

두 장의 원판형 회전자를 갖는 로렌츠형 자기 베어링 내장 전동기의 개발

Development of Lorentz Force Type Integrated Motor-bearing System in Dual Rotor Disk Configuration

박 성 호* · 이 중 원*

Sung-Ho Park and Chong-Won Lee

(2005년 5월 2일 접수 : 2005년 8월 10일 심사완료)

Key Words : Integrated Motor-bearing(자기 베어링 내장 전동기), Active Magnetic Bearing(능동 자기 베어링), AC Synchronous Motor(교류 동기 전동기), High Order Harmonics Compensation(고조파 보상), Influence Coefficient Method(영향 계수법)

ABSTRACT

In this paper, dual rotor disk configuration with a coreless stator is proposed for the Lorentz force type integrated motor bearing system. An experimental compensation for the effects of high order harmonics is performed using the digital controller of the experimental setup. The runout profile and rotor unbalance are also identified by the extended influence coefficient method. The experimental results confirm that this compensation scheme effectively attenuates the rotor vibration all over the operating range of rotational speed.

1. 서 론

능동 전자기 베어링과 전동기의 기능을 하나로 통합한 자기 베어링 내장 전동기는 지난 15년여 동안 활발한 연구가 진행되어 유도 전동기형, 자기 저항(reluctance) 전동기형, 교류 동기 전동기 형 등, 다양한 방식의 자기 베어링 내장 전동기가 제안되었다⁽¹⁾. 최근에는 반경 방향 제어력과 회전력 모두 로렌츠 힘을 이용하는 자기 베어링 내장 전동기가 주목을 받고 있다⁽²⁻⁵⁾. 로렌츠 힘은 전류의 크기에 대해 선형적 특성을 보이며, 코어가 없이도 발생 가능하므로 코어로 인한 자기 포화나 와전류 손실, 히스테리시스 등으로

부터 자유롭고, 영구 자석 또한 탈자 현상을 막기에 충분한 두께로 설계하는 것이 가능하다. 따라서 설계와 해석이 상대적으로 간편하며, 효율성 및 내구성의 향상을 도모할 수 있다. 한편, 자기 베어링 내장 전동기는 회전력을 얻기 위한 교번 회전 자장이 필수적인데, 자장 분포 내에 부수적으로 포함된 고조파 성분들이 회전력과 반경 방향 힘에 불필요한 진동을 야기할 수 있다. 이와 더불어 일반적인 자기 베어링 내장 전동기는 능동 전자기 베어링과 마찬가지로 반경 방향 위치 제어를 위해 비접촉식 센서를 통한 회전축의 변위 검출이 필요하다. 이 때, 센서 표적의 표면 가공 오차나 재질의 불균등, 또는 잔류 자장 등에 의해 런아웃이라 부르는 센서 신호의 왜곡이 발생하는데, 이는 결국 피드백 제어 루프를 거쳐 회전체에 가진 신호처럼 작용하게 된다. 지금까지의 자기 베어링 내장 전동기 개발은 회전력과 반경 방향 힘을 동시에 제어할 수 있는 형상 설계에 치중되어 왔으며, 향후 실용화 단계에 이르기 위해서는 정밀 제어 기법에 관한

* 책임저자 : 정희원, 한국과학기술원 기계공학과
E-mail : shpark@cwllab.kaist.ac.kr
Tel : (042) 869-5016, Fax : (042) 869-8220

* 정희원, 한국과학기술원 기계공학과

연구가 반드시 필요하다고 생각한다.

그러므로 이 논문에서는 우선 두 장의 원판형 회전자와 코어가 없는 고정자로 구성된 로렌츠형 자기 베어링 내장 전동기를 소개한다. 마주 보는 두 장의 회전자에 부착된 영구 자석은 축 방향의 교번 자속을 형성하고, 그 사이에 원판형 고정자를 배치한다. 이러한 구조는 축 방향으로의 흡인력을 최소화할 수 있으므로 시스템의 안정성을 저해하는 음의 강성 효과를 줄이고 원판의 기울어짐에 대한 강건함을 확보할 수 있다. 아울러 코어가 없는 고정자는 까다로운 나선형 적층 과정을 피할 수 있어 제작이 용이한 장점도 있다. 이어 정밀한 회전축 위치 제어를 위해 고조파 성분들에 의한 효과를 디지털 제어를 통해 실험적으로 측정, 보상하는 방법을 제안한다. 마지막으로 능동 전자기 베어링에 적용되어 탁월한 특성을 보였던 영향 계수법⁽⁷⁾을 이 시스템에 응용하여 런아웃과 회전자 불균형량을 정량적으로 규명하고 이를 피드포워드 제어 방법으로 보상한다.

