

ĐIỀU KHIỂN KHÁNG NHIỀU CHỦ ĐỘNG VỚI ĐẠO HÀM CẤP PHÂN SỐ CHO HỆ THỐNG TRỤC TỪ DẠNG HÌNH NÓN

FRACTIONAL ORDER ADRC-BASED CONTROLLER DESIGN FOR CONICAL MAGNETIC BEARINGS

Vũ Lê Minh¹, Tạ Thế Tài², Nguyễn Danh Giang³, Nguyễn Danh Huy^{2*}, Nguyễn Tùng Lâm²

¹Trường Đại học Thủy lợi, Hà Nội, Việt Nam

²Trường Điện - Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội, Hà Nội, Việt Nam

³Trường Đại học Xây dựng Hà Nội, Hà Nội, Việt Nam

*Tác giả liên hệ / Corresponding author: huy.nguyendanh@hust.edu.vn

(Nhận bài / Received; Sửa bài / Revised: 02/8/2023; Chấp nhận đăng / Accepted: 14/11/2023)

Tóm tắt - Bài báo trình bày bộ điều khiển cho ổ bi từ chủ động hình nón (CAMB). Đây là một dạng ổ bi tiềm năng với cấu trúc hình nón độc đáo giúp làm giảm số lượng nam châm điện cần sử dụng. Tuy nhiên, với kết cấu dạng hình nón các kỹ thuật điều khiển áp dụng cho ổ bi này rất phức tạp bởi các tác động xen kẽ giữa các chuyển động cũng như dòng điện điều khiển. Bài báo đề xuất điều khiển kháng nhiễu chủ động (ADRC) kết hợp với đạo hàm cấp phân số (FO) để giải quyết các vấn đề nêu trên trong CAMB. Ban đầu, kỹ thuật tách kênh sẽ được sử dụng để khử bớt thành phần xen kẽ giữa các biến điện khi. Tiếp đó, bộ điều khiển đề xuất FO-ADRC sẽ được sử dụng để khử các thành phần xen kẽ còn lại cũng như làm ổn định đối tượng điều khiển. Các kịch bản mô phỏng được thực hiện để kiểm tra đáp ứng của bộ điều khiển đề xuất cho CAMB ở các trạng thái hoạt động khác nhau.

Từ khóa - Ổ từ chủ động hình nón; đạo hàm cấp phân số; điều khiển kháng nhiễu chủ động (ADRC)

1. Đặt vấn đề

Trong thời gian gần đây, ổ đỡ từ chủ động ngày càng được quan tâm trong ngành công nghiệp sản xuất do không tiếp xúc, không bôi trơn, không mài mòn cơ học và khả năng vận hành ở tốc độ cao [1]. Những đặc điểm nêu trên cho phép chúng được sử dụng trong nhiều ứng dụng khác nhau như bơm máu trong tim nhân tạo [2], máy bơm chân không [3], các hệ truyền động bánh đà được sử dụng trong tích trữ năng lượng [4],... Để nâng cao hiệu suất cũng như giảm chi phí thiết bị, cấu trúc của ổ trục từ hình nón được đề xuất với bề mặt làm việc của stator và rotor đều là hình nón, cho phép tác dụng lực đồng thời theo hướng dọc trục và ngang trục [5]. Tuy nhiên hệ thống ổ từ hình nón có tính phi tuyến cao và không ổn định vòng hở do tác động xen kẽ giữa các chuyển động và giữa các dòng điện điều khiển [6]. Vì vậy, việc thiết kế bộ điều khiển của hệ thống ổ từ hình nón trở nên rất phức tạp. Ý tưởng về việc lập mô hình và đưa ra các phương pháp điều khiển CAMB đã được một số nhà nghiên cứu đề xuất như [7], điều khiển PID cho rotor trong hệ thống máu [8], điều khiển mờ sử dụng bất đẳng thức ma trận tuyến tính [9].

Với mục tiêu ổn định rotor tại vị trí cân bằng, bài báo này thiết kế bộ điều khiển cho ổ đỡ từ hình nón theo cả

Abstract - The paper design fractional order ADRC-based controller for conical active magnetic bearings (CAMB). In comparison to typical columniform magnetic bearings, CAMB can eliminate axial bearings and reduce motor axial size. However, the electromagnetic force exerted on the rotor experienced interaction in the radial and axial directions due to the cone angle between the stator and rotor cores of the conical magnetic bearing, making modeling and control more difficult. To decouple the electrical sub-system, virtual current controls are first found. The FO-ADRC is then used to remove coupling effects caused by rotating movement. The simulation results for CAMB at high speed, and load perturbation operations are given to verify the control ability.

Key words - Cone-shaped active magnetic bearings; Fractional order control (FOC); Active disturbance rejection control (ADRC)

hai hướng ngang trục và dọc trục dựa trên điều khiển kháng nhiễu chủ động [10], kết hợp với điều khiển đạo hàm cấp phân số [11]. Đóng góp chính của bài báo là điều khiển tách kênh giữa các trục chuyển động, coi các thành phần bất định, xen kẽ là nhiễu và triệt tiêu chúng nhờ ADRC. Việc kết hợp FO để cải tiến thuật toán ADRC giúp bộ điều khiển được thiết kế có khả năng kháng nhiễu tốt hơn, thời gian xác lập ngắn hơn, sai lệch nhỏ hơn khi so sánh với ADRC thông thường. Hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất trong việc ổn định vị trí rotor và loại bỏ hiện tượng xen kẽ được đánh giá thông qua một số kịch bản mô phỏng. Nội dung của bài báo được thể hiện thông qua bốn mục. Mở đầu với việc mô hình hóa hệ thống ở mục 2. Ở mục 3.1, phương pháp điều khiển tách kênh cho đối tượng được trình bày. Với mục tiêu ổn định rotor tại vị trí cân bằng, bài báo này thiết kế bộ điều khiển cho ổ đỡ từ hình nón theo cả hai hướng ngang trục và dọc trục dựa trên thuật toán ADRC [10], kết hợp với điều khiển đạo hàm cấp phân số [11]. Đóng góp chính của bài báo là điều khiển tách kênh giữa các trục chuyển động, coi các thành phần bất định, xen kẽ là nhiễu và triệt tiêu chúng nhờ ADRC. Việc kết hợp FO để cải tiến thuật toán ADRC giúp bộ điều khiển được thiết kế có khả năng kháng nhiễu

