

Chế độ trượt trong hệ thống điều khiển phi mô hình thích nghi tham số

Nguyễn Văn Đức¹, Nguyễn Quang Hùng², Vũ Quốc Huy^{1*}

¹Viện Tự động hóa Kỹ thuật quân sự, Viện Khoa học và Công nghệ quân sự, 89B Lý Nam Đế, Cửa Đông, Hoàn Kiếm, Hà Nội, Việt Nam;

²Trường Đại học Công nghệ Đông Á, Đường Trịnh Văn Bô, Nam Từ Liêm, Hà Nội.

*Email: maihuuyvu@gmail.com

Nhận bài: 08/01/2024; Hoàn thiện: 13/3/2024; Chấp nhận đăng: 14/3/2024; Xuất bản: 01/4/2024.

DOI: <https://doi.org/10.54939/1859-1043.j.mst.CAPITI.2024.11-18>

TÓM TẮT

Bài báo tổng hợp luật điều khiển thích nghi phi mô hình MFC-iPI-SMC cho hệ phi tuyến SISO trên cơ sở phát triển luật điều khiển MFC-iPI hoạt động trong chế độ trượt để thành lập luật điều khiển mới MFC-iPI-SMC nhằm giải quyết những tồn tại về tính bất định của hệ thống và thiết lập ràng buộc toán học giữa các tham số với sai lệch đánh giá nhiễu lớn nhất. Tính ổn định Lyapunov của hệ thống được đảm bảo toán học chặt chẽ. Tính hiệu quả của luật điều khiển thích nghi phi mô hình mới được mô phỏng trên Matlab.

Từ khóa: Điều khiển thích nghi; Phi mô hình; Hệ SISO; Mô hình cục bộ; iPI; MFAC; SMC.

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Gần đây, phương pháp điều khiển phi mô hình (Model-Free Control - MFC) đã và đang được nhiều học giả quan tâm nghiên cứu. Nền tảng của điều khiển phi mô hình dựa trên kỹ thuật điều khiển hướng dữ liệu. Trong [1], thuật toán xấp xỉ tuyến tính và bộ ước lượng trực tuyến cập nhật tham số cho một mô hình cục bộ được nghiên cứu để tổng hợp bộ điều khiển. Trong [2], bộ điều khiển thông minh MFC-iPI được thiết kế dựa trên kỹ thuật MFC và luật điều khiển PID ứng dụng cho hệ thống SISO.

Ý tưởng kết hợp các kỹ thuật điều khiển hướng dữ liệu và điều khiển chế độ trượt (SMC) nhằm nâng cao hiệu suất và chất lượng cho các hệ thống điều khiển phi tuyến, bất định và nhiễu lớn. Trong [3], thuật toán lai MFC iPI -SMC được đề xuất và xác thực bằng hệ thống servo thực nghiệm. Đối với hệ thống quadrotor, điều khiển SMC kết hợp với điều khiển iPI được đề xuất trong [4, 5]. Thuật toán lai MFC iPD -SMC được đề xuất và thử nghiệm bằng mô phỏng số trên đối tượng quadrotor [6, 7]. Trong [8], thuật toán điều khiển thích nghi phi mô hình MFAC (Model-Free Adaptive Control) lai SMC được nghiên cứu và thử nghiệm bằng mô phỏng số trên robot khung xương.

Dựa trên các kết quả nghiên cứu trên cho thấy kỹ thuật MFC lai SMC đã được áp dụng cho điều khiển hệ thống servo và hệ quadrotor dựa trên việc đảm bảo tính ổn định Lyapunov. Tuy nhiên, các nghiên cứu trên đều chưa quan tâm đến tính ràng buộc của các tham số hệ thống và nhiễu sinh ra do sai lệch mô hình xấp xỉ tuyến tính. Với cách tiếp cận như vậy, bài báo nghiên cứu sự kết hợp giữa điều khiển MFC-iPI thực hiện trong [2] và kỹ thuật SMC trên cơ sở đảm bảo toán học bằng tiêu chuẩn ổn định Lyapunov. Bài báo đề xuất điểm mới thông qua phát biểu một định lý về sự ràng buộc của các tham số trong bộ điều khiển và nhiễu hình thành do sai lệch mô hình cục bộ, áp dụng cho đối tượng phi tuyến SISO.