2. 작동 원리

로렌츠형 자기 베어링 내장 전동기의 기본적인 작동 원리와 설계에서 요구되는 제한 조건들은 일반적인 형태에 대한 확장 해석으로 이미 제시된 바 있다⁽⁶⁾. 여기서는 실험 장치 개발에 적용된 경우에 대해서만 살펴 보기로 한다. Fig. 1은 원주 방향을 따라 등간격으로 6개의 집중 권선을 배치한 고정자를 나타낸다. 지면으로부터 올라오는 방향의 자속과 중심에서 바깥 쪽으로 흐르는 전류를 양의 방향으로 설정하면 반시계 방향으로 회전자에 작용하는 회전력이 양의 방향이 된다. 간단한 해석을 위해 회전자의 영구 자석으로부터 발생하는 8극의 자속 밀도 분포는 다음과 같

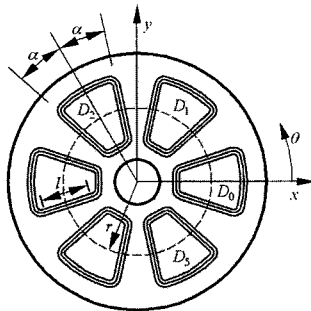


Fig. 1 Coordinates and winding distribution

이 정현파 형태로 가정한다.

$$B_R = B \cos(\omega t - 4\theta) \quad (1)$$

여기서 B 는 자속 밀도의 크기이고, ω 는 회전 속도에 따른 구동 주파수, θ 는 x 축을 기준으로 하는 회전각을 나타낸다. 다음으로 모터 구동 전류는 다음과 같이 3상 전류 형태로 구성한다.

$$I_i^M = A \cos(\omega t + \psi + \frac{2\pi}{3}i) \quad i = 0, 1, \dots, 5 \quad (2)$$

여기서 A 와 ψ 는 각각 모터 전류의 진폭과 토크각이다. 그리고 고정자 권선 분포는 Dirac-delta 함수를 써서 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$D_i = k\delta(\theta - \frac{\pi}{3}i + \alpha) - k\delta(\theta - \frac{\pi}{3}i - \alpha) \quad i = 0, 1, \dots, 5 \quad (3)$$

여기서 k 는 권수(number of turns)를 의미하며 2α 는 Fig. 1에서와 같이 정의한 권선 피치각이다. 회전 토크는 플레밍(Fleming)의 왼손 법칙에 의해 식 (4)와 같이 계산된다.

$$T = \sum_{i=0}^5 r l \int_0^{2\pi} B_R I_i^M D_i d\theta = 6ABkrl \sin(4\alpha) \sin\psi \quad (4)$$

여기서 r 과 l 은 각각 자속을 가로지르는 권선의 유효 반지름과 길이이다. 식 (4)로부터 회전 토크는 회전각이나 회전 속도에 무관하게 일정한 값을 가지며, 일반적인 교류 동기 전동기처럼 모터 구동 전류의 진폭과 토크각에 의해 조절 가능함을 알 수 있다.

한편, 식 (2)와 유사하게 반경 방향 제어 전류도 모터 전류와 동기화하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_i^C = C \cos(\omega t + \phi + \frac{\pi}{3}i) \quad i = 0, 1, \dots, 5 \quad (5)$$

여기서 C 와 ϕ 는 각각 제어 전류의 진폭과 위상각이다. 이를 식 (3)과 같이 위치한 각각의 권선에 인가하면 식 (1)에서 나타낸 자속 분포와 작용하여 다음과 같은 반경 방향 전자기력이 발생한다.

$$F_x = -\sum_{i=0}^5 l \int_0^{2\pi} B_R I_i^C D_i \sin \theta d\theta$$

$$= 3BCkl \sin(5\alpha) \cos \phi \quad (6)$$

$$F_y = \sum_{i=0}^5 l \int_0^{2\pi} B_R I_i^C D_i \cos \theta d\theta$$

$$= 3BCkl \sin(5\alpha) \sin \phi \quad (7)$$

식 (6)과 (7)은 회전체에 전해지는 반작용을 기준으로 계산한 것으로, 반경 방향 제어력의 세기와 방향은 제어 전류의 진폭과 위상각을 통해 선형적으로 조절할 수 있음을 보인다. 반경 방향 힘을 최대로 얻기 위한 권선 피치각이 회전 토크의 경우에 비해 약간 작아진다는 점도 알 수 있다. 그리고 회전 토크와 같이 반경 방향 제어력도 회전각과 회전 속도에 무관하므로 제어기 설계에서의 전류 변조 과정도 단순하게 처리할 수 있다. 식 (5)로 표현한 반경 방향 제어 전류는 식 (6)과 (7)을 대입하여 다음과 같이 분해할 수 있다.

