = \dot{e}\ddot{e} + a_0e\dot{e} + \beta\gamma\dot{\gamma} \quad (8)$$

Từ (5) ta có: $\ddot{e} = \gamma g - a_1\dot{e} - a_0e$

Thay vào (8):

$$\dot{V} = \dot{e}\gamma g - a_1\dot{e}^2 - a_0e\dot{e} + a_0e\dot{e} + \beta\gamma\dot{\gamma}$$

$$\dot{V} = \dot{e}\gamma g - a_1 \dot{e}^2 + \beta\gamma\dot{\gamma} \quad (9)$$

Từ (9) để V là bán xác định âm cần thỏa mãn điều kiện:

$$\dot{e}\gamma g + \beta\gamma\dot{\gamma} \leq 0 \text{ hay } \gamma(\dot{e}g + \beta\dot{\gamma}) \leq 0 \quad (10)$$

$\gamma > 0$, ta rút ra:

$$\dot{\gamma} \leq -\frac{\dot{e}g}{\beta} \quad (11)$$

Đạo hàm (6) ta có:

$$\dot{\gamma} = -\dot{k}_c k \quad (12)$$

Từ (11), (12) rút ra:

$$\dot{k}_c \geq \frac{1}{k\beta} \dot{e}g \quad (13)$$

Luật điều chỉnh hệ số khuếch đại thích nghi: $\dot{k}_c = \frac{1}{k\beta} \dot{e}g$ (14)

Ở đây, e là sai lệch giữa đầu ra mô hình mẫu và đầu ra hệ thống. Vế phải của (14) là tích đạo hàm của e và lượng đặt đầu vào g , có hệ số tỷ lệ nghịch với $k\beta$, trong đó, k là hệ số khuếch đại của đối tượng, β là hằng số dương được chọn lựa khi thiết kế. Khi tích phân (14), hệ số khuếch đại thích nghi k_c thay đổi theo luật tích phân của vế phải. Kết quả điều khiển theo (14) được trình bày ở mục 3.

2.2.2. Điều khiển dựa trên phương pháp gradient tốc độ

Thuật toán điều khiển thích nghi gradient tốc độ là một trong những hướng có triển vọng, khả năng ứng dụng nhiều trong thực tế. Nội dung cơ bản của phương pháp và các thuật toán cho một số lớp đối tượng điển hình được trình bày trong nhiều tài liệu, công trình nghiên cứu [14-19]. Bản chất phương pháp gradient tốc độ là chọn hàm điều khiển dạng:

$$\dot{\theta} = -\Gamma \text{grad}_\theta \frac{dP}{dt} = -\Gamma \text{grad}_\theta \omega(\mathbf{x}, \theta, \mathbf{t}) \quad (15)$$

Ở đây: $\Gamma = \gamma I$ với $\gamma > 0$; I - Ma trận đơn vị; grad_θ - Ký hiệu gradient.

θ - Vector tham số điều khiển; $P(\cdot)$ là phiếm hàm mục tiêu, không âm, thường là lượng đo độ lệch giữa quỹ đạo của đối tượng so với mô hình mẫu. Mục tiêu của điều khiển là cực tiểu hóa hàm mục tiêu này. Đối tượng điều khiển được mô tả bởi các phương trình:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (16)$$

Ở đây: $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ - Vector trạng thái; $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$ - Đầu vào điều khiển;

\mathbf{A}, \mathbf{B} - Các ma trận hệ thống, ma trận đầu vào kích thước $n \times n, n \times m$.

Mô hình mẫu hệ mong muốn được mô tả bởi:

$$\dot{\mathbf{x}}_M = \mathbf{A}_M \mathbf{x}_M + \mathbf{B}_M \mathbf{g} \quad (17)$$

Ở đây: $\mathbf{x}_M \in \mathbb{R}^n$ - Vector trạng thái của mô hình mẫu; $\mathbf{g} \in \mathbb{R}^m$ - Lượng đặt đầu vào;

$\mathbf{A}_M, \mathbf{B}_M$ - Các ma trận hệ thống ($n \times n$), ma trận đầu vào ($n \times m$) của mô hình mẫu.

