

ĐIỀU KHIỂN TRƯỢT TRÊN CƠ SỞ BẤT ĐẲNG THỨC MA TRẬN TUYẾN TÍNH CHO HỆ THỐNG NHIỀU ĐỘNG CƠ KHI CÓ YẾU TỐ PHI TUYẾN TÁC ĐỘNG

DESIGN LINEAR MATRIX INEQUALITIES SLIDING MODE CONTROL LAW FOR UNCERTAIN NONLINEAR MULTI-MOTOR SYSTEMS

Trần Xuân Tình^{1*}, Nguyễn Thị Linh², Lê Văn Sâm¹, Phạm Đức Trung²

Học viện Phòng không - Không quân¹, Trường Đại học Điện lực²

Ngày nhận bài: 23/06/2020, Ngày chấp nhận đăng: 28/12/2020, Phản biện: PGS.TS. Nguyễn Quang Hoan

Tóm tắt:

Bài báo trình bày kết quả tổng hợp bộ điều khiển trượt đầu cuối nhanh trên cơ sở bất đẳng thức ma trận cho hệ cơ điện nhiều động cơ có liên hệ ma sát, đàn hồi. Các kết quả được khảo sát đánh giá bằng mô phỏng trên phần mềm Matlab-Simulink cho thấy bộ điều khiển này đảm bảo được các yêu cầu chất lượng ngay cả khi hệ thống chịu ảnh hưởng của các yếu tố phi tuyến do cấu trúc phần cơ gây ra.

Từ khóa:

nhiều động cơ, điều khiển trượt đầu cuối, bất đẳng thức ma trận tuyến tính.

Abstract:

The paper presents the results of fast terminal sliding controller based on linear matrix inequality for many motor systems with friction, elasticity. The results surveyed and evaluated by simulation on Matlab-Simulink software show that the controller ensures the quality requirements in the system under the influence of nonlinear factors as causing the mechanical structure.

Keywords:

multi-motor drive systems, Adaptive Sliding mode control, elastic, backlash.

1. MỞ ĐẦU

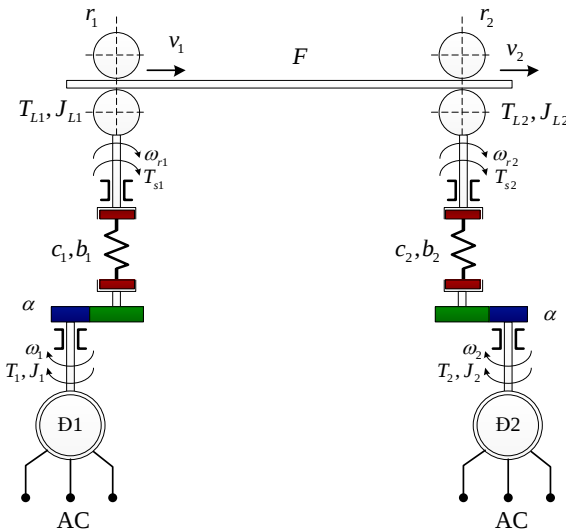
Hệ truyền động (HTĐ) nhiều động cơ ứng dụng trong công nghiệp và quốc phòng đều là hệ động lực học phi tuyến, chứa các liên hệ chéo; các mối liên hệ này làm cho mô hình của đối tượng điều khiển trở nên phi tuyến. Trong điều khiển HTĐ vật liệu đàn hồi nhiều động cơ, việc kiểm soát lực căng trên băng vật liệu là một vấn đề

khó. Các bộ điều khiển (BĐK) HTĐ này liên tục được nghiên cứu phát triển từ đơn giản như BĐK PID [3] đến phức tạp như logic mờ [4], mạng nơron [5], điều khiển tối ưu [6], và điều khiển bền vững [7]. Tuy nhiên vẫn chưa có BĐK nào đáp ứng tốt chất lượng của hệ cũng như tính hết những tác động của yếu tố phi tuyến của phần cơ. BĐK điều khiển trượt thích nghi mà tác giả đề xuất đã cho chất lượng tốt

ngay cả khi tính đến các yếu tố phi tuyến như: ma sát, khe hở, đàn hồi.

