

# 로렌츠형 자기베어링 내장 전동기의 회전각 추정기

전한욱<sup>†</sup> · 박성호\* · 박영진\*\* · 이종원\*\*

## Angular Self-Sensing Algorithm of Lorentz Force Type Integrated Motor-Bearing System

Han-Wook Jeon, Sung-Ho Park, Youngjin Park, and Chong-Won Lee

**Key Words :** Lorentz (로렌츠), Integrated Motor-Bearing System(자기베어링 내장 전동기), Self-Sensing(각추정)

### Abstract

In this paper, an angular self-sensing algorithm is proposed and implemented to a Lorentz force type integrated motor-bearing system. It is based on the principle that the flux linkages of stator windings, calculated from the voltage and torque control current, are the functions of the rotor angle. The tracking angular position error is proven to vanish using the Lyapunov stability method, and the experimental results show that the initial error decays within about 5 seconds. It is found that the resolution of the algorithm remains about 1° over the speed range of 100 to 1000 rpm.

### 1. 서 론

#### 1.1 로렌츠형 자기베어링 내장 전동기

현대 산업에서 각종 회전기기가 더욱 소형화, 정밀화 고속화 되는 추세에 따라 능동 자기 베어링(active magnetic bearing:AMB)의 응용이 활발히 시도되고 있다. 그러나 많은 AMB 들은 기존 베어링에 비해 크고, 별도의 구동 모터를 필요로 하는데, 이는 경량화, 소형화가 요구되는 혈류 펌프(Blood pump) 등의 분야에 대해서 적용을 제한하는 단점으로 작용한다. 이러한 단점을 극복하기 위해 최근 AMB 와 전동기의 기능을 통합하는 자기베어링 내장 전동기(integrated motor-bearing system, IMB)에 대한 연구가 활발하게 이루어져 왔으며 다양한 구조와 구동원리가 개발되고 있다[1]. 근래에 활발히 제안되고 있는 IMB 는 기본 원리

에 따라 크게 영구 자석(permanent magnet; PM)형[2], 릴럭턴스(reluctance)형[3], 인덕턴스(inductance)형[4]의 세 종류로 분류되고 있으며, 인공 심장용 혈류 펌프[5], 하드디스크 스핀들 전동기[6] 등에 활용되고 있다. 이런 가운데 최근에는 기존의 맥스웰(Maxell)힘 대신 로렌츠(Lorentz) 힘을 이용한 IMB 의 연구, 개발이 이루어지고 있으며[7-8], 본 논문에서는 디스크 형태의 로렌츠형 IMB 를 대상으로 하였다.

#### 1.2 회전각 추정

IMB 는 회전자의 절대 위치를 알아 회전 자속 분포를 파악함으로써 이에 상응하는 정확한 반경 방향 제어력을 위한 고정자 자속을 형성할 수 있다. 이 때 회전자의 절대각을 알기 위해 삽입되는 엔코더(Encoder)나 레졸버(Resolver)와 같은 각 센서는 시스템에서 일정 부피를 차지하기 때문에 시스템을 소형화, 경량화하기 힘들뿐만 아니라 그것을 포함하는 전체적인 설계가 어려워지게 된다. 또한 결정적으로 센서의 고장에 대하여는 대처할 수 없다는 치명적인 문제점을 가지고 있다. 따라서 인체 내에 삽입되는 혈류펌프와 같은 시스템에 적용하기 어려워지므로 IMB 에 대한 각 추정법을 개발할 필요가 있다.

<sup>†</sup> 한국과학기술원 기계공학과 대학원

E-mail : Freddie@kaist.ac.kr

TEL : (042)869-3056 FAX : (042)869-8220

\* 한국과학기술원 기계공학과 대학원

\*\* 한국과학기술원 기계공학과

연구에 사용한 IMB 는 기본적인 구조가 영구자석 동기전동기(permanent magnet synchronous motor, PMSM)와 유사한 형태이다. 이러한 PMSM 의 회전각을 추정하기 위해 많은 방법이 제시되었으며[9], 본 논문에서는 회전각에 따라 변화하는 고정자 권선의 전압과 제어 전류를 이용하여 쇄교자속(flux linkage)의 변화율을 계산한 후 회전각을 추정하는 방법[10]을 IMB 의 특성에 맞게 변형 적용하는 방법을 제시하였다. 이 때 전압, 즉 역기전력(back EMF)을 이용하는 여타 추정법과는 달리 시동 때부터 적용할 수 있음을 실험적으로 보였다. 또한 적분 알고리즘의 형태를 가지지만 오차가 발산하지 않고 수렴함을 실험적으로 보였으며 Lyapunov 안정성 판별법을 이용하여 증명하였다. 끝으로 회전축을 고정할 경우와 고정하지 않은 경우에 대한 실험 결과를 비교 분석하였다.