\mathbf{A}_M - Ma trận Hurwitz.

Mục đích điều khiển là $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e}(t) = 0$ với $\mathbf{e}(t)$ là vector sai lệch:

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_M(t) \quad (18)$$

Từ (16), (17), (18) ta có: $\dot{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{x}}_M = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \mathbf{A}_M \mathbf{x}_M - \mathbf{B}_M \mathbf{g}$ (19)

Phiếm hàm mục tiêu chọn dạng toàn phương:

$$\mathbf{P} = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{H} \mathbf{e} \quad (20)$$

với $\mathbf{H} = \mathbf{H}^T > 0$ là ma trận các hệ số, thỏa mãn phương trình Lyapunov:

$$\mathbf{A}_M^T \mathbf{H} + \mathbf{H} \mathbf{A}_M = -\mathbf{Q}, \quad \mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T > 0 \quad (21)$$

Từ (19), (20) ta có:

$$\omega(\mathbf{x}, \theta, \mathbf{t}) = \dot{\mathbf{P}} = \mathbf{e}^T \mathbf{H} \dot{\mathbf{e}} = \mathbf{e}^T \mathbf{H} (\mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} - \mathbf{A}_M \mathbf{x}_M - \mathbf{B}_M \mathbf{g}) \quad (22)$$

Luật điều khiển có dạng:

$$\mathbf{u}(\mathbf{t}) = \mathbf{k}_x(\mathbf{t}) \mathbf{x}(\mathbf{t}) + \mathbf{k}_g(\mathbf{t}) \mathbf{g}(\mathbf{t}) \quad (23)$$

Trong đó, \mathbf{k}_x , \mathbf{k}_g là các ma trận hệ số thích nghi của bộ điều chỉnh.

Thay (23) vào (22):

$$\begin{aligned} \omega(\mathbf{x}, \theta, \mathbf{t}) &= \mathbf{e}^T \mathbf{H} (\mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{k}_x \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{k}_g \mathbf{g} - \mathbf{A}_M \mathbf{x}_M - \mathbf{B}_M \mathbf{g}) \\ \omega(\mathbf{x}, \theta, \mathbf{t}) &= \mathbf{e}^T \mathbf{H} \mathbf{B} \mathbf{k}_x \mathbf{x} + \mathbf{e}^T \mathbf{H} \mathbf{B} \mathbf{k}_g \mathbf{g} + \mathbf{e}^T \mathbf{H} (\mathbf{A} \mathbf{x} - \mathbf{A}_M \mathbf{x}_M - \mathbf{B}_M \mathbf{g}) \end{aligned} \quad (24)$$

Từ (24) xác định được các gradient tốc độ:

$$\mathbf{grad}_{\mathbf{k}_x} \omega = \mathbf{B}^T \mathbf{H} \mathbf{e} \mathbf{x}^T \quad (25)$$

$$\mathbf{grad}_{\mathbf{k}_g} \omega = \mathbf{B}^T \mathbf{H} \mathbf{e} \mathbf{g}^T \quad (26)$$

Các ma trận hệ số thích nghi bộ điều chỉnh thay đổi theo thuật toán:

$$\dot{\mathbf{k}}_x = -\gamma \mathbf{B}^T \mathbf{H} \mathbf{e} \mathbf{x}^T \quad (27)$$

$$\dot{\mathbf{k}}_g = -\gamma \mathbf{B}^T \mathbf{H} \mathbf{e} \mathbf{g}^T \quad (28)$$

