

원통형 변위센서를 장착한 능동 공기 베어링에 관한 연구

박상신[†] · 김규하^{*}

영남대학교 기계공학부, *광주과학기술원 기전공학과

A Study on the Actively Controlled Aerostatic Journal Bearing using Cylindrical Capacitance Displacement Sensor

Sang-Shin Park[†] and Gyu Ha Kim^{*}

School of Mechanical Engineering, Yeungnam University

*Graduate School, Dept. of Mechatronics, Gwangju Institute of Science and Technology

Abstract – In this paper, an actively controlled aerostatic bearing is studied to overcome the defects of air bearing such as low stiffness and damping coefficients. The actively controlled aerostatic bearing is composed of aerostatic bearings, non-contact type of displacement sensors, piezoelectric actuators and controllers. The cylindrical capacitance sensor (CCS) is used as the displacement sensor. The reason for using CCS instead of the commercial gap sensor is that it can give us the pure error motion of the spindle because it removes the roundness error or the geometric errors in the spindle. The controller is designed by the state space equation and quadratic optimal control theory. The characteristic data of the actively controlled aerostatic bearing system in the frequency domain are presented and the stiffness and damping coefficients of the bearing are mentioned. This paper shows the possibility to reduce the motion error up to 6000 rpm.

Key words – actively controlled aerostatic bearing, cylindrical capacitance sensor, stiffness, damping

1. 서 론

최근 들어 제품에 요구되는 정밀도의 고도화에 따라, 지금까지보다도 고강성, 고정도를 갖는 공작 기계가 요구되어 오고 있다. 이러한 요구를 충족시키기 위해서 주축 베어링의 강성 및 정도를 향상을 시킬 필요가 있다. 이를 위하여 본 연구에서는 제작의 정밀도를 더 이상 요구하지 않는 제어형 정압 공기 베어링을 고안하였다. 축의 반경 방향에 대해서 2 자유도의 변위 제어가 가능한 가진 장치를 고안하고, 설계, 제작한다. 또한 제어 시스템의 설계에는 상태 피드백법을 이용하며 제어 시스템의 극배치는 최적 레귤레이터를 이용하여 해석된 계인을 사용한다. Sato등이 이러한 실험을 수행한 바 있다[1-2]. 그러나 이 연구에서는 축의 회전 오차를 측정하는 방법으로 x, y방향으로 Probe 형태의 센서를

사용하는 2점식 측정법을 이용하였다. 이러한 2점식 측정법은 축의 회전 오차가 축의 형상 오차나 표면 조도의 크기보다 훨씬 클 때는 문제가 없으나, 비슷한 크기 일 경우 회전 오차를 측정하는 센서는 회전 오차와 축의 형상 오차가 비슷한 크기로 검출하게 되어 정확한 회전 오차를 측정할 수 없게 된다. 그러므로, 2점식 측정법을 채택한 선행 연구자들의 결과는 축의 형상 오차를 따라서 축의 중심 궤적이 제어되었다고 말할 수 있다. 따라서, 보다 정밀한 제어를 위해서는 축의 형상 오차의 영향이 적은 회전 오차 측정법을 적용해야 한다. 축의 형상에 의한 영향을 줄이면서 보다 정확한 회전 오차를 측정하는 방법으로는, 3개의 변위 센서를 사용하여 형상 오차를 푸리에 변환에 의해 찾아내 제거하는 3점법 회전 오차 측정법(Kimiyuki Mitsui, 1982)[3]과 측정면을 원주 형태로 넓혀 축의 형상오차를 평균화하여 측정시 사라지게 하는 원통형 정전 용량 센서 측정

[†]주저자 · 책임저자 : pss@yu.ac.kr

법(P.D. Chapman, 1985)[4]이 있다. 3점법 회전오차 측정법은 측정 후, 다소의 연산을 통하여 궤적을 찾아 내므로, 실시간의 제어에는 적용하기 어렵다. 원통형 정전 용량 센서 측정법은 원리면에서 바로 궤적 데이터가 전압으로 나오기 때문에, 실시간 제어가 가능하여 본 연구에서 채택하였다. 하지만, Chapman이 제시했던 센서는 센서면을 둘러싸는 Guard 미비, 정전 용량을 전압으로 바꾸어주는 회로의 불안정성이 있기에, 이를 보완하여 박[5], 김[6]은 공기베어링의 회전 오차 측정에 적용한 바 있으며, 장[7,8]는 자기 베어링에 적용하였으며, 원통형 정전 용량 센서가 일반 Probe형 센서보다 형상 오차나 표면 조도의 영향을 줄일 수 있음을 컴퓨터 시뮬레이션으로 보였다. 안[9]은 형상 오차의 차수를 고려해서 원통을 6개로 분리하는 등의 발전을 보였다. 본 연구에서는 이러한 원통형 정전 용량형 변위센서를 이용, 정확한 회전 오차를 측정하여 실시간 제어가 가능한 공기베어링의 개발에 연구의 목표를 두고자 한다.

2. 제어대상 베어링

2-1. 제어가능한 베어링의 설계

공기베어링을 제어하기 위해서는 강성 및 감쇠에 가장 큰 영향을 미치는 축과 베어링 사이의 간극을 변화시킬 수 있는 베어링이 설계 되어야 한다. Fig. 1에는 원통면을 8개로 분리하여 4개의 주베어링(main bearing)과 4개의 보조베어링(auxiliary bearing)을 갖도록 한 제어 가능형 베어링의 원리도를 나타내었다. 주베어링에는 4개의 급기공을 갖고, 보조베어링에는 1개의 급기공만을 갖도록 하여 베어링 강성에는 큰 영향을 미치지 않도록 설계 하였다. 주 베어링의 밖에는 압전

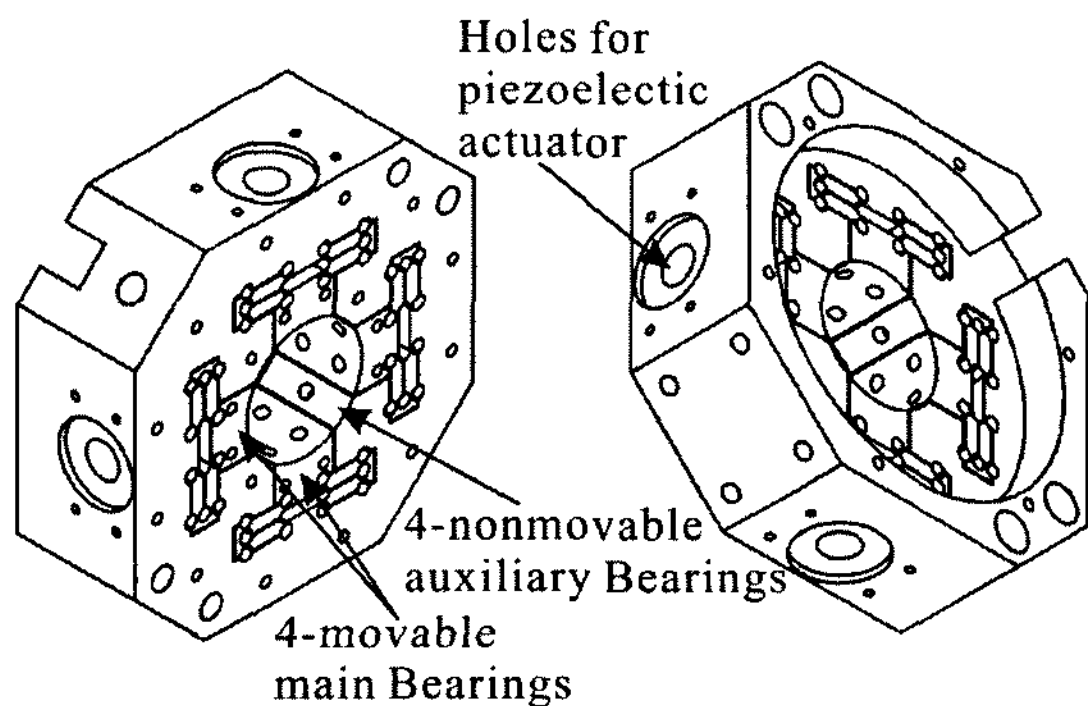


Fig. 1. Design of controllable bearing.

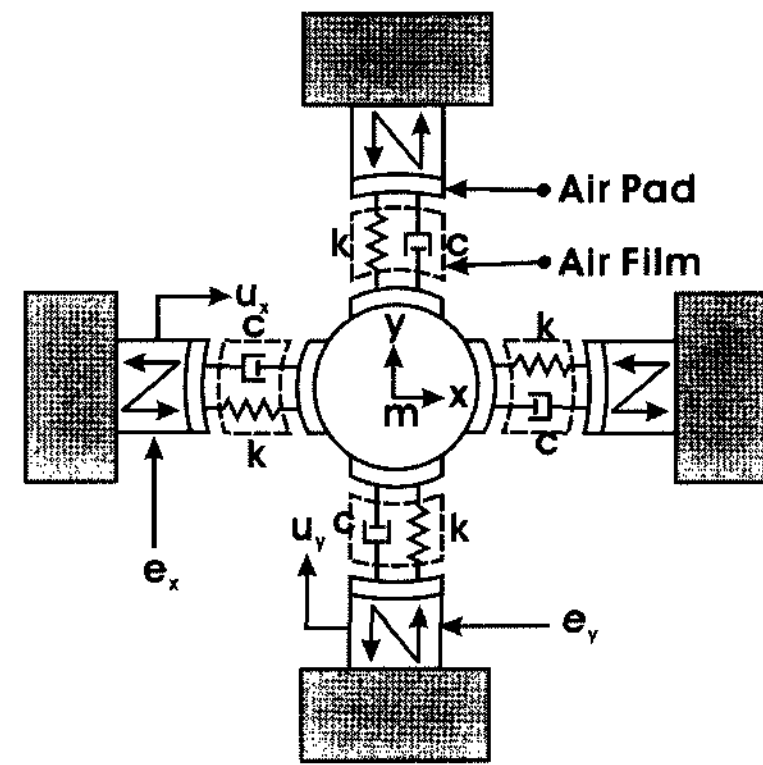


Fig. 2. Control model.

소자(piezoelectric actuator)를 설치하여 압전소자의 움직임에 따라 주베어링면이 이동할 수 있도록 힌지구조로 설계 하였다. 또한 2개의 베어링을 동시에 가공하여, 축 내경을 연마할 수 있도록 두 개가 결합될 수 있도록 설계하였다.

2-2. 제어 대상 모델링

Fig. 2는 제어 대상 모델을 나타낸 것이다. 여기에서 x 및 y 방향 축의 운동은 독립인 것으로 하고, 양방향으로 독립으로 제어한다. 따라서 기구의 대칭성으로부터 x, y 방향의 제어 시스템의 모델은 같다고 가정하고 x 만으로 설명한다.

