

외란을 받는 자기베어링 주축계의 강건제어

강호식*, 송오섭⁺

(논문접수일 2003. 10. 1, 심사완료일 2003. 10. 27)

Robust Control of Disturbed Magnetic Bearing Rotor Systems

Ho-Shik Kang*, Ohseop Song⁺

Abstract

Magnetic bearing has been adopted to support a rotor by electromagnetic force without mechanical contact and lubrication process. The recent growth of magnetic bearing applications in many industrial fields requires more accurate design of bearing-rotor system. Due to external forces and uncertainties of magnetic bearing system, the actual performance and stability may be worse than it is designed. This paper describes the governing equations of rotor magnetic bearing systems and/or the designing of robust controller via standard H_∞ control problem. The system stability and response characteristics are studied by simulations and verified with experimental results.

Key Words : Robust Control(강건 제어), Magnetic Bearing(자기베어링), Disturbance(외란), Vibration(진동), Euler Angles(오일러 각), System Stability(시스템 안정성), H_∞ Control(H_∞ 제어)

1. 서론

자기베어링 시스템은 가장 대표적인 회전체 모델의 하나로써 회전체를 비접촉식으로 지지하므로 마모가 없고 윤활이 불필요하며 고속회전이 가능하다는 장점을 지니고 있어 다양한 용도로 산업현장에 적용되고 있다⁽¹⁾.

그 중 자기베어링을 이용한 공작기계 주축계에 있어서 회전 시 회전 오차에 따른 고정밀도가 요구되며, 이러한 회

전오차는 회전체 불균형, 강제 진동 등에서 발생하는 외부 가진과 축의 형상오차, 모터의 잡음 등에 기인하는 런아웃 등이 있어 정밀 회전을 위해서는 안정화와 성능을 만족시킬 수 있는 제어가 필요하다. 이에 대한 다양한 연구결과로 PD, PID제어⁽²⁾로부터 최적제어⁽³⁾ 등의 적용 사례가 발표되었다.

본 논문에서는 자이로효과(gyroscopic effect) 등에 의한 로터 양단의 연성(coupling)으로 인한 문제를 해결하기

* 주저자, 충남대학교 기계공학과 (yahoya@cnu.ac.kr)
주소: 305-764 대전시 유성구 궁동 220

+ 충남대학교 기계공학과

위해 4축 제어 입력과 4축 변위 출력의 다중 입출력 시스템을 고려하였으며 이에 대한 동역학적 모델링을 Hamilton 변분 원리로 제시하고 선형행렬부등식에 기초한 H_∞ 강건 제어 기법을 통해 시스템을 안정화하였다. 이것은 다른 다양한 회전체 모델에서도 그 연성을 제어하는 데 유용하게 활용될 수 있을 것이다. H_∞ 제어기의 계산 방법은 주어진 설계 제약조건으로 리카티(Riccati) 방정식을 풀 수 없는 경우 준 최적제어기를 설계할 수 있도록 Gahinet⁽⁴⁾이 제시한 선형 행렬 부등식(LMI) 접근방법을 적용하였으며, 실험을 통하여 제어기의 외란 제거 성능을 검증하였다.

2. 시스템의 모델링

2.1 운동방정식

시스템의 변위장은 Fig. 1과 같이 회전체의 기하학적 중심 O 점에서의 병진 변위를 x 와 y 로 나타내고, 회전 각변위를 θ_x 와 θ_y 로 설정하였다.

