

**NGHIÊN CỨU NÂNG CAO CHẤT LƯỢNG ĐIỀU KHIỂN Ổ ĐỠ TỪ TÍCH CỰC  
BỐN BẬC TỰ DO BẰNG BỘ ĐIỀU KHIỂN PHẢN HỒI ĐẦU RA (LQG)  
STUDY ON IMPROVING QUALITY CONTROL FOR 4 DEGREE OF FREEDOM  
ACTIVE MAGNETIC BEARING SYSTEM BY A OUTPUT FEEDBACK CONTROLLER  
(LQG)**

**Đỗ Thị Phương Thảo**

Trường ĐH Kỹ Thuật Công Nghiệp

**TÓM TẮT**

Dựa trên các nguyên lý cơ bản về điện – cơ – từ, bài báo trình bày những phân tích chi tiết để xây dựng một mô hình toán học hoàn chỉnh cho hệ thống ổ đỡ từ chủ động. Ảnh hưởng của hồi chuyển đã được đề cập đến và được giải quyết bằng một phương pháp điều khiển hữu hiệu. Bằng cách sử dụng giải pháp điều khiển tập trung, một mô hình không gian trạng thái nhiều đầu vào, nhiều đầu ra (MIMO) được xây dựng cho hệ thống ổ đỡ từ chủ động bốn bậc tự do. Một bộ điều khiển phản hồi đầu ra được đưa ra nhằm trực tiếp nâng cao chất lượng của hệ thống điều khiển. Các kết quả mô phỏng cho thấy các đáp ứng đầu ra của hệ thống MIMO có khả năng ổn định hóa nhanh, chất lượng đảm bảo tốt.

**ABSTRACT**

Based on mechanical – electrical – magnetic principle, the paper presents a detailed analysis to build a completed mathematical model for 4 degree of freedom active magnetic bearing (AMB) system. Gyroscopic effect is mentioned and is eliminated completely by an effective control algorithm. By using a centralized controller solution, a state-space model multiple input, multiple output (MIMO) system built for 4 degree of freedom active magnetic bearing system. A output feedback controller is designed to directly improve the quality of the control system. As a result, MIMO system's response achieve quick stabilization and good performances.

**Ký hiệu**

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa	$J_x, J_y, J_z$	độ chuyển dịch
$\psi$	Wb	Từ thông trong mạch vòng khép kín	$\omega_m$	Mô men quán tính trên các trục x, y, z
$W_a$		Năng lượng tích trữ tại khe hở không khí	R, L	Vận tốc góc
$S_a$	$cm^2$	Tiết diện mặt cắt khe hở không khí	A, B, C, D	Ma trận hệ số phản hồi
$B_a$	Tesla	Mật độ từ thông	$M_f, G, D, B_f$	Các ma trận của hệ thống
$L_c, L_l$	cm	Chiều dài đường đi của từ thông trong lõi thép và trong mạch từ		Các ma trận hệ số của phương trình vi phân ma trận
$\mu, \mu_0$	H/m	Độ từ thẩm của vật liệu sắt từ và môi trường chân không	<b>Chữ viết tắt</b>	
$F(x,i)$	N	Lực điện từ	AMB	Ổ đỡ từ chủ động
$K_i$		Hệ số lực điện từ - dòng điện	DOF	Bậc tự do
$K_s$		Hệ số lực điện từ -	MIMO	Nhiều đầu vào – nhiều đầu ra
			MHTT	Mô hình không gian trạng thái