$$I_i^C = C \cos \phi \cos(\omega t + \frac{\pi}{3} i) - C \sin \phi \sin(\omega t + \frac{\pi}{3} i)$$

$$= \frac{F_x \cos(\omega t + \frac{\pi}{3} i) - F_y \sin(\omega t + \frac{\pi}{3} i)}{3Bkl \sin(5\alpha)}$$

$$i = 0, 1, \dots, 5 \quad (8)$$

따라서 x 축과 y 축 방향으로 요구되는 제어력을 독립적으로 계산하여 각각 변조된 제어 전류를 선형적으로 합산하는 것이 가능하다.

3. 실험 장치 구성

Fig. 2는 실험실에서 제작한 실험 장치의 단면도이다. 회전축은 반경 방향으로 중력이 작용하지 않도록 수직으로 배치하였다. 상단부에 장착한 자동 조임 볼 베어링이 회전자의 하중을 지지하면서 반경 방향으로 자유로운 움직임을 부여한다. 그리고 와전류 형식의 변위 센서(PU-05A, AEC)를 각각 x 축과 y 축 방향으로 설치하여 하단의 회전 원판으로부터 직접 변위를 측정하도록 하였다. 원판형 고정자는 Fig. 3에 보인 것과 같이 강화 베이클라이트 재질로 형틀을 만들고, 권선은 별도로 성형하여 접착제로 고정하였다. 각각의 회전자 원판에는 Fig. 4와 같이 부채꼴의 NdFeB

소결 자석을 8개씩 교번 배열하고, 외주에는 변위 측정을 위해 스테인레스 재질의 링을 끼워 넣었다. 실험 장치의 규격과 사양은 Table 1에 정리하였다. 전력 증폭기는 권선의 인덕턴스나 역기전력에 의한 위상 지연을 줄이기 위해 전류 귀환 회로를 설계하고 power OP 앰프(PA-03, Apex microtechnology)를 기반으로 실험실에서 제작하였다. 제어 시스템은 Fig. 5에

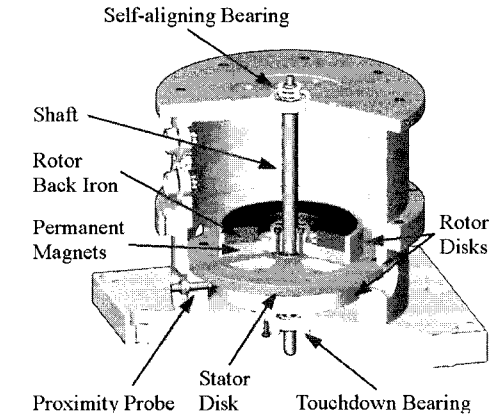


Fig. 2 Cutaway view of experimental setup

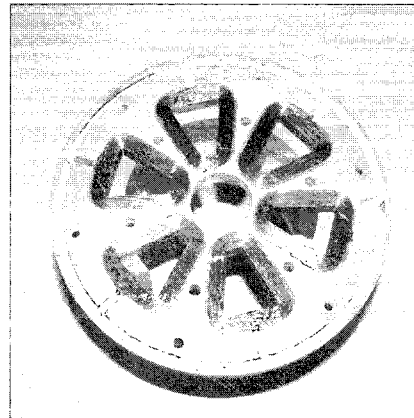


Fig. 3 Stator disk with 6 concentrated windings

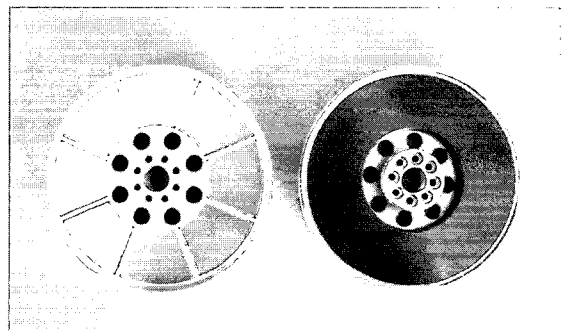


Fig. 4 Rotor disks with 8 permanent magnets

나타낸 것처럼 디지털 신호 처리 장치(DS1103, dSPACE Inc.)로 구성하였다. 변위 센서로부터 측정된 회전체 변위 신호를 PD 제어기로 입력하여 반경 방향 제어력을 계산하고, 전류 변조기에서 식 (8)에 보인 것과 같이 각각의 권선에 대한 전류 값으로 변환해서 전력 증폭기를 구동하게 된다. 전술한 바와 같이 본 시스템에는 음의 강성 효과가 없어 반경 방향 제어가 이론상 모든 양의 제어 이득에 대해 안정할 수 있지만, 센서 신호의 잡음 수준과 전력 증폭기