2. MÔ HÌNH CƠ HỆ

Xét một mô hình hệ thống điện cơ hai khối lượng đàn hồi dạng 1 kết hợp dạng 2 [1], [2] như hình 1. Ở đây chỉ xét dao động đàn hồi trong liên kết hai chiều giữa động cơ và tải; giữa hai tải của hai động cơ, các mối liên kết khác coi như cứng vững hoàn toàn.



Hình 1. Mô hình cơ hệ đàn hồi hai động cơ

Trong đó: T_1, T_2, T_{L1}, T_{L2} : mômen động cơ, tải; J_1, J_2, J_{L1}, J_{L2} : mômen quán tính động cơ, tải; $\omega_1, \omega_2, \omega_{r1}, \omega_{r2}$: tốc độ động cơ, tốc độ tải; c_1, c_2, b_1, b_2 : hệ số cứng, hệ số ma sát nhớt của khớp nối; F : lực căng của dải vật liệu; r_1, r_2 : bán kính rulo 1, rulo 2, v_1, v_2 : tốc độ dài của dải vật liệu chạy qua. Chỉ số 1, 2 tương ứng của hệ truyền động động cơ 1 và động cơ 2.

Trong [1, 2] tác giả đã xây dựng phương trình trạng thái của cơ hệ như sau:

$$\begin{cases} \Delta\dot{\varphi}_1 = \omega_{r1} - \omega_{L1}; \quad \Delta\dot{\varphi}_2 = \omega_{r2} - \omega_{L2} \\ \dot{\omega}_{L1} = \frac{1}{K_{L1}} [k_{c1} \cdot f_1(\Delta\varphi_1) + k_{b1} g_1(\Delta\omega_1) - (T_{L1} + r_1 F_{21})] \\ \dot{\omega}_{L2} = \frac{1}{K_{L2}} [k_{c2} \cdot f_2(\Delta\varphi_2) + k_{b2} g_2(\Delta\omega_2) - (T_{L2} - r_2 F_{12})] \\ \dot{F}_{12} = C_{12} \left[r_1 \omega_{L1} - r_2 \omega_{L2} \left(1 + \frac{1}{C_{12} l} F_{12} \right) \right] \\ \dot{F}_{21} = C_{12} \left[r_1 \omega_{L1} - r_2 \omega_{L2} \left(1 + \frac{1}{C_{12} l} F_{21} \right) \right] \\ y = F_{12} \end{cases} \quad (1)$$

trong đó: $k_c = \frac{c\omega_{dm}}{i^2 T_{dm}}$; $k_b = \frac{b\omega_{dm}}{i^2 T_{dm}}$ là hệ số tỉ lệ

độ cứng và ma sát của phân cơ.

$$\begin{aligned} \text{Đặt: } \underline{x} &= [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5 \quad x_6]^T \\ &= [\Delta\varphi_1 \quad \Delta\varphi_2 \quad \omega_{L1} \quad \omega_{L2} \quad F_{21} \quad F_{12}]^T \\ \underline{u} &= [u_1 \quad u_2]^T = [\omega_{r1} \quad \omega_{r2}]^T; \end{aligned}$$

Ta được:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = u_1 - x_3; \quad \dot{x}_2 = u_2 - x_4 \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{K_{L1}} [k_{c1} \cdot f_1(x_1) + k_{b1} g_1(\dot{x}_1) - (T_{L1} + r_1 x_5)] \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{K_{L2}} [k_{c2} \cdot f_2(x_2) + k_{b2} g_2(\dot{x}_2) - (T_{L2} - r_2 x_6)] \\ \dot{x}_5 = C_{12} \left[r_1 x_3 - r_2 x_4 \left(1 + \frac{1}{C_{12} l} x_5 \right) \right] \\ \dot{x}_6 = C_{12} \left[r_1 x_3 - r_2 x_4 \left(1 + \frac{1}{C_{12} l} x_6 \right) \right] \end{cases} \quad (2)$$

