

〈論 文〉

전류신호를 이용한 능동 자기 베어링계의 제어

Displacement Sensorless Active Magnetic Bearing Control
by Current Measurement

권계시* · 정호섭* · 이종원**

Kye-Si Kwon, Ho-Seop Jeong and Chong-Won Lee

(1994년 10월 14일 접수 ; 1995년 1월 27일 심사완료)

ABSTRACT

An electronic circuit device is developed such that the displacement between an electromagnet and a moving target can be estimated from the coil current measurement, and then applied to an active magnetic bearing system. In order to levitate the shaft without using displacement sensor the stable control gains are obtained from the linearized model which includes the gap estimation circuit. Experimental results show that the shaft, by the estimated gap feedback, can be levitated within $\pm 6 \mu\text{m}$ positioning error.

1. 서 론

기계적 접촉이 없는 능동 자기 베어링(AMB)은 정밀 스피들, 고속펌프, 원심분리기등의 고속 회전체에 많이 응용되어 왔다. 그리고 축을 정밀하게 지지할 수 있다는 것과 특수 환경의 진공, 고청정에서도 큰 장점을 가지므로 정밀 위치 제어 기구, 로봇, 그리고 인공위성, 고청정에서도 큰 장점을 가지므로 정밀 위치 제어 기구, 로봇, 그리고 인공위성 안테나 등에 응용되고 있다. 그런데 능동 자기 베어링 시스템은 불안정한 전자기력을 이용하므로 베어링의 공극(air gap)을 측정하여 귀환(feedback)함으로써 계를 안정화 안정화 시켜야 한다. 그러나 변위센서가 기계적이나 전기적 이상을 가지게 되면 축을 제어하지 못하게 되어 센서 고장은 심각한 문제를 가져올 수 있다. 따라서 센서의 오동작에 대비할 뿐만 아니라 저가격화, 센서와 전자석이 동일한 위치에 오지 못하는 문제점(noncollocation

problem)을 해결할 수 있는 다른 형태의 센서에 대한 연구가 시작되었다.

Visher^(1, 2)는 관측기(observer)방법으로 전류를 측정함으로써 변위를 추정하였다. 이 방법은 전압이 입력이 되고 전류가 출력의 형태가 되어 전류로부터 변위 및 속도가 나머지 상태 변수를 관측할 수 있다는 가관측성으로부터 출발한다. 그러나 정확한 모형화가 어렵기 때문에 실제 계와 모형화된 계와의 차이가 생기고 이로 인한 가관측성의 실용성에 문제가 있었다. Okada⁽³⁾는 자기 유도 계수(inductance)가 변위의 함수라는 것을 이용하는 방법을 제안했다. 이때는 고주파의 반송파(carrier frequency)가 필요한데 펄스폭 변조 증폭기(PWM amp.)를 사용하여 구동 신호와 반송파 신호를 곱하여 자기부상(magnetic levitation)을 시켰다. 그러나, 구동신호의 펄스 폭비(duty ratio)가 0.5로 부터 크게 변화한 경우에는 변위 검출 성능이 떨어지는 문제점이 있었다.

본 연구에서는 능동 자기 베어링의 자기 유도 계수가 변위의 함수라는 것을 이용하였다. 이 때에 필요한 반송파 전압을 제어 전압에 더하고 전자석의 전류를 대역 통과 필터(band pass filter)를 통해 반

*한국과학기술원 기계공학과

**정회원, 한국과학기술원 기계공학과

송파 주파수 성분만을 얻어 변위를 추정하였다. 반송파 전류신호로부터 변위 신호를 얻어내는 검출 회로를 구성하였고, 추정된 변위를 사용하여 축을 제어 하기 위하여 변위 추정 회로를 선형화하여 안정 영역을 구하고 제어 이득은 모의 실험을 통해 결정하였다. 이렇게 추정된 변위를 이용한 경우, 별도의 변위 센서 없이 축을 성공적으로 제어 할 수 있음을 실험적으로 확인하였다.

2. 변위 추정의 원리^(3,4)

전류를 이용하여 변위를 추정하는 것은 자기 유도 계수가 변위에 반비례하는 것을 이용한다. Fig. 1과 같은 능동 자기 베어링 시스템에서 전자석코일의 저항을 R , 자기 유도 계수를 L 이라고 하면 구동 회로의 방정식은 다음과 같다.

$$L(y) \frac{dI(t)}{dt} + RI(t) = E(t) \quad (1)$$

여기서, $E(t)$ 는 구동전압, $I(t)$ 는 코일에 흐르는 전류, y 는 전자석과 축과의 변위이다. 구동전압은 반송파 성분과 제어 신호가 더해진 입력이지만, 변위 신호를 위한 반송파 성분 ω_c 에 대하여 나타내 보

