

자기 베어링의 센서리스 위치 제어

임정식*, 설승기*, 안형준**, 최상현**
 서울대학교*, (주)DnM**

Position Sensorless Control of Active Magnetic Bearing

J.S. Yim*, S.K. Sul*, H.J. Ahn**, and S.H. Choi**
 Seoul National University*, DnM Technology Cop. Ltd**

ABSTRACT

자기 베어링을 구동하는 코일은 회전축의 위치 정보를 가지고 있다. 따라서 코일의 인덕턴스를 알 수 있으면 위치 센서를 쓰지 않고도 회전축의 위치를 알아낼 수 있다. 본 논문에서는 코일에 고주파 신호를 주입하여 인덕턴스를 알아내고, 이를 통해 회전축의 위치를 추정하는 방법을 제안하고, 그를 이용하여 자기 베어링의 센서리스 제어를 수행한다.

1. 서 론

자기 베어링은 전자기력으로 축을 지지하므로 축과 베어링 사이의 마찰이 없다. 따라서 자기 베어링은 일반적인 베어링을 사용할 수 없는 고속 회전기나, 고온, 고압의 환경으로 인해 축과 베어링 사이에 일반적인 윤활 방법을 사용할 수 없는 특수한 목적의 회전기에 사용될 수 있다. 또한 자기 베어링은 회전자의 위치 동특성을 능동적으로 제어할 수 있기 때문에, 기계적 공진점의 임계 속도(critical speed)에서도 회전기를 안전하게 운전할 수 있게 한다.

자기 베어링은 축을 지지하는 과정에서 축의 위치를 계측하는데, 대부분의 위치 센서는 가격이 비싸고, 모터의 인버터 노이즈에 취약하다. 따라서 위치 센서를 쓰지 않고 축의 위치를 계측하여 제어하는 것(센서리스 제어)은 제품의 단가를 낮추고 신뢰도를 높일 수 있는 방법이 된다[1].

본 논문에서는 코일에 고주파 신호를 주입하여 인덕턴스를 알아내고, 이를 통해 회전축의 위치를 추정하는 방법을 제안하고, 그를 이용하여 자기 베어링의 센서리스 제어를 수행한다.

2. 본론

2.1 기존의 연구

기존의 센서리스 위치 추정법은 크게 두 가지로

나누어 볼 수 있다. 하나는 자기 베어링 코일의 전압과 전류 사이의 소신호 모델을 구하여 위치를 추정하는 방법이고(model based estimator), 다른 하나는 외부에서 고주파 신호를 주입하여 코일의 인덕턴스를 알아내는 방법이다. 외부에서 고주파 신호를 주입하는 방법의 경우 아날로그 회로를 추가하여 고주파 회로를 주입하는 방법과 PWM 전류 리플을 이용하는 방법으로 나뉘어진다. 본 절에서는 소신호 모델 위치 추정법, 아날로그 회로로 고주파 정현파 신호를 주입하는 방법, PWM 리플을 이용하는 방법을 알아본다.

2.1.1 소신호 모델 위치 추정법[2]

자기 베어링 코일의 전압, 전류 식은 다음과 같다.

$$v = R i + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad (1)$$

$v + \Delta u$ 의 전압이 인가될 때 $i + \Delta i$ 의 전류가 흐른다면 식 (1)은 식 (2)와 같이 정리된다.

$$v + \Delta u = R (i + \Delta i) + L \frac{d}{dt} (i + \Delta i) + (i + \Delta i) \frac{dL}{dt} \quad (2)$$

자기 베어링 한 축의 두 코일에 각각 $v_1 = v_0 + \Delta u$, $v_2 = v_0 + \Delta u$ 의 전압이 인가될 때 $i_1 = i_0 + \Delta i$, $i_2 = i_0 - \Delta i$ 의 전류가 흐른다고 하고, v_1 , v_2 , i_1 , i_2 를 각각 식 (2)에 넣어 계산하면 소신호 전압 Δu 는 식 (3)과 같이 정리된다.