**1. Phần mở đầu**

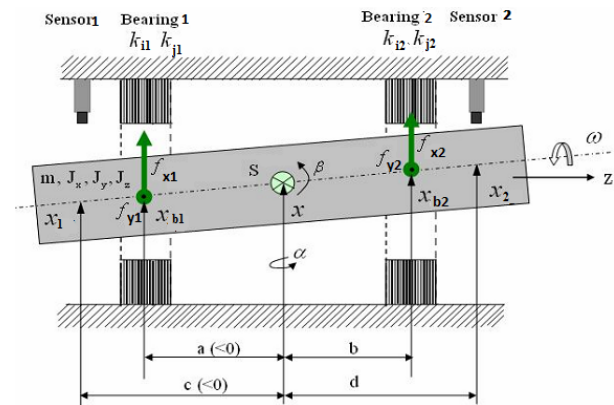
Ổ đỡ từ sử dụng các lực từ để hỗ trợ cho chuyển động của máy mà không cần có tiếp xúc cơ học giữa phần tĩnh và phần động. Do

đặc điểm treo không tiếp xúc, công nghệ ổ đỡ mới này đưa ra một số các ưu điểm nổi bật so với các loại ổ đỡ thông thường. Thiết kế bộ điều khiển là công việc quan trọng trong thiết kế hệ thống AMB do bộ điều khiển có khả năng thay đổi thuộc tính tắt dần và độ cứng của ổ đỡ từ [1,2]. Các giải pháp điều khiển đóng vai trò quan trọng trong thiết kế hệ thống AMB. Tuy vậy, chất lượng làm việc của bộ điều khiển lại phụ thuộc rất lớn vào ảnh hưởng xen kẽ không mong muốn, chủ yếu do yếu tố hồi chuyển gây nên khi vật chuyển động quay với tốc độ cao. Ảnh hưởng này cần được xét đến khi xây dựng mô hình toán học cho hệ thống. Rất nhiều các phương pháp điều khiển đã được áp dụng thành công cho hệ thống AMB khi có kể đến và không kể đến ảnh hưởng của hồi chuyển. Từ các giải pháp điều khiển phi tập trung như PD, PID cho đến các phương pháp điều khiển phi tuyến như tuyến tính hóa phản hồi, backstepping.... Một xu hướng mới áp dụng cho các phương pháp điều khiển hiện đại cũng thu hút được nhiều sự quan tâm hiện nay. Các giải pháp điều khiển tập trung có thể kể đến gồm: LQR, LQG,  $H_\infty$ , tổng hợp  $\mu$ .... Xu hướng nghiên cứu này ngày càng phát triển mạnh mẽ là do công nghệ cảm biến tiên tiến hiện nay cho phép thực hiện nhiều phép đo các đại lượng vật lý khác nhau để phục vụ mục đích phản hồi đại lượng điều khiển, và giải pháp điều khiển hệ thống được tập trung về một mối. Bộ quan sát trạng thái là một ứng dụng hữu ích trong việc đánh giá động học hệ thống thông qua các tín hiệu đầu ra của hệ. Ngoài ra, nó khắc phục một số biến trạng thái không thể đo được của hệ thống. Đồng thời hệ thống luôn chịu tác động của nhiễu, nên để loại bỏ sự ảnh hưởng của nhiễu và trạng thái quan sát được là tối ưu ta sẽ thiết kế bộ quan sát trạng thái sau đó kết hợp với việc thiết kế một bộ điều khiển phản hồi trạng thái tối ưu nhằm tạo tín hiệu điều khiển hệ thống tối ưu nhất. Dựa trên nguyên lý tách, bộ quan sát tối ưu và bộ điều khiển tối ưu được thiết kế độc lập với nhau. Nghiên cứu này sẽ tập trung chủ yếu vào xây dựng mô hình toán học chặt chẽ cho ổ đỡ từ bốn

bậc tự do có kể đến ảnh hưởng hồi chuyển trong động lực học hệ thống. Sau đó bài báo sẽ trình bày giải pháp điều khiển tập trung (sử dụng bộ điều khiển phản hồi đầu ra) cho hệ thống ổ đỡ từ nhằm tạo ra chất lượng làm việc tốt cho hệ thống

## 2. Mô hình hóa hệ thống AMB

Đối tượng nghiên cứu là một hệ thống truyền động gồm hai ổ đỡ từ được bố trí tại 2 đầu trục. Bộ AMB1 tạo ra các lực treo hướng kính theo các trục  $x_1, y_1$ . Bộ AMB2 tạo ra các lực treo hướng kính theo các trục  $x_2, y_2$  [3].