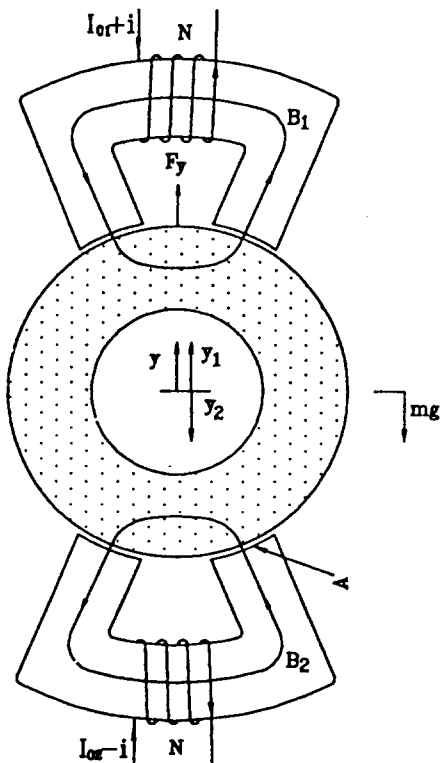


Fig. 1 1 D.O.F. active magnetic bearing system

면 다음과 같다.

$$j\omega_c L(y) I_c e^{j\omega_c t} + R I_c e^{j\omega_c t} = E_c e^{j\omega_c t} \quad (2)$$

여기서 E_c 는 전압의 반송파 성분, I_c 는 전류의 반송파 성분이다. 이때 반송파의 전압은 제어 신호에 비해 고주파이므로 전류를 미세한 양으로 변화시켜서 제어력에 영향을 미치지 않게 된다. 여기서 ω_c 가 충분히 크다면, 저항에 의한 항은 상대적으로 미세하므로 $(\omega_c L(y) \gg R)$ 식 (2)는 다음과 같다.

$$\left| \frac{I_c}{E_c} \right| \approx \frac{1}{\omega_c L(y)} \quad (3)$$

이 때 능동 자기 베어링의 자기 유도 계수는 다음과 같이 공극에 반비례하는 식으로 나타낼 수 있다.

$$L(y) = \frac{\mu_0 N^2 A}{2(g_0 - y)} \quad (g_0 > y) \quad (4)$$

여기서 g_0 는 정상상태의 공극, y 는 축이 이동한 변위, μ_0 는 공기중의 투자율(permeability, $4\pi \times 10^{-7}$ H/m), N 은 코일의 감은수, A 는 전자석의 단면적을 나타낸다. 변위의 관계식을 얻기 위해 식 (4)의 자기 유도 계수를 식 (3)에 대입하고 변위에 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$y = g_0 - \frac{1}{2} \mu_0 A N^2 \omega_c \left| \frac{I_c}{E_c} \right| \quad (5)$$

여기서 g_0 , ω_c , E_c , μ_0 , A , N^2 은 상수이므로 변위는 전류의 반송파 성분의 크기 I_c 의 비례식으로 나타낼 수 있다. 잡음의 영향을 줄이고 변위에 따른 선형성을 좋게 하기 위하여 서로 마주보는 전자석의 전류 I_{c1} , I_{c2} 를 측정하여 변위 y_1 , y_2 를 추정한다. 특히 양쪽 전자석에 동일한 반송 전압 E_c 를 인가 할때 각 전자석의 전류-변위 관계식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_1 &= g_0 - \frac{1}{2} \mu_0 A N^2 \omega_c \left| \frac{I_{c1}}{E_c} \right| \\ y_2 &= g_0 - \frac{1}{2} \mu_0 A N^2 \omega_c \left| \frac{I_{c2}}{E_c} \right| \end{aligned} \quad (6)$$

각 변위를 Fig. 1과 같이 정의한다면 변위는 양쪽 전자석의 반송파 전류 성분의 크기 차에 선형적 비례 관계가 된다.

$$y = \frac{1}{2} (y_1 - y_2) = \frac{1}{4} \mu_0 A N^2 \omega_c \left\{ \frac{|I_{c2}| - |I_{c1}|}{E_c} \right\} \quad (7)$$

3. 전류 센서를 갖는 능동 자기 베어링계의 모형화

3.1 전류 센서를 갖는 능동 자기 베어링의 원리

자기 유도 계수가 변위의 함수라는 것을 이용한

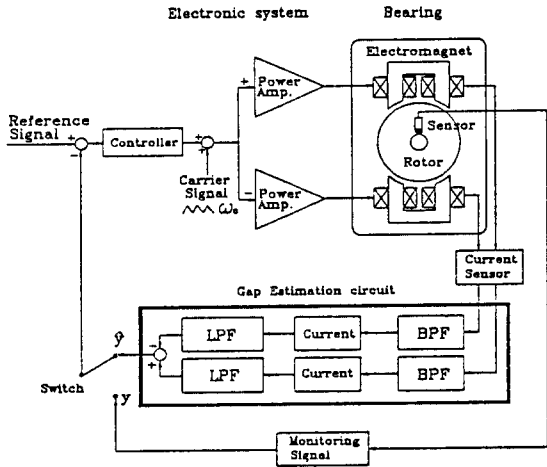


Fig. 2 Schematic diagram for displacement sensorless AMB

센서는 고주파의 반송파를 이용한다. 제어하는 전류의 주파수와 비교할 때 아주 높은 주파수를 갖는 반송파 전압과 제어전압을 선형 전력 증폭기에 더해 주면 두 주파수는 각각 구별되는 주파수를 가지고 있으므로 전자석의 전류신호를 대역 통과 필터를 통과시키면 반송파 신호만을 얻어 낼수 있다. 이로부터 변위신호를 추정하여 제어하는 능동 자기 베어링은 Fig. 2와 같다.

