

Điều khiển phi tuyến ổ bi từ chủ động

Nonlinear control for an active magnetic bearing

Nguyễn Trung Đức **, Nguyễn Tùng Lâm **, Phan Phú Khánh **,
Nguyễn Danh Huy **, Nguyễn Quang Địch **,

* Bộ môn Tự động hóa công nghiệp

** Viện Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa

Trường ĐHBK Hà Nội

e-Mail: trungduc.qtkd@gmail.com; lam.nguyentung@hust.edu.vn;

huy.nguyendanh@hust.edu.vn; dich.nguyenquang@hust.edu.vn

Tóm tắt

Bài báo trình bày phương pháp tổng hợp bộ điều khiển cho ổ bi từ chủ động. Mô hình động học mang tính phi tuyến của ổ bi từ được xây dựng dựa trên các định luật cơ học và điện từ. Phương pháp backstepping được áp dụng linh hoạt để thiết kế bộ điều khiển kiểu đóng ngắt có khả năng giữ trục rotor ở vị trí cân bằng. Tính đúng đắn của bộ điều khiển đề xuất được kiểm chứng thông qua mô phỏng.

Từ khóa: Ổ bi từ chủ động, backstepping, Lyapunov.

Abstract: The paper presents a control strategy for an active magnetic bearing (AMB) system. The nonlinear dynamics of the AMB are derived by applying basic laws for electro-mechanical systems. Backstepping control is employed to design a controller that regulate the AMB rotor at the origin. The effectiveness of the proposed control is verified through a set of numerical simulations.

Keywords: Active magnetic bearing, backstepping, Lyapunov.

Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
B	T	Cảm ứng từ
H	A/m	Cường độ từ trường
E	J	Năng lượng từ trường
A_g	m^2	Diện tích tiếp xúc cực nam châm điện
g	m	Khoảng cách khe hở không khí
μ		Độ từ thẩm
V_i		Hàm Lyapunov
R	Ω	Điện trở cuộn dây
m	kg	Khối lượng của Rotor
x_0	m	Khe hở không khí danh định
i_0	A	Dòng điện danh định
L_s	mH	Tự cảm của cuộn dây
P	N	Trọng lực

Chữ viết tắt

AMB Active Magnetic Bearing - Ổ bi từ chủ động

1. Phần mở đầu

Ổ bi gắn liền lịch sử với sự ra đời của máy móc có các cơ cấu chuyển động. Trong suốt chiều dài lịch sử này, có rất nhiều công trình, nghiên cứu nhằm nâng cao tuổi thọ, giảm thiểu ma sát của ổ bi. Gần đây, với sự phát triển của kỹ thuật điều khiển và công nghệ bán dẫn, ổ bi từ đã dần thay thế ổ bi truyền thống trong các hệ thống đòi hỏi chất lượng truyền động cao, độ ồn nhỏ, hoặc những ứng dụng không được có sự xuất hiện của dầu bôi trơn [1].