베어링에서 패드의 x 방향 변위를 $u_x[m]$, 축의 x 방향 변위를 $x[m]$ 로 하고, 축에 대한 운동방정식과 압전소자에 전압을 인가하였을 때의 동특성에 대한 운동방정식을 세우고 베어링의 틈새, 축질량, 축의 고유진동수 등을 이용하여 무차원화하면 다음과 같은 두 개의 방정식을 얻을 수 있다.

$$\ddot{X} + 2C\dot{X} + 2KX = C\dot{U}_x + KU_x \quad (1)$$

$$\ddot{U}_x + 2\zeta\Omega_n^2\dot{U}_x = \Omega_n^2 E_x + \frac{1}{M_a}[C(\dot{x} - \dot{U}_x) + K(x - U_x)] \quad (2)$$

여기서, 각 무차원 변수들은 다음과 같다.

$$\tau = \omega_0 t, \quad X = \frac{x}{h_0}, \quad U_x = \frac{u_x}{h_0}, \quad C = \frac{c}{m\omega_0}, \quad K = \frac{k}{m\omega_0^2},$$

$$E_x = \frac{k_p e_x}{h_0}, \quad \zeta = \frac{C_a}{2m_a\omega_n}, \quad \left(\omega_n = \sqrt{\frac{k_a}{m_a}}\right), \quad \Omega_0 = \frac{\omega_n}{\omega_0}, \quad \Omega_n = \frac{\omega_n}{\omega_0}$$

$$\underline{X} = [X_1 \ X_2 \ X_3 \ X_4]^T = [X \ \dot{X} \ U_x \ \dot{U}_x]^T \quad (3)$$

이러한 기본 지배방정식을 상태변수 방정식으로 나타내면 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{\underline{X}} = \underline{A}\underline{X} + \underline{B}E_x \tag{4}$$

$$Y = \underline{C}\underline{X} \tag{5}$$

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -2K-2C & K & & C \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{K}{M_a} & \frac{C}{M_a} & -\left(\Omega_n^2 + \frac{K}{M_n}\right) & -\left(2\zeta\Omega_n + \frac{C}{M_a}\right) \end{bmatrix}$$

$$\underline{B} = [0 \ 0 \ 0 \ \Omega_n^2]^T, \quad \underline{C} = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$$

2-3. 제어 시스템의 구성과 원리[10,11]

2-3-1. 상태 피드백에 의한 극배치

Fig. 3에 표시된 것처럼, 식 (4) 및 식 (5)에서 기술된 제어 대상에 다음과 같은 피드백을 덧붙이는 것을 고려한다.

$$E_x = -\underline{H}\underline{X} \tag{6}$$

$$\underline{H} = [h_1 \ h_2 \ h_3 \ h_4]$$

이러한 경우, 폐루프계의 상태 방정식은 다음과 같이 구해진다.

$$\dot{\underline{X}} = (\underline{A} - \underline{B}\underline{H})\underline{X} = \underline{A}_H \underline{X} \tag{7}$$

상태 피드백에 의한 특성 설계에 있어서는 폐루프 시스템 (7)에 바람직한 시간적 거동을 하기 위해서 극배치를 어떻게 결정하면 좋은가의 문제로 귀결된다. 이것은 게인 행렬 \underline{H} 를 적당하게 선정함으로써 실현 가능하다. \underline{A}_H 는 대각화 가능 행렬로 되도록 행렬 \underline{H} 를 선택했다고 가정한다. 이런 경우, \underline{A}_H 의 고유치인 $\lambda_1, \dots, \lambda_4$ 에 각각에 대응하는 선형 독립인 고유 벡터를

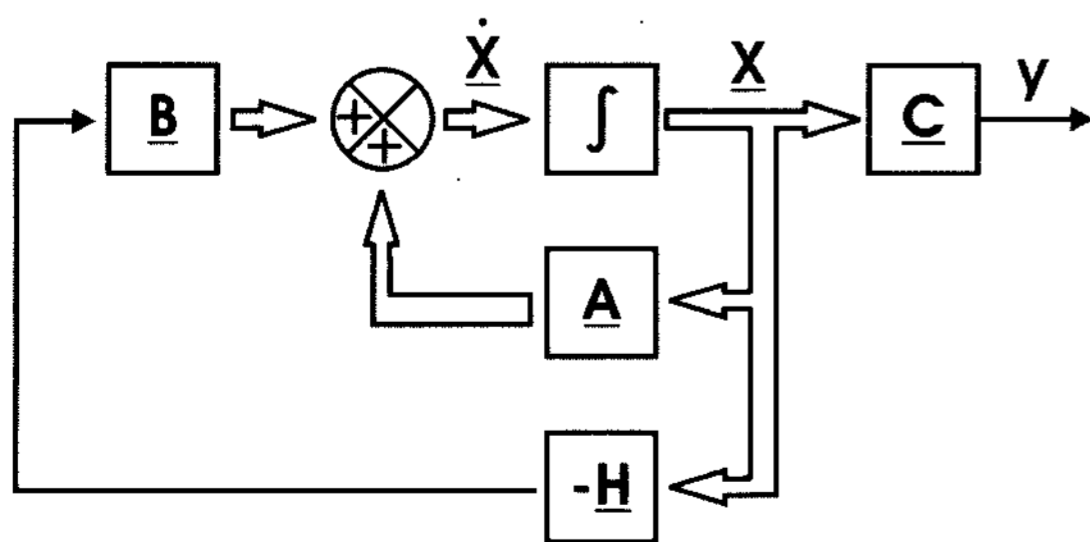


Fig. 3. Model Block Diagram.

$\underline{v}_1, \dots, \underline{v}_4$ 로 표기하면

$$\underline{A}_H \underline{v}_i = \lambda_i \underline{v}_i, \quad (i=1, 2, 3, 4) \tag{8}$$

가 성립하고, 여기서 다음과 같이 정의된 $\underline{V} \in C^{4 \times 4}$ 는 regular matrix로 다음과 같이 표현된다.

$$\underline{V} = [\underline{v}_1 \ \underline{v}_2 \ \underline{v}_3 \ \underline{v}_4] \tag{9}$$

그런데 페루프 시스템 (7)의 입력 $E_x(\tau)$ 는 \underline{V} 를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_x(\tau) = \alpha_1 g_1(\tau) + \alpha_2 g_2(\tau) + \alpha_3 g_3(\tau) + \alpha_4 g_4(\tau)$$

$$g_i = e^{\lambda_i \tau} X_{0i}, \quad \alpha_i = -\underline{H}\underline{v}_i, \quad \underline{X}'_0 = \underline{V}^{-1} \underline{X}_0 \tag{10}$$

따라서, $E_x(\tau)$ 는 시간 함수 $\alpha_1(\tau), \dots, \alpha_4(\tau)$ 에 의해서 g_1, \dots, g_4 의 선형 결합으로 표현된다.

$$\underline{G} = [g_1 \ g_2 \ g_3 \ g_4]$$

$$= -[\underline{H}\underline{v}_1 \ \underline{H}\underline{v}_2 \ \underline{H}\underline{v}_3 \ \underline{H}\underline{v}_4] = -\underline{H}\underline{V}$$

$$\therefore \underline{H} = -\underline{G}\underline{V}^{-1} \tag{11}$$

결국, 피드백 게인 행렬 \underline{H} 는 식 (10)에 의해서 \underline{G} 와 선형독립인 \underline{A}_H 의 고유벡터들을 이용하여 표현된다.

2-3-2. 최적 레귤레이터

제어 시스템의 설계에서는 안정성과 신속한 응답성을 동시에 실현시켜야 하는 경우가 많다. 그러나, 안정성과 응답성은 완전히 상반되는 요구이므로, 최적 레귤레이터를 이용하여, 폐루프 시스템의 안정성을 확보하고, 그의 안정성을 보증하는 범위내에서 응답성 추구해야 한다. 가제어, 가관측인 제어 대상에 대해서 성능지수 J 는 다음과 같다.

$$J = \int_0^{\infty} \underline{X}^T [\underline{Q} + \underline{H}^T \underline{R} \underline{H}] \underline{X} dt \tag{12}$$

최적 제어는 이 성능 지수 J 를 최소화 하는 것이다. 식 (12)를 최소화 하기 다음과 같은 식이 성립한다.

$$(\underline{A} - \underline{B}\underline{H})^T \underline{P} + \underline{P}(\underline{A} - \underline{B}\underline{H}) = -(\underline{Q} + \underline{H}^T \underline{R} \underline{H}) \tag{13}$$

Liapnov의 제 2법칙에 의해 $\underline{A} - \underline{B}\underline{H}$ 가 안정하다면 식 (13)을 만족하는 \underline{P} 가 존재하고, 성능지수 J 의 최소치는 \underline{P} 의 함수로 나타낼 수 있다.

$$\min J = \underline{X}^T(0) \underline{P} \underline{X}(0) \tag{14}$$

또한 $\underline{R} = \underline{T}^T \underline{T} = \underline{I}$ 의 관계식을 (13)에 대입하고 정리

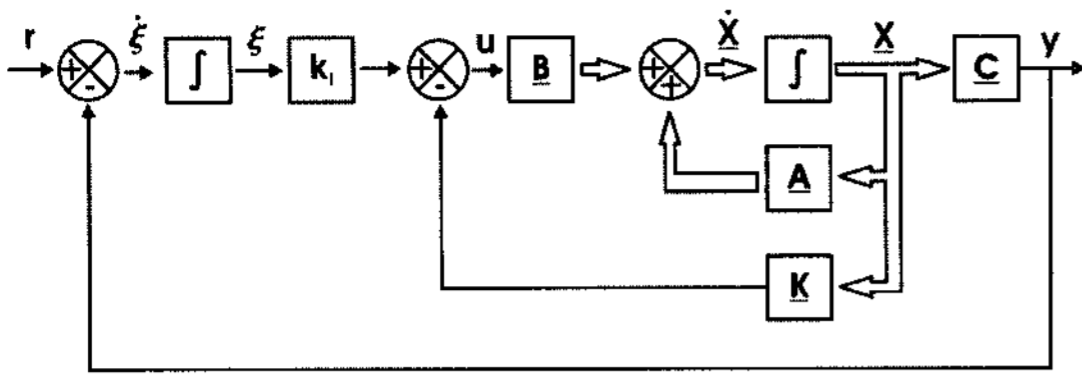


Fig. 4. Block diagram for integral.