3.2 전자기력의 모형화⁽⁴⁻⁶⁾

전자기력은 전류의 공급의 비례하고 공극의 공급에 반비례하는 비선형으로 나타낸다. 이것을 선형화하기 위해 축의 정상상태의 공극 g_0 와, 정상상태의 전류 I_{b1} , I_{b2} 에 비해 변위 y 와 제어 전류 i 는 충분히 작다고 가정하면, 변위 y 가 발생했을때 마주보는 두개의 전자석에 의한 전자기력 $F(t)$ 는 다음과 같다.

$$F(t) = \frac{\mu_0 AN^2 (I_{b1} + i)^2}{4(g_0 - y)^2} - \frac{\mu_0 AN^2 (I_{b2} - i)^2}{4(g_0 + y)^2} \quad (8)$$

전자기력을 변위와 제어 전류에 대해 선형화 하면 다음과 같다.

$$F(t) = f_0 + K_i i(t) + K_y y(t)$$

$$K_i = \frac{\mu_0 AN^2 (I_{b1} + I_{b2})}{2g_0^2} \quad K_y = \frac{\mu_0 AN^2 (I_{b1}^2 + I_{b2}^2)}{2g_0^3} \quad (9)$$

여기서 f_0 는 축에 무게 m 에 의한 중력을 고려한 정적인 힘으로 $f_0 = mg$ 이고 K_i , K_y 는 각각 전류와 변위에 대한 전자기력의 민감도(sensitivity)이다. 따라

서 1자유도 능동 자기 베어링계의 선형화된 운동 방정식은 다음과 같다.

$$m\ddot{y} - K_y y = K_i i \quad (10)$$

식 (10)에서 보듯이 능동 자기 베어링계는 음의 강성계수를 갖기 때문에 제어를 하지 않았을 때 자체적으로 안정된 부상상태를 유지할 수 없게 된다. 따라서 축의 위치를 측정하고 이를 귀환 제어기를 통해 전자기력을 제어해야만 축의 안정된 부상이 가능해진다.

3.3 검출회로 및 제어기의 모형화⁽⁴⁾

전자기력을 제어하기 위해서는 전류를 제어해야 하지만 전자석으로의 입력은 전압이고 전압과 전류와의 관계는 식 (1)과 같다. 이 때 코일의 자기 유도 계수에 의해 전압과 전류 사이에 위상 지연이 발생하며 이는 전체 시스템의 안정성에 악영향을 준다. 이를 개선하기 위해 Fig. 3과 같이 전류를 귀환하여 위상 지연을 보상한다. 제어 신호의 주파수는 반송파 주파수보다 매우 낮으므로 전류 귀환에 저주파 통과 필터(low pass filter)를 사용하여 저주파의 제어전류 신호는 귀환되게 하고 고주파의 반송파 성분의 전류가 귀환 되는 것은 방지하였다. 따라서 전압-전류 관계식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I(s) = \frac{K_a}{(Ls + R) + \frac{K_f K_a \omega_i^2}{s^2 + 2\zeta \omega_1 s + \omega_1^2}} V_c(s) \quad (11)$$

여기서 K_a 는 전력 증폭기의 이득, K_f 는 전류 귀환 이득, $V_c(s)$ 는 전력 증폭기의 입력 전압이다. ω_1 , ζ 은 전류 귀환의 2차 저주파 통과 여파기의 절점 주파수와 감쇠 계수이다. 반송파 주파수 성분에 대한 식이 근사적으로 식 (1)과 같이 개루프(open loop)의 관계이기 때문에 식 (7)과 같이 변위의 선형적인 관계를 얻을 수 있다. 변위 신호를 얻기 위해서는 전류 센서로부터의 신호를 대역 통과 필터를 통해 반송파 성분을 추출하였다. 이 신호는 반송파 신호