용량의 한계 등을 고려하여 $K_P=40$, $K_D=0.157$ 을 표준 제어 이득으로 선정하였다. 회전 제어는 편이상 별도로 엔코더를 장착하지 않는 개회로 방식으로 하였으며, 구동 주파수를 외부에서 입력하여 회전 속도를 조절한다. Fig. 5에서 \mathbf{R} 과 \mathbf{U} 는 각각 런아웃과 불균형력 벡터를 의미하고 제어 흐름상 외란 입력으로 간주할 수 있다. 이들에 대한 규명과 보상은 5장에 서술한다.

Table 1 Specifications of experimental setup

Dimensions	
Outer radius of magnet	50 mm
Inner radius of magnet	25 mm
Magnet thickness	9 mm
Space between magnets	2 mm
Air gap length	9 mm
Number of turns	216
Nominal coil diameter	0.5 mm
Winding width	8 mm
Winding thickness	7.8 mm
Pitch angle	36°
Back iron thickness	9 mm
Rotor disk mass	964 g
Materials	
Magnet	Sintered NdFeB (N-40H)
Rotor disk frame	AL7075
Stator disk frame	Fiber-reinforced bakelite
Rotor back iron	SS400
System parameters	
Current stiffness	8.39 N/A
Proximity probe sensitivity	5 mV/ μ m
Maximum supply voltage	± 70 V
Sampling frequency	5 kHz

4. 고조파 성분 보상

Fig. 6은 자속 계측기로 공극에서의 자속 밀도 분포를 측정된 결과이다. 고장자 코어가 없고 공극이 상당히 커서 분포 곡선이 매끄러운 정현파에 가까운 모습이지만 홀수 차의 고조파 성분들도 포함되어 있음을 알 수 있다. 이와 더불어 회전 원판의 틸팅이나 권선 배열 오차, 영구 자석의 불균일성 등, 기계적인 조립 공차도 마찬가지로 회전력과 반경 방향 힘의 왜곡과 연성 효과를 가져오는 것으로 알려져 있다. 본 연구에서는 이 현상을 다음과 같이 네 가지 경우로 구분하였다.

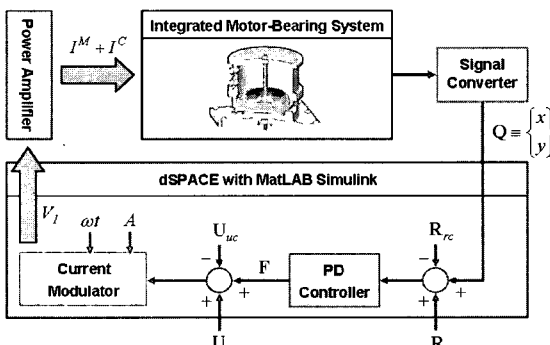


Fig. 5 Feedback control loop of the integrated motor-bearing system

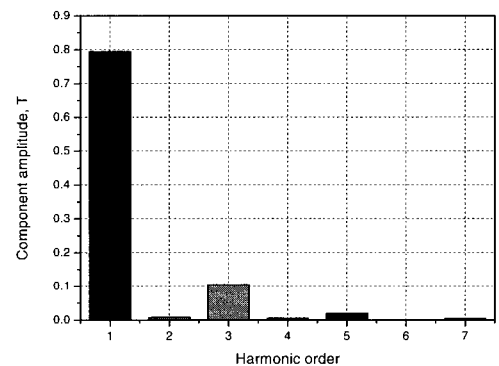
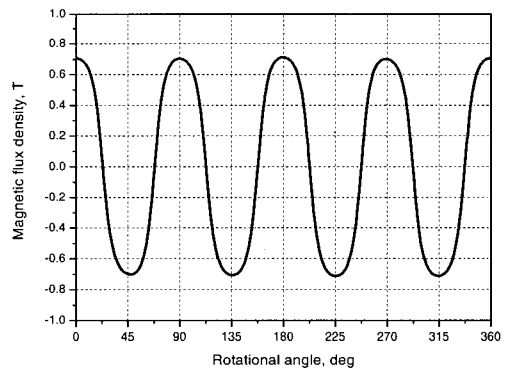