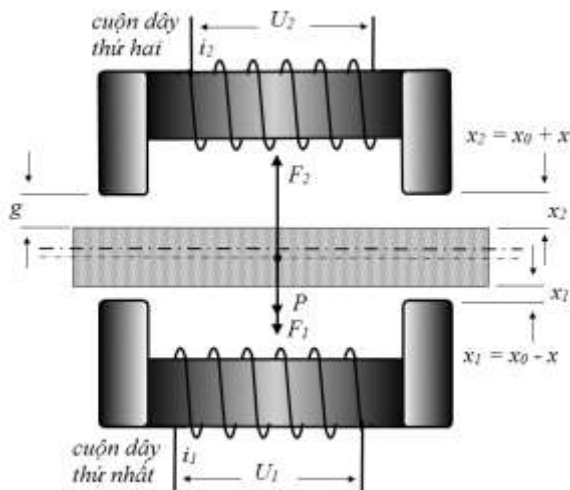
Với ứng dụng rộng rãi và do bản chất không ổn định, hệ thống ổ bi từ thu hút được nhiều sự quan tâm của cộng đồng khoa học trong lĩnh vực mô hình hóa cũng như điều khiển. Với ý tưởng áp dụng ổ bi từ trong hệ thống tích trữ năng lượng dùng bánh đà, các tác giả của [2] đưa ra cách kết hợp bộ điều khiển vào trong thiết kế ổ bi bằng phương pháp phần tử hữu hạn. Để tránh sự phức tạp trong mô hình toán học của ổ bi, [3] đưa ra phương pháp thiết kế bộ điều khiển mà không cần quan tâm đến mô hình động học. Trong hầu hết các nghiên cứu, tham số của mô hình ổ bi như điện cảm, điện trở hay trọng lượng của trục nâng đều được coi là hằng số biết trước. Để giải quyết vấn đề này, một số thuật toán thích nghi được đưa ra trong [4] và [5] để ổn định trục nâng dưới biến động tham số và ngoại lực. Cùng chung mục tiêu như trên, [6] và [7] thiết kế các bộ điều khiển bền vững với các tác động của nhiễu loạn cho ổ bi từ. Tuy nhiên, hiệu quả của các bộ điều khiển này phụ thuộc nhiều vào năng lực tính toán của thiết bị điều khiển cũng như các ràng buộc số học trong hệ thống, do vậy, khả năng ứng dụng thực tế vẫn cần được xem xét. Các tác giả của [8] đưa ra cấu trúc điều khiển PID-mờ đi kèm với thuật toán nhận dạng cho ổ bi. Các kết quả của nghiên cứu cải thiện đáp ứng hơn khi sử dụng PID truyền thống nhưng lại đòi hỏi tốc độ tính toán cao hơn.

Với mục tiêu ổn định trục nâng tại vị trí cân bằng, bài báo này thiết kế bộ điều khiển cho ổ bi từ hai cực trực tiếp trên mô hình phi tuyến của hệ thống dựa trên phương pháp backstepping. Tín hiệu điều khiển lần lượt được thiết kế cho cả hai cực từ theo kiểu đóng ngắt. Phương án điều khiển được minh chứng qua một số kịch bản mô phỏng cho thấy tính hiệu quả cao trong việc ổn định trục nâng. 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 thiết kế bộ điều

kiểu 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 bi từ

Đối tượng nghiên cứu là một hệ thống ổ bi 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.



H.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, ta có:

$$E = \frac{1}{2} B_g H_g A_g 2g \quad (1)$$

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 trọng lực P theo định luật II Newton như sau:

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

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 $K = \mu_g N^2 A_g$ (6)

Mặt khác, theo định luật Kirchhoff thứ hai thu được phương trình cân bằng điện áp dưới đây:

$$u_1 = Ri_1 + L_s \frac{di_1}{dt} + \frac{K}{2} \frac{d}{dt} \left(\frac{i_1}{x_1} \right) \quad (7)$$

$$u_2 = Ri_2 + L_s \frac{di_2}{dt} + \frac{K}{2} \frac{d}{dt} \left(\frac{i_2}{x_2} \right) \quad (8)$$

Giả thiết (x_0, i_0, u_0) đại diện cho các trạng thái danh định của hệ thống. Tiếp đến, gọi x_i, i_i và u_i lần lượt là vị trí, dòng điện và điện áp của cuộn dây thứ i (nằm phía dưới) 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 (nằm phía trên), từ đó sẽ thu được các phương trình sau:

$$x_1 = x_0 - x \quad x_2 = x_0 + x \quad (9)$$

$$i_1 = i_0 - i \quad i_2 = i_0 + i \quad (10)$$

$$u_1 = u_0 - u \quad u_2 = u_0 + u \quad (11)$$

Thay thế các biểu thức (9), (10) và (11) vào (7) và (8). Sau đó, thay thế (4) và (5) vào (3) nhận được mô hình phi tuyến mô tả hệ thống AMB đã cho như sau:

$$\begin{cases} \dot{x} = v \\ \dot{v} = \frac{K}{4m} \left(\frac{i_1}{x_0 - x} \right)^2 - \frac{K}{4m} \left(\frac{i_2}{x_0 + x} \right)^2 + \frac{P}{m} \\ \dot{i}_1 = \frac{2}{2L_s} \frac{x_0 - x}{x_0 - x + K} \left[-Ri_1 - \frac{K}{2} \frac{v i_1}{x_0 - x} + u_1 \right] \\ \dot{i}_2 = \frac{2}{2L_s} \frac{x_0 + x}{x_0 + x + K} \left[-Ri_2 - \frac{K}{2} \frac{v i_2}{x_0 + x} + u_2 \right] \end{cases} \quad (12)$$

3. Thiết kế bộ điều khiển

Nhận thấy mô hình động học của hệ thống đã cho trong hệ phương trình (12) là hệ phi tuyến, thỏa mãn điều kiện truyền ngược chặt. Vì vậy trong bài báo này, phương pháp Backstepping (theo phương pháp Backstepping chung đã được trình bày trong tài liệu [9]) sẽ được sử dụng để thiết kế bộ điều khiển với đầu vào điều khiển là u_1, u_2 .

Phương pháp thiết kế Backstepping cho hệ phi tuyến AMB có mô hình như hệ các phương trình (12) bao gồm ba bước được trình bày dưới đây:

Bước 1:

Mục tiêu điều khiển của chúng tôi 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 (12), 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)

$$z_1 = x - Y_r \quad (13)$$

(để ngắn gọn từ đây trở về sau: $Y_r(t)$ sẽ gọi ngắn gọn là Y_r)

Xét ứng viên hàm Lyapunov cho hệ thống là:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (14)$$

Đạo hàm cả hai vế của phương trình thu được

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 v - \dot{Y}_r \quad (15)$$

Dựa trên phương trình số (15) của ứng viên hàm Lyapunov, biến điều khiển ảo v có được xác định như sau:

$$v = v_d = -k_1 z_1 + \dot{Y}_r \quad (16)$$

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 (12) 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:

$$z_2 = v - v_d = v - \alpha_1 \quad (17)$$

Ứng viên hàm Lyapunov mới cho bước 2 là:

$$V_2 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (18)$$

Đạo hàm cả hai vế của phương trình (18) thu được:

$$\dot{V}_2 = z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 \quad (19)$$

Tiếp theo, đạo hàm cả hai vế phương trình số (13) thu được:

$$\dot{z}_1 = \dot{x} - \dot{Y}_r = z_2 - k_1 z_1 \quad (20)$$

Thay thế phương trình số (16) vào phương trình số (17) rút ra được

$$\dot{\alpha}_1 = \dot{v}_d = -k_1 + \ddot{Y}_r \quad (21)$$

Sau đó, sử dụng các phương trình (17), (20), và (21) để thay vào phương trình (19) để trở thành

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 \\ &= z_1 z_2 - k_1 z_1^2 + z_2 \dot{v} - \dot{\alpha}_1 z_2 \end{aligned} \quad (22)$$

Từ phương trình (22) có thể chọn được hàm \dot{v} làm hàm điều khiển ảo như sau:

$$\dot{v} = \ddot{Y}_r - z_2 k_1 + k_2 - z_1 1 - k_1^2 \quad (23)$$

với k_1, 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 (12) hàm \dot{v} có thể viết lại như sau:

$$\dot{v} = A_1 \frac{i_1^2}{x_0 - x^2} - A_1 \frac{i_2^2}{x_0 + x^2} + g \quad (24)$$

với các hệ số

$$A_1 = \frac{K}{4m} \quad (25)$$

Rõ ràng, việc xác định hàm \dot{v} qua hai biến chưa biết i_1 và i_2 là khó khăn, do đó ta 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 là hai cuộn dây đối nhau và được định nghĩa là bằng

$$F_r = F_1 - F_2 + P$$

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_d . Như vậy, trong bài báo này, để kinh tế trong quá trình vận hành, ta sẽ 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:

$$D = \frac{A_1 i_1^2}{x_0 - x^2} - \frac{A_1 i_2^2}{x_0 + x^2} = \frac{F_1}{m} - \frac{F_2}{m} \quad (26)$$