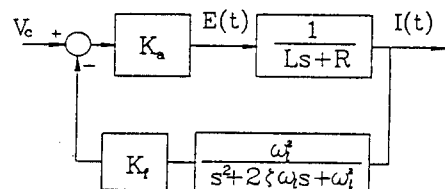


Fig. 3 Voltage-current relation for displacement sensorless AMB

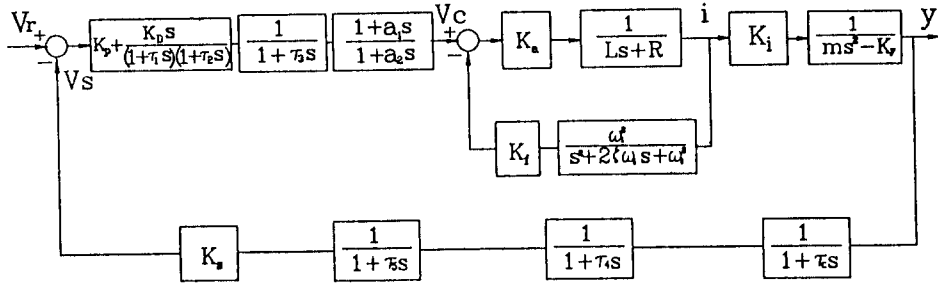
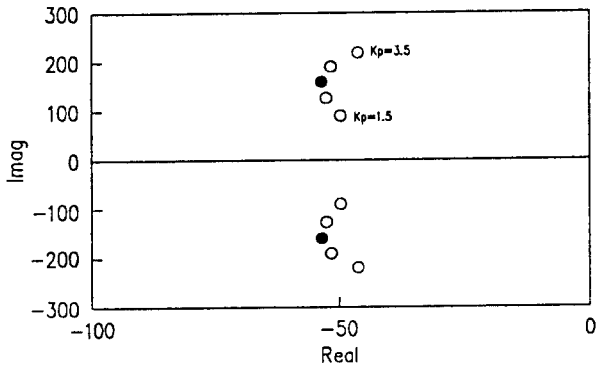
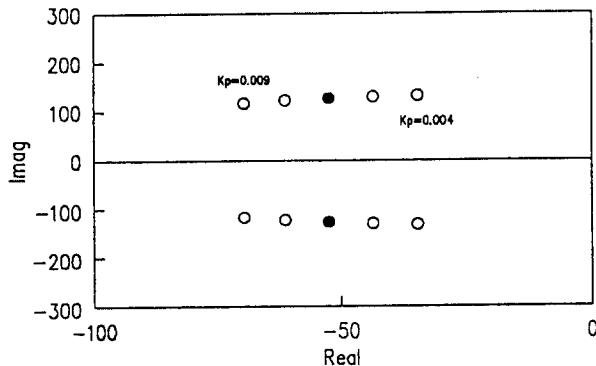


Fig. 5 Linearized model for displacement sensorless AMB system



(a) Rootloci with respect to Kp (Kd=0.007)



(b) Rootloci with respect to Kd (Kp=2.5)

Fig. 6 Rootloci with respect to control gain

의 증가는 극점의 위치를 왼쪽으로 움직여 감쇠를 주어 시스템을 안정하게 하나, 높은 주파수의 잡음에 더욱 민감하게 되는 단점이 있다. 시스템의 응답 속도를 빠르게 하면서 감쇠가 줄어들지 않게 하기 위해 제어기의 이득을 $K_P=2.5$, $K_D=0.007$ 로 정하였다.

변위 추정을 식 (12)와 같이 선형화시킨 전체 모델 Fig. 5에서의 시간 응답 특성을 구하기 위하여 Runge-Kutta방법을 이용하여 수치 해석적으로 시간 응답을 구하였다. Fig. 7은 시스템의 거동을 예측하

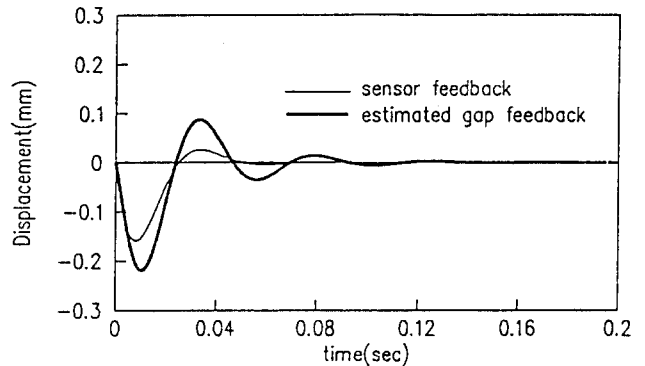


Fig. 7 Impulse response(simulation)

기 위하여 위상 지연이 고려된 추정된 변위로 제어하는 것과 변위센서를 이용하여 제어하는 것을 비교하였다.

4. 실험⁽⁴⁾

4.1 전류 센서를 갖는 능동 자기 베어링의 설계

(1) 전자석 설계시 고려사항

변위 센서 없이 제어하기 위하여 센서로서의 특성과 액추에이터의 특성을 모두 고려하여 설계해야 한다. 센서의 특성을 위해서는 신호/잡음의 비와 주파수 대역을 고려해야 한다. 식 (7)의 관계로부터 신호/잡음비를 크게하기 위해서는 같은 변위의 변화에 대하여 반송파 성분의 전류의 변화가 커질 수록 좋다. 이를 위해서는 코일의 감은수와 자극의 단면적을 줄여 자기 유도 계수를 줄이고 반송파 주파수를 낮게 하고 반송파 전압을 크게 해야한다. 주파수 대역은 식 (12)와 같이 코일의 자기 유도 계수에 회색 전압-전류 지연특성과 반송파 주파수에 변조된 변위 신호를 검출할 때 필요한 저주파 통과 필터의 절점 주파수에 의해 결정된다. 변위 신호에서 반송파 성분에 의한 리플(ripple)을 줄여주기 위하여 저주파 통과 필터의 절점 주파수는 반송파 주파수 보다 충

분히 낮게 (1/10~1/100) 정해주기 때문에 센서로서의 주파수 특성을 좋게 하려면 자기 유도 계수를 줄여 반송파 주파수를 높여 주어야 한다. 그러나 자기 유도 계수가 낮아지면 제어 전류에 의해 힘을 내는 액츄에이터의 기능이 저하되므로 센서와 액츄에이터의 성능이 절충되도록 설계해야 한다.

