〈 논문 〉

반경방향-축방향 일체형 4 극 전자기 베어링의 설계 (II)
- 바이어스 자속 공유형 -

김 하 용* · 김 승 종†

(2005 년 3 월 25 일 접수, 2005 년 8 월 17 일 심사완료)

Design of Combined Radial and Axial 4-pole Electromagnetic Bearing (II)
– with Coupled Bias Flux –

Ha-Yong Kim and Seung-Jong Kim

Key Words : Active Magnetic Bearing(능동 전자기 베어링), Lorentz Force(로렌츠력), Homopolar Magnetic Bearing(호모폴라 자기 베어링)

Abstract

This paper introduces a new active magnetic bearing(AMB) that can provide both radial and axial control functions in one bearing unit without axial disk. It has a structure of double four-pole AMB or a four-pole AMB where each core is split into two axially. The cores have two kinds of coil winding; they independently generate fluxes on the planes perpendicular or parallel to the shaft. For the radial control action, it works just like a conventional four-pole AMB. Meanwhile, for the axial control, it uses the Lorentz force generated by the interaction of the bias flux for radial control and the axial control flux. In this paper, the proposed structure, principle, and design process based on magnetic flux analysis are introduced, and its feasibility is experimentally verified by using a simple PD control algorithm with a feedforward loop to compensate the coupled flux effect.

1. 서 론

공작기계나 가스 터빈, 분자 펌프 등과 같이 정밀 고속 회전, 무윤활 및 고청정이 요구되는 산업용 기계들이 대표적인 적용분야이던 전자기 베어링(active magnetic bearing; AMB)에, 최근에는 인공심장용 혈류펌프, 초소형 발전기(micro generator) 또는 터보 쿨러(turbo cooler) 등을 겨냥한 소형화의 필요성이 부각되고 있다.[1] 그를 위하여, 부분적으로 영구자석의 반발력을 이용한 수동형 부상 기법을 적용하고 1축 또는 2축만을 능동 제어하는 방법[2]이 가장 간단하고 용이한 방법이지만, 수동형 부상은 감쇠가 작은 단점이 있고, 고온 초전도체를 이용하는 방법도 최근 많이 연구되고 있으나 초저온 환경 구성 등, 아직 실용화되기에는 해결해야 할 문제가 남아있다. 한편, 소형화에 유리한 구조를 위하여, 기존의 AMB 시스템에서 축 방향 방법[2]이 가장 간단하고 용이한 방법이지만, 수동형 부상은 감쇠가 작은 단점이 있고, 고온 초전도체를 이용하는 방법도 최근 많이 연구되고 있으나 베어링과 반경 방향 베어링을 복합화하거나, 고정자의 코어 수를 줄이는 방법도 제안되었다. 그 중, 회전자와 고정자를 원추 형태로 제작하여 반경 방향과 축 방향을 동시에 제어함으로써 축 방향 베어링 유닛을 제거하는 방법[3]이나, 영구자석에 의한 자속 경로를 절묘하게 설계하여 축 방향 베어링과 반경 방향 베어링을 일체 구조로 구현하는 방법[4]들이 대표적인데, 분해 조립이 번거롭고 회전자의 직경을 소형화하기 어려운 공통적인 단점

† 책임저자, 회원, 한국과학기술연구원
E-mail : sjongkim@kist.re.kr
TEL : (02)958-5610 FAX : (02)958-5659
* 삼성종합기술원 HDD Program team

이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위한 연구로써, 하이브리드(hybrid) AMB 구조를 기본으로 로렌츠 힘을 이용한 축 방향 AMB가 제안된 바 있다.[5~7] 이는 로렌츠 힘의 특성상 큰 힘이 요구되지 않는 소형 시스템에 매우 적합한 반면, 바이어스 자속의 폐회로 구성을 위해서 두 베어링 유닛이 강자성체로써 연결되어야 하므로 경량화 측면에서는 다소 불리하다.