회전체의 회전 운동에너지를 계산하기 위하여, 오일러 각을 고려하면 회전 각속도는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \omega_u \\ \omega_v \\ \omega_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ \sin \theta \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \cos \theta & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (1)$$

회전체의 회전과 병진 운동에너지를 계산한 후 축방향 비틀림을 무시하고 변분을 취하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \delta K = & m (\dot{u}_0 \delta \dot{u}_0 + \dot{v}_0 \delta \dot{v}_0) + J_t (\dot{\theta}_x \delta \dot{\theta}_x + \dot{\theta}_y \delta \dot{\theta}_y) \\ & + \frac{1}{2} J_p \Omega (\dot{\theta}_x \delta \dot{\theta}_y + \dot{\theta}_y \delta \dot{\theta}_x - \dot{\theta}_x \delta \dot{\theta}_y - \dot{\theta}_y \delta \dot{\theta}_x) \end{aligned} \quad (2)$$

회전체 양 끝단의 자기베어링 중심위치에서 입력전류의

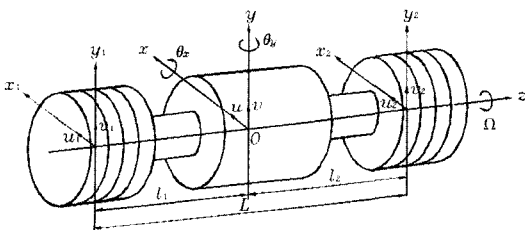


Fig. 1 Configuration of rotor with displacement

변화에 따른 로터의 일량과 공극의 변화에 의한 로터의 일량을 선형화 한 후 변분을 취하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \delta W_i = & K_{ix1} i_{x1} \delta x - K_{ix1} i_{x1} l_1 \delta \theta_y \\ & + K_{ix2} i_{x2} \delta x + K_{ix2} i_{x2} l_2 \delta \theta_y + K_{iy1} i_{y1} \delta y \\ & + K_{iy1} i_{y1} l_1 \delta \theta_x + K_{iy2} i_{y2} \delta y - K_{iy2} i_{y2} l_2 \delta \theta_x \end{aligned} \quad (3a)$$

$$\begin{aligned} \delta W_g = & K_{x1} (x \delta x - l_1 \theta_y \delta x - l_1 x \delta \theta_y + l_1^2 \theta_y \delta \theta_y) \\ & + K_{x2} (x \delta x + l_2 \theta_y \delta x + l_2 x \delta \theta_y + l_2^2 \theta_y \delta \theta_y) \\ & + K_{y1} (y \delta y + l_1 \theta_x \delta y + l_1 y \delta \theta_x + l_1^2 \theta_x \delta \theta_x) \\ & + K_{y2} (y \delta y - l_2 \theta_x \delta y - l_2 y \delta \theta_x + l_2^2 \theta_x \delta \theta_x) \end{aligned} \quad (3b)$$

식 (2), (3)을 아래 식 (4)의 Hamilton 변분원리⁽⁵⁾에 대입하면 회전체의 질량중심에서 x, y, θ_x, θ_y 에 대한 4개의 운동방정식을 얻을 수 있다.

$$\int_{t_0}^{t_1} (\delta U - \delta K - \delta W) dt = 0 \quad (4)$$

회전체의 변위와 속도가 측정되고 제어되는 것은 양 끝단 자기베어링의 중심위치이기 때문에 위에서 구한 운동방정식을 자기베어링 중심 위치에 관하여 전환하여 다음 식을 얻는다.

$$M \ddot{r} + G \dot{r} + Kr = Di \quad (5)$$

$$M = \frac{1}{L^2} \begin{bmatrix} ml_2^2 + J_t & ml_1 l_2 - J_t & 0 & 0 \\ ml_1 l_2 - J_t & ml_1^2 + J_t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & ml_2^2 + J_t & ml_1 l_2 - J_t \\ 0 & 0 & ml_1 l_2 - J_t & ml_1^2 + J_t \end{bmatrix}$$

$$G = \frac{1}{L^2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & J_p \Omega & -J_p \Omega \\ 0 & 0 & -J_p \Omega & J_p \Omega \\ -J_p \Omega & J_p \Omega & 0 & 0 \\ J_p \Omega & -J_p \Omega & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$K = \begin{bmatrix} -K_{x1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K_{x2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -K_{y1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -K_{y2} \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} K_{ix1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{ix2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{iy1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{iy2} \end{bmatrix}, \quad r = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}, \quad i = \begin{bmatrix} i_{x1} \\ i_{x2} \\ i_{y1} \\ i_{y2} \end{bmatrix}$$

