Tuyến tính hóa động dạng rút gọn CFDL và điều khiển thích nghi phi mô hình MFAC trong hệ SISO rời rạc

Trần Ngọc Bình, Vũ Quốc Huy*

Viện Tự động hóa KTQS/Viện Khoa học và Công nghệ quân sự, 17 Hoàng Sâm, Cầu Giấy, Hà Nội, Việt Nam.
*Email: maihuyvu@gmail.com
Nhận bài: 31/5/2024; Hoàn thiện: 13/9/2024; Chấp nhận đăng: 11/10/2024; Xuất bản: 25/10/2024.
DOI: https://doi.org/10.54939/1859-1043.j.mst.98.2024.15-22

TÓM TẮT

Một lớp đối tượng SISO được tuyến tính hóa động dưới dạng rút gọn CFDL nhờ ước lượng tham số giả đạo hàm riêng PPD. Luật điều khiển thích nghi phi mô hình MFAC hiệu chỉnh mới được tổng hợp cho hệ CFDL dựa trên lời giải của bài toán tối ưu mục tiêu. Kết quả mô phỏng trực quan cho thấy tính hiệu quả của thuật toán hiệu chỉnh đề xuất.

Từ khoá: Điều khiển thích nghi phi mô hình; Giả đạo hàm riêng; Tuyến tính hóa dạng rút gọn.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Điều khiển thích nghi phi mô hình (Model-Free Adaptive Control - MFAC) là một kỹ thuật điều khiển hướng dữ liệu, sử dụng dữ liệu vào ra của hệ thống để thiết kế bộ điều khiển. Đối với MFAC, chỉ có dữ liệu vào ra của hệ thống điều khiển vòng kín được sử dụng cho việc thiết kế bộ điều khiển, không cần biết rõ thông tin về mô hình đối tượng. Vì không cần mô hình động lực học hay quá trình huấn luyện nên MFAC là phương pháp điều khiển có cấu trúc đơn giản và chi phí tính toán thấp. Gần đây, khá nhiều bài toán điều khiển thích nghi cho một hệ thống phi tuyến với các tham số và cấu trúc biến đổi theo thời gian có thể được thực hiện bằng phương pháp này [1-3]. Ý tưởng xuất phát của thiết kế MFAC là xây dựng mô hình thuần túy toán học dựa trên dữ liệu, còn được gọi là mô hình tuyến tính hóa động cho hệ thống phi tuyến ở từng thời điểm lấy mẫu. Mô hình tuyến tính hóa động có thể chia thành các dạng rút gọn (CFDL-Compact Form Dynamic Linearization), dạng riêng (CPDL-Partial Form Dynamic Linearization) và dạng đủ (FFDL-Full Form Dynamic Linearization) [3], trong đó, dạng rút gọn CFDL thường được sử dụng nhiều nhất để tổng hợp các thuật toán MFAC. Kỹ thuật điều khiển này được ứng dụng cho cả hệ phi tuyến [4], hệ MIMO [5], hệ SISO [6] và hệ hỗn loạn [7].

Bài báo nghiên cứu phát triển thuật toán MFAC, hướng đến mô phỏng kiểm chứng với đối một hệ truyền động điện bám góc quay dạng SISO trên cơ sở đề xuất luật điều khiển CFDL-MFAC hiệu chỉnh hàm mục tiêu. Theo đó, tham số ϕ của mô hình tuyến tính hóa động vẫn được ước lượng trực tuyến bằng lý thuyết giả đạo hàm riêng PPD (Pseudo Partial Derivative) song được bổ sung một số siêu tham số để điều chỉnh tốc độ cập nhật và tránh hiện tượng suy biến khi thực hiện phép chia 0. Luật điều khiển được đảm bảo toán học chặt chẽ dựa trên lời giải của bài toán tối ưu cực tiểu hóa hàm mục tiêu. Một số kết quả mô phỏng trên Matlab kiểm chứng cho tính hiệu quả của thuật toán hiệu chỉnh đề xuất.