$$\Delta u = R \Delta i + L_0 \frac{d}{dt} (\Delta i) + k_i \frac{dx}{dt} \quad (3)$$

L_0 : 평균 공극에 대한 코일 인덕턴스,

s_0 : 평균 공극, A_a : 자속 경로 단면적,

n : 코일 감은수, k_i : 전류의 전자기력 상수, x : 변위

마찬가지로 코일에 의해 발생하는 전자기력을 변위 전류 Δi 와 변위 x 로 나타내면 다음과 같다.

$$f = k_i \Delta i + k_x x \quad (4)$$

k_x : 변위의 전자기력 상수

식 (3)과 (4)를 이용하여 Δi 로부터 변위 x 를 추정하는 방법을 소신호 모델 위치 추정법(model based estimator)라고 한다. 이 방법은 고주파 신호 주입 방법과 비교했을 때 별도의 신호 처리가 필요 없다는 장점이 있으나, 외란(disturbance force)이 존재하는 경우 그림 1과 같이 정상상태오차(steady state error)가 발생한다는 단점을 가진다.

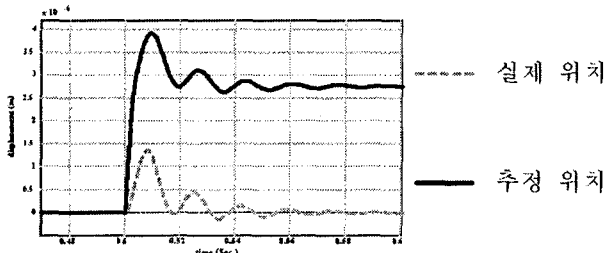


그림 1. 소신호 모델 위치 추정법의 정상상태 오차 시뮬레이션

2.1.2 고주파 정현파를 주입하는 방법[3]

그림 2는 고주파 정현파를 주입하여 회전축의 위치를 추정하는 방법을 나타낸다.

코일에 크기 V_h , 주파수 ω_h 의 고주파 전압을 인가했을 때, 고주파 전류의 크기가 I_h 라면, 코일의 인덕턴스 L 은 다음과 같이 나타내어진다.

$$L = \frac{V_h}{\omega_h I_h} \quad (5)$$

코일의 인덕턴스 L 은 공극의 역수이므로, V_h , ω_h , I_h 를 알고 있으면 공극의 크기를 알 수 있다.

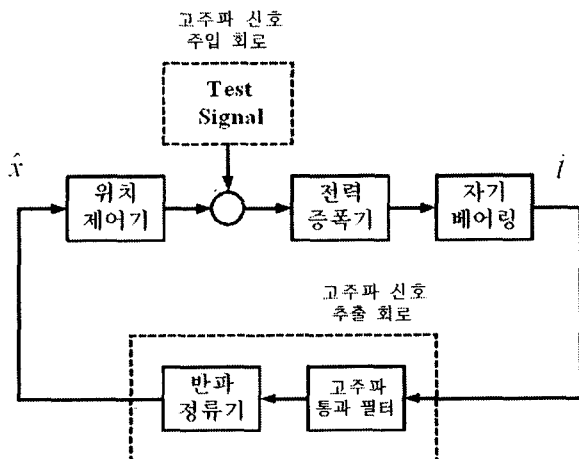


그림 2. 고주파 신호 주입 방법의 블록도

이 방법은 고주파 신호 주입과 고주파 신호 처리가 모두 아날로그로 이루어지기 때문에 위치 추정을 위한 아날로그 회로를 추가해야 한다는 단점이 있다.

2.1.3 PWM 전류 리플을 이용하는 방법[4][5]

그림 3은 PWM 전류 리플을 이용하여 회전축의 위치를 추정하는 방법을 나타낸다. 이 방법은 코일의 인덕턴스를 구하여 회전축의 위치를 추정한다는 점은 고주파 정현파를 주입하는 방법과 같지만, 외부에서 고주파 신호를 주입하는 대신 PWM 인버터의 스위칭으로 인해 발생하는 고주파 전류 리플을 이용한다.