이에, 본 논문에서는 단일 베어링 유닛에서 반경 방향과 축 방향 전자기 베어링 기능의 수행이 가능한 복합 전자기 베어링을 제안한다. 구조적으로는, 기존의 호모폴라형 AMB와 4극 헤테로폴형 AMB가 복합된 형태를 가지며, 제어 측면에서는 반경 방향 제어를 수행하는 방법에 따라 소위 바이어스 자속 독립형[8]과 바이어스 자속 공유형으로 구현이 가능하다. 그 중, 본 논문에서 소개하는 바이어스 자속 공유형은, 반경 방향 제어는 수직 방향 코어와 수평 방향 코어가 바이어스 자속경로를 공유하는 기존의 4극 AMB와 동일한 원리로써 이루어지며, 축 방향 제어는 반경 방향 제어 시 사용되는 바이어스 자속과 축 방향 제어 전류 사이의 관계에 의해 발생하는 로렌츠 힘을 이용하는 것이 특징이다. 다음 본문에서는 제안된 복합 AMB의 구조, 원리, 설계 방법 등을 설명하고, 안정된 부상 성능을 검증하기 위한 FEM 해석 및 실험 결과를 소개한다.

2. 복합 AMB의 구조와 원리

제안된 AMB 유닛은 Fig. 1에 도시한 바와 같이, 상하좌우 4개의 코어를 가진 기존의 4극 AMB 구조에서 각 코어가 축 방향으로 둘로 나뉘어져 U자를 이루고 있는 형태이다. 각 코어에는 2층의 코일이 감겨있는데, 하나는 각 U자형 코어에서 독립적으로 축에 평행한 평면 위를 흐르는 자속을 만들고, 다른 하나는 각 U자형 코어의 두 다리에 같은 방향으로 자속을 발생시킴으로써 그림에서와 같이 축에 수직한 평면 상에 자속경로를 형성한다.

이와 같은 코어 및 권선구조에 의한 제어 원리는 다음과 같다. 먼저, 반경 방향 제어의 원리는 4극 AMB와 동일하다. 즉, Fig. 1(a)에 나타낸 바와 같이 원주 방향으로 분포된 4개의 코어에서 N, S, N, S순으로 극성이 형성되도록 바이어스 전류를 인가하고, 마주 보는 동일 극성의 코어에 흐르는 제어 전류를 가감하여 그 방향 변위 제어를 수행한다. 이를 위하여 각 코일의 전류는 독립적으로 제어되어야 한다. 한편, 축의 반경 방향 변위가 발생하여 공극이 균일하지 않을 경우 바이어스 자속

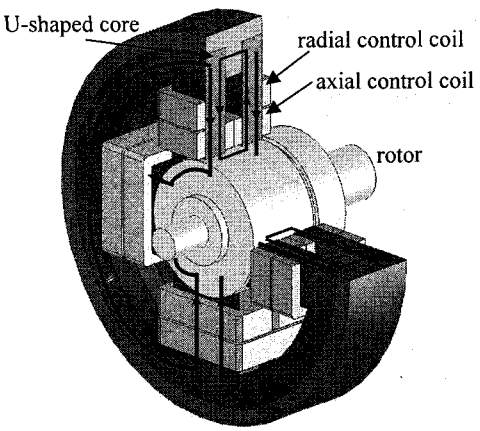
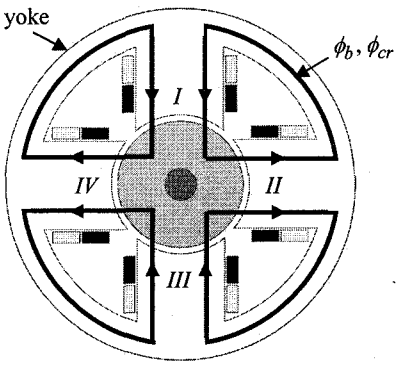
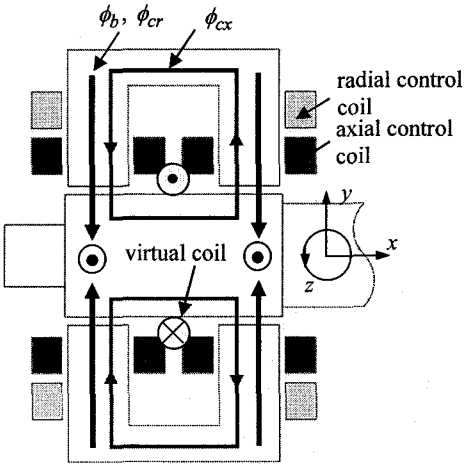


Fig. 1 Integrated active magnetic bearing



(a) Radial control flux path



(b) Radial and axial control flux paths

Fig. 2 Magnetic flux paths

의 대칭성이 깨지게 되어 베어링 강성을 저하시키는 현상은 기존의 AMB 의 음강성(negative stiffness)에 해당하는 것으로 제어기 설계 시 고려된다.