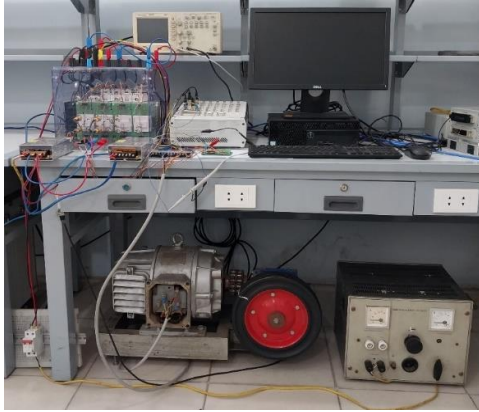
Để tăng tính tác động nhanh của mạch vòng điều chỉnh thích nghi, có thể dùng dạng tỷ lệ - tích phân như sau:

$$\dot{\mathbf{k}}_x = -\gamma \mathbf{B}^T \mathbf{H} \mathbf{e} \mathbf{x}^T - \beta \frac{d}{dt} [\mathbf{B}^T \mathbf{H} \mathbf{e} \mathbf{x}^T] \quad (29)$$

$$\dot{\mathbf{k}}_g = -\gamma \mathbf{B}^T \mathbf{H} \mathbf{e} \mathbf{g}^T - \beta \frac{d}{dt} [\mathbf{B}^T \mathbf{H} \mathbf{e} \mathbf{g}^T] \quad (30)$$

Trong đó: $\gamma, \beta > 0$ được chọn lựa khi thiết kế. \mathbf{H} là ma trận các hệ số, tìm được từ (21) khi chọn trước \mathbf{Q} là ma trận xác định dương, đối xứng.

2.3. Mô hình thử nghiệm



Hình 2. Hệ điều khiển thích nghi MRAC cho động cơ điện một chiều.

Toàn bộ hệ thống thử nghiệm như trên hình 2. Hệ thống gồm có: Máy tính cài MATLAB-Simulink và gói phần mềm hãng dSPACE, các thư viện hỗ trợ, thư viện ghép nối thời gian thực RTI FPGA Programming Blockset; Khối MicroLabBox; Khối công suất SEMITEACH IGBT B6U-E1CIKF-B6CI; Nguồn xoay chiều SST-250/20: Điện áp vào 220VAC, điện áp ra 0÷250 VAC/20A; Động cơ điện một chiều Π21; Hộp giảm tốc XG NVR063-100; Encoder Hanyoung HE50B-8-1024-3-T-24; Các mạch ghép nối, tương thích tín hiệu vào-ra. Khối công suất SEMITEACH chỉ sử dụng 2 nhánh để tạo cầu H cấp nguồn cho động cơ. Cầu H được điều khiển PWM theo luật chuyển mạch đường chéo. Các xung điều khiển được tạo ra từ khối MicroLabBox, đi qua mạch ghép nối tới các đầu vào khối IGBT.

3. KẾT QUẢ, TÍNH TOÁN, THẢO LUẬN

3.1. Số liệu đầu vào

Động cơ điện một chiều Π21 (Nga): $P_{dm} = 330 \text{ W}$; $U_{dm} = 115 \text{ V}$; $n_{dm} = 1450 \text{ v/p}$; $I_{dm} = 3,2 \text{ A}$; $R_a = 0,8 \Omega$; $R_f = 200 \Omega$; $J = 0,025 \text{ kgm}^2$.

Khâu phản hồi tốc độ có hệ số $K_{ph} = 5(V)/157(\text{rad/s}) = 0.0318 (V\text{s/rad})$. Hệ số quy đổi điện áp điều khiển (5V) về điện áp định mức của động cơ ($U_{dm} = 115 V$) là $K_{qd} = 115(V)/5(V) = 23$.

Từ (2) tính toán mô hình mẫu $W_M(s) = W(s)/K_{qd}$ với $a = 4$, $K_{ph} = 0.0318 V\text{s/rad}$, $T_o = 0.002 s$, $K_{qd} = 23$. Kết quả mô hình mẫu có hàm truyền:

$$W_M(s) = \frac{85453}{s^2 + 500s + 62500} \quad (31)$$

Mô hình động cơ (1) khi thông số thay đổi:

Khi $R_a = 0,8\Omega$; $J = 0,025 \text{ kgm}^2$ Các hệ số $k = 740,50$; $a_o = 548,34$; $a_1 = 20$.

