

〈논 문〉

소형 원판형 하이브리드 자기 부상 모터 A Small Disk-type Hybrid Self-bearing Motor

김 승 종[†] · Yohji Okada*
Seung-Jong Kim and Yohji Okada

(2001년 7월 31일 접수 : 2001년 9월 24일 심사완료)

Key Words : Self-bearing Motor(자기 부상 모터), Active Magnetic Bearing(능동 자기베어링), Magnetic Levitation(자기 부상), AC Synchronous Motor(교류 동기 모터)

ABSTRACT

A hybrid self-bearing motor, which is a functional combination of general permanent magnet (PM) motor and hybrid active magnetic bearing(AMB), was proposed a few years ago. In this paper, the hybrid self-bearing motor is modified to a disk type, in which one of two magnetic bearings was substituted for a thin yoke to make the system more compact. An outer rotor in this self-bearing motor is actively controlled only in two radial directions while the other motions are passively stable owing to the disk-type structure. Main advantages of the proposed self-bearing motor are simple control mechanism, low power consumption and smart structure. Mathematical model for the magnetic force is built with consideration of the radial displacement of the rotor. The model helps us not only to design a levitation controller but also to expect the system performance. Some experimental results show good capability and feasibility of the proposed self-bearing motor.

1. 서 론

최근 각종 회전기기가 더욱 정밀화, 소형화, 고속화 되는 추세에 따라, 정밀 고속 회전에 탁월한 장점이 있는 능동 자기 베어링(active magnetic bearing: AMB)의 응용이 활발히 시도되고 있다. 그러나, AMB는 최대 지지 강성이 자극 면적에 비례하고, 자기 포화를 방지하기 위해서 충분한 단면의 자속 경로가 확보되어야 하므로, 베어링 저널(journal)이 추가되고 축이 길어지는 등, 소형화 및 경량화의 측면에서는 적용의 어려움이 있다. 이를 개선하기 위한 노력의 일환으로서 1990년대 중반 이후, 몇몇 연구자들에 의해

AMB와 AC 모터를 일체형 구조에 기능적으로 통합해 넣은 자기 부상 모터가 제안되었다.^(1~5) 즉, 기존의 모터 구조에서 권선 방법을 약간 수정하거나 추가하고 피드백 제어기를 도입함으로써 회전체의 자기 부상과 회전을 동시에 가능하게 한 새로운 시스템이다. 따라서 전체 시스템의 소형화가 가능하고, 축 길이의 단축으로 임계 속도를 증가시킬 수 있다. 근래에 활발히 제안되고 있는 자기 부상 모터는 기본 원리에 따라 크게 영구 자석(permanent magnet: PM)형,^(1, 2, 5, 6) 리럭턴스(reluctance)형,⁽³⁾ 인덕턴스(inductance)형⁽⁴⁾의 세 종류로 분류된다. 그 중, 자석 재료의 신개발 및 PM 모터의 광범위한 용도와 더불어 PM형에 대한 연구가 가장 활발하다. PM형 영구 자석형은 주로 원통 또는 원판 형태를 가지며 능동 제어가 이루어지는 방향에 따라서 다시 반경 방향형과 축 방향형으로 나뉜다.^(6, 7) 이러한 기존의 자기 부상 모터들은 대부분 부상 제어와 회전 제어의 독립적

[†] 책임저자, 정회원, 한국과학기술연구원 트라이블로지연구소센터
E-mail : sjongkim@kist.re.kr
Tel : (02) 958-5610, Fax : (02) 958-5659
* Dept. of Mechanical Eng., Ibaraki Univ., Japan.

인 수행이 가능하고, 10,000 rpm이상의 안정된 부상 회전 성능도 보고된 바 있지만, 한편 일반적으로 부상 제어를 위하여 회전 구동 주파수와 동기화된 자속 분포를 이용하므로 제어계의 구조가 다소 복잡하고, 작은 위상 오차라도 고속 회전에서는 부상 성능에 큰 영향을 미칠 수 있다는 단점이 있다. 이러한 단점을 피하기 위한 구조로서, 하이브리드(hybrid) AMB와 PM 모터를 결합한 형태인 하이브리드 자기 부상 모터가 제안되었다.⁽⁸⁾ 하이브리드 AMB란 두 개의 반경 방향 자기 베어링이 영구 자석에 의한 편향 자속(bias flux)을 공유하는 구조의 AMB를 말하는데, 히스테리시스(hysteresis)와 와전류 효과가 적고 코어의 수를 반으로 줄일 수 있어 일반적으로 소형 고속 회전에 유리하다. 하이브리드 자기 부상 모터는 그 구조에서 한쪽 자기 베어링을 자기 부상 모터로 전환한 경우이다. 즉, AMB와 마찬가지로, Fig. 1(a)에서 보는 바와 같이, 영구자석으로 축 중심으로부터 방사상으로 퍼져 나가는 일정한 편향 자속(bias flux)을 만들고, 2극 직류 자장을 부가하여 부상 제어를 수행한다. 이 자기 부상 모터는 안정된 부상 특성과 양호한 회전 토크 부하 특성을 보였지만, 실제 소형 시스템에 적용되기 위해서는 두 개의 베어링이 중복된 구조를 개선할 필요가 있다.

이에, 본 논문에서는 보다 콤팩트한 구조 설계를 위하여 Fig. 1(a)의 다른 한쪽 자기 베어링을 제거하고 얇은 요크(yoke)로 대체한 원판형 시스템을 제안한다(Fig. 1(b) 참조). 이러한 시스템에서는 반경 방향으로 2 자유도만 능동 제어를 하면, 축 방향과 경사 방향으로는 구조적으로 수동 안정성이 얻어지게 되므로 완전 비접촉 부상 회전이 가능하게 된다. 제안된 자기 부상 모터의 장점으로는 우선 소형화에 유리하고, 회전하지 않는 2극 직류 자장으로 부상 제어를 하므로 기존의 자기 부상 모터에 비하여 제어 이론이 간단하고 고속 회전에 적합하다는 점들을 들 수 있다. 본 논문에서는 모터 기능과 베어링 기능이 독립적으로 제어되기 위한 최소 극(pole)수를 이론적으로 유도하고, 제어 전류와 회전체 변위의 함수로써 반경 방향 전자기력을 모형화한다. 이 모형을 기초로 하여 제어기 설계가 이루어지며, 회전체의 부상 특성 예측이 가능하다. 그리고, 연구실에서 설계, 제작된 실험 장치를 소개하고, 시스템의 기본적인 특성들을 확인한 시험 결과와 안정된 부상 회전에 성공한 실험 결과들을 소개한다.