2. TUYẾN TÍNH HÓA ĐỘNG DẠNG RÚT GỌN CFDL CHO HỆ PHI TUYẾN SISO

Xét một lớp hệ phi tuyến SISO rời rạc được mô tả toán học tổng quát như sau [3]:

$$y_{k+1} = f\left(y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-n_y}, u_k, u_{k-1}, \dots, u_{k-n_u}\right) \quad (1)$$

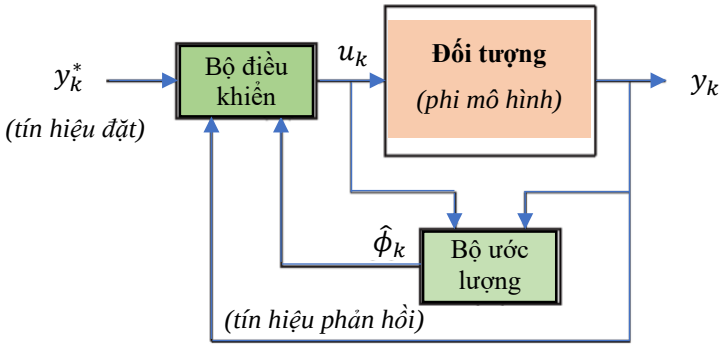
Trong đó:

$u_k \in R, y_k \in R$ là đầu vào, đầu ra của hệ thống tại thời điểm thứ k.

$n_u, n_y \in N$ là các số nguyên dương đại diện cho các bậc chưa biết của đầu vào / ra.

$f(*) \in R^{n_u+n_y+2}$ là một hàm phi tuyến chưa biết.

k là bước rời rạc hóa, đại diện cho nhịp thời gian - khoảng thời gian từ bước thứ k đến $k+1$ tương đương với 1 chu kỳ lấy mẫu.



Hình 1. *Sơ đồ điều khiển vòng kín hệ phi tuyến SISO.*

Hình 1 minh họa sơ đồ vòng kín hệ thống điều khiển SISO. Đối tượng không được mô hình hóa bằng định luật vật lý nhưng được mô tả bằng biểu diễn toán học thuần túy dựa trên dữ liệu vào ra. Để đảm bảo khả năng tuyến tính hóa động, các giả thiết sau đây cần được thỏa mãn [3].

Giả thiết 1: Các đầu vào và đầu ra của hệ thống (1) có thể quan sát được và điều khiển được.

Giả thiết 2: Đạo hàm riêng của $f(*)$ đối với điều khiển u_k là liên tục hoặc trơn theo đối số.

Giả thiết 3: Hệ thống (1) thỏa mãn điều kiện Lipschitz tổng quát, có nghĩa nếu $\Delta u_k \neq 0$ thì:

$$|\Delta y_{k+1}| \leq b|\Delta u_k|;\ b > 0 \tag{2}$$

Trong đó: $\Delta y_{k+1} = y_{k+1} - y_k;\ \Delta u_k = u_k - u_{k-1}$

Khẳng định [3]: *Nếu một hệ phi tuyến SISO rời rạc (1) thỏa mãn các Giả thiết 1, 2, 3 và $\Delta u_k \neq 0$ thì tồn tại giả đạo hàm riêng ϕ_k bị chặn và hệ (1) được mô tả toán học bởi mô hình tuyến tính hóa dạng rút gọn (3):*

$$\Delta y_{k+1} = \phi_k \Delta u_k \tag{3}$$

Chứng minh:

Theo giả thiết 3, sai phân (3) có thể được viết dưới dạng:

$$y_{k+1} = y_k + \phi_k \Delta u_k \tag{4}$$

Khi đó, sai phân đầu ra của hệ thống nhận được:

$$\begin{aligned}\Delta y_{k+1} = {} & f\left(y_k, \dots, y_{k-n_y}, u_k, \dots, u_{k-n_u}\right) - f\left(y_k, \dots, y_{k-n_y}, u_{k-1}, u_{k-1}, \dots, u_{k-n_u}\right) \\ & + f\left(y_k, \dots, y_{k-n_y}, u_{k-1}, u_{k-1}, \dots, u_{k-n_u}\right) \\ & - f\left(y_{k-1}, \dots, y_{k-n_y-1}, u_{k-1}, \dots, u_{k-n_u-1}\right)\end{aligned} \tag{5}$$

Theo giả thiết 2 và định lý giá trị trung bình Cauchy [8], (4) được viết dưới dạng (6):

$$\Delta y_{k+1} = \frac{\delta f}{\delta u_k}\Delta u_k + \Upsilon_k \tag{6}$$

Trong đó, $\frac{\delta f}{\delta u_k}$ là đạo hàm riêng của hàm số $f(*)$ theo biến số thứ $n_y + 2$ tại một điểm xác định nằm giữa $\left(y_k, \dots, y_{k-n_y}, u_{k-1}, u_{k-1}, \dots, u_{k-n_u}\right)$ và $\left(y_k, \dots, y_{k-n_y}, u_k, u_{k-1}, \dots, u_{k-n_u}\right)$.