## 2. 로렌츠형 자기베어링 내장 전동기

### 2.1 로렌츠형 자기베어링 내장 전동기의 구조

본 연구에 쓰이는 디스크형 IMB 의 전체적인 조립도는 그림 1 과 같다. 우선 고정자(stator) 디스크는 그림 2 의 왼쪽 그림과 같이 6 개의 코어없는 집중권선이 균등하게 분포되어 있는 형태이며 그림 2 의 오른쪽 그림과 같은 2 개의 8 극의 고정자 디스크에 의해 아래위로 샌드위치와 같이 포개져 있다. 이 때 두 회전자 디스크의 자석면은 서로 반대극을 마주보도록 설치하였기 때문에 일정한 수직 자속이 고정자의 권선에 흐르도록 만들어 준다. 이 외에도 반경 방향 제어를 위하여 회전자의 변위를 측정하기 위한 변위 센서(proximity-

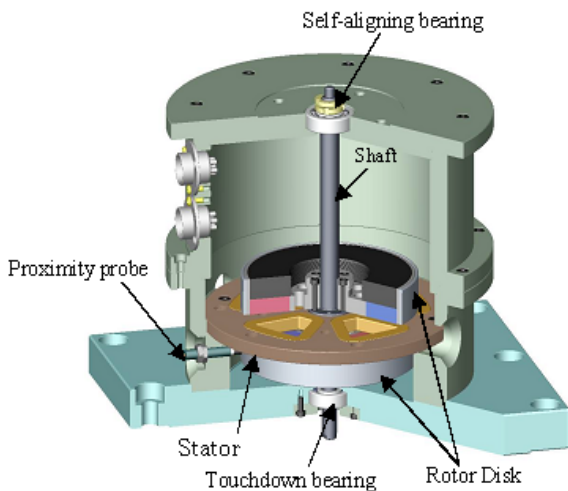


fig. 1 Cross-sectional view of IMB

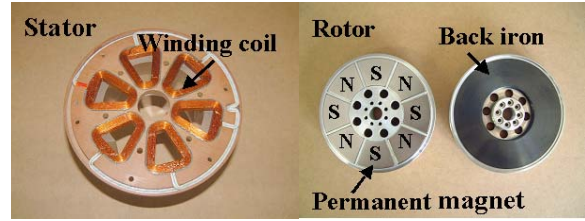


Fig. 2 Stator and Rotor of IMB

probe)가 부착되어 있으며 회전자의 축 방향 움직임을 구속하기 위한 자동조심(self-aligning)베어링이 위쪽에 설치 되어 있으며, 시스템 보호 목적의 터치다운(touch down)베어링이 아래쪽에 배치되어 있다.

### 2.2 로렌츠형 자기베어링 내장 전동기의 작동원리

그림 3 (a)와 같이 서로 마주 보는 권선의 제어 전류  $I_m^i$  가 같은 방향일 경우에는 주어진 회전자 자속  $B_R$  에 대해 각 권선 변에는 시계방향의 토크를 받게 되며 작용-반작용 법칙에 의해 회전자는 반시계 방향의 토크  $T$  를 받게 된다. 그리고 그림 3 (b)와 같이 제어전류  $I_c^i$  가 반대 방향일 경우에는 고정자가 받는 합력은 아래를 향하게 되며 반대로 회전자는 지면을 기준으로 위를 향하는 힘  $F_i(i = x \text{ or } y)$  을 받게 된다. 따라서 토크 제어 전류  $I_m^i$  와 반경 방향 제어 전류  $I_c^i$  를 동시에 합해서 권선에 인가하면 두 가지 제어 목적을 모두 달성할 수 있게 된다. 그러나 실제의 경우에는 회전자의 자속  $B_R$  은 회전하고 있기 때문에 이에 맞춰 두 가지 제어 전류도 동기화시켜야 한다.