2. 원판형 하이브리드 자기 부상 모터

2.1 개요 및 구조 제안

서론에서 언급하였듯이, 기존의 하이브리드 자기 부상 모터는 일반적으로 자기 부상 모터와 AMB, 또는 두 개의 자기 부상 모터로 이루어져 있는데, 이들은 중간에 위치한 영구 자석에서 생성되는 편향 자속을 공유하는 특징을 갖는다. Fig. 1(a)에 예를 든 바와 같이, 도넛 모양의 영구 자석에서 나온 편향 자속은 AMB 축의 공극을 건너 축으로 모아진 후, 축을 따라 흐르다가 모터 축의 공극을 방사상으로 퍼지듯이 지나고 다시 영구 자석으로 들어간다. 그러므로, 한 고정자의 코어들은 이 편향 자속에 의해 모두 같은 자극을 띠게 된다. 한편, 모터 축의 고정자에는 일반 모터와 같은 회전용 자계와, AMB 축과 같은 2극의 부

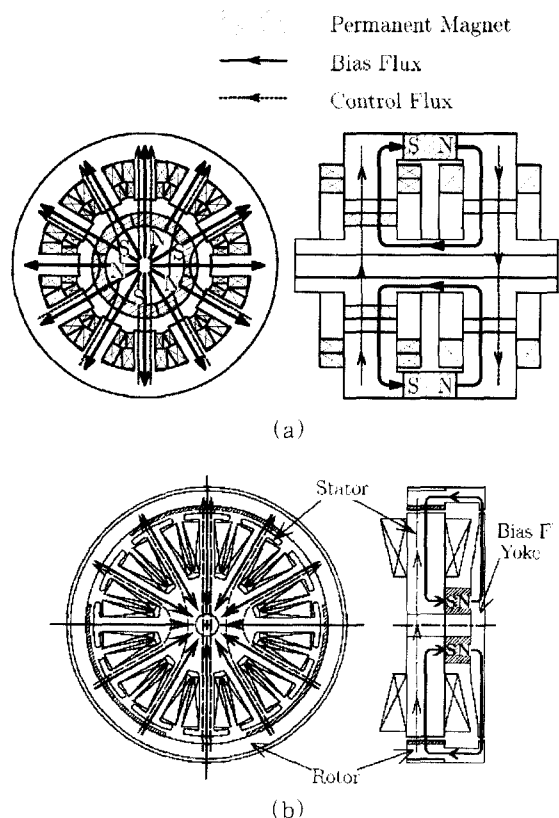


Fig. 1 Schematics of (a) a conventional and (b) the proposed hybrid type self-bearing motor

상용 자계를 생성하는 두 종류의 코일이 감겨있다. 그 중 부상용 코일과 AMB 축 코일에서 만들어지는 자속을 Fig. 1(a)에서 각각 점선으로 나타내고 있다. 이 자속은 그 생성 방향에 따라 편향 자속에 더해지거나 빼져서 공극에서의 자속 밀도를 조절하게 되는데, 예를 들어, 그림과 같은 경우는 양측 모두 위쪽의 자속 밀도가 높으므로 회전체는 위쪽으로 작용하는 전자기력을 받게 된다. 한편, 회전을 위해서는 모터 측 회전자의 공극면에 별도의 얇은 영구 자석들이 접착되어야 하는데, 이 영구 자석들과 고정자의 모터 코일에 의한 회전 자계에 의해서 일반 PM 모터와 같은 원리로 회전이 이루어진다. Fig. 1(a)의 모터 회전자에는 N, S 극이 각각 3개씩 교대로 배열되어 있으므로 6극 모터의 구조와 같다. 따라서 이 경우의 모터 코일은 회전자의 극수와 동일한 6극으로 감기게 된다.

본 논문에서 제안하는 원판형 하이브리드 자기 부상 모터의 개념도를 Fig. 1(b)에 나타내었다. Fig. 1(a)의 한쪽 AMB를 얇은 요크로 대체한 구조이며, 소형화를 위하여 회전자를 바깥쪽에 위치시킨 외부 회전자(outer rotor) 형식으로 설계되었다. 이와 같이 원판형 시스템으로 제작함으로써, 두 반경 방향 병진 운동만 능동적으로 제어를 하면, 그 안정성을 전제로 축 방향과 경사 방향으로도 구조적으로 수동 안정성이 얻어지게 된다. 그러나 한편, 이러한 시스템에서는 요크 축의 공극에서 발생하는 불안정한 전자기력이 경사 방향뿐만 아니라 반경 방향의 안정성까지도 저해할 가능성이 있음에 주목할 필요가 있다. 게다가, 편향 자속이 일정할 때 모터 측에 비해 공극의 단면적이 훨씬 작은 요크 축에서 더 큰 편향 전자기력이 발생한다는 점도 고려해야 한다. 본 연구 초기에 요크를 얇게 설계한 것은 공극에서 자기 포화를 발생시키기 위함이었다. 일정 범위 내에서 회전자의 반경 방향 변위에 대해서도 공극 전체에서 자기 포화 상태가 유지될 수 있다면, 자속의 제곱에 비례하는 불안정한 전자기력은 이론적으로 발생하지 않기 때문이다. 만약 그렇다면, 안정성의 향상은 물론 시스템 전체의 효율도 크게 증가하게 된다. 그러나, 결과부터 밝히면, 이러한 자기 포화를 일으키는 데에는 실패하였다. 모터 측의 공극이 너무 넓어서 편향 자속에 대한 자기 저항이 매우 클 뿐더러, 회전자 변위에 관계없이 요크 축의 전 공극에 자기 포화를 만들기에는 영구 자석의 세기가 모자란 것이 원인이었다. 이에 대한 개선 내용

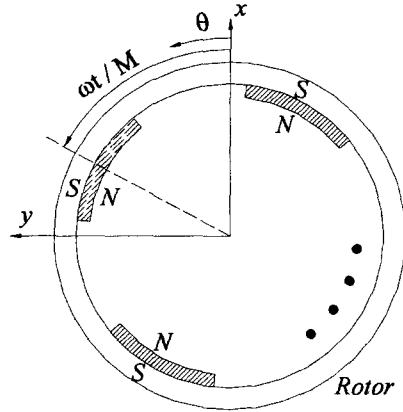


Fig. 2 Coordinate system

은 차기 과제로서 남겨 두고, 본 논문에서는 그럼에도 불구하고 수학적 모형을 기초로 제어를 설계하여 안정적으로 부상 회전에 성공한 내용을 서술한다.