Hình 1: Hệ thống AMB trục ngang

Các phương trình động học của rotor và phương trình điện từ là tập các phương trình mô tả đặc tính động học của hệ thống.

### 2.1. Các phương trình điện từ

Dựa trên cơ sở toán học của hệ nâng bằng từ trường tính toán được các thông số của mạch từ, từ thông khe hở không khí  $\psi$ , năng lượng năng lượng tích trữ  $W_a$  được tính toán theo công thức [18]

Giả thiết không có từ thông dò:  $\psi = \psi_a = \psi_{fe}$

$$\psi = \frac{Ni}{\left[ \frac{2x_0}{\mu_0} + \frac{l_c}{\mu_0 \mu_r} + \frac{l_l}{\mu_0 \mu_r} \right] \cdot \frac{1}{S_a}} = \frac{\mu_0 S_a Ni}{\left[ 2x_0 + \frac{l_c}{\mu_r} + \frac{l_l}{\mu_r} \right]} \quad (1)$$

$$W_a = \oint \frac{1}{2\mu_0} B_a^2 dV_a = \frac{B_a^2}{2\mu_0} \left[ 2x_0 + \frac{l_l}{\mu_r} + \frac{l_c}{\mu_r} \right] \cdot S_a \quad (2)$$

Nếu vật thể bị dịch chuyển đi một lượng  $\delta x$  thì lực điện từ F bằng với vi phân từng phần của năng lượng từ trường với khe hở không khí được sinh ra [1,2]:

$$F = -\frac{\partial W_a}{\partial x_0} = \frac{1}{2} \frac{2\mu_0 S_a N^2 i^2}{\left[ 2x_0 + \frac{l_c}{\mu_r} + \frac{l_l}{\mu_r} \right]^2} = \frac{\mu_0 S_a N^2 i^2}{\left[ 2x_0 + \frac{l_c}{\mu_r} + \frac{l_l}{\mu_r} \right]^2} \quad (3)$$

Mối quan hệ giữa lực điện từ và dòng điện ở biểu thức (3) ở dạng bình phương cho thấy đây là mối quan hệ phi tuyến. Bằng phương pháp tuyến tính hóa tại điểm làm việc hàm phi tuyến trên được xấp xỉ hóa đến bậc nhất của phép khai triển Taylor. Lực điện từ có thể được viết dưới dạng tuyến tính hóa như sau [1,2], [4]:

$$F_x(x, i) = K_i i_x + K_s x = m\ddot{x} \quad (4)$$

với:  $K = \frac{1}{4} \mu_0 N^2 S_a$ ,  $K_i = 2K \frac{i_0}{x_0^2}$ ,  $K_s = 2K \frac{i_0^2}{x_0^3}$  và

$\left( \frac{l_c}{\mu_r} + \frac{l_l}{\mu_r} \right)$  được bỏ qua khi không kể đến

ảnh hưởng của độ từ hóa sắt từ.

## 2.2. Các phương trình động lực học

Dựa trên các nguyên lý động học của vật thể quay, các phương trình chuyển động của trục quay được biểu diễn từ định luật II Newton và định luật II của Euler về chuyển động ta có được phương trình động học mô tả hệ thống AMB 4-DOF [5,6]

$$\begin{cases} J_x \ddot{\beta} = \omega_{rm} J_z \dot{\alpha} + aF_{x1} + bF_{x2} \\ m \ddot{x} = F_{x1} + F_{x2} \\ J_x \ddot{\alpha} = -\omega_{rm} J_z \dot{\beta} + aF_{y1} + bF_{y2} \\ m \ddot{y} = F_{y1} + F_{y2} \end{cases} \quad (5)$$