Các hàm $f(x_1), f(x_2), g(\dot{x}_1), g(\dot{x}_2)$ là hàm phi tuyến phụ thuộc vào khe hở bánh răng hộp số.

$$f(x_1) = \begin{cases} 0 & \text{khi } |x_1| \leq \alpha_H \\ x_1 - \alpha_H & \text{khi } x_1 > \alpha_H \\ x_1 + \alpha_H & \text{khi } x_1 < -\alpha_H \end{cases}; \quad g(\dot{x}_1) = \dot{x}_1 \cdot \dot{f}(x_1);$$

$$\text{với } \dot{f}(x_1) = \begin{cases} 0 & \text{khi } |x_1| \leq \alpha_H \\ 1 & \text{khi } |x_1| > \alpha_H \end{cases}$$

Đưa được mô hình (2) về dạng:

$$\frac{d}{dt}\underline{x} = A\underline{x} + B(\underline{u} + \underline{u}_d(\underline{x}, t)) \quad (3)$$

Đặt $\underline{e} = \underline{x}^{ref} - \underline{x}$ khi đó có mô hình sai lệch bám:

$$\frac{d}{dt}\underline{e} = A\underline{e} + B(\underline{u} + \underline{u}_d(\underline{e}, t)) \quad (4)$$

trong đó:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-r_1}{K_{L1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{r_2}{K_{L2}} \\ 0 & 0 & C_{12} \cdot r_1 & -C_{12} \cdot r_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{12} \cdot r_1 & -C_{12} \cdot r_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/K_{L1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/K_{L2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \underline{u} = \begin{bmatrix} \omega_{r1} \\ \omega_{r2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\underline{u}_d(\underline{e}, t) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ k_{c1} f_1(e_1) - k_{b1} g_1(\dot{e}_1) - T_{L1} \\ k_{c2} f_2(e_2) - k_{b2} g_2(\dot{e}_2) - T_{L2} \end{bmatrix}; \underline{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \\ e_5 \\ e_6 \end{bmatrix}$$

Đề xuất thiết kế bộ điều khiển trượt thỏa mãn bất đẳng thức ma trận tuyến tính LMI (linear matrix inequalities) có tính đến sự hội tụ về mặt trượt trong khoảng thời gian hữu hạn cho hệ truyền động nhiều động cơ. Lựa chọn mặt trượt và biến trượt được xác định như sau:

$$\{\underline{e}(t) \in \mathbb{R}^n : \sigma = S\underline{e} = 0\}, \quad (5)$$

$$S = (B^T K^{-1} B)^{-1} B^T K^{-1}$$

Với K thỏa mãn bất đẳng thức ma trận LMI như sau:

$$\Delta^T (AK + KA^T) \Delta < 0; \quad K > 0; \quad (6)$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Trong đó Δ là ma trận trực giao thỏa mãn

$$\Delta^T \Delta = I \text{ được xác định } \Delta = null(B'), \text{ nghĩa}$$

là thỏa mãn $\Delta \cdot B' = 0$. Với quy ước các bất đẳng thức ma trận có dấu < 0 là ma trận xác định âm còn > 0 là ma trận xác định dương. Đặt $K = [\lambda_{i,j}]_{6 \times 6}$ $i, j \in \overline{1,6}$.

Giải điều kiện bất đẳng thức ma trận LMI [8,9] thu được :

$$\Delta^T (AK + KA^T) \Delta = \begin{bmatrix} C_{12} [r_1 (\lambda_{53} + \lambda_{35}) - r_2 (\lambda_{54} + \lambda_{45})] \\ C_{12} [r_1 (\lambda_{63} + \lambda_{45}) + r_2 (\lambda_{35} - \lambda_{64})] \\ C_{12} [r_1 (\lambda_{36} - \lambda_{54}) + r_2 (\lambda_{53} - \lambda_{46})] \\ C_{12} [r_2 (\lambda_{63} + \lambda_{35}) - r_1 (\lambda_{64} + \lambda_{46})] \end{bmatrix} \quad (7)$$

khi đó mặt trượt được cho bởi:

$$\sigma = S\underline{e} = (B^T K^{-1} B)^{-1} B^T K^{-1} \underline{e} = 0 \quad (8)$$