2.2 전자석의 동특성

전력증폭기와 전자석으로 이루어진 전류 제한계에서 제어전압과 구동전류의 관계는 다음과 같이 시정수(τ_o)와 DC게인(K_o)으로 구성된 1차 시스템으로 표현된다.

$$\frac{di}{dt} = -T_a i + T_b u \quad (6)$$

$$T_a = \begin{bmatrix} 1/\tau_{ax1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/\tau_{ax2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/\tau_{ay1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/\tau_{ay2} \end{bmatrix},$$

$$T_b = \begin{bmatrix} k_{ax1}/\tau_{ax1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k_{ax2}/\tau_{ax2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_{ay1}/\tau_{ay1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_{ay2}/\tau_{ay2} \end{bmatrix}$$

3. H_∞ 강건 제어기 설계

3.1 이론적 배경

우선 제어문제를 아래 식 (7)과 같은 표준 H_∞ 제어 알고리즘⁽⁶⁾으로 나타낼 필요가 있다. 여기에서 w 는 외란, 잡음, 기준신호(reference signal) 등을 포함하는 외부 입력항이며, z 는 제어량, u 는 제어기에서 계산되어져 나오는 제어 입력, y 는 출력 측정값(measurement)이다.

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (7)$$

H_∞ 강건 제어는 w 에서 z 로의 페루프 전달함수행렬(Transfer Function Matrix ; TFM) T_{zw} 의 H_∞ 놈(H_∞ norm) $\|T_{zw}\|_\infty$ 을 다음과 같이 최소화하는 안정된 제어기를 설계하는 것이다.

$$\|T_{zw}\|_\infty < \gamma \quad (\gamma > 0) \quad (8)$$

식 (7)로부터 외란, 잡음 등의 외부 입력항 및 제어량을 포함하는 시스템의 상태방정식은 다음과 같다.

$$P(s) = \begin{array}{c} \dot{x} \\ z \\ y \end{array} \begin{array}{c|cc} x & w & u \\ \hline A & B_1 & B_2 \\ \hline C_1 & D_{11} & D_{12} \\ \hline C_2 & D_{21} & D_{22} \end{array} \quad (9)$$

즉,

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_1 w + B_2 u \\ z &= C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\ y &= C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \end{aligned}$$

식 (9)에서 다음 조건이 만족된다고 가정한다.

- ① (A, B_1) 이 제어가능, (C_1, A) 이 관측가능
- ② (A, B_2) 이 안정가능, (C_2, A) 이 검출가능
- ③ $D_{12}^T [C_1 \ D_{12}] = [O \ I]$
- ④ $\begin{bmatrix} B_2 \\ D_{12} \end{bmatrix} D_{12}^T = \begin{bmatrix} O \\ I \end{bmatrix}$ (10)

이러한 조건하에서 식 (10)이 만족되려면 두 개의 리카티 방정식과 $\rho(X_\infty Y_\infty) < \gamma^2$ 이 만족되어야만 한다. 여기에서 $\rho(X_\infty Y_\infty)$ 은 행렬 $X_\infty Y_\infty$ 의 스펙트럼 반경(spectral radius)이며 이상의 조건식들을 이용해 두 리카티 방정식의 유일한 해인 X_∞, Y_∞ 를 구함으로써 제어기를 설계할 수 있다.