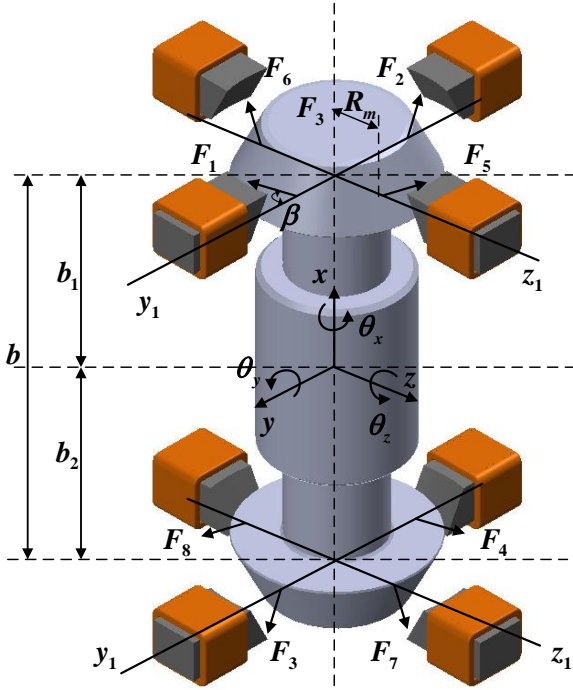
¹ Thủy lợi University, Hanoi, Vietnam (Vu Le Minh)

² School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology, Hanoi, Vietnam (Ta The Tai, Nguyen Danh Huy, Nguyen Tung Lam)

³ Hanoi University of Civil Engineering, Hanoi, Vietnam (Nguyen Danh Giang)

tốt hơn, thời gian xác lập ngắn hơn, sai lệch nhỏ hơn khi so sánh với ADRC thông thường. Hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất trong việc ổn định vị trí rotor và loại bỏ hiện tượng xen kênh được đánh giá thông qua một số kịch bản mô phỏng.

2. Mô hình hóa hệ thống ổ từ hình nón



Hình 1. Mô hình ổ từ hình nón

Xét với mô hình AMB hình nón như Hình 1 với R_m và β là bán kính và góc nghiêng của lõi từ, b_1 và b_2 lần lượt là khoảng cách từ 2 đầu trục đến khối tâm của rotor; J_d là momen quán tính của rotor theo trục quay, m là khối lượng của rotor, J là momen quán tính của 2 đầu cực của rotor. Giả sử rotor là cứng và xét đến tác động của lực hồi chuyển, các phương trình động học thu được như sau:

$$\begin{aligned} m\ddot{x} &= (F_1 + F_2 + F_5 + F_6) \sin \beta \\ &\quad - (F_3 + F_4 + F_7 + F_8) \sin \beta - mg \\ m\ddot{y} &= (F_1 - F_2 + F_3 - F_4) \cos \beta \\ m\ddot{z} &= (F_5 - F_6 + F_7 - F_8) \cos \beta \\ J_d \ddot{q}_y &= [(F_6 - F_5) b_1 + (F_7 - F_8) b_2] \cos \beta \\ &\quad + (F_5 - F_6 + F_8 - F_7) R_m \sin \beta + J_{q_x} \dot{q}_z \\ J_d \ddot{q}_z &= [(F_1 - F_2) b_1 + (F_4 - F_3) b_2] \cos \beta \\ &\quad + (F_2 - F_1 + F_3 - F_4) R_m \sin \beta - J_{q_x} \dot{q}_y \end{aligned} \quad (1)$$

Phương trình quan hệ giữa lực điện từ và khoảng cách khe hở không khí, dòng điện trong cuộn dây được nêu ra trong [12].

$$F = (\mu_g N^2 I^2 A_g) / (4 g^2) \quad (2)$$

Để tuyến tính hóa phương trình động học 1, phương pháp sử dụng chuỗi khai triển Taylor có xét đến chuyển động nhỏ của rotor được trình bày trong [7], thu được phương trình tuyến tính hóa:

$$\mathbf{M}_b \ddot{\mathbf{q}}_b + \mathbf{K}_b \mathbf{q}_b = \mathbf{K}_{ibm} \mathbf{i}_m + \mathbf{G} \dot{\mathbf{q}}_b \quad (3)$$