Trong đó biến trượt được tính như sau:

$$S = (B^T K^{-1} B)^{-1} B^T K^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -2 \\ 0 & 0 & K_{L1} & 0 & 0 & -2K_{L1} \\ 0 & 0 & 0 & K_{L2} & -K_{L2} & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Mặt trượt khi đó được tính:

$$\sigma = (B^T K^{-1} B)^{-1} B^T K^{-1} \underline{e} =$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -2 \\ 0 & 0 & K_{L1} & 0 & 0 & -2K_{L1} \\ 0 & 0 & 0 & K_{L2} & -K_{L2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \\ e_5 \\ e_6 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Một luật điều khiển trượt được thiết kế:

$$\underline{u}_{dk} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = -S.A\underline{e} - \beta \text{sign}(\sigma) \quad (11)$$

Thay S, A, σ ở trên vào (11) ta có:

$$\underline{u}_{dk} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} e_3 \cdot (2C_{12} r_2 + 1) - \beta \cdot \text{sign}(e_1 - 2e_6) - 2C_{12} r_1 \cdot e_4 \\ 2C_{12} r_2 e_3 - \beta \cdot \text{sign}(e_1 - 2e_6) - e_4 (2C_{12} r_1 - 1) \end{bmatrix} \quad (12)$$

Chúng minh hệ ổn định tiệm cận với thời gian hữu hạn.

Bước 1: Chứng minh hệ ổn định tiệm cận về 0 khi đã nằm trên mặt trượt.

Xét ma trận biến đổi M và liên kết vector $\underline{z}$ được định nghĩa như sau:

$$M = \begin{bmatrix} (\Delta^T K \Delta)^{-1} \Delta^T \\ (B^T K^{-1} B)^{-1} B^T K^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G \\ S \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\underline{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G\underline{e} \\ S\underline{e} \end{bmatrix} = M\underline{e} \quad (14)$$

Do đó, đạo hàm thời gian của z được tính như sau:

$$\dot{z} = M \cdot \dot{e} = M \cdot A\underline{e} + M \cdot B(\underline{u} + \underline{u}_d)$$

$$= M \cdot A M^{-1} \underline{z} + M \cdot B(\underline{u} + \underline{u}_d) \quad (15)$$

Sau đó, hệ thống điều khiển vòng kín

(4) có thể là chuyển thành dạng thông thường sau đây:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{\sigma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G.A.K.\Delta & G.A.B \\ S.A.K.\Delta & S.A.B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ \sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} [\underline{u} + \underline{u}_d] \quad (16)$$

Mặt khác, từ phương pháp điều khiển tương đương ta có luật điều khiển tương đương là:

$$\underline{u}_{eq}(t) = -S A\underline{e} - \underline{u}_d(t) \quad (17)$$

Bằng cách đặt $\dot{\sigma} = \sigma = 0$ và thay thế $\underline{u}(t)$ bằng $\underline{u}_{eq}(t)$, có thể chỉ ra rằng chế độ trượt bậc hai ổn định trên mặt trượt (7) thể hiện qua

$$\dot{z}_1 = (\Delta^T K \Delta)^{-1} \Delta^T A K \Delta z_1 \quad (18)$$

Chuyển động chế độ trượt (17) sẽ ổn định nếu tồn tại ma trận xác định dương $N_1 \in R^{2 \times 2}$ sao cho đạo hàm theo thời gian của hàm Lyapunov $V(z_1, t) = z_1^T N_1 z_1$ thỏa mãn với hệ số dương γ có:

$$\dot{V} = z_1^T [A_1^T N_1 + N_1 A_1] z_1 \leq -\gamma \|z_1\|^2 \quad (19)$$

trong đó

$$A_1 = (\Delta^T K \Delta)^{-1} \Delta^T A K \Delta = \begin{bmatrix} -C_{12} r_2 & 2C_{12} r_1 \\ -C_{12} r_1 & 2C_{12} r_2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Ma trận dương $N_1 \in R^{2 \times 2}$ được xác định sao cho

$$A_1^T N_1 + N_1 A_1 < 0 \quad (21)$$

Đặt $N_1 = \Delta^T K \Delta$ trong đó K là ma trận thỏa mãn LMI (5), bất đẳng thức Lyapunov (19) đúng với $N_1 = \Delta^T K \Delta > 0$, như vậy chế độ trượt theo thứ tự giảm bậc (18) sẽ ổn định tiệm cận. Từ ma trận K và Δ ở (5) đã

tính ở trên ta có:

$$N_1 = \Delta^T K \Delta = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} > 0 \quad (22)$$