2. HIỆU CHỈNH TOÁN HỌC MÔ HÌNH SIÊU CỤC BỘ DƯỚI DẠNG PHƯƠNG TRÌNH TRẠNG THÁI

Trong [1], MFC sử dụng một mô hình siêu cục bộ (1) bằng cách xem xét mô hình cục bộ tại mỗi thời điểm mẫu, việc thiết lập luật điều khiển dựa trên mô hình cục bộ chứa các tham số A và F, thông qua ước lượng từng đoạn từ mô hình phi tuyến của hệ thống cần điều khiển [12], dạng biểu diễn bởi phương trình (1) được sử dụng để mô hình hóa động học không biết trước của quá trình (thay vì sử dụng mô hình dựa trên các định luật vật lý cơ bản).

$$\underline{y}^{(\vartheta)} = \underline{F} + A\underline{u} \quad (1)$$

Trong đó: $\underline{y}^{(\vartheta)}$: Đầu ra của quá trình, ϑ là bậc vi phân của \underline{y} .

\underline{u} : Tín hiệu điều khiển.

\underline{F} : Nhiễu được cập nhật vào quá trình.

A : Hằng số đại diện cho tham số của mô hình siêu cục bộ.

Bài báo xem xét mô hình cục bộ - một hệ động học bậc nhất có mô tả (2).

$$\underline{\dot{y}} = \underline{F} + A\underline{u}, \quad (2)$$

với: $\underline{y} \in R^n$; $\underline{F} \in R^n$; $\underline{u} \in R^n$; $A \in R^{n \times n}$

Trong [2], các tác giả đã tổng hợp luật MFC-iPI có dạng (3):

$$\underline{u}^* = \hat{A}^{-1} (\underline{\dot{y}}^* - \hat{F} + \underline{v}) \quad (3)$$

Với \underline{v} có dạng:

$$\underline{v} = K_p \underline{e} + K_i \int_0^t \underline{e}(\tau) d\tau \quad (4)$$

Giả thuyết đặt ra ở đây là thiết lập luật điều khiển mới MFC-iPI-SMC hoạt động trong chế độ trượt nhằm khắc phục những tồn tại về tính bất định của hệ thống và thiết lập ràng buộc toán học giữa các tham số với sai lệch đánh giá nhiễu lớn nhất. Bài toán đặt ra là khi bổ sung thêm thành phần trượt u_{smc} vào (3) thì luật điều khiển mới tác động trở lại hệ (2) như thế nào? Khi đó, luật u_{smc} được tổng hợp ra sao?

Đưa luật điều khiển u_{smc} vào (3) nhận được:

$$\underline{u}^*(t) = \frac{1}{A} (\underline{\dot{y}}^* - \hat{F} + \underline{v}) + u_{smc} \quad (5)$$

Thay (5) vào hệ (2):

$$\underline{\dot{y}} = \underline{F} - \hat{F} + \underline{\dot{y}}^* + K_p \underline{e} + K_i \int_0^t \underline{e}(\tau) d\tau + Au_{smc} \quad (6)$$

$$\underline{\dot{y}}^* - \underline{\dot{y}} = (\hat{F} - \underline{F}) - K_p \underline{e} - K_i \int_0^t \underline{e}(\tau) d\tau - Au_{smc} \quad (7)$$

$$\underline{\dot{e}} = -K_p \underline{e} - K_i \int_0^t \underline{e}(\tau) d\tau - Au_{smc} + \tilde{F} \quad (8)$$

Đặt biến trạng thái mới x_1, x_2 như (9), sau khi biến đổi nhận được phương trình trạng thái (10) cho đối tượng SISO.

$$x_1 = \int_0^t e(\tau) d\tau; \quad x_2 = e(t) \quad (9)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -K_p x_2 - K_i x_1 - Au_{smc} + \tilde{F} \end{cases} \quad (10)$$