Trong đó:

$$\mathbf{q}_b = \{x, y, z, q_y, q_z\}^T$$

$$\mathbf{i}_m = \{i_{y_1}, i_{y_2}, i_{y_3}, i_{y_4}, i_{z_1}, i_{z_2}, i_{z_3}, i_{z_4}\}^T$$

$$\mathbf{K}_{ibm} = \begin{bmatrix} K_{i_1 a} & K_{i_1 a} & -K_{i_2 a} & -K_{i_2 a} & K_{i_1 a} & K_{i_1 a} & -K_{i_2 a} & -K_{i_2 a} \\ K_{i_1 b} & -K_{i_1 b} & K_{i_2 b} & -K_{i_2 b} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & K_{i_1 b} & -K_{i_1 b} & K_{i_2 b} & -K_{i_2 b} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & K_{i_1 a} & -K_{i_1 a} & K_{i_2 a} & -K_{i_2 a} \\ K_{i_1 s} & -K_{i_1 s} & -K_{i_2 g} & K_{i_2 g} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{M}_b = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & J_d \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_b = \begin{bmatrix} -K_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K_{22} & 0 & 0 & -K_{yq_z} \\ 0 & 0 & -K_{33} & -K_{zq_y} & 0 \\ 0 & 0 & -K_{q_y} & -K_{q_y q_y} & 0 \\ 0 & -K_{q_z} & 0 & -K_{q_z q_z} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & J_{q_x} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -J_{q_x} & 0 \end{bmatrix}$$

Từ phương trình (3) có thể thấy, bản chất của hệ thống là phức tạp và gồm nhiều thành phần xen kênh giữa các chuyển động vì các thành phần bên ngoài đường chéo chính của ma trận, \mathbf{K}_b , \mathbf{K}_{ibm} và \mathbf{G} là khác 0. Do đặc điểm này, các quy tắc điều khiển tuyến tính thông thường không thể áp dụng trực tiếp cho từng phương chuyển động. Do đó, phương pháp điều khiển ADRC kết hợp với đạo hàm cấp phân số được đề xuất để giải quyết các vấn đề nêu trên của hệ thống.

3. Thiết kế điều khiển cho hệ thống

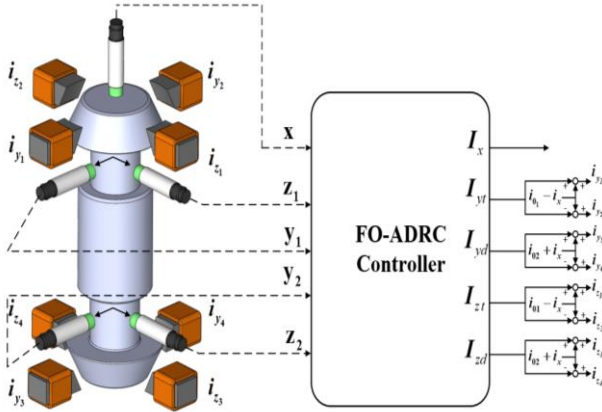
3.1. Điều khiển tách kênh cho hệ thống ổ từ

Dòng điều khiển của hệ thống có thể được tính toán thông qua cấu trúc "Điều khiển tách kênh", được thể hiện trong Hình 2. Nguyên lý chính của cấu trúc điều khiển trên là: Để điều khiển vị trí của rotor theo các trục Y và trục Z, với 2 nam châm ở vị trí đối diện nhau thì dòng điều khiển của một nam châm bằng tổng của dòng ngưỡng và dòng điều khiển, và dòng điều khiển của nam châm còn lại bằng hiệu giữa dòng ngưỡng và dòng điều khiển. Còn khi rotor bị lệch khỏi vị trí cân bằng, cấu trúc điều khiển trên sẽ thay đổi dòng điện điều khiển chạy qua của các nam châm điện, dòng điện đó được biểu diễn

như sau:

$$\mathbf{i}_m = \mathbf{I}_0 + \mathbf{H}\mathbf{i}_r \quad (4)$$

Trong đó, $\mathbf{I}_0 = [I_{01}, I_{01}, I_{02}, I_{02}, I_{01}, I_{01}, I_{02}, I_{02}]^T$ là dòng ngưỡng, $\mathbf{i}_r = [I_{yt}, I_{yd}, I_{zt}, I_{zd}, I_x]^T$ là dòng điện điều khiển ảo trực x, y, z . Với I_x là dòng điều khiển ảo trực x , (I_{yt}, I_{zt}) là dòng điều khiển ảo ở nửa trên với trục y và z còn (I_{yd}, I_{zd}) là dòng điều khiển ảo ở nửa dưới.



Hình 2. Cấu trúc điều khiển ổ từ hình nón

Khi đó phương trình (3) được viết lại thành:

$$\mathbf{M}_b \ddot{\mathbf{q}}_b - \mathbf{G}\dot{\mathbf{q}}_b + \mathbf{K}_b \mathbf{q}_b = \mathbf{K}_{ibm} \mathbf{H}\mathbf{i}_r \quad (5)$$

Trong thực tế, tín hiệu vị trí được cảm biến vị trí phản hồi về ở hệ trục cảm biến, khi tính toán điều khiển cần thực hiện phép chuyển trục tọa độ giữa hệ trục tọa độ của khối tâm $\mathbf{q}_b = \{x, y, z, \theta_y, \theta_z\}^T$ và hệ trục tọa độ gắn cảm biến vị trí $\mathbf{q}_{se} = \{x, y_1, y_2, z_1, z_2\}^T$. Với $\mathbf{q}_{se} = \mathbf{T}\mathbf{q}_b$, \mathbf{T} là ma trận chuyển trục tọa độ [7]. Phương trình (5) cho thấy ma trận \mathbf{K}_b và $\mathbf{K}_{ibm}\mathbf{H}$ xen kẽ bởi thành phần đường chéo chính của hai ma trận này khác 0. Do hai ma trận \mathbf{K}_b và $\mathbf{K}_{ibm}\mathbf{H}$ hoàn toàn khả nghịch. Vì vậy, có thể dùng cấu trúc điều khiển sau để loại bỏ thành phần xen kẽ:

$$\mathbf{i}_r = (\mathbf{K}_{ibm}\mathbf{H})^{-1}(\mathbf{v} + \mathbf{K}_b \mathbf{T}^{-1} \mathbf{q}_{se}) \quad (6)$$

