

# 유도형 축방향 모터의 6 축력 제어를 이용한 대회전 구현용 통합 구동기

## Integrated Driver for the Full Rotation Using Six-axial Forces by the Induction Type of Axial-gap Motor

정 광 석\*, 이 상 현  
(Kwang-Suk Jung and Sang-Heon Lee)

**Abstract :** To overcome the limited relative uncertainty and work range of the existing planar stage and the bulk structure of the contact-less motor for rotation, the novel operating principle to realize the precise rotation is suggested. It uses the two-axial vector forces, normal force and thrust force, of three-induction type of axial motors located 120° apart, resulting in the contact-free rotation of the mover. Firstly in this paper, the magnetic forces across the air gap are modeled and simulated under the various conditions. It clarifies the feasible range of the derived solution. And the algorithm compensating the strong cross couple between the forces and the control inputs; generally AC magnitude and slip frequency, is given to realize the independent control of six axes. Finally, for the successfully implemented system, the round test and the micro step test results are given.

**Keywords :** functional integration principle, magnetic levitation, revolving stage, transverse flux induction motor

### I. 서론

주사 탐침/원자력 현미경 등에서의 시편의 초정밀 회전, 주사 터널링 현미경 조각기에서의 3차원 시편 핸들링 그리고 반도체 웨이퍼 이송용 인덱스 테이블 등 하이테크를 요하는 많은 분야에서 상대 불확도(relative uncertainty)가 큰 회전 운동의 구현은 대단히 중요하다. 그러나 이러한 성능 요구에 대응하는 기존 회전형 스테이지는 다양한 구조적/물리적 한계와 문제점을 내포하고 있다. 이러한 회전 운동을 구현하는 일반적인 모터의 경우 로터(rotor)를 기계적으로 지지하는 베어링의 공차는 시스템 분해능을 저해하는 대표적 인자이며 따라서 회전 정밀도를 향상시키기 위해 자기 베어링 등을 이용하여 로터의 기계적인 접촉을 배제시킨 형태가 제안되고 있다. 특히 로터의 부상은 임계속도의 한계를 극복하기 위해 시도되었으나[1] 본 논문에서는 모터의 고속 회전성 보다는 위치 정밀도 측면에 한하여 논한다.

그림 1(a)는 기존 회전 모터의 위치 분해능을 확보하기 위해 점선으로 표시된 5축 자기 베어링을 이용하여 로터를 공간상에 부상시킨 형태를 나타낸다[2]. 이러한 시스템은 자기 베어링 장착 공간 확보를 위해 로터 길이가 늘어나기 때문에 부피가 커지고 구조가 복잡해지며 로터 무게 중심과 각 자기력 평면간의 기하학적 오프셋(offset)으로 인해 초정밀 구동시 과도 응답에 나쁜 영향을 준다[1,3]. 또한 모터 회전용 소자의 접선 방향 토크에 더해 임의 방향으로 발생하는 자기력은 제어 측면에서 방해력(disturbance force)으로 작용한다.

상기 모터 스테이터에 보조 코일을 추가하여 반경방향 힘(radial force)을 능동적으로 이용한 베어링 기능 내장형 모터

에서도 축방향의 정밀한 제어를 위해서는 면의 운동을 위한 별도의 자기 베어링 또는 능동 에어 베어링 등의 구동 요소를 갖추어야 한다[1]. 그러나 보조 코일에 의한 반경방향 힘의 정적 특성은 대단히 빈약하기 때문에 위치 시스템에의 적용에는 한계가 있다. 또한 공극 조절 기능이 내재된 축방향 모터를 이용하는 경우에도 반경 방향으로는 별도의 비접촉 지지 기구가 필요하다[4].