그러나 선형행렬부등식에 의한 방법은 식 (11)과 같은 선형행렬부등식을 만족하는 R, S 행렬을 통해 성능지수 γ 를 달성하는 준 최적제어기를 얻는 것이다. 이때, 식 (10)의 ③, ④에 의해서 제한되지 않는 장점을 가진다.

$$\begin{bmatrix} N_{12} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} AR + RA^T & RC_1^T & B_1 \\ C_1 R & -\gamma I & D_{11} \\ B_1^T & D_{11}^T & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_{12} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} < 0$$

$$\begin{bmatrix} N_{21} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T S + SA & SB_1 & C_1^T \\ B_1^T S & -\gamma I & D_{11}^T \\ C_1 & D_{11} & -\gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_{21} & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} < 0$$

$$\begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} \geq 0 \quad (11)$$

3.2 시스템의 H_∞ 제어기 설계

운동방정식 식 (5)와 전자석의 동특성 식 (6)을 H_∞ 표준 문제의 상태 공간 표현으로 나타내면 다음과 같다.

$$x = \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{i} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_{x_1} \\ u_{x_2} \\ u_{y_1} \\ u_{y_2} \end{bmatrix}, \quad z = \begin{bmatrix} \underline{z}_1 \\ \underline{z}_2 \end{bmatrix}, \quad w = \begin{bmatrix} \underline{d} \\ \underline{n} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$A = \begin{bmatrix} O_4 & I_4 & O_4 \\ -M^{-1}K & -M^{-1}C & M^{-1}D \\ O_4 & O_4 & -T_a \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} O_4 & O_4 \\ O_4 & O_4 \\ O_4 & O_4 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} O_4 \\ O_4 \\ T_b \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} -I_4 & O_4 & O_4 \\ I_4 & O_4 & O_4 \end{bmatrix}, \quad C_2 = [-I_4 \quad O_4 \quad O_4]$$

$$D_{11} = \begin{bmatrix} I_4 & O_4 \\ O_4 & O_4 \end{bmatrix}, \quad D_{12} = \begin{bmatrix} O_4 \\ O_4 \end{bmatrix},$$

$$D_{21} = [O_4 \quad I_4], \quad D_{22} = O_4$$

d : disturbance vector n : sensor noise vector

Fig. 2는 식 (12)의 상태공간식을 이용하여 설계된 강건 제어기로 시스템의 초기 정적 처짐을 제어한 경우 시간응답을 보여주며, 연성된 4축이 어느 정도 제어되고 있음을 나타내고 있다.

3.3 제어기의 성능개선

성능 개선을 위하여 혼합감도 최소화와 국소 극점 배치에 의한 루프셰이핑(loopshaping)을 수행하였으며, 요구 성능 및 외란 억제 구속조건식과 불확실성에 대한 강건 안정성 구속조건식은 다음과 같다.

$$\|W_s(s) S(s)\|_\infty < 1, \quad \|W_t(s) T(s)\|_\infty < 1 \quad (13)$$

$S(s)$ 와 $T(s)$ 는 시스템의 감도함수와 보조감도함수이며, W_s 와 W_t 는 요구 성능과 강건 안정성(robust stability)을 위한 하중함수이다. W_s 는 일반적으로 저주파 영역에서 에너지를 갖는 명령입력과 외란에 대한 성능을 위해서 이 영역의 감도함수를 최소화하며 W_t 는 고주파 영역에서 중

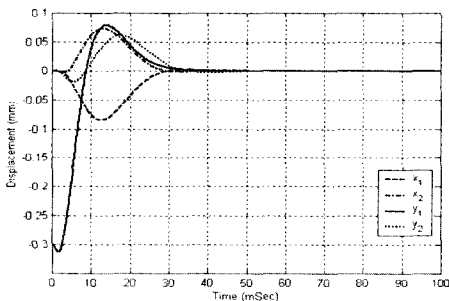


Fig. 2 Time response of system (Before performance improvement)

요한 문제로 작용하는 모델 불확실성과 센서 잡음에 대해 강건한 시스템을 위해서 보조감도함수를 최소화한다. 기본 형태의 하중함수로부터 주파수 응답 및 변위 출력과 제어 입력에 대한 시간 응답을 구하고, 반복 과정을 거쳐 설계구역을 만족하는 하중함수를 식 (14)와 같이 선정하였다⁽⁷⁾.