Thay phương trình số (26) và phương trình số (24) thu được:

$$\begin{aligned} D &= \dot{v} - g \\ &= \ddot{Y}_r - z_2 k_1 + k_2 - z_1 1 - k_1^2 - g \end{aligned} \quad (27)$$

Như vậy, khi độ lệch x là mang giá trị âm (tức trục rotor có xu hướng lệch lên phía trên cuộn dây thứ 2 - xem Hình 1) 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 (27), hàm D có dạng như sau:

$$\begin{aligned} D &= \frac{A_1 i_d^2}{x_0 - x^2} \\ &= \ddot{Y}_r - z_2 k_1 + k_2 - z_1 1 - k_1^2 - g \end{aligned} \quad (28)$$

Tương tự, khi độ lệch x là mang giá trị dương (tức trục rotor có xu hướng lệch xuống phía dưới 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 (27), hàm D trở thành:

$$\begin{aligned} D &= \frac{A_1 i_d^2}{x_0 + x^2} \\ &= \ddot{Y}_r - z_2 k_1 + k_2 - z_1 1 - k_1^2 - g \end{aligned} \quad (29)$$

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 . Điều này vừa đơn giản hơn trong việc tính toán lại vừa tiết kiệm điện năng cho hệ thống trong thực tế.

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 (23), 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

$$\dot{i}_{1d}^2 = x_0 - x^2 \frac{\dot{v} - g}{A_1} \quad (30)$$

Gọi z_3 là sai lệch giữa giá trị i_1^2 và giá trị i_{1d}^2 (giá trị i_1^2 tại đó làm cho hàm \dot{v} đạt giá trị trong phương trình số (23)):

$$z_3 = i_1^2 - i_{1d}^2 = i_1^2 - \alpha_2 \quad (31)$$

Xét ứng viên của hàm Lyapunov

$$V_3 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (32)$$

Từ phương trình số (20) thu được

$$\dot{z}_1 = z_2 - k_1 z_1 \quad (33)$$

Đạo hàm hai vế của phương trình (17), rồi thay thế phương trình số (23) vào vế phải thì:

$$\dot{z}_2 = \dot{v} - \dot{\alpha}_1 = -k_2 z_1 - z_1 \quad (34)$$

Đạo hàm hai vế phương trình số (31) ta có:

$$\dot{z}_3 = \dot{i}_1^2 - \dot{\alpha}_2 = 2i_1 \dot{i}_1 - \dot{\alpha}_2 \quad (35)$$

Theo phương trình số (23) thì

$$\dot{v} = \ddot{Y}_r - z_2 k_1 + k_2 - z_1 1 - k_1^2 \quad (36)$$

Đạo hàm cả hai vế phương trình số (36) thu được:

$$\ddot{v} = \ddot{Y}_r - k_2 z_1 - z_1 k_1 + k_2 - z_2 - k_1 z_1 1 - k_1^2 \quad (37)$$

Từ phương trình số (31) rút ra được

$$\dot{\alpha}_2 = \dot{i}_{1d}^2 \quad (38)$$

Theo phương trình thứ ba của hệ (12) có:

$$\dot{i}_1 = \frac{2 x_0 - x}{2L_s x_0 - x + K} \left[-Ri_1 - \frac{K.v.i_1}{2 x_0 - x} + u_1 \right] \quad (39)$$

Thay phương trình (30) vào phương trình (38) ta có:

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{\partial}{\partial t} \left[\frac{x_0 - x^2}{A_1} \dot{v} - A_2 \right] \quad (40)$$

$$= -2 \frac{x_0 - x}{A_1} \dot{v} - A_2 + \frac{x_0 - x^2}{A_1} \ddot{v}$$

Ta sử dụng các phương trình (36) và (37) thay vào phương trình (40) được:

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}_2 = & \frac{-2 x_0 - z_1 - Y_r}{A_1} \frac{z_2 - k_1 z_1 + \dot{Y}_r}{A_1} \dot{v} - A_2 \\ & + \frac{x_0 - z_1 - Y_r}{A_1} [\ddot{Y}_r - k_2 z_1 - z_1 k_1 + k_2 \\ & - z_2 - k_1 z_1 1 - k_1^2] \end{aligned} \quad (41)$$

Thay các phương trình (34) và (36) và phương trình số (35) ta được:

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 = & 2i_1 \dot{i}_1 - \dot{\alpha}_2 \\ = & \frac{4 x_0 - x}{2L_s x_0 - x + K} \left[-Ri_1^2 - \frac{K.v.i_1^2}{2 x_0 - x} + u_1 i_1 \right] \\ & - \left\{ \frac{-2 x_0 - z_1 - Y_r}{A_1} \frac{z_2 - k_1 z_1 + \dot{Y}_r}{A_1} \dot{v} - A_2 \right. \\ & + \frac{x_0 - z_1 - Y_r}{A_1} [\ddot{Y}_r - k_2 z_2 - z_1 k_1 + k_2 \\ & \left. - z_2 - k_1 z_1 1 - k_1^2] \right\} \end{aligned} \quad (42)$$

Đạo hàm hai vế ứng viên hàm Lyapunov ở phương trình (32) thu được

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 \\ = & -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_3 \dot{z}_3 \end{aligned} \quad (43)$$

với hàm \dot{z}_3 được định nghĩa như trong phương trình số (42).

Dựa trên phương trình số (43) của ứng viên hàm Lyapunov, biến điều khiển u_1 được xác định như sau:

$$u_1 = Ri_1 + \frac{Kvi_1}{2 x_0 - x} + \dot{\alpha}_2 - k_3 z_3 \frac{2L_s x_0 - x + K}{4 x_0 - x i_1} \quad (44)$$

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

$$i_{2d}^2 = x_0 + x^2 \frac{\dot{v} - A_2}{A_1} \quad (45)$$

$$Gọi z_4 = i_2^2 - i_{2d}^2 = i_2^2 - \alpha_3 \quad (46)$$

Tương tự, như trong trường hợp 1 sử dụng các phương trình (36), (37), (45) và phương trình số (46) ta tìm được:

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}_3 = & \frac{\partial}{\partial t} \left[\frac{x_0 + x^2}{A_1} \dot{v} - g \right] \\ = & 2 \frac{x_0 + x}{A_1} \dot{v} - g + \frac{x_0 + x^2}{A_1} \ddot{v} \\ = & \frac{2 x_0 + z_1 + Y_r}{A_1} \frac{z_2 - k_1 z_1 + \dot{Y}_r}{A_1} \dot{v} - g \\ & + \frac{x_0 + z_1 + Y_r}{A_1} [\ddot{Y}_r - k_2 z_1 - z_1 k_1 + k_2 \\ & - z_2 - k_1 z_1 1 - k_1^2] \end{aligned} \quad (47)$$

Xét ứng viên hàm Lyapunov

$$V_4 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_4^2 \quad (48)$$

Đạo hàm hai vế ứng viên hàm Lyapunov ở phương trình (48) ta có

$$\dot{V}_4 = z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_4 \dot{z}_4 \quad (49)$$

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

$$u_2 = Ri_2 + \frac{Kvi_2}{2x_0+x} + \dot{\alpha}_3 - k_4z_4 \frac{2L_s x_0+x+K}{4x_0+x i_1} \quad (50)$$

với các giá trị k_1, k_2, k_4 là các số nguyên dương và $\dot{\alpha}_3$ được định nghĩa như phương trình (47).