Fig. 6 Flux density distributed in the air-gap

- 토크 리플
- 연성된 반경 방향력
- 반경 방향력의 진동
- 연성된 토크

이들은 모두 회전자에 대해 주기적 특성을 갖고 있으므로 전류 변조기에 사용하는 각각의 신호 파형을 정현파 형태로부터 변형하여 실험적으로 보상하였다. 이 때 제어기에서의 전류 신호는 모두 최소 회전 속도인 1rpm에서 측정하였는데, 이는 다음 장에서 언급할 런아웃과 회전자 불균형량의 간섭을 무시하기 위해서이다.

토크 리플은 회전축에 엔코더를 연결하여 실제 회전각을 측정하고 제어기 내부에서의 회전각 기준 신호와 비교함으로써 쉽게 규명할 수 있다. 반경 방향 제어 전류의 영향을 배제하기 위해 회전축 하단을 볼 베어링으로 지지한 후 고정자 권선에는 모터 전류만 흘려주었다. 토크 리플의 보상은 정현파 형태의 모터 전류 신호를 측정된 토크 리플만큼 회전각에 따라 변조하면 된다. 보상 결과를 Fig. 7에 나타내었다.

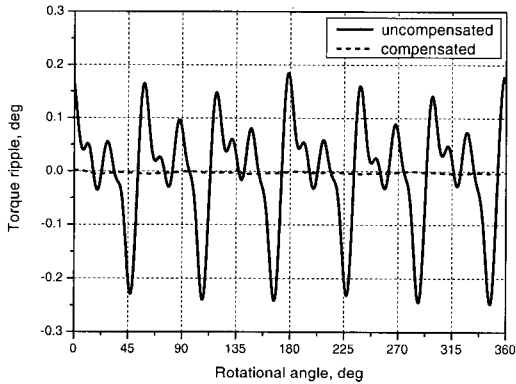


Fig. 7 Torque ripple compensation

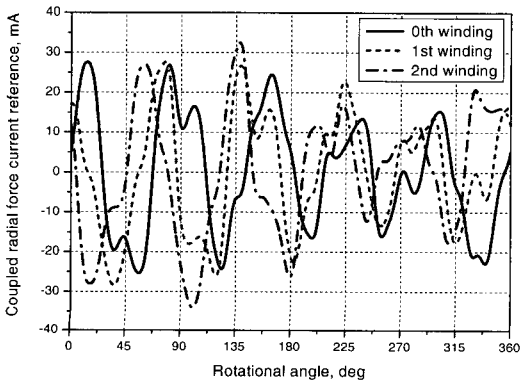
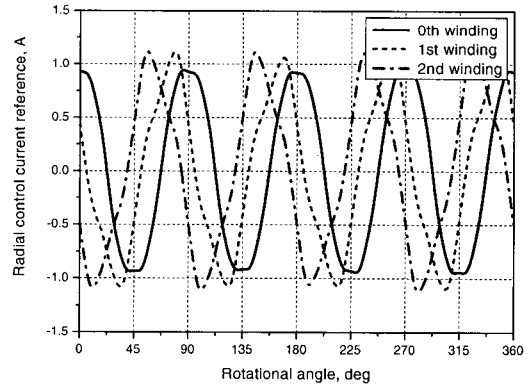


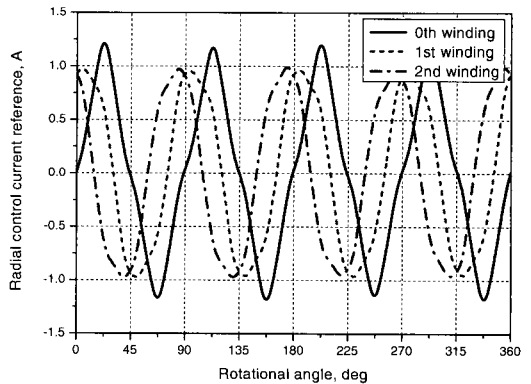
Fig. 8 Coupled radial force current reference

