

본 연구는 1995년도 교육부 학술연구조성비(기계공학:ME95-D-08)에 의하여 연구되었음.

자기베어링 제어용 동위형 축전 센서의 설계

신 동 원*, 김 종 원**

Collocated Capacitance Sensor Design for Magnetic Bearing Control

Dongwon Shin*, Jongwon Kim**

ABSTRACT

This paper presents the development of a collocated capacitance sensor and its application to the controller design for magnetic bearing supported rotor systems. The main feature of the sensor is that it is made of a compact printed circuit board (PCB) so that it can be built into the actuator coil of the magnetic bearing unit. The signal processing unit has been also developed. The experimental results of the sensor performance evaluation on sensitivity, bandwidth and resolution are presented. Then, simulation study shows the advantages of the collocated sensor for magnetic bearings over the noncollocated sensor. Finally, the experimental result on the performance of the collocated sensor based controller for a magnetic bearing rotor system is presented.

Key Words : collocated sensor(동위형 센서), capacitance sensor(축전 센서), magnetic bearing control(자기베어링 제어)

1. 서 론

자기베어링은 전자기력을 능동적으로 제어함으로써 비접촉식으로 회전축을 지지하는 기계 요소이다. 자기베어링은 윤활, 마모, 밀폐 등의 문제가 없을 뿐만 아니라, 회전축의 진동을 능동적으로 억제할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그러나 자기베어링은 기본적으로 불안정한 시스템이므로, 제어기를 사용하여 안정화시켜야 한다. 제어기를 구현하기 위하여는 자기베어링의 자극과 회전자 사이의 간격을 실시간으로 측정하기 위한 변위 센서가 필요하다.

본 연구는 센서의 위치에 관한 문제를 다룬다. 기존의 자기베어링에는 와전류형(eddy current type) 변위 센서가 사용되었다. 그러나, Allaire⁽¹⁾ 등에 의하면, 와전류형 변위 센서는 자기베어링의 구동 코일이 발생시키는 자기장의 영향을 쉽게 받기 때문에 코일의 외부에 설치되어야 하는데, 이러한 설치상의 제약은 센서와 구동 코일 간의 비동위(noncollocation) 문제를 일으킨다. Salazar⁽⁵⁾ 등은 자기베어링의 제어에 축전 센서(capacitance sensor)를 이용하였다. 그러나 상용의 축전 센서는 비교적 가격이 비싸고, 자기베어링의 구동 코일 내부에 삽입되어 동위형 센서의 기능을 수행할 수 있을 정도로 크기가 작

* 서울대학교 공과대학 기계설계학과 대학원

** 서울대학교 공과대학 기계설계학과

지 않다는 단점이 있다.

변위 센서의 비동위란 자기베어링의 구동 코일의 위치와 센서의 변위 측정 위치가 일치하지 않는 것을 의미한다. 이 경우 센서로 측정된 변위 데이터에는 자기베어링의 구동 코일의 중심으로부터 변위 센서까지의 거리에 비례하는 오차가 불가피하게 포함된다. 또한, Barrett⁽²⁾, Maslen⁽⁴⁾ 등에 의하면 비동위형 센서가 장착된 자기베어링 시스템은 연성축의 자기베어링인 경우, 고속 회전시 불안정한 응답을 나타낼 수 있다.

본 연구의 기본적인 목적은 자기베어링용 동위형 센서 시스템을 개발하는 것으로서, 다음의 두 가지 특징을 가지고 있다. 첫째, 본 연구에서 개발한 센서는 와전류형 센서가 아닌 축전 센서로서, 자기베어링의 구동 코일이 발생시키는 자기장에 의한 잡음의 영향을 적게 받는다. 둘째, PCB 기판(printed circuit board)을 이용하여 축전 센서를 제작함으로써, 가격을 낮출 수 있을 뿐만 아니라, 구동 코일 내부에 삽입될 수 있도록 센서를 충분히 작게 제작할 수 있다.

Chapman⁽³⁾은 축전 센서를 이용하여 회전축 중심의 변위를 측정할 수 있음을 보여 주었다. Chapman은 황동 박막을 가진 원형의 센서판을 설계하여, 공기 베어링 지지 초정밀 주축 단면과 마주보는 위치에 장착하였으며, 주축과 센서판 사이의 간격이 수십 μm 가 되도록 하였다. Chapman은 이와 같은 방법으로 주축과 센서 사이의 간격을 실시간으로 측정하였고 이를 이용하여 주축의 회전 정밀도를 측정하였다.