$$w_s = \left(\frac{s / \sqrt{k M_s + \omega_{bs}}}{s + \omega_{bs} / \sqrt{\epsilon_s}} \right)^k, \quad W_s = \begin{bmatrix} w_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & w_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & w_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_s \end{bmatrix}$$

$$w_t = \left(\frac{s + \omega_{bu} / \sqrt{k M_t}}{\sqrt{\epsilon_t} s + \omega_{bu}} \right)^k, \quad W_t = \begin{bmatrix} w_t & 0 & 0 & 0 \\ 0 & w_t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & w_t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_t \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기서

$$M_s = 80, \quad \omega_{bs} = 4000 \text{ (rad/s)}, \quad \epsilon_s = \frac{1}{10^5}, \quad k = 1$$

$$\therefore w_s = \frac{s + 16000\sqrt{10}}{4\sqrt{10}s + 160}$$

$$M_t = 10^4, \quad \omega_{bu} = 6000 \text{ (rad/s)}, \quad \epsilon_t = \frac{1}{10^6}, \quad k = 1$$

$$\therefore w_t = \frac{1000s + 60000}{s + 6000000}$$

요구 성능과 강건 안정성을 위한 하중함수 W_s 와 W_t 를 포함하는 확장 플랜트 $P_{aug}(s)$ 는 식 (15)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ y \end{bmatrix} = P_{aug}(s) \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ u \end{bmatrix} \quad (15)$$

여기서

$$P_{aug}(s) = \begin{bmatrix} A_{w_s} & 0 & -B_{w_s}C & B_{w_s} & 0 & 0 \\ 0 & A_{w_t} & 0 & 0 & B_{w_t} & 0 \\ 0 & 0 & A & 0 & B & B \\ C_{w_s} & 0 & -D_{w_s}C & D_{w_s} & 0 & 0 \\ 0 & C_{w_t} & 0 & 0 & 0 & D_{w_t} \\ 0 & 0 & -C & I & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

식 (14)에서 ϵ_s 는 일반적으로 저주파대역에서 외란의 감쇠비를 나타내며 ω_{bs} 와 ω_{bu} 는 각 하중함수의 차단 주파수(cut-off freq.)를 나타내는데 ω_{bs} 는 외란 발생 주파수대역보다 큰 주파수로 ω_{bu} 는 센서잡음 등 불확실성이 발생하는 주파수대역보다 작은 주파수로 설정하게 된다.

Fig. 3은 ϵ_s 를 작게 할수록 스텝외란의 영향이 적어짐을 보이고 있으며, Fig. 4는 ω_{bn} 를 6000rad/s로 설정하였을 때, 서로 다른 주파수의 센서잡음을 가할 경우의 응답을 나타낸 것으로 6000rad/s보다 고주파를 갖는 센서잡음의 소거 성능이 더 좋음을 확인할 수 있다. 하지만 하중함수는 대역필터의 역할을 하는 것이므로 주어진 시스템을 전체적으로 고려해서 설정해야 하며 모든 대역의 외란과 센서잡음을 제거할 수는 없다.

플랜트 $G_0(s)$ 의 극점이 제어기 플랜트 $K(s)$ 의 영점에 의해 상쇄되는 것을 방지해 발진응답을 막는 국소 극점 배치를 위한 하중함수는 다음과 같다.

$$w_{int} = \frac{5000}{s + 5000}, W_t = \begin{bmatrix} w_{int} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & w_{int} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & w_{int} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_{int} \end{bmatrix} \quad (16)$$