연성된 반경 방향력은 모터 전류 신호에 의해 발생하는 반경 방향 힘을 의미한다. 수직으로 놓인 회전축에는 반경 방향으로 별다른 외력이 작용하지 않기 때문에 반경 방향 제어기는 자동적으로 연성된 반경 방향력만을 보상하게 된다. 따라서 서로 다른 크기의 모터 전류에 대한 반경 방향 제어기의 응답 전류를 대조하면 반경 방향력을 상쇄시키기 위한 변조 기준 신호를 얻을 수 있다. 이 때, 제어기의 이득을 안정한 동작 범위 내에서 최소로 낮추면 변위 신호에 실린 잡음이 증폭되는 것을 억제하여 제어 신호의 해상력을 높일 수 있다. 여기서는 $K_P=10$, $K_D=0.04$ 로 조정하고, 모터 전류의 크기가 각각 1.5 A, 2.0 A, 2.5 A일 때 측정된 전류 값들로부터 Fig. 8에 보인 것과 같이 보상 신호를 계산하였으며, 모터 전류 신호에 각 권선별로 더해 준다.

반경 방향력의 진동은 회전각에 따라 반경 방향력의 크기와 방향이 흔들리는 것을 뜻한다. 그에 대한



(a)



(b)

Fig. 9 Radial control current reference for (a) x or (b) y directional force

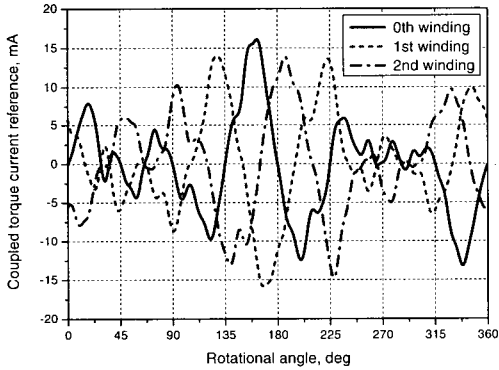
보정 방법은 회전축에 반경 방향으로 일정한 크기의 정적 힘이 가해진다 하더라도 반경 방향 제어기가 항상 힘의 평형을 유지한다는 점에서 착안하였다. 본 연구에서는 실험 장치를 각각 x 와 y 축 방향으로 30° 기울여 회전체의 자중을 반경 방향 부하로 이용하였다. 아직 연성된 토크에 대한 보상이 이루어지지 않았으므로 모터 전류의 크기를 2.5 A로 높여 회전각의 요동을 방지할 수 있도록 조치하였다. 또한 반경 방향 하중으로 인한 정적 처짐을 완화하기 위해 반대 방향으로 7.3 N의 제어력 신호를 더해 주었다. 보정된 반경 방향 제어 전류에 대한 기준 신호 파형을 Fig. 9에 나타내었다.

마지막으로, 연성된 토크는 반경 방향 제어력에 의해 발생하는 토크를 말한다. 앞에서의 보정 방법 중에서 모터 전류를 약하게 하면 회전각의 오차가 발생하여 변위 신호가 좌우로 요동치는 것을 볼 수 있다. 연성된 토크를 규명하기 위해 장치를 기울인 쪽의 수직 방향 변위 신호를 입력으로 하고 토크 전류를 출

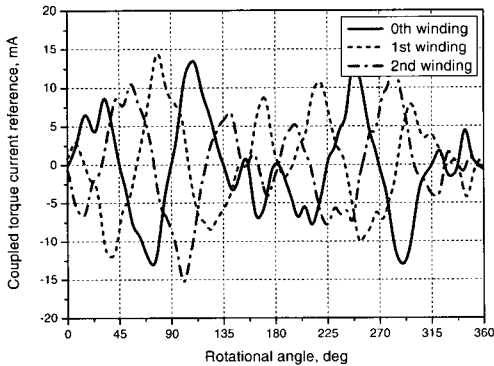
력으로 하는 별도의 PID 제어를 설계하여 기존의 반경 방향 제어기에 추가하였다. 모터 전류의 크기는 0.2 A로 하였으며, 추가 제어기의 이득은 실험적으로 $K_P=1.0$, $K_I=1.0$, $K_D=0.01$ 로 결정하였다. 유의할 점은 추가한 제어기에서 계산하는 토크 전류의 토크 각은 서보 모터를 구동하는 경우에서와 같이 90° 에 맞추어야 실질적인 교정이 가능하다는 것이다. 연성 토크에 대한 보상 신호의 추정 결과는 Fig. 10으로 나타내었다.