본 연구에서는 Chapman의 방법을 기본으로 하여, 자기베어링의 제어에 사용되는 동위형 축전 센서 시스템을 개발하였다. 특이한 점은 PCB 제작 방법을 응용하였다는 데 있으며, 이 방법을 사용하여 Chapman 방법의 황동 센서판에 비하여 1/100 정도의 비율로 작은 크기의 센서판을 제작할 수 있었다. 또한 센서 신호 처리 장치를 개선하여, 센서의 변위 민감도(displacement sensitivity), 대역폭(bandwidth) 그리고 분해능(resolution)을 향상시킬 수 있었는데, 이러한 신호 처리 장치는 센서의 크기가 작아질수록 더욱 중요해진다.

2. 동위형 축전 센서 시스템의 설계

Fig.1은 센서판의 전체적인 모양과 자기베어링의 구동 코일 내부에 설치된 모습을 나타낸 것이다. 센서판의 소재는 두께 0.1mm의 구리막이 코팅된 FR4 에폭시 수지판이다.

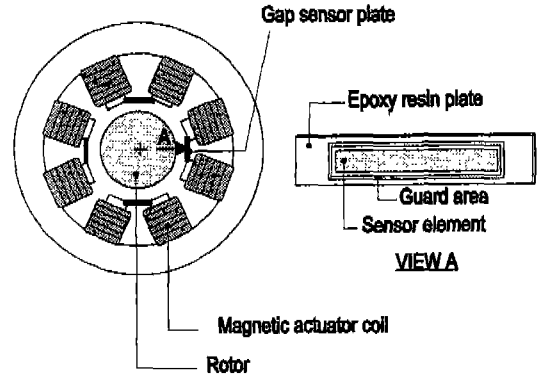


Fig.1 Cross section of the magnetic bearing and the overall shape and location of the gap sensor plate

구리막은 에칭 공정을 거쳐 원하는 형상으로 만들어지는데 이것은 PCB 기판 제작 방법과 동일하다. 에칭 공정을 거쳐 제작된 구리막의 형상은 센서 요소(sensor element)와 보호 영역(guard area)으로 나뉘어진다. 센서 요소를 둘러싸고 있는 보호 영역은 자기베어링의 구동 코일로부터 센서요소로 들어오는 자기장의 영향을 차단하여 센서 요소를 보호하는 역할을 한다. Fig.1에서와 같이 센서판은 자기베어링의 자극 사이에 차레대로 삽입되는데, 센서판을 자기베어링의 구동 코일의 내부에 설치함으로써, 센서의 비동위 문제를 해결한다.

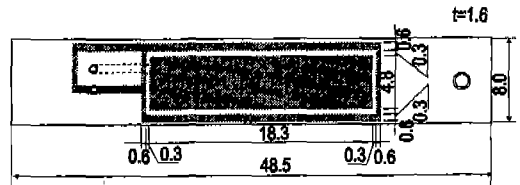


Fig.2 Detail geometric dimensions of the gap sensor plate(unit:mm)

Fig.2는 개발된 변위 센서판의 상세도이다. 센서판은 폭 8.0mm, 길이 48.5mm 그리고 두께 1.6mm로 제작되었다. 센서 요소의 전기용량(capacitance)은 회전축과 센서가 0.4mm 떨어져 있을 때 1.96pF이다. 한편, 센서판의 표면은 절연재로 코팅 처리되어 있다.

Fig.3의 구조도에서 보는 바와 같이 마주보는 한 쌍의 센서는 각각 한 세트의 신호 처리 장치와 연결된다. 서로 마주보고 있는 두 쌍의 센서를 사용하여 x, y 각 축의 변위

를 측정한다. 신호 처리 장치는 두 부분으로 구성되어 있다. : (1) 네 채널의, 각 센서의 전기용량을 전압으로 변환하는 회로 (C/V), 각 센서 신호의 샘플링 및 유지 회로 (S/H), 저역 통과 필터 (LPF), 그리고 각 센서 신호의 오프셋과 게인 조정 회로 (OGA)와, (2) 두 채널의, 변위 신호 차분 회로 (DIFF), 그리고 차분된 변위 신호의 오프셋과 게인 조정 회로 (OGA).