하면, 다음의 두 개의 조건식을 얻게 된다.

$$\underline{A}^T \underline{P} + \underline{P} \underline{A} + \underline{Q} = \underline{P} \underline{B} \underline{R}^{-1} \underline{B}^T \underline{P} \quad (15)$$

$$\underline{H} = (\underline{T}^T)^{-1} \underline{B}^T \underline{P} \quad (16)$$

\underline{P} 를 식 (15)을 만족하는 positive-definite Hermitian matrix로 하면 최적의 게인 \underline{H} 를 (16)으로부터 구할 수 있게 된다. 단, 여기서 \underline{Q} 는 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$\underline{Q} = \begin{bmatrix} \rho & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{rank} \begin{bmatrix} \underline{Q}^{1/2} \\ \underline{Q}^{1/2} \underline{A} \\ \vdots \\ \underline{Q}^{1/2} \underline{A}^{n-1} \end{bmatrix} = n \quad (17)$$

2-3-3. 적분 확장형 상태 피드백

정상 위치 편차를 0으로 하기 위해서, Fig. 4에 나타난 것과 같이, 식 (1)-(2)에서 기술된 제어 대상 앞에 적분기를 1개 추가한다. 추가된 적분기의 출력을 x 라 하면, 확장 계의 상태 방정식을 행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\underline{X}}(t) \\ \dot{\underline{\xi}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A} & 0 \\ -\underline{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{X}(t) \\ \underline{\xi}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{B} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r(t) \quad (18)$$

정상 상태의 $r(\infty) = r(t) = r$, $y(\infty) = r$ 를 (18)에 대입한 후, $\underline{X}_e(t) = \underline{X}(t) - \underline{X}(\infty)$, $\underline{\xi}_e(t) = \underline{\xi}(t) - \underline{\xi}(\infty)$, $u_e(t) = u(t) - u(\infty)$ 를 이용하여 정리하면, 다음과 같다.

$$\dot{\underline{e}} = \underline{A} \underline{e} + \underline{B} u_e \quad (20)$$

여기서,

$$\underline{e}(t) = \begin{bmatrix} \underline{X}_e(t) \\ \underline{\xi}_e(t) \end{bmatrix}, \quad \hat{\underline{A}} = \begin{bmatrix} \underline{A} & 0 \\ -\underline{C} & 0 \end{bmatrix}, \quad \hat{\underline{B}} = \begin{bmatrix} \underline{B} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

또한 $u_e(t)$ 는 다음과 같다.

$$u_e(t) = -\underline{K} \underline{X}_e(t) + k_1 \underline{\xi}_e(t) = -\hat{\underline{K}} \underline{e} \quad (22)$$

$$\hat{\underline{K}} = [\underline{K} - k_1]$$

식 (22)를 식 (20)에 대입하면 다음과 같은 상태방정식을 얻을 수 있다.

$$\dot{\underline{e}} = [\hat{\underline{A}} - \hat{\underline{B}} \hat{\underline{K}}] \underline{e} \quad (23)$$

식 (23)으로부터 오차 벡터의 동적 거동은 $[\hat{\underline{A}} - \hat{\underline{B}} \hat{\underline{K}}]$ 의 고유값에 의해 결정된다.

$[\hat{\underline{A}} - \hat{\underline{B}} \hat{\underline{K}}]$ 가 안정행렬이면 오차벡터는 어떠한 초기 오차 벡터에 대해서도 0으로 수렴하므로 제어가 가능해진다. 따라서 상태방정식이 (23)일 때의 성능지수는 다음과 같이 얻어진다.

$$J = \int_0^\infty \underline{e}^T [\underline{Q} + \underline{K}^T \underline{R} \underline{K}] \underline{e} dt \quad (24)$$

따라서 다음의 순서에 따라 필요한 게인행렬 \underline{K} 를 구하여 제어를 수행하면 된다.

Step 1. matrix \underline{P} 를 구하기 위해서 Riccati 방정식을 푼다.

$$\hat{\underline{A}}^T \underline{P} + \underline{P} \hat{\underline{A}} - \underline{P} \hat{\underline{B}} \underline{R}^{-1} \hat{\underline{B}}^T \underline{P} + \rho \underline{Q} = 0 \quad (25)$$

Riccati 방정식에서 \underline{Q} 는 다음과 같다고 가정

$$\underline{Q} = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \beta \end{bmatrix} \quad (26)$$

또한 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$\text{Rank} \begin{bmatrix} \rho^{1/2} \underline{Q}^{1/2} \\ \rho^{1/2} \underline{Q}^{1/2} \hat{\underline{A}} \\ \vdots \\ \rho^{1/2} \underline{Q}^{1/2} \hat{\underline{A}}^{n-1} \end{bmatrix} = n+1 \quad (27)$$

$\underline{R} = \underline{I}$ 로 가정한다.

Step 2. \underline{P} 를 아래의 식에 대입하여 최적의 게인행렬을 구하여 제어에 사용한다.

$$\hat{\underline{K}} = \underline{R}^{-1} \hat{\underline{B}}^T \underline{P} = \underline{B}^T \underline{P} \quad (28)$$

3. 실험장치의 구성

3-1. 제어형 베어링

Fig. 5(a)에는 앞에서 설계한 대로 제작된 공기 베어

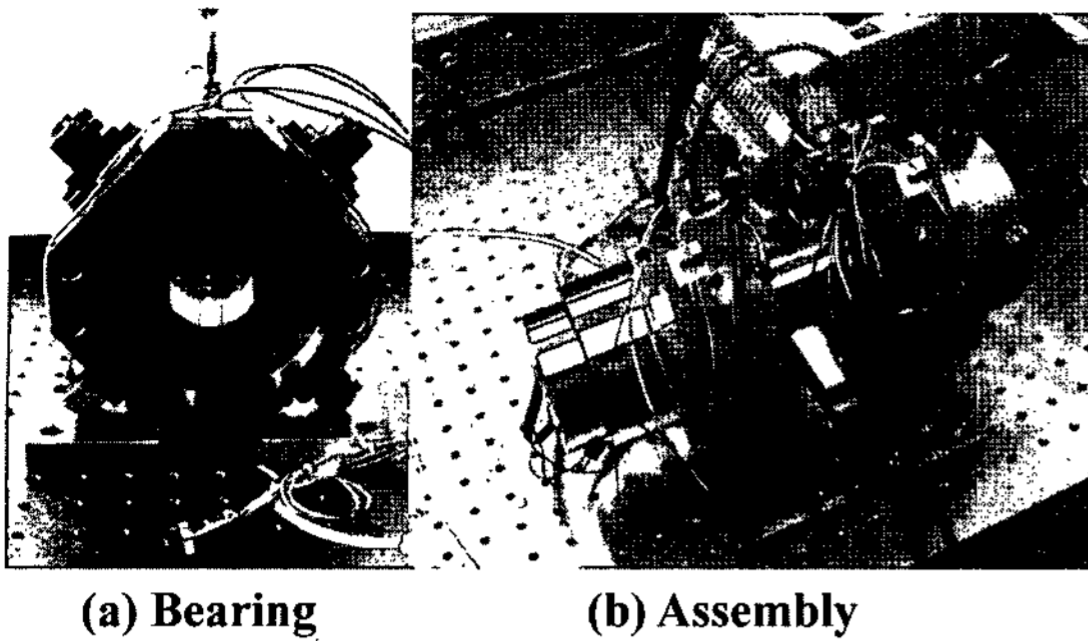


Fig. 5. Apparatus of experiment.

링을 나타내었고, Fig. 5(b)에는 조립된 형상을 보여주고 있다. 축은 정압 스톱 베어링과 축의 원주 방향으로 배치된 패드 형태의 정압 저널 베어링에 끼워져서 공기압에 의해 비접촉으로 지지된다. 베어링의 안정성을 높이기 위해 + 형태로 배열된 4개의 베어링 패드가 있으며, X 형태로 배치된 4개의 패드는 탄성 힌지 기구에 의해 베어링 본체와 연결되고, 반경 방향으로 움직인다. 압전 액추에이터의 변위는 입력 전압에 의해 변화되며 이것으로 외란을 조절할 수 있다.

3-2. 원통형 정전용량형 변위 센서

Fig. 6(a)에는 본 연구에서 사용된 원통형 정전 용량형 센서의 장착 전과 후의 모습을 나타내었고, Fig. 6(b)에는 이 센서를 동작시키기 위한 앰프의 형상을 나타내었다. 축과 원통 센서 사이의 정전용량을 검출하여 거리로 바꾸어주는 방법으로는 안[9]이 제안한 전하전달법을 사용하였다.

Fig. 7에는 센서를 보정하는 모습과 그 보정결과를 나타내었다. 축과 베어링 사이는 15 μm을 넘지 않기 때문에 센서가 가지는 측정범위를 그 틈새의 2배인 ±15 μm을 센서의 범위로 설정한 후, 사용축을 x-y 방향으로 움직여 가면서 센서가 나타내는 전압을 얻어내었다. 보정은 잡음을 없애면서 원하는 정밀도를 얻

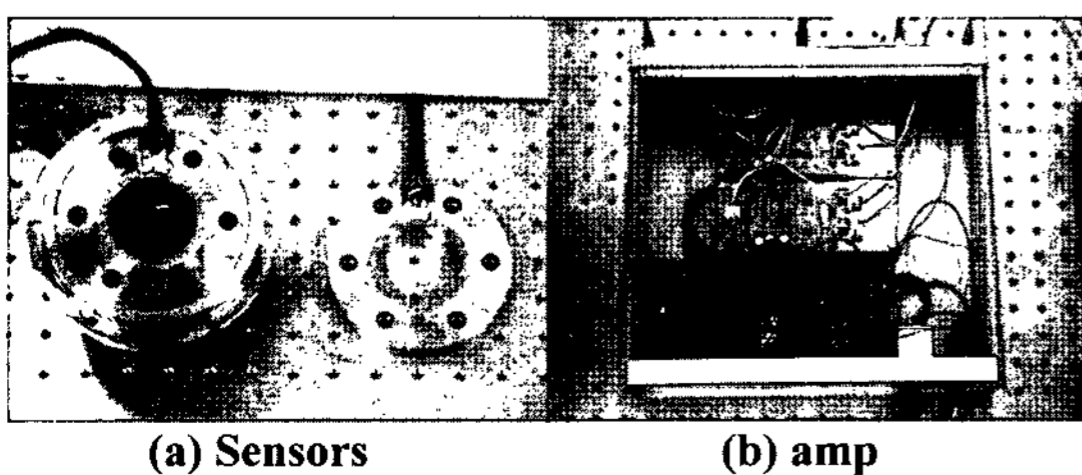


Fig. 6. Photo of cylindrical capacitance sensor & amp.