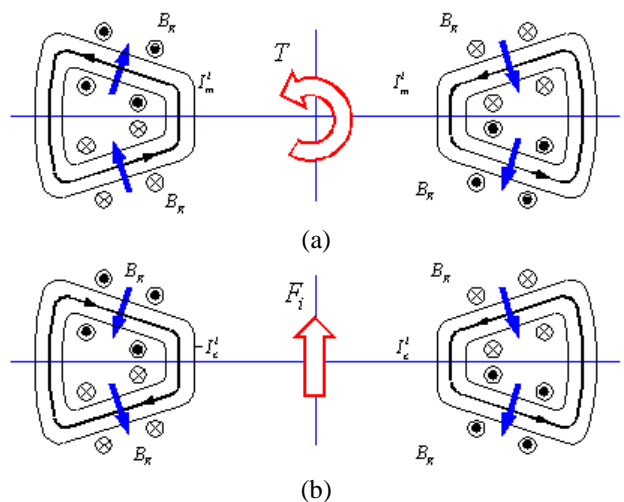


Fig. 3 Generation of (a)torque (b)radial force of IMB

2.3 로렌츠형 자기베어링 내장 전동기의 해석  
회전자의 자속은 다음과 같이 정현파로 가정한다.

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

이 때,  $\theta_r$ 는 회전각을 나타낸다.

토크를 발생시키기 위하여 총 6 개의 권선을 차례대로 0 에서 5 번째라고 정의하였을 때,  $i$  번째 권선에 인가하는 제어 전류는 다음과 같다.

$$I_m^i = I_M \cos(\theta_d + \phi + \frac{2}{3}\pi i) \quad (2)$$

이 때  $\theta_d$ 는 회전각의 기준 신호이며,  $\phi$ 는 토크 발생을 위한 위상차이다.

식 (1)과 식(2)를 통해 로렌츠 힘의 원리를 이용하여 해석한 토크식은 다음과 같다.

$$T = 6I_M Bkrl \sin(\frac{2}{5}\pi) \sin \phi \quad (3)$$

이 때  $k, r, l$ 은 각각 권선의 코일 감은 수, 고정자 중심으로부터 권선까지의 평균거리, 권선 옆 변의 길이이다.

마찬가지로 반경 방향 제어 전류와 로렌츠 힘의 원리를 이용하여 해석한 반경 방향 제어력은 다음과 같다.

$$I_c^i = I_C \cos(\theta_d + \phi + \frac{1}{3}\pi i) \quad (4)$$

$$\begin{aligned} F_x &= 3I_C Bkl \cos \phi \\ F_y &= 3I_C Bkl \sin \phi \end{aligned} \quad (5)$$

이 때  $\phi$ 는 반경 방향 제어를 위한 위상차이다.

### 3. 회전각 추정기

#### 3.1 쇄교자속 변화량을 이용한 회전각 추정기

고정자 권선 각각에 대해 영구자석의 자속이 흐를 경우 권선면 전체에 대해 흐르는 자속의 총 양을 쇄교자속(Flux linkage)이라고 일컫고 다음과 같다.

$$\lambda_m(t) = B_R(t)A_w \quad (6)$$

이 때  $A_w$ 는 영구자석을 향한 권선의 면적을 말한다. 이러한 쇄교자속은 회전각에 따라 변화하게 되며, 따라서 그 변화량을 알고 있을 때 회전각 변화량을 구한 후 적분하여 그 절대값을 계산

할 수 있다.

고정자 권선에는 토크 발생과 반경 방향 제어를 위하여 식 (2), (4)에서 정의한 제어 전류를 흘려주게 된다. 따라서 각 권선의 양단에는 전압차  $v_i$ 가 발생하며 이는 다음과 같다.

$$v_i(t) = R(I_m^i(t) + I_c^i(t)) + L \frac{d(I_m^i(t) + I_c^i(t))}{dt} + \frac{d\lambda_m^i}{dt} \quad (7)$$

여기서  $R, L$ 은 각각 고정자 권선의 저항과 인덕턴스이다. 위 식 (7)의 마지막 항은 권선의 영구자석에 의한 쇄교자속 변화에 따른 전압강하로 역기전력(back EMF)이라고 한다. 이를 해석적으로 구한 결과는 다음과 같다.

$$\frac{d\lambda_m^i}{dt} = 2Bkrl \sin(\frac{2}{5}\pi) \cdot \omega_r \cos(4\theta_r - 4\theta_i + \frac{\pi}{2}) \quad (8)$$

이 때  $\omega_r$ 은 회전속도를 말하며  $\theta_i$ 는 각 고정자 권선의 기준 위치를 뜻하며  $\frac{\pi}{6}i$ 의 값을 갖는다.