Khi $R_a = 0,8\Omega$; $J = 0,1 \text{ kgm}^2$ Các hệ số $k = 185,12$; $a_o = 137,08$; $a_1 = 20$.

Khi $R_a = 1,6\Omega$; $J = 0,025 \text{ kgm}^2$ Các hệ số $k = 723,64$; $a_o = 523,65$; $a_1 = 40$.

Khi $R_a = 1,6\Omega$; $J = 0,1 \text{ kgm}^2$ Các hệ số $k = 180,90$; $a_o = 130,91$; $a_1 = 40$.

Từ các thông số trên, khi chuyển sang biểu diễn trong không gian trạng thái với biến trạng thái $x = [x_1 \ x_2]^T = [\omega \ \dot{\omega}]^T$, mô hình động cơ (16) và mô hình mẫu (17) có thể tính như sau:

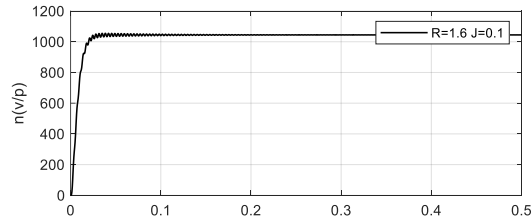
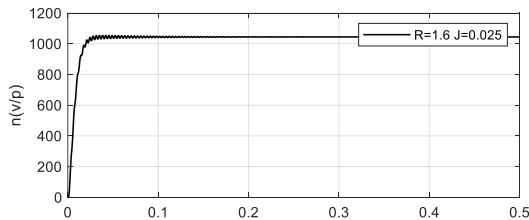
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ k \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = [1 \ 0]; \quad \mathbf{A}_M = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -62500 & -500 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_M = \begin{bmatrix} 0 \\ 85453 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_M = [1 \ 0].$$

$$\text{Chọn } \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0,2926 & 0 \\ 0 & 0,0023 \end{bmatrix} \text{ từ (21) có } \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0,1474 & 2,3405 \cdot 10^{-6} \\ 2,3405 \cdot 10^{-6} & 2,3405 \cdot 10^{-6} \end{bmatrix}. \text{ Chọn } \gamma=1.0; \beta=0.8.$$

3.2. Phương pháp, công cụ thử nghiệm

Mô hình mẫu và mô hình thuật toán điều khiển được xây dựng trên Simulink, được biên dịch, tải xuống và chạy trên khối MicroLabBox. Giao diện điều khiển, thu thập, hiển thị số liệu bằng phần mềm ControlDesk 6.3. Điện trở phản ứng thay đổi bằng nối thêm điện trở 0.8Ω . Mômen quán tính động cơ thay đổi bằng lắp thêm khối trụ $J = 0,075 \text{ kgm}^2$ trên trục động cơ.

3.3. Kết quả và bình luận



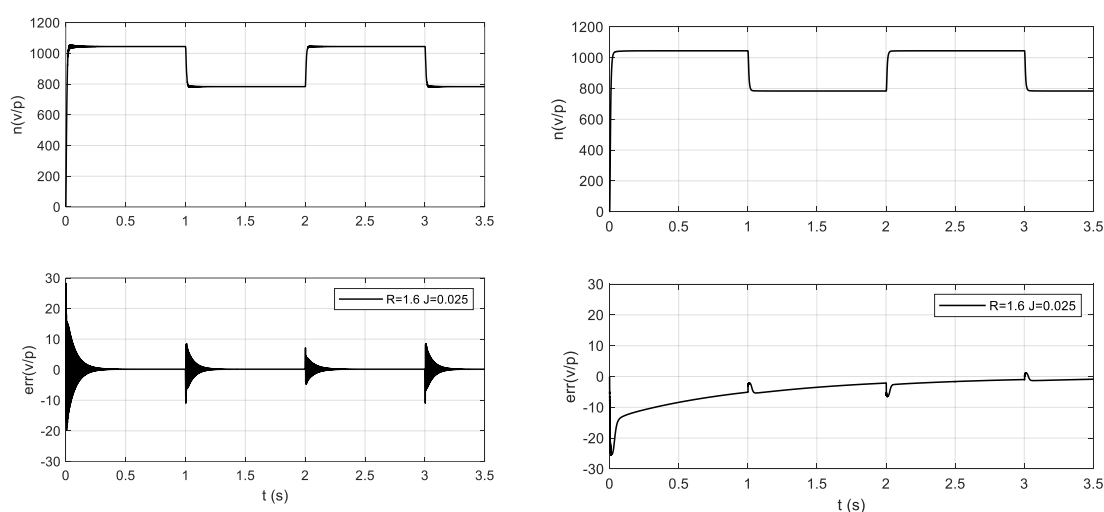
Hình 3. Tốc độ động cơ và sai lệch với mô hình mẫu khi $R_a = 1,6 \Omega$, $J = 0,025 \text{ kg.m}^2$.