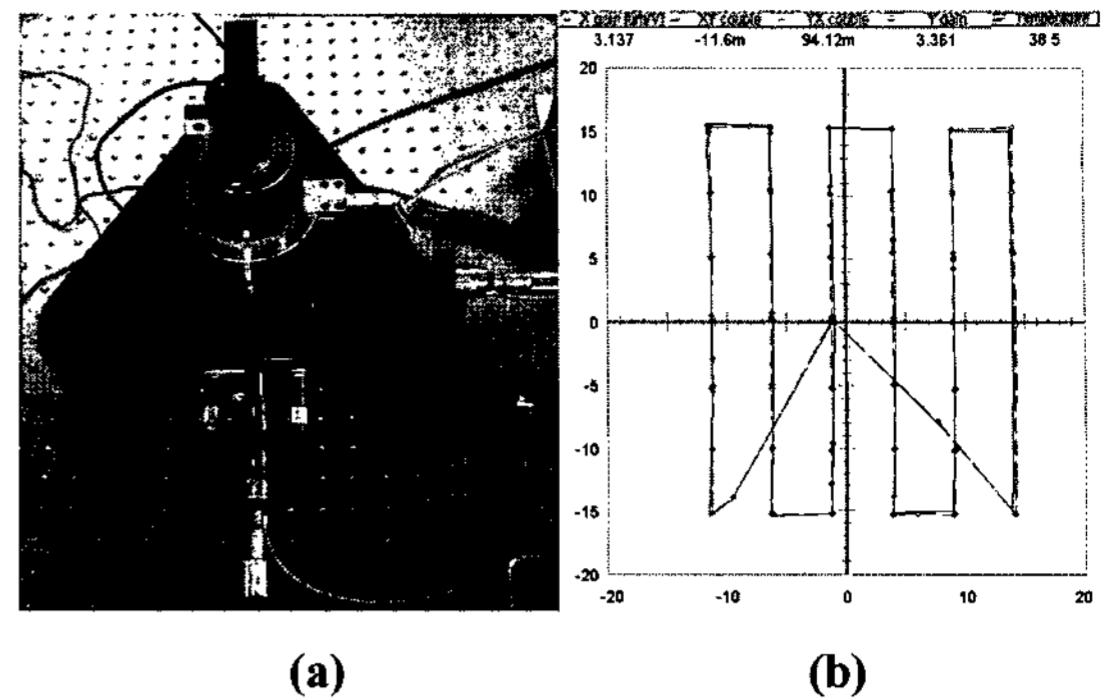


Fig. 7. Calibration of capacitance sensor.

기 위하여 센서의 출력을 조절하였으며 각 방향으로의 센서의 해상도는 x 방향으로 1.611594 V/μm, y 방향으로 1.341176 V/μm를 얻었다.

3-3. 압전 액추에이터 구동용 앰프의 구성

본 연구에서 사용된 압전소자는 안전을 위하여 저전압용 압전소자로 Physik Instrument사의 P-840.10를 사용하였다. 이 압전액추에이터는 최대 운동범위 15 μm/100V, 강성 Stiffness:100 N/mm를 갖는다. 제어를 위한 OP앰프의 신호는 ±15 V 범위까지 만들어 낼 수 있는 반면, 압전소자는 0~100 V 사이에서 작동하므로 제어기에서 나오는 신호를 100 V까지 증폭할 수 있는 앰프가 필요하다. 본 연구에서는 Apex Microtechnology사의 PB50 OP Amp 를 이용하여 증폭비 10 V/V의 압전 소자 구동용 앰프를 구성하여, 제어기에서 나오는 신호 0~10 V를 10배로 증폭하여 최종 압전소자를 구동하였다. Fig. 8에는 본 연구에서 사용한 Non-inverting Composite Amp의 간단한 구성을 나타내었다.

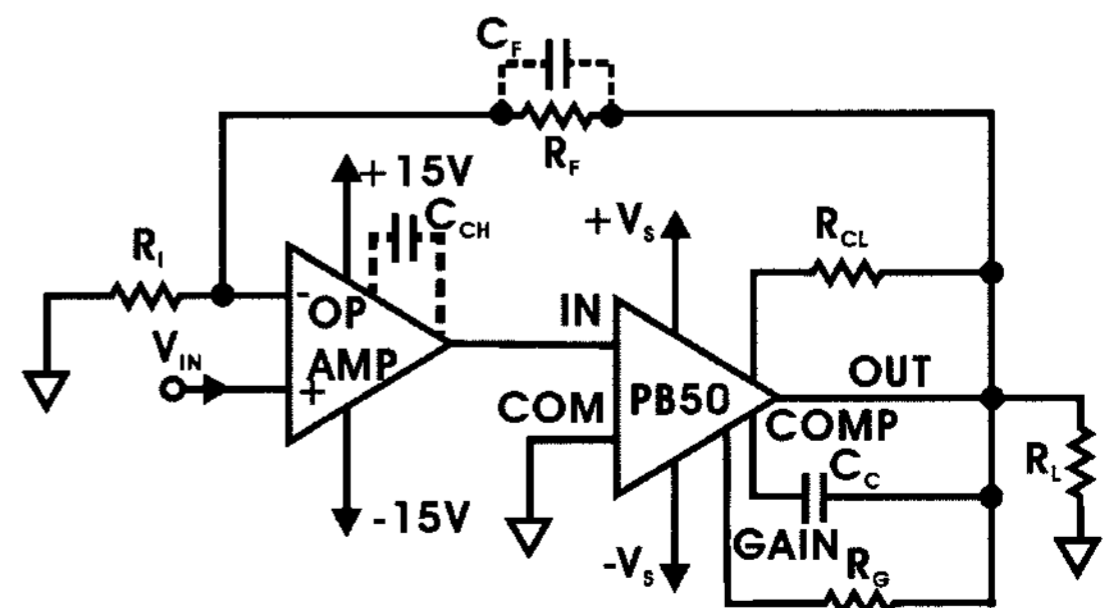


Fig. 8. Circuit of amplifier for piezoelectric actuator.

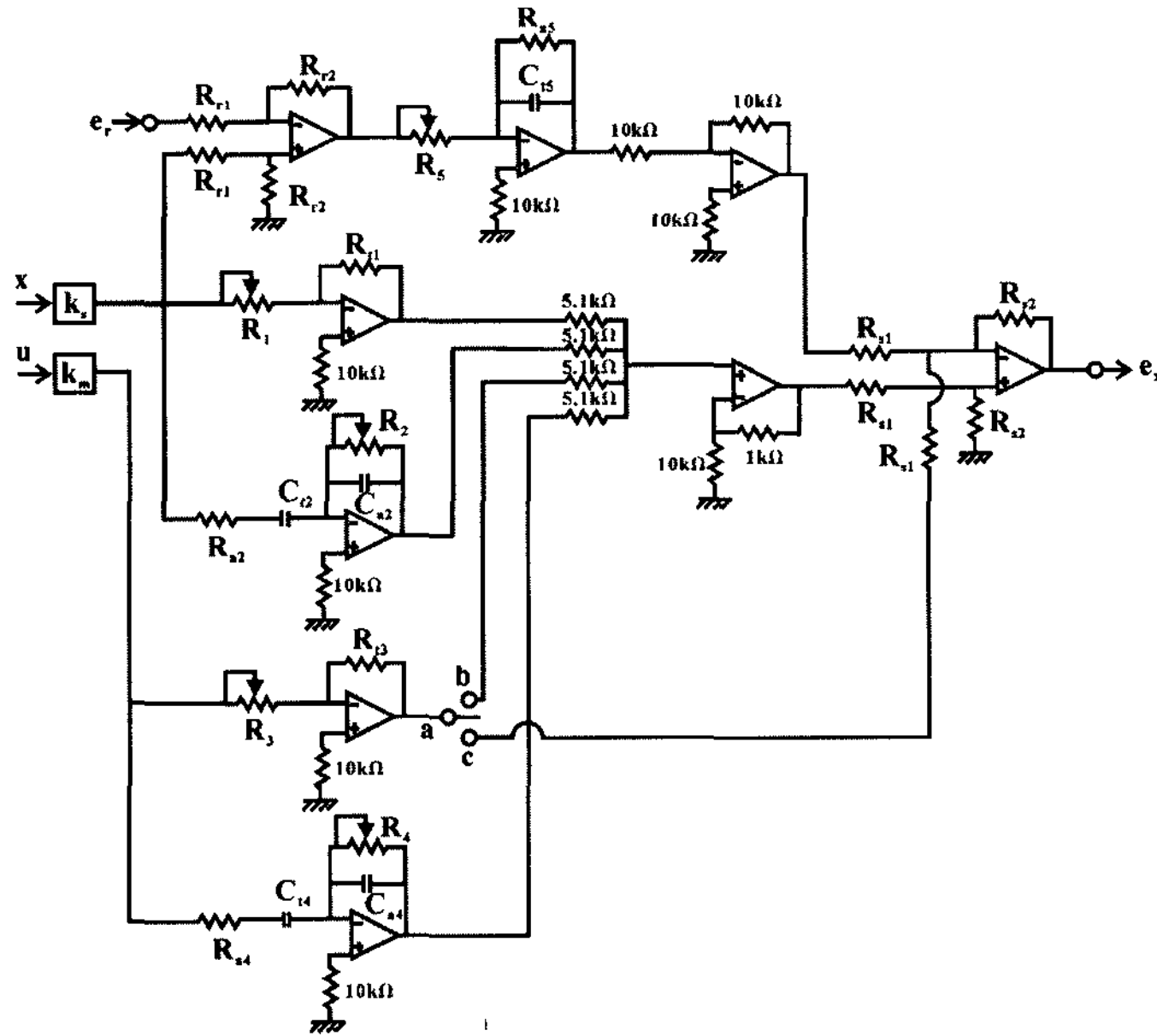


Fig. 9. Circuit for controller.

