

Phương pháp điều khiển hạn chế quá điều chỉnh cho ổ từ chủ động

A Control Approach for Limiting Overshoot in Transient Response of an Active Magnetic Bearing

Giang Hồng Quân*, Nguyễn Danh Huy, Nguyễn Tùng Lâm, Nguyễn Huy Phương

Trường Đại học Bách khoa Hà Nội - Số 1, Đại Cồ Việt, Hai Bà Trưng, Hà Nội

Đến Tòa soạn: 20-6-2016; chấp nhận đăng: 5-9-2017

Tóm tắt

Bài báo trình bày phương thức thiết kế bộ điều khiển cho ổ đỡ từ chủ động hai cực (AMB) với ràng buộc đáp ứng vị trí rotor. Trước tiên, mô hình động học mang tính phi tuyến của ổ đỡ từ được thiết lập. Dựa trên dạng truyền ngược chặt của mô hình ổ từ, phương pháp backstepping được sử dụng để thiết kế bộ điều khiển kiểu đóng ngắt có khả năng giữ trục rotor ở vị trí cân bằng. Phạm vi điều chỉnh vị trí của rotor được giới hạn bằng phương pháp thông qua các chọn ứng hàm Lyapunov trong quá trình thiết kế. Tính ổn định của hệ kín được chứng minh cụ thể. Các kết quả cho thấy tính hiệu quả của bộ điều khiển trong việc ổn định cũng như giới hạn quỹ đạo của rotor trong một phạm vi được định sẵn.

Từ khóa: Ổ từ chủ động, điều khiển cuộn chiều, ổn định Lyapunov.

Abstract

A nonlinear controller design procedure for high performance 2DOF active magnetic bearings (AMB) with rotor response constrain is presented in the paper. The nonlinear dynamics of the AMB are derived. Based on the strictly feedback form of the AMB mathematical model, backstepping control is employed to design the the switching type controller that can steers the AMB rotor at the origin. The overshoot and undershoot of the rotor response are limited within expected value due to the selection of the Lyapunov candidate function in control design process. Stability of the whole system is proven properly. Simulations show the ability to stabilize the system of the proposed control.

Keywords: Active magnetic bearing, backstepping, Barrier Lyapunov.

1. Mở đầu

Với ứng dụng rộng rãi, ổ đỡ từ đã và đang là mối quan tâm của các nhà khoa học trong các lĩnh vực, chế tạo, cơ khí và điều khiển. Do bản chất không ổn định, không chế ổ từ luôn là bài toán điều khiển nhiều thử thách. Phương thức kinh điển để khống chế ổ đỡ từ là tuyến tính hóa mô hình ổ đỡ từ xung quanh điểm làm việc rồi sử dụng các lý thuyết điều khiển điển như PID để ổn định đối tượng [1]. Trong các nghiên cứu của mình, các tác giả của [1] trình bày phương pháp điều khiển bền vững, sau khi đã tuyến tính hóa mô hình phi tuyến ổ đỡ từ một bậc tự do quanh điểm cân bằng. Bên cạnh việc điều chỉnh hệ số PID để bù lực không cân bằng và tác động của lực xoay hồi chuyển, việc điều chỉnh lệch tâm của trục rotor cũng là một hướng nghiên cứu hợp lý khi đối tượng AMB muốn thay đổi điểm trạng thái làm việc theo quỹ đạo mong muốn. Một số hướng nghiên cứu tập trung vào khả năng thích nghi của bộ điều khiển để ổn định trục rotor trong điều kiện một số tham số hệ thống thay đổi [3-6].