Còn Υ_k được xác định như sau:

$$\begin{aligned}\Upsilon_k = {} & f\left(y_k, \dots, y_{k-n_y}, u_{k-1}, u_{k-1}, \dots, u_{k-n_u}\right) \\ & - f\left(y_{k-1}, \dots, y_{k-n_y-1}, u_{k-1}, \dots, u_{k-n_u-1}\right)\end{aligned} \tag{7}$$

Tại mỗi thời điểm k xác định, từ (7) ta thành lập được phương trình (8) với ẩn số Γ_k mang giá trị vô hướng.

$$\Upsilon_k = \Gamma_k \Delta u_k \tag{8}$$

Do $\Delta u_k \neq 0$ nên phương trình (8) có nghiệm $\Gamma_k = \frac{\Upsilon_k}{\Delta u_k}$. Kết hợp (6) và (8) nhận được:

$$\Delta y_{k+1} = \frac{\delta f}{\delta u_k}\Delta u_k + \Gamma_k \Delta u_k = \left(\frac{\delta f}{\delta u_k} + \Gamma_k\right)\Delta u_k \tag{9}$$

Đặt biến ϕ_k như (10) thì ϕ_k luôn tồn tại:

$$\phi_k = \frac{\delta f}{\delta u_k} + \Gamma_k \tag{10}$$

Khi đó, ta nhận được:

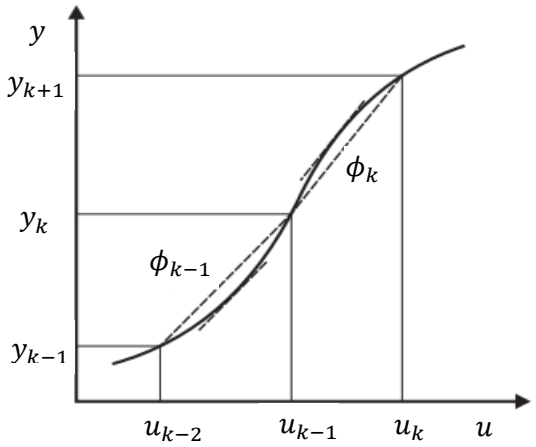
$$\Delta y_{k+1} = \phi_k \Delta u_k \rightarrow |\Delta y_{k+1}| = |\phi_k||\Delta u_k| \tag{11}$$

Từ (11) kết hợp với (2) (Giả thiết 3) ta có:

$$|\Delta y_{k+1}| \leq b|\Delta u_k| \rightarrow |\phi_k||\Delta u_k| \leq b|\Delta u_k|$$

Suy ra $\phi_k \leq b$. Như vậy, ϕ_k bị chặn.

Định lý được chứng minh. ■



Hình 2. *Minh họa giả đạo hàm riêng PPD cho hệ SISO [3].*

Hình 2 minh họa giả đạo hàm riêng PPD được xác định ở 3 điểm (u_{k-2}, y_{k-1}), (u_{k-2}, y_{k-1}) và (u_{k-2}, y_{k-1}). Theo đó, hệ phi tuyến SISO được tuyến tính hóa dạng rút gọn với các độ dốc ϕ_{k-1} và ϕ_k.