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 1: $x < 0$ hay $i_2 = 0$

Từ những phương trình số (20), số (34) và số (42), mô hình phi tuyến của hệ thống có thể được viết lại như sau:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - k_1 z_1 \\ \dot{z}_2 = -k_2 z_1 - z_1 \\ \dot{z}_3 = 2i_1 \dot{i}_1 - \dot{\alpha}_2 \end{cases} \quad (51)$$

trong đó:

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

$$\dot{\alpha}_2 = -2 \frac{x_0-x.v}{A_1} \dot{v} - A_2 + \frac{x_0-x}{A_1} \ddot{v}$$

$$x = z_1 + Y_r$$

$$\dot{v} = \ddot{Y}_r - z_2 k_1 + k_2 - z_1 1 - k_1^2$$

$$\ddot{v} = \ddot{Y}_r - k_2 z_1 - z_1 k_1 + k_2 - z_2 - k_1 z_1 1 - k_1^2$$

$$u_1 = Ri_1 + \frac{Kvi_1}{2x_0-x} + \dot{\alpha}_2 - k_3 z_3 \frac{2L_s x_0-x+K}{4x_0-x i_1}$$

Để chứng minh sự ổn định của hệ thống (51), xét ứng viên hàm Lyapunov sau:

$$V_{CM1} = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (52)$$

Đạo hàm cả hai vế của phương trình số (52) thu được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{CM1} &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 \end{aligned} \quad (53)$$

do k_1, k_2, k_3 là các hằng số dương nên $\dot{V}_{CM1} < 0$

Hệ phi tuyến cho bởi hệ phương trình số (51) là ổn định theo tiêu chuẩn ổn định Lyapunov.

Tương tự: xét trường hợp 2: $x > 0$ hay $i_1 = 0$

Từ những phương trình (20), (34) và (46), mô hình phi tuyến của hệ thống có thể được viết lại như sau:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - k_1 z_1 \\ \dot{z}_2 = -k_2 z_1 - z_1 \\ \dot{z}_4 = 2i_2 \dot{i}_2 - \dot{\alpha}_3 \end{cases} \quad (54)$$

trong đó:

$$\dot{i}_2 = \frac{2x_0+x}{2L_s x_0+x+K} \left[-Ri_2 - \frac{K.v.i_2}{2x_0+x} + u_2 \right]$$

$$\dot{\alpha}_3 = 2 \frac{x_0+x.v}{A_1} \dot{v} - A_2 + \frac{x_0+x}{A_1} \ddot{v}$$

$$x = z_1 + Y_r$$

$$\dot{v} = \ddot{Y}_r - z_2 k_1 + k_2 - z_1 1 - k_1^2$$

$$\ddot{v} = \ddot{Y}_r - k_2 z_1 - z_1 k_1 + k_2 - z_2 - k_1 z_1 1 - k_1^2$$

$$u_2 = Ri_2 + \frac{Kvi_2}{2x_0+x} + \dot{\alpha}_3 - k_4 z_4 \frac{2L_s x_0+x+K}{4x_0+x i_1}$$

Để chứng minh sự ổn định của hệ thống (54), xét ứng viên hàm Lyapunov sau:

$$V_{CM2} = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_4^2 \quad (55)$$

Đạo hàm cả hai vế của phương trình số (52) thu được:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{CM2} &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_4 \dot{z}_4 \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_4 z_4^2 \end{aligned} \quad (56)$$

do k_1, k_2, k_4 là các hằng số dương nên $\dot{V}_{CM2} < 0$

Hệ phi tuyến cho bởi hệ phương trình số (54) là ổn định theo tiêu chuẩn ổn định Lyapunov.