Hệ phương trình trên có thể được biểu diễn dưới dạng phương trình vi phân như sau:

$$\begin{aligned} M\ddot{q} + G\dot{q} &= B_f U_f = \underline{F} \\ y &= Cq \end{aligned} \quad (6)$$

Trong đó, M, G, B: là các ma trận hệ số của phương trình vi phân ma trận.

$$M = \begin{bmatrix} J_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} 0 & 0 & J_k \omega_{rm} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -J_k \omega_{rm} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$q = [\beta \quad x_s \quad \alpha \quad y_s]^T$$

Phép biểu diễn lực tổng quát F

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \end{bmatrix} = B_f U_f, B_f = \begin{bmatrix} a & b & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & b \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} c & 1 & 0 & 0 \\ d & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c & 1 \\ 0 & 0 & d & 1 \end{bmatrix}$$

Các lực nâng hướng kính được biểu diễn bởi 4 lực thành phần tác động trong phạm vi các mặt phẳng theo hướng x-, y-.

$$U_f = [f_{x1} \quad f_{x2} \quad f_{y1} \quad f_{y2}] \quad (7)$$

Mỗi lực nâng được mô tả như một hàm tuyến tính của chuyển dịch vị trí rotor và dòng điện trong cuộn dây điện từ. Do đó, vector điện từ  $U_f$  biểu diễn cho mối quan hệ này được mô tả như sau:

$$U_f = -K_s q_b + K_i i \quad (8)$$

Trong đó:

$$K_s = \begin{bmatrix} K_{s_{x1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{s_{x2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{s_{y1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{s_{y2}} \end{bmatrix}; q_b = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}$$

$K_s$ : là ma trận độ cứng ổ đỡ từ.

$q_b$ : biểu diễn các chuyển dịch của rotor trong ổ đỡ từ.

$i$ : là vector dòng điện điều khiển cho bốn cơ cấu điện từ của 2 bộ AMB

$$K_i = \begin{bmatrix} K_{i1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{i2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{i1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{i2} \end{bmatrix}; i = \begin{bmatrix} i_{x1} \\ i_{x2} \\ i_{y1} \\ i_{y2} \end{bmatrix}$$

$K_i$ : là ma trận hệ số tỷ lệ/ dòng điện

Ta sử dụng hệ quy chiếu tâm khối thông qua vector  $q$  nhằm đơn giản hóa phép biểu diễn phương trình vi phân. Do vậy ta phải chuyển hệ quy chiếu ổ đỡ  $q_b$  về hệ quy chiếu COG  $q$  thông qua ma trận chuyển đổi  $T_s$

$$q_b = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & 1 & 0 & 0 \\ b & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a & 1 \\ 0 & 0 & b & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \beta \\ x \\ -\alpha \\ y \end{bmatrix}$$

$$q_b = T_s \times q \quad (9)$$

Do vậy, bằng cách thay các biểu thức (7), (9) vào (6) ta thu được phương trình vi phân ma trận biểu diễn thuần túy trong hệ quy chiếu q như sau:

$$M\ddot{q} + G\dot{q} = \underbrace{-B_f K_s T_s}_{-K_{ss}} q + B_f K_i \dot{i} \quad (10)$$

Biểu thức trên bao gồm có  $K_{ss} = B K_s T_s$  là ma trận độ cứng ở từ (âm) khi quy đổi về hệ quy chiếu COG, nên ta có:

$$M\ddot{q} + G\dot{q} + K_{ss} q = B_f K_i \dot{i}$$

### 2.3. Phép biểu diễn không gian trạng thái

Một vector trạng thái biểu diễn cho chuyển dịch của rotor và vi phân của chúng

$$X = \begin{bmatrix} \beta & x & -\alpha & y & \dot{\beta} & \dot{x} & -\dot{\alpha} & \dot{y} \end{bmatrix}$$

$$U = \begin{bmatrix} i_{x1} & i_{x2} & i_{y1} & i_{y2} \end{bmatrix} \text{ là vector đầu vào}$$

$$Y = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & y_1 & y_2 \end{bmatrix}$$

là vector đầu ra ở vị trí sensor ở đỡ từ

Mô hình không gian trạng thái của toàn hệ thống AMB 4 DOF sẽ là:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (10)$$

$$A = \begin{bmatrix} O_{4 \times 4} & I_{4 \times 4} \\ M^{-1} B_f K_s T_s & M^{-1} G \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} O_{4 \times 4} \\ M^{-1} B_f K_i \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_{4 \times 4} & O_{4 \times 4} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} O_{4 \times 4} \end{bmatrix}$$