3. TỔNG HỢP LUẬT ĐIỀU KHIỂN THÍCH NGHI PHI MÔ HÌNH CFDL-MFAC

Để tổng hợp được luật điều khiển, thông thường, một hàm mục tiêu $J(*)$ của bình phương sai lệch giữa đầu ra của hệ thống và đầu ra của mô hình được sử dụng. Nghiên cứu [5] đã sử dụng hàm mục tiêu $J(u_k)$, tuy nhiên, để thuận tiện cho biến đổi toán học, bài báo đề xuất và diễn giải hàm mục tiêu $J(\Delta u_k)$ dưới dạng hàm sai phân của tín hiệu điều khiển Δu_k và sai lệch e_{k+1}.

$$J(\Delta u_k) = e_{k+1}^2 + \gamma \Delta u_k^2 \tag{12}$$

Trong đó, $e_{k+1} = y_{k+1}^* - y_{k+1}$; γ là một siêu tham số, $\gamma > 0$.

Theo giả thiết 3 ta có:

$$y_{k+1} = y_k + \phi_k \Delta u_k \tag{13}$$

Kết hợp (12) và (13) nhận được:

$$J(\Delta u_k) = (y_{k+1}^* - y_k - \phi_k \Delta u_k)^2 + \gamma \Delta u_k^2 \tag{14}$$

Với y_{k+1}^* là tín hiệu đầu ra mong muốn.

Để tối thiểu hóa hàm mục tiêu (13), ta lấy đạo hàm của $J(\Delta u_k)$ theo Δu_k, từ đó có được phương trình (15):

$$\frac{\partial J(\Delta u_k)}{\partial \Delta u_k} = 2\phi_k^2 \Delta u_k - 2(y_{k+1}^* - y_k) + 2\gamma \Delta u_k = 0 \quad (15)$$

Giải phương trình (15) nhận được:

$$\Delta u_k = \frac{\phi_k}{\gamma + \phi_k^2}(y_{k+1}^* - y_k) \Rightarrow u_k = u_{k-1} + \frac{\phi_k}{\gamma + \phi_k^2}(y_{k+1}^* - y_k) \quad (16)$$

Như vậy, tín hiệu điều khiển u_k tại thời điểm k phụ thuộc vào tổng của tín hiệu điều khiển u_{k-1} tại thời điểm $k-1$ và một lượng điều khiển bổ sung phụ thuộc vào dữ liệu đo được và tham số chưa biết ϕ_k. Để điều chỉnh lượng điều khiển bổ sung (liên quan đến mức độ nhanh chậm của tín hiệu điều khiển), ta đưa vào (16) một tham số $\rho > 0$, đại diện cho cỡ của bước tính u_k. Khi đó, công thức (16) trở thành:

$$u_k = u_{k-1} + \frac{\rho \phi_k}{\gamma + \phi_k^2}(y_{k+1}^* - y_k) \quad (17)$$

Để cho u_k tường minh thì tham số chưa biết trước ϕ_k cần phải được ước lượng. Với cấu trúc tương tự (14), hàm mục tiêu $J(\hat{\phi}_k)$ được sử dụng để ước lượng PPD cho ϕ_k có dạng (18).

$$J(\hat{\phi}_k) = \left(y_k - y_{k-1} - \hat{\phi}_k \Delta u_{k-1}\right)^2 + \mu\left(\hat{\phi}_k - \hat{\phi}_{k-1}\right)^2 \quad (18)$$

Trong đó, $\hat{\phi}_k$ là ước lượng của ϕ_k ở bước thứ k và μ là một siêu tham số, $\mu > 0$.

Trong (14), lấy đạo hàm $J(\hat{\phi}_k)$ theo $\hat{\phi}_k$ nhận được phương trình (19):

$$\frac{\partial J(\hat{\phi}_k)}{\partial \hat{\phi}_k} = 2\left(\Delta u_{k-1}^2 + \mu\right)\hat{\phi}_k - 2\Delta u_{k-1}(y_k - y_{k-1}) - 2\mu\hat{\phi}_{k-1} = 0 \quad (19)$$

Từ đó tính được:

$$\hat{\phi}_k = \hat{\phi}_{k-1} + \frac{\Delta u_{k-1}\left(\Delta y_k - \hat{\phi}_{k-1}\Delta u_{k-1}\right)}{\mu + \Delta u_{k-1}^2} \quad (20)$$

Để điều chỉnh gia số ước lượng tham số (mức độ nhanh chậm của tham số), một tham số $\eta > 0$ đại diện cho cỡ của bước tính $\hat{\phi}_k$ được bổ sung vào (20). Khi đó, công thức (20) trở thành:

$$\hat{\phi}_k = \hat{\phi}_{k-1} + \frac{\eta\Delta u_{k-1}\left(\Delta y_k - \hat{\phi}_{k-1}\Delta u_{k-1}\right)}{\mu + \Delta u_{k-1}^2} \quad (21)$$