2.2 전자기력과 토크의 이론적 해석

회전체의 거동을 나타내기 위한 고정 좌표계를 Fig. 2에 표시하였다. 그림에서 θ 는 고정자에서의 각좌표이며 M 은 회전자 및 모터 코일의 극대수, 그리고 ω 는 모터의 구동 주파수로서 ω/M 이 회전체의 각속도가 된다. 회전체 표면의 영구 자석과 편향 자속에 의한 자속 밀도를 B_r 이라 하면, 공극이 원주 방향으로 일정하다는 가정 아래 θ 에 따른 실제 B_r 의 분포는 Fig. 3에서 보는 바와 같이 구형파와 가까운 형태로 나타나겠지만, 계산의 편의상 다음과 같이 정현파로 가정한다.

$$B_r = (B_0 + \frac{1}{2}B_1) + \frac{1}{2}B_1 \cos(M\theta - \omega t) \quad (1)$$

B_0 는 편향 자속이며, B_1 은 회전자의 영구 자석에 의한 자속이다. 한편, 모터 코일과 부상용 코일에 의해 공극에서 발생하는 자속 밀도들은 각각 식 (2), (3)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$B_{sm} = B_2 \cos(M\theta - \omega t - \psi) \quad (2)$$

$$B_{sb} = B_3 \cos(\theta - \phi) \quad (3)$$

여기서, B_2 와 B_3 는 각각 두 코일이 생성하는 자속 밀도의 최대치이고, ψ 는 B_{sm} 과 B_r 의 위상차이

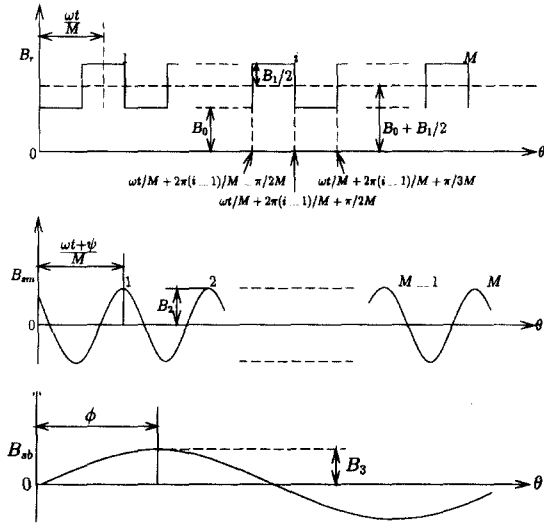


Fig. 3 Theoretical flux density distributions

며, ϕ 는 부상용 코일에 의한 자속 B_{sb} 의 위상각이다. 미소 각도 $d\theta$ 내의 공극에 축적되는 자기 에너지 ΔW 는 다음과 같이 유도된다.⁽⁹⁾

$$\Delta W = \frac{(B_r + B_{sm} + B_{sb})^2}{2\mu_0} grld\theta \quad (4)$$

여기서, μ_0 는 공기 중에서의 투자율($=4\pi \times 10^{-7}$ H/m)이고, r 과 l 은 각각 회전자의 반경과 두께이며, g 는 공극의 길이이다. 이 자기 에너지가 야기는 반경 방향의 전자기력 dF 는 회전체의 반경 방향 변위, 즉 공극의 변화에 대한 ΔW 의 변화율로서 계산되어진다.⁽⁷⁾

$$dF = \frac{\partial(\Delta W)}{\partial g} = \frac{(B_r + B_{sm} + B_{sb})^2}{2\mu_0} rld\theta \quad (5)$$

전체 공극에서 발생하는 전자기력은 위의 식을 θ 에 대해서 0에서 2π 까지 적분하여 얻어지는데, 이를 x, y 방향으로의 분력으로 나누어 표시하면 다음과 같다.

$$F_x = \int_0^{2\pi} \frac{(B_r + B_{sm} + B_{sb})^2}{2\mu_0} rl \cos\theta d\theta \quad (6)$$

$$F_y = \int_0^{2\pi} \frac{(B_r + B_{sm} + B_{sb})^2}{2\mu_0} rl \sin\theta d\theta \quad (7)$$

식 (1)~(3)을 식 (6)과 (7)에 대입하여 풀면 M

≥ 3 이라는 조건 아래 다음의 결과가 얻어진다.

$$F_x = \frac{\pi}{\mu_0} \left(B_0 + \frac{1}{2} B_1 \right) B_3 r l \cos\phi \quad (8)$$

$$F_y = \frac{\pi}{\mu_0} \left(B_0 + \frac{1}{2} B_1 \right) B_3 r l \sin\phi \quad (9)$$

식 (8)과 (9)는 반경 방향의 전자기력이 시간의 함수인 회전체의 회전각도 ωt 와 관계없이 θ 에 의해 제어될 수 있음을 보여준다. 또한, 식 (2)에 나타낸 모터 코일에 의한 자속 밀도 B_{sm} 과 무관하므로 부상력은 회전자계의 영향을 받지 않고 독립적으로 제어될 수 있음을 알 수 있다.

한편, 모터 토크도 위와 유사한 방법으로 다음과 같이 계산된다.

$$T = \int_0^{2\pi} \frac{\partial(\Delta W)}{\partial \psi} d\psi = -\frac{\pi B_1 B_2 g r l}{\mu_0} \sin\psi, \quad \text{when } M \geq 2 \quad (10)$$

식 (10)에는 편향 자속 및 부상용 코일에 의한 자속과 관련된 변수가 포함되어 있지 않으므로, 그들과 관계없이 B_2 와 ψ 에 의한 독립적인 토크 제어가 가능함을 알 수 있다.

이상의 계산 결과로부터 모터 자계의 극대수가 3 이상이면 부상 제어와 회전 제어가 상호 간섭 없이 이루어질 수 있음을 확인하였다.

2.3 시작품 제작

실험을 위하여 설계된 원판형 하이브리드 자기 부상 모터의 개략도를 Fig. 4에 나타내었다. 회전체의

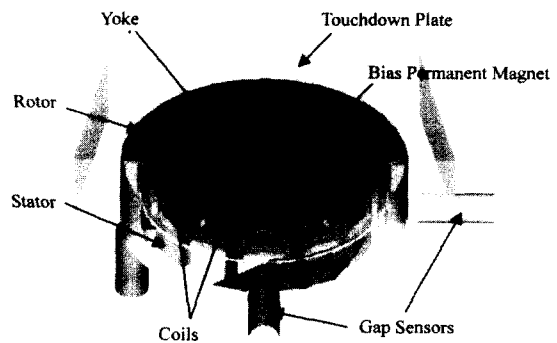


Fig. 4 Schematic of the experimental setup

안쪽에 위치하여 있는 고정부는 위쪽 원판이 요크 부, 아래쪽이 고정자 부이다. 그 사이에는 영구 자석이 끼워져 있어 편향 자속을 발생시킨다. 반지 모양의 회전체는 중심의 고정부와 외곽 하우징 사이에 위치하며, 고정자 및 요크와의 공극은 모두 1 mm로 설계하였다. 한편, 회전체와 하우징 사이의 공극은 0.3 mm로 하여 초기 또는 비상시 회전체와 고정자의 접촉을 방지하였다. 고정자 부는 와전류의 영향을 줄이기 위하여 0.1 mm 두께의 규소 강판을 100장 적층하여 제작하였다. 고정자에는 12개의 코어가 있으며, 거기에 회전용과 부상용 코일이 따로 감겨져 있다. 회전용 코일은 Fig. 5(a)에 보이는 바와 같이 3상 8극의 집중권으로 감겨져 있으며, 이에 맞추어 회전자에서의 영구 자석에 의한 극수도 8극이 되도록 4개의 같은 극의