Hình 4. Tốc độ động cơ và sai lệch với mô hình mẫu khi $R_a = 1,6 \Omega$, $J = 0,1 \text{ kg.m}^2$.

Hình 3, 4 là đáp ứng tốc độ của động cơ và sai lệch tốc độ so với mô hình mẫu khi điện trở phản ứng và mômen quán tính trên trục động cơ có giá trị khác nhau. Ở đây, điều khiển dựa trên phương pháp Lyapunov trực tiếp, theo thuật toán (14) với $\beta = 0,002$. Khi tốc độ thay đổi nhanh, đột ngột, sai lệch tốc độ so với mô hình mẫu lớn, có dạng dao động nhưng nhanh chóng suy giảm về 0. Thuật toán làm việc tốt khi R_a thay đổi từ $0,8 \Omega$ đến $1,6 \Omega$, mômen quán tính quy về trục

động cơ thay đổi từ $0,025 \text{ kg.m}^2$ đến $0,1 \text{ kg.m}^2$.

Hình 5 so sánh kết quả điều khiển dựa trên phương pháp Lyapunov trực tiếp (phía bên trái) và phương pháp gradient tốc độ theo thuật toán (27), (28) (phía bên phải) với $\gamma = 1,1$ khi $R_a = 1,6 \Omega$, $J = 0,025 \text{ kg.m}^2$. Tốc độ động cơ thay đổi nhảy cấp liên tục theo điều khiển đầu vào, giữa 800 (vòng/phút) và 1000 (vòng/phút). Sai lệch tốc độ so với mô hình mẫu khi sử dụng phương pháp gradient tốc độ theo thuật toán (27), (28) suy giảm dần về 0 sau khoảng 3.5 s, có dạng tiệm cận chứ không dao động như ở phương pháp Lyapunov trực tiếp. Tại các thời điểm tốc độ thay đổi đột ngột, trên đồ thị sai lệch tốc độ so với mô hình mẫu có các mẫu xung nhọn. Như vậy, phương pháp Lyapunov trực tiếp và phương pháp gradient tốc độ theo thuật toán (27), (28) làm việc ổn định, động cơ bám được theo mô hình mẫu, thích hợp với các ứng dụng duy trì chất lượng ở chế độ làm việc tĩnh hoặc thay đổi chậm, không có sự thay đổi đột ngột của lượng đặt đầu vào.

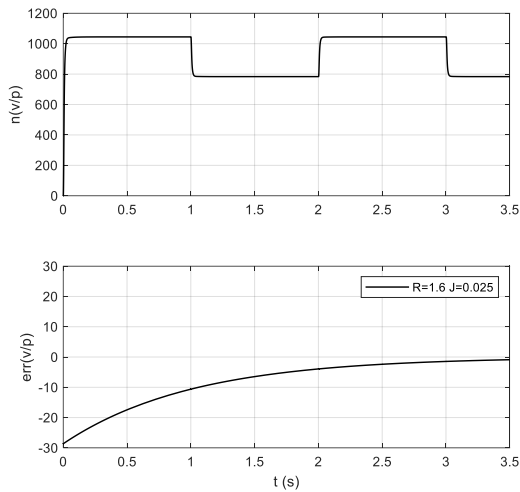


Hình 5. So sánh phương pháp Lyapunov trực tiếp và gradient tốc độ (27), (28).