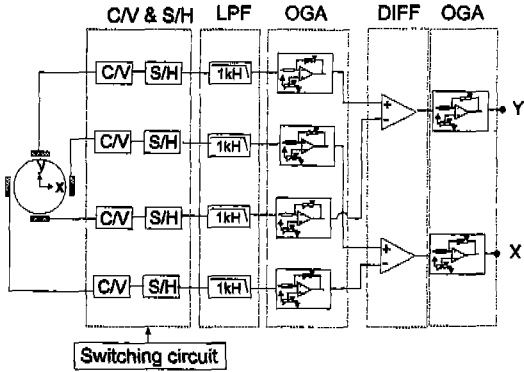


Fig. 3 Schematic diagram of the signal processing unit

C/V 변환 회로는 일정한 충전 시간 T_c 동안 센서 요소에 일정량의 전하를 충전시킨 후, 센서 요소에 충전된 전위 V_p 를 샘플링하여 유지시키는 작용을 한다. C/V 변환 회로는 센서 요소의 전위를 샘플링 및 유지시킨 후, 방전 시간 T_d 동안 센서 요소에 남아있는 전하를 방전시킨다. C/V 변환 회로는 이와 같은 충전, 샘플링, 유지, 그리고 방전의 과정을 T 의 주기로 계속 반복한다. Fig.4는 이와 같은 C/V 변환 회로의 신호 흐름도이다.

회전축과 센서판 사이의 간격 x 와 충전시간 T_c 와의 관계는 아래와 같은 식으로 표시된다. 센서 요소의 전위 V_{SP} 는,

$$V_{SP} = \frac{Q_{Tc}}{C_s} = \frac{\int_0^{Tc} i_s dt}{\kappa \epsilon_0 A_s} x = \frac{i_s T_c x}{\kappa \epsilon_0 A_s} \quad (1)$$

여기서,

Q_{Tc} : T_c 동안 충전된 전하량

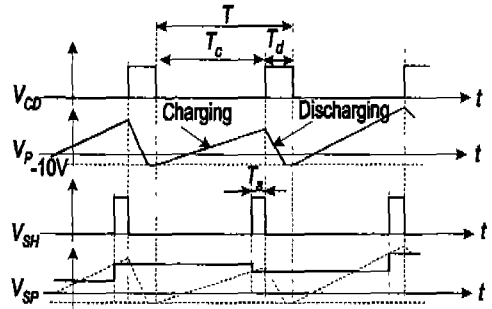
C_s : 센서 요소의 전기용량

i_s : 센서 요소에 공급되는 전류

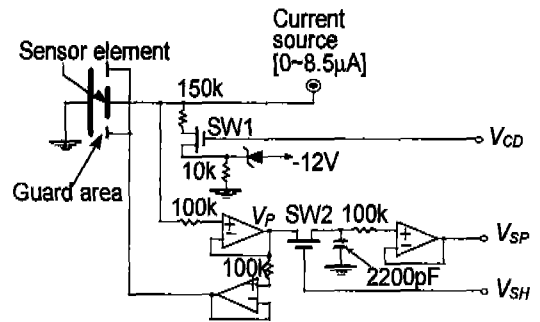
κ : 비유전률 (dielectric constant)

ϵ_0 : 유전 상수 (permittivity constant)

A_s : 센서 요소의 면적



(a) Signal flow chart



(b) Detail circuits of the C/V and S/H

Fig. 4 Signal flow chart and detail circuits of the C/V and S/H of the signal processing unit

식(1)에서와 같이, 간격 x 는 센서 요소에 충전된 전위 V_{SP} 와 비례한다. Fig.4의 (b)는 C/V와 S/H 회로의 상세도이다. 센서 요소에 전하를 충전시키기 위하여 Chapman은 정전위(constant voltage) 회로를 사용하였다. 그러나 이와 같은 방식으로 센서에 전하를 공급하는 경우, 충전 시간 T_c 에 대하여 센서 요소의 전위 V_p 는 지수함수적으로 증가하며, 결과적으로 측정하는 간격이 커질수록 센서의 변위 민감도를 나쁘게 하는 단점이 있다. 이러한 단점을 개선하기 위하여, 본 연구에서는, 정전위 회로를 대신하여 정전류 회로(constant current)를 채택하여, 충전 시간 T_c 에 대하여 센서 요소의 전위 V_p 가 선형적으로 증가한다. 센서 충방전 구동 신호 V_{CD} 는 Fig.4의 스위치 SW1을 개폐함으로써 충방전 주기를 동기화시키는 역할을 한다. 반면, 샘플링 및 유지 구동 신호 V_{SH} 는 스위치 SW2를 개폐한다. 이와 같은 신호 처리 과정을 거치며 충방전 주기마다 센서 요소에 인가되는 전위의 최대치가 샘플링 및 유지되어, C/V와 S/H 회로의 최종단에서

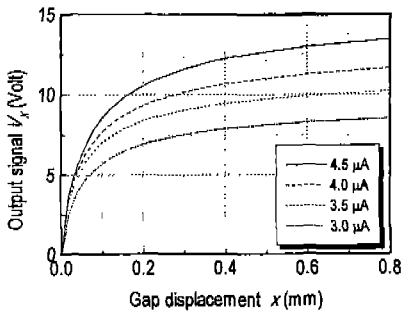
변위 신호 V_{sp} 가 출력되게 된다. 본 연구에서 사용한 충방전 주기 T , 방전 시간 T_d , 샘플링 시간 T_s 는 각각 50-100 μsec , 15 μsec , 440nsec이다.

