

MFXLMS 알고리즘을 이용한 전자기베어링계의 외란보상 제어기 - 실험

강민식[#], 정종수^{*}

Disturbance Compensation Control of An Active Magnetic Bearing System by Multiple FXLMS Algorithm - Experiments

Min Sig Kang[#], Jong Soo Jung^{*}

ABSTRACT

This paper illustrates the feasibility and the effectiveness of the disturbance feedforward compensation control proposed in the previous paper. The compensator is designed experimentally by means of the Multiple Filtered-x Least Mean Square algorithm. A 2-DOF active magnetic bearing system subject to base motion is built and the compensation control is applied. The experimental results demonstrate that the compensation control reduces the air-gap responses within 10% of those by the feedback control alone without increasing the control inputs.

Key Words : Active magnetic bearing(능동자기베어링), Multiple filtered-x least-mean-square algorithm(다중 FXLMS 알고리즘: MFXLMS), Acceleration feedforward compensation control (가속도 앞먹임 보상제어)

기호설명

$d_1(k), d_2(k)$ = disturbance inputs
 I = mass moment of inertia
 K_a = gain of power Amp
 K_d = position stiffness of AMB
 K_i = current stiffness of AMB
 m = mass
 $u_1(k), u_2(k)$ = control inputs
 $W_{ij}(k)$ = compensator estimated by MFXLMS algorithm

$y(k)$ $y_1(k), y_2(k)$ = displacements of beam
 $\theta(k)$ = rotation angles of beam

1. 서론

제어계는 일반적으로 외란의 영향을 받는다. 외란의 영향은 제어계 성능을 저하시키는 요인으로 작용하므로 외란의 영향을 최소화하는 제어기 설계방법은 많은 연구가 이루어져 왔다. 가장 일반적인 방법은 피드백제어를 통해 계의 대역폭을 확대시키는 방법으로 외란으로부터 계의 출력에 이

접수일: 2003년 9월 19일; 게재승인일: 2004년 1월 9일

교신저자 : 경원대학교 기계공학과

E-mail: mskang@kyungwon.ac.kr Tel.(031)750-5524

* 경원대학교 기계공학과

르는 동특성의 강성을 증대시켜 외란의 전달비를 감소시키므로 효과적이다. 그러나 대역폭 증가는 잡음에 대한 민감도를 증가시키며, 때로는 계의 공진현상을 유발하는 문제가 있다. 만일 외란이 측정 가능한 경우 외란보상제어가 보다 효과적이다^[1, 2, 3, 4, 5]. 이 때 제어기는 역동역학 모델로부터 얻을 수 있다. 그러나 이 역동역학 모델을 바탕으로 한 제어기는 모델의 정확도에 크게 의존하며, 모델오차는 제어기 성능에 직접적인 저하를 야기한다. 그러나 대부분의 경우 모델은 실제 시스템의 근사적 표현이며, 디지털 제어의 적용을 위해 연속계를 이산계로 변환할 때 등가적 표현에 의존하므로 모델의 오차는 불가피하다. 따라서 모델 기반 제어기 설계의 문제점을 해결하는 방법으로 본 논문의 이론 편에서 MFXLMS(Multiple Filtered-x Least Mean Square) 알고리즘을 이용한 실험적 보상제어기 설계방법을 제안한 바 있다^[6].

본 논문에서는 베이스 외란을 받는 2-자유도 능동전자기베어링계(active magnetic bearing system: AMB)를 제작하여 제안된 보상기 설계방법의 타당성과 성능 검증 실험을 수행하였다. 제안된 방법은 최종적으로 5-자유도를 갖는 조준장치 고각 축을 위한 전자기베어링계에 적용될 예정이다.

2. 시스템 모델

2.1 운동방정식

본 연구에서 사용한 실험장치는 Fig.1 과 같이 축의 양단을 각각 수직방향의 전자기베어링으로 부양한 축계이다. 축은 수직평면에서의 운동만을 허용토록 축의 양단을 고강도 선으로 구속시켰다. 조준장치에 적용하는 전자기베어링계는 5-자유도를 갖지만 축의 축 방향 회전속도가 낮을 경우 수직평면에서의 운동과 수평면에서의 운동은 서로 비연성이므로 수직평면에서의 전자기 베어링에 대한 해석 및 제어기 설계 방법은 쉽게 5-자유도 전자기 베어링에 적용할 수 있다. 특히 중력에 의한 영향을 포함시키기 위해 수직 평면의 운동을 고려하였다.

Fig. 1 의 실험장치는 축 중심을 기준으로 좌우가 대칭이 되도록 제작되었으며, 축의 좌측과 우측에는 각각 한 쌍의 전자석, 전자석과 축과의 간격을 측정하기 위한 변위센서, 전자석의 수직방향

가속도를 측정하기 위한 가속도계, 전자석에 전류를 공급하는 전력 증폭기, 전자석의 베이스 운동을 제공하는 가진기가 대칭으로 설치되었다. 계의 제어는 DSP(digital signal processor)보드를 장착한 컴퓨터에 의해 이루어진다. 가진기는 외부의 신호에 따라 임의의 형태로 베이스 운동을 만들 수 있다. Fig. 2 는 실제 실험장치의 사진이다.