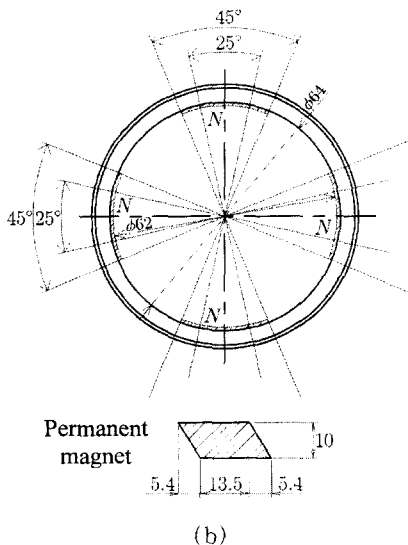
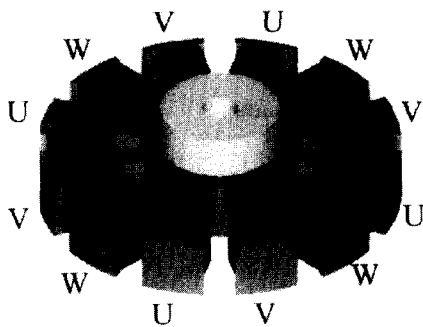


Fig. 5 (a) Stator with motor winding and a bias PM and (b) rotor with four thin PMs

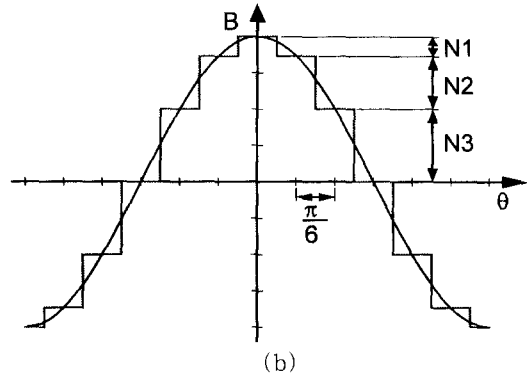
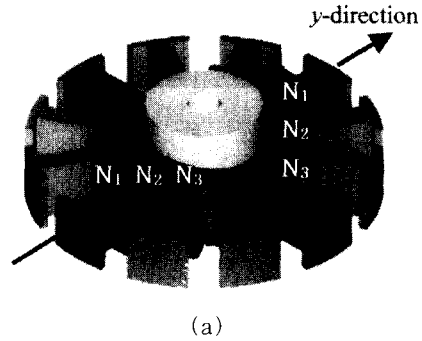


Fig. 6 (a) Stator with y-directional levitation winding and (b) the produced flux distribution

영구 자석을 Fig. 5(b)와 같이 90° 간격으로 부착하였다. 물론, 8개의 영구 자석을 N극, S극 교대로 배열하여도 무방하지만, 되도록 간단한 구조 설계에 치중하였다. 또한, 영구 자석의 모양을 평행사변형으로 한 것은 자속 밀도 분포를 정현파처럼 만들기 위해서이며, 모터 자계의 극수를 8극으로 한 것은 앞 절에서 유도한 회전 제어와 부상 제어의 독립 조건(극수 ≥ 6)을 만족시키기 위함이다. 회전체의 재료로는 규소강판을 적층하는 대신 비교적 자기 저항이 낮은 전자(電磁) 스테인리스가 사용되었다. 이 재료는 자성 재료로는 특성이 우수하지만, 와전류식 변위 센서의 측정 대상으로는 선형성이 좋지 않기에 회전체의 겉 표면에 일반 탄소강으로 관을 만들어 씌웠다. 변위 센서는 하우징에 장착되어 회전체의 겉 표면에서 두 반경 방향의 변위를 측정한다. Fig. 6(a)는 y방향 부상용 코일이 감겨진 모습이다. 여섯 다발로 나누어져 있으나 모두 하나의 코일로 연결되어 있으며 Fig. 6(b)에 보이듯이 원주 방향으로 정현파에 가까운 자속 밀도 분포를 생성할 수 있도록 각 다발의 권선 수를 정하

Table 1 Design and control parameters of experimental setup

Parameter	Value	Parameter	Value
Outer diameter of rotor	74 mm	Motor coil (3-phase 8-pole)	50 turn/core
Rotor length	20.5 mm	Levitation coils (N_1, N_2, N_3)	15,41,56 turns
Diameter of stator	62 mm	Coil diameter	0.5 mm
Air gaps, g_{s0} and g_{y0}	1 mm	Sampling time	0.1 msec
Area of stator-side gap, A_s	1524 mm ²	Sensor amp. gain	2.5 V/mm
Area of yoke-side gap, A_y	283 mm ²	Power amp. gain	0.5 A/V
Bias PM length	7 mm	Proportional gain, K_p	20
Bias PM area, A_m	286 mm ²	Derivative gain, K_d	0.02
Rotor PM thickness	1 mm	Position stiffness, K_y	145.6 N/mm
Rotor PM area	189 mm ²	Current stiffness, K_i	7.57 N/A

었다. x 방향 부상 제어를 위해서는 똑같은 방법으로 x 방향에 대해서 코일을 감는다. 시작품 제작에 사용된 설계 변수들을 Table 1에 종합하였다.

3. 하이브리드 AMB 부분의 모형화 및 제어기 설계

3.1 동적(dynamic) 전자기력

식 (8)과 (9)는 부상 제어와 회전 제어의 독립성을 증명하고 그를 위한 설계 조건을 제시하기에는 유용하지만, 부상 제어기 설계를 위해서는 전자기력을 전류와 변위에 대한 직접적인 함수로 표현할 필요가 있다. 본 절에서는, 여전히 부상력이 회전과 독립적으로 고려될 수 있다는 가정 아래 모터 코일과 회전체 표면의 영구 자석들의 영향을 무시하고, AMB 부분만을 모형화 한다.

(1) 편향 자속 밀도

Fig. 2에서 회전체가 y 방향으로 공극에 비해 미소하게 $y(t)$ 만큼 움직이는 경우를 고려한다. 이 변위가 야기하는 고정자 측에서의 공극 g_s 는 다음과 같이 y 와 θ 의 함수로 가정될 수 있다.

$$g_s(y, \theta) = g_{s0} - y \cos \theta \quad (11)$$

여기서, g_{s0} 는 편향 자속의 관점에서 본 정상 상태 공극이다. 즉, 회전체의 표면에 부착된 영구 자석의 두께를 포함한다. 편향 자속들은 공극을 방사상으로 지나므로, 각각의 자속선에 대한 자기 저항(reluctance)들이 병렬로 연결되어 전체 자기 저항을 이룬다고 볼 수 있다. 즉,

$$R_s = \left\{ \int \frac{\mu_0 dA_s}{g_s} \right\}^{-1} = \left\{ 2\mu_0 r l_s \int_0^\pi \frac{d\theta}{g_{s0} - y \cos \theta} \right\}^{-1}$$

$$= \frac{\sqrt{g_{s0}^2 - y^2}}{\mu_0 A_s}$$

(12)