이 방법은 디지털로 구성하는 경우 샘플링 주파수가 PWM 주파수에 비해 5~7배 빨라야 하기 때문에 속도가 빠른 DSP를 사용하여야 한다는 단점을 가진다. 또한 PWM 전류 리플의 크기와 위치 추정 정확도가 비례한다는 단점을 가진다.

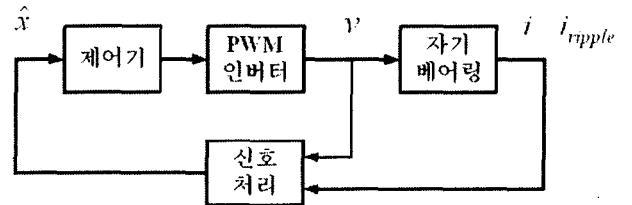


그림 3. PWM 전류 리플을 이용하는 방법의 블록도

2.2 고주파 신호 주입 위치 추정법[6]

고주파 신호 주입 위치 추정법은 코일에 고주파 신호를 주입해 알아낸 인덕턴스로부터 회전축의 위치를 추정하는 방법으로, 본 논문에서는 PWM 인버터에서 합성한 고주파 전압을 주입하여 얻어낸 고주파 전류를 신호 처리하여 원하는 위치 정보를 얻고자 한다.

2.2.1 위치 추정기

그림 4 (a)는 코일의 등가 회로를 나타낸다. 이때의 전압, 전류 관계식은 식 (6)과 같다.

$$\begin{aligned} V &= R i + \frac{d}{dt}(L i) \\ &= R i + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \\ &= R i + L \frac{di}{dt} - i L \frac{1}{s} \frac{ds}{dt} \end{aligned} \quad (6)$$

이때, 고주파 전압 v_h 가 인가되고 그때의 고주파 전류를 i_h 라 할 때, R 값이 고주파에서의 인덕터 임피던스에 비해 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정하면, v_h 와 i_h 사이의 관계는 다음과 같다.

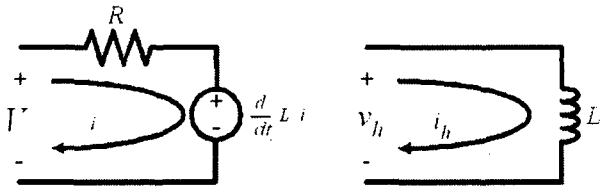


그림 4. (a) 코일의 등가회로 (b) 고주파 신호 등가회로

$$v_h \approx L \frac{di_h}{dt} + i_h L \frac{1}{s} \frac{ds}{dt} \quad (7)$$

주입 주파수 ω_h 에 대해 정리하면 식 (8) 과 같다.

$$v_h = (j \cdot \omega_h L + L \frac{1}{s} \frac{ds}{dt}) i_h \quad (8)$$

따라서 공극의 크기 s 는 다음과 같이 구해진다.

$$v_h \approx j \cdot \omega_h L i_h \quad (9)$$

각 코일의 주입 전압을 $V_h = |v_{1h}| = |v_{2h}|$, 그 때의 고주파 전류를 $I_{1h} = |i_{1h}|$, $I_{2h} = |i_{2h}|$, 고주파 주입 주파수를 ω_h 라 할 때, 각 코일로부터 공극의 크기를 구하면

$$V_h = L \frac{di_h}{dt} = \frac{\mu_0 A_a n^2}{2s} \omega_h I_h \quad (10)$$

따라서 변위 x 는 다음과 같다.

$$s = \frac{\mu_0 A_a n^2}{2} \omega_h \frac{I_h}{V_h} \quad (11)$$

그림 5는 $V_h \sin(\omega_h t)$ 의 고주파 신호를 주입하였을 경우의 위치 추정기 블록도이다.