Hệ (10) cho thấy, có thể coi \tilde{F} là nhiễu tác động không biết trước cần phải định lượng được nó. Trong hệ thống vật lý thông thường, \tilde{F} được xem xét là đại lượng bị chặn bởi \tilde{F}_{max} , có nghĩa $|\tilde{F}| \leq \tilde{F}_{max}$. Để bộ điều khiển u_{smc} được tổng hợp theo nguyên lý điều khiển trượt, theo đó, luật điều khiển u_{smc} (11) được tổng hợp từ 2 thành phần: Thành phần điều khiển tương đương u_{eq} và thành phần điều khiển bền vững u_{rb} .

$$u_{smc} = u_{eq} + u_{rb} \quad (11)$$

3. TỔNG HỢP LUẬT ĐIỀU KHIỂN

3.1. Tổng hợp thành phần điều khiển tương đương

Chọn mặt trượt:

$$S = x_1 + cx_1 = x_1 + cx_2, c > 0 \quad (12)$$

Lấy vi phân bậc nhất của S:

$$\dot{S} = \dot{x}_1 + c\dot{x}_2 = x_2 + c(-K_p x_2 - K_i x_1 - Au_{smc} + \tilde{F}) \quad (13)$$

$$\dot{S} = -cK_i x_1 - (cK_p - 1)x_2 - cAu_{smc} + c\tilde{F} \quad (14)$$

Thành phần điều khiển tương đương được giải từ phương trình $\dot{S} = 0$. Dưới tác động của thành phần này, hệ thống điều khiển được giảm bậc và trở thành hệ tự trị $S = 0$, và do đó, hệ thống không bị tác động bởi nhiễu.

Từ (14) nhận được:

$$-cK_i x_1 - (cK_p - 1)x_2 - cAu_{eq} = 0 \quad (15)$$

$$u_{eq} = -\frac{1}{cA} [cK_i x_1 + (cK_p - 1)x_2] \quad (16)$$

3.2. Tổng hợp thành phần điều khiển bền vững

Ta chọn được một hàm Lyapunov $V(t)$ có dạng (17), trong đó, $S = 0$ là một hệ tự trị bao gồm đầy đủ các biến trạng thái phụ thuộc thời gian của hệ thống điều khiển đang xét.

$$V = S^2 \quad (17)$$

Giả sử ta tổng hợp được luật điều khiển u đảm bảo cho đạo hàm của S có dạng luật tiếp cận mặt trượt Gao [9]:

$$\dot{S} = -aS - \delta \text{sgn}(S), \text{ với } a, \delta > 0 \quad (18)$$

Bài báo lựa chọn một cách tiếp cận trực quan với giả thiết đã tìm được luật điều khiển sao cho tốc độ hội tụ của mặt trượt có dạng tổng của số hạng không đổi và số hạng tỉ lệ với mặt trượt (18) theo luật Gao [9]. Phương pháp tổng hợp này sẽ cho phép tìm u_{rb} bằng cách cân bằng các vế phải của \dot{S} trong các biểu thức (14) và (18). Kết quả nhận được phương trình (19) như sau:

$$-cK_i x_1 - (cK_p - 1)x_2 - cAu_{smc} + c\tilde{F} = -aS - \delta \text{sgn}(S) \quad (19)$$

Thay $u_{smc} = u_{eq} + u_{rb}$ từ (11) vào (19):

$$-cK_i x_1 - (cK_p - 1)x_2 - cA(u_{eq} + u_{rb}) + c\tilde{F} = -aS - \delta \text{sgn}(S) \quad (20)$$

Sau một số phép biến đổi từ (20) nhận được (21):

$$u_{rb} = \frac{1}{cA} [aS + \delta \text{sgn}(S) + c\tilde{F}] \quad (21)$$

Trong thành phần điều khiển bền vững (21), \tilde{F} là đại lượng chưa xác định rõ. Để tường minh luật điều khiển, sai lệch lớn nhất của nhiễu \tilde{F}_{max} được sử dụng. Khi đó, (21) được viết lại như (22):

$$u_{rb} = \frac{1}{cA} [aS + \delta \text{sgn}(S) + c\tilde{F}_{max}] \quad (22)$$

Bộ điều khiển MFC-iPI-SMC tổng hợp được có dạng (23):

$$u_{smc} = -\frac{1}{cA} [cK_i x_1 + (cK_p - 1)x_2] + \frac{1}{cA} [aS + \delta \text{sgn}(S) + c\tilde{F}_{max}] \quad (23)$$

Nghiên cứu mối quan hệ giữa các tham số δ, c, a và \tilde{F}_{max} , một định lý mới được phát biểu như sau.