축 방향 제어를 위해서는 로렌츠 원리를 이용한다. 축 방향 제어용 코일에 전류가 흐르면 Fig. 2(b)와 같이 자속 ϕ_{cx} 가 흐른다. 이는 흔히 슬롯(slot)이 있는 영구자석형 모터의 토크 해석에서 사용되는 방법처럼, ϕ_{cx} 와 동일한 자속을 생성하는 가상의 코일이 지면에 수직한 방향으로 코어 사이에 위치하는 것으로 등가될 수 있다. 한편, 반경 방향 제어를 위해 인가되었던 바이어스 자속은 코어의 양 단에서 동일한 방향으로 공극을 지나므로, 그 자기장 내에 놓인 상기 가상 코일은 축 방향으로 로렌츠 힘을 받게 되고, 코일은 고정자에 고정되어 있으므로 그 반작용 힘이 축에 작용하게 된다. 이 힘의 방향과 크기는 축 방향 제어 전류의 방향과 크기에 의해 제어 가능하다. 여기서, 각 코어에 감겨있는 축 방향 제어 코일들은 모두 연결되어 한꺼번에 제어가 가능하며, 반경 방향 제어 전류가 인가되어도 각 공극을 지나는 자속 ϕ_b, ϕ_{cr} 의 합은 일정하므로 축 방향 제어에는 영향을 미치지 않는다. 한편, 축 방향 제어 전류는 바이어스 전류와 마찬가지로 회전체의 반경 방향 변위가 클 경우 반경 방향 베어링 강성에 외란으로서 악영향을 끼치므로 제어기 설계 시 반영함이 바람직하다.

3. 자기 회로 해석

공극에서 Fig. 2(b)와 같이 바이어스 자속 ϕ_b, 반경 방향 제어 자속 ϕ_{cr} 및 축 방향 제어 자속 ϕ_{cx} 이 흐른다고 가정할 때, y방향으로의 반경 방향 힘은 다음과 같이 표현할 수 있다.

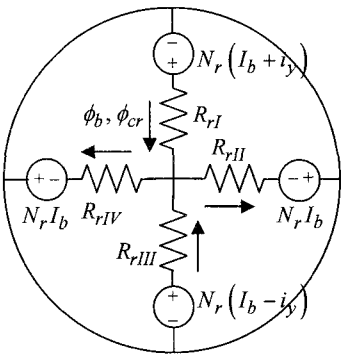
$$F_y = \frac{(\phi_b+\phi_{cr})_I^2 - (\phi_b-\phi_{cr})_{III}^2 + (\phi_{cx})_I^2 - (\phi_{cx})_{III}^2}{\mu_o A_g} = \frac{1}{\mu_o A_g}\left\{(\phi_b+\phi_{cr})_I^2 - (\phi_b-\phi_{cr})_{III}^2\right\} + f_d \quad (1)$$

여기서, $\mu_o(=4\pi\times10^{-7}H/m)$ 는 공기중의 투자율, A_g 는 코어 단면적, 하첨자 I 과 III 은 편의상 부여한 코어 번호로서 마주보는 한 쌍의 전자석을 뜻한다. 그리고, f_d는 축 방향 제어 자속이 반경 방향으로 야기하는 힘이며 다음과 같이 정의된다.

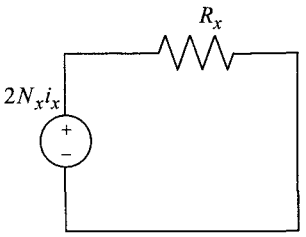
$$f_d = \frac{1}{\mu_o A_g}\left\{\left(\phi_{cx}^2\right)_I - \left(\phi_{cx}^2\right)_{III}\right\} \quad (2)$$

축이 중심에 위치하는 경우 $f_d = 0$ 이다. 위 식들로부터 각 코일에 의한 공극에서의 자속을 변위와 전류의 함수로 구하면 힘과의 관계식도 유도할 수 있음을 알 수 있다.