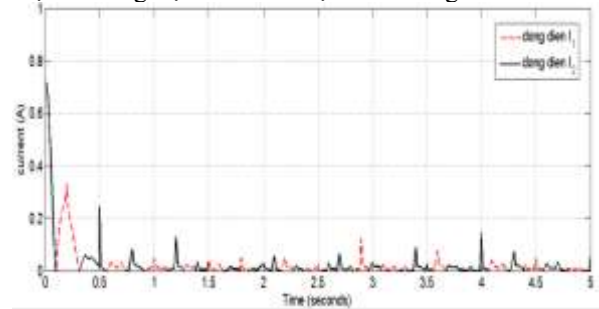
5. Kết quả mô phỏng

Với các thông số đã cho ở bảng 1:

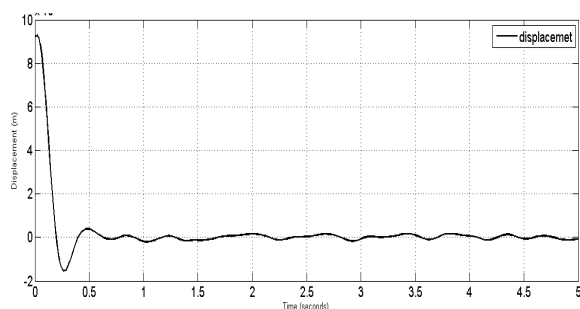
Bảng 1: Các thông số

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)	2 Ohms
Diện tích mặt cắt ngang khe hở không khí (A)	0.000625m ²
Khối lượng rotor (m)	11 kg
Vị trí ban đầu của rotor (x)	-0.0009 m
Độ từ thẩm của khe hở không khí (μ_0)	1.256E-6

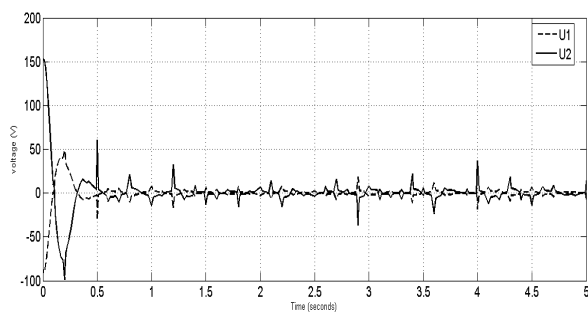
Giả thiết, thời điểm ban đầu trục rotor đang nằm cách vị trí cân bằng 0.9 mm (nằm sát với cuộn dây thứ nhất). Khi có tín hiệu điều khiển, bộ điều khiển làm việc và nâng trục rotor đến vị trí cân bằng.



H. 2 Đáp ứng dòng điện.



H. 3 Độ dịch chuyển của trục rotor.



H. 4 Đáp ứng điện áp.

Kết quả mô phỏng nhận thấy, sự hiệu quả của bộ điều khiển trong việc ổn định vị trí rotor. Đáp ứng dòng điện và điện áp hoàn toàn phù hợp với điều kiện thực tế.

6. Kết luận

Phương pháp thiết kế phi tuyến cho ổ bi từ chủ động hai cực đã được đề xuất trong bài báo. Tín hiệu điều khiển dưới dạng điện áp kiểu đóng ngắt được đề xuất dựa trên phương pháp backstepping trên mô hình phi tuyến của hệ. 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: Các tác giả xin gửi lời cảm ơn tới Viện Kỹ thuật điều khiển và Tự động hóa – Trường Đại học Bách khoa Hà Nội vì đã hỗ trợ nhóm tác giả trong quá trình nghiên cứu.

Tài liệu tham khảo

- [1] G. Schweitzer, “Active Magnetic Bearings – Chances and Limitations,” in Proceedings of the 6th International Conference on Rotor Dynamics, Sydney, Australia, Sep. 2002, pp. 1-14.
- [2] Milan Kertész, Radko Kozakovic, Lubos Magdolen, Michal Masaryk, “Active displacement control of Active Magnetic Bearing system” in Scientific Proceedings 2014, SUT in Bratislava, Vol. 22, 2014, pp. 31-36
- [3] Jérôme De Miras, Cédric Join, Michel Fliess, Samer Riachy, Stéphane Bonnet, “Active magnetic bearing: A new step for model-free control” in 52nd IEEE Conference on Decision

and Control, CDC 2013, Dec 2013, Florence, Italy. IEEE, pp.CD-ROM, 2013.