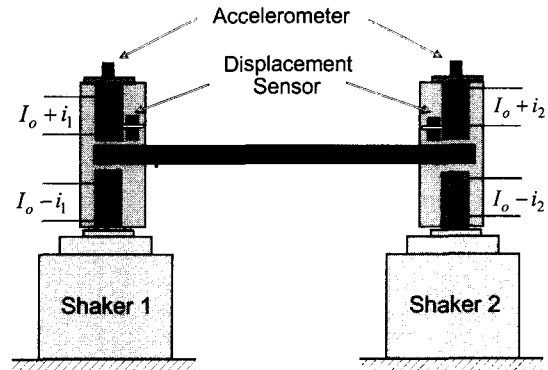


Fig. 1 Schematic diagram of magnetic bearing system

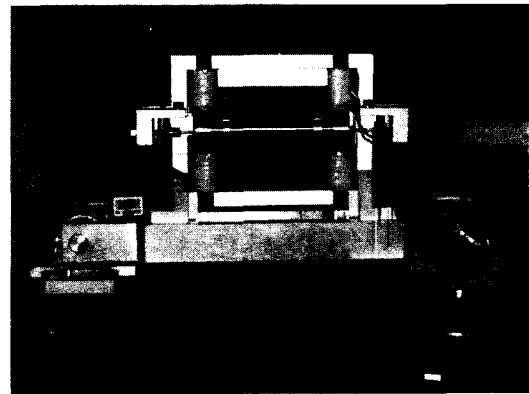


Fig. 2 Photograph of experimental set-up

이 계의 운동방정식은 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{y} \\ \ddot{\theta} \end{Bmatrix} - \begin{bmatrix} K_{d1} + K_{d2} & -aK_{d1} + bK_{d2} \\ -aK_{d1} + bK_{d2} & a^2K_{d1} + b^2K_{d2} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} y \\ \theta \end{Bmatrix} = K_a \begin{bmatrix} K_{i1} & K_{i2} \\ -aK_{i1} & bK_{i2} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{Bmatrix} - \begin{Bmatrix} mA + mg \\ I\alpha \end{Bmatrix} \quad (1)$$

여기서 m 과 I 는 각각 축의 질량과 무게중심점 기준 질량관성모멘트이며, y 는 축의 무게중심점의

수직방향 변위, θ 는 축의 수직평면에서의 회전각이다. 여기서 변위는 운용점인 공칭공극 기준 변위이다. A 와 α 는 각각 축의 무게중심점 위치에서의 베이스 수직방향 가속도와 각가속도이며, g 는 중력가속도이다. Fig. 1에서 좌측의 전자기베어링을 AMB-1, 우측의 전자기 베어링을 AMB-2 라 하면, K_{d1} , K_{d2} 와 K_{i1} , K_{i2} 는 각각 AMB-1 과 AMB-2 의 위치강성(position stiffness)과 전류강성(current stiffness)을 나타낸다. K_a 는 전자석에 전류를 공급하는 전력증폭기 이득이며, AMB-1 과 AMB-2 에 사용된 전력증폭기는 그 특성이 같도록 설계하였다. a 와 b 는 축의 무게중심점에서 AMB-1 과 AMB-2 까지의 거리로 $a=b$ 이다. u_1 과 u_2 는 각각 AMB-1 과 AMB-2 의 전력증폭기에 입력되는 제어전압이다.

식(1)에서 강성행렬은 양한정(positive definite)이므로 이 계는 불안정하며 베이스 가속도와 각가속도는 동적 외란, 자중은 정적외란으로 작용한다. 또한 축의 평행운동과 회전운동은 서로 연성되어 있음을 알 수 있다.

식(1)을 AMB-1 과 AMB-2 의 위치에서의 축의 수직변위 y_1 과 y_2 로 나타내면 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{m}{2} & \frac{m}{2} \\ -\frac{I}{2a} & \frac{I}{2a} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{Bmatrix} - \begin{bmatrix} K_{d1} & K_{d2} \\ -aK_{d1} & aK_{d2} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{Bmatrix} = K_a \begin{bmatrix} K_{i1} & K_{i2} \\ -aK_{i1} & aK_{i2} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{Bmatrix} - \begin{Bmatrix} mA + mg \\ I\alpha + T \end{Bmatrix} \quad (2)$$

2.2 변수 식별

식(1)에서 전자기베어링계의 특성을 결정하는 변수들은 K_{d1} , K_{d2} , K_{i1} , K_{i2} , K_a 이며, 이 중 K_a 는 전력증폭기의 이득이므로 전력증폭기 특성 시험에서 규명할 수 있다. 나머지 변수들은 해석적인 방법에 의해 식별할 수 있지만 조립 전후 조건의 변화에 따른 변수의 변화를 해석적으로 구하는 것은 어렵다. 따라서 조립 후 실험적인 방법에 의해 식별하는 것이 정확성을 높일 수 있다. 식(2)의 계는 불안정하므로 우선 적분제어기가 포함된 되먹임 제어에 의해 계를 안정화 시킨다. 이 때 제어기는 해석적으로 얻은 변수 값을 이용하여 설

계한다.