Định lý:

Hệ phi tuyến SISO (10) hoạt động trong chế độ trượt trên mặt trượt (12) và hội tụ về 0 nhờ luật điều khiển (23) với điều kiện (24):

$$\delta \geq \begin{cases} 2c\tilde{F}_{max} - a|S| & : 2c\tilde{F}_{max} > a|S| \\ 2c\tilde{F}_{max} & : 2c\tilde{F}_{max} \leq a|S| \end{cases}; a, c \in R^+ \quad (24)$$

Chứng minh:

Chọn hàm Lyapunov (25):

$$V = S^2 \quad (25)$$

Lấy đạo hàm V dọc theo quỹ đạo trạng thái của nó:

$$\dot{V} = 2S\dot{S} = 2S(x_2 + c\dot{x}_2) \quad (26)$$

Điều kiện để hệ (10), (12), (23), (24) hoạt động trong chế độ trượt là $\dot{V} \leq 0$.

Thay (10) vào (26):

$$\dot{V} = 2S(x_2 - cK_i x_1 - cK_p x_2 + c\tilde{F} - cAu_{smc}) \quad (27)$$

Qua một số phép biến đổi (27) nhận được:

$$\dot{V} = -2aS^2 - 2\delta S \operatorname{sgn}(S) - 2cS(\tilde{F}_{max} - \tilde{F}) \quad (28)$$

Tìm điều kiện để $\dot{V} \leq 0$:

* Nếu $S = 0$: $\dot{V} = 0$

* Nếu $S > 0$: $\dot{V} = -2a|S|^2 - 2\delta|S| - 2c|S|(\tilde{F}_{max} - \tilde{F})$
 $\dot{V} \leq 0 \Rightarrow 2a|S|^2 + 2\delta|S| + 2c|S|(\tilde{F}_{max} - \tilde{F}) \geq 0 \quad (29)$

$$\delta \geq -a|S| - c(\tilde{F}_{max} - \tilde{F}) \quad (30)$$

Do $-a|S| - c(\tilde{F}_{max} - \tilde{F}) < 0$ nên bất đẳng thức (30) luôn thỏa mãn $\forall \delta > 0$. Bất đẳng thức này cũng phù hợp với giả thiết (24).

* Nếu $S < 0$: $\dot{V} = -2a|S|^2 - 2\delta|S| + 2c|S|(\tilde{F}_{max} - \tilde{F})$
 $\dot{V} \leq 0 \Rightarrow a|S| + \delta - c(\tilde{F}_{max} - \tilde{F}) \geq 0 \quad (31)$

$$\delta \geq c(\tilde{F}_{max} - \tilde{F}) - a|S| \quad (32)$$

Do $\tilde{F}_{max} \geq \tilde{F}$ nên $2c\tilde{F}_{max} > c(\tilde{F}_{max} - \tilde{F})$ với $\forall \tilde{F}$. Theo giả thiết (24), bất đẳng thức (32) luôn thỏa mãn.

Như vậy, với điều kiện (24), hệ SISO (10) hoạt động trong chế độ trượt trên mặt trượt (12) và hội tụ về 0 nhờ luật điều khiển (23). Định lý được chứng minh. ■

4. MÔ PHỎNG VÀ BÀN LUẬN

4.1. Thông số mô phỏng

Xem xét hệ thống điều khiển servo có mô tả (33) dưới tác động của nhiễu (34) [11]. Trong quá trình mô phỏng, mô hình (34) chỉ tham gia vào quá trình thu thập dữ liệu mà không tham gia vào quá trình thiết kế luật điều khiển MFC-iPI-SMC.

$$\ddot{\theta}(t) = -25\dot{\theta}(t) + 133u(t) + M_L(t) \quad (33)$$

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.

$u(t)$: Tín hiệu điều khiển mô men quy về trục động cơ.