한 편 서로 마주 보고 있는, 즉  $i$  번째와  $i+3$  번째 고정자 권선은 식 (2)를 통해 토크 제어 전류의 위상은 동일하며, 식 (3)을 통해 반경 방향 제어 전류의 위상은 정반대임을 알 수 있다. 따라서  $i$  번째와  $i+3$  번째 고정자 권선의 전압을 서로 더해 주면 다음과 같다.

$$\frac{v_i(t) + v_{i+3}(t)}{2} = RI_m^i(t) + L \frac{dI_m^i(t)}{dt} + \frac{d\lambda_m^i}{dt} \quad (9)$$

따라서 디지털 제어시 샘플링 시간 간격을  $\Delta t$ 라고 하였을 때 식 (9)를 변형하여 다음과 같이 쇄교자속의 변화량을 고정자 권선의 전압과 전류의 측정값을 통해 계산할 수 있다.

$$\left( \frac{v_i(t) + v_{i+3}(t)}{2} - RI_m^i(t) \right) \Delta t - L\Delta I_m^i(t) = \Delta\lambda_m^i \quad (10)$$

위 식 (10)을 통해 구한 쇄교자속의 변화량은 식 (8)에 적용하여 다음과 같이 회전각의 변화량을 계산할 수 있다.

$$\Delta\lambda_m^i = k_e \cdot \Delta\tilde{\theta}_r e_i(\tilde{\theta}_r) \quad (11)$$

이 때  $\tilde{\theta}_r$ 는 추정 회전각을 말하며,  $k_e = 2krl$ ,

$e_i(\theta_r) = B \sin(\frac{2}{5}\pi) \cdot \cos(4\theta_r - 4\theta_i + \frac{\pi}{2})$  을 말한다.

그러나 식 (11)을 통해 연속적으로 회전각의 변화율을 얻는 것은 사점(dead point)의 존재로 인해 불가능하다. 따라서  $i=0,1,2$  번째 고정자 권선에 대한 식 (11)에 대하여 차례대로  $e_2(\tilde{\theta}_r), e_0(\tilde{\theta}_r), e_1(\tilde{\theta}_r)$  을 곱해 정리하면 다음과 같이 사점이 존재하지 않도록 회전각 변화량을 구할 수 있다.

$$\Delta\tilde{\theta}_r = \frac{1}{k_e} \cdot \frac{\Delta\lambda_m^0 e_2(\tilde{\theta}_r) + \Delta\lambda_m^1 e_0(\tilde{\theta}_r) + \Delta\lambda_m^2 e_1(\tilde{\theta}_r)}{e_0(\tilde{\theta}_r)e_1(\tilde{\theta}_r) + e_1(\tilde{\theta}_r)e_2(\tilde{\theta}_r) + e_2(\tilde{\theta}_r)e_0(\tilde{\theta}_r)} \quad (12)$$

따라서 회전각은 매 샘플링 시간마다 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\tilde{\theta}_r(t + \Delta t) = \tilde{\theta}_r(t) + \Delta\tilde{\theta}_r(t) \quad (13)$$

### 3.2 회전각 추정기의 Lyapunov 안정성 해석

본 논문에서 제시하는 추정법은 식 (13)에서 보듯이 적분 알고리즘의 형태를 띠고 있다. 이러한 경우 일반적으로 추정값이 발산하게 되나 본 절에서 Lyapunov 안정성 판별법을 이용하여 오차가 수렴함을 보이도록 하겠다.