베이스가 정적인 상태에 있을 경우, 즉 $A=\alpha=0$ 인 경우 정상상태에서의 응답은 식(3)을 만족한다. 물론 되먹임제어기에 적분기가 포함되어 있으므로 y_1 과 y_2 는 모두 공칭공극에 위치한다.

$$y_1(\infty) = -\frac{K_a K_{i1}}{K_{d1}} u_1(\infty) + \frac{mg}{2K_{d1}} = 0 \quad (3-1)$$

$$y_2(\infty) = -\frac{K_a K_{i2}}{K_{d2}} u_2(\infty) + \frac{mg}{2K_{d2}} = 0 \quad (3-2)$$

식(3)에서 축의 질량과 K_a 는 이미 알고 있으므로 전류강성 K_{i1} , K_{i2} 를 구할 수 있다. 보다 정확한 식별을 위해서는 축에 부가 질량을 가하거나 알고 있는 힘을 가한 다음 식(3)에서 제어입력과 부가력의 관계를 구하여 K_{i1} , K_{i2} 를 얻을 수 있다. 물론 부가력을 가하여도 적분제어의 효과에 의해 축은 공칭공극 위치에 있게 된다.

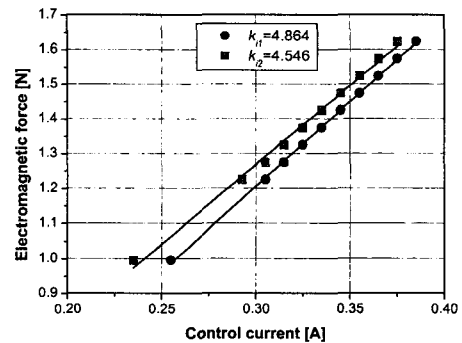


Fig. 3 Static force experiments

Fig. 3은 Fig. 1의 축의 양단에 여러 가지 하중을 가한 뒤 정상상태에서 얻은 제어입력전류를 보인다. 실험 결과는 하중과 제어입력의 비례관계를 잘 만족함을 알 수 있다. 이 실험으로부터 구한 전류강성은 Table 1과 같다. 실제 설계치를 기준으로 계산된 전류강성은 $K_{i1} = 6.55[N/A]$, $K_{i2} = 5.81[N/A]$ 로 실험치와 각각 35%, 28%의 차이를 보이는데, 그 원인으로는 조립 상태에서 측정된 공칭공극의 측정오차가 주된 것으로 분석된

다.

유사한 방법으로 식(1)에서 정적 상태에서의 관계를 구하면 다음과 같다.

$$y(\infty) = -\frac{K_a K_{i1}}{2K_{d1}} \Delta u_1(\infty) - \frac{K_a K_{i2}}{2K_{d2}} \Delta u_2(\infty) \quad (4-1)$$

$$\theta(\infty) = \frac{K_a K_{i1}}{2K_{d1}} \Delta u_1(\infty) - \frac{K_a K_{i2}}{2K_{d2}} \Delta u_2(\infty) \quad (4-2)$$

식(4)에서 Δu_1 , Δu_2 는 공칭공극위치에 있을 때의 제어입력 전압으로부터 입력전압의 변화를 의미한다. 즉, 축의 자중을 부양하는데 필요한 제어입력을 제외한 값이다.

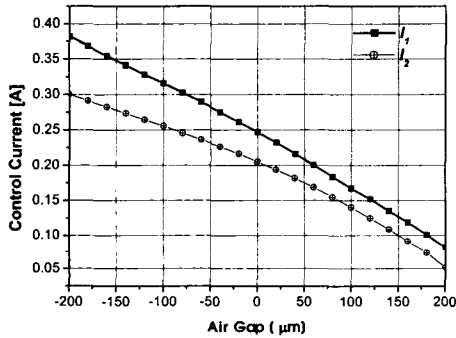


Fig. 4 Air gap and control current at static condition

만일 축의 회전이 없고 수직방향 평행이동만 있는 정적상태에 있다면, 즉 $\theta(\infty) = 0$, 식(4-2)에서 다음의 관계를 얻을 수 있다.

$$\frac{\Delta u_2(\infty)}{\Delta u_1(\infty)} = r_1 = \frac{K_{i1} K_{d2}}{K_{i2} K_{d1}} \quad (5)$$

식(5)를 식(4-1)에 대입하면

$$y(\infty) = r_2 \Delta u_1(\infty) = \left[-\frac{K_a K_{i1}}{2K_{d1}} - r_1 \frac{K_a K_{i2}}{2K_{d2}} \right] \Delta u_1(\infty) \quad (6)$$

여기서

$$r_2 = -\frac{K_a K_{i1}}{2K_{d1}} - r_1 \frac{K_a K_{i2}}{2K_{d2}} \quad (7)$$

식(5)와 (7)에서 r_1 과 r_2 는 실험 데이터로부터 얻을 수 있는 값이므로 K_{d1} , K_{d2} 를 결정할 수 있다. Fig. 4는 축을 평행 이동시킨 후 정상 상태에서 제어입력전류와 공극의 관계를 보인다. 식(6)의 제어전류의 비는 $r_1 = 0.811$, $r_2 = -0.0006725$ 로 결정되었으며, 식(5)와 (7)에서 위치강성 K_{d1} , K_{d2} 는 Table 1과 같이 결정되었다. 단, 실험에서 구한 강성은 전자기베어링의 강성과 축을 고정된 강선에 의한 강성이 합한 값에 해당된다. 이론적으로 계산된 전자기베어링의 강성은 $K_{d1} = 12295[N/m]$, $K_{d1} = 10250[N/m]$ 로 Table 1의 강성값과 비교하면 강선에 의한 강성이 큰 편임을 알 수 있다.