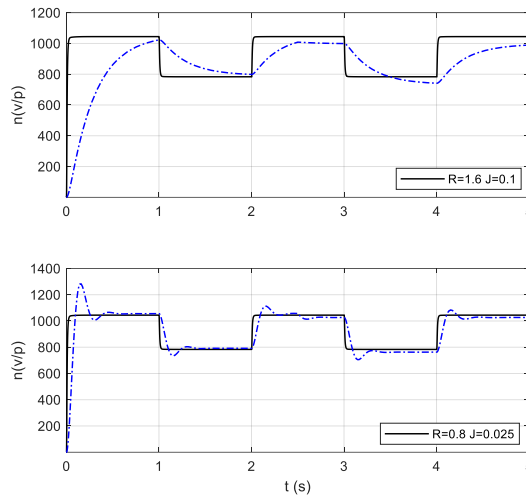
Hình 6 là kết quả thử nghiệm phương pháp gradient tốc độ theo thuật toán (29), (30) với hệ số $\gamma = 0,9$, $\beta = 0,8$ khi $R_a = 1,6 \Omega$, $J = 0,025 \text{ kg.m}^2$. Ta thấy sự hội tụ về 0 của sai lệch tốc độ so với mô hình mẫu sau khoảng 3.5 s. Sai lệch so với mô hình mẫu suy giảm theo dạng hàm mũ. Khác với thuật toán (27), (28), tại các thời điểm tốc độ thay đổi đột ngột, sai lệch so với mô hình mẫu không xuất hiện đột biến. Như vậy, sau khi đã hội tụ, sai lệch đầu ra so với mô hình mẫu luôn bằng 0 ngay cả khi lượng đặt thay đổi nhảy cấp. Thuật toán làm việc tốt với cả chế độ tĩnh (ví dụ khi duy trì tốc độ đặt không đổi) và cả chế độ động (ví dụ khi điều khiển bám mục tiêu).

Hình 7 là đáp ứng tốc độ theo lượng đặt đầu vào thay đổi nhảy cấp của hệ kín theo thuật toán (29), (30) (đường liền nét) và đáp ứng tốc độ của động cơ (hệ hở - đường đứt nét). Động cơ gốc ban đầu ($R_a = 0,8 \Omega$, $J = 0,025 \text{ kg.m}^2$) là khâu bậc hai, đáp ứng có dạng dao động như hình 7 (bên dưới). Khi thông số động cơ thay đổi ($R_a = 1,6 \Omega$, $J = 0,1 \text{ kg.m}^2$), động cơ là khâu bậc hai không dao động. Đáp ứng của động cơ rất chậm, giống đáp ứng của khâu quán tính bậc nhất có hằng số thời gian lớn. Tốc độ của động cơ không theo kịp sự thay đổi của lượng đặt đầu vào. Tại thời điểm 2,5 s, khi đặt tải định mức $M_c = 2,1 \text{ Nm}$, tốc độ động cơ sụt đi khoảng (25÷35) vòng/phút so với khi không tải (động cơ gốc sụt tốc ít hơn). Với hệ điều khiển MRAC xây dựng thì tốc độ đầu ra không thay đổi khi có tải tác động. Điều này phù hợp lý thuyết là đáp ứng hệ thống chỉ phụ thuộc mô hình mẫu chứ không bị ảnh hưởng bởi sự thay đổi thông số của đối tượng điều khiển hay nhiễu tải.

Trong bảng 1 là giá trị xác lập (sau khi đã hội tụ) của các hệ số thích nghi bộ điều khiển. Các hệ số này thay đổi tương ứng khi thông số của đối tượng điều khiển thay đổi.



Hình 6. Đáp ứng tốc độ với thuật toán (29), (30) khi $R = 1,6 \Omega$, $J = 0,025 \text{ kg.m}^2$.



Hình 7. Đáp ứng tốc độ vòng hở của động cơ và đáp ứng của hệ MRAC.