$M_L(t)$: Nhiễu phụ thuộc thời gian tác động lên hệ thống (hình 1).

$$M_L(t) = 50 \times \exp\left[-\frac{(t-1,5)^2}{2 \times 0,2^2}\right] - 20 \times \exp\left[-\frac{(t-3)^2}{2 \times 0,1^2}\right] \quad (34)$$

Đặt: $y^*(t) = \theta_d(t)$; $y(t) = \theta(t)$ (35)

Sai lệch bám góc: $e(t) = y^*(t) - y(t)$ (36)

Giả thiết vị trí góc và tốc độ góc ban đầu:

$$y^*(0) = 0,25 \text{ (rad)}; \dot{y}^*(0) = 0,25 \text{ (rad/s)} \quad (37)$$

Tín hiệu đặt $y^*(t)$ có dạng hàm điều hòa (38) và dạng hàm bước nhảy (39). Tín hiệu đặt được

làm trơn nhờ bộ lọc thông thấp.

$$y^*(t) = \sin(t) \quad (rad) \quad (38)$$

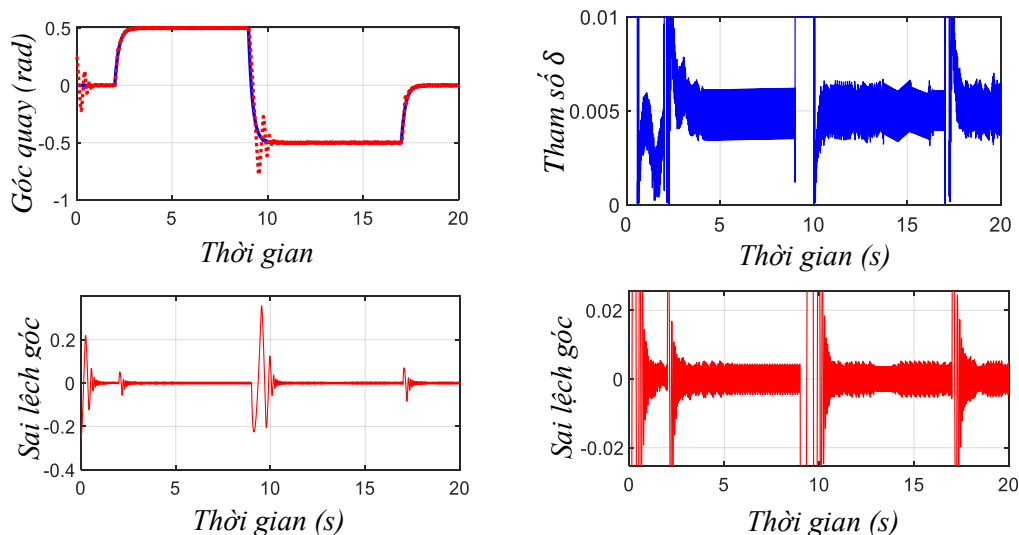
$$y^*(t) = \begin{cases} 0: t \in [0; 2] \\ 0,5: t \in [2,001; 9] \\ -0,5: t \in [9,001; 17] \\ 0: t \in [17,001; 20] \end{cases} \quad (rad) \quad (39)$$

Mô phỏng thực hiện trong thời gian $t = 20$ s, chu kỳ lấy mẫu $T_s = 0,001$ s (tương đương $N = 20000$ điểm dữ liệu). Lựa chọn các tham số luật điều khiển như trong bảng 1. Tham số c được lựa chọn thỏa mãn điều kiện Hurwitz của hệ tự trị $S = 0$ với một số giá trị khác nhau.