3.4. 제어기의 구성

본 연구에서는 제어기를 Op Amp를 이용한 아날로그 회로로 구성하였다. Fig. 9은 본 연구에서 사용한 제어 회로도이다. 원통형 정전 용량 변위 센서에서 전압으로 측정된 축의 변위($k_s x$)와 베어링 패드의 변위 신호($k_m u_s$)는 제어기에 입력된 후, 각각 미분기에 입력되고, 미분기를 나온 신호는 증폭, 합해진다. 또한 베어링의 변위 신호($k_s x$)는 분기하여 목포치 e_r 과 함께 뺄셈기에 입력되어지고 다시 그 출력이 적분기를 통하여 나온 신호는 앞에서의 신호와 합하여 제어기 출력 e_x 로 나온다. 이렇게 나온 제어기의 출력 e_x 는 구동 앰프에서 증폭되어 압전 액추에이터에 입력된다. 스위치 (abc)를 사용하여 u_s 의 부호를 변환할 수 있으며, 앞에서 서술한 계인행렬과 회로도의 저항사이에는 다음과 같은 관계식을 사용하였다.

i) $k_3 \geq 0$ (a-b 연결)

$$\hat{\mathbf{K}}^T = \frac{11}{40} k_p \frac{R_{s2}}{R_{s1}} \begin{bmatrix} k_s \frac{R_{r1}}{R_1} \\ k_s \omega_0 C_{r2} R_2 \\ k_m \frac{R_{r3}}{R_3} \\ k_m \omega_0 C_{r4} R_4 \\ -k_s \frac{40 R_{r2}}{11 C_{r5} R_5 R_{r1} \omega_0} \end{bmatrix}$$

ii) $k_3 < 0$ (a-c 연결)

$$\hat{\mathbf{K}}^T = k_p \frac{R_{s2}}{R_{s1}} \begin{bmatrix} \frac{11(R_{s1} + 2R_{s2})R_{r1}k_s}{30(R_{s1} + R_{s2})R_1} \\ \frac{11(R_{s1} + 2R_{s2})}{30(R_{s1} + R_{s2})} C_{r2} R_2 k_s \omega_0 \\ -\frac{R_{r3}k_m}{R_3} \\ \frac{11(R_{s1} + 2R_{s2})}{30(R_{s1} + R_{s2})} C_{r4} R_4 k_s \omega_0 \\ -\frac{R_{r2}}{C_{r5} R_5 R_{r1} \omega_0} k_s \end{bmatrix} \quad (29)$$

4. 실험결과

4-1. 제어대상 모델의 동특성 실험

실 모델의 제어를 하기 앞서, 제어에 필요한 계인과, 이 계인을 만들어 내기 위한 저항값을 결정하기 위하여 제어 대상의 동적인 특성을 파악해야 한다. 본 제어대상 모델에서는 압전소자에 베어링 패드만이 있을 때의 동특성과, 공기막으로 둘러싸인 베어링과 축사이의 동특성을 파악해야 한다. 따라서 본 연구에서는 두 번의 동특성 실험을 수행하였다.

우선 Fig. 10과 같이 축이 조립되지 않은 상태에서 압전소자와 패드만의 동특성을 파악하기 위하여, 압전소자에 일정 주파수의 정현파 전압을 입력하여 소자를

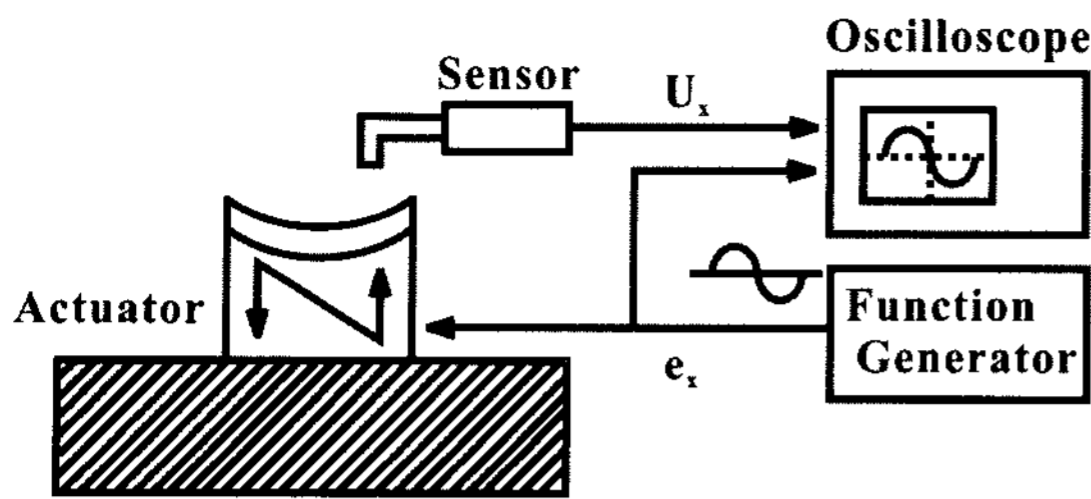
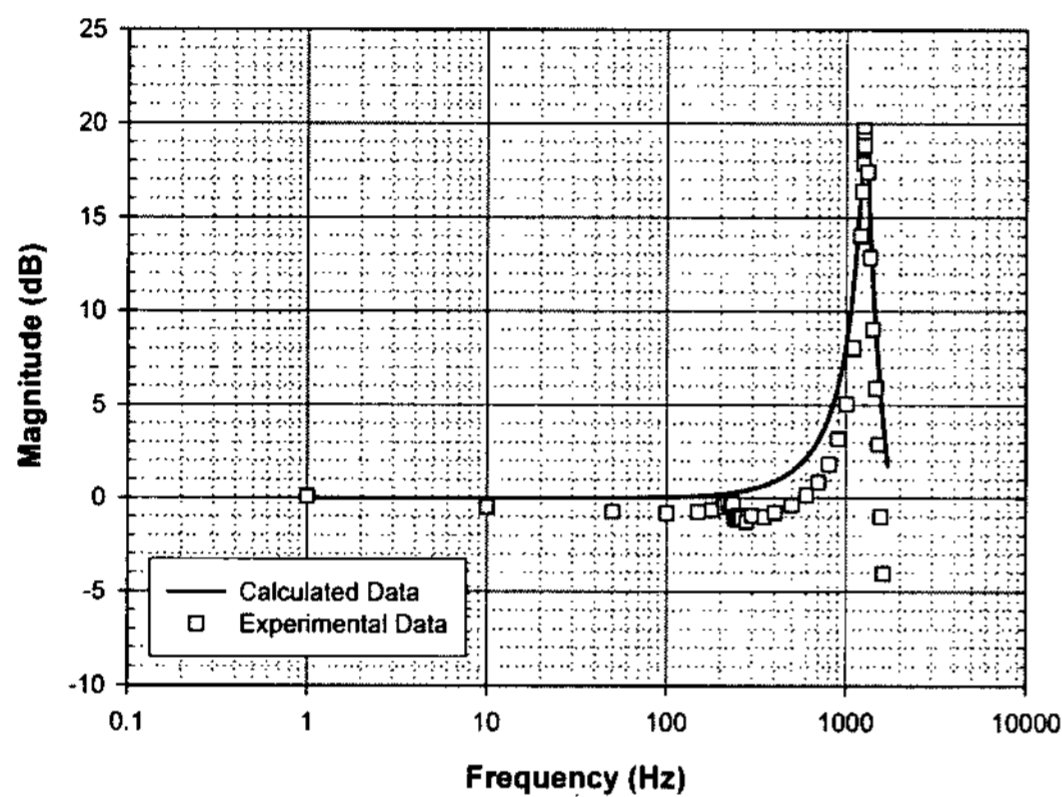
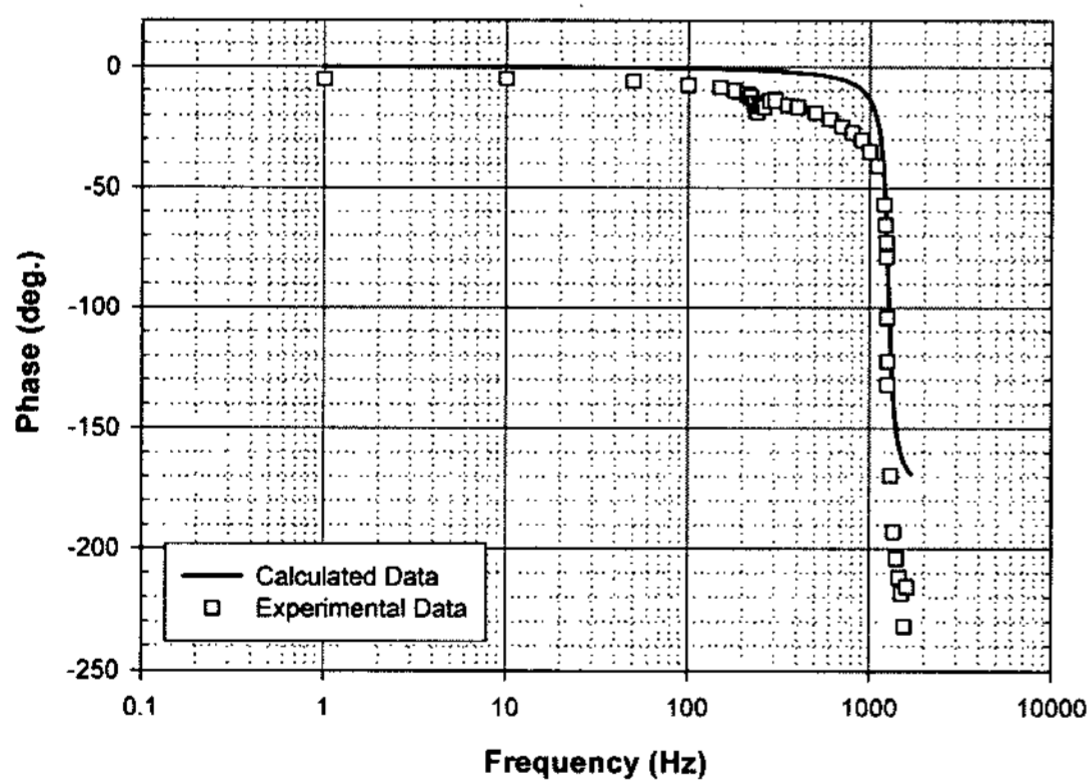


Fig. 10. Schematics for dynamic characteristics of actuator.



(a) Magnitude (dB)



(b) Phase (dB)

Fig. 11. Bode Plot for X-directional Pad and actuator.