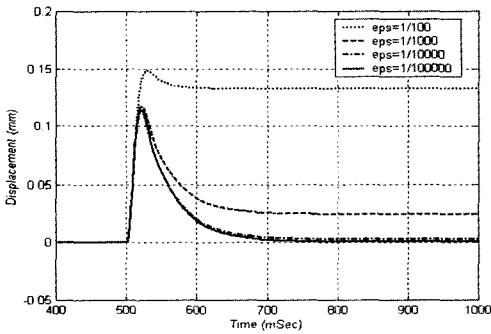


Fig. 3 Effect of ϵ_s on the disturbance elimination

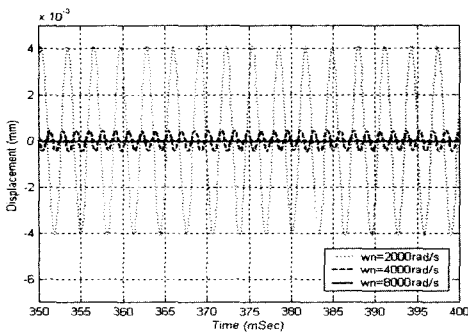


Fig. 4 Effect of sensor noise frequency ω_n on the disturbance elimination

요구 성능과 강건 안정성 및 국소극점 배치를 위한 하중 함수를 포함하는 전체 제어계는 다음 Fig. 5와 같은 구조를 가진다.

Fig. 6은 각 하중함수에 의해 관심영역에서 성능 개선 전과 성능개선 후의 최소화된 감도함수와 보조감도함수를 나타내고 있다.

4. 결과 및 고찰

4.1 수치해석

본 연구에 사용된 시스템 변수는 다음과 같다.

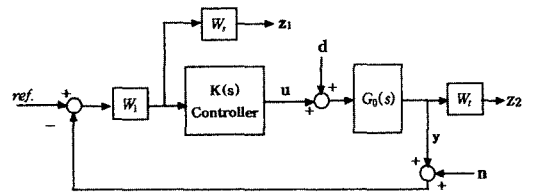
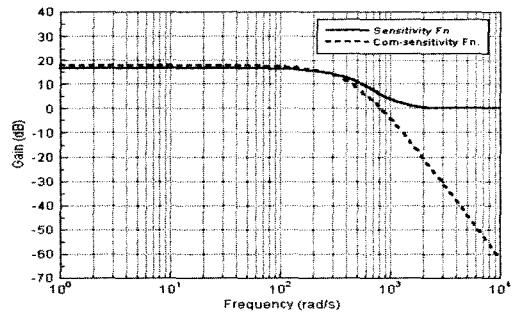
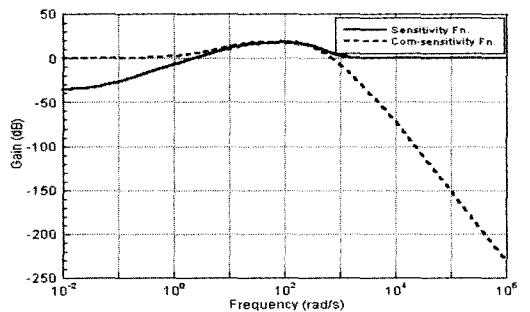


Fig. 5 Control structure



(a) Before and



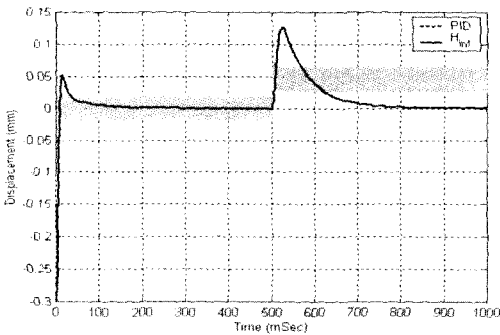
(b) after performance improvement

Fig. 6 Sensitivity and complementary sensitivity function

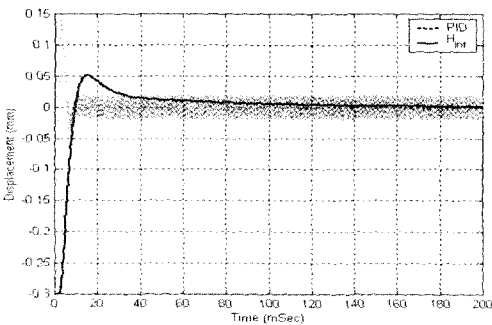
지금까지 얻은 결과로 하중함수를 설정하고 확장된 플랜트를 얻은 후 이를 통해 제어기를 설계하였고, MATLAB으로 수치해석을 수행하였다. Fig. 7은 H_∞ 와 PID로 설계된 제어기의 성능을 비교한 것으로, (a)는 $t=0.5$ 초에 스텝