(2) 반송파 전압의 크기 및 주파수의 결정

변위를 검출하기 위한 반송 전류의 크기와 변위 신호의 주파수 대역을 고려하여 반송파 주파수를 결정하고 전력 증폭기에 인가되는 전원 공급기의 전압 범위 등을 고려하여 반송파 전압의 크기를 결정해야 한다. 전류의 반송파 주파수에 진폭 변조된 변위 신호를 검출하는 과정에서 반송 주파수보다 훨씬 낮은 절점 주파수를 갖는 저주파 통과 필터가 필요하므로 변위 신호의 주파수 대역을 넓게 하기 위하여 반송파의 주파수를 높은 주파수로 하여 저주파 통과 여파기의 절점 주파수를 높여야 한다. 그러나, 이 때에는 반송 전류의 진폭이 너무 작아지는 것을 고려해야 한다. 전류 센서(센서 이득=1)에서 잡음이 수

mV이하 이므로 이보다는 큰 진폭의 반송 전류가 나오도록 해야한다. 따라서 설계의 기준은 신호/잡음비가 허용하는 범위에서 가능한 높은 주파수의 반송파를 입력 전압으로 하여 낮은 주파수의 제어 전류 신호가 대역 통과 필터를 통해서 얻은 반송파 주파수의 전류 신호에 영향을 미치지 않도록 반송파를 6 kHz로 결정하였다. 반송파 전압은 크기를 크게 할수록 신호/잡음의 비가 커지나, 전력 공급기의 전압 범위가 한정되어 있기 때문에 입력 전압의 포화로 인한 제어 전압의 범위가 그만큼 감소되는 단점을 가지고 있다. 전력증폭기의 공급전압이 ±30V의 범위를 갖기 때문에 전자석에 인가되는 반송파 전압의 크기를 ±5V로 하였다. 이것을 Table 1에서와 같은 전자석 시스템에 적용하였을때 반송파 성분의 전류는 3~5 mA정도가 된다.

4.2 변위 센서 모니터링 실험

변위 추정회로가 모니터링용으로 적당할 것인가를 시험하기 위하여 변위 센서로 제어되는 초기 부상과

Table 1 System parameter

Parameter	Value
mass	5kg
Air gap, g_0	0.8 mm
No. of turns, N	400turns
Core material	3% Si-steel
Lamination thickness	0.35 mm
Pole face area, A	450 mm ²
Emergency bearing gap	0.3 mm
Magnetic coil	2Ω, 56 mH
Nominal current, I_{b1}, I_{b2}	1.3A, 0.5A
Time constant, τ_1	0.36 ms
Time constant, τ_2	0.07 ms
Time constant, τ_3	0.66 ms
Time constant, τ_4	5.88 ms
Time constant, τ_5	1.11 ms
Compensator constant, a_1	0.02 s
Compensator constant, a_2	0.005 s
Current feedback gain, K_f	1.5
Power amp. gain, K_a	50

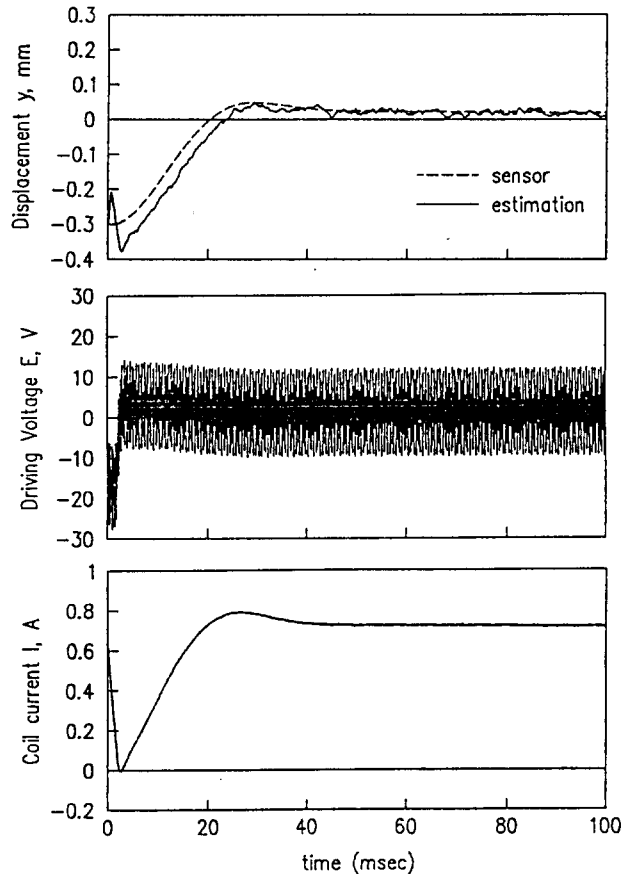


Fig. 8 Start-up response by sensor feedback.