Fig. 2(a)에 나타낸 바와 같이 상하좌우 코어가 연성된, 바이어스 자속과 반경 방향 제어 자속의 경로는 Fig. 3(a)와 같은 자기 회로 모델로써 나타낼 수 있다. 모델에서는 y와 z방향으로 미소한 변위가 발생하고, 각 코일에서의 바이어스 전류와 y 방향 제어 전류가 인가되는 경우를 고려하였다.



(a) Radial control



(b) Axial control

Fig. 3 Magnetic circuit models

Kirchhoff의 법칙을 이용하면, 각 공극에서의 자기저항(reluctance) R_r과 각 코일에서의 기자력 NI 로부터 식 (3)을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ \frac{g_o-y}{2\mu_o A_g} & \frac{g_o-z}{2\mu_o A_g} & 0 & 0 \\ \frac{g_o-y}{2\mu_o A_g} & 0 & 0 & \frac{g_o+z}{2\mu_o A_g} \\ 0 & \frac{g_o-z}{2\mu_o A_g} & \frac{g_o+y}{2\mu_o A_g} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_I \\ \phi_{II} \\ \phi_{III} \\ \phi_{IV} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ N_r(2I_b+i_y) \\ N_r(2I_b+i_y) \\ N_r(2I_b-i_y) \end{bmatrix} \tag{3}$$

여기서, N_r은 반경 방향 제어 코일의 권선수이고, I_b와 i_y는 각각 바이어스 전류와 반경 방향 제어 전류, g_o는 반경 방향의 정상상태 공극이다. 식 (3)을 통하여 제어 시 반경 방향 공극을 흐르는 자속을 계산할 수 있다.

$$\phi_I = \frac{2\mu_o A_g N_r \left\{\left(2g_o^2+2g_o y\right)I_b + \left(2g_o^2 - g_o y - z^2\right)i_y\right\}}{g_o\left(2g_o^2 - y^2 - z^2\right)}$$
$$\phi_{III} = \frac{2\mu_o A_g N_r \left\{\left(2g_o^2-2g_o y\right)I_b - \left(2g_o^2 + g_o y - z^2\right)i_y\right\}}{g_o\left(2g_o^2 - y^2 - z^2\right)} \tag{4}$$

한편, Fig. 2(b)에 나타낸 바와 같이 각 U자형 코어와 축으로 이루어진 경로를 따르는 축 방향 제어용 자기 회로는 Fig. 3(b)와 같이 모델링 된다. 이 때, 공극들에서 발생하는 자속은 다음과 같다.

$$(\phi_{cx})_I = \frac{2N_x i_x}{(R_x)_I} = \frac{\mu_0 A_g N_x i_x}{g_o - y} \tag{5}$$

$$(\phi_{cx})_{III} = \frac{2N_x i_x}{(R_x)_{III}} = \frac{\mu_0 A_g N_x i_x}{g_o + y} \tag{6}$$

여기서, N_x는 축 방향 제어 코일의 권선수이고, R_x는 공극에서의 자기저항이다.

이상과 같은 자기 회로 해석에 있어서 코어 내에서의 자기저항과 코어 단에서의 프린징(fringing) 효과를 비롯한 비선형성은 무시하였다.

식 (4)~(6)을 식 (1)에 대입하면 전자기력을 반경 방향 변위 y, z와 제어 전류의 함수로 유도할 수 있다. 상당히 복잡한 형태인 이 전자기력 표현식은 변위와 제어전류가 정상 상태 공극과 바이어스 전류에 비해 각각 매우 작다는 가정 아래, 테일러(Taylor) 급수를 이용하여 다음과 같이 선형화가 가능하다.

$$F_y \approx K_y y + K_{i_y} i_y + f_d \tag{7}$$

$$f_d = K_{rx} y \tag{8}$$

여기서, 변위 강성(position stiffness)과 전류 강성(current stiffness), 그리고 외란 강성(disturbance stiffness)으로서 각각 정의되는 K_y, K_{i_y}, K_{rx}는 다음과 같이 주어진다.

$$K_y = \frac{4\mu_o A_g N_r^2 I_b^2}{g_o^3} \tag{9-1}$$

$$K_{i_y} = \frac{4\mu_o A_g N_r^2 I_b}{g_o^2} \tag{9-2}$$

$$K_{rx} = \frac{4\mu_o A_g N_x^2 i_x^2}{g_o^3} \tag{9-3}$$

한편, 축 방향 제어를 위한 로렌츠 힘은 바이어스 전류에 의한 공극에서의 자속 밀도와 축 방향 제어용 코일의 기전력(magneto-motive force)에 의해서 결정된다. 바이어스 전류에 의한 자속밀도는 정상상태로 가정하고 유도한다. 즉, 식 (4)에서 $y=z=i_y=0$를 대입하면 식 (10)을 얻을 수 있다.