Thay N_1 vào (20) ta có:

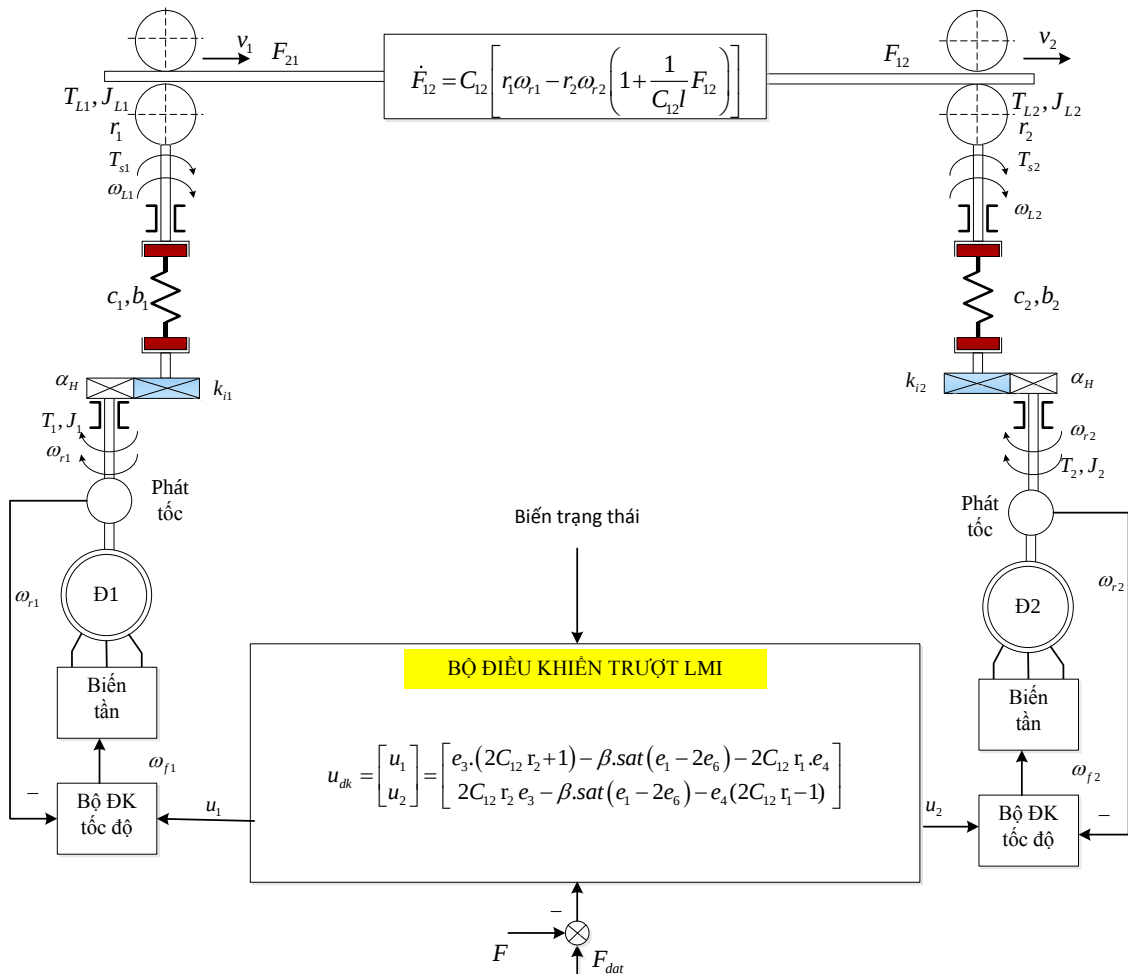
$$A_1^T N_1 + N_1 A_1 = \begin{bmatrix} -2C_{12}r_2 & C_{12}r_1 \\ C_{12}r_1 & 4C_{12}r_2 \end{bmatrix} < 0 \quad (23)$$

Vậy hệ ổn định tiệm cận về 0 khi nằm trên mặt trượt.