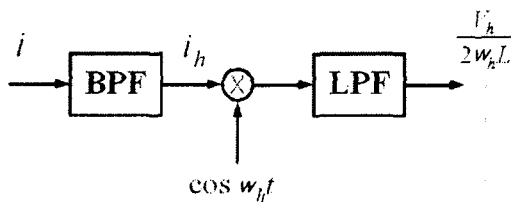


그림 5. 위치 추정기 블록도

2.2.2 전체 시스템 구성

그림 6은 센서리스 위치 제어를 위한 전체 시스템 블록도를 나타낸다. 자기 베어링의 안정성(stability)을 보장하기 위해서는 미분항(differential term)이 반드시 들어가야 하는데, 미분항은 고주파 신호를 증폭시키는 특징을 가지고 있다. 따라서 주입한 고주파 신호를 완전히 분리(decoupling)시키지 않는 경우 회전축의 위치가 주입 주파수 ω_h 로 발산하게 된다. 따라서 고주파 주입 신호를 분리시키기 위해 추정된 위치 \hat{x} 와 위치 제어기 출력 i^*

이 대역 차단 필터(notch filter)를 거치게 한다. 대역 차단 필터의 차단 주파수는 고주파 주입 신호 주파수 ω_h 이다.

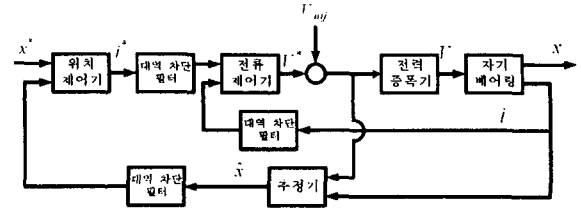


그림 6. 센서리스 위치 제어를 위한 전체 시스템 블록도

2.3 시뮬레이션 및 실험 결과

본 절에서는 앞에서 제안한 자기 베어링 센서리스 제어 방법을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증한다. 표 1은 시뮬레이션과 실험에 쓰인 자기 베어링의 상수를 나타낸다.

표 1 자기 베어링 상수

코일 값은 수	n	50 번
단면적	A_c	$2.08 \cdot 10^{-3} m^2$
평균 공극	s_0	0.3mm
움셋 전류	i_0	1.3A
주입 주파수	f_h	1.6kHz
전류 제어기 차단 주파수	f_{c_cc}	250Hz
위치 제어기 차단 주파수	f_{c_pc}	20Hz
스위칭 주파수	f_s	10kHz
샘플링 주파수	f_{samp}	20kHz

2.3.1 센서리스 위치 제어 시뮬레이션

그림 7은 센서리스 위치 제어 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 0.5초 때 외란(disturbance force)이 들어왔을 때의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 외란이 생겼을 때 정상상태 오차 없이 원점으로 수렴하는 모습을 확인할 수 있다.

2.3.2 센서리스 위치 제어 실험

그림 8은 자기 베어링 구동용 전력 보드(Power Board)와 제어 보드(Control Board)이다. 전력 보드는 5개의 3상 인버터로 구성되어 있으며, 각 인버터의 연속 전류 정격은 2A, 최대 스위칭 주파수는 20kHz이다. 제어 보드는 TMS320VC33 DSP를

사용하고 있으며, 24개의 A/D 입력과 4개의 D/A 출력을 가지고 있다. 그림 9는 자기 베어링 기계부의 사진이다. 그림 10은 자기 베어링 센서리스 위치 제어 실험 결과이다. 외란이 가해지는 경우에도 원점을 향해 제어가 이루어지고 있는 모습을 확인할 수 있다.