3. 개발된 센서 시스템의 성능 평가

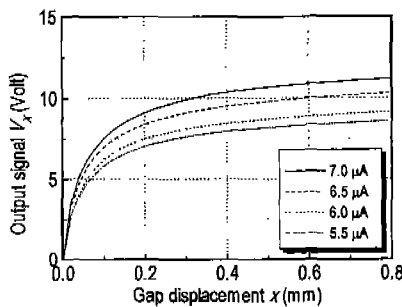
개발된 센서 시스템의 성능을 평가하기 위하여, 정적인 간격 변위 변화에 따른 센서의 변위 민감도와 동적인 간격 변위 변화에 따른 센서의 대역폭, 그리고 센서의 분해능을 측정하기 위한 실험을 수행하였다.

3.1 정적 간격 변위 변화에 따른 센서의 변위 민감도

0.01mm 최소 이송 변위 단위의 마이크로미터에 센서판을 부착하고, 이를 이송시켜 가면서 센서의 변위 민감도를 측정하는 실험 장치를 고안하였다. 센서판의 위치는 마이크로미터 이송에 의하여, 회전축으로부터 반경 방향으로 정밀하게 조정될 수 있다. 마이크로미터 눈금에 의하여 알 수 있는 센서판의 각각의 위치에 대하여, 센서 신호 처리 장치의 최종단의 출력 신호 V_{sp} 를 측정하였다. Fig.5는 측정된 센서의 x 축 정적 간격 변위 민감도이다.



(a) In case of $T=97\mu\text{sec}$



(b) In case $T=65\mu\text{sec}$

Fig. 5 Sensor sensitivity to the static gap displacement variation

충방전 주기 T 를 97 μsec , 65 μsec 의 두 가지 경우에 대하여, Fig.5와 같은 변위 민감도 그래프를 얻었다. 각각의 경우 방전 주기 T_d 는 15 μsec 이다. 센서 요소에 공급되는 일정 전류 i_s 는 3.0 μA 에서 7.0 μA 까지 변화시켜 보았다. Fig.5의 그래프로부터 센서의 변위 민감도에 대하여 아래와 같은 사실을 알 수 있다.

- (1) 충방전 주기 T 를 증가시킬수록 센서 출력 신호의 범위는 커진다.
- (2) 정전류 회로에서 공급하는 전류 i_s 를 크게 할수록 센서 출력 신호의 범위는 증가한다.
- (3) 센서와 회전축 사이의 간격 x 가 커질수록 센서 출력 신호의 증가율은 감소한다.

측정 간격 x 와 센서 출력 신호 V_x 의 관계는 전체 범위에서 비선형이므로, 이를 보정하는 표를 제어장치 메모리에 저장하여, 자기배어링의 제어에 사용한다.

3.2 동적 간격 변위 변화에 따른 센서의 대역폭

10,000rpm 이상의 고속으로 회전하는 축을 지지하는 자기배어링 시스템의 제어를 위해서는 센서의 대역폭이 충분히 커야한다. 센서의 대역폭을 측정하기 위해서는, 로터축과 자기배어링 구동 코일 사이의 간격을 정현파의 형태로 변화시켜 주면서, 센서 출력 신호를 측정하여야 한다. 이를 위하여 특별한 형상을 가지는 회전축을 설계 및 제작하였다. Fig.6은 센서의 대역폭을 측정하기 위하여 특별히 제작된 회전축의 단면도이다.

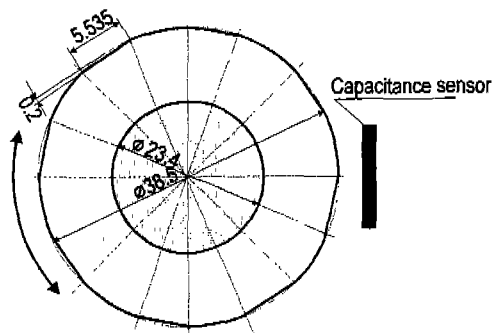


Fig. 6 Cross section of the specially designed rotor shaft for the sensor bandwidth test(unit:mm)

지름이 38.5mm인 로터축의 원주를, 최대 가공 깊이 0.2mm, 폭 5.535mm로 등간격으로 여덟 부분을 면삭하였다. 이와 같이 특별히 제작된 로터축을 최대

12,000rpm까지 회전시킬 경우, 1.6kHz의 준 정현파 변위 신호를 신호 처리 장치에 입력시킬 수 있다. 센서판은 회전축으로부터 0.3mm의 거리에 위치 시킨 후, 변위 신호를 측정하였다.