여기서 R_s 는 고정자 측 공극에서의 총 자기 저항이고, l_s 는 고정자의 두께, A_s 는 공극의 단면적이다. 같은 방법으로 요크 측 공극에서의 자기 저항 R_y 도 구할 수 있다. 회전체 및 고정자 부에서의 자기 저항을 무시한다면, 편향 자속이 흐르는 자기 회로는 두 공극에 의한 자기 저항이 직렬로 연결되어 있는 형태가 되므로 총 자기 저항 R_T 는 그들의 합으로 표현된다.

$$R_T = R_s + R_y = \frac{\sqrt{g_{s0}^2 - y^2}}{\mu_0 A_s} + \frac{\sqrt{g_{y0}^2 - y^2}}{\mu_0 A_y} \quad (13)$$

식 (13)을 살펴보면, 공극이 일정한 경우(즉, $y = 0$)에 비해 회전체의 변위를 고려함으로써, 정상 공극 g_{s0} 와 g_{y0} 가 각각 $\sqrt{g_{s0}^2 - y^2}$ 와 $\sqrt{g_{y0}^2 - y^2}$ 로 대체된 형태가 나타났는데, 이들은 이 경우에 대한 등가 공극으로서 간주될 수 있다. 또한, 위 식에 의하면 y 가 증가할 때 R_T 는 감소하는데, 이는 '흡인력은 자기 저항이 감소하는 방향으로 발생하므로, 결국 변위가 더욱 증가하게 되는 불안정한 시스템이 된다'는 물리적인 사실을 뒷받침한다.

한편, 본 논문에서 쓰인 Nd-Fe-B 계열의 영구 자석에 대한 dc 자기 특성식은 다음과 같이 선형적으로

주어진다.

$$B_m = \mu_r \mu_0 H_m + B_r \quad (14)$$

여기서, B_m 과 H_m 은 자석 재질 내에서의 자석 밀도와 자장의 세기를 뜻하고, B_r 은 영구 자석의 특성값인 잔류 자속 밀도를 의미하는데 사용된 자석의 경우 약 1.3 Tesla이며, μ_r 은 자석의 상대 투자율로서 약 1.05의 값을 갖는다. 그리고, 자기 회로 내에 외부로부터 인가되는 기자력이 없으므로 $\oint H \cdot dl = 0$ 의 관계를 고려하여 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$H_m l_m + H_s \sqrt{g_{s0}^2 - y^2} + H_y \sqrt{g_{y0}^2 - y^2} = 0 \quad (15)$$

여기서, H_s 와 H_y 는 각각 고정자 측 공극과 요크 측 공극에서의 자장의 세기를 의미하고, l_m 은 영구 자석의 두께이다. 주목할 것은 위 식의 둘째, 셋째 항에서 정상 상태 공극 대신 식 (13)에서 유도된 등가 공극이 사용되고 있다는 점이다. 다음으로, 자기 회로를 흐르는 총 자속 ϕ_B 양은 일정하다는 사실로부터,

$$\phi_B = A_m B_m = A_s \bar{B}_s = A_y \bar{B}_y \quad (16)$$

의 관계를 얻는다. 여기서, A_m 은 편향 영구 자석의 단면적이며, \bar{B}_s 와 \bar{B}_y 는 그 영구 자석에 의해 각 공극에서 생성되는 자속 밀도의 평균치로서 각각 $\bar{B}_s = \mu_0 H_s$ 와 $\bar{B}_y = \mu_0 H_y$ 의 관계를 갖는다. 이제, 식 (14)와 (15), (16)을 조합하여 ϕ_B 에 관하여 풀면

$$\phi_B = \frac{B_r}{\frac{1}{A_m} + \frac{\mu_r}{l_m} \left\{ \frac{\sqrt{g_{s0}^2 - y^2}}{A_s} + \frac{\sqrt{g_{y0}^2 - y^2}}{A_y} \right\}} \quad (17)$$

가 얻어진다. 여기서 기억할 것은 $y \neq 0$ 인 경우, 자기 저항이 작은 쪽, 즉 공극이 좁은 쪽으로 많은 자속이 흐르지만 공극을 지나는 모든 자속의 총합은 ϕ_B 가 된다는 점이다. 각위치 θ 에서의 미소 구간 $d\theta$ 를 통과하는 자속을 $d\phi_B$ 라고 정의할 때, 이는 그 구간에서의 자기 저항을 고려하여 다음과 같이 계산되며, 이로부터 그 때의 자속 밀도 B_s 도 θ 의 함수로서 함께 정의될 수 있다

$$d\phi_B(\theta) = \frac{R_s}{R_s |_{d\theta}} \phi_B \equiv B_s(\theta) dA_s \quad (18)$$

여기서, $R_s |_{d\theta} = \frac{g_{s0} - y \cos \theta}{\mu_0 dA_s}$ 이므로, 식 (12)를 식 (18)에 대입하면

$$B_s(\theta) = \frac{\sqrt{g_{s0}^2 - y^2}}{A_s (g_{s0} - y \cos \theta)} \phi_B \quad (19)$$

를 얻을 수 있다. 요크 측 공극에 대해서도 같은 방법으로 자속 밀도 분포를 계산하면 다음과 같다.

$$B_y(\theta) = \frac{\sqrt{g_{y0}^2 - y^2}}{A_y (g_{y0} - y \cos \theta)} \phi_B \quad (20)$$

식 (19) 또는 (20)을 기초로 하여, 회전체의 거동에 의한 부분적인 자기 포화의 발생 유무까지도 고려하면서 설계 변수를 결정할 수 있고, 역으로 회전체 변위에 상관없이 요크 측의 전체 공극에 항상 자기 포화가 발생하도록 설계하여 불안정성을 개선할 수도 있다.

(2) 부상용 코일에 의한 자속 밀도

앞에서 y 방향의 변위를 가정하여 왔으므로 본 절에서도 y 방향 부상용 코일에 의한 자속 밀도만을 고려한다. 물론 x 방향에 대해서도 90° 의 각도 차이만 있을 뿐 유도 방법은 같다. 먼저, Fig. 1에 나타난 바와 같이 부상용 코일에 의한 자속은 요크 측으로 흐르지 않고 고정자 측 공극으로만 드나든다는 점을 상기하자. Fig. 6(a)의 고정자는 12개의 코어를 갖는다. 계산의 편의상, 회전체의 변위가 발생하여도 하나의 코어에서의 공극은 일정하다고 가정한다. 그러면, Fig. 6(b)에 보이는 바와 같이 그 코어 표면에서의 자속 밀도는 일정하게 된다.