회전 운동이 가능한 그림 1(b)의 경우와 같은 평면 스테이지의 개발 사례에서도 알 수 있듯이 면내 운동(in-plane; x, y, γ)과 면외 운동(out-of-plane; z, α, β)을 분리해서 시스템을 구현하는 것은 아주 일반적이다[5-8]. 물론 가이드 없는 특정 리니어 모터에서와 같이 2축 벡터력 발생 자기 조합을 이용하여 그림 1(b)와 같은 운동을 구현하는 예도 있으나[9,10] 이러

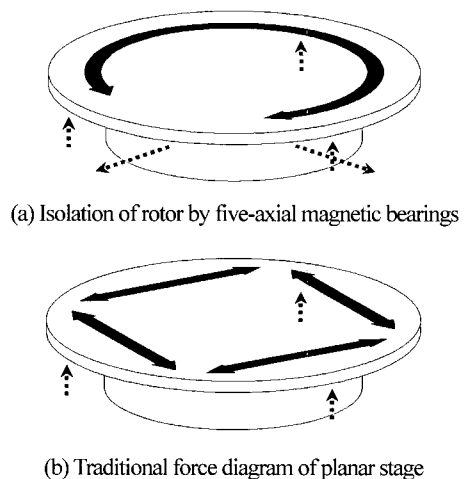


그림 1. 정밀 스테이지의 위치 분해능을 향상시키기 위한 다양한 방법들.

Fig. 1. Various methodologies to improve the positioning resolution in the precision stage.

\* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2006. 3. 23., 채택확정 : 2006. 6. 7.

정광석 : 충주대학교 기계공학과(ksjung@chungju.ac.kr)

이상현 : 안동대학교 기계공학과(shlee@andong.ac.kr)

※ 이 논문은 2005년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임(KRF-2005-042-D00019).

표 1. 기존 회전 원리의 성능 제한 요소들.

Table 1. Limiting factors of the existing rotating principles.

Rotating Principle	Performance limit or constraint
Functional Element[11-12] & Flexible Hinge	<ul style="list-style-type: none"> <li>Small work range (combining with extra jig, it is very complicated)</li> <li>Reduction of inherent high band due to hinge</li> </ul>
General motor	<ul style="list-style-type: none"> <li>Inevitable bearing tolerance                             <ul style="list-style-type: none"> <li>Uncontrollable motion mode</li> <li>Critical factor limiting accuracy / motion resolution</li> </ul> </li> <li>Correspondence to only rotational degree of freedom                             <ul style="list-style-type: none"> <li>Introduction of spare calibration jig</li> <li>Introduction of speed reducing gear</li> <li>Inherent/uncontrollable backlash</li> </ul> </li> </ul>
Planar stage	<ul style="list-style-type: none"> <li>Limited range due to constraint of magnetic interfacing area</li> <li>Geometrical offset between forcing planes</li> </ul>

한 조합은 회전 운동의 경우 자기 소자 접합 면적의 제한으로 인해 그 범위에 한계가 있다[5,6]. 이러한 회전 구동 원리들에 내재된 구조적, 물리적 한계를 Table 1에 나타내었다.

따라서 본 논문에서는 기존 시스템의 회전 운동구현시 정밀도, 영역 제약을 극복하기 위해 횡자속 축방향 유도 모터(Transverse Flux Axial type of Induction Motor; TFAIM)를 적용한 회전 스테이지를 제안한다. 시스템은 공간적, 기능적 통합 원리(spatial and functional integration principle)를 이용하여 공간상에 부상되어 360도 회전할 수 있으며 반경 방향으로의 섭동이 가능한 부상, 회전, 미세 평면 운동 통합 시스템이다. 본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 우선 2장에서는 초정밀 회전 구동을 위한 통합형 구동 원리가 제안되고 시스템의 전체 레이아웃이 묘사되며 이의 이론적 모델링 작업이 3장에 기술된다. 제어입력과 벡터 자기력 사이에 존재하는 교차 연성에 대한 보상 알고리즘이 4장에서 유도되며 이를 기초로 한 시험 결과는 5장에 나타낸다.