Ước lượng PPD $\hat{\phi}_k$ nhận được từ công thức truy hồi (21), trong đó, siêu tham số μ có nhiệm vụ tránh suy biến khi mẫu số của (21) bằng 0. Tham số PPD được cập nhật ở mỗi thời điểm k sử dụng dụng dữ liệu vào/ra đo được trong quá trình hoạt động của hệ thống điều khiển.

Nhận xét:

- Ước lượng tham số $\hat{\phi}_k$ tại thời điểm k hoàn toàn xác định được do nó chỉ phụ thuộc vào dữ liệu (Δy_k), tín hiệu điều khiển (Δu_{k-1}) và giá trị của chính nó ở thời điểm $k-1$ trước đó.

- Bằng cách kết hợp một bộ quan sát ổn định vào bộ điều khiển ổn định, ta có một hệ động lực học ổn định bao gồm cả bộ quan sát và bộ điều khiển, khi đó, tín hiệu điều khiển tổng hợp được là:

$$u_k = u_{k-1} + \frac{\rho\hat{\phi}_k}{\gamma + \hat{\phi}_k^2}(y_{k+1}^* - y_k) \quad (22)$$

4. MÔ PHỎNG VỚI HỆ ĐIỀU KHIỂN SERVO

Mô phỏng thực hiện với hệ servo (23) dưới tác động của nhiễu phụ thuộc thời gian (24) [9].

$$\ddot{\theta}(t) = -25\dot{\theta}(t) + 133u_v(t) + M_L(t) \quad (23)$$

Trong đó: $\theta(t)$: Góc quay thực của tải quy về đầu trục động cơ.

$\theta_d(t)$: Góc quay mong muốn của tải quy về đầu trục động cơ.

$u_v(t)$: Tín hiệu điều khiển mô men quy về trục động cơ.
$M_L(t)$: Nhiễu phụ thuộc thời gian tác động lên hệ thống.

$$M_L(t) = 50 \times \exp\left[-\frac{(t-1{,}5)^2}{2 \times 0{,}2^2}\right] - 20 \times \exp\left[-\frac{(t-3)^2}{2 \times 0{,}1^2}\right] \quad (24)$$

Tiền xử lý tín hiệu đặt (làm trơn) nhờ bộ lọc (25).

$$PF(s) = \frac{1}{0{,}21s + 1} \quad (25)$$

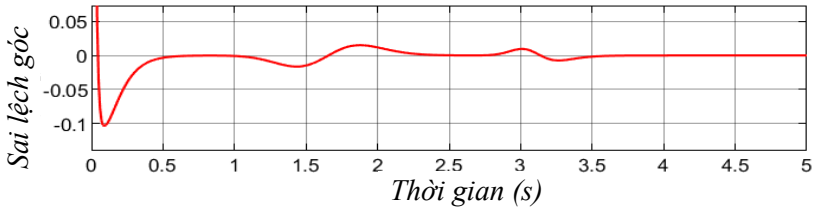
Tham số luật điều khiển được đề nghị trong bảng 1.

Bảng 1. *Tham số của luật điều khiển.*

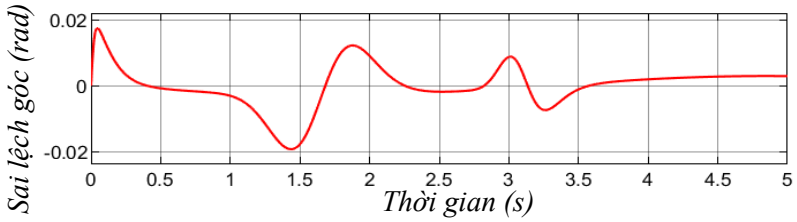
η	μ	ρ	γ	$\hat{\phi}_1$
0,1	0,1	9999	0,01	2

4.1. Mô phỏng với bộ điều khiển PID

Thực hiện hiệu chỉnh auto-tuning với bộ điều khiển PID trên phần mềm mô phỏng Simulink với tín hiệu đặt dạng sin(t) và 1(t). Kết quả mô phỏng thể hiện trên các hình 3 và hình 4.