$$B_x = \frac{\phi_{I,III}}{2A_g} = \frac{\mu_o N_r I_b}{g_o} \tag{10}$$

설계된 전자기 베어링의 공극에서의 자속 밀도를 확인하기 위하여 Fig. 4 와 같이 FEM 해석을 수행하였다. 해석 결과, 바이어스 전류가 인가되었을

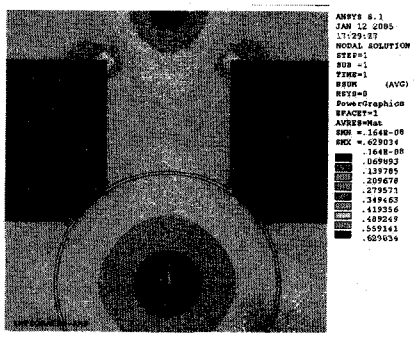


Fig. 4 FEM analysis of bias magnetic flux density

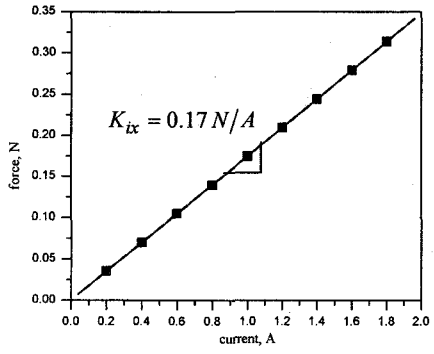


Fig. 5 Force versus current

때 공극에서의 자속 밀도는 0.21T로서 단순화된 계산 식 (10)으로부터 얻어지는 0.24T와 근사한 값을 보인다. 이때의 바이어스 전류는 1.3A이다. 여기에, 축 방향 제어 전류가 인가되었을 때 발생하는 로렌츠 힘의 기본 특성을 파악하기 위해 Fig. 4와 같은 모델을 이용하여 FEM 해석을 수행한 결과를 Fig. 5에 나타내었다. 그림에서 로렌츠 힘의 기본 특성인, 힘과 전류 사이의 선형 관계를 확인할 수 있고, 그 비례 상수인 $K_{ix}(=0.17N/A)$는 축 방향의 전류 강성(current stiffness)으로서 정의되는 값이다. 따라서, 축 방향 제어력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$F_x \approx nK_{ix}i_x \tag{11}$$

여기서, n은 로렌츠 힘을 발생시키는 코어의 개수이다. 축 방향 제어 코일에서 발생하는 기자력은 가상 코일에 의한 그것과 같다고 가정하였으며, 축 방향 제어 전류의 크기와 방향을 조절하여 축 방향 제어력의 크기와 방향을 제어할 수 있다.

4. 외란 보상 제어기 설계

회전축을 완전 부상시키기 위하여 두 개의 복합 전자기 베어링으로 이루어진 5자유도 제어시스템을 구성하였다. 선형화된 식 (7)을 기본으로 베어링 고정 좌표계로 나타낸 반경 방향 운동 방정식은 다음과 같다.

$$\boldsymbol{M}\ddot{\boldsymbol{q}} + \boldsymbol{K}\boldsymbol{q} = \boldsymbol{f_c} + \boldsymbol{f_d} \tag{12}$$

$$\boldsymbol{K} = diag\begin{bmatrix} K_{y_1} & K_{y_2} & K_{z_1} & K_{z_2} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{f_c} = diag\begin{bmatrix} K_{i_{y1}} & K_{i_{y2}} & K_{i_{z1}} & K_{i_{z2}} \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{q} = \begin{Bmatrix} y_1 & y_2 & z_1 & z_2 \end{Bmatrix}^T$$

여기서, $\boldsymbol{M}$은 질량 행렬, $\boldsymbol{K}$는 위치 강성 행렬, $\boldsymbol{f_c}$는 반경 방향 전류 강성 행렬이고, 외란 벡터 $\boldsymbol{f_d}$는 공극이 균일하지 않을 경우 축 방향 제어 전류가 반경 방향 거동에 영향을 주는 외란 항이다.