Bảng 1. Sự thay đổi của các hệ số thích nghi.

| Luật thích nghi | Hệ số thích nghi | $R_a = 0,8\Omega$; $J = 0,025 \text{ kgm}^2$ | $R_a = 0,8\Omega$; $J = 0,1 \text{ kgm}^2$ | $R_a = 1,6\Omega$; $J = 0,025 \text{ kgm}^2$ | $R_a = 1,6\Omega$; $J = 0,1 \text{ kgm}^2$ |
|-----------------|------------------|---|---|---|---|
| (14) | k_c | 0,9131 | 0,9905 | 0,9892 | 0,9894 |
| (29) | k_{x1} | 0,4797 | 0,4349 | 0,4972 | 0,4522 |
| | k_{x2} | 0,0190 | 0,0675 | 0,0307 | 0,1164 |
| (30) | k_g | 0,3703 | 0,4316 | 0,3832 | 0,4448 |

4. KẾT LUẬN

Kết quả nghiên cứu cho thấy, ưu điểm của hệ MRAC đã xây dựng là đặc tính động học của hệ chỉ phụ thuộc vào mô hình mẫu được chọn lựa khi thiết kế, không đòi hỏi phải biết chính xác thông số đối tượng. Các thông số đối tượng có thể thay đổi trong giới hạn rộng, nhiều phụ tải tác động nhưng chất lượng điều khiển gần như không thay đổi. Nghiên cứu lý thuyết và thử nghiệm thực tế cho thấy sự hội tụ và ổn định của các thuật toán áp dụng, trong đó, thuật toán gradient tốc độ (29), (30) cho chất lượng điều khiển tốt nhất, cả ở hai chế độ làm việc tĩnh và động. Tính mới của nghiên cứu là thực hiện mô hình và thuật toán điều khiển MRAC dựa trên HIL với MicroLabBox. Nhờ hệ thống RCP này, việc thử nghiệm các thuật toán điều khiển phức tạp thuận lợi, nhanh chóng, dễ dàng. Nhóm nghiên cứu chỉ phải tập trung vào thuật toán điều khiển chứ không mất nhiều thời gian, công sức vào thiết kế, xử lý các phức tạp mà phần cứng và lập trình đòi hỏi. Ý tưởng phối hợp MRAC-HIL trên MicroLabBox có thể áp dụng cho các đối tượng điều khiển và công cụ, nền tảng khác như LabView, Typhoon HIL, SpeedGoat,... Tuy vậy, để thực hiện được hướng phát triển trên cần sự đầu tư lớn về cơ sở vật chất cho các cơ sở nghiên cứu.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. S. Aydemir, S. Sezen and H. M. Ertunc, "Fuzzy logic speed control of a DC motor," The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004., Xi'an, China, pp. 766-771 **Vol2**, (2004).
- [2]. P. Thepsatorn, A. Numsomran, V. Tipsuwanporn and T. Teanthong, "DC Motor Speed Control using Fuzzy Logic based on LabVIEW," 2006 SICE-ICASE International Joint Conference, Busan, Korea (South), pp. 3617-3620, (2006), doi: 10.1109/SICE.2006.314890.
- [3]. F.J. Chang, S.H. Twu, and S. Chang, "Tracking control of DC motors via an improved chattering alleviation control," IEEE Trans. Ind. Electron., **vol. 39**, no. 1, pp. 25-29, (1992).