우선, 두 개의 N_1 번 감긴 코일에 의한 자기 회로를 고려할 때, 공극에서의 자기 저항 R_M 은 다음과 같이 계산된다.

$$R_{N1} = \frac{2g_{s0}}{\mu_0 A_c} \quad (21)$$

여기서, A_c 는 코어의 면적, 즉, 전체 공극의 단면적 A_s 에서 슬롯 부분의 면적을 제하고 코어 갯수 12로 나눈 값이다. 식 (13)과는 달리 R_M 은 y 와 무관하

고 일정하다. 그것은 회전체가 y 만큼 움직여도, 중심에 대하여 대칭이 되는 두 코어에서의 공극(예를 들어, $g_{s0} - y \cos \theta$ 와 $g_{s0} + y \cos \theta$)의 합은 언제나 $2g_{s0}$ 이기 때문이다. N_1 코일이 감겨있는 코어 공극에서의 자속 밀도는 다음과 같다.

$$B_{N1} = \frac{2N_1 i_y}{R_{N1} A_c} = \frac{\mu_0 N_1 i_y}{g_{s0}} \quad (22)$$

여기서, i_y 는 y 방향 제어 전류이다. 이와 같은 방법으로 N_2 코일과 N_3 코일에 의한 자속 밀도들은 다음과 같이 계산된다.

$$B_{N2} = \frac{\mu_0 N_2 i_y}{g_{s0}} \quad (23)$$

$$B_{N3} = \frac{\mu_0 N_3 i_y}{g_{s0}} \quad (24)$$

위 식들은 부상용 코일에 의한 자속 밀도가 회전체의 변위와 관계가 없음을 보여 준다. 즉, 전류가 일정하면 변위가 발생하여도 전자기력에는 변화가 없어서 공극이 작은 쪽으로 끌려 가지 않는다는 것을 의미한다. 그러나, 이것은 이상적인 경우이다. 실제 시스템에서는 공극이 일정하지 않을 경우 불안정한 흡인력이 발생하는데, 그것은 프린지(fringe) 효과 때문이라 사료된다. 공극이 큰 쪽에서 프린지 효과도 커지므로 유효 자속 밀도가 낮아지게 되어 공극이 좁은 쪽으로 끌리는 힘이 발생하는 것이다.

(3) 반경 방향 전자기력

회전체에 작용하는 반경 방향 전자기력은 고정자 측과 요크 측에서 발생하는 힘으로 나누어 생각할 수 있다. 먼저, 요크 측에서는 편향 자속에 의한 전자기력만 작용하므로, 다음과 같이 잘 알려진 관계식을 이용하여 유도될 수 있다.⁽⁹⁾

$$F_{yk} = -\frac{1}{2} \phi_b^2 \frac{dR_y}{dy} = \frac{B_r^2 y}{2\mu_0 A_y \sqrt{g_{s0}^2 - y^2} \left[\frac{1}{A_m} + \frac{\mu_r}{l_m} \left\{ \frac{\sqrt{g_{s0}^2 - y^2}}{A_s} + \frac{\sqrt{g_{y0}^2 - y^2}}{A_y} \right\} \right]^2} \quad (25)$$

한편, 고정자 측에서는 편향 자속과 부상 제어용 자속이 함께 흐르고 전자기력은 그들의 합의 제곱에 비례

하므로 두 자속을 분리하여 고려할 수 없다. 따라서, 식 (19)와 식 (22)~(24) 등을 이용하여 각 코어 공극에서의 자속 밀도를 코어별로 계산하고, 그로부터 각 코어 공극에서의 전자기력을 구하여 그들의 벡터 합으로써 전체 전자기력을 계산한다. 이 때, 식 (19)를 각 코어 공극 내에서 구간 적분하여 자속 밀도의 평균값을 계산해야 하지만, 편의상 코어 중심에서의 자속 밀도를 그 평균값으로서 취했다. 식 (26)은 이런 방법으로 계산한 결과이다.

$$F_{st} = \frac{B_r^2 y}{\frac{\mu_0 A_s^2}{g_{s0} A_c} \left[\frac{1}{A_m} + \frac{\mu_r}{l_m} \left\{ \frac{\sqrt{g_{s0}^2 - y^2}}{A_s} + \frac{\sqrt{g_{y0}^2 - y^2}}{A_y} \right\} \right]^2} \times \left\{ \frac{2}{g_{s0}^2 - y^2} + \frac{3(g_{s0}^2 - y^2)}{(g_{s0}^2 - 3y^2/4)^2} + \frac{g_{s0}^2 - y^2}{(g_{s0}^2 - y^2/4)^2} \right\} + \frac{2i_y B_r \sqrt{g_{s0}^2 - y^2}}{\frac{A_s}{A_c} \left[\frac{1}{A_m} + \frac{\mu_r}{l_m} \left\{ \frac{\sqrt{g_{s0}^2 - y^2}}{A_s} + \frac{\sqrt{g_{y0}^2 - y^2}}{A_y} \right\} \right]} \times \left\{ \frac{N_1 + N_2 + N_3}{g_{s0}^2 - y^2} + \frac{\sqrt{3}(N_2 + N_3)}{g_{s0}^2 - 3y^2/4} + \frac{N_3}{g_{s0}^2 - y^2/4} \right\} \quad (26)$$

위 식의 우변 첫 항은 편향 자속만에 의한 전자기력이고, 둘째 항은 편향 자속과 부상 제어용 자속이 연성되어 있는 항이다. 주목할 점은, 앞서 언급하였듯이 부상 제어 전류의 제곱에 비례하는 전자기력은 상쇄되고, 전자기력 F_{st} 가 제어 전류에 선형적으로 비례한다는 점이다. 이것은 하이브리드 AMB의 특징이기도 하다.

회전체에 작용하는 y 방향의 총 전자기력 F_y 는 식 (25)와 (26)의 합으로 나타난다.

$$F_y = F_{st} + F_{yk} \quad (27)$$

계산의 단순화를 위하여 많은 가정이 전제되었음에도 불구하고 식 (27)은 시스템 설계 및 제어기 설계를 위하여 대단히 유용하다.

3. 2 부상 제어기 설계

제안된 시스템에서는 부상 제어를 위하여 가장 간

단하고 일반적인 형태인 PD 제어를 적용한다. 그를 위하여, 회전체 변위가 공극에 비해 매우 작다고 가정하고 식 (27)을 변위와 제어 전류에 대한 선형 함수로 유도한다.⁽¹⁰⁾

$$F_y \approx \left. \frac{\partial F_y}{\partial y} \right|_{y=i_y=0} y + \left. \frac{\partial F_y}{\partial i_y} \right|_{y=i_y=0} i_y \equiv K_y y + K_i i_y \quad (28)$$

여기서, K_y 와 K_i 는 각각 AMB 시스템에서 흔히 정의되는 위치 강성계수와 전류 강성계수로서 다음과 같이 계산된다.

$$K_y = \frac{1}{\mu_0} \left\{ \frac{1}{2g_{y0}A_y} + \frac{6A_c}{g_{s0}A_s^2} \right\} \frac{B_r^2}{\left\{ \frac{1}{A_m} + \frac{\mu_r}{l_m} \left(\frac{g_{s0}}{A_s} + \frac{g_{y0}}{A_y} \right) \right\}^2} \quad (29)$$

$$K_i = \frac{2A_c B_r \{ N_1 + (1 + \sqrt{3})N_2 + (2 + \sqrt{3})N_3 \}}{g_{s0}A_s \left\{ \frac{1}{A_m} + \frac{\mu_r}{l_m} \left(\frac{g_{s0}}{A_s} + \frac{g_{y0}}{A_y} \right) \right\}} \quad (30)$$