충격 시험을 하였다. Fig. 8은 축이 초기 부상을 할 때의 응답이고 Fig. 9는 축을 수직 방향으로 충격을 가한 후의 응답이다. 실제 변위와 관계를 보기 위해 변위 센서의 신호와 전자석의 전류 신호로부터 추정된 변위를 동시에 비교하였다. 반송파 전압을 입력 제어 전압에 더해 주기 때문에 입력 전압을 관찰함으로써 전압의 포화라든지 순간적인 전압 변화등의 비정상인 경우에 추정된 변위가 어떻게 되는지 관찰할 수 있었다. 또 전류를 통해 제어력의 변화를 동시에 관찰하였다. Fig. 8에서 볼 수 있듯이 부상 초기에서 과도한 입력에 의해 제어 전압이 급격히 변화하여 제어하기 때문에 전자석의 입력 전압 포화가 문제가 되어 순간적으로 변위 추정이 되지 않는다. 그러나 관심있는 부분이 초기의 부상되는 부분 이라기 보다는 정상상태에서의 작동상황을 관찰하는 것이다. 따라서 변위 센서와 추정된 변위를 비교함으로써 작동중 변위 센서의 이상여부를 알 수 있다. Figs. 8과 9에서 정상상태의 offset 오차가 존재한다.

이는 중력을 고려한 양쪽 전자석의 정상상태의 전류를 조절함으로써 변하는 양이다. 실험에서는 추정된 변위로 제어 하는 경우와 비교하기 위하여 비례 제어기의 이득을 2.5로 제한 하였는데, 이렇게 비례 제어기의 이득이 작은 경우에는 변위 강성 계수가 80 N/m로 작게되고, 이 때에는 각 전자석의 정상상태의 전류양의 적은 오차에서도 offset 오차가 존재한다. 이러한 오차는 축을 비접촉식으로 지지 하는데는 직접적인 문제가 되지 않는다. 비례 제어기의 이득이 작음으로 인한 변위 강성 계수가 낮으므로 인한 지지 하중이 작다는 문제가 있다. 그러나 비례 제어기의 이득이 커짐에 따라서 이러한 offset 오차는 줄기 때문에 이러한 오차를 줄이기 위하여 전자석의 설계 단계에서 강성 계수가 충분히 나오도록 해야 한다.