Phương trình (5) có thể được viết lại thành:

$$\mathbf{M}_b \ddot{\mathbf{q}}_b - \mathbf{G}\dot{\mathbf{q}}_b = \mathbf{v} \quad (7)$$

Trong đó, \mathbf{v} là vector tín hiệu điều khiển mới. Thành phần xen kẽ đã được loại bỏ khỏi các kênh điều khiển (x, y, z) , chỉ còn thành phần xen kẽ ở kênh điều khiển (θ_y, θ_z) do lực hồi chuyển gây nên. Tiếp đó, bộ điều khiển FO-ADRC sẽ được sử dụng để loại bỏ thành phần xen kẽ cũng như ổn định cho đối tượng rotor hình nón.

3.2. Thiết kế bộ điều khiển FO-ADRC

3.2.1. Thiết kế bộ quan sát mở rộng phân số

Một hệ thống có bậc phân số tuyến tính bậc hai với bậc tương xứng α được giả định như sau với a_2, a_1, b và $\alpha (0 < \alpha < 1)$ là các hằng số:

$$y^{(2\alpha)} = (-a_2 y^{(\alpha)} - a_1 y) + bu = f(y^{(\alpha)}, y, t) + bu \quad (8)$$

Chọn $x_1 = y, x_2 = y^{(\alpha)}$ và $x_3 = f(y^{(\alpha)}, y, t)$, trong đó số x_1, x_2 đại diện cho trạng thái của hệ thống và x_3 là trạng thái mở rộng. Sau đó, dạng không gian trạng thái của (16) được viết lại thành:

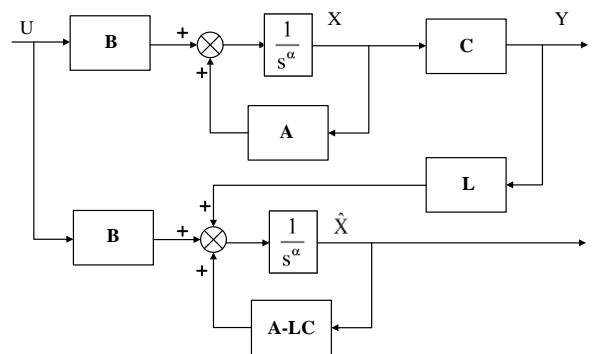
$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}^{(\alpha)} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{E}\mathbf{h} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (9)$$

Với

$$\mathbf{x}^{(\alpha)} = \begin{bmatrix} x_1^{(\alpha)} \\ x_2^{(\alpha)} \\ x_3^{(\alpha)} \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix},$$

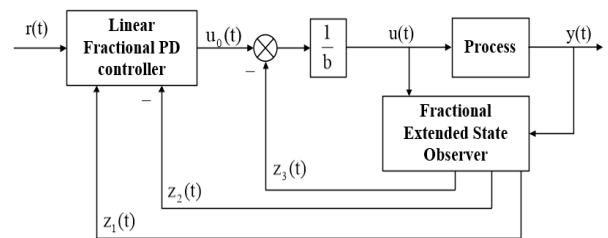
$$\mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0], \mathbf{E} = [0 \ 0 \ 1]^T, \mathbf{h} = f^{(\alpha)}.$$



Hình 3. Cấu trúc bộ quan sát mở rộng

Cấu trúc bộ quan sát mở rộng thể hiện trong Hình 3 được phát triển trong [13] với tham số của bộ quan sát là $\mathbf{L} = [\beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3]^T$. z_1, z_2 và z_3 là đầu ra của bộ quan sát. z_1 là giá trị đánh giá của trạng thái thực x_1 , z_2 là giá trị đánh giá của trạng thái thực x_2, z_3 được sử dụng để ước tính tổng nhiễu x_3 . Bằng việc sử dụng phương pháp tham số hóa băng thông được đề xuất trong [14], tham số bộ quan sát được tuyến tính hóa thành $\beta_1 = 3\omega_0, \beta_2 = 3\omega_0^2, \beta_3 = \omega_0^3$.

3.2.2. Thiết kế bộ điều khiển PD phân số



Hình 4. Bộ điều khiển FO-ADRC với hệ bậc hai

Luật điều khiển PD thể hiện trong Hình 4 có thể được thiết kế như sau dựa theo [13]:

$$u = (-z_3 + u_0) / \hat{b} \quad (10)$$

Trong đó: $u_0 = k_p(v_0 - z_1) + k_D(-z_2)$

Với ω_c là băng thông của bộ điều khiển, $k_p = \omega_c^2$ và

$k_D = 2\omega_c$ là các hệ số của bộ điều khiển. Việc điều chỉnh các hệ số được đơn giản hóa bằng cách sử dụng phương pháp trong [14].