디지털 제어시 임의의 시각에서의 회전각 오차를  $\varepsilon_k$  라 하였을 때, 추정된 회전각  $\tilde{\theta}_r$  은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\theta}_r = \theta_r + \varepsilon_k \quad (14)$$

또한 Lyapunov function candidate 를 다음과 같이 오차의 제곱으로 정의한다.

$$V(k) = \varepsilon_k^2 \quad (15)$$

식 (15)의 함수가 양의 정치(positive definite) 조건을 만족하므로 오차가 0 으로 수렴하기 위해서는 다음과 같은 조건이 만족되어야 한다.

$$\Delta V(k) = \varepsilon_{k+1}^2 - \varepsilon_k^2 < 0 \quad (16)$$

이 때  $\Delta t$  후의 오차는  $\varepsilon_{k+1} = \varepsilon_k + \Delta\tilde{\theta}_r - \Delta\theta_r$  로 나타낼 수 있으며  $\Delta\theta_r$  은 실제 회전각 변화량을 말한다. 식 (12), (14)를 이용하여 식 (16)을 정리하면 다음과 같다.

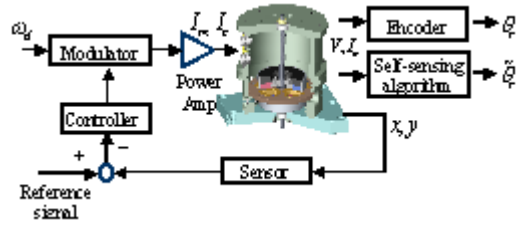


Fig. 4 Block diagram of experiment setup for self-sensing algorithm including direction control

$$\Delta V(k) = -\Delta\theta_r \left\{ 2 \cos(-\frac{2}{3}\pi + 4\varepsilon_k) + 1 \right\} \cdot \left\{ 2\varepsilon_k - \left( 2 \cos(-\frac{2}{3}\pi + 4\varepsilon_k) + 1 \right) \Delta\theta_r \right\} \quad (17)$$

따라서 다음과 같은 조건 (18)을 만족할 경우 식 (17)의 조건을 만족시키므로 오차  $\varepsilon_k$  는 0 으로 수렴하게 된다.

$$\Delta V(k) < 0 \quad \text{when} \quad \left\{ \begin{array}{l} -30^\circ < \varepsilon_k < 60^\circ, \varepsilon_k \neq 0 \\ 0rpm < \omega_r < 12500rpm \end{array} \right\} \quad (18)$$

## 4. 실험

그림 4 는 실험을 위해 구성한 제어 루프를 개략적으로 설명한 것이다. 회전은 개루프 제어로, 반경 방향 제어는 PD 제어로 구동하였다. 두 개의 반경 방향 변위 센서에 의해 측정된 회전체의 변위는 A/D 변환기를 거쳐 DSP(dSPACE)로 들어간다. DSP 에서 생성된 제어 신호는 회전을 위한 신호와 함께 D/A 변환기를 통하여 전력 증폭기로 흐르고, 각 고정자 권선에 인가된다. 또한 엔코더를 이용해 회전각을 측정하였으며 추정값과 비교하였다.

### 4.1 시동

그림 5 는 회전축을 고정된 상태에서 정지상태에서 100rpm 까지 회전 속도를 올리면서 회전각 추정법을 검증한 결과로서 최대 약 8°의 오차가 발생한 후에 5 초안에 오차가 수렴함을 보여주고 있다. 이는 일반적인 역기전력을 이용한 회전각 추정법과는 달리 본 논문에서 제시하는 방법은 추정에 필요한 충분한 역기전력을 얻기 위해 정지상태에서 일정 속도까지 올려주는 별도의 시동 알고리즘 없이 구동할 수 있음을 보여주고 있다.

### 4.2 일정한 회전 속도로 구동하는 경우

그림 6 은 회전축을 고정된 상태에서 500rpm 의

일정한 회전 속도로 구동하는 경우를 보여주고 있다. 그림 6 (a)를 통해 시동 후 상당 시간이 흘렀음에도 오차는 발산하지 않고 있다는 것을 확인할 수 있으며, 그림 6 (b)는 회전각 오차에 DC 값이 발생하며 주기적인 모습을 보인다는 것을 보여주고 있다. 회전각 DC 오차는 회전축의 편심 또는 고정자 권선의 저항과 인덕턴스의 오차에 의해 발생하는 쇠교자속의 오차에 의해 발생한다고 생각할 수 있다. 또한 주기적인 오차는 회전자 영구자석의 자속 분포 불균형에 의하여 발생한다고 생각할 있으며, 따라서 고정자 권선의 개수와 동일한 6번의 주기를 나타나게 된다.