이를 이용한 y 방향의 1-자유도 병진 운동에 대한 운동 방정식과 제어 루프의 모든 시상수를 무시한 간단한 제어식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$m\ddot{y} - K_y y = K_i i_y \quad (31)$$

$$i_y = -K_S K_A (K_p y + K_d \dot{y}) \quad (32)$$

여기서, m 은 부상체의 질량이고, K_S 와 K_A 는 각각 변위 센서 앰프와 전력 증폭기의 이득이며, K_p 와 K_d 는 각각 PD제어기의 비례 이득, 미분 이득이다. 이 제어 이득들은 시스템의 안정성뿐만 아니라 전자석에 의한 자기 포화, 또는 전력 증폭기의 용량, 전자석 코일의 인덕턴스와 발열량 등을 고려하여 선정된다. 본 시스템에서는 $K_p=20$, 그리고 $K_d=0.02$ 로 하였다.

4. 실험

Fig. 7은 실험을 위해 구성한 제어 루프를 개략적으로 설명한 것이다. 두 개의 반경 방향 변위 센서에 의해 측정된 회전체 변위는 A/D변환기를 거쳐 DSP (TMS320C40)로 들어간다. DSP에서 생성된 제어 신호

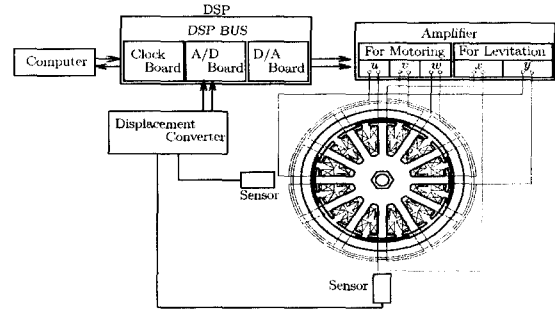


Fig. 7 Schematic of the control system

호는 D/A변환기를 통하여 전력 증폭기로 흐르고, 각 부상용 코일에 제어 전류로서 인가된다. 이와 별도로, DSP에서는 모터를 구동하기 위한 3상 신호를 만든다. 모터 제어는 구동 전류의 진폭이 일정한 개회로(open loop) 제어로 하였다.

부상 회전 실험에 앞서 자속 밀도 분포와 전류 강성 계수 등의 정적 특성들을 측정하였다.

4.1 정적(static) 특성

Fig. 8은 가우스미터(Gauss-meter)를 이용하여 고정자 축 공극에서 측정된, 영구 자석들에 의한 자속 밀도 분포이다. 실선으로 나타낸 것이 편향 영구 자석과 4개의 회전용 N극 영구 자석들이 모두 있는 경우로서, 국소적으로 값이 낮게 나타나는 것은 슬롯의 영향이다. 보다 정현 분포에 가깝게 만들기 위해서는 S극 영구 자석 4개를 추가할 필요가 있어 보인다. 한편, 그림에서 점선으로 표시된 편향 자속 밀도가 0.1 Tesla 이하로 매우 낮은 것은 요크 부의 얇은 구조와 관계가 있는데, 이는 부상 제어를 위해서는 치명적인

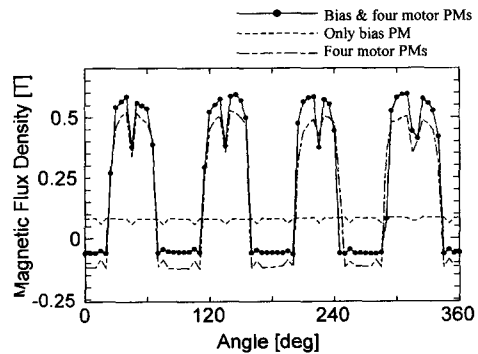


Fig. 8 Flux density distributions by the permanent magnets

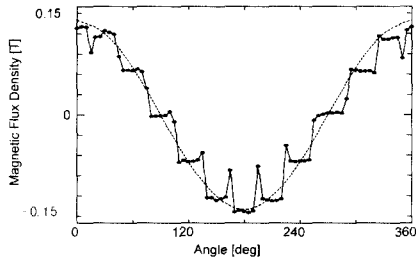


Fig. 9 Flux density distribution by a levitation coil when the current is 2.0 [A]

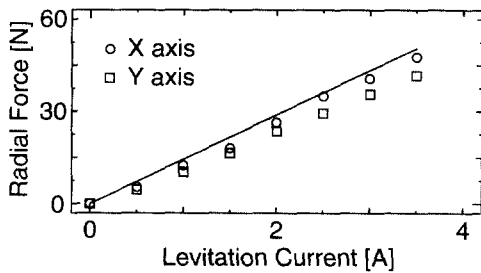


Fig. 10 Radial forces: symbols are the measured data and solid line is the calculated

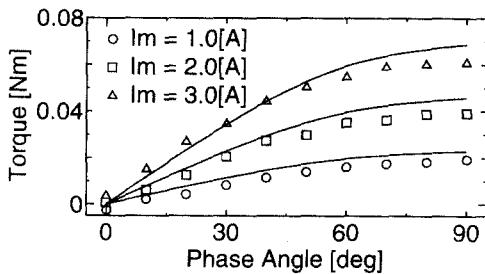


Fig. 11 Motor torque: symbols are the measured data and solid lines are the calculated

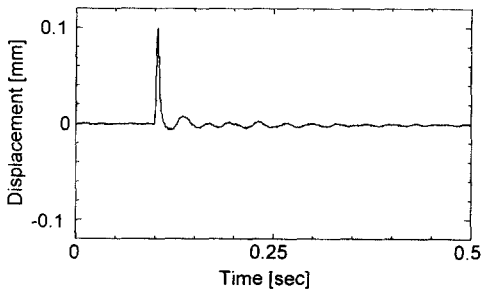


Fig. 12 y-directional impulse response of the rotor which is levitated but not rotating

제한 요소가 되므로 향후 설계를 개선할 필요가 있다. Fig. 9에서는 오직 부상용 코일에 의한 자속 밀도를 나타내었다. y 방향 코일에 2 A의 직류 전류를 흘리

면서 측정된 결과로서 Fig. 6(b)에서 예측한 분포와 매우 유사하다.