Table 1 Parameters of 2-DOF AMB system

Parameters	Data	Value
m [Kg]	Mass	0.1925
J [Kg m ²]	Moment of inertia	273.5e-6
a [mm]	Length	45
A [m ²]	Area of pole face	2.04e-4
N	# of coil turn	71
I_o [A]	Bias current	0.6
μ [H/A]	Permeability of free space	$4\pi \times 10^{-7}$
α	Geometric scale factor	0.866
K_{d1} [N/m]	Position stiffness at AMB 1	3616.3
K_{d2} [N/m]	Position stiffness at AMB 2	2741.2
K_{i1} [N/A]	Current stiffness of AMB 1	4.864
K_{i2} [N/A]	Current stiffness of AMB 2	4.546
K_a [A/V]	Amplifier gain	0.5
y_{10} [mm]	Nominal air-gap at AMB 1	0.32
y_{20} [mm]	Nominal air-gap at AMB 2	0.34

3. 제어기 설계

3.1 상태되먹임제어

Fig. 1의 계는 개회로 불안정성을 나타내므로 Table 1의 계수 값을 이용하여 안정화 되먹임제어기를 설계하였다. 우선 식(1)의 계를 상태공간방정식으로 표시한 뒤 식(8)의 상태되먹임제어기 이득을 최적제어에 의해 결정하였다. 이 계는 타입 0-계이므로 적분기를 추가하여 정적외란에 의한 정상상태 오차를 제거토록 하였다.

$$\begin{Bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{py1} & k_{p\theta1} & k_{dy1} & k_{d\theta1} & k_{iy1} & k_{i\theta1} \\ k_{py2} & k_{p\theta2} & k_{dy2} & k_{d\theta2} & k_{iy2} & k_{i\theta2} \end{bmatrix} z \quad (8)$$

여기서

$$z = \{y \ \theta \ \dot{y} \ \dot{\theta} \ \xi_1 \ \xi_2\}^T$$

$$\begin{Bmatrix} \dot{\xi}_1 \\ \dot{\xi}_2 \end{Bmatrix} = \{y \ \theta\}^T$$

식(8)의 제어기 이득은 폐회로의 동특성을 결정하는 지배극점은 고유진동수 $\omega_n = 60\text{Hz}$, 감쇠비 $\zeta = 0.8$ 이 되도록 설계되었다.

3.2 외란보상제어

식(8)의 되먹임제어에 의해 안정화된 전자기베어링계의 폐회로는 Fig. 5의 블록선도와 같이 나타낼 수 있다. Fig. 5에서 d_1, d_2 는 각각 AMB-1과 AMB-2 위치에서 베이스의 상하방향 가속도를 나타낸다. 블록 안은 이산시간 영역에서 나타낸 각 전달함수의 다항식으로 $A_1(q^{-1}), A_2(q^{-1})$ 은 각각 출력 y_1 과 y_2 에 관련된 전달함수의 분모 다항식이며, $B_{ij}(q^{-1})$ 와 $C_{ij}(q^{-1})$ 는 해당 전달함수의 분자 다항식이다. q^{-1} 은 한스텝 지연 연산자이다.

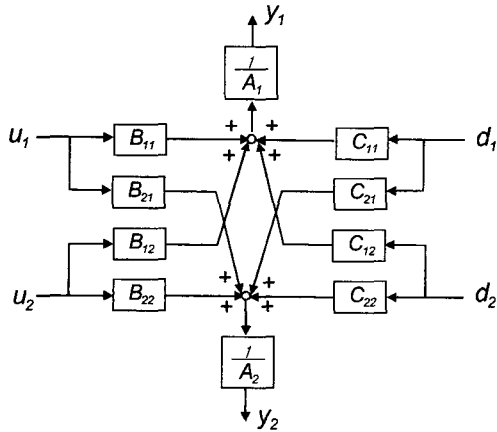


Fig. 5 Block diagram of closed-loop system

Fig. 5에서와 같이 계는 베이스 가속도 외란에 의한 영향을 받으므로 이 외란응답을 최소화시키기 위해 본 논문의 이론 편에서 제안한 보상

제어기 설계방법을 적용한다. 식(9)는 베이스 가속도를 측정하여 앞먹임보상하는 보상제어기이다. 보상제어기는 베이스 가속도 d_1, d_2 를 입력으로 하여 제어입력 u_1, u_2 를 출력하게 된다.