Từ đó, u_0 sẽ được xấp xỉ dưới dạng tích phân bậc phân số theo tầng tương xứng như sau:

$$y^{(2a)} \approx u_0 \quad (11)$$

Kết hợp hai phương trình (10) và (11), có thể thu được hàm truyền vòng kín với đáp ứng mong muốn của bộ điều khiển FO-ADRC như sau:

$$\frac{Y(s)}{U(s)} \approx \frac{k_P}{s^{2a} + k_D s^a + k_P} \quad (12)$$

3.3. Số liệu đầu vào

Với N là số vòng dây của nam châm điện và g_0 là khoảng cách khe hở không khí khi rotor ở vị trí cân bằng. Chọn $T_s = 0,1s$ là thời gian đáp ứng của vòng kín mong muốn. Các tham số của bộ điều khiển như bảng thông của bộ điều khiển ω_c được xác định $\omega_c = 6/T_s$ và bằng thông bộ quan sát ω_0 được chọn là bội số của ω_c ($\omega_c = 5 \sim 10 \omega_c$) [14], có thể tinh chỉnh khả năng đáp ứng của hệ thống bằng cách thay đổi ω_c . Các tham số của bộ quan sát $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ được xác định bởi $\beta_1 = 3\omega_0$, $\beta_2 = 3\omega_0^2$, $\beta_3 = \omega_0^3$ để hệ thống có thể ổn định theo tiêu chuẩn Hurwitz [13].

Bảng 1. Thông số mô hình và tham số bộ điều khiển

Thông số mô hình		Tham số bộ điều khiển	
g_0	0,5 mm	T_s	0,1 s
m	1,86 kg	ω_c	60
b_1	81,7 mm	k_P	3600
b_2	71,6 mm	k_D	120
R_m	0,02 m	ω_0	600
J_d	0,00647 kgm ²	β_1	1800
J	0,00121 kgm ²	β_2	1080000
N	300 vòng	β_3	216000000
β	10 °	α	0,98
I_{01}	1,6A	b_{01}, b_{02}, b_{03}	1/m
I_{02}	1,154A	b_{04}, b_{05}	1/ J_d

3.4. Kết quả mô phỏng và bình luận

Kịch bản mô phỏng số 1: Bộ điều khiển FO-ADRC được sử dụng cho đối tượng ô đờ từ hình nón và so sánh tính hiệu quả với bộ điều khiển ADRC trong nghiên cứu trước đây [15] khi rotor quay với tốc độ 3000 vòng/phút, vị trí ban đầu $x_0 = 0,25e-3$; $y_0 = 0,2e-3$; $z_0 = 0,15e-3$; $\theta_y = 0,1e-3$; $\theta_z = 0,2e-3$. Thông số bộ điều khiển FO-ADRC được cho trong Bảng 1.

Từ Hình 5a ta có thể thấy khi sử dụng bộ điều khiển FO-ADRC, vị trí khối tâm và góc lệch của rotor trở về vị trí cân bằng sau khoảng thời gian là 0,05 giây, độ quá điều chỉnh khoảng 20% và không có dao động. Với bộ điều khiển ADRC, thời gian rotor trở về vị trí cân bằng là

0,1 giây, độ quá điều chỉnh khoảng 30% và vị trí, góc lệch các trục của rotor có dao động quanh điểm cân bằng nhưng không đáng kể.

Từ Hình 5b, ban đầu khi vị trí của roto lệch khỏi vị trí cân bằng thì dòng điều khiển được tạo ra để đưa rotor về vị trí cân bằng. Sau khi rotor đã ở vị trí cân bằng thì dòng điều khiển bằng 0 chỉ còn các dòng điện ngưỡng giữ rotor ở vị trí cân bằng. Do bộ điều khiển FO-ADRC có tác động nhanh hơn bộ điều khiển ADRC nên dòng điện điều khiển ban đầu của bộ điều khiển này sẽ lớn hơn và ổn định về giá trị dòng điện ngưỡng nhanh hơn. Tuy nhiên, giá trị dòng điện ban đầu này vẫn trong ngưỡng cho phép.

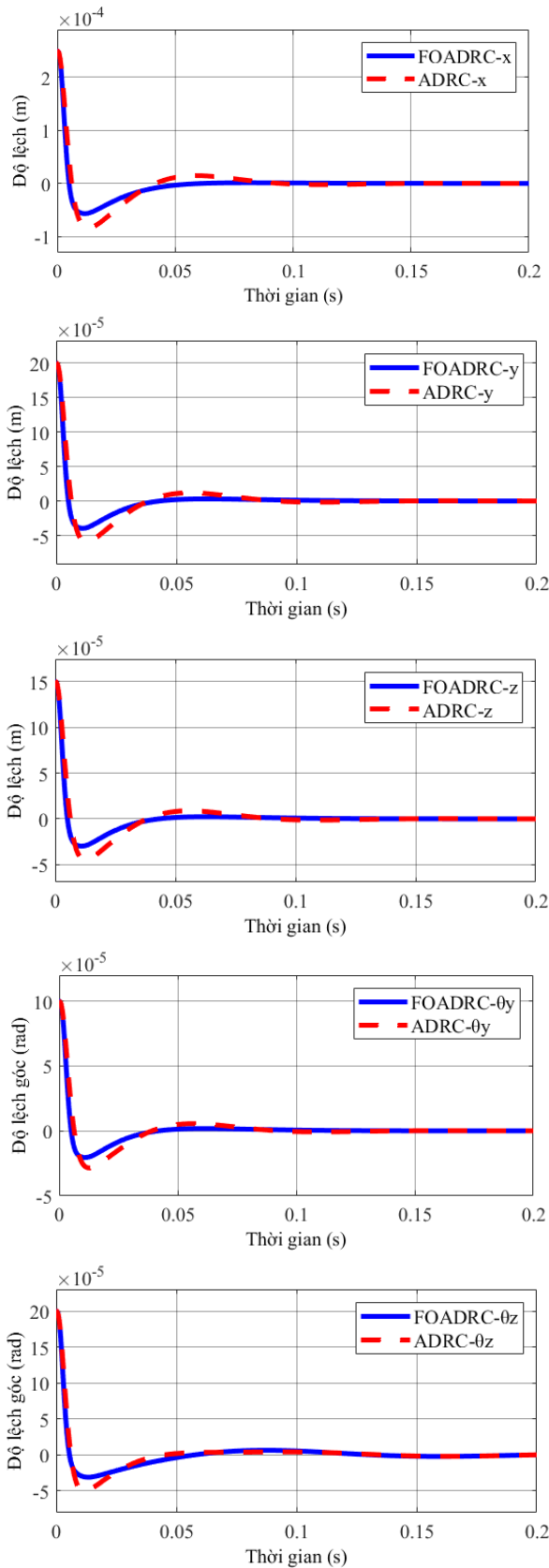
Từ những kết quả trên thì bộ điều khiển FO-ADRC đề xuất hoàn toàn thỏa mãn yêu cầu thiết kế và cho hiệu quả vượt trội so với bộ điều khiển ADRC về khả năng đáp ứng.