Hình 3. *Sai lệch bám của hệ thống với tín hiệu đặt 1(t).*

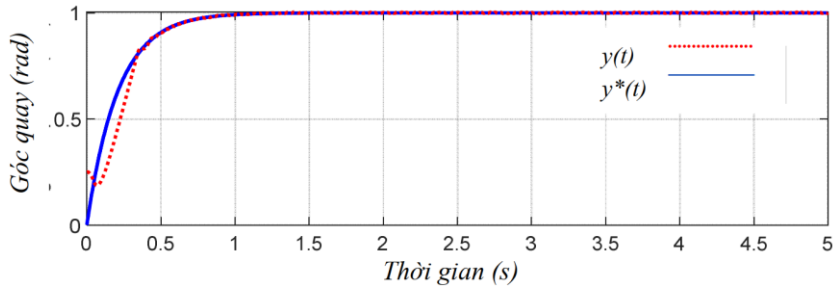


Hình 4. *Sai lệch bám của hệ thống với tín hiệu đặt sin(t).*

Kết quả mô phỏng cho thấy, với bộ điều khiển PID thông thường, sai lệch của hệ thống tương đối lớn so với tiêu chí trong dải ±2 mrad. Nhất là trong khoảng thời gian hệ thống chịu tác động của nhiễu $M_L(t)$, sai lệch góc đối với tín hiệu sin(t) lên đến ±20 mrad; sai lệch đối với tín hiệu 1(t) lên đến ±15 mrad.

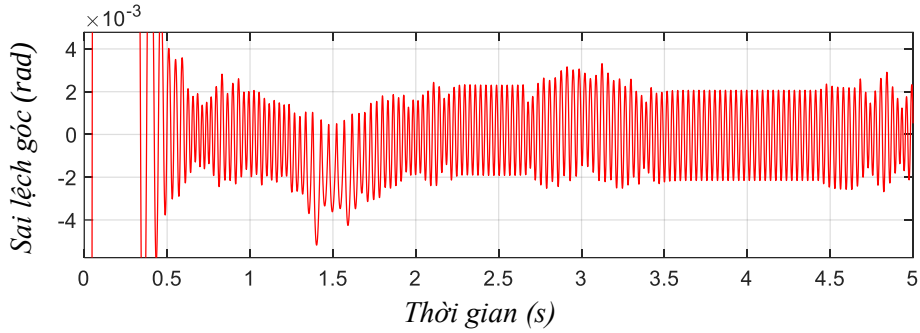
4.2. Mô phỏng với bộ điều khiển CFDL-MFAC

a) Sử dụng tín hiệu đầu vào 1(t)



Hình 5. *Đáp ứng của hệ thống với tín hiệu 1(t).*

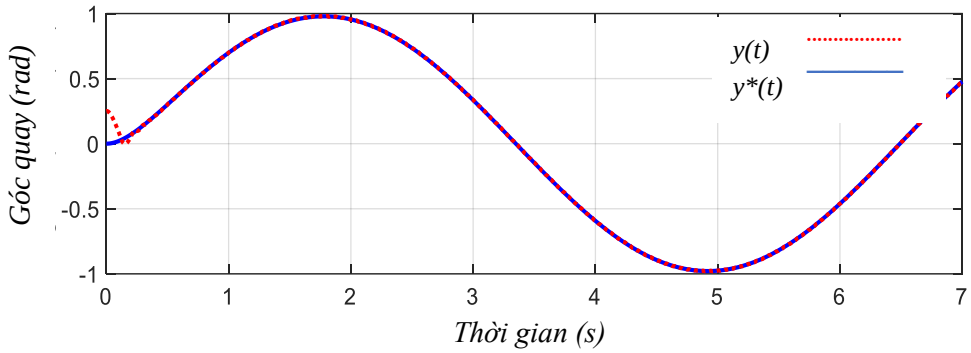
Hình 5 minh họa đáp ứng của hệ thống với tín hiệu đặt 1(t). Đường màu xanh nét liền đại diện cho tín hiệu đặt, đường màu đỏ nét đứt đại diện cho tín hiệu phản hồi. Đồ thị thời gian cho thấy tín hiệu phản hồi đã bám sát tín hiệu đặt. Sai lệch góc bám giữa 2 tín hiệu được thể hiện trên hình 6 cũng cho thấy sai lệch bám góc ở lân cận ±2 mrad. Sai lệch này hoàn toàn phù hợp với chỉ tiêu bám góc của các hệ truyền động bám góc trong thực tế.