Fig.7은 센서 출력 신호의 주파수 응답 그래프이다. Fig.7은 충전전 주기 T 를 각각 97, 65, 57 μ sec로 바꾸어가면서 세 번의 실험을 수행하여 얻어진 것이다. 방전 주기 T_d 는 15 μ sec, 충전 전류 i_c 는 각각 4.5, 7.0, 7.5 μ A로 변화시켰다.

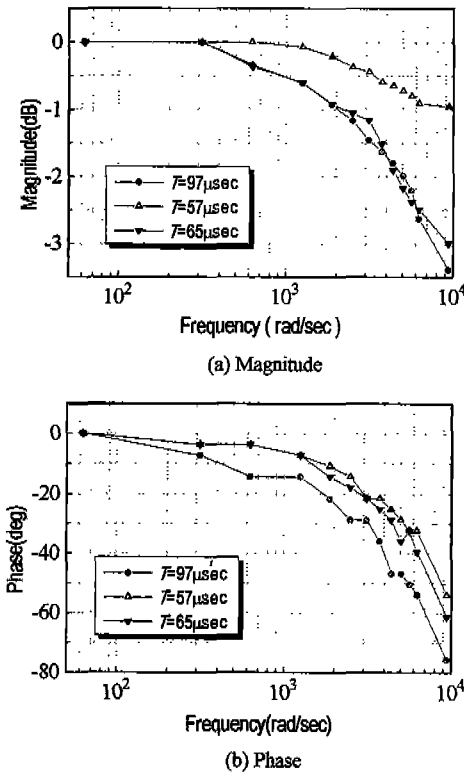


Fig. 7 Frequency response of the output signal V_s

측정된 그래프로부터 센서의 주파수 응답 특성에 대하여 아래와 같은 사실을 알 수 있다.

- (1) 충전전 주기 T 를 작게 할수록 센서의 대역폭은 증가한다.
- (2) 충전전 주기 T 가 97 μ sec인 경우 센서의 대역폭은 약 1.2kHz이다.

센서의 대역폭을 더 증가시키고자 한다면 충전전 주기 T 를 감소시키면 된다. 그러나 이 경우 센서의 변위 민감

도는 Fig.5에서와 같이 감소한다.

4. 자기베어링에 의하여 지지되는 로터축계의 모델링

Fig.8은 동위형 축전 센서가 장착된 자기베어링 시스템의 실험 장치 구조도이다. 수직으로 장착된 로터축은, 하단부가 반경 방향 앵글라 콘택트 볼 베어링(angular contact ball bearing)에 의하여 지지되고, 상단부는 자기베어링에 의하여 지지되는 구조이다. 따라서 상단부의 자기베어링이 없는 경우, 회전축은 수직으로 세워진 추와 같은 불안정계가 된다. 한편, 로터축은 커플링을 사용하여 브러시리스 직류 모터(brushless DC motor)에 연결되어 있다.

모터의 내부에 장착된 인코더(encoder) 신호와 주파수/전압 변환기를 이용하여 축의 회전 속도를 측정한다. 회전축의 최상단부에는 백업 베어링을 장치하였다.

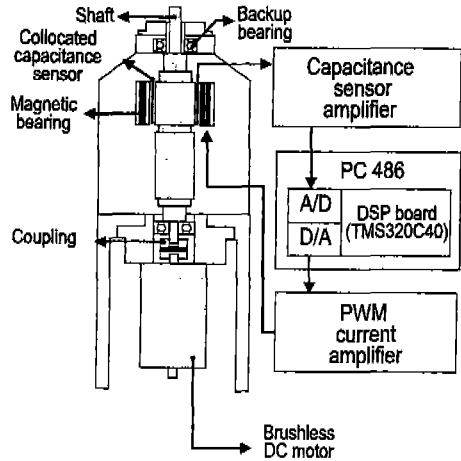


Fig. 8 Testbed schematics for magnetic bearing control experiment with collocated gap sensor

Fig.8에서의 자기베어링에 의하여 지지되는 로터계의 모델링은 Fig.9와 같다. 회전축을 강체로 가정하고, 자이로스코프 효과를 고려한 로터계의 운동방정식은 아래와 같이 유도된다.