## 3. Thiết kế bộ điều khiển

### 3.1 Thiết kế điều khiển phản hồi trạng thái

Các phương trình trạng thái, thời gian bất biến của hệ thống đang xét có thể được biểu diễn dưới dạng tổng quát như sau:

$$\begin{cases} \dot{x} = A x + B u \\ y = C x \end{cases} \quad (11)$$

Với  $x \in R^n; u, y \in R^m; A \in R^{n \times n}; B \in R^{n \times m}; C \in R^{m \times n}$

Thiết kế điều khiển tối ưu là tìm ra tín hiệu điều khiển  $u$  cho hệ thống (11) bám theo một quỹ đạo biến trạng thái  $x(t)$  nhằm cực tiểu hóa chỉ tiêu bình phương chất lượng:

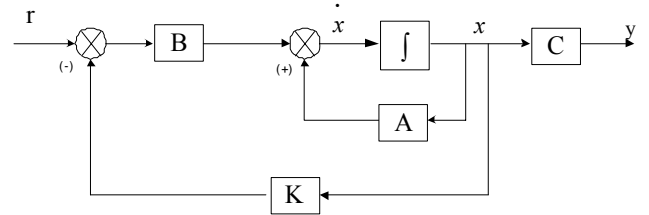
$$J = \int_0^t (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (12)$$

Trong đó:  $Q$ : ma trận trọng số của trạng thái,

$R$ : bán xác định dương

$U$ : ma trận trọng số của tín hiệu điều khiển,  $R$  xác định dương

$X$ : vector trạng thái



Hình 2: Điều khiển sử dụng phản hồi biến trạng thái

Bộ điều khiển LQR được xây dựng dựa trên giả thiết rằng tất cả các trạng thái của hệ được điều khiển là đo lường được nhằm đáp ứng cho điều khiển phản hồi khi bộ điều khiển LQR được thiết kế xong [7]

Luật điều khiển tối ưu được biểu diễn như sau  $u_{opt} = -R^{-1} B^T P x$  hoặc  $u_{opt} = -K x$  trong đó  $K = R^{-1} B^T P$  ( $K$  là ma trận hệ số phản hồi của luật điều khiển tối ưu) và  $P$  được xác định theo phương trình Ricati:

$$P = -PA - A^T P - Q + PBR^{-1} B^T P$$

Do vậy, nếu muốn thay đổi đáp ứng của hệ thống, ta chỉ cần điều chỉnh giá trị các ma trận trong số  $Q$  và  $R$  để nhằm thu được giá trị khác nhau của ma trận hệ số phản hồi điều khiển tối ưu  $K$ . Một trong những phương pháp lựa chọn đơn giản cho ma trận  $Q$  và  $R$  trong đó là quy tắc Bryson [8].

### 3.2 Thiết kế bộ lọc Kalman

Trong thực tế chúng ta cần xem xét hệ thống khi có tác động của nhiễu được biểu diễn dưới dạng KGGT sau :

$$\begin{cases} \dot{x} = A x + B u + w \\ y = C x + v \end{cases} \quad (14)$$

Với  $w$  và  $v$  là nhiễu hệ thống và đo lường tương ứng, vấn đề là tìm ước lượng trạng thái của  $x$  nhằm cực tiểu hóa bình phương sai lệch

$$E \left[ \left| x(t) - \hat{x}(t) \right|^2 \right] \text{ Khi } t \rightarrow \infty$$