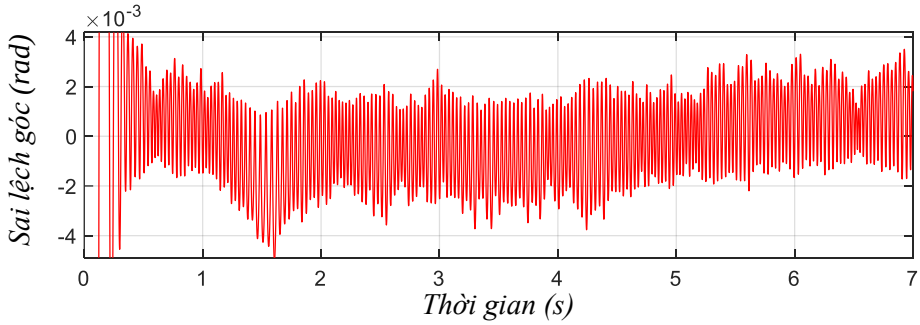
Hình 6. *Sai lệch góc bám của hệ thống với tín hiệu 1(t).*

b) Sử dụng tín hiệu đầu vào sin(t)

Tương tự như đối với tín hiệu 1(t). Trên hình 7, đường màu xanh nét liền đại diện cho tín hiệu đặt, đường màu đỏ nét đứt đại diện cho tín hiệu phản hồi. Đồ thị thời gian cho thấy tín hiệu phản hồi đã bám sát tín hiệu đặt. Sai lệch góc bám giữa 2 tín hiệu được thể hiện trên hình 8 cho thấy sai lệch bám góc ở lân cận ±2 mrad. Sai lệch này hoàn toàn phù hợp với tiêu chí sai lệch bám góc của các hệ truyền động bám trong thực tế.



Hình 7. *Đáp ứng của hệ thống với tín hiệu sin(t).*



Hình 8. *Sai lệch góc bám của hệ thống với tín hiệu sin(t).*

Đánh giá chất lượng hệ thống theo tiêu chuẩn tích phân trong bảng 2. Theo đó, hệ MFAC-CFDL có ITSE và ITAE tương tự như hệ MFAC-PI-SMC. Điều đó có nghĩa khi lựa chọn được

tham số phù hợp, điều khiển phi mô hình tuyến tính hóa dạng rút gọn mang lại chất lượng tốt hơn điều khiển PID truyền thống.

Bảng 2. *Chất lượng của hệ MFAC-CFDL theo tiêu chuẩn tích phân.*

Đầu vào	IE	ISE	ITAE	ITSE
step	30,7187	7,2242	0,0779	0,0012
sin	-18,2287	3,8923	0,0751	$2{,}9531\times10^{-4}$

Bảng 2 cho thấy chỉ tiêu tích phân sai lệch IE lớn hơn 0 đối với đầu vào step và nhỏ hơn 0 đối với đầu vào sin, có nghĩa lượng quá chỉnh đối với đầu vào step lớn hơn lượng quá chỉnh đối với đầu vào sin. Tiêu chuẩn tích phân sai lệch IE biểu thị diện tích của hàm sai lệch $e(t)$ tạo với trục thời gian. Theo tiêu chuẩn IE, đầu vào sin đẩy hệ thống có các trạng thái hụt hơn trạng thái mong muốn, còn đầu vào step đẩy hệ thống tiến đến các trạng thái vượt quá trạng thái mong muốn. Tiêu chuẩn IE không phản ánh đúng chất lượng của hệ thống, do đó cần sử dụng các tiêu chuẩn tích phân khác như ISE, ITAE hay ITSE. Tiêu chuẩn ISE xem nhẹ những diện tích bé vì bình phương của một số nhỏ hơn 1 bé hơn giá trị tuyệt đối của số ấy. Bảng 2 cũng cho thấy, ngoài ISE, các tiêu chuẩn ITAE, ITSE xem xét đến trọng số thời gian (dữ liệu mới sẽ có trọng số lớn hơn dữ liệu cũ) trong quá trình tính tích phân đã phản ánh tốt hơn chỉ tiêu chất lượng của hệ thống.