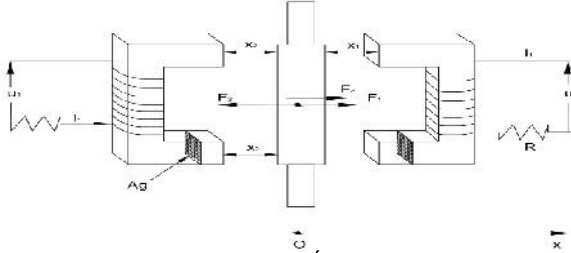
Mặc dù việc tuyến tính hóa đối tượng đem lại nhiều lựa chọn trong thiết kế phương pháp điều khiển, nhưng về bản chất, khi tuyến tính hóa một đối tượng, ta đã đưa một đối tượng có mô hình phi tuyến trở thành một đối tượng tuyến tính, và điều này chỉ chính xác khi đối tượng làm việc trong một điểm hay một số hữu hạn điểm. Khi đối tượng dưới tác động của nhiễu, hoặc đơn giản thay đổi yêu cầu hoạt động không còn nằm trong lân cận điểm làm việc cũ (hay điểm cân bằng tĩnh), các mô hình và phép biến đổi tuyến tính hóa không còn giữ được giá trị. Nhằm giải quyết vấn đề này, việc áp dụng bộ điều khiển trên mô hình phi tuyến của đối tượng được trình bày trong [6]. Thừa kế tinh thần của [6], với mục tiêu ổn định trục nâng tại vị trí cân bằng, trong bài báo này, các tác giả thiết kế bộ điều khiển cho ổ đỡ từ hai cực trực tiếp trên mô hình phi tuyến của hệ thống dựa trên thuật toán backstepping có áp dụng chặn giá trị biên bằng phương pháp Barrier Lyapunov. Luật điều khiển lần lượt được thiết kế cho cả hai cực, tại một thời điểm, chỉ có một cực từ tham gia vào quá trình điều khiển. Ngoài ra, phương pháp thiết kế cũng được thay đổi so với kỹ thuật cuộn chiều truyền thống nhằm giảm thiểu độ quá điều chỉnh khi nâng trục rotor. Nội dung của bài báo được trình bày trong bốn phần, mở đầu với việc mô hình hóa hệ thống ở phần 2. Các bước

* Corresponding author: Tel.: (+84) 947.520.151
Email: quan.gianghong@hust.edu.vn

thiết kế bộ điều khiển được trình bày chi tiết trong phần 3. Tính ổn định của hệ kín được chứng minh trong phần 4, tiếp theo là một số kết quả mô phỏng được đưa ra trong phần 5.

2. Mô hình hóa hệ thống ổ đỡ từ

Đối tượng nghiên cứu là hệ thống ổ đỡ từ chủ động (Hình 1), trong đó trục rotor được nâng bởi hai nam châm điện đối diện nhau, có nhiệm vụ giữ trục rotor ở vị trí cân bằng.



Hình 1. Hệ thống AMB

Phương trình động học của hệ thống bao gồm phương trình động học của rotor và phương trình điện từ của nam châm điện.

2.1. Phương trình điện từ

Gọi B_g là cảm ứng từ, H_g là cường độ từ trường, E là năng lượng từ trường, tích trữ trong khe hở không khí g , A_g là diện tích mặt tiếp xúc cực nam châm, g là khe hở không khí, I là dòng điện trong cuộn dây, N là số vòng dây, phương trình năng lượng từ trường tích trữ trong khe hở không khí được biểu diễn như sau:

$$E = \frac{1}{2} \int_V H \cdot B dV = \frac{1}{2} B_g H_g A_g 2g \quad (1)$$

Nếu rotor bị dịch chuyển đi một khoảng bằng δg thì lực điện từ F bằng với vi phân từng phần của năng lượng từ trường với khe hở không khí được sinh ra:

$$F = \frac{\delta E}{\delta g} = B_g H_g A_g = \frac{\mu_g N^2 I^2 A_g}{4g^2} \quad (2)$$