- [4] Kai-Yew Lum, Vincent T. Coppola, and Dennis S. Bernstein, “Adaptive Autocentering Control for an Active Magnetic Bearing Supporting a Rotor with Unknown Mass Imbalance” in IEEE Transactions on Control systems Technology, Vol 4, No 5, pp. 587-597, September, 1996
- [5] 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
- [6] Beat Aeschlimann, “Control Aspects of high precision Active Magnetic Bearings”, Doctor’s Thesis No. 2489 (2001) École Polytechnique Fédérale de Lausanne a.k.a Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne
- [7] 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..
- [8] Fitriah Abdul Somad, “System identification and control of magnetic bearing systems”, Master’s Thesis, School of Electrical Engineering, Victoria University, 2007.
- [9] Krstić, M.; Kanellakopoulos I.; Kokotović, P.: *Nonlinear and Adaptive Control Design*. John Wiley & Sons, Inc., New York 1995
- [10] Nguyễn Phùng Quang: “Matlab & Simulink”, NXB Khoa học và Kỹ thuật, Hà Nội, 2006



Nguyễn Trung Đức sinh năm 1991, tốt nghiệp Cử nhân kinh tế trường Đại học Bách Khoa Hà Nội năm 2013. Hiện nay, anh Nguyễn Trung Đức đang là sinh viên năm cuối chuyên ngành Kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa, Viện Điện – Trường Đại học Bách Khoa Hà Nội.



Nguyễn Tùng Lâm tốt nghiệp Kỹ sư Điện trường Đại học Bách Khoa Hà Nội (HUST) năm 2005. Anh nhận bằng Thạc sĩ của Học viện Công nghệ Châu Á và bằng Tiến sĩ tại Trường Đại học Tây Australia vào các năm 2007 và 2014. Hiện tại, anh đang công tác

tại Bộ môn Tự động hóa Xí nghiệp Công nghiệp, trường Đại học Bách khoa Hà Nội (HUST). Các lĩnh vực nghiên cứu chính là: điều khiển truyền động điện và cơ hệ mềm.



động hóa (ICEA)

Phan Phú Khánh sinh năm 1988, tốt nghiệp đại học Bách Khoa Hà Nội năm 2012 chuyên ngành Điều khiển và Tự động hóa, đang theo học thạc sĩ kỹ thuật Điều khiển và Tự động hóa tại trường đại học Bách Khoa Hà Nội. Hiện là cộng tác viên của Viện kỹ thuật điều khiển và tự



học và kỹ thuật của trường Đại học Ritsumeikan, Nhật Bản năm 2010. Từ năm 2000 đến nay, anh là giảng viên của Bộ môn Tự động hóa XNCN trường Đại học Bách khoa Hà Nội. Hướng nghiên cứu đang quan tâm và triển khai là các hệ truyền động và các ứng dụng của chúng.

Nguyễn Quang Địch sinh năm 1975 tại Bắc Ninh, nhận bằng Kỹ sư Tự động hóa XNCN của trường Đại học Bách Khoa Hà Nội năm 1997, bằng Thạc sĩ Kỹ thuật điện của trường Đại học Bách khoa Dresden, CHLB Đức năm 2003 và bằng Tiến sĩ khoa



Nội. Hướng nghiên cứu đang quan tâm và triển khai là các hệ truyền động ứng dụng.

Nguyễn Danh Huy nhận bằng Kỹ sư Tự động hóa XNCN của trường Đại học Bách khoa Hà Nội năm 1997, bằng Thạc sĩ Kỹ thuật của trường Đại học Bách Khoa Hà Nội. Anh là giảng viên của Bộ môn Tự động hóa XNCN trường Đại học Bách khoa Hà