$$M\ddot{x} - Kx + \Omega Gy = K_i i_{px} + \left(\frac{L_b}{L_b + L_m} \right) F_{dx} + \left(\frac{1}{L_b + L_m} \right) T_{dy} \quad (2)$$

$$M\ddot{y} - Ky - \Omega G\dot{x} = K_i i_{py} + \left(\frac{L_b}{L_b + L_m}\right) F_{dy} - \left(\frac{1}{L_b + L_m}\right) T_{dx} \quad (3)$$

$$M = \frac{mL_b^2 + J_r}{(L_b + L_m)^2}, K = \frac{mgL_b}{(L_b + L_m)^2} + K_m, G = \frac{J_a}{(L_b + L_m)^2}$$

여기서,

- m : 회전축 질량
- J_r : 회전축의 반경 방향 관성 모멘트
- J_a : 회전축의 축 방향 관성 모멘트
- K_m : 자기베어링의 위치 강성
- K_i : 자기베어링의 실제 전류 이득
- Ω : 축의 회전 속도

F_{dx}, F_{dy} : 회전축의 질량 중심에 인가되는 외란력
 T_{dx}, T_{dy} : 회전축의 질량 중심에 인가되는 외란토크

변위 센서가 자기베어링의 구동 코일의 외부에 위치하는 비동위형의 센서인 경우, 센서가 측정하는 회전축의 변위 (x_s, y_s)와 자기베어링 위치에서의 변위 (x, y) 사이의 관계는 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$x_s = \left(\frac{L_b + L_m - e}{L_b + L_m}\right)x, \quad y_s = \left(\frac{L_b + L_m - e}{L_b + L_m}\right)y \quad (4)$$

여기서 e 는 센서와 자기베어링의 구동 코일 중심 사이의 거리를 나타내는 양으로서, $e = 0$ 일 경우, 자기베어링의 구동 코일과 변위 센서는 동위되었다고 정의한다. 식(2)와 (3)은 식(4)와 함께 다음과 같은 상태공간식(state-space equation)으로 표시될 수 있다.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Du \\ y = Cx \end{cases} \quad (5)$$

여기서,

$$x = \{x \quad \dot{x} \quad y \quad \dot{y}\}^T, \quad u = \{i_{px} i_{py}\}^T, \\ w = \{F_{dx} \quad F_{dy} \quad T_{dx} \quad T_{dy}\}^T, \quad y = \{x_s \quad y_s\}^T$$

이고,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{K}{M} & 0 & 0 & -\frac{\Omega G}{M} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{\Omega G}{M} & \frac{K}{M} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{K_i}{M} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_i}{M} \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{L_b}{M(L_b + L_m)} & 0 & 0 & \frac{1}{M(L_b + L_m)} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_b}{M(L_b + L_m)} & -\frac{1}{M(L_b + L_m)} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{L_b + L_m - e}{L_b + L_m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{L_b + L_m - e}{L_b + L_m} & 0 \end{bmatrix}$$

5. 자기베어링 제어 실험을 통한 동위형 축전 센서의 성능 평가

자기베어링 제어를 위한 폐환제어 알고리즘은 TMS320C40 CPU가 장착된 디지털 신호 처리(DSP) 장치를 이용하여 구현하였다. 또한, DSP 보드는 12 비트의 A/D 변환기와 12 비트의 D/A 변환기를 통하여 센서 신호 처리 장치와 코일 전류 증폭기와 신호를 주고 받을 수 있다(Fig.8 참조). DSP 보드는 486PC 내부에 장착되었으며, 486PC는 듀얼 포트 램(dual port RAM)을 통하여 DSP 보드와 내부 변수를 공유한다. DSP 보드에서 계산된 제어 신호는 PWM 전류 증폭기를 구동하는데, PWM 전류 증폭기는 로터축의 xy 변위를 각각 구속하는 자기베어링의 구동 코일에 제어 신호에 비례하는 전류를 공급한다.