2.2. Các phương trình động lực học

Xét với mô hình AMB theo Hình 1, phương trình biểu diễn động học của trục rotor dưới sự tác động của hai lực trục giao F_1 , F_2 và Lực nhiễu tải F_d theo định luật II Newton như sau:

$$m\ddot{x} = F_1 - F_2 + F_d \quad (3)$$

trong đó,

$$F_1 = \frac{\mu_g N^2 i_1^2 A_g}{4x_1^2} = \frac{K}{4} \left(\frac{i_1}{x_1} \right)^2 \quad (4)$$

$$F_2 = \frac{\mu_g N^2 i_2^2 A_g}{4x_2^2} = \frac{K}{4} \left(\frac{i_2}{x_2} \right)^2 \quad (5)$$

với x_1 và x_2 là khe hở không khí, i_1 , i_2 là các dòng điện trong các lõi cuộn dây tương ứng và hệ số $K = \mu_g N^2 A_g$. Mặt khác, theo định luật Kirchhoff thứ hai thu được phương trình cân bằng điện áp dưới đây:

$$u_1 = Ri_1 + L_s \frac{di_1}{dt} + \frac{K}{2} \frac{d}{dt} \left(\frac{i_1}{x_1} \right) \quad (6)$$

$$u_2 = Ri_2 + L_s \frac{di_2}{dt} + \frac{K}{2} \frac{d}{dt} \left(\frac{i_2}{x_2} \right) \quad (7)$$

Giả thiết (x_0, i_0, u_0) đại diện cho các trạng thái danh định của hệ thống, còn x_1 , i_1 và u_1 lần lượt là vị trí, dòng điện và điện áp của cuộn dây thứ nhất của hệ thống AMB, tương ứng x_2 , i_2 và u_2 là vị trí, dòng điện và điện áp của cuộn dây thứ hai, từ đó sẽ thu được các phương trình sau:

$$x_1 = x_0 - x \quad x_2 = x_0 + x \quad (8)$$

$$i_1 = i_0 - i \quad i_2 = i_0 + i \quad (9)$$

$$u_1 = u_0 - u \quad u_2 = u_0 + u \quad (10)$$

Thế các biểu thức (8), (9) và (10) vào (6) và (7). Sau đó, thay thế (4) và (5) vào (3) nhận được mô hình phi tuyến mô tả hệ thống AMB đã cho như sau:

$$\begin{cases} \dot{x} = v \\ \dot{v} = \frac{K}{4m} \left(\frac{i_1}{x_0 - x} \right)^2 - \frac{K}{4m} \left(\frac{i_2}{x_0 + x} \right)^2 + \frac{F_d}{m} \\ \dot{i}_1 = \frac{2(x_0 - x)}{2L_s(x_0 - x) + K} \left[Ri_1 - \frac{K}{2} \frac{vi_1}{x_0 - x} + u_1 \right] \\ \dot{i}_2 = \frac{2(x_0 + x)}{2L_s(x_0 + x) + K} \left[Ri_2 + \frac{K}{2} \frac{vi_2}{x_0 + x} + u_2 \right] \end{cases} \quad (11)$$

3. Thiết kế bộ điều khiển

Nhận thấy mô hình động học của hệ thống đã cho trong hệ phương trình (11) là hệ phi tuyến, thỏa mãn điều kiện truyền ngược chặt. Vì vậy trong bài báo này, phương pháp Barrier Backstepping sẽ được sử dụng để thiết kế bộ điều khiển với đầu vào điều khiển là u_1 , u_2 . Phương pháp thiết kế Barrier

Backstepping bao gồm ba bước được trình bày dưới đây:

Bước 1:

Mục tiêu điều khiển là điều chỉnh đầu ra là vị trí của rotor x theo một giá trị đặt mong muốn là $Y_r(t)$. Đối với phương trình thứ nhất của hệ phương trình (11), giả sử rằng z_1 là tín hiệu sai lệch hệ thống giữa giá trị x và giá trị đặt mong muốn $Y_r(t)$ (khi $Y_r(t) = 0$, trục rotor của hệ thống sẽ được đưa về vị trí cân bằng)

$$z_1 = x - Y_r \quad (12)$$

Chọn hàm Barrier Lyapunov cho hệ thống là:

$$V_1 = \frac{1}{2} \log \frac{k_b^2}{k_b^2 - z_1^2} \quad (13)$$

trong đó: $k_b = k_{c1} - A_0$ là một hằng số trong z_1 với yêu cầu $|z_1| < k_b$. Đạo hàm cả hai vế của phương trình thu được

$$\dot{V}_1 = \frac{z_1 \dot{z}_1}{k_b^2 - z_1^2} = \frac{z_1 (v - \dot{Y}_r)}{k_b^2 - z_1^2} \quad (14)$$