Kịch bản mô phỏng số 2: Bộ điều khiển FO-ADRC được sử dụng và so sánh tính hiệu quả với ADRC [15] trong trường hợp rotor hoạt động ở vùng tốc độ cao là 12000 vòng/phút với lực và momen tác động vào rotor. Với trục x , tác động các lực có độ lớn khác nhau vào các thời điểm khác nhau bao gồm: $F_1 = 10 \cdot \sin(400\pi t)$ vào 0,15s; $F_2 = 5N$ vào 0,2s và $F_3 = 10N$ vào 0,35s. Với trục θ_y , tác động momen lực có độ lớn $M_1 = 0,2 N \cdot m$ vào thời điểm 0,15s. Vị trí ban đầu $x_0 = 0,25e-3$; $y_0 = 0,2e-3$; $z_0 = 0,15e-3$; $\theta_y = 0,1e-3$; $\theta_z = 0,2e-3$.

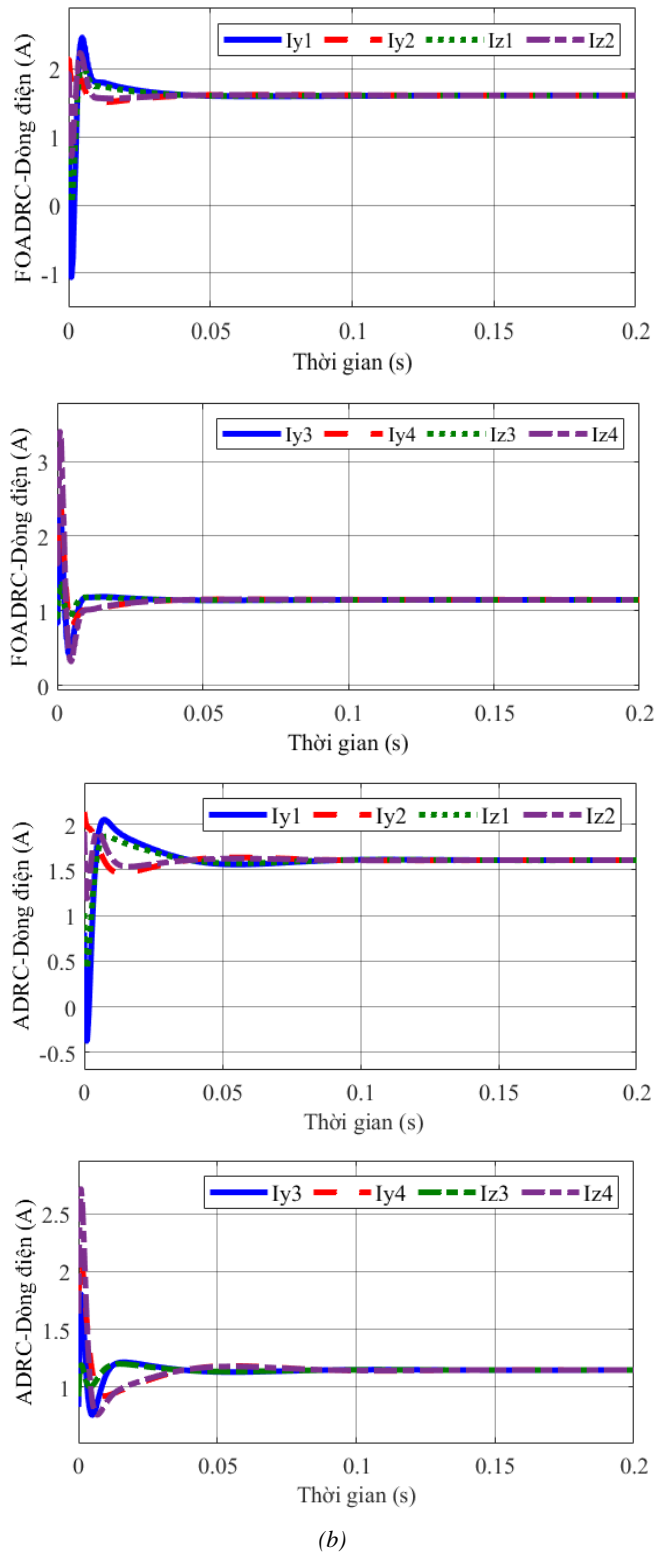
Kết quả mô phỏng cho thấy chất lượng về độ quá điều chỉnh và thời gian đáp ứng của bộ điều khiển FO-ADRC gần như không đổi so với kịch bản 1 dù rotor quay ở tốc độ cao. Từ Hình 6a, vào thời điểm 0,15s khi trục x chịu tác động của nhiễu hình sin $F_1 = 10 \cdot \sin(400\pi t)$, giá trị vị trí trục x dao động quanh vị trí cân bằng với biên độ 4e-6 m. Vào thời điểm 0,2s và 0,35s khi trục x chịu tác động lần lượt của lực $F_2 = 5N$ và $F_3 = 10N$, vị trí tức thời của trục x bị lệch khỏi vị trí cân bằng một khoảng lần lượt là 0,5e-3 m và 0,1e-3 m nhưng bộ điều khiển FO-ADRC đã nhanh chóng đưa vị trí trở lại cân bằng. Khi trục θ_y chịu tác động của momen lực vào thời điểm 0,15s, trục θ_y bị lệch khỏi vị trí cân bằng và trục θ_z dao động quanh vị trí cân bằng do tác động của thành phần lực hồi chuyển, bộ điều khiển FO-ADRC đã nhanh chóng đưa vị trí các trục này trở lại cân bằng.