4.3 반송파 전류신호를 이용한 제어시험

Figs. 10과 11은 별도의 변위 센서를 사용하지 않

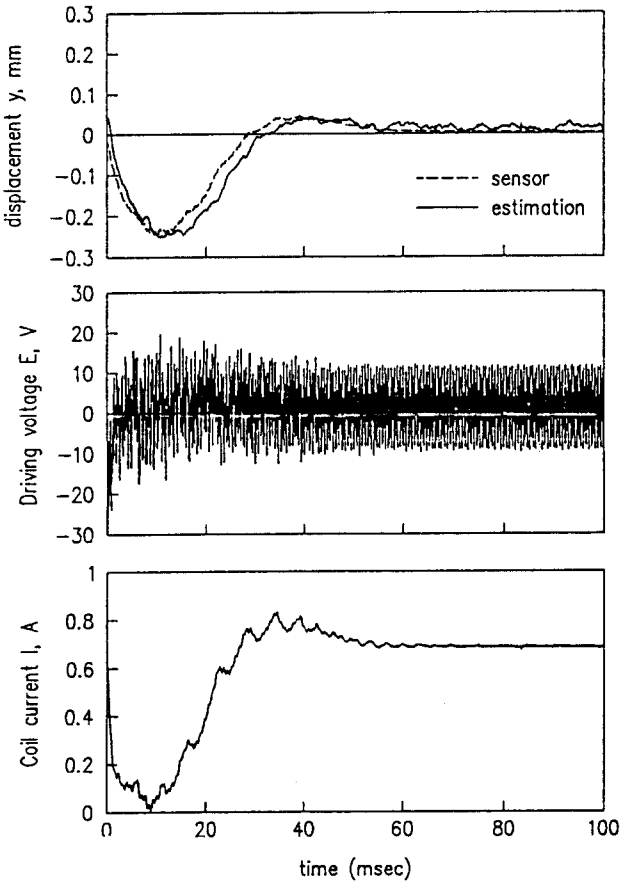


Fig. 9 Impulse Response by sensor feedback

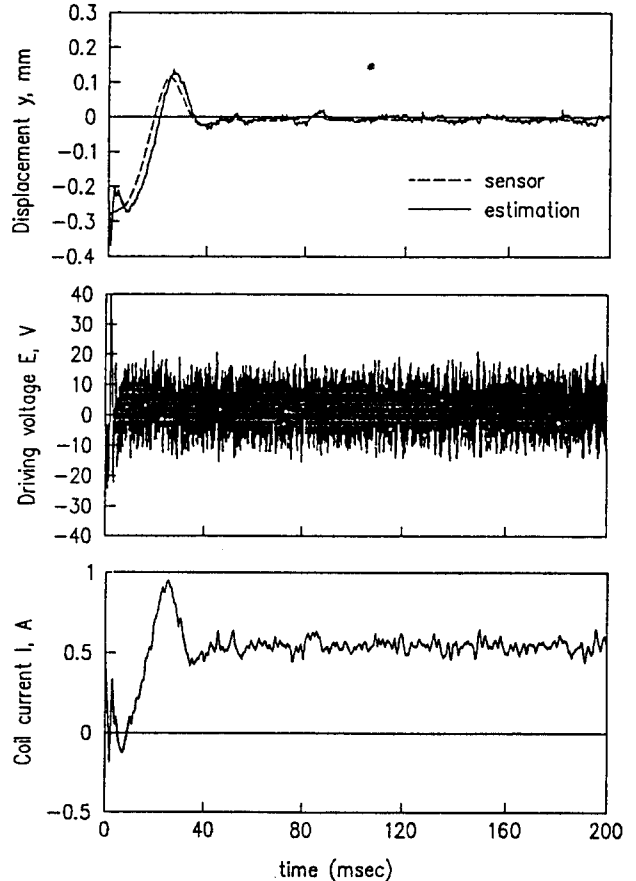


Fig. 10 Start-up response by estimated gap feedback

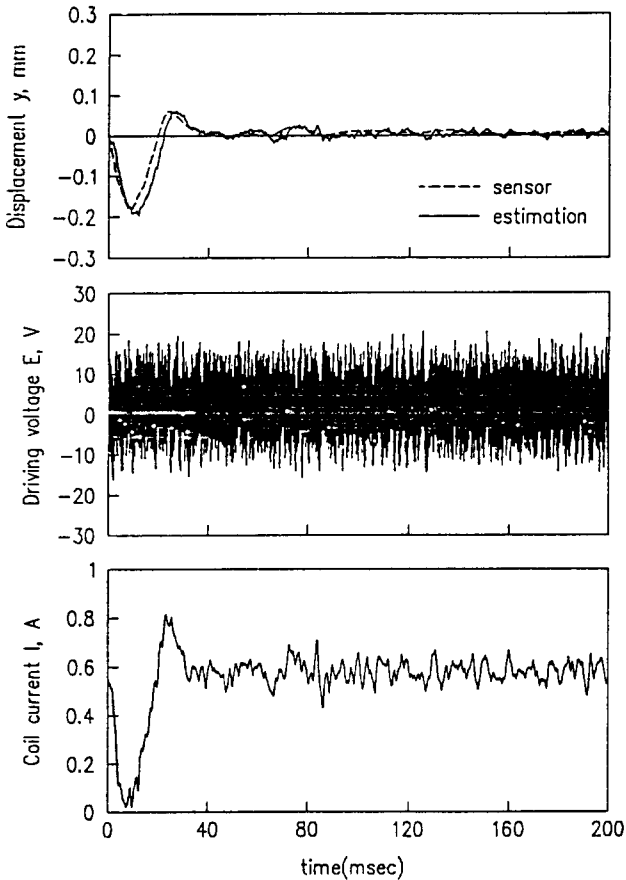
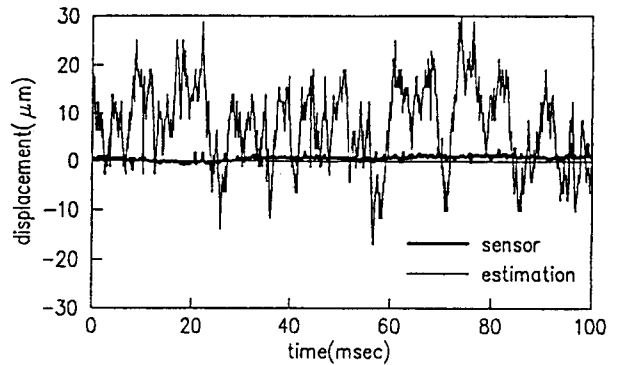
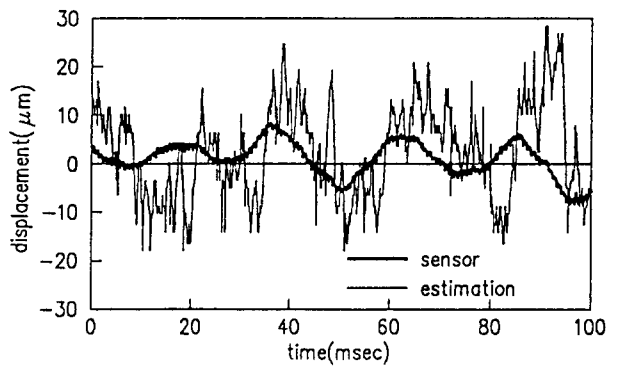