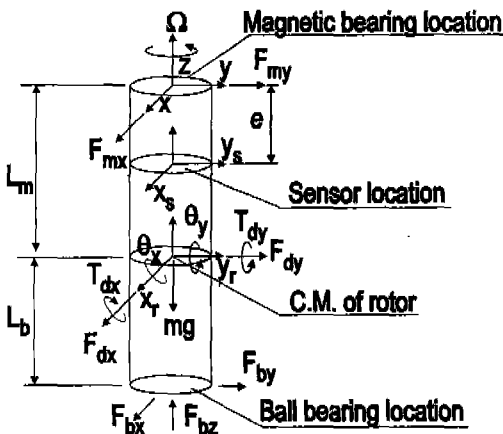


Fig. 9 Schematic model of a rigid rotor system

자기베어링을 제어하기 위한 궤환 제어 알고리즘은 일종의 PID 제어기로서, 'I-Lead' 제어기를 채택하였다. 적분기는 회전축의 정상상태 위치 오차를 줄이는 역할을 하고, 리드 제어기 부분은 자기베어링-로터축계를 안정화시키는 역할을 하며, 저역 통과 필터 부분을 가지고 있어서, 센서에 인가되는 고주파 성분의 잡음을 과도하게 증폭하는 것을 억제한다. 제어기의 구조는 식(6)과 같다.

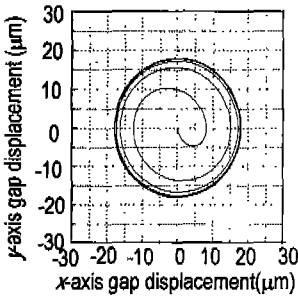
$$\frac{i_{px}(s)}{x_s(s)} = \frac{K_I}{s} + K_c \frac{s+b}{s+a}, \quad \frac{i_{py}(s)}{y_s(s)} = \frac{K_I}{s} + K_c \frac{s+b}{s+a} \quad (6)$$

실험에서 사용된 제어기 변수는, $K_I = 1.500A/m$, $K_c = 21.000A/m$, $a = 9.545rad/sec$, $b = 1.363rad/sec$ 이며, 제어기의 샘플링 간격은 $T_m = 0.1msec$ 이다.

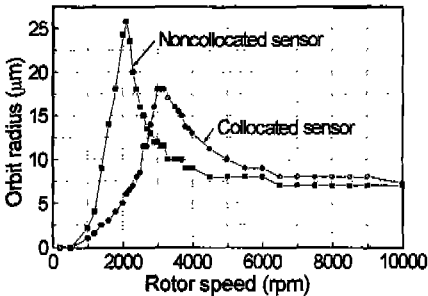
5.1 시뮬레이션 결과

로터축에 인가되는 외란으로서, 아래와 같은 자체 질량 불평형에 의한 정현파의 외란을 가정하였다.

$$\begin{cases} F_{dx} = me_a \Omega^2 \cos \Omega t \\ F_{dy} = me_a \Omega^2 \sin \Omega t \end{cases} \quad (7)$$



(a) Rotor orbit at 3,060rpm



(b) Orbit radius with varying rotor spin speed

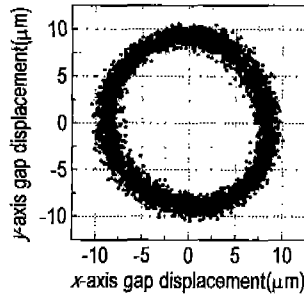
Fig.10 Simulation results of magnetic bearing control

식(5)에서 알 수 있는 바와 같이, 시스템 행렬 A는 축의 회전 속도 Ω 에 따라 변화한다.

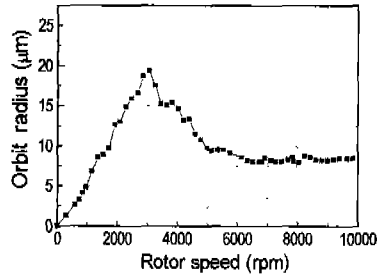
Fig.10의 (a)는 동위형 센서가 장착된 자기베어링 지지 로터축계의 위험 속도 3,060rpm에서의 로터축 중심의 궤적을 나타낸 것이다. 평균 회전 반지름은 18 μm 이다. 로터축의 회전 속도가 변화함에 따라서, 로터축 중심 궤적의 평균 회전 반지름은 Fig.10의 (b)와 같이 변화한다. 한편, Fig.10의 (b)에서 보는 바와 같이, 비동위형 센서가 장착된 자기베어링 지지 로터축계는, 측정된 변위 신호를 적절히 보정하지 않을 경우, 동위형 센서가 장착된 시스템과 비교해서, 위험속도가 3,060rpm에서 2,100rpm으로 낮아지고, 위험속도에서의 로터축 중심 궤적의 회전 반지름도 18 μm 에서 26 μm 로 증가함을 알 수 있다.