Định lý 4.1.1[5] : Với giả thiết [5], bộ lọc Kalman sẽ tạo ra biến trạng thái tối ưu dựa trên tiêu chuẩn bình phương cực tiểu (còn được gọi là Kalman Bucy filter)

$$\dot{x} = (A - LC) x + Bu + Ly \quad (15)$$

Khi  $L = PC^T V^{-1}$  và  $P$  là nghiệm của phương trình  $AP + PA^T - PC^T V^{-1} CP + W = 0$  (16)

### 3.3. Thiết kế bộ điều khiển tối ưu phản hồi đầu ra Linear Quadratic Gaussian (LQG)

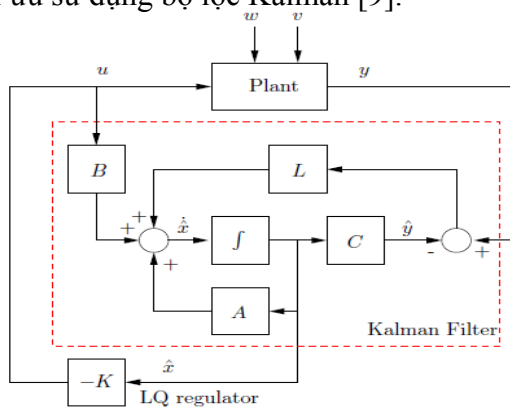
Các bộ phản hồi LQR sử dụng tín hiệu phản hồi là các biến trạng thái và làm việc với hệ thống không có nhiễu tác động. Tuy nhiên không phải mọi trường hợp các biến trạng thái có thể đo lường được, ngoài ra hệ còn có tác động của nhiễu trong quá trình làm việc. Nhiệm vụ đặt ra là thiết kế bộ điều khiển tối ưu phản hồi tín hiệu đầu ra cho hệ thống khi có tác động của nhiễu mô tả bởi mô hình sau

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A x + B u + w \\ y &= C x + v \end{aligned} \quad (17)$$

Với  $x \in R^n$ ;  $u, y \in R^m$ ;  $A \in R^{n \times n}$ ;  $B \in R^{n \times m}$ ;  $C \in R^{m \times n}$   
 Với chỉ tiêu bình phương chất lượng:

$$J_{LQG} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} E \left[ \int_0^T (x^T Q x + u^T R u) dt \right] \quad (18)$$

Bài toán LQG đạt được bằng cách kết hợp bài toán LQR và bài toán quan sát trạng thái tối ưu sử dụng bộ lọc Kalman [9].



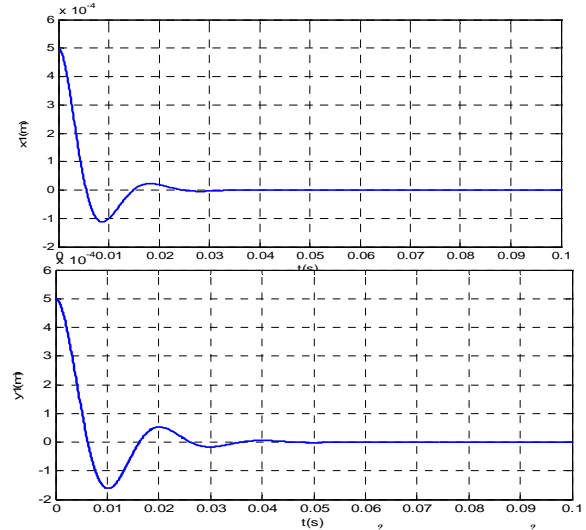
Hình 3: Hệ thống điều khiển vòng kín sử dụng bộ điều khiển phản hồi đầu ra LQG