$$u_1(k) = W_{11}(q^{-1})d_1(k) + W_{12}(q^{-1})d_2(k) \quad (9-1)$$

$$u_2(k) = W_{21}(q^{-1})d_1(k) + W_{22}(q^{-1})d_2(k) \quad (9-2)$$

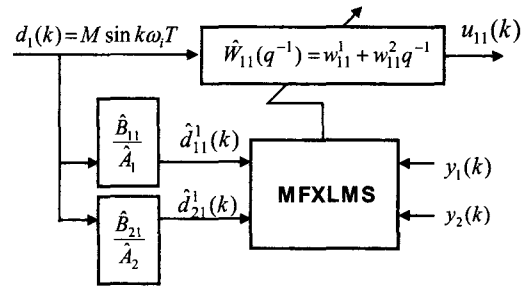


Fig. 6 MFLMS algorithm for estimating $W_{11}(q^{-1})$

외란이 단일 주파수 단순 조화함수로 나타날 경우 이 외란에 의한 정상상태 응답은 식(10)의 1-차 다항식 보상제어기에 의해 제거될 수 있으며,

$$\begin{aligned} W_{11}(q^{-1}) &= w_{11}^1 + w_{11}^2 q^{-1} \\ W_{12}(q^{-1}) &= w_{12}^1 + w_{12}^2 q^{-1} \\ W_{21}(q^{-1}) &= w_{21}^1 + w_{21}^2 q^{-1} \\ W_{22}(q^{-1}) &= w_{22}^1 + w_{22}^2 q^{-1} \end{aligned} \quad (10)$$

식(10)의 보상기 계수는 MFLMS 알고리즘에 의해 추정할 수 있다. 식(11)과 Fig. 6은 주파수 ω_1 를 갖는 외란의 보상제어기 중 $W_{11}(q^{-1})$ 을 추정하기 위한 MFLMS 알고리즘을 보인다.

$$\begin{Bmatrix} w_{11}^1(k+1) \\ w_{11}^2(k+1) \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} w_{11}^1(k) \\ w_{11}^2(k) \end{Bmatrix} + \mu_1 \frac{\begin{Bmatrix} \hat{d}_{11}^1(k) \\ \hat{d}_{11}^1(k-1) \end{Bmatrix}}{D_{11}^1(k)} y_1(k) + \eta_1 \frac{\begin{Bmatrix} \hat{d}_{21}^1(k) \\ \hat{d}_{21}^1(k-1) \end{Bmatrix}}{D_{21}^1(k)} y_2(k) \quad (11)$$

여기서

$$D_{ij}^m(k) = \hat{d}_{ij}^m(k)^2 + \hat{d}_{ij}^m(k-1)^2 \quad (12-1)$$

$$\hat{d}_{ij}^m(k) = \frac{\hat{B}_{ij}}{A_i} d_m(k), i, j, m = 1, 2 \quad (12-2)$$

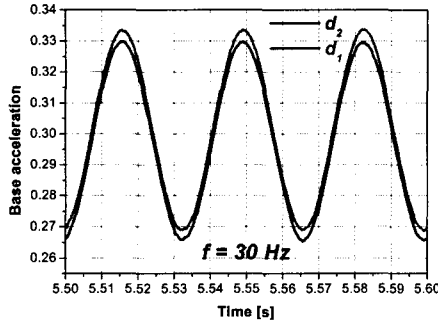


Fig. 7 Base acceleration

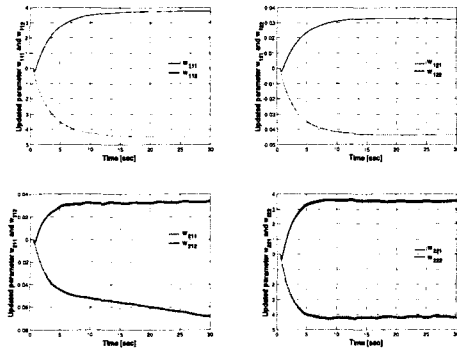


Fig. 8 Estimated coefficients of $W_{11}(q^{-1})$

이론 편에서 제안한 방법에 따라 MFXLMS 알고리즘을 이용한 실험적 보상제어기를 설계하였다. Fig. 7 은 30Hz 단일 주파수 베이스 운동에 대한 보상제어기 설계를 위해 가진기를 이용하여 계를 가진 상태에서 가속도계로 측정한 외란 d_1 , d_2 를 보인다. 이 경우 $\alpha = 1.023$, 즉 $d_1 = 1.023d_2$ 의 관계를 갖는다. Fig. 8 은 Fig. 7 의 가진 상태에서 MFXLMS 알고리즘에 의해 추정된 보상제어기 $W_{11}(q^{-1})$, $W_{21}(q^{-1})$, $W_{12}(q^{-1})$, $W_{22}(q^{-1})$ 의 계수이다. 모든 계수는 초기치 0 에서 일정한 값으로 수

렴해감을 보인다. 추정 시작 후 50 초에 모두 일정한 값으로 수렴함을 확인하였다. 수렴된 보상제어기는 다음과 같다. 모든 제어실험에서 샘플링 주파수는 2KHz 를 적용하였다.

$$\begin{aligned} W_{11}(q^{-1}) &= -4.5056 + 3.7402q^{-1} \\ W_{12}(q^{-1}) &= -0.0433 + 0.0313q^{-1} \\ W_{21}(q^{-1}) &= -0.0749 + 0.0330q^{-1} \\ W_{22}(q^{-1}) &= -4.1493 + 3.4389q^{-1} \end{aligned} \quad (13)$$

Fig. 9 는 계수를 추정하는 동안 응답 y_1 과 y_2 로 Fig. 8 과 같이 보상제어기 계수들이 수렴함에 따라 응답이 감소함을 보인다. 계수가 일정 값으로 수렴한 뒤 응답은 매우 작았으며, 이 때 응답은 주파수 성분 분석 결과 30Hz 성분은 거의 나타나지 않음을 확인하였다.