Dựa trên phương trình số (14) đạo hàm của hàm Barrier Lyapunov, biến điều khiển ảo v được xác định như sau:

$$v = v_d = -k_1 z_1 (k_b^2 - z_1^2) + \dot{Y}_r \quad (15)$$

trong đó k_1 là hằng số dương, v_d là giá trị đặt sẽ làm cho đầu ra x đạt được mục tiêu điều khiển khi giá trị biến điều khiển ảo v bằng giá trị v_d

Bước 2:

Tương tự bước 1, mục tiêu điều khiển của bước 2 là đưa giá trị biến v về bằng với giá trị của biến điều khiển ảo v_d trong bước 1. Đối với phương trình thứ hai của hệ (11) đặt z_2 là tín hiệu sai lệch hệ thống giữa giá trị v và giá trị v_d (hay có thể gọi là hàm điều khiển ảo α_1) như sau:

$$z_2 = v - v_{dk} = v - \alpha_1 \quad (16)$$

Hàm Barrier Lyapunov mới được lựa chọn cho bước 2 là:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (17)$$

Đạo hàm cả hai vế phương trình số (12) thu được:

$$\dot{z}_1 = \dot{x} - \dot{Y}_r = z_2 - k_1 z_1 (k_b^2 - z_1^2) \quad (18)$$

Từ phương trình số (16) dễ thấy

$$\dot{z}_2 = \dot{v} - \dot{v}_{dk} \quad (19)$$

Đạo hàm phương trình số (17), sau đó sử dụng các phương trình (16), (18), và (19) thu được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \frac{z_1 \dot{z}_1}{k_b^2 - z_1^2} + z_2 \dot{z}_2 \\ &= \frac{z_1 z_2}{k_b^2 - z_1^2} - k_1 z_1^2 + z_2 (\dot{v} - \dot{\alpha}_1) \end{aligned} \quad (20)$$

Từ phương trình (20) có thể chọn được hàm \dot{v} làm hàm điều khiển ảo như sau:

$$\dot{v} = \dot{\alpha}_1 - k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} \quad (21)$$

với k_2 là hằng số dương. Nhận thấy, \dot{v} là hàm điều khiển ảo để v bám theo v_d , qua đó điều khiển x theo vị trí đặt Y_r , từ đó có thể xác định hàm điều khiển \dot{v} theo hai giá trị i_1 và i_2 . Mặt khác, theo phương trình thứ hai của hệ phương trình (11) hàm \dot{v} có thể viết lại như sau:

$$\dot{v} = A_1 \frac{i_1^2}{(x_0 - x)^2} - A_1 \frac{i_2^2}{(x_0 + x)^2} + \frac{F_d}{m} \quad (22)$$

với hệ số

$$A_1 = \frac{K}{4m} \quad (23)$$

Rõ ràng, việc xác định hàm \dot{v} qua hai biến chưa biết i_1 và i_2 là khó khăn, do đó cần thực hiện một bước chuyển đổi, để việc tính toán có thể thực hiện một cách dễ dàng hơn, tạo điều kiện cho việc điều khiển hàm v theo giá trị đặt. Xét thấy, lực điều khiển cuối cùng tác động lên trục rotor bởi hai cuộn dây đối nhau được biểu diễn như sau: $F_T = F_1 - F_2 + F_d$

Trong trường hợp, nếu để tồn tại song song cùng lúc hai lực F_1, F_2 tương ứng với tồn tại hai dòng điện i_1, i_2 trong hai cuộn dây, thì hệ thống vừa tổn điện năng không cần thiết, lại gây khó khăn trong việc tìm hàm i_1, i_2 điều khiển hàm v theo hàm v_{dk} . Như vậy, trong bài báo này, để kinh tế trong quá trình vận hành, chiến lược điều khiển được áp dụng là điều khiển luân phiên hai dòng điện theo kiểu đóng ngắt.