II. 시스템 레이아웃

1. 횡자속 유도 원리의 적용

기존 모터 정밀도의 각종 구속 조건들과 평면 스테이지의 회전 운동 제약을 극복하기 위한 방법의 하나로 그림 2와 같이 리니어 모터 등의 2축 벡터력(수직력, 접선력)을 동시에 이용하고 또한 이를 원주 방향으로 배치한 형태를 고려할 수 있다. 이는 기능적 통합 원리를 지향하는 메커니즘이며 벡터력의 조합을 통해 회전, 부상 운동뿐만 아니라 미세한 평면 운동까지 구현할 수 있는 원리라 할 수 있다.

이러한 원리의 개념 선도로서 세 쌍의 TFAIM을 원주 상에서 120° 간격으로 배치한 시스템을 그림 3에 나타내었다. 18개의 단위 전자석으로 이루어진 3상 6극(three phase, six pole)의 스테이터 코일이 원주 방향으로 배치되어있고 각각의 TFAIM은 그림 2와 같은 개별적인 수직력과 접선력을 발생시키며 따라서 수직력 조합에 의해 면외 운동을, 접선력 조합에 의해 면내 운동을 구현할 수 있다. 코일 아래 부분의

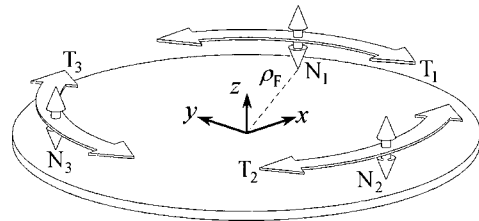


그림 2. 로터에 작용하는 6축 힘 다이어그램. Fig. 2. Six-axial force diagram acting on the rotor.

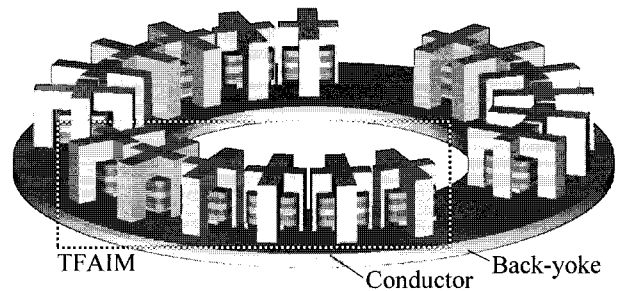


그림 3. 로터에 작용하는 6축 힘 다이어그램. Fig. 3. Revolving stage using three TFAIM located 120° apart.

로터는 일반 유도 모터와 같이 전도체와 계철로 이루어져 있는데 이러한 횡자속 유도 원리는 일반 유도 모터의 속도 증가에 따른 모서리 효과(edge effect)를 줄이기 위해 개발되었으며 이동 자속과 고정자 자속이 서로 직교하며 이러한 점이 일반 유도 모터와 대별되는 점이다. 이러한 TFAIM은 로터의 구조가 원주 방향으로 동일하기 때문에 구동 원리상 회전에 따라 스테이터와 로터 사이에 상대적인 변화가 존재하지 않으며 이는 초정밀 회전 운동 구현에 큰 장점이 된다. 또한 동일한 로터 구조를 갖는 일반 유도 모터 대신 TFAIM을 선택한 이유는 모터를 구성하는 각각의 전자석을 개별적으로 제어할 수 있고 또한 조합된 시스템의 수직력 역시 제어 측면에서 더욱 많은 장점을 갖기 때문이다.

유도 원리를 이용하는 축방향 다축 구동기는 서피스 인덕션(surface induction) 모터의 타이틀로 발표된 사례가 있지만 각 코일을 벡터 제어하여 스테이터를 전방향(omni-directional)으로 구동 시키는 데에 초점이 맞추어져 있었고 이는 수직력에 대한 고려는 전혀 없이 코일 하우징은 이차측 위에서 볼 구름 접촉(ball rolling contact)에 의해 수동적으로 안내되는 구조를 갖으며 전력 공급선을 끌고 움직이는 구조이다[13]. 따라서 본 논문에서와 같이 유도 원리를 대상으로 수직력의 능동적인 이용에 의해 비접촉으로 회전 운동을 구현한 예는 보고되고 있지 않다.