동일한 실험을 $\alpha = 1.465e^{j\pi/2}$, 즉 d_1 이 d_2 보다 크기가 1.465 배이고 위상이 90° 앞서는 상태가 되도록 가진 상태에서 수행하였다. 이 경우도 Fig. 8, 9 와 유사한 결과를 얻었으며, 수렴 후 얻은 보상제어기는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} W_{11}(q^{-1}) &= -0.9019 + 0.3052q^{-1} \\ W_{21}(q^{-1}) &= -0.0060 - 0.0641q^{-1} \\ W_{12}(q^{-1}) &= -0.0996 - 0.1023q^{-1} \\ W_{22}(q^{-1}) &= -2.9357 + 2.5964q^{-1} \end{aligned} \quad (14)$$

식(13)과 (14)는 각각 $\alpha = 1$, $\alpha = 1.483e^{j\pi/2}$ 인 경우의 보상제어기 이므로 따라서 d_1 과 d_2 가 임의의 관계를 갖는 주파수 30Hz 의 베이스 외란응답을 제거하는 보상제어기는 다음 식으로 결정된다.

$$\begin{aligned} W_{11}(q^{-1}) &= -3.1997 + 2.6809q^{-1} \\ W_{12}(q^{-1}) &= -1.3794 + 1.1150q^{-1} \\ W_{21}(q^{-1}) &= -1.4655 + 1.2442q^{-1} \\ W_{22}(q^{-1}) &= -2.7265 + 2.1998q^{-1} \end{aligned} \quad (15)$$

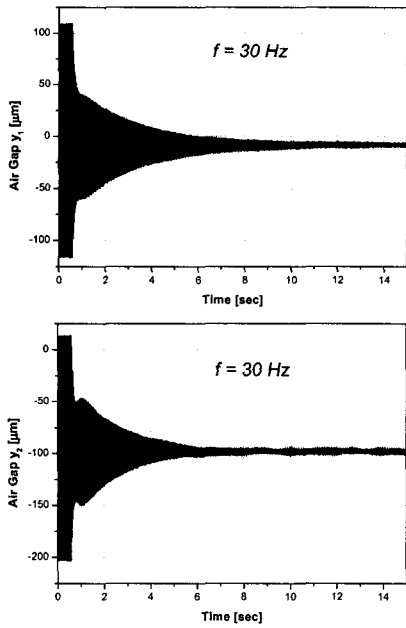


Fig. 9 Air gap responses during estimation by MFXLMS

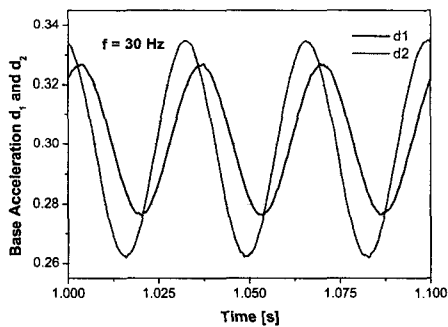


Fig. 10 Base acceleration

식(15)로 결정된 보상제어기의 성능을 검증하기 위해 Fig. 10 과 같이 계수 추정에는 고려하지 않았던 $\alpha = 0.69e^{-j\pi/4}$ 의 관계를 갖도록 가진기 입력 신호를 조절하였다. d_1 과 d_2 는 크기와 위상이 모두 다르다. Fig. 11 은 Fig. 10의 가진상태에서 되먹임제어만 적용한 경우와 식(15)의 보상제어기를 추가한 경우 응답 y_1 와 y_2 를 보인다. 모두 보상제어기를 적용하면 외란에 의한 응답이 급격히 줄어드는 것을 볼 수 있다. Fig. 12는 이 때 공급된 제

어 입력 u_1, u_2 로 보상제어기를 적용하면 제어입력의 크기가 감소하는 특성을 볼 수 있다.