5. 런아웃 및 불균형량 보상

자기 베어링 내장 전동기의 런아웃 및 회전체 불균형량은 김철순 등이 능동 전자기 베어링 시스템의 런아웃 규명을 위해 제안한 확장된 영향 계수법⁽⁷⁾을 이용하여 보상할 수 있다. 이 방법은 일정한 회전 속도에서 임의의 보상 신호 입력에 대한 회전체 변위의 방향성 주파수 응답 함수로부터 성분별로 영향 계수를 계산하여 런아웃 파형을 추산하는데, 자기 베어링 내장 전동기에 이를 응용하기 위해서는 앞서 서술한



(a)



(b)

Fig. 10 Coupled torque current reference for (a) x or (b) y directional force

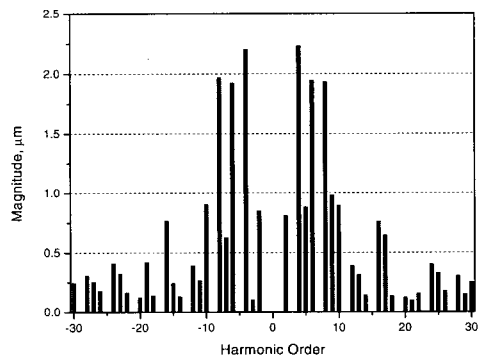
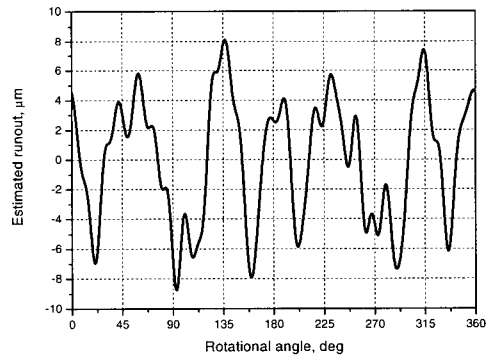


Fig. 11 Estimated runout profile and the directional spectrum

고조파 성분의 영향을 선행하여 보정하여야 한다. 또한 불균형력은 런아웃과 달리 속도의 제곱에 비례하는 특성이 있으므로 회전 속도에 따른 응답의 변화를 측정해야 할 필요가 있다. 따라서 본 장치에 대한 실험에서는 30배속 성분까지 포함하는 시험 런아웃 신호를 구성하고, 표준 제어 이득 상황에서 250 rpm부터 2000 rpm까지의 응답을 측정하였다.