그림 2와 3에서 음의 z축 즉, 아래를 향하는 수직력은 부분적으로는 유도 전류에 의한 반발력도 있지만 주로 로터의 중력에 의존한다. 물론 이중 이차구조(double secondary)를 이용하여 척력과 인력(push/pull normal force)이 모두 가능하게 할 수도 있지만 원형(prototype)에서는 그 원리 구현에 초점을 두어 단일 이차측(single secondary) 형태를 취한다.

2. 회전운동 측정 방법론

일/이차측 간의 수직 방향의 공극 측정과 면내 운동 측정

등 6축 변위 측정을 위해 시스템은 그림 4와 같이 6개의 정전 용량형 탐침 헤드 (capacitive probe heads)를 이용한다. 특히 로터 하우징을 구성하는 원판의 이차축 하부에는 xy 평면과  $\sigma$  의 각도로 사면 가공되어있는 실린더 블록이 부착되어있다. 따라서 탐침 헤드  $H_3$ 를 이용하여 사면 위의 어떤 특정점의 공극 정보를 측정하면 원주 방향으로 사면의 높낮이가 변하기 때문에 회전량을 간접적으로 측정하는 것이 가능하다. 직교 좌표계를 회전 좌표계로 변환하여 정량적인 관계를 알 수 있는데 실린더 블록의 단면을 원주 방향으로 펼쳐놓으면 그림 5와 같다.  $g_N$ 을 공칭 공극의 크기,  $\rho$ 를 헤드가 놓여 있는 위치까지의 반지름이라 하면 공극 정보  $g_{H3}$ 와 회전각  $\gamma$  사이에는 다음의 관계가 성립한다.

$$g_{H3} = g_N + \rho \tan \sigma \sin \gamma \quad (1)$$

따라서  $g_{H3}$ 를 알면  $\gamma$  값을 얻을 수 있다. 구축된 시스템 회전판의 사면 각  $\sigma$ 는 0.0125rad이며 최대 공극 변화량은 1.2mm이다. 공극 측정에 사용된 정전 용량형 갭 센서의 위치 분해능은 약 40nm이므로 최대 분해능에 해당하는 회전각은 약 0.21mrad이다. 이러한 회전 분해능은 30000펄스 광학식 엔코더에 대응하는 능력이며 보다 정교한 센서의 선택에 의해 회전 분해능은 더욱 향상될 수 있다. 이러한 회전 정보에 더해  $H_1, H_2$  헤드에 의한 공극 정보는 바로 x, y축 변위 정보와 대응 대응되고 면외 변위 정보는  $V_1, V_2, V_3$ 에 의한 공극 추출 정보의 조합에 의해 결정된다. 공극 검출 정보와 로터 6축 변위간의 관계는 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ \gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Delta g_{H1} \\ -\Delta g_{H2} \\ \arcsin(\Delta g_{H3} \cdot \cot \sigma / \rho) \end{bmatrix} \quad (2)$$

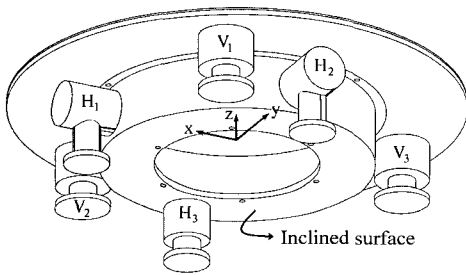


그림 4. 정전 용량형 탐침 헤드를 이용한 6축 측정.  
Fig. 4. Six-axial measurement using the capacitive probe heads.