Fig. 11 Impulse response by estimated gap feedback



(a) by sensor gap feedback



(a) by estimation gap feedback

Fig. 12 Sensor and estimated gap at steady state

고 추정된 변위로 제어를 하고 변위 센서로는 실제 움직이는 변위를 모니터링한 그림이다. Fig. 10의 초기 부상인 경우, 초기에는 순간적인 포화등으로 변위 추정에 이상이 생겼으며 이 변위 추정 때문에 제어 전류도 초기에 이상이 생겼으나 순간적인 오차이므로 축은 안정적인 부상을 하였다. 충격 실험에서는 제어전압의 포화 등이 일어 나지 않았으므로 비정상적으로 변위 추정이 되지 않고 제어 할 수 있음을 볼 수 있다. 이러한 추정된 변위의 잡음으로 인한 제어 전압의 포화와 변위 신호의 주파수 대역이 낮으므로 인한 문제는 제어가 이득을 변화시키는데 한계를 주기 때문에 제어력을 크게 하는데는 문제가 되었다.

Fig. 12는 제어된 축의 정상 상태의 정밀도를 알아보기 위하여 변위 센서로 제어한 경우와 추정된 변위로 제어한 정상 상태의 결과이다. 추정된 변위는 잡음의 수준은 $\pm 15 \mu\text{m}$ 정도이고 이러한 잡음은 실제 축을 움직이게 하는 가진 성분이 되나, 시스템의 관성등으로 인해 추정된 변위의 잡음의 수준보다 작은

$\pm 6 \mu\text{m}$ 의 범위로 축을 유지 할수 있음을 변위 센서로 측정된 결과로부터 알 수 있다.

추정된 변위의 주파수 대역은 75 Hz이고, 추정된 변위로 제어를 한 경우에는 잡음의 성분이 가진의 요소가 되고 또 잡음 수준 이하는 관측이 불가능하여 제어할 수 없으므로 잡음 수준 이하의 정밀한 제어를 위해서는 한계를 지니기 때문에 전자석의 설계 단계에서 센서의 특성과 액추에이터의 특성을 동시에 고려하여 신호/잡음비를 키우는 것이 요구된다.

5. 결 론

자기 유도 계수가 변위의 함수라는 것을 이용하여 고주파의 반응과 전류 신호로부터 변위 신호를 검출하여 변위 센서의 모니터링 신호로 적용 시켰고 별도의 변위 센서 없이 자기 부상을 시켰다. 실험을 위한 시스템은 자기 유도 계수가 크기 때문에 센서로서의 신호 대 잡음비가 낮아 잡음에 의한 제어 전압에서의 포화가 되는 문제와 추정된 변위의 주파수

대역이 낮은 문제로 제어기의 이득을 조절해 강성을 충분히 주는데 한계를 지녔다. 변위 센서로서 신호 대 잡음비를 크게하고 주파수 대역을 크게 하기 위해서는 코일의 감긴수와 자극의 단면적을 줄여 자기 유도 계수를 줄일 수록 좋으나 제어력이 그만큼 떨어지는 단점을 가지고 있으므로 센츄에이터를 설계하는 경우에는 센서의 특성과 액츄에이터의 특성을 고려하여 설계해야 한다. 이렇게 구현된 시스템은 별도의 센서를 필요로하지 않기 때문에 센서를 부착하기 어려운 소형등에서 높은 정밀도를 필요로 하지 않는 시스템에서 저가격으로 구현할 수 있음을 확인했다.

후 기

본 연구는 과학기술처에 첨단요소기술연구지원으로 개발된 5층 마그네틱 베어링 지지스핀들 시스템으로 실험을 수행하였습니다.

참 고 문 헌

- (1) D. Visher and H. Bleuler, "A New Approach to Sensorless and Voltage Controlled AMB's based on Network Theory Concept," Proc. of the 2nd Int'l Symp. on Magnetic Bearings, pp. 301~306, 1990.
- (2) T. Mizuno, H. Bleuler, C. Gahler And D. Visher, "Towards Practical Application of Self-Sensing Magnetic Bearing," 3rd Int'l Symp. on Magnetic Bearings, pp. 169~175, 1992.
- (3) Y. Okada, K. Mastuda and B. Nagagi, "Sensorless Magnetic Levitation Control by Measuring the PWM Carrier Frequency Component," 3rd Int'l Symp. on Magnetic Bearings, pp. 176~183, 1992.
- (4) 권계시, "전류신호를 이용한 전자기 베어링계의 제어", 한국과학기술원 석사학위 논문, 1994.
- (5) 김철순, 하영호, 이종원, "능동 자기 베어링 시스템의 설계", 소음 진동 공학회 춘계 학술 대회, pp. 193~198, 1990.
- (6) 김승중, 김철순, 이종원, "능동 자기 베어링 지지고속 정밀 회전축계 해석", 소음 진동 공학회 추계 학술 대회, pp. 133~137. 1991.

(1) D. Visher and H. Bleuler, "A New Approach to