Fig. 11은 실험을 통해 얻은 런아웃 파형 및 방향성 스펙트럼이다. 런아웃은 회전 속도에 따른 변화가

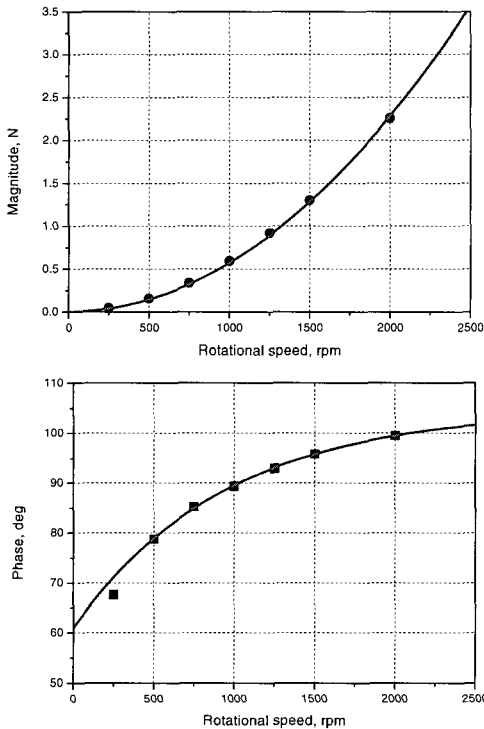


Fig. 12 Estimated unbalance compensation force vector

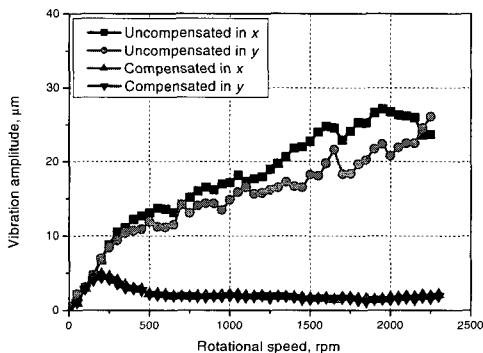


Fig. 13 Attenuation of radial vibration under the compensation

거의 없어 회전 속도별로 구한 데이터를 평균하였다. 측정 결과에서 4배속, 6배속, 8배속 성분이 주도적임을 알 수 있는데, 이는 센서 측정면의 기계적인 표면 공차 때문이라기보다 센서 측정면 주위로 회전 원판의 영구 자석에 의해 형성된 교번 잔류 자속이 와전류 형식의 변위 센서와 반응하는 것이 주요 원인으로 분석된다. Fig. 12에는 측정된 불균형력 보상 벡터를 나타내었다. 보상 신호의 크기는 회전 속도에 대해 2차 함수 형태로 아주 잘 근사하며, 이 결과로부터 회전체의 불균형량은 5.2 g·cm로 추산할 수 있다. 하지만 신호의 위상각이 회전 속도에 따라 지수적으로 점차 증가함을 알 수 있는데, 이는 전력 증폭기의 동특성과 함께 각종 손실 등을 포함한 전자기력의 위상 지연이 반영된 것으로 풀이된다. 최종적으로, 회전 속도에 따라 보상 전후의 반경 방향 진폭 변화를 Fig. 13에 나타내었다. 최고 회전 속도는 2300 rpm까지 기록하였는데, 이는 역기전력의 포화 현상에 기인한다. 전반적인 회전축의 진동 수준이 약 2 μm 정도로 고르게 억제된 모습이지만, 500 rpm 이하에서는 잔류 응답이 다소 큰 것을 볼 수 있다. 이는 장치 상단의 자동 조심 볼 베어링에서 발생하는 소음으로 미루어 미약한 공진 모드가 존재하는 것으로 짐작된다. 하지만, 이와 같은 실험 결과는 일반적인 볼 베어링이 갖는 허용 공차를 감안할 때, 자기 베어링 내장 전동기에 대한 회전체 진동의 효과적인 규명 및 정밀 제어의 가능성을 확인하는데 충분하다고 생각한다.

6. 결 론

우수한 선형성과 손실이 적은 로렌츠형 자기 베어링 내장 전동기를 두장의 원판형 회전자와 코어가 없는 고정자를 사용하여 구현하였다. 이러한 구조는 반경 방향으로의 음의 강성 효과가 없어 시스템의 안정성과 강건함을 확보하는데 유리하다. 아울러 고조파 성분의 영향을 교정하기 위한 실험적인 접근과 런아웃 및 불균형량의 보상을 통해 정밀한 자기 베어링 내장 전동기의 제어가 가능함을 입증하였다. 본 논문에서 제시한 방법은 복잡한 해석이나 이론적 모형화가 필요 없고, 제조 과정상 불가피하게 발생하는 가공 공차로 인한 영향도 센서의 해상도가 허용하는 수준까지 실험적인 보정이 가능하다. 따라서 다양한 형태의 자기 베어링 내장 전동기와 더 나아가 능동 전

자기 베어링 시스템의 실험적 분석 및 정밀 제어기 설계에서의 응용도 기대해 본다.

참 고 문 헌

- (1) Salazar, A. O., Chiba, A. and Fukao, T., 2000, "A Review of Developments in Bearingless Motors," Proc. 7th Int. Symp. Magnetic Bearings, Zurich, Switzerland, pp. 335~340.
- (2) Han, W. S., Lee, C. W. and Okada, Y., 2002, "Design and Control of a Disk-type Integrated Motor-bearing System," IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol. 7, No. 1, pp. 15~22.
- (3) Stephens, L. S. and Chin, H. M., 2002, "Robust Stability of the Lorentz-Type Self-Bearing Servomotor," Proc. 8th Int. Symp. Magnetic Bearings, Mito, Japan, pp. 27~33.
- (4) Okada, Y., Konishi, H., Kanebako, H. and Lee, C. W., 2000, "Lorentz Force Type Self-Bearing Motor," Proc. 7th Int. Symp. Magnetic Bearings, Zurich, Switzerland, pp. 353~358.
- (5) 김승중, Okada, Y., 2002, "새로운 권선법을 이용한 4극 로렌쯔형 자기 부상 모터," 한국소음진동공학회논문집, 제 12 권, 제 1 호, pp. 73~81.
- (6) Park, S. H., Lee, C. W. and Okada, Y., 2004, "Design of Lorentz Force Type Integrated Motor-Bearing System Using Permanent Magnets and Concentrated Windings," 11th World Congress in Mechanism and Machine Science, Tianjin, China, pp. 312~316.
- (7) Kim, C.S. and Lee, C. W., 1997, "In Situ Runout Identification in Active Magnetic Bearing System by Extended Influence Coefficient Method," IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol. 2, No. 1, pp. 51~57.