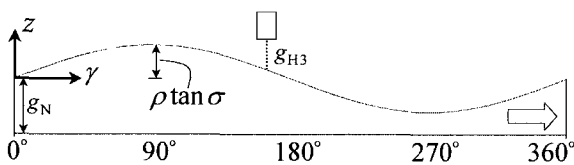


그림 5. 회전각과 경사진 사면 아래의 공극과의 관계.  
Fig. 5. Relation between the rotational angle and the air-gap length below inclined surface.

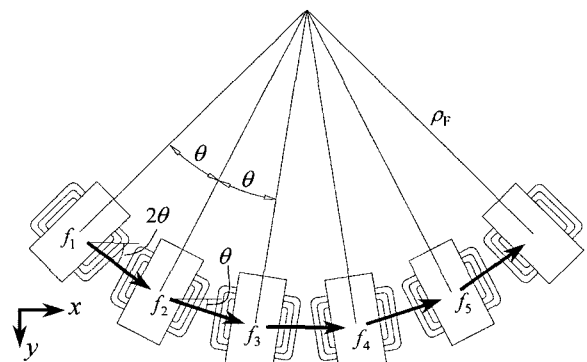
$$\begin{bmatrix} z \\ \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \sqrt{3}/\rho_V & \sqrt{3}/\rho_V & 0 \\ -1/\rho_V & -1/\rho_V & 2/\rho_V \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta g_{V1} \\ \Delta g_{V2} \\ \Delta g_{V3} \end{bmatrix} \quad (3)$$

위 식에서  $\rho_V$ 는 로터 중심에서 헤드  $V_1, V_2, V_3$ 가 놓여 있는 위치까지의 거리를 의미한다.

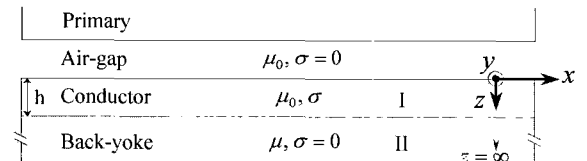
III. TFAIM 모델링

전장에 기술한 것처럼 시스템을 구성하는 단위 벡터력 발생 요소는 그림 3의 사각 점선 안으로 묘사된 TFAIM이며 본 장에서는 TFAIM을 원주방향으로 펼친 선형 모델에 대해 연속 분산 변수 방법을 적용하여 모델링 한다.

그림 6(a)에서와 같이 TFAIM를 구성하는 단위 스테이터 코일에 저주파 전원을 인가하면 전도판에 유기된 와전류장



(a) Upper view of TFAIM



(b) Linearized analysis model of TFAIM

그림 6. TFAIM과 원주방향으로 펼쳐놓은 연속 모델.

Fig. 6. TFAIM and its continuous model unrolled to the circumferential direction.

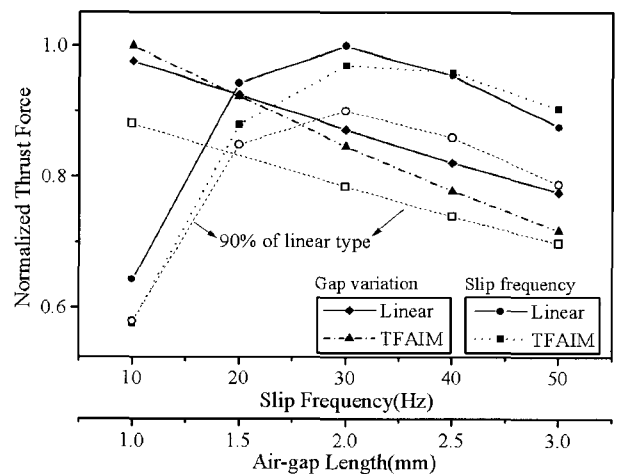


그림 7. 슬립주파수와 공극 변화에 따른 추력 변화 선도.

Fig. 7. Thrust force variation for slip frequency and air-gap length.