회전축의 안정된 부상을 위해 설계된 피드백 제어기는 잘 알려진 비례미분(PD) 제어기로 하였고, 축 방향 제어에 의해 발생되는 외란을 보상하기 위하여 피드포워드 제어 루프를 추가하였다.[8] Fig. 6은 이들 제어기가 포함된 전체 시스템의 블록 선도이다. 그림에서, K_S는 변위 센서의 이득, K_A는 전력 증폭기 이득이고, $\boldsymbol{G_c}$는 PD 제어기의 전달 함수로서 미분(D) 제어에 일반적으로 추가되는 1차 필터를 무시하면 다음과 같이 표시된다.

$$\boldsymbol{G_c} = \boldsymbol{K_p} + \boldsymbol{K_d}s \tag{13}$$

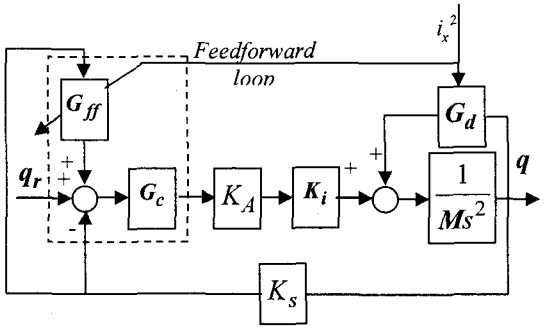


Fig. 6 Block diagram of radial control

여기서, $\boldsymbol{K_p}$와 $\boldsymbol{K_d}$는 각각 비례 이득 및 미분 이득 행렬로서 대각 행렬이다. 또한, Fig. 6의 $\boldsymbol{G_d}$는 식 (8) 및 식 (9-3)으로부터 계산되는 외란의 전달함수이고, $\boldsymbol{G_{ff}}$는 이 외란의 영향을 보상하기 위한 피드포워드 제어 루프의 전달함수로 다음과 같이 결정된다.

$$\boldsymbol{G_{ff}} = -\left(K_s K_A \boldsymbol{K_i} \boldsymbol{G_c}\right)^{-1} \boldsymbol{G_d} \tag{14}$$

그리고, 식 (14)에 의한 외란 보상이 완벽하게 이루 어진다는 가정 하에, 전체 반경 방향 제어 시스템의 운동 방정식은 다음과 같이 된다.

$$\boldsymbol{M}\ddot{\boldsymbol{q}} + K_s K_A \boldsymbol{K_d} \boldsymbol{K_i} \dot{\boldsymbol{q}} + \left(K_s K_A \boldsymbol{K_p} \boldsymbol{K_i} + \boldsymbol{K}\right)\boldsymbol{q} = 0 \tag{15}$$

하지만, 전달함수 $\boldsymbol{G_d}$의 모형화에 있어서, 특히 전류 강성계수들($\boldsymbol{K_i}$)의 예측에 오차가 존재하므로 식 (15)와 같이 축 방향 제어 전류에 의한 영향은 완전히 제거되기는 어려우나, 기본적으로 잔류하는 작은 외란은 위치 강성 계수 항에 묻혀서 시스템의 안정성이나 제어 성능에는 큰 영향이 없다.

축 방향 제어는 반경 방향 제어와 연성 없이 1자유도에 관련된 피드백 제어기를 사용하였다.

$$m\ddot{x} = F_x \tag{16}$$

여기서 m은 전체 축의 질량이며, x방향 전자기력인 F_x는 식 (11)에 나타낸 바와 같다. 로렌츠 힘은 반경 방향 제어력인 맥스웰 힘과 달리 음의 강성값이 나타나지 않으므로 더욱 안정된 시스템을 유지한다. 식 (17)과 같은 간단한 PD제어에 의해서 축 방향 제어 시스템의 운동 방정식은 식 (18)과 같이 얻어진다.

$$i_x = -K_s K_A \left(K_{px}x + K_{dx}\dot{x}\right) \tag{17}$$

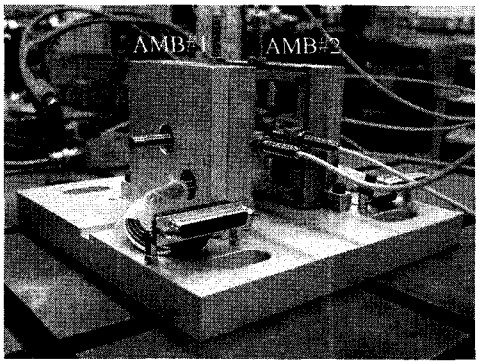
$$m_x\ddot{x} + nK_s K_A K_{dx} K_{ix}\dot{x} + nK_s K_A K_{px} K_{ix} x = 0 \tag{18}$$

위에서 K_{px}와 K_{dx}는 각각 축 방향 제어를 위한 비례, 미분 이득이다.