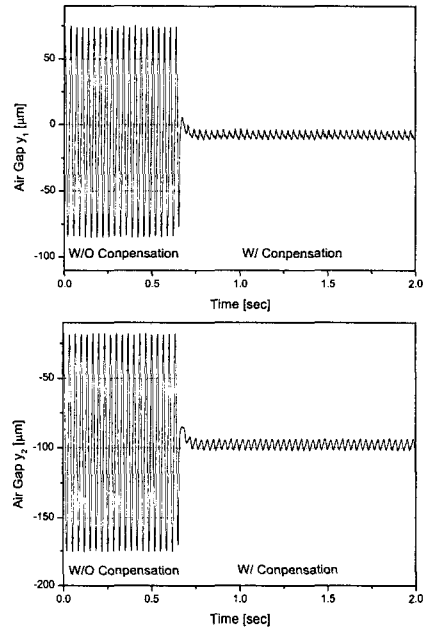


Fig. 11 Compensated air gap responses

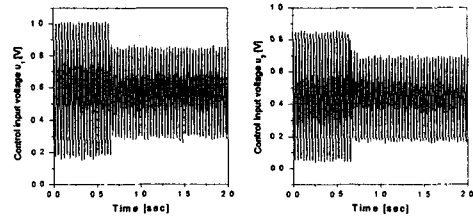


Fig. 12 Control input voltages for compensation

이와 같은 보상제어기 설계과정을 가진 주파수를 변경하면서 반복하였다. 실험 주파수는 14Hz 이상 50Hz 까지 4Hz 간격으로 수행하여 각 주파수에서 보상제어기를 결정하였다. 각 주파수에서 결정된 보상제어기의 성능은 Fig. 11 과 유사함을 확인하였다.

각 주파수에서 결정한 보상제어기로부터 주파수 응답함수를 얻은 후 식(16)을 최소화하는 보상제어기를 구하였다.

$$J_{lm} = \sum_{k=1}^n \lambda_{lm}(\omega_k) \left[\hat{W}_{lm}(q^{-1}) - W_{lm}(q^{-1}) \right]_{q=e^{j\omega_k T}}^2, l, m=1,2 \quad (16)$$

보상기는 안정성을 보장하는 FIR-모델을 선택하였다. Fig. 13 은 실험에서 얻은 보상제어기의 주파수 응답과 결정된 보상제어기 중 $W_{11}(q^{-1})$ 의 주파수 응답을 보인다. FIR-모델은 3-차로 결정하였으며, 차수의 증가에 따른 맞춤오차의 감소는 크지 않았다. 결정된 보상기는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} W_{11}(q^{-1}) &= -2.278 - 13.445q^{-1} + 15.760q^{-2} - 5.077q^{-3} \\ W_{21}(q^{-1}) &= -1.746 - 0.07q^{-1} + 3.386q^{-2} - 1.842q^{-3} \\ W_{12}(q^{-1}) &= -1.296 - 19.709q^{-1} + 40.923q^{-2} - 20.533q^{-3} \\ W_{22}(q^{-1}) &= -18.214 - 53.122q^{-1} + 48.316q^{-2} - 13.778q^{-3} \end{aligned} \quad (17)$$

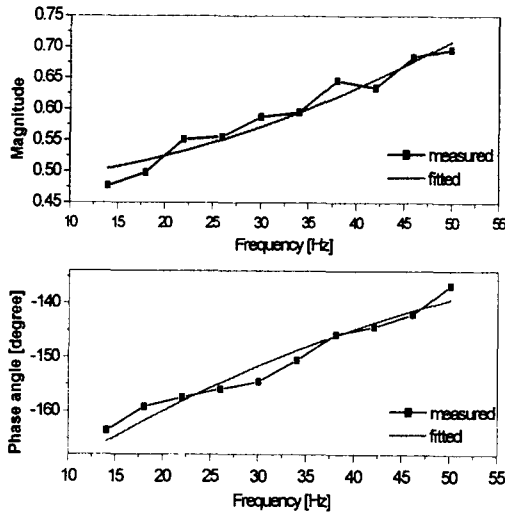


Fig. 13 Measured and fitted FRF of $W_{11}(q^{-1})$

식(17)로 결정된 보상제어기의 성능을 검증하기 위해 두 가진기에 대역폭 15-60Hz 를 갖는 독립적인 랜덤 신호를 가하여 가진한 상태에서 실험을 수행하였다. Fig. 14 는 외란 가속도 d_2 로 표준편차가 $\sigma=0.0390g$ 이다. 외란 가속도 d_1 의 표준편차는 $\sigma=0.0408g$ 로 d_2 와 유사한 수준임을 확인하였다. Fig. 15 는 이 가진 상태에서 되먹임 제어만을 적용한 경우와 보상제어기를 추가한 경우 응답을 보인다. 응답 y_1 의 경우 보상제어를 하지 않을 때와 할 때 응답의 표준편차는 각각 $\sigma=14.53\mu m$,

$1.43\mu m$ 로 보상제어에 의해 9.8% 수준으로 감소되었다.