4.3 반경방향 제어를 하지 않는 경우와 하는 경우 비교

본 논문에서 제시하는 회전각 추정법은 식 (10)에서 볼 수 있듯이 반경 방향 제어 전류의 정보를 이용하지 않는다. 따라서 반경 방향 제어 전류를 고려하지 않았을 경우의 추정 성능에의 영향을 알기 위해 축을 고정하여 실험한 결과와 그렇지 않은 결과를 비교할 필요가 있다.

그림 7 은 이러한 두 경우에 대하여 100rpm 부터 1000rpm 까지 일정한 속도로 회전시킨 후, 회

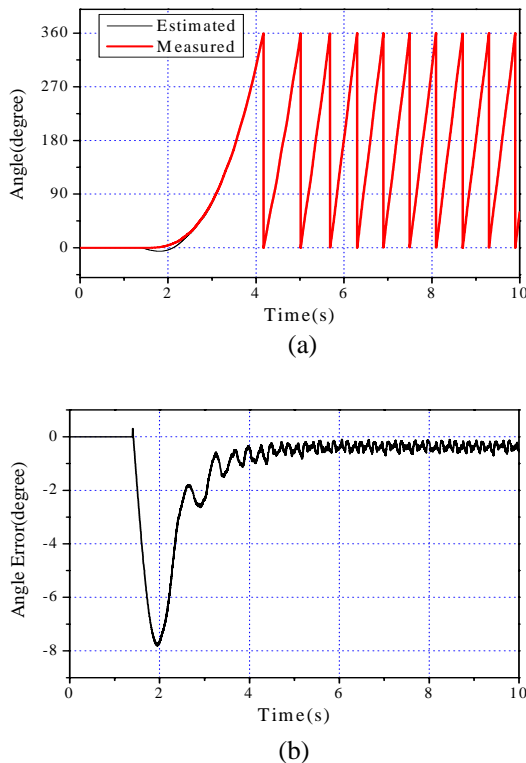


Fig. 5 (a) Measured and estimated angle and (b) angle error from 0 rpm to 100rpm

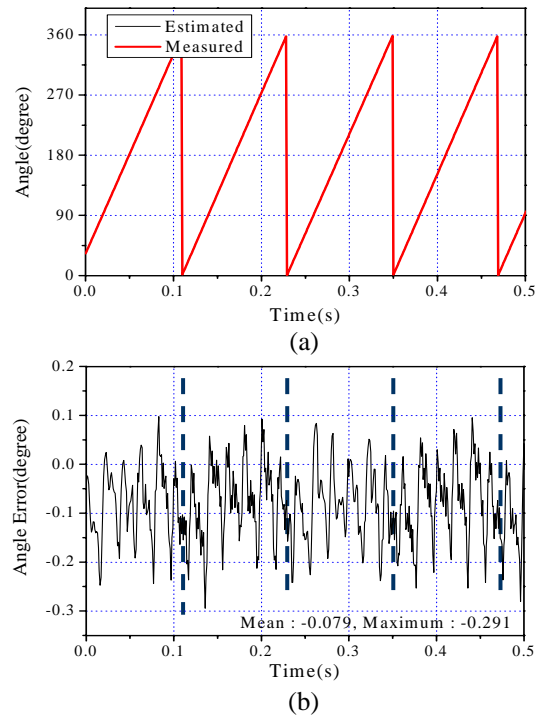


Fig. 6 (a) Measured and estimated angle and (b) angle error at 500rpm

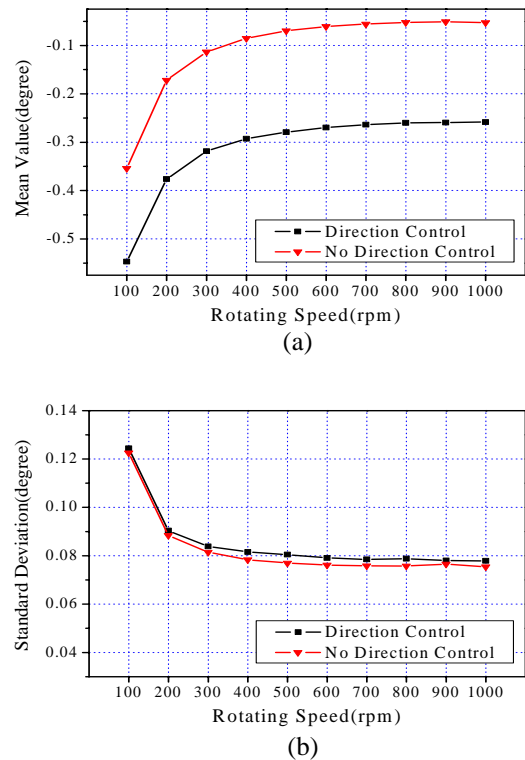


Fig. 7 (a) Mean value and (b) standard deviation of angle error from 0rpm to 1000rpm including direction control