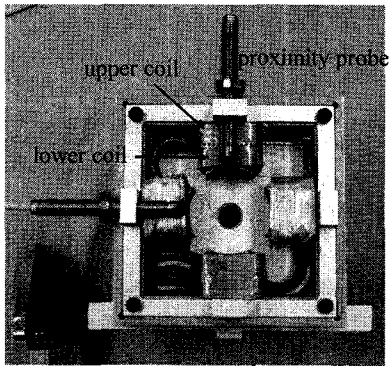
5. 실 험

복합 전자기 베어링으로 개발된 전자기 베어링 시작품은 Fig. 7과 같다. 제안된 전자기 베어링은 하나의 전자기 베어링으로 3자유도 제어가 가능하나, 축의 5자유도 제어를 위하여 두 베어링 유닛으로 이루어진 시스템을 구축하였으며, 스테이터 및 코일 권선 구조는 앞서 설명한 바와 같다. 설계된 전자기 베어링의 기본 사양은 Table 1에 나타내었다. 축 방향은 로렌츠력을 사용하므로 축방향의 위치 강성(position stiffness)는 나타나지 않는다. 주변 시스템 구성 요소로는 5채널의 비접촉 변위 센서와 9채널의 선형 증폭기, 그리고 PC Board(DS1103, dSPACE Inc.)를 이용하여 5kHz 샘플링 주파수를 갖는 디지털 제어를 수행하였다. 두 베어링 유닛에서 반경 방향 제어를 위해서는 8채널의 선형 증폭기를 사용하고, 축 방향 제어를 위해서는 각 코어의 코일을 결선하여 단일 채널의 선형 증폭기를 사용한다.

제안된 전자기 베어링의 안정성 특성을 알아보기 위하여 Fig. 8과 Fig. 9와 같이 축이 부상한 상태(비회전)에서 반경 방향과 축 방향에 대하여 충격 실험을 수행하였다. 제어 시에 각 방향에서 약 0.3초와 0.2초 내에 과도 응답이 감쇠되었으나, 축 방향으로 제어가 되지 않고 수동적 안정 상태를 유지하는 경우에는 정상 상태에 도달하는데 30초 이상이 소요되는 것을 확인하였다. 축 방향에서의 비제어 시와 제어 시의 고유값(eigenvalue)은 각각 $\lambda_{uc1,2} = -0.11 \pm 31.3j$ 와 $\lambda_{c1,2} = -24.8 \pm 81.6j$ 이다. 아울러, Fig. 8(b)와 Fig. 9(b)로부터 축 방향 제어 전류에 의한 반경 방향과의 연성 효과는 피



(a) AMB system

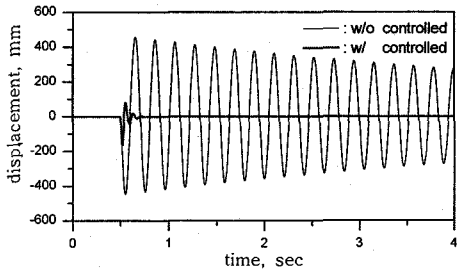


(b) Stator

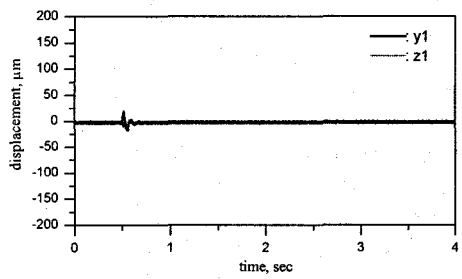
Fig. 7 Prototype of the proposed AMB

Table 1 Specification of integrated magnetic bearing

Parameter		Value
pole face area		102 mm^2
air gap		0.4 mm
coil turn	upper	60
	lower	60
radial stiffness	position	4.87×10^4 N/m
	current	15 N/A
axial current stiffness		0.17 N/A
mass		0.28 kg
rotor dia.		30 mm
bias current		1.3 A