움직이고 이 때 베어링 패드의 변위를 측정하여, 입력 전압 e_x 와 베어링 패드의 변위 u_x 사이의 전달 함수가 어떠한 형태로 표시되는 지를 조사하였다. 이것으로부터 진동 진폭의 계인과 위상을 측정하여 축이 조립되지 않은 상태의 압전소자와 패드가 결합된 부분만의 무차원 강성과 감쇠계수를 구하였다. Fig. 11에는 X 방향으로 실험을 수행하여 압전소자와 패드만의 전달

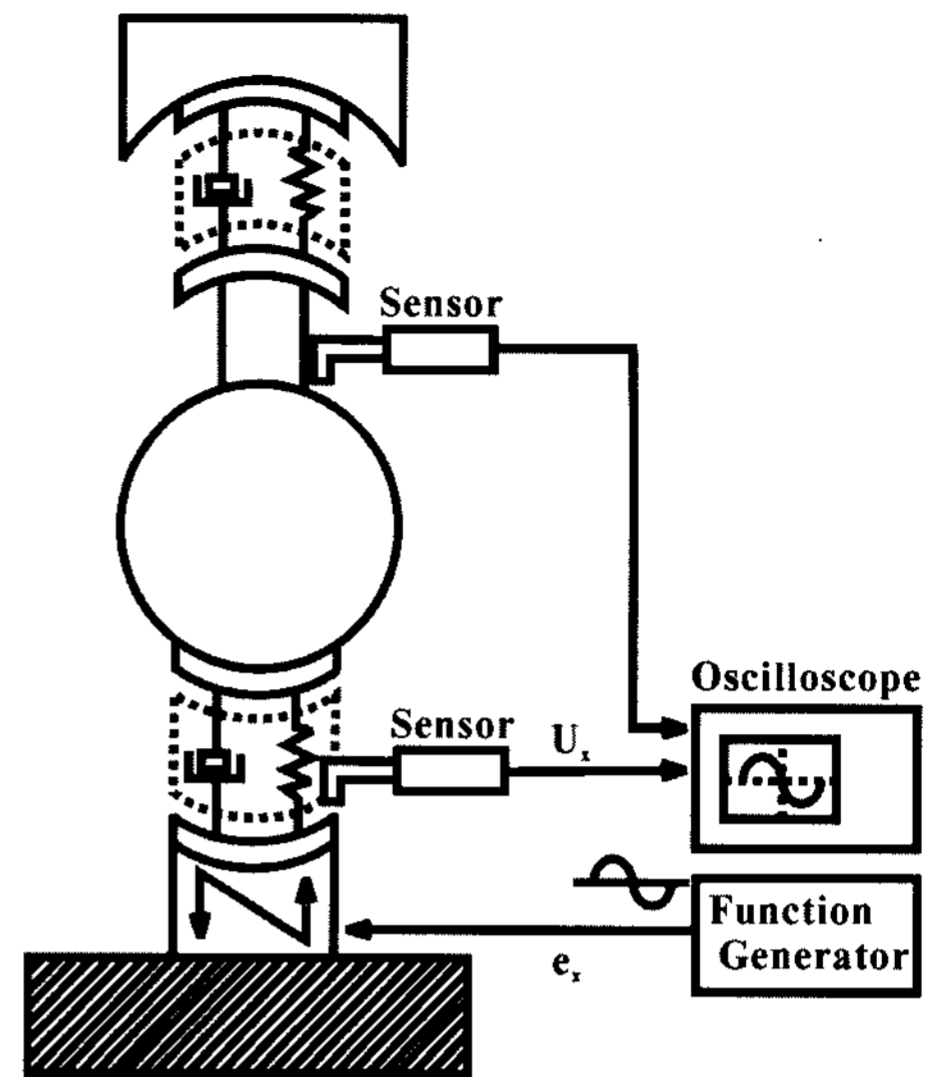
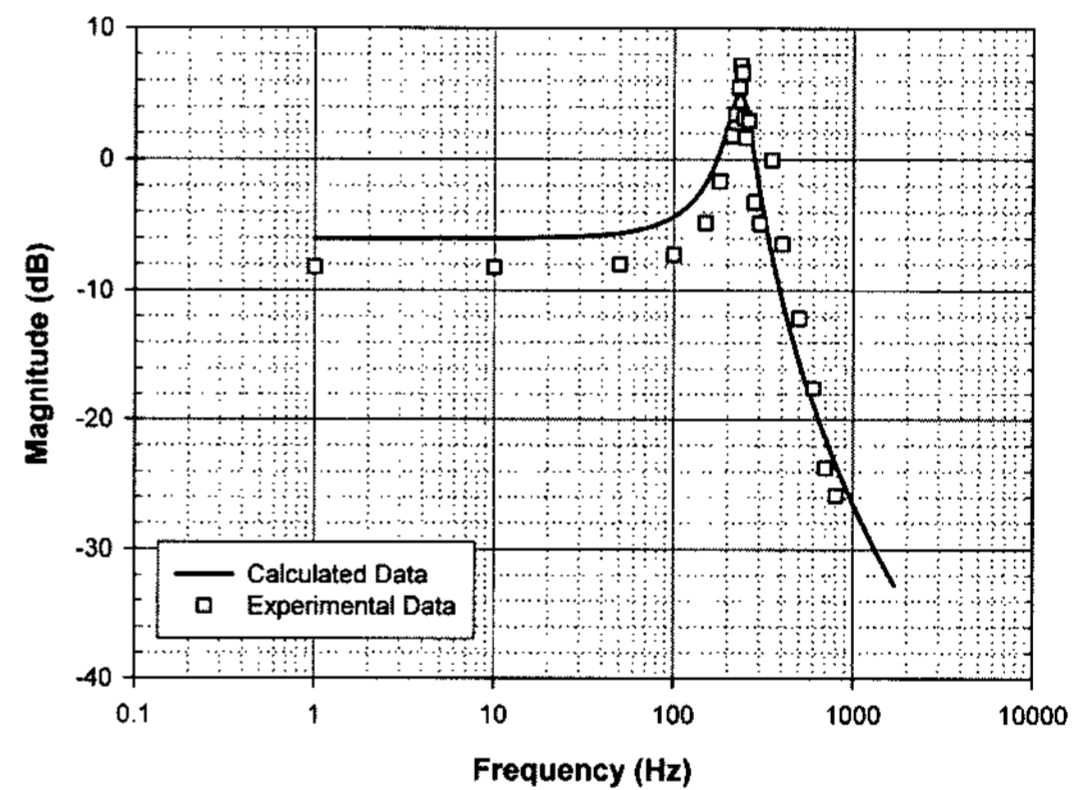
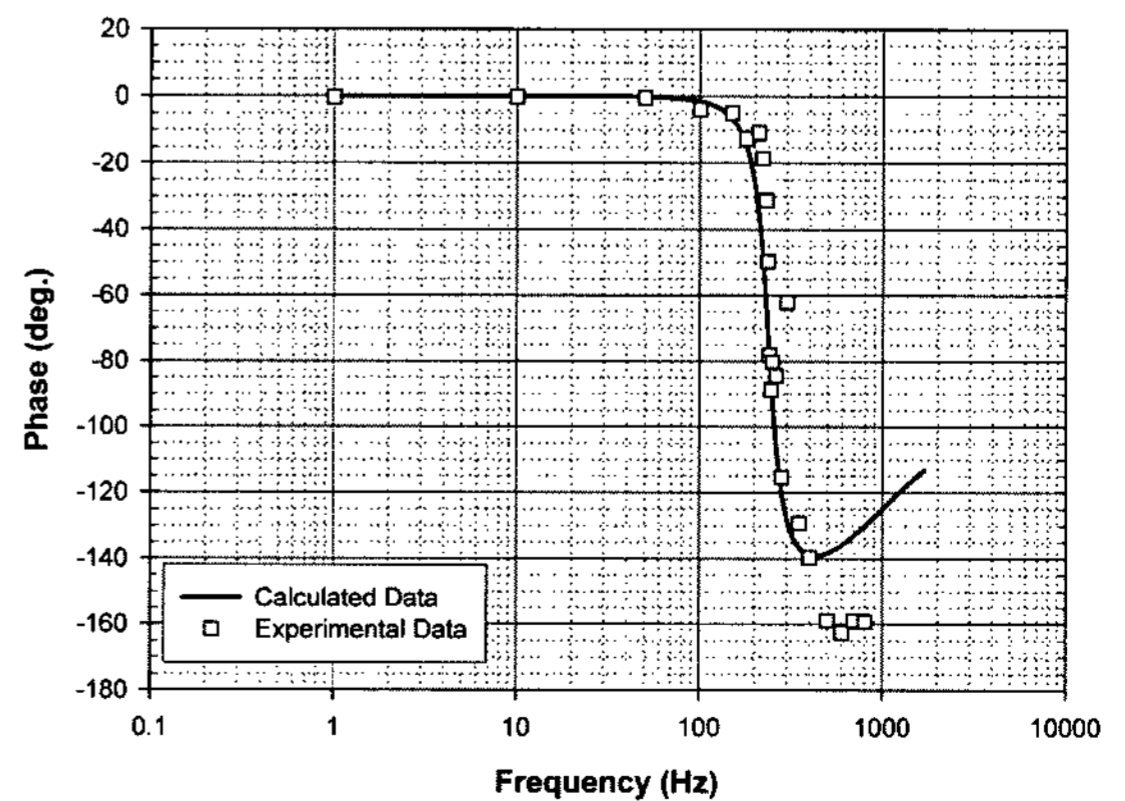


Fig. 12. Schematics for dynamic characteristics of spindle.



(a) Magnitude (dB)



(b) Phase (dB)

Fig. 13. Bode Plot for X directional spindle.

함수의 보드선도의 진폭과 위상을 나타내었다. 본 연구에서 사용된 압전소자와 패드의 고유진동수는 약 1.25 kHz 정도에서 나타났음을 알 수 있다.

다음으로 축의 동특성, 즉 공기막의 동특성을 파악하기 위하여 축을 베어링에 조립하고, 한 방향으로 주파수를 바꾸어 가면서 압전소자를 가진하면서 축과 공기막 사이의 무차원 강성과 감쇠계수를 구하였다. 공기막의 동특성을 파악하기 위한 실험의 원리도를 Fig. 12에 나타내었고, 공기막에 대한 전달함수에 대한 보드선도를 Fig. 13에 나타내었다.

압전소자와 패드만이 결합된 경우에는 고유진동수가 1.2 kHz 부근에서 일어나며, 축이 결합된 경우에는 약 0.23 kHz 부근에서 고유진동이 발생하는 것으로 파악되었다. 따라서 이러한 특성을 갖기 때문에 충분히 제어가 가능하게 됨을 판단할 수 있다. Y 방향에 대해서도 거의 비슷한 결과를 얻었기 때문에 지면관계상 생략한다.