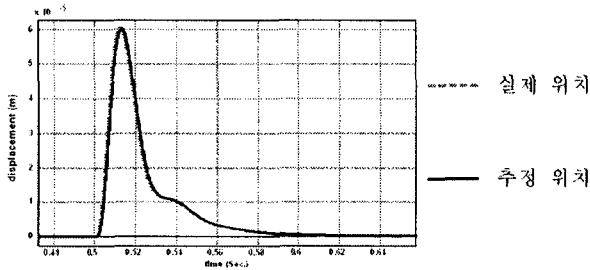


그림 7. 센서리스 위치 제어 시뮬레이션 결과

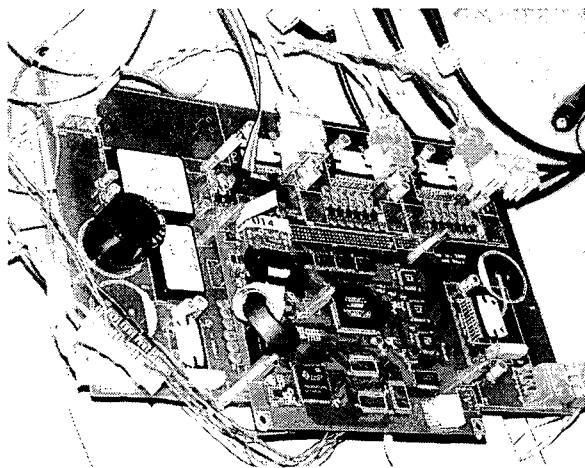


그림 8. 자기 베어링 구동을 위한 파워 보드와 컨트롤러 보드

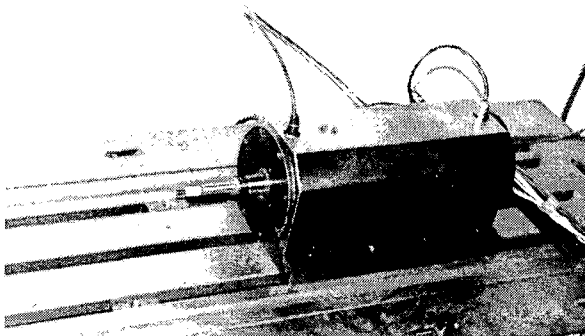
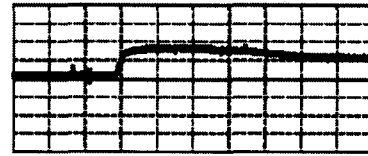
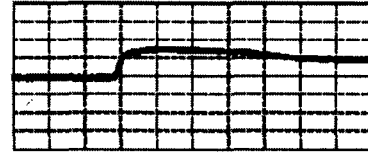


그림 9. 자기 베어링 기계부



추정 위치
x: 100ms/div
y: 50 μ/div



실제 위치
x: 100ms/div
y: 50 μ/div

그림 10. 자기 베어링 센서리스 위치 제어 실험 결과

3. 결 론

본 논문에서는 자기 베어링의 센서리스 제어를 위한 고주파 신호 주입 회전축 위치 추정 방법과 추정한 위치 정보를 이용한 센서리스 위치 제어 방법을 제안하였고, 실험을 통해 제안한 방법의 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] Gerhard Schweitzer, Hannes Bleuler, Alfons Traxler, "Active Magnetic Bearings : Basics Properties and Applications of Active Magnetic Bearings", vdf Hochschulverlag AG der ETH Zurich, 1994.
- [2] D. Vischer, H. Bleuler, *Self Sensing Active Magnetic Levitation*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 29, No. 2, March 1993.
- [3] K.K. Sivadasan, *Analysis of Self-Sensing Active Magnetic Bearings Working on Inductance Measurement Principle*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, No. 2, March 1996.
- [4] Alexandre Schammas, Hannes Bleuler, *Experimental results on self-sensing AMB using a three-state PWM amplifier*, 8th International Symposium on Magnetic Bearing, August 26-28, 2002, Mito, Japan.
- [5] Dominick T. Montie, "Performance Limitations and Self-sensing Magnetic Bearings", PhD Thesis, University of Virginia, 2003.
- [6] 임정식, "능동형 자기 베어링의 무위치 센서 제어", 서울대학교 석사학위논문, 2003.