Xét hàm D là biến điều khiển duy nhất, được định nghĩa như sau:

$$D = \frac{A_1 i_1^2}{(x_0 - x)^2} - \frac{A_1 i_2^2}{(x_0 + x)^2} = \frac{F_1}{m} - \frac{F_2}{m} \quad (24)$$

Thay phương trình số (24) vào phương trình số (22) thu được:

$$D = \dot{v} - \frac{F_d}{m} = \dot{v} - \theta \quad (25)$$

$$= \ddot{Y}_r - z_2(k_1 + k_2) - z_2(1 - k_1^2) - \theta$$

Để đơn giản trong tính toán, từ này ta gọi $\frac{F_d}{m} = \theta$

Như vậy, khi độ lệch x là mang giá trị âm thì:

$$D > 0 \text{ dẫn đến } i_2^2 = 0 \text{ và } A_1 \frac{i_2^2}{(x_0 + x)^2} = 0$$

Lúc này, theo phương trình số (25), hàm D có dạng như sau:

$$D = \frac{A_1 i_{1d}^2}{(x_0 - x)^2} = \dot{v}_d - k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} - \theta \quad (26)$$

Trong tự, khi độ lệch x là mang giá trị dương (tức trục rotor có xu hướng lệch về phía cuộn dây thứ 1) thì:

$$D < 0 \text{ dẫn đến } i_1^2 = 0 \text{ và } A_1 \frac{i_1^2}{(x_0 - x)^2} = 0$$

Kết hợp với phương trình (25), hàm D trở thành:

$$D = -\frac{A_1 i_{2d}^2}{(x_0 + x)^2} = \dot{v}_d - k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} - \theta \quad (27)$$

Bằng cách sử dụng một hàm điều khiển suy nhất D , ta sẽ lần lượt đưa hàm điều khiển ảo \dot{v} trong một khoảng thời gian bất kỳ, chỉ phụ thuộc vào một dòng điện duy nhất i_1 hoặc i_2 .

Bước 3:

Trong bước cuối cùng này, mục tiêu điều khiển sẽ là đưa giá trị \dot{v} bám theo giá trị đã tìm ra được tại phương trình (21), biến điều khiển thực u_1 và u_2 tương ứng với dòng điện tác động i_1 và i_2 tìm được trong hai trường hợp sau sẽ đưa hệ thống về vị trí ổn định.

Xét trường hợp 1: $x < 0$ hay $D > 0$ khi đó $i_2 = 0$, $u_2 = 0$ và

$$i_{1d}^2 = \frac{x_1^2}{A_1} (\dot{v}_d - \theta) \quad i_{1d} = x_1 \sqrt{\frac{\dot{v}_d - \theta}{A_1}} \quad (28)$$

Gọi z_3 là sai lệch giữa giá trị i_1 và giá trị i_{1d} (giá trị i_1 tại đó làm cho hàm \dot{v} đạt giá trị trong phương trình số (21)):

$$z_3 = i_1 - i_{1d} = i_1 - \alpha_2 \quad (29)$$

Từ phương trình số (18) thu được

$$\dot{z}_1 = z_2 - k_1 z_1 (k_b^2 - z_1^2) \quad (30)$$

Đạo hàm hai vế của phương trình (16), rồi thay thế phương trình số (21) vào vế phải thì:

$$\dot{z}_2 = \dot{v} - \dot{\alpha}_1 = -k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} \quad (31)$$

Đạo hàm hai vế phương trình số (29):

$$\dot{z}_3 = \dot{i}_1 - \dot{\alpha}_2 \quad (32)$$

Xét hàm Barrier Lyapunov được lựa chọn sau:

$$V_3 = \frac{1}{2} \log \frac{k_b^2}{k_b^2 - z_1^2} + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (33)$$

Đạo hàm hàm Barrier Lyapunov ở phương trình **Error! Reference source not found.** thu được

$$\dot{V}_3 = \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_3 \dot{z}_3 \quad (34)$$

Dựa trên phương trình số **Error! Reference source not found.** của hàm Lyapunov, biến điều khiển u_1 được xác định như sau:

$$u_1 = R i_1 + \frac{K v i_1}{2(x_0 - x)^2} + \left(\dot{\alpha}_1 - k_3 z_3 \right) \frac{2L_s(x_0 - x) + K}{4(x_0 - x) i_1} \quad (32)$$

với các giá trị k_1, k_2, k_3 là các hằng số dương.