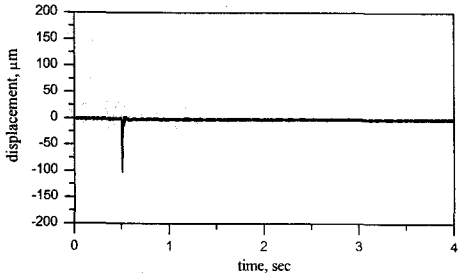


(a) Axial direction

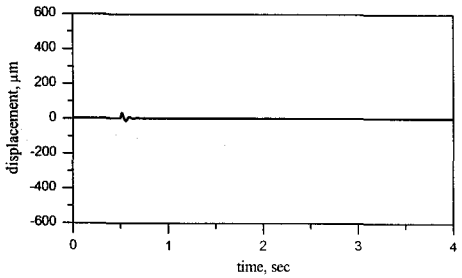


(b) Radial directions

Fig. 8 Response to axial directional impulse



(a) Radial direction, y_1



(b) Axial direction, x

Fig. 9 Response to y directional impulse

드포워드 제어기를 통해서 잘 보상되고 있음을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 소형 전자기 베어링 개발을 목표로 축 방향 제어용 디스크가 없는 구조로써 공간의 활용성과 분해 조립의 편의성을 높일 수 있는 새로운 반경 방향-축방향 복합 전자기 베어링을 제안하였고 실험을 통하여 안정된 부상 성능을 확인하였다. 구조적으로는, 4 극 전자기 베어링과 호모폴라 전자기 베어링이 복합된 형태이며, 본 논문에서는 반경 방향 제어를 4 극 전자기 베어링의 원리에 의해 수행하고, 호모폴 구조의 권선으로써 로렌쯔 원리에 의해 축 방향 제어를 수행하는, 이른바 '바이어스 자속 공유형'에 대해 고찰하였다. 참고로, 호모폴라 전자기 베어링의 원리로써 반경 방향 제어를 수행할 수도 있으며, 이러한 '바이어스 자속 독립형'에 대해서는 참고문헌[8]으로 발표한 바 있다. 두 가지 원리 모두, 축 방향 제어에 의해 발생되는 외란 효과를 보상하기 위하여 피드포워드 제어기를 설계하였고, 시제작된 전자기 베어링을 이용하여 제어의 안정성 및 실용성을 실험적으로 검증하였다.

참고문헌

(1) Kim, S. J., 2003, "The Present Technology and an Outlook on Magnetic Bearings," *J. of KSNVE, Noise & Vibration*, **13**(3), pp. 196~206.

(2) Komori, M. and Yamane, T., 2000, "Magnetic Levitation System with a Millimeter Sized Cylindrical Rotor," *Mechatronics*, **10**, pp. 595~607.

(3) Lee, C. W. and Jeong, H. S., 1996, "Dynamic Modeling and Optimal Control of Cone-shaped Active Magnetic Bearing System," *Control Engineering Practice*, **4**, pp.1393~1403.

(4) Stegemann, H. et al., 2000, "Integrated Radial and Axial Low Cost Compact AMB," *7th Int. Sym. on Magnetic Bearings*, Zurich, Swiss, pp. 449~454.

(5) Kim, H. Y. and Lee, C. W., 2003, "Design and Control of Active Magnetic Bearing System with Lorentz Force-type Axial Actuator," *ASME2003 Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*, Chicago, Illinois, USA, September, 48542.

(6) Kurita, N., Okada, Y. and Matsuda, K., 2002, "Development of Lossless Magnetic Bearing," *8th Int. Sym. on Magnetic Bearings*, Mito, Japan, pp. 91~96.

(7) Kanebako, H. and Okada, Y., 2002, "New Design of Hybrid Type Self-Bearing Motor for High-Speed Miniature Spindle," *8th Int. Sym. On Magnetic Bearings, Mito*, Japan, pp. 65~70.

(8) Ha-Yong Kim and Seung-Jong Kim, 2005, "Design of Combined Radial and Axial 4-pole Electromagnetic Bearing (I) – with Uncoupled Bias Flux," *Trans. of the KSME A*, Vol. 29, No. 12, pp. 1561~1566.