Bước 2: Điều kiện tiếp cận mặt trượt trong thời gian hữu hạn.

$$\begin{aligned} \sigma^T \cdot \dot{\sigma} &= \sigma^T \cdot S \dot{e} = \sigma^T \cdot (B^T N_1 B)^{-1} B^T N_1 \dot{e} \\ &= \sigma^T \cdot (B^T N_1 B)^{-1} B^T N_1 (Ae + B(u + u_d)) \\ &= \sigma^T (S \cdot Ae + u + u_d) \\ &= \sigma^T (-\beta \cdot \text{sgn}(\sigma) + u_d) = -\beta \|\sigma\| + \sigma^T u_d \\ &\leq -\beta \|\sigma\| + \|\sigma\| (\mu_u \|u\| + \mu_f) \\ &\leq -\beta \|\sigma\| + \|\sigma\| [\mu_u (\|S \cdot Ae\| + \beta) + \mu_f] \\ &= -((1 - \mu_u)\beta - \mu_u \|S \cdot Ae\| - \mu_f) \|\sigma\| \\ &< -\varepsilon \|\sigma\| < 0 \end{aligned}$$

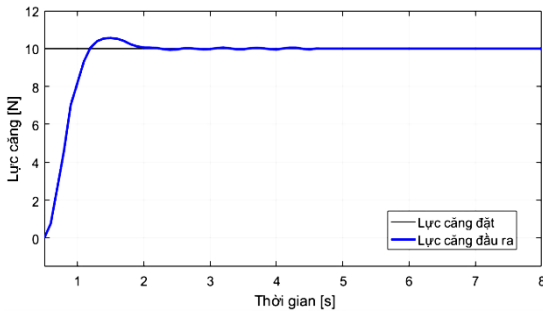
Theo bổ đề 2 trong [27] hệ tiến về mặt trượt trong khoảng thời gian hữu hạn $t_r \leq \|\sigma(0)\|/\varepsilon$.



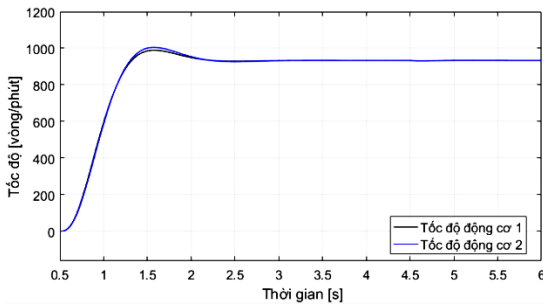
Hình 2. Mô hình mô phỏng hệ thống và BĐK

Trong cấu trúc trên, bài báo đã xây dựng bộ điều khiển lực căng vòng ngoài, vòng tốc độ dùng bộ điều khiển PID, vòng dòng điện đã được xử lý bởi biến tần.

Trường hợp 1: Khi khe hở bánh răng $\alpha = 0,005$ rad (0,2870), tải không đổi, lực căng đặt $F = 10$ N.