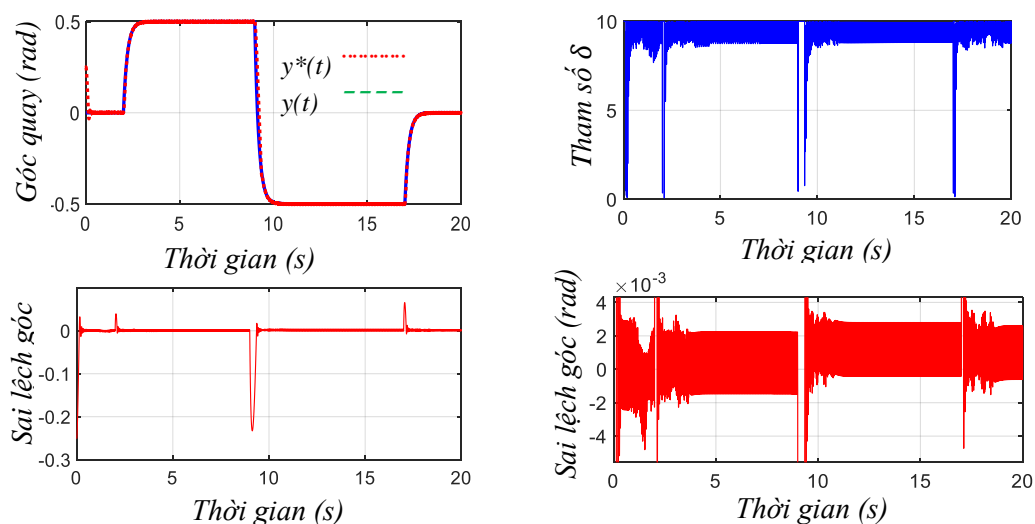
Bảng 1. Tham số của mô hình cực bộ và luật điều khiển.

A	K_p	K_i	c	a	\tilde{F}_{max}	φ
0,0015	1,1664	0,2928	{0,05; 50}	10	0,1	0,25

4.2. Kết quả mô phỏng với đầu vào dạng 1(t)



Hình 1. Tín hiệu đặt, phản hồi dạng 1(t), sai lệch góc và tham số δ với $c = 0,05$.



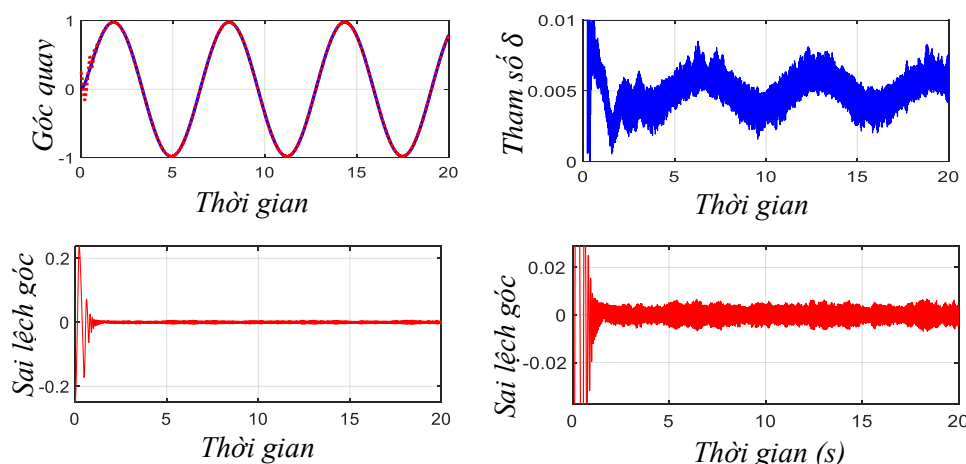
Hình 2. Tín hiệu đặt, phản hồi dạng 1(t), sai lệch góc và tham số δ với $c = 50$.

Hình 1 cho thấy, tín hiệu phản hồi bám sát tín hiệu đặt với sai lệch góc nhỏ. Ở 3 thời điểm quá độ, hệ thống nhanh chóng trở về chế độ xác lập, đảm bảo sai lệch bám sát trong lân cận ± 5 mrad. Đồ thị tham số δ cho thấy sự thay đổi của tham số theo trạng thái của hệ thống (theo S), phù hợp với giả thiết của định lý $\delta = 0,01 - 10|S| > 0$.