Từ Hình 6b, khi có thêm lực tác động vào trục x và momen tác động vào trục θ_y có thể thấy dòng điện điều khiển đã thay đổi vị trí cân bằng mới tương ứng với lực tác động của các nam châm điện thay đổi để loại bỏ các nhiễu và các ngoại lực tác động này.

Bộ điều khiển FO-ADRC cho thấy khả năng khử nhiễu xen kẽ và khả năng đáp ứng tốt trong trường hợp rotor chịu các lực với độ lớn thay đổi tại các thời điểm khác nhau cũng như khi có momen lực tác động. Với bộ điều khiển FO-ADRC hệ thống cũng cho thấy độ quá điều chỉnh nhỏ hơn, thời gian đáp ứng nhanh hơn so với bộ điều khiển ADRC.

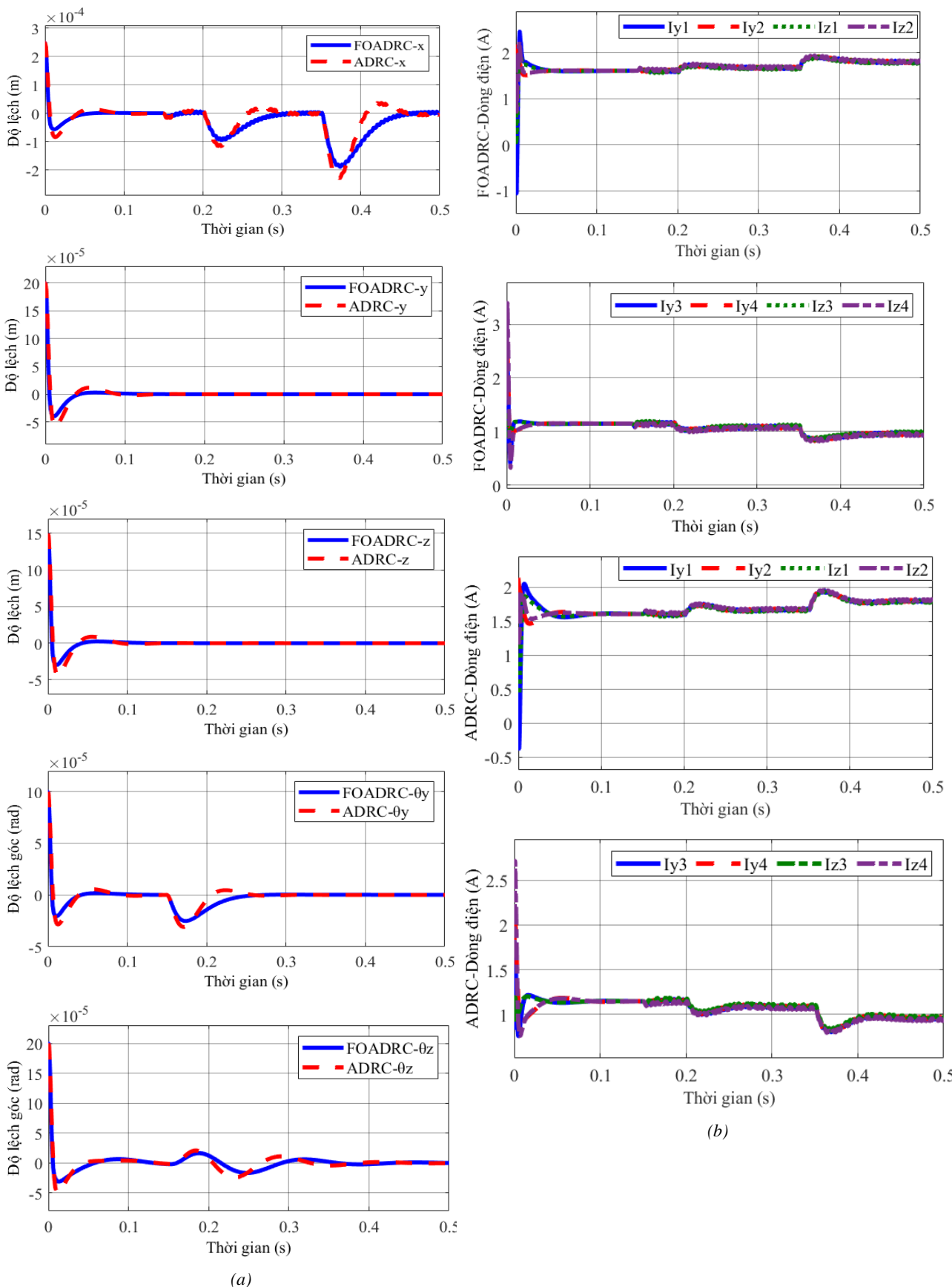


(a)