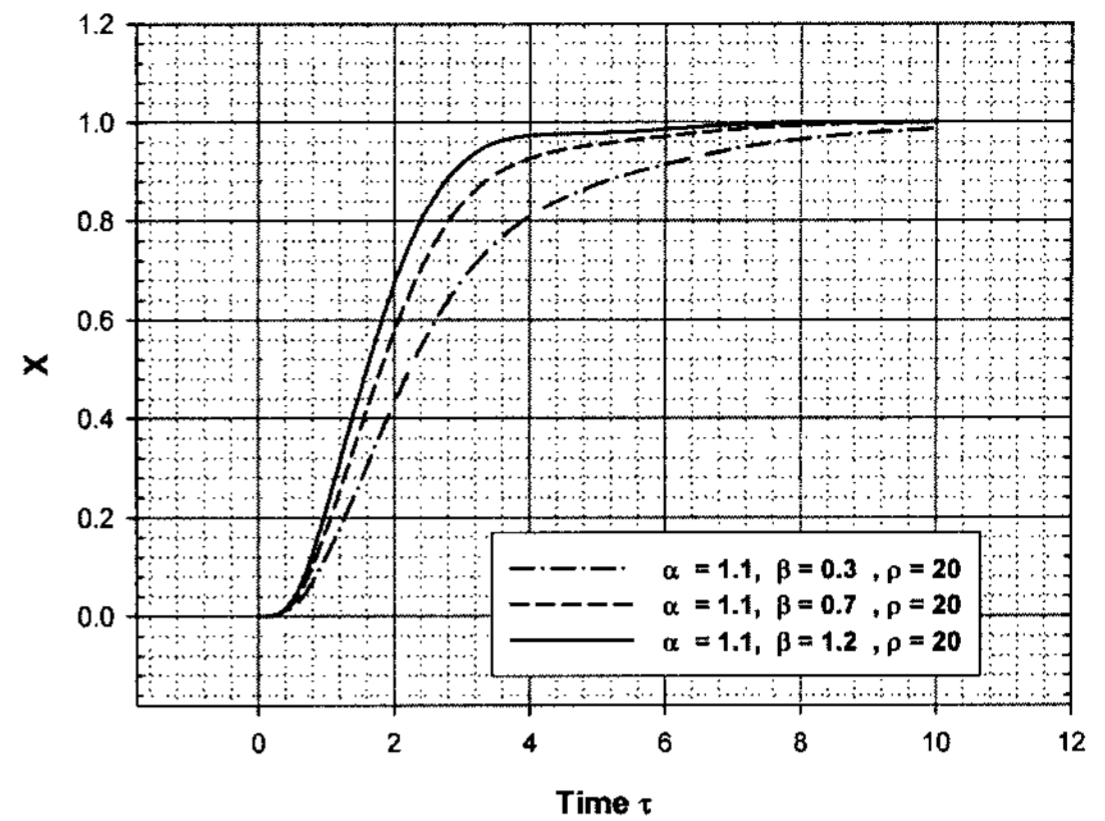
4-2. 제어 시스템의 설계와 궤적 제어

앞 절에서 구한 실험 장치의 계수들과 적분 확장형 페루프 시스템의 식 (23)을 이용하여 제어 시스템을 설계를 하였다. 제어 시스템 설계를 위한 마지막 단계로서 성능 지수 J인 식 (24)의 Weighting factor를 Table 4-1과 같이 3가지의 조합에 대해서 Step 응답으로 목적 함수가 무차원으로 r=1일 때 무차원 시간 변수 t에 대한 무차원 상태 변수 X, U를 이론적으로 계산하였다. 이러한 Step 응답의 예측치중 X 방향의 결과를 Fig. 14에 실었다.

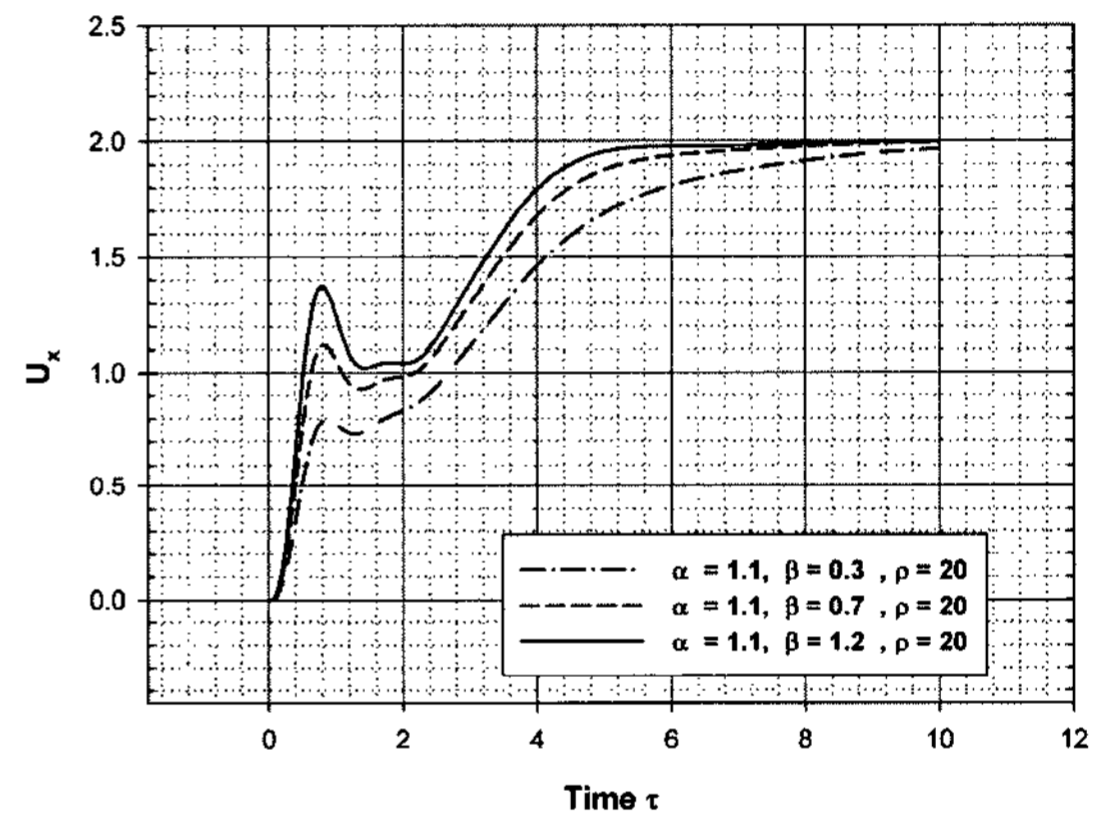
이 중, 응답성이 좋고 오버슈트가 적은것으로 판단된 2형을 선정하였고, 이를 이용하여 다음과 같이 피드백 게인 행렬을 얻었으며, 이에 맞도록 아날로그 저항을 선정하여 제어기를 제작하였다. 제작된 제어기와 피에조 소자의 증폭기는 한 상자에 넣었으며, 그 모습을 Fig. 15에 나타내었다.

Table 4-1 Combinations of weighting factors

	α		β		ρ	
	x	y	x	y	x	y
1	1.1	1	0.3	0.5	20	50
2	1.1	1	0.7	1	20	50
3	1.1	1	1.2	1.5	20	50



(a) Step Response for Shaft



(b) Step Response for actuator and pad

Fig. 14. Non-dimensional step response for x direction.

$$\hat{\mathbf{K}}_{x-dir}^T = \begin{bmatrix} 6.1799 \\ 4.3189 \\ -0.3189 \\ 0.0725 \\ -3.7417 \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{K}}_{y-dir}^T = \begin{bmatrix} 10.1359 \\ 5.6775 \\ -0.3050 \\ 0.0947 \\ -7.0711 \end{bmatrix}$$

이러한 결과를 토대로 회전축을 6000 rpm까지 올리면서 궤적 제어를 수행하였다. 그 궤적 제어의 결과를 Fig. 16에 나타내었다. 그래프에서 보면 앞쪽에 제어하지 않은 상태의 궤적과 제어 신호를 입력한 후의 신호를 볼 수 있다. 제어하기 전에 궤적의 진폭이 0.6 μm 정도였던 것이 제어 입력이 들어가면 0.15 μm 정도로 줄어들음을 볼 수 있다. 이는 최근에 나노미터의 정밀도를 요하는 공작기계에서는 궤적이 50 nm(0.05 μm) 이내로 들어와야 하기 때문에 만족한 결과라고는 볼 수