Table 1 Parameters of magnetic bearing system

Parameter	Value
Mass of rotor(m)	6.7(kg)
Length of rotor(L)	0.286(m)
Diametral moment inertia(J_d)	0.0916(kg · m)
Polar moment inertia(J_p)	0.00325(kg · m)
Current stiffness(K_{ir})	118.2(N/A)
Position stiffness(K_r)	0.236E6(N/m)
DC gain(k_{ar})	0.5(A/V)
Time constant(τ_{ar})	1.6E(-3) (sec)



(a) step input



(b) sensor noise input

Fig. 7 Performance of H_∞ and PID controller

외란이 가해진 경우이며 (b)는 $0.1 \sin(8000t)$ 의 센서잡음이 가해진 경우이다.

선형 행렬 부등식에 의거하여 설계된 H_∞ 제어기의 경우 스텝외란과 센서잡음을 완전히 제거하여 시스템이 안정 강인함을 보여주고 있으나, PID로 설계된 제어기의 경우 외란은 약 50%, 센서잡음은 약 20%를 제거하지 못함을 나타내고 있다.

4.2 실험

자기베어링 시스템의 전체적인 회로 구성은 Fig. 8과 같다. 시스템의 구성 중 가장 핵심적인 부분인 자기베어링과 회로전체의 형상은 Fig. 9와 같다.

Fig. 10은 실제 시스템에 센서잡음으로 $0.1 \sin(8000t)$ 를 주었을 때, H_∞ 와 PID 제어기의 시간 응답을 나타내었다. (a)는 회전체가 1000rpm으로 회전하는 경우이고, (b)는 3600rpm으로 회전하는 경우로써, 수치해석에서의 마찬가지로 H_∞ 로 제어기를 설계할 경우 PID보다 센서잡음소거 성능이 우수함을 보여준다. 특히, 회전속도가 높은 경우에 H_∞ 제어기가 PID 제어기보다 잡음 소거 성능이 상대적으로 더 우수함을 알 수 있다.