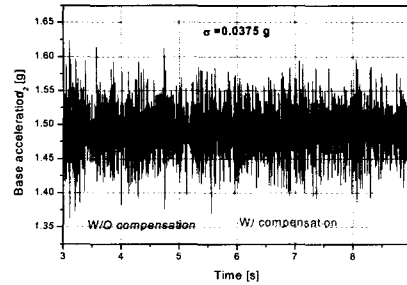


Fig. 14 Randomly excited base acceleration

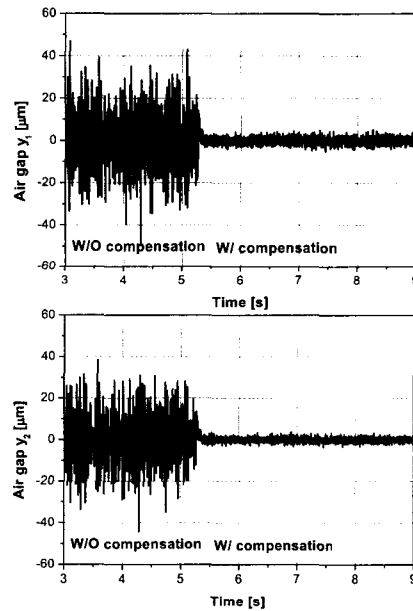


Fig. 15 Air-gap responses w/ and w/o compensation

응답 y_2 의 경우도 표준편차가 각각 $\sigma=13.13\mu m, 1.08\mu m$ 로 8.2% 수준으로 감소되었다. 이 때 제어입력은 Fig. 16 과 같이 보상제어를 적용했을 경우 되먹임 제어만을 적용한 경우에 비해 입력의 약간 감소함을 보였다(보상제어 비적용시: $\sigma_{u1}=0.0397A$, $\sigma_{u1}=0.0377A$, 보상제어 적용시: $\sigma_{u1}=0.0334A$, $\sigma_{u2}=0.0313A$).

Fig. 17 은 보상제어기를 적용한 경우와 적용하지

않은 경우에서 각각에서 얻은 응답 y_1, y_2 의 스펙트럼으로 보상제어를 적용함에 따라 가진 주파수 영역에서 약 1/10 수준으로 감소함을 확인 할 수 있다.

이상으로 베이스의 가속도를 측정하여 보상제어 함으로써 제어 성능을 크게 향상시킬 수 있음을 확인하였으며, 본 연구에서 제안한 보상제어기 설계 방법의 타당성이 검증되었다.

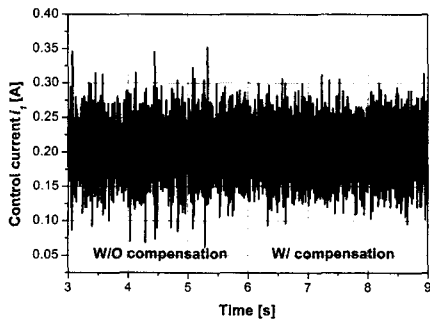


Fig. 16 Control input w/ and w/o compensation

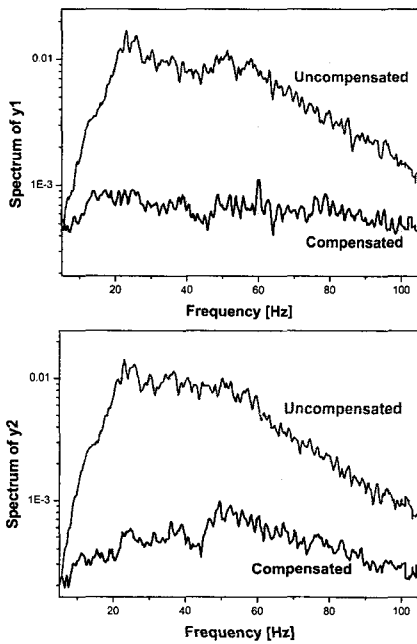


Fig. 17 Spectra of air-gap with and without compensation

4. 결론

외란의 영향을 최소화하기 위해 제안된 MFXLMS 알고리즘을 이용한 실험적 외란보상제어기 설계방법을 베이스 외란이 있는 2-자유도 전자기베어링계에 적용하여 실험하였다. 실험결과 랜덤한 베이스 운동이 있는 상태에서 공극은 외란 보상제어기를 추가함에 따라 외란 보상제어를 하지 않고 되먹임제어만을 한 경우에 비해 표준편차가 10%내로 감소함을 확인하였다. 이로써 제안된 설계방법의 타당성과 성능이 검증되었다. 이 보상제어기 설계방법은 5-자유도를 갖는 조준장치 전자기베어링계에 확장 적용할 예정이다.

참고문헌

1. Suzuki, Y., "Acceleration Feedforward Control for Active Magnetic Bearing Excited by Ground Motion," IEEE Proc. Control Theory Appl., Vol.145, pp. 113-118, 1998.
2. Jinzenji, A., Sasamoto, T., Aikawa, K., Yoshida, S. and Aruga, K., "Acceleration feedforward control Against Rotational Disturbance in hard Disk Drives," IEEE Trans. On Magnetics, Vol.37, No.2, pp.888-893, 2001.
3. Kang, M.S., "Optimal Acceleration Feedforward Control of Active magnetic bearing Systems Subject to base Motion," J. of the KSPE, Vol.20, No.9, pp.84-91, 2003.
4. Kang, M.S., "Acceleration Feedforward Control in Active Magnetic Bearing Systems Subject to Base Motion by Filtered-x LMS Algorithm," J. of the KSME, part A, Vol.27, No.10, 2003, to be published.
5. Kang, M.S., "Disturbance Compensation Control by FXLMS Algorithm," J. of the KSPE, Vol.20, No.11, 2003, to be published.
6. Kang, M.S., "Disturbance Compensation Control of an active magnetic bearing system by multiple FXLMS," J. of the KSPE, Sept. 2003, submitted.