### 4. Tính toán và mô phỏng

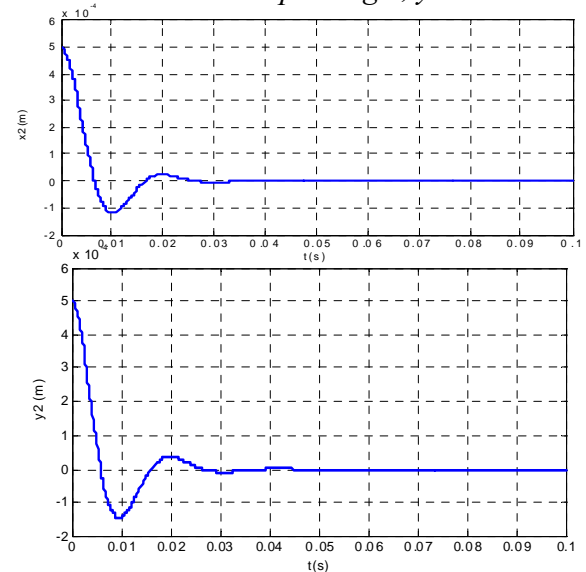
Trong phần này tham số của một bộ AMB được lấy như dưới bảng nhằm chứng minh hiệu quả của phương pháp đề xuất : Trọng lượng rotor  $m = 12.4$ (kg), khoảng cách từ tâm khối đến ổ đỡ  $l_{rt} = l_a = l_b = 0.21$ m, khoảng cách từ tâm khối đến sensor của AMB  $l_c = l_d = 0,215$ m, momen quán tính trên trục k  $J_k = 6.88 \times 10^{-3}$  (kg.m<sup>2</sup>), momen quán tính trên trục i và j  $J_i = J_j = 2.22 \times 10^{-1}$ (kg.m<sup>2</sup>) (kg.m<sup>2</sup>), tốc độ của rotor 15000(RPM), tỷ số lực điện từ-dòng điện  $K_i = 102.325$  (N/A), tỷ số lực điện từ- chuyển dịch  $K_s = -4.651 \times 10^5$

(N/m), gia tốc trọng trường  $g = 9.81$ (kg.m/s<sup>2</sup>)  
 Để thấy được đáp ứng đầu ra của hệ thống có khả năng ổn định nhanh chóng bài báo sẽ so sánh kết quả mô phỏng 2 giải pháp điều khiển : điều phi phi tập trung( bộ điều khiển PID) và điều khiển tập trung (LQG)

Từ hình 4 ta thấy quỹ đạo chuyển động của hệ AMB1 dao động xung quanh tâm của rotor với biên độ lớn nhất khoảng 0.00015m, sai lệch về vị trí theo các phương hướng trục và hướng kính là đáng kể. Và mô hình toán học AMB được sử dụng để khảo sát đã bỏ qua ảnh hưởng của xen kênh. Điều này dẫn đến kết quả thí nghiệm chất lượng không được tốt như mô phỏng. Do trong quá trình mô phỏng mô hình toán học AMB chưa thực sự sát với thực tế.



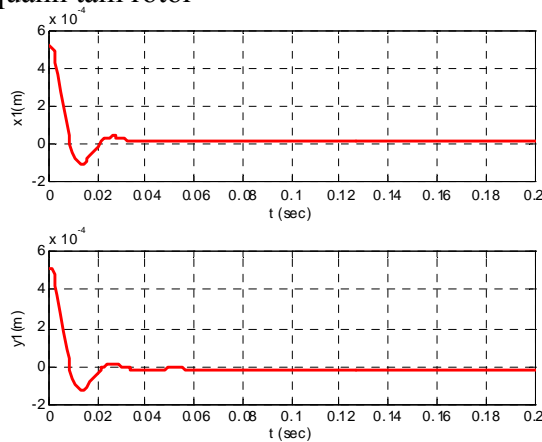
Hình 4: Đáp ứng dịch chuyển của trục ổ đỡ từ 1 theo phương x, y