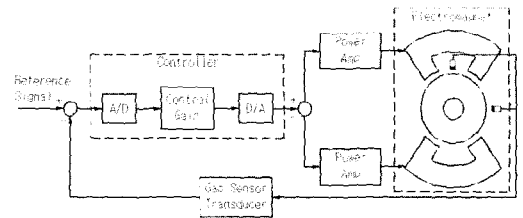


Fig. 8 Schematic diagram of experimental setup

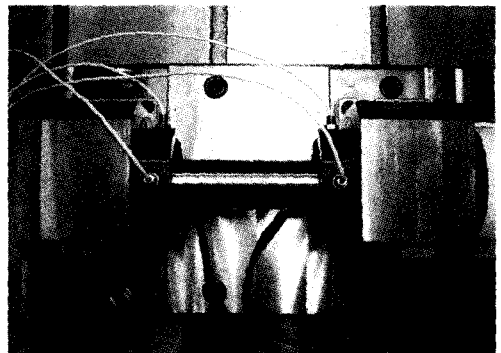


Fig. 9 Magnetic bearings and rotor shape

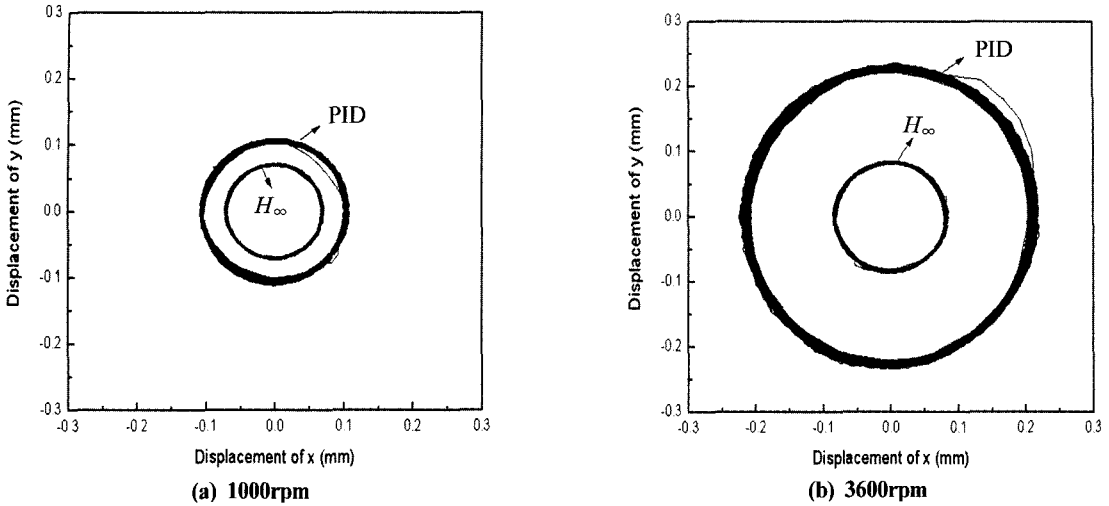


Fig. 10 Comparison of orbit configurations for H_{∞} and PID controllers

5. 결론

본 연구에서는 자기베어링 주축계에 대하여 선형 행렬 부등식 접근방법으로 H_{∞} 제어기를 설계하였고, 수치해석과 실험을 통하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

- (1) 주축의 부상 실험에서 시스템에 스텝외란이 가해지는 경우 PID제어기에 비해 2배 이상의 외란억제 성능을 나타내었고, 센서잡음이 인가된 경우 정상상태에서 PID제어기의 경우 20% 정도의 잔류잡음이 시스템에 존재하나 H_{∞} 제어기의 경우 센서잡음을 완전히 제거함을 보였다.
- (2) 고속 회전 시 센서잡음이 가해지는 경우 H_{∞} 제어기가 PID제어기에 비해 2배 이상의 잡음 소거 성능을 보였다.

참고 문헌

- (1) Sheu, G. J., Yang, S. M., and Yang, C. D., 1997, "Design of Experiments for the Controller of Rotor Systems With a Magnetic Bearing", *Trans. of the ASME*, Vol. 119, pp. 200~207.
- (2) Williams, R. D., Keith, F. J., and Allaire, P. E., 1990, "Digital Control of Active Magnetic Bearings", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 37, pp. 19~27.
- (3) Song, S. H., Park, Y. J., and Chung, S. C., 1998, "On-line Balancing of a Ultra-high speed Rotor with Residual Unbalance", *Trans. of KSMTE*, Vol. 7, No. 1, pp. 51~57.
- (4) Gahinet, P., and Apkarian, P., 1993, "A Linear Matrix Inequality approach to H_{∞} control," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, Vol. 4, pp. 421~448.
- (5) Song, O., Librescu, L., and Oh, S. Y., 2001, "Vibration of Pretwisted Adaptive Rotating Blades Modeled as Anisotropic Thin-Walled Beam", *AIAA Journal*, Vol. 30, No. 2, pp. 285~295.
- (6) Naim, R., Weiss, G., and Shmuel, B. Y., 1997, " H_{∞} Control Applied to Boost Power Converters", *IEEE Trans. on Power electronics*, Vol. 12, pp. 677~683.
- (7) Zhou, K., and Doyle, J. C., 1998, *Essentials of Robust Control*, Prentice-Hall, pp. 81~103.