Như vậy, trong trường hợp thứ nhất $x < 0$ hay $D > 0$ ta đã tìm được tín hiệu điều khiển u_1 để điều khiển cho hệ thống AMB ổn định về vị trí cân bằng x_0 .

Hoàn toàn tương tự, ở trường hợp thứ 2 với $x > 0$ hay $D < 0$ khi đó: $i_1^2 = 0$, $u_1 = 0$

$$i_{2d}^2 = \frac{x_2^2}{A_1} (\theta - \dot{v}) \quad i_{2d} = x_2 \sqrt{\frac{\theta - \dot{v}_d}{A_1}} \quad (33)$$

$$\text{Gọi } z_4 = i_2 - i_{2d} = i_2 - \alpha_3 \quad (34)$$

Xét hàm Barrier Lyapunov được lựa chọn:

$$V_4 = \frac{1}{2} \log \frac{k_b^2}{k_b^2 - z_1^2} + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_4^2 \quad (35)$$

Đạo hàm hai vế hàm Barrier Lyapunov ở phương trình (35) có:

$$\dot{V}_4 = \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} + z_2 \dot{z}_2 + z_4 \dot{z}_4 \quad (36)$$

Từ đó, có thể rút ra được hàm điều khiển như sau:

$$u_2 = Ri_2 - \frac{Kvi_2}{2(x_0+x)^2} + (\dot{x} - k_4 z_4) \frac{2L_s(x_0+x)+K}{4(x_0+x)i_1} \quad (37)$$

với các giá trị k_1, k_2, k_4 là các số nguyên dương.

Như vậy, tại bước cuối cùng thiết kế bộ điều khiển, biến điều khiển đầu vào u_1 và u_2 đã lần lượt được xác định để thực hiện mục tiêu điều khiển là ổn định hệ thống về vị trí cân bằng.

4. Phân tích sự ổn định của hệ thống

Do hệ thống AMB trong bài báo có sự luân phiên hoạt động giữa hai cuộn dây. Như vậy, trong một thời điểm bất kỳ, chỉ tồn tại một dòng điện duy nhất (i_1 hoặc i_2) luân phiên nhau, tạo lực hút để điều khiển và giữ rotor tại vị trí cân bằng.

Xét trường hợp: $x < 0$ hay $i_2 = 0$

Từ những phương trình số (18), số (31) và số (38), mô hình phi tuyến của hệ thống có thể được viết lại như sau:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - k_1 z_1 (k_b^2 - z_1^2) \\ \dot{z}_2 = -k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} \\ \dot{z}_3 = \dot{i}_1 - \dot{i}_{1d} \end{cases} \quad (39)$$

trong đó:

$$\dot{i}_1 = \frac{2(x_0-x)}{2L_s(x_0-x)+K} \left[-Ri_1 - \frac{K.v.i_1}{2(x_0-x)^2} + u_1 \right]$$

$$\dot{i}_{1d} = -v \sqrt{\frac{\dot{v}_d - \theta}{A_1}} + \frac{\ddot{v}_d (x_0 - x)}{2\sqrt{A_1} (\dot{v}_d - \theta)}$$

$$x = z_1 + Y_r$$

$$\dot{v}_d = \dot{v}_{dk} - k_2 z_2 - \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2}$$

$$\ddot{v}_{dk} = (z_2 + k_1 z_1^3 - k_2 z_2) (k_b^2 - z_1^2)$$

$$u_1 = Ri_1 + \frac{Kvi_1}{2(x_0-x)^2} + (\dot{x} - k_3 z_3) \frac{2L_s(x_0-x)+K}{4(x_0-x)i_1}$$