(b)

Hình 5. a) Đáp ứng vị trí rotor b) Đáp ứng dòng điện các nam châm



Hình 6. a) Đáp ứng vị trí rotor khi có lực và momen tác động; b) Đáp ứng dòng điện các nam châm

4. Kết luận

Ổ từ chủ động hình nón là một đối tượng có tính ứng dụng cao nhưng đặc trưng bởi tính phi tuyến mạnh cũng như xen kẽ giữa các trục chuyển động. Bài báo đề xuất thuật toán điều khiển kháng nhiễu chủ động với đạo hàm cấp phân số (FO-ADRC) cũng như phương pháp tách kênh đối với dòng điện điều khiển cho ổ từ chủ động dạng hình nón. Các mô phỏng được thực hiện cho thấy đáp ứng vượt trội của bộ điều khiển FO-ADRC với bộ điều khiển ADRC trong nghiên cứu trước đây [15] về thời gian xác lập, khả năng đáp ứng với nhiễu loạn và các ngoại lực bất định. Bộ điều khiển FO-ADRC là một bộ điều khiển có khả năng xử lý tốt, phù hợp với các đối tượng phức tạp, có tính phi tuyến cao nhờ vào khả năng kháng lại nhiễu và độ không đảm bảo của các tham số mạnh mẽ, đáp ứng nhanh. Các nghiên cứu tiếp theo sẽ tiến hành thử nghiệm hệ thống ổ từ hình nón theo thời gian thực và trong các ứng dụng khác nhau như máy bơm, máy nén khí,... để kiểm chứng tính ổn định của bộ điều khiển.

Lời cảm ơn: Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Bách khoa Hà Nội (HUST) trong đề tài mã số T2023-PC-029.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] C. R. Knospe, "Active magnetic bearings for machining applications", *Control Eng. Pract.*, Vol. 15, No. 3 SPEC. ISS., pp. 307–313, 2007, doi: 10.1016/j.conengprac.2005.12.002.
- [2] H. Hoshi, T. Shinshi, and S. Takatani, "Third-generation blood pumps with mechanical noncontact magnetic bearings", *Artif. Organs*, Vol. 30, No. 5, pp. 324–338, 2006, doi: 10.1111/j.1525-1594.2006.00222.x.
- [3] E. Tkacz and Z. Kozanecki, "Hybrid bearing development for high-speed turbomachinery in distributed energy systems High-speed turbomachinery in distributed energy systems", Vol. 131, No. 131, pp. 161–172, 2016.
- [4] X. Li, A. Palazzolo, and Z. Wang, "A Combination 5-DOF Active Magnetic Bearing for Energy Storage Flywheels", *IEEE Trans. Transp. Electr.*, Vol. 7, No. 4, pp. 2344–2355, 2021, doi: 10.1109/TTE.2021.3079402.
- [5] A. M. Mohamed and F. P. Emad, "Conical magnetic bearings with radial and thrust control", *Proc. IEEE Conf. Decis. Control*, Vol. 1, No. 12, pp. 554–561, 1992, doi: 10.1109/cdc.1989.70176.
- [6] L. M. Castellanos Molina, A. Bonfitto, and R. Galluzzi, "Offset-Free Model Predictive Control for a cone-shaped active magnetic bearing system", *Mechatronics*, Vol. 78, No. May, p. 102612, 2021, doi: 10.1016/j.mechatronics.2021.102612.
- [7] C. W. Lee and H. S. Jeong, "Dynamic modeling and optimal control of cone-shaped active magnetic bearing systems", *Control Eng. Pract.*, Vol. 4, No. 10, pp. 1393–1403, 1996, doi: 10.1016/0967-0661(96)00149-9.
- [8] E. E. Ovsyannikova and A. M. Gus'kov, "Stabilization of a Rigid Rotor in Conical Magnetic Bearings", *J. Mach. Manuf. Reliab.*, Vol. 49, No. 1, pp. 8–15, 2020, doi: 10.3103/S1052618820010100.
- [9] S. J. Huang and L. C. Lin, "Fuzzy modeling and control for conical magnetic bearings using linear matrix inequality", *J. Intell. Robot. Syst. Theory Appl.*, Vol. 37, No. 2, pp. 209–232, 2003, doi: 10.1023/A:1024137007918.
- [10] J. Han, "From PID to active disturbance rejection control", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 3, pp. 900–906, 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2011621.
- [11] A. Tepljakov, *Fractional-order Modeling and Control of Dynamic Systems*. Springer Theses, 2017.
- [12] N. T. Duc, N. T. Lam, P. P. Khanh, N. D. Huy, and N. Q. Dich, "Nonlinear control of magnetic bearing systems", VCCA 2015, 2016.
- [13] D. Li, P. Ding, and Z. Gao, "Fractional active disturbance rejection control", *ISA Trans.*, Vol. 62, pp. 109–119, 2016, doi: 10.1016/j.isatra.2016.01.022.
- [14] Z. Gao, "Scaling and Bandwidth-Parameterization based Controller Tuning", *Proc. Am. Control Conf.*, Vol. 6, pp. 4989–4996, 2003, doi: 10.1109/acc.2003.1242516.
- [15] D. H. Nguyen, M. Le Vu, H. Do Trong, D. G. Nguyen, and T. L. Nguyen, "Active disturbance rejection control-based anti-coupling method for conical magnetic magnetic bearings", *Acta Polytechnica*, Vol. 62, No. 4, pp. 479–487, 2022.