5.2 제어 실험 결과

Fig.11은 본 연구에서 개발한 동위형 축전 센서가 장착된 자기베어링 시스템의 제어 실험 결과이다. Fig.11의 (a)는 회전 속도 5,800rpm에서의 로터축 중심의 궤적을 나타낸 것이다. 평균 회전 반지름은 약 9 μm 이다. 한편, 회전 속도를 10,000rpm까지 증가시켰을 때의 로터축 중심 궤적의 평균 반지름의 변화를 Fig.11의 (b)에 나타내었



(a) Rotor orbit at 5,800rpm



(b) Orbit radius with varying rotor spin speed

Fig. 11 Experimental results of the magnetic bearing control by using a collocated gap sensor

다. 고유주파수 320rad/sec 즉, 위험 속도 3,060rpm에서 로터축 중심 궤적의 평균 반지름은 최대가 되고, 그 값은 19 μ m이며, 그 결과는 시뮬레이션 결과와 일치한다.

5.3 센서의 분해능

개발된 센서 시스템의 분해능은 PWM 전류 증폭기에 서 센서에 인가되는 잡음의 크기에 의하여 결정된다. 측정된 잡음의 최대 크기는 30mV로서, 이것은 변위 신호로 환산하면, 2.3 μ m에 해당한다(Fig.11 (a) 참조). 이 값이 센서의 최종 분해능 한계이다. Fig.12는, 로터가 정지하였을 경우에, 로터축에 대한 충격 응답을 주파수 영역에서 도시한 것을 보여준다. 전체적으로 시뮬레이션 결과와 실험 결과가 잘 일치함을 보여주며, 이것으로서 식 (5)의 로터계 모델링의 유효성을 확인할 수 있다. 또한, 1,000rad/sec 이상의 고주파 영역에서는 센서에 인가되는 잡음 성분이 지배적임을 알 수 있다.

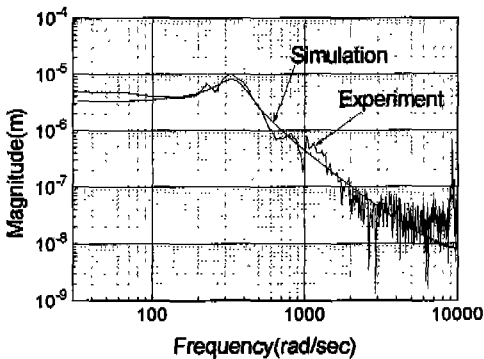


Fig. 12 Experimental impulse response in the frequency domain

6. 결 론

(1) 자기베어링 시스템의 제어를 위한 동위형 센서 시스템을 개발하였다. 센서 시스템은 PCB 제조 공정을 응용하여 제작한 축전 센서판과, 100 μ sec 이하의 충방전 주기로 센서판의 센서 요소에 충전된 전위를 샘플링하여 증폭하는 신호 처리 장치로 구성된다.

(2) 정적 간격 변위 변화에 따른 센서의 변위 민감도와

동적 간격 변위 변화에 대한 센서의 대역폭을 실험을 통하여 측정하였다. 센서의 대역폭은 충방전 주기 97 μ sec에서 1.2kHz이다.

(3) 자기베어링 제어 실험을 통하여, 동위형 센서 시스템의 성능을 검증하였다. 센서는 자기베어링에 의하여 지지되는 수직형 로터축계에 내장되었다. 축의 회전 속도를 10,000rpm까지 증가시켜 가면서 로터축 중심 궤적의 평균 회전 반지름을 측정하였는데, 위험 속도 3,060rpm에서 최대 19 μ m의 회전 반지름을 보였다.

(4) 센서의 분해능은 센서에 인가되는 잡음의 크기에 의하여 결정되는 데, 실험 결과 2.3 μ m의 분해능을 보여주었다.

참 고 문 헌

1. Allaire, P. E. and Humphris, R. R., "Dynamics of a Flexible Rotor in Magnetic Bearings," *4th Workshop on Rotor Dynamics Instability Problems in High Speed Turbomachinery*, Texas A&M Univ., 1986.
2. Barrett, L. E., Brockett, T. S. and Maslen, E. H., "Analysis of Rotors with Non-Collocated Magnetic Bearings Using Transfer Matrices," *Proceedings of MAG'92*, pp144-154, 1992.
3. Chapman, P. D., "A Capacitive Based Ultra-precision Spindle Error Analyzer," *J. of Precision Engineering*, Vol. 7 No. 3, pp529-536, 1985.
4. Maslen, E. H. and Lefante, V. S., "Transfer Function Zeros in Noncollocated Flexible Rotor Models," *Proceedings of the 3rd International Symposium on Magnetic Bearings*, pp242-252, 1992.
5. Salazar, A.O., Dunford, W., Stephan, R. and Watanabe, E., "A Magnetic Bearing Systems Using Capacitive Sensor for Position Measurement," *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 26, No. 5, pp2541-2543, 1990.