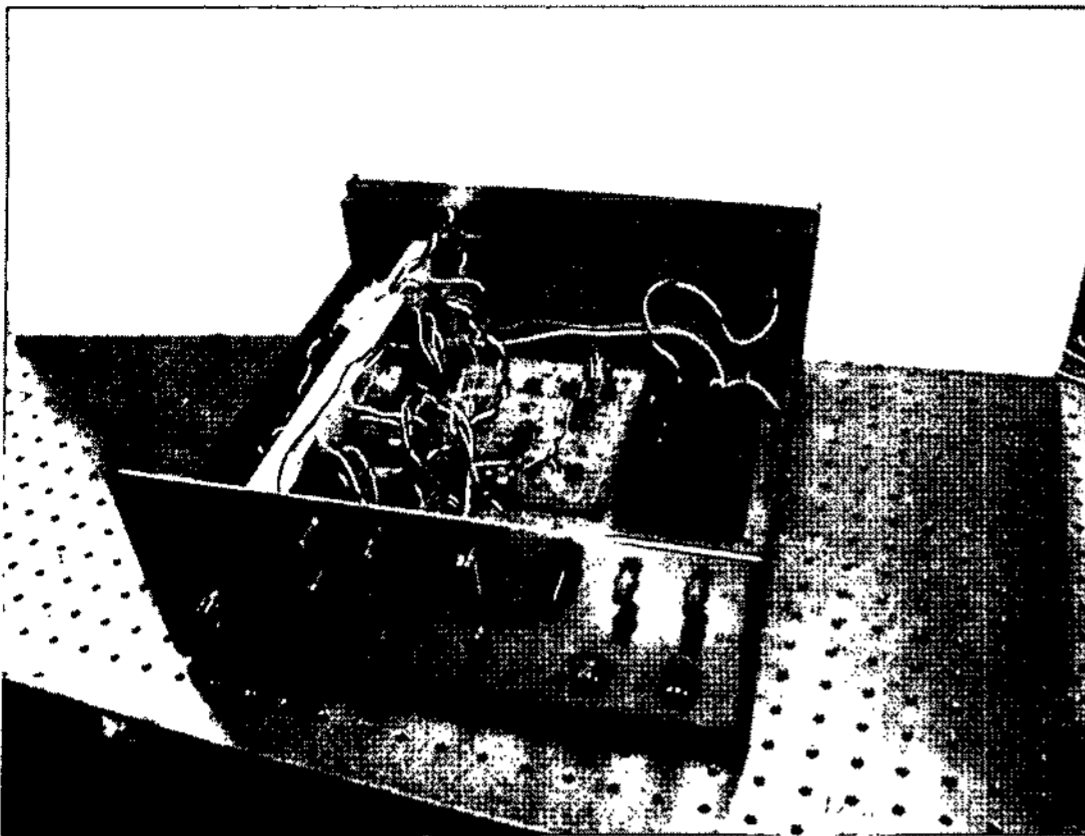
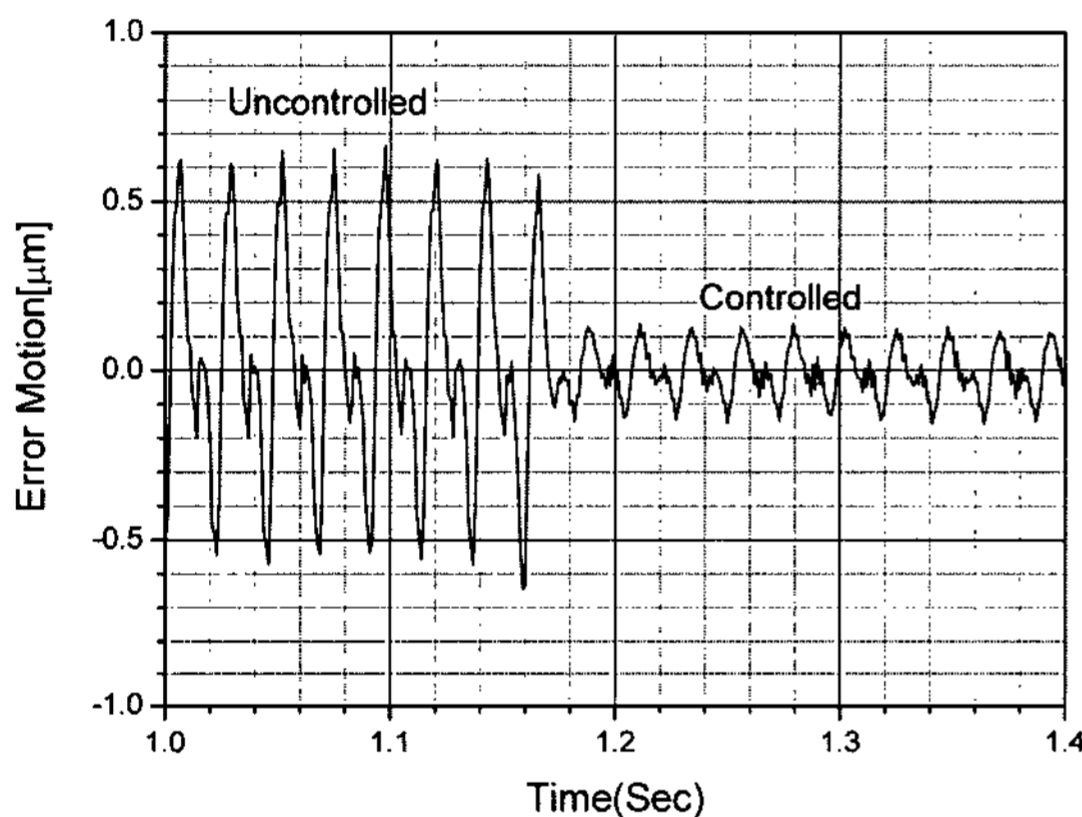
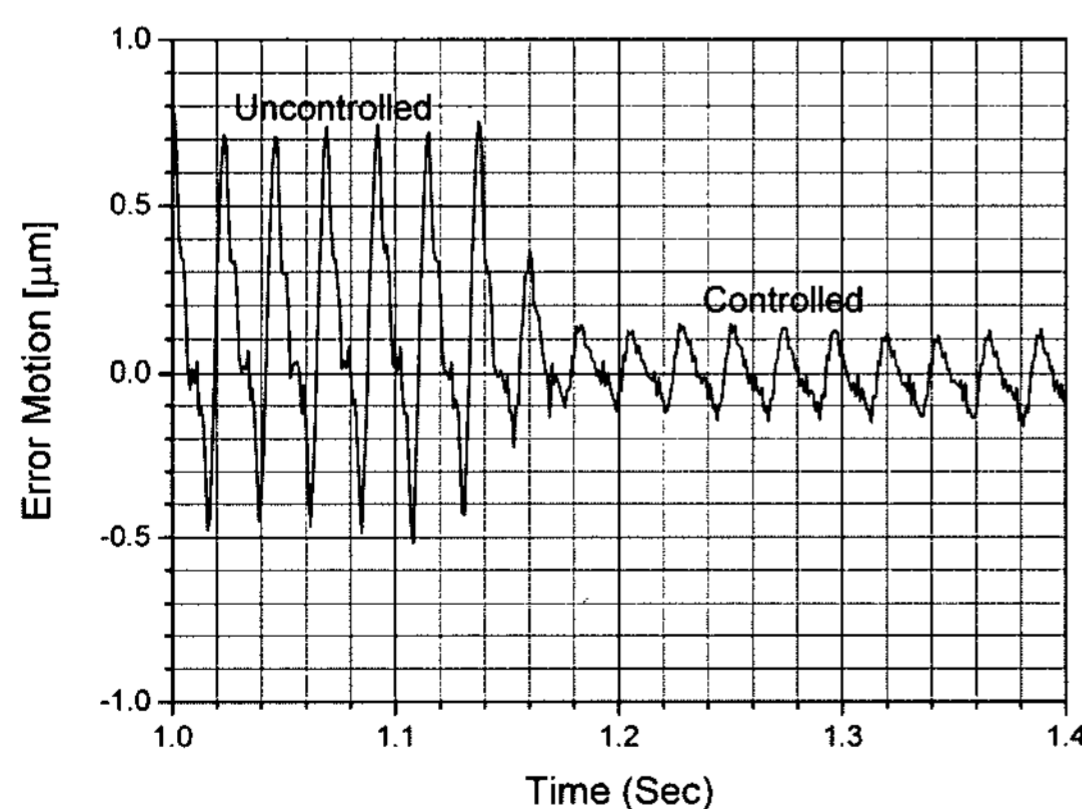


Fig. 15. Controller box with piezo-actuator amp.



(a) Control results for X axis



(b) Control results for Y axis

Fig. 16. Orbit Control results.

없으나 궤적제어의 가능성을 타진하고, 직접 실험을 수행하였다는 점에 본 연구의 의의를 둘 수 있다. 궤적을

더 줄일 수 있는 방법을 생각해 보면, 우선 본 연구에서는 아날로그 제어를 통해 최적 제어를 하였으나, 아날로그 제어에서는 필요한 저항이 정해지면 실험 중 약간의 변화가 있을 때, 수정할 방법이 없이 그대로 수행해야 한다는 점이다. 그러므로 이 시스템을 디지털 제어를 통하여 제어 수준을 한 단계 끌어 올리면 더 좋은 결과를 가져 올 수 있을 것으로 판단된다.

또한 공기 베어링 시스템은 x 축의 변위가 y 하중 지지를 변화시키는 연성 시스템이지만, 본 연구에서는 연성시스템을 무시하고 단일 입력 단일 출력의 SISO 시스템으로 실험을 수행한 한계를 극복해야 할 과제를 안고 있다고 볼 수 있다. 또한 베어링의 설계는 서로 마주보는 패드가 연동하여 움직임으로써 제어 성능을 높일 수 있도록 하였지만, 실제 실험에서는 아날로그 제어기의 제작의 어려움으로 위쪽의 압전소자는 고정하고 아래쪽의 압전 소자들만으로 제어를 하였기에 그 한계가 있었다고 판단된다. 이러한 한계를 극복하기 위하여 디지털 제어 및 MIMO 시스템의 도입을 통한 더 좋은 궤적 제어의 결과를 얻을 수 있으리라 사려된다.

5. 결 론

본 연구에서는 정압 저널 공기 베어링의 틈새를 압전 소자를 이용하여 능동적으로 제어하고 외란에 의한 축진동을 억제하고, 베어링의 고강성화를 추구하는 방법의 가능성을 실험적으로 검토하였다. 이를 위해 저널 정압 공기 베어링을 8조각으로 분리하여 4조각은 압전 소자에 의해서 틈새를 조절 할 수 있도록 설계하고, 4조각은 항상 베어링이 안정한 상태에서 동작할 수 있도록 보조 베어링 역할을 하는 새로운 개념의 제어형 정압 저널 공기 베어링을 설계 제작하였으며, 베어링의 궤적을 정확히 실시간으로 측정하기 위하여 원통형 정전용량형 변위센서를 장착시켰고, Optimal Regulator를 이용한 상태 피드백에 의해 제어 시스템을 설계하고, 시스템의 동특성을 실험적으로 규명하고, 회전축의 제어를 수행한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

원통형 정전 용량형 변위센서를 장착함으로써 실시간 궤적을 얻을 수 있으므로 공기베어링을 6000 rpm 정도까지 궤적 제어를 수행할 수 있었다.

동특성의 경우, 축의 고유진동수 보다 패드의 고유진동수가 높도록 설계하여 줌으로써 효과적으로 응답을 얻을 수 있었다.

궤적을 제어하기 위한 적분확장형 상태 피드백을 효과적으로 적용하였으며, 회전축의 궤적을 제어할 수 있음을 밝혔다.

정압 공기 베어링의 궤적은 비제어시의 궤적에 비해 25% 수준으로 줄일 수 있었다. 그러나 현실적인 정밀도 요구수준을 만족하기 위해서는 더 많은 연구가 수행되어야 할 것이다.

참고 문헌

1. K.Sato, O.Horikawa and A.Shimokohbe, "Spindle Motion Control by Active Air Rotary Bearing", 1996 The Japan-China Bilateral Symposium on Advanced Manufacturing Engineering, pp. 44-49, 1996.
2. K.Sato, O.Horikawa and A.Shimokohbe, "Improvement of Spindle Motion Accuracy by a Control Type Air Rotary Bearing", Japan/USA Symposium on Flexible Automation, pp. 1145-1150, 1996.
3. K.Mitsui, "Research of Measuring the Running Accuracy (Development of 3 Point Method)", JSME C, Vol. 48, No. 425, pp. 115-123, 1982.
4. P.D. Champman, "A Capacitance based Ultra Precision Spindle Error Analyzer", Precision Engineering, Vol. 7, No. 3, pp. 129-137, 1985.
5. 박상신, "초정밀 공작 기계용 공기 베어링의 해석 및 진동 특성 측정에 관한 연구", 서울대학교 박사 학위 논문, 1995.
6. 김일해, "초정밀 공기 주축의 회전 오차 측정에 관한 연구", 서울대학교 석사 학위 논문, 1995.
7. 장인배, "캐패시턴스 센서가 내장된 자기 베어링의 작동 성능 향상에 관한 연구", 서울대학교 박사 학위 논문, 1994.
8. 이상호, 정성천, 장인배, 한동철, "자기 베어링용 로우터의 형상 오차에 대한 실린더형 캐패시턴스 센서의 측정 특성에 관한 연구", 한국정밀공학회지, 제 12권, 제3호, 1995.
9. 안형준, "소형 축 거동 측정용 원통형 정전용량 변위 센서에 관한 연구", 서울대학교, 석사 학위 논문, 1997.
10. K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, 1997.
11. K. Ogata, *State Space Analysis of Control Systems*, Prentice Hall, 1998.