5. KẾT LUẬN

Cấu trúc đơn giản của MFAC và mô hình dữ liệu tuyến tính hóa động mang lại giải pháp điều khiển thích nghi đối với nhiều hệ thống phức tạp. Bài báo tổng hợp luật điều khiển thích nghi phi mô hình CFDL-MFAC hiệu chỉnh trên cơ sở ước lượng tham số giả đạo hàm riêng PPD cho một lớp đối tượng phi tuyến SISO rời rạc, đại diện cho hệ điều khiển truyền động điện bám góc. Tín hiệu điều khiển và lượng giả đạo hàm riêng được bổ sung một số siêu tham số nhằm điều chỉnh tốc độ cập nhật và tránh suy biến. Kết quả mô phỏng cho thấy luật điều khiển đáp ứng được chỉ tiêu bám góc của các hệ truyền động bám góc trong thực tế. Chỉ cần có dữ liệu, các hệ thống có tính phi tuyến mạnh, pha không cực tiểu hay có trễ thay đổi theo thời gian đều trở nên rõ ràng với các biểu diễn toán học tường minh. Trong nghiên cứu tiếp theo, nhóm tác giả ứng dụng CFDL-MFAC cho một hệ thống điều khiển quang ảnh có trễ đo lường, bổ sung mô phỏng trực quan làm cơ sở so sánh, đánh giá thuật toán sâu hơn.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. Nguyễn Văn Đức, Nguyễn Quang Hùng, Vũ Quốc Huy, "*Điều khiển phi mô hình hướng dữ liệu MFC-iPID cho một lớp hệ cơ điện*", Tạp chí Nghiên cứu KH-CN quân sự, số FEE2022, tr. 50-57, (2022).

[2]. Madadi E., Dong Y., Soffker¨ D., *"Model-Free Control Approach of a Three-Tank System Using an Adaptive-Based Control"*, In: ASME 2017 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference, pp. V006T10A013, (2017).

[3]. Zhongsheng Hou, Shangtai Jin, *"Model-Free Adaptive Control: Theory and Applications"*, CRC Press, London, UK, (2013).

[4]. Elmira Madadi, *"Model-Free Control Design for Nonlinear Mechanical Systems"*, PhD. Dissertation, Tabriz, Iran, (2019).

[5]. Z. S. Hou and S. T. Jin, *"Data-driven model-free adaptive control for a class of MIMO nonlinear discrete-time systems"*, IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 22, no. 12, pp. 2173–2188, (2011).

[6]. Z. S. Hou, W. H. Huang, *"The model-free learning adaptive control of a class of SISO nonlinear systems"*, in Proc. 1997 American Control Conference, Albuquerque, New Mexico, pp. 343–344, (1997).

[7]. Dos Santos Coelho L., Coelho A. A. R., *"Model-Free Adaptive Control Optimization using a Chaotic Particle Swarm Approach"*, In: Chaos, Solitons & Fractals 41, No. 4, pp. 2001–2009, (2009).

[8]. W. Rudin, *"Principles of mathematical analysis"*, New York: McGraw-Hill, (1976).

[9]. Quoc Huy Vu, *"Strict Sliding Mode Control with Power Reaching Law and Disturbance Bounds in Synchronous Servo Tracking Drive System"*, International Journal of Electrical and Electronic Engineering & Telecommunications, Vol. 12, No. 5, pp. 350-357, (2023), doi: 10.18178/ijeetc.12.5.350-357.

ABSTRACT

Compact form dynamic linearization CFDL and model-free adaptive control MFAC in discrete SISO system

A class of SISO objects was dynamically linearized in compact form CFDL (Compact Form Dynamic Linearization) based on the pseudo partial derivative PPD. A newly modified model-free adaptive controller MFAC was synthesized for CFDL system via the solution of the object optimal problem. Simulation results showed the productiveness of the proposed modified algorithm.

Keywords: Model-free adaptive control; Pseudo partial derivative; Compact form dynamic linearization.