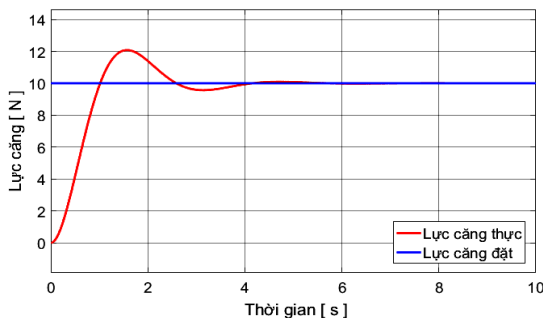


Hình 3. Đáp ứng lực căng với khe hở bánh răng $\alpha = 0,005$ rad

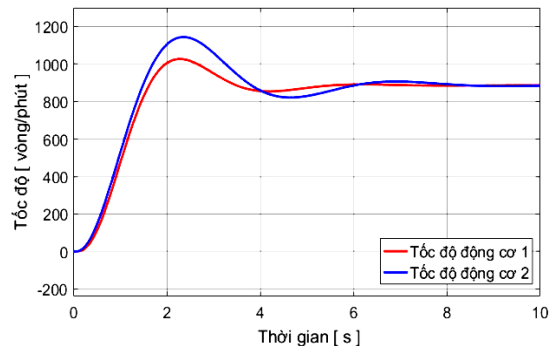


Hình 4. Đáp ứng tốc độ với khe hở bánh răng $\alpha = 0,005$ rad

Trường hợp 2: Đáp ứng lực căng của hệ thống khi xét đến ảnh hưởng của mômen quán tính của tải.

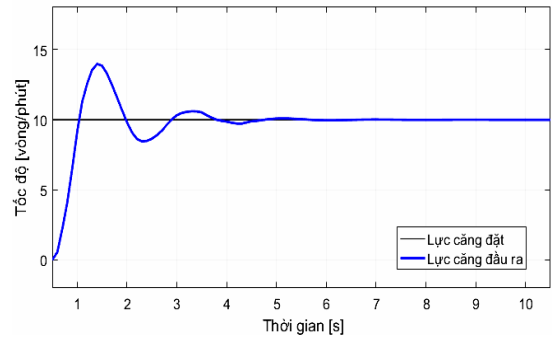


Hình 5. Đáp ứng lực căng với ảnh hưởng của mômen quán tính $J_L = 4J$

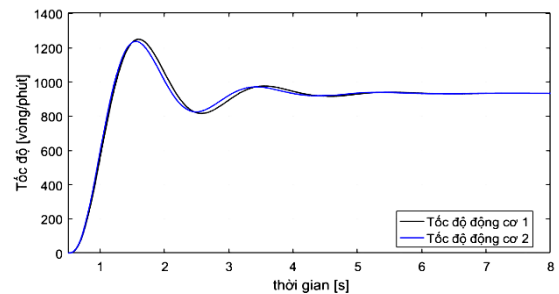


Hình 6. Đáp ứng tốc độ với ảnh hưởng của mômen quán tính $J_L = 4J$

Trường hợp 3: Thay đổi độ cứng của băng vật liệu



Hình 7. Đáp ứng lực căng khi giảm hệ số cứng băng vật liệu $C_{12} = 0.2$ (N/m)



Hình 8. Đáp ứng tốc độ khi giảm hệ số cứng băng vật liệu $C_{12} = 0.2$ (N/m)

Nhận xét:

Từ các kết quả mô phỏng thấy rằng bộ điều khiển trượt thích nghi cho chất lượng điều khiển tốt. Trong điều kiện chịu ảnh hưởng của các yếu tố phi tuyến như: khe hở bánh răng, hệ số đàn hồi, mômen ma sát và mômen quán tính trên tải, hệ thống

vẫn đảm bảo được độ chính xác trong cả chế độ động và chế độ tĩnh, sai số trong chế độ tĩnh luôn về 0 trong các trường hợp khác nhau.

4. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày kết quả tổng hợp BDK trượt LMI cho hệ cơ điện nhiều động cơ có liên hệ ma sát, đàn hồi. Phần trình bày được bắt đầu từ việc xây dựng mô hình cơ hệ, tìm luật điều khiển, chứng