Fig. 10과 Fig. 11은 식 (8) ~ (10)에서 계산한 전자 기력과 토크를 실제 측정치와 비교한 그림이다. Fig. 10은 전류의 변화에 따른 전자기력의 변화를 나타내는데, 일정한 전류가 흐를 때 회전자에 걸리는 힘을 스프링 저울로 측정된 것이다. 예측한대로 거의 선형적으로 비례함을 알 수 있으며 그 기울기가 전류 강성계수가 된다. Fig. 11은 위상차 ψ 와 모터 구동 전류의 진폭 변화에 따른 토크의 변화를 보여준다. 토크의 측정은 스트레인 게이지(strain gage)를 이용하여 자체 제작한 측정장치로 하였다. 식을 세우는 데 있어서의 많은 가정과 측정 오차에도 불구하고, 두 그림에서 계산 결과와 측정 결과가 잘 부합하는 것을 볼 수 있고, 식의 유도 과정이 타당했음을 확인할 수 있다.

4. 2 부상 회전 실험

먼저, 부상 제어의 안정성을 확인하기 위하여 충격 실험을 수행하였다. 모터 구동 전류를 0 A로 하여 회전은 시키지 않은 부상 상태에서 반경 방향으로 회전체를 충격 가진하고 측정된 시간 응답을 Fig. 12에 나타내었다. 수 차례 같은 실험을 반복하며 관찰한 결과, 반경 방향으로의 대단히 안정된 제어 성능을 확인하였다. 그림에서처럼 때때로 가진 위치와 방향에 따라 약 0.3 msec 정도 지속되는 잔류 진동이 나타나기도 하는데 이는 축 방향과 연성된 진동이다.

Fig. 13은 회전 속도를 최대 3600 rpm까지 증가시키면서 회전자 진동의 진폭을 측정된 그림이다. (a)는 반경 방향의 응답이고, (b)는 축 방향의 수동 안정성을 확인하기 위하여 축 방향 진동을 별도로 모니터링한 결과이다. 3000 rpm 이하에서는 반경 방향 진동이 20 μ m 이내로 제어되는 반면에 축 방향 진동은 상당히 크고 불규칙한 진동 특성을 보인다. 회전 속도가 3600 rpm에서 제한된 것도 바로 축 방향의 수동 안정성이 약하기 때문으로 사료된다. 다른 한 가지 이유로 전력 증폭기(전원 전압: 36 V)에서의 전압 포화도 고려할 수 있는데, 실제로 3600 rpm에서 구동 전압을 모니터링한 결과, 피크 부분에서 다소 전압 포화가 발생함을 관찰할 수 있었다. 제안된 자기 부상 모터의 실용화를 위해서는 보다 직접적인 원인의 규명과 개선 연구가 필수적이며, 이는 차기 과제로서 현재 진행중이다.

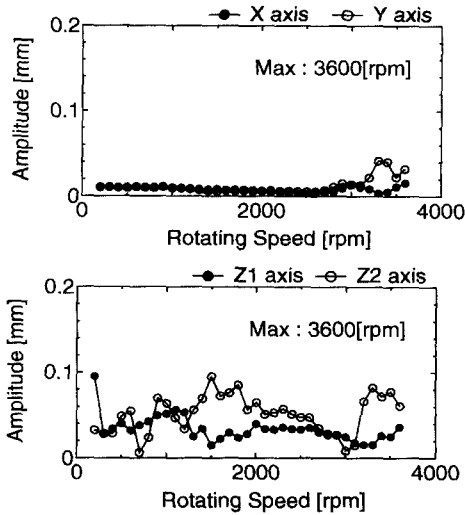


Fig. 13 Radial and axial vibrations of the rotor when the motor current is 2.0 A

5. 결론

기존에 소개된 하이브리드 자기 부상 모터에서 한 쪽 AMB를 얇은 요크로 대체한 원판형 하이브리드 자기 부상 모터를 제안하였다. 이 시스템에서는 반경 방향으로 2 자유도만이 능동 제어되며, 축 방향과 경사 방향으로는 반경 방향의 안정성을 전제로 하여 구조적으로 수동 안정성이 얻어지게 된다. 따라서, 무엇보다 소형화에 유리하고, 편향 전류가 없으므로 기존 자기 부상 모터에 비해 소비 전력이 작을 뿐더러 부상 제어를 위해 회전과 독립된 2극 자계(magnetic field)를 이용하므로 제어 알고리즘이 간단하다.

본 논문에서는 모터 기능과 베어링 기능이 독립적으로 제어될 수 있는 조건을 제시하였고, 회전체의 변위를 고려하여 반경 방향 전자기력을 독창적인 방법으로 모형화 하였다. 이는 일반적인 하이브리드 AMB 시스템에도 적용할 수 있는 새로운 해석적인 설계 기준을 제공한다. 이 모델을 기초로 부상 제어를 설계 하였으며, 최고 3600 rpm까지의 안정된 부상 회전 실험에 성공하였다. 간단한 실험 결과들로부터 제안된 시스템의 응용 가능성을 검증하였다.

향후 과제로서, 보다 작고 성능이 좋은 하이브리드 자기 부상 모터를 개발하기 위하여 시스템의 해석적 모델을 기초로 한 체계적인 최적 설계 기법이 제시되리라 전망한다.

참고문헌

- (1) Okada, Y. et. al., 1996, "Levitation and Torque Control of Internal Permanent Magnet Type Bearingless Motor," IEEE Trans. on Control System Tech., Vol. 4, No. 5, pp. 565~570.
- (2) Okada, Y. et. al., 1995, "Analysis and Comparison of PM Synchronous Motor and Induction Motor Type Magnetic Bearings," IEEE Trans., IA-31, No. 5, pp. 1047~1053.
- (3) Michioka, C. et. al., 1996, "A Decoupling Control Method of Reluctance-type Bearingless Motors Considering Magnetic Saturation," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 32, No. 5, pp. 1204~1210.
- (4) Chiba, A. et. al., 1997, "Stable Operation of Induction-type Bearingless Motors Under Loaded Conditions," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 33, No. 4, pp. 919~924.
- (5) Han, W. S. and Lee, C. W., 2001, "Runout Identification and Precision Control of Integrated Motor-Bearing System," Proceedings of the 8th Int'l Congress on Sound and Vibration, Hong Kong, China, pp. 1849~1856.
- (6) 김승중, Masuzawa, T., Okada, Y., 2001, "인공심장용 무축 원판형 자기 부상 모터," 한국소음진동공학회, 춘계학술대회 논문집, pp. 559~564.
- (7) 김승중, Okada, Y., 2001, "소형 수직형 축류 펌프를 위한 축방향 자기 부상 모터," 한국소음진동공학회논문집, 제 11권, 제 6호, pp. 223~232.
- (8) Okada, Y. et. al., 1998, "Hybrid AMB Type Selfbearing Motor," Proceedings of The 6th Int'l Symposium on Magnetic Bearings, Massachusetts, USA, pp. 497~506.
- (9) Hanselman, D. C., 1994, Brushless Permanent-Magnet Motor Design, McGraw-Hill, Inc., chap. 3.
- (10) 김승중, 이종원, 1998, "LMS 알고리즘을 이용한 하중계 내장형 자기베어링 시스템의 운전중 위치 및 전류 강성계수 규명," 대한기계학회논문집 A권, 제 22권, 제 12호, pp. 2261~2268.