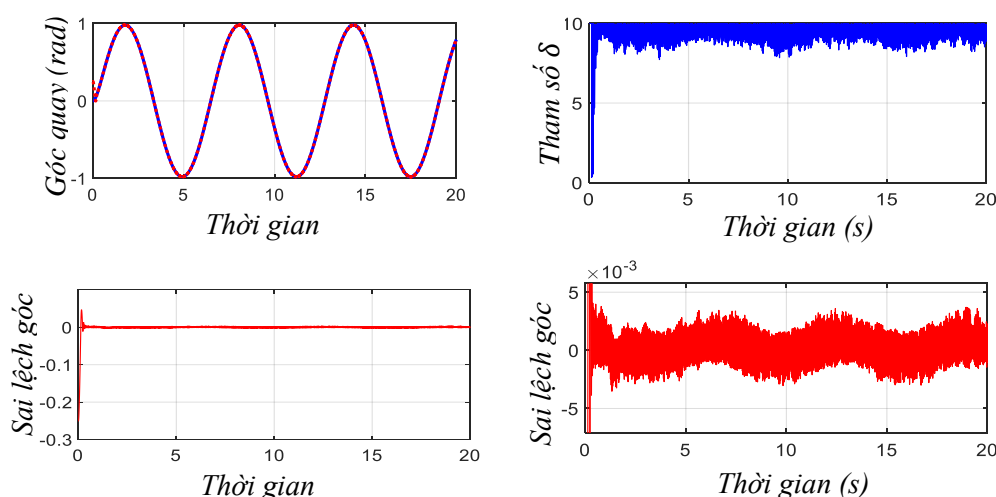
Hình 2 cho thấy, tín hiệu phản hồi cũng bám sát tín hiệu đặt với sai lệch góc nhỏ. Sau khi quá độ, hệ thống nhanh chóng trở về chế độ xác lập, đảm bảo sai lệch bám sát trong lân cận ± 2 mrad. Đồ thị sai lệch góc cũng cho thấy, khi tăng giá trị tham số c làm cho hệ thống xác lập nhanh hơn và chất lượng hệ thống tốt hơn. Đồ thị tham số $\delta = 10 - 10|S|$ cho thấy sự thay đổi của tham số theo trạng thái của hệ thống (theo S), phù hợp với giả thiết của định lý.

4.3. Kết quả mô phỏng với đầu vào dạng sin(t)

Hình 3 và hình 4 cho thấy, tín hiệu phản hồi cũng bám sát tín hiệu đặt sin(t) với sai lệch góc nhỏ. Giá trị tham số c lớn làm cho hệ thống xác lập nhanh hơn và có sai lệch bám sát nhỏ hơn. Hình 3 thể hiện sai lệch góc trong lân cận ± 5 mrad, trong khi hình 4 thể hiện sai lệch góc trong lân cận ± 2 mrad. Đồ thị tham số δ biểu diễn sự thay đổi của tham số này theo trạng thái của hệ thống và hoàn toàn phù hợp với giả thiết của định lý.



Hình 3. Tín hiệu đặt, phản hồi dạng sin(t), sai lệch góc và tham số δ với $c = 0,05$.



Hình 4. Tín hiệu đặt, phản hồi dạng sin(t), sai lệch góc và tham số δ với $c = 50$.

Bảng 2 thể hiện chất lượng của hệ thống điều khiển theo một số tiêu chuẩn tích phân. Các số liệu trong bảng 2 được tổng hợp từ quá trình mô phỏng với các tín hiệu đầu vào dạng step và sin.

Tiêu chuẩn IE không phản ánh đúng chất lượng của hệ thống như các tiêu chuẩn tích phân khác (ISE, ITAE hay ITSE). Các tiêu chuẩn ITAE và ITSE xem xét đến trọng số thời gian nên phản ánh tốt chỉ tiêu chất lượng của hệ thống. Chỉ số ITAE và ITSE đối với đầu vào bước nhảy lớn do trong thời gian mô phỏng 20 s hệ thống có 4 lần quá độ.

Bảng 2. Chất lượng của hệ thống theo một số tiêu chuẩn tích phân ($c=50$).