Để chứng minh sự ổn định của hệ thống (39), xét hàm Lyapunov sau:

$$(-k_b, k_b) V_{CM1} = \frac{1}{2} \log \frac{k_b^2}{k_b^2 - z_1^2} + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (40)$$

Đạo hàm cả hai vế của phương trình số (40) thu được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{CM1} &= \frac{z_1}{k_b^2 - z_1^2} + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 \end{aligned} \quad (41)$$

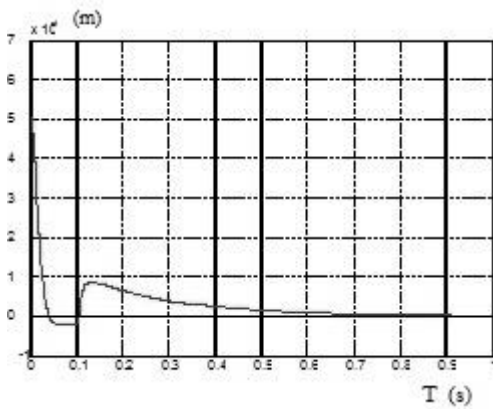
do k_1, k_2, k_3 là các hằng số dương nên $\dot{V}_{CM1} < 0$. Độ quá điều chỉnh trong quá trình quá độ của vị trí trục rotor không vượt quá khoảng được chứng minh trong [9]. Hệ phi tuyến cho bởi hệ phương trình số (39) là ổn định theo tiêu chuẩn ổn định Lyapunov. Tính ổn định của hệ thống trong trường trường hợp: $x > 0$ hay $i_1 = 0$ được chứng minh hoàn toàn tương tự.

5. Kết quả mô phỏng

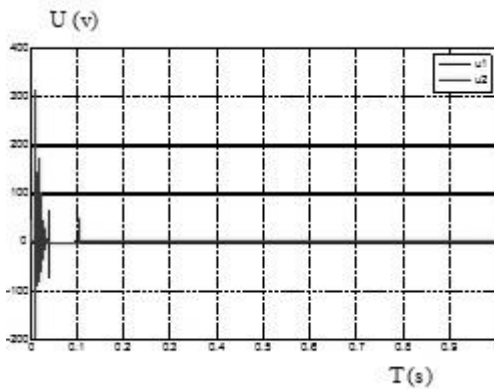
Bảng 1. Thông số ổ đỡ từ

Thông số	Đơn vị
Khe hở không khí danh định (g)	0.001m
Số vòng dây trong mỗi cuộn (n)	400
Điện trở cuộn dây (R)	1 Ohms
Diện tích mặt cắt ngang khe hở không khí (A)	0.0001m ²
Khối lượng rotor (m)	11 kg
Vị trí ban đầu của rotor (x)	0.0006 m
Độ từ thẩm khe hở không khí (μ_0)	1.256*10 ⁻⁶
Nhiều (N)	25.5 N

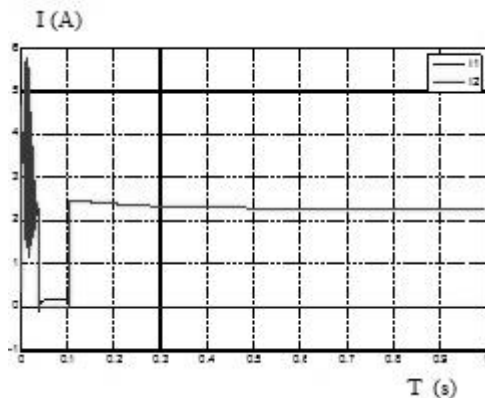
Giả thiết, thời điểm ban đầu trục rotor đang nằm cách vị trí cân bằng 0.6 mm. Khi có tín hiệu điều khiển, bộ điều khiển làm việc và đưa trục rotor đến vị trí cân bằng.



Hình 2. Độ dịch chuyển của trục rotor.



Hình 3. Đáp ứng điện áp u_1 (đen) và u_2 (đỏ).



Hình 4. Đáp ứng dòng điện i_1 (đen) và i_2 (đỏ).