전각 오차의 평균과 표준 편차를 비교한 그림으로서 표준 편차는 비슷한 값을 갖지만 오차의 평균은 차이가 남을 볼 수 있다. 또한 두 경우 모두 실험 결과 최대 오차는 1°를 넘지 않았다. 축을 고정하지 않은 경우 엔코더와 축을 연결하는 커플링에 의한 강성에 의해 회전축의 편심률이 커지고 이에 따라 오차의 평균은 커지게 된다. 또한 저항과 인덕턴스의 오차가 클 경우 반경 방향 제어 전류에 의한 쇄교자속 오차도 커지게 되며 이에 회전각 오차도 커지게 된다. 회전 속도가 증가할수록 역기전력은 비례하여 커지게 되며, 따라서 저항과 인덕턴스에 의한 오차의 비중이 줄어 성능은 오히려 좋아진다.

## 5. 결 론

로렌츠형 자기 베어링 내장 전동기의 회전각 추정기를 제안하였다. 이 방법은 고정자 권선의 전압과 전류를 측정한 후 쇄교자속의 변화량을 계산하여 얻은 회전각 변화량을 적분하여 절대각을 알아낸다. 이 때 Lyapunov 안정성 해석을 통해 해석적으로 오차가 수렴함을 보였다. 실험을 통해 기존의 많은 방법과 달리 시동시부터 적용할 수 있고 오차가 발산하지 않음을 실험을 통해 보였다. 1000rpm 까지 실험한 결과 속도가 커질수록 성능은 좋아지는 동시에 일정한 값으로 수렴하며, 1°의 분해능을 갖는다. 회전축의 편심률을 줄이고 일정한 회전자 자속 분포를 갖는다면 더욱 좋은 성능을 보일 것으로 예상된다.

## 참고문헌

- (1) Salazar, A. O., Chiba, A., and Fukao, T., 2000, "A review of development in bearingless motors," *Proc. 7<sup>th</sup> Symp. Magnetic Bearings*, Zurich, pp. 335-340.
- (2) Okada, Y., Miyamoto, S., and Ohishi, T., 1996, "Levitation and torque control of internal permanent magnet type bearingless motor," *IEEE Trans. on Control System Technology*, Vol. 4, No. 5, pp. 565-570.
- (3) Michioka, C., Sakamoto, T., Ichikawa, O., Chiba, A., and Fukao, T., 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., Furuichi, R., Aikawa, Y., Shimada, K., Takamoto, Y., and Fukao, T., 1997, "Stable operation of induction-type bearingless motors under loaded conditions," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 33, No. 4, pp. 919-924.
- (5) Masuzawa, T., Ezoe, S., Kato T., and Okada, Y., 2003, "Magnetically suspended centrifugal blood pump with an axially levitated Motor," *Artificial Organs, International Society for Artificial Organs*, Vol 27, No. 7, pp. 631-638.
- (6) Vuillemin, R., Aeschlimann, B., Kuemmerle, M., Zoethout, J., Belfroid, T., Bleuler, H., Cassat, A., Passeraub, P., Hediger, S., and Besse, P. A., 1998, "Low cost active magnetic bearings for hard disk spindle motor," *6<sup>th</sup> International Symp. on Magnetic Bearings*, Cambridge, Massachusetts, USA, pp. 3-9.
- (7) 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. 15-21.
- (8) Ueno, S. and Okada, Y., 2000, "Characteristics of axial force and rotating torque and their control of permanent magnet type axial gap self-bearing motor," *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 132, No. 1, pp. 81-91.
- (9) French, C. and Acarnley, P., 1996, "Control of Permanent Magnet Drives Using a New Position Estimation Technique," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 32, No. 5, pp. 1089-1097.
- (10) Ying, L. and Ertugrul, N., 2002, "A New Algorithm for Indirect Position Estimation in Permanent Magnet AC Motors," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 289-294.