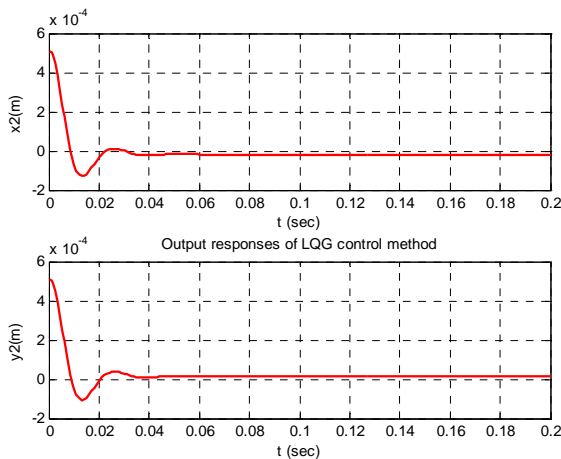
Hình.5: Đáp ứng dịch chuyển của trục ổ đỡ từ 2 theo phương x, y

Khi có giá trị cho trước của ma trận R, Q và nghiệm P của phương trình Riccati sẽ có được kết quả tính toán ma trận hệ số phản hồi K, L.

Hình 6, 7 thể hiện đáp ứng đầu ra khi sử dụng bộ điều khiển phản hồi đầu ra LQG. Ta thấy rằng quỹ đạo chuyển động của hệ AMB dao động xung quanh tâm của stator và hệ thống nhanh chóng đạt được độ ổn định hóa trong khoảng thời gian đủ ngắn 0.01s (độ lệch theo phương x và y nhanh chóng giảm về zero) với biên độ dao động lớn nhanh quanh tâm rotor



Hình 6: Đáp ứng dịch chuyển theo phương x, y của ổ đỡ từ 1



Hình 7: Đáp ứng dịch chuyển theo phương x, y của ổ đỡ từ 2

## 5..Kết luận

Nghiên cứu này đã trình bày một mô hình toán học chi tiết cho hệ thống ổ đỡ từ bốn bậc tự do có kể đến ảnh hưởng của hồi

chuyển trong chuyển động quay của hệ. Phương pháp điều khiển tập trung được xây dựng thành công và bộ điều khiển LQG đã minh chứng cho chất lượng điều khiển tốt điều này được thể hiện ở đáp ứng đầu ra của hệ thống. Đồng thời thiết kế này được coi là tiền đề tốt cho các thiết kế khác trong giải pháp điều khiển tập trung cho ổ đỡ từ.

## Tài liệu tham khảo

- [1]. Akira Chiba, Tadashi Fukao, Osamu Ichikawa, Masahide Oshima, Masatsugu Takemoto and David G. Dorrell, “*Magnetic Bearings and Bearingless Drives*. Newnes”, 2005
- [2]. Gerhard Schweitzer and Eric H. Maslen, “*Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*”. Springer-Verlag, 2009
- [3]. Nguyễn Quang Địch, “*Control of 6 Degrees of Freedom Salient Axial-Gap Self-bearing Motor*”, Luận án Tiến sỹ Kỹ thuật, Đại học Ritsumeikan, Nhật Bản, 2010
- [4]Boštjan Polajžer (Edited), Magnetic Bearings, “*Theory and Applications*”, Sciyo, 2010
- [5] Biswa Nath Data, “*Numerical Methods For Linear Control Systems*”, Academic Press, 2013.
- [6] J.Y. Hung et al., “*Nonlinear control of a magnetic bearing system*”, *Mechatronics* 13 (2003) 621-637
- [7]Robert L. Williams II, Douglas A. Lawrence, “*Linear State-Space Control Systems*”, John Wiley & Sons, 2007
- [8] Luc Quan Tran, Xuan Minh Tran, “*Design a state feedback controller with Luenberger observer for degree of freedom – rigid rotor active magnetic bearing system*”, *Proceedings of the First Vietnam Conference on Control and Automation*, November, 2011 (in Vietnamese)
- [9]Nguyễn Doãn Phước, “*Lý thuyết điều khiển tuyến tính*”, Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật, 2007.