minh điều kiện ổn định, xây dựng mô hình mô phỏng, kiểm nghiệm bằng phần mềm Matlab-Simulink. Qua kiểm tra và so sánh với các kết quả của các công bố trước đây [3-7] cho thấy BDK đã nâng cao được chất lượng của hệ thống truyền động nhiều động cơ thông qua các tiêu chí đánh giá, đó là: tính bền vững với nhiễu, đảm bảo khả năng quá tải về mômen, đảm bảo tốt đặc tính động và đặc tính tĩnh, đảm bảo tính chính xác bám.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Dao Phuong Nam, Pham Tuan Thanh, Tran Xuan Tinh, Tran Thanh Dat, Pham Van Tu, "High gain observer based output feedback controller for a two-motor drive system: A separation principle approach", Lecture Note in Electrical Engineering 465, Scopus Q3, Dec-2017.
- [2] Pham Tam Thanh, Dao Phuong Nam, Tran Xuan Tinh and Luong Cong Nho, "High-gain observer-based sliding mode control of multimotor drive systems", Book Adaptive robust control systems, Published by InTech Janeza Trdine 9, 51000 Rijeka, Croatia 2018.
- [3] B. Allaoua, A. Laoufi and B. Gasbaoui, "Multi-drive paper system control based on multi-input multi-output PID controller", Leonardo Journal of Sciences, 2010.
- [4] Fawzan Salem, E.H.E. Bayoumi, "Robust fuzzy-PID control of three-motor drive system using simulated annealing optimization", Journal of Electrical Engineering, 2011.
- [5] Li Jinmei, Liu Xingqiao, "Application of an Adaptive Controller with a Single Neuron in Control of Multi-motor Synchronous System", IEEE, 2008.
- [6] A. Angermann, M. Aicher, and D. Schroder, "Time-optimal tension control for processing plants with continuous moving webs", Proc. 35th Annual Meeting- IEEE Industry Applications Society, Rome, Oct. 1999.
- [7] H. Koc, D. Knittel, M.D. Mathelin, "Robust gain-scheduled control of winding systems", IEEE Conf. Decision and Control, Sidney, Australia, Dec. 2000.
- [8] C. Scherer, S. Weiland, "Linear Matrix Inequalities in Control, Dutch Institute of Systems and Control (DISC)", The Netherlands, 2005.
- [9] J. Zhang, "Solving Linear Matrix Inequality (LMI) Problems", Advances in Industrial Control, Springer International Publishing Switzerland 2016, PP 203-224.

Giới thiệu tác giả:



Tác giả Trần Xuân Tình tốt nghiệp đại học chuyên ngành điện tử, nhận bằng Thạc sĩ chuyên ngành tự động hóa năm 2013. Tác giả hiện là giảng viên Bộ môn Kỹ thuật điện - Học viện Phòng không - Không quân.

Lĩnh vực nghiên cứu: ứng dụng các giải pháp điều khiển hiện đại trong hệ truyền động điện.



Tác giả Nguyễn Thị Linh nhận bằng tốt nghiệp đại học chuyên ngành kỹ sư điện – thiết bị điện, điện tử; bảo vệ luận án Thạc sĩ năm 2010 tại Trường Đại học Bách khoa Hà Nội. Tác giả hiện là giảng viên Khoa Kỹ thuật điện- Trường Đại học Điện lực.

Lĩnh vực nghiên cứu: ứng dụng các giải pháp điều khiển hiện đại trong hệ thống điện.



Tác giả Lê Văn Sâm tốt nghiệp đại học chuyên ngành điện tử, nhận bằng Thạc sĩ chuyên ngành tự động hóa, bằng Tiến sĩ chuyên ngành kỹ thuật điều khiển và tự động hóa năm 2019 tại Viện Kỹ thuật và Công nghệ quân sự. Tác giả hiện là giảng viên Bộ môn Kỹ thuật điện - Học viện Phòng không - Không quân.

Lĩnh vực nghiên cứu: ứng dụng các giải pháp điều khiển hiện đại trong điều khiển thiết bị bay.



Tác giả Phạm Đức Trung tốt nghiệp kỹ sư ngành hệ thống điện năm 2014; nhận bằng Thạc sĩ chuyên ngành kỹ thuật điện năm 2017 tại Trường Đại học Điện lực. Tác giả hiện đang là giảng viên Khoa Kỹ thuật điện, Trường Đại học Điện lực.

Lĩnh vực nghiên cứu: nghiên cứu các giải pháp đo lường và điều khiển nhằm tối ưu các thiết bị điện trong vận hành hệ thống điện.