- [4]. A. Xiong and Y. Fan, "Application of a PID Controller using MRAC Techniques for Control of the DC Electromotor Drive," 2007 International Conference on Mechatronics and Automation, Harbin, China, pp. 2616-2621, (2007), doi: 10.1109/ICMA.2007.4303969.
- [5]. M. Koksai, F. Yenici and A. N. Asya, "Position Control of a Permanent Magnet DC Motor by Model Reference Adaptive Control," 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vigo, Spain, pp. 112-117, (2007), doi: 10.1109/ISIE.2007.4374583.
- [6]. P. Swarnkar, J. S. Kumar and R.K. Nema, "Comparative Analysis of MIT Rule and Lyapunov Rule in Model Reference Adaptive Control Scheme," Innovative Systems Design and Engineering, **vol. 2**, no. 4, pp. 154–162, (2011).
- [7]. MS. Ehsani, "Adaptive Control of Servo Motor by MRAC Method," 2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. Published online:78-83, (2007). doi:10.1109/vppc.2007.4544102.
- [8]. S. Sheel, R. Chandkishor and O. Gupta, "Speed control of DC drives using MRAC technique," 2010 International Conference on Mechanical and Electrical Technology, Singapore, pp. 135-139, (2010), doi: 10.1109/ICMET.2010.5598335.
- [9]. Munadi, M. A. Akbar, T. Naniwa and Y. Taniai, "Model Reference Adaptive Control for DC motor based on Simulink," 2016 6th International Annual Engineering Seminar (InAES), Yogyakarta, Indonesia, pp. 101-106, (2016), doi: 10.1109/INAES.2016.7821915.
- [10]. Sumit Kumar Sar, Lillie Dewan, "MRAC Based PI Controller for Speed Control of D.C. Motor Using LabView," WSEAS Transactions on Systems and Control, vol. 9, E-ISSN: 2224-2856, (2014).
- [11]. A.V. Basharin, V.A. Novikov, G.G.Sokolovsky, "Electric drive control," Eenergoizdat, (1982).
- [12]. Shi-jie Su, Yuan-yuan Zhu, Hai-rong Wang and Chen Yun, "A method to construct a reference model for model reference adaptive control," Advances in Mechanical Engineering, Vol. 11(11) 1–9, (2019). DOI: 10.1177/1687814019890455.
- [13]. Saurabh Mani Tripathi, Francisco M. Gonzalez-Longatt Editors, "Real-Time Simulation and Hardware-in-the-Loop Testing Using Typhoon HIL," Springer. (2023).
- [14]. Fomin V.N., Fradkov A.L., Yakubovich V.A., "Adaptive control of dynamic objects," M.: Nauka. 448 p, (1981).
- [15]. I.V. Miroshnik, V.O. Nikiforov , A.L. Fradkov, "Nonlinear and adaptive control of complex dynamic systems," St. Petersburg: Nauka. 549 p, (2000).
- [16]. N.V. Antonov, V.A. Terekhov, I.Y. Tyukin, "Adaptive control in technical systems," St. Petersburg: St. Petersburg University Publishing House. - 244 p. - ISBN 5-288-02934-2, (2001).
- [17]. N.D. Egupova, "Methods of robust, neuro-fuzzy and adaptive control," M: Publishing house of MSTU im. N.E. Bauman. - 744 p, (2002).
- [18]. B. R. Andrievsky, A. A. Stotsky, A. L. Fradkov, "Speed gradient algorithms in control and adaptation problems," 1988, No. 12, 3–39; Autom. Remote Control, 49:12, 1533–1564, (1988).
- [19]. B. R. Andrievsky, A. L. Fradkov, "Speed gradient method and its applications," 2021, № 9, 3–72; Autom. Remote Control, 82:9, 1463–1518, (2021).

ABSTRACT

Building a MRAC-HIL adaptive control system for DC electric motors

This article proposes an approach to build a model reference adaptive control MRAC system for DC electric motor using MRAC-HIL coordination based on the RCP rapid control prototyping tool MicroLabBox. In this plan, the reference model, control algorithms and functional input-output blocks were built based on the MATLAB-Simulink library and additional libraries from dSpace. The entire models and algorithms were compiled, downloaded to the MicroLabBox, run and tested in real time. The experimental results of using the direct Lyapunov method and the speed gradient method confirm the advantages of adaptive control which applied to control objects with variable or uncertain parameters. Control system is stable, the performance is good and depends on reference model only. The idea of coordinating MRAC-HIL can be extended to other control objects, tools, and development platforms.

Keywords: Adaptive control; MRAC; HIL RCP; DC motor control.