Kết quả mô phỏng nhận thấy, sự hiệu quả của bộ điều khiển trong việc ổn định vị trí rotor. Độ quá điều chỉnh được kiểm soát tốt thể hiện sự hiệu quả của phương pháp điều khiển. Đáp ứng dòng điện và điện áp hoàn toàn phù hợp với điều kiện thực tế. Kết quả mô phỏng cũng cho thấy tính bền vững của hệ kín khi có nhiễu lực 25,5N tác động lên hệ.

6. Kết luận

Phương pháp thiết kế phi tuyến cho ổ đỡ từ chủ động hai cực một bậc tự do đã được đề xuất trong bài báo. Tín hiệu điều khiển dưới dạng điện áp kiểu đóng ngắt được đề xuất theo phương pháp backstepping chặn đầu ra áp dụng trên mô hình phi tuyến của hệ. Hệ quả của kỹ thuật trên là việc giới hạn được độ quá điều chỉnh đầu ra của hệ thống. Tính ổn định của hệ thống kín được chứng minh bằng giải tích và minh họa qua mô phỏng. Hướng nghiên cứu khả thi tiếp theo của bài báo sẽ nhằm vào khả năng thích nghi của hệ với các biến động của tham số và nhiễu loạn.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Trường Đại học Bách khoa Hà Nội trong đề tài mã số T2016-PC-182.

Nhóm thực hiện đề tài xin chân thành cảm ơn Viện Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa và Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội đã tạo điều kiện giúp đỡ nhóm tác giả trong quá trình nghiên cứu.

Tài liệu tham khảo

- [1] Theodore K. Psonis, Pantelis G. Nikolakopoulos, and Epaminondas Mitronikas, "Design of a PID Controller for a Linearized Magnetic Bearing" in International Journal of Rotating Machinery, Volume 2015, Article ID 656749.
- [2] Michael G. Farmakopoulos, Michalis D. Thanou, Pantelis G. Nikolakopoulos, Anthony P. Tzes, Chris A. Papadopoulos, "A Control Model of Active Magnetic Bearings" in 3rd International Conference of Engineering Against Failure (ICEAF III), 26-28 June 2013, Kos, Greece.
- [3] Fuat Gurleyen, Çagri Bahadir, "Adaptive Control Strategy for Active Magnetic Bearings" in 9th IFAC Workshop "Adaptation and Learning in Control and Signal Process" (ALCOSP'07), August 29-31, 2007, Saint Petersburg, Russia.
- [4] Abdul-Hadi G. Abulrub, Clifford R. Burrows, M. Necip Sahinkaya, Patrick S. Keogh, "Active control of Active Magnetic Bearings to prevent Rotor-bearing contact" in Proceedings of International Mechanical Engineering Congress and Exposition 2006, November 5-10, 2006, Chicago, Illinois, USA, IMECE2006-13993.
- [5] Beat Aeschlimann, "Control Aspects of high precision Active Magnetic Bearings", Dotor's Thesis No. 2489 (2001) École Polytechnique Fédérale de Lausanne a.k.a Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne.
- [6] H. Du, N. Zhang, J. C. Ji & W. Gao, "Robust fuzzy control of an active magnetic bearing subject to voltage saturation," IEEE transactions on control systems technology: a publication of the IEEE Control Systems Technology, 18 (1), pp. 164-169, 2010.

- [7] Đức Nguyễn Trung, Lâm Nguyễn Tùng, Khánh Phan Phú, Huy Nguyễn Danh, Địch Nguyễn Quang, “Điều khiển phi tuyến ổ bi từ chủ động”, Hội nghị toàn quốc lần thứ 3 về Điều khiển và Tự động hóa, VCCA - 2015.
- [8] Krstić, M.; Kanellakopoulos I.; Kokotović, P.: Nonlinear and Adaptive Control Design. John Wiley & Sons, Inc., New York 1995.
- [9] Keng Peng Tee, Shuzhi Sam Ge, Eng Hock Tay: “Barrier Lyapunov Functions for the control of output-constrained nonlinear systems”. Automatica (2009).