Đầu vào	IE	ISE	ITAE	ITSE
step	-50,3844	13,9382	0,8143	0,0900
sin	-12,2706	3,9161	0,2817	$6,6931 \times 10^{-4}$

5. KẾT LUẬN

Bài báo nghiên cứu tổng hợp luật điều khiển thích nghi phi mô hình MFC-iPI-SMC trên cơ sở kết hợp thuật toán MFC-iPI và chế độ trượt. Mô hình cục bộ của điều khiển phi mô hình và luật điều khiển iPI được hiệu chỉnh lại để hình thành luật điều khiển MFC-iPI-SMC mới. Định lý về tính ràng buộc của các tham số trong bộ điều khiển và nhiều hình thành do sai lệch mô hình cục bộ được phát biểu và chứng minh toán học chặt chẽ. Một số kết quả mô phỏng trực quan góp phần khẳng định tính hiệu quả của bộ điều khiển phi mô hình MFC-iPI-SMC. Hệ thống có sai lệch bám nhỏ, nhiều phụ thuộc thời gian hoàn toàn được loại ra khỏi hệ thống.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Fliess, M.; Join, C., “Model-free control and intelligent PID controllers: Towards a possible trivialization of nonlinear control?”, IFAC Proceedings Volumes, Vol. 42, No. 10, pp. 1531-1550, (2009).
- [2]. Nguyễn Văn Đức, Nguyễn Quang Hùng, and Vũ Quốc Huy, “Model-Free Data-Driven Control MFC-IPID for a Class of Electro-Mechanic Systems”, Journal of Military Science and Technology, no. FEE, pp. 50-57, (2022), doi:10.54939/1859-1043.j.mst.FEE.2022.50-57.
- [3]. R.-E. Precup, M.-B. Radac, E.M. Petriu, C.-A. Dragos and S. Preitl, “Model-free tuning solution for sliding mode control of servo systems,” in Proceedings of 8th Annual IEEE International Systems Conference, Ottawa, ON, Canada, pp. 30-35, (2014).
- [4]. R.-E. Precup, M.-B. Radac and R.-C. Roman, “Model-free sliding mode control of nonlinear systems: Algorithms and experiments,” Information Sciences, vol. 381, pp. 176-192, (2017).
- [5]. R.-E. Precup, R.-C. Roman, E.-L. Hedrea, E.M. Petriu and C.-A. Dragos, “Data-driven model-free sliding mode and fuzzy control with experimental validation,” International Journal of Computers, Communications & Control, vol. 16, no. 1, pp. 1-17, (2021).
- [6]. H. Wang, X. Ye, Y. Tian and N. Christov, “Attitude control of a quadrotor using model-free based sliding model controller,” in Proceedings of 20th International Conference on Control Systems and Science, Bucharest, Romania, pp. 149-154, (2015).
- [7]. E. Schulken and A. Crassidis, “Model-free sliding mode control algorithms including application to a real-world quadrotor,” in Proceedings of 5th International Conference of Control, Dynamic Systems, and Robotics, Niagara Falls, Canada, pp. 112-1–112-9, (2018).
- [8]. X. Wang, X. Li, J. Wang, X. Fang and X. Zhu, “Data-driven model-free adaptive sliding mode control for the multi-degree-of-freedom robotic exoskeleton”, Information Sciences, vol. 327, pp. 246-257, (2016).
- [9]. Gao, W.C.; Hung, J.C, “Variable structure control of nonlinear systems: A new approach”, IEEE Trans. Ind. Electron, No. 40, pp.45-55, (1993).
- [10]. Vu Quoc Huy, “Asymptotic Stability of Dynamical Systems With Barbalat’s Lemma and Lyapunov Function”. Journal of Military Science and Technology, no. CSCE6, pp. 122-30, (2022), doi:10.54939/1859-1043.j.mst.CSCE6.2022.122-130.
- [11]. 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.

- [12]. Fliess, M.J.I.P.V., “Model-free control and intelligent PID controllers: towards a possible trivialization of nonlinear control?”. 42(10): p. 1531-1550, (2009).

ABSTRACT

Sliding mode in model-free control systems with adaptive parameters

The article synthesizes the model-free adaptive control law MFC-iPI-SMC for SISO nonlinear systems based on the development of the MFC-iPI control law operating in sliding mode to establish a new MFC-iPI-SMC control law to address the existing uncertainties of the system and establish mathematical constraints between parameters with the largest estimated disturbance error. The Lyapunov stability of the system is rigorously ensured mathematically. MATLAB simulation demonstrates the effectiveness of the new model-free adaptive control law.

Từ khoá: Adaptive control; Model-free; SISO system; Local model; iPI; MFAC; SMC.