과 인접한 두 코일의 위상 차로 추력  $f_i$  이 형성되는데 이러한 힘은 다상 전원에 의해 회전 방향 또는 길이 방향으로 이동 자장이 형성되면서 일반적으로 알려진 선형 모터의 추력으로 나타나며 수직력의 경우엔 흡인력의 형태로 나타난다.

TFAIM의 원호 길이와 동일한 극 피치(pole pitch)를 갖는, 원주 방향으로 펼쳐 놓은 선형 모델의 두 단위 전자석 사이의 추력에 대한 시 평균(time-average) 값은 거의 동일함을 예상할 수 있으며 TFAIM과 선형 모델에 대한 유한 요소 해석을 수행하면 그림 7과 같다. 그림은 추력에 가장 지배적인 영향을 미치는 두 변수인 슬립 주파수(slip frequency)와 갭 길이 변화에 따른 결과를 나타내는데 제안된 시스템의 작동 조건(슬립 주파수 20-40Hz, 갭 길이 1.5-2.5mm) 내에서 두 모델은 거의 유사한 추력 결과를 낳는다. TFAIM의 추력 크기는  $f_1 \sim f_5$  이 모두 동일하다고 가정하면 기하학적 곡률 관계를 고려하여  $f(2\cos 2\theta + 2\cos \theta + 1)$  임을 예상할 수 있는데 원형 모델에서  $\theta = 18.2^\circ$  이므로 선형 추력 결과의 약 90% 내외인 것을 알 수 있다. 그러나 갭 길이 감소에 따른 자속 밀도의 급격한 증가나 슬립 주파수 증가에 따른 브레이크력의 영향 그리고 인접하지 않는 코일간의 영향으로 인해 그림 7에 쇄선으로 묘사되어있는 것처럼 단순한 기하학적 변환 관계에 지배되지 않는 것을 알 수 있다.

따라서 TFAIM의 추력, 수직력 모델은 원주방향으로 펼친 선형 모델로 가정하여 연산한 결과로 대체될 수 있으며 본 연구에서는 그림 6(b)와 같이 선형 모델에 대한 연속 분포 형태를 대상으로 해석을 수행한다. 그림에서와 같이 해석 대상 영역은 전도체 영역 I과 후면 계철 영역 II로 한정되며 이는 공극을 통한 자속 밀도의 감소를 무시할 수 있다는 가정에 의한 것이다. 연속 모델의 추력과 수직력 모델은 TFLIM (Transverse Flux Linear Induction Motor)의 모델 결과를 참조하여 다음과 같이 표현할 수 있다[14].

$$\begin{aligned} F_x &= -\sigma\omega\beta B_m^2 \Gamma_0^2 e^{2j\alpha x} \\ F_z &= \frac{1}{2\mu_0} \beta^2 B_m^2 \Lambda_0^2 e^{2j\alpha x} \end{aligned} \quad (4)$$

위 식에서  $\Gamma_0 = (p_1 e^{\alpha x} + q_1 e^{-\alpha x}) e^{-j\beta x}$ ,  $\Lambda_0 = q_2 e^{-\beta x} e^{-j\beta x}$  이며 계수  $p_m, q_n$  는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p_1 &= \frac{(-\alpha\mu + \beta\mu_0)j}{\beta(\alpha\mu - \beta\mu_0 + e^{2h\alpha}(\alpha\mu + \beta\mu_0))} \\ q_1 &= -\frac{e^{h\alpha}(\alpha\mu + \beta\mu_0)j}{2\beta(\alpha\mu \cosh[h\alpha] + \beta\mu_0 \sinh[h\alpha])} \\ q_2 &= -\frac{e^{h\beta}\alpha\mu j}{\beta(\alpha\mu \cosh[h\alpha] + \beta\mu_0 \sinh[h\alpha])} \end{aligned} \quad (5)$$

또한  $\sigma, \beta, \mu, \mu_0, \omega, h, B_m$  은 각각 이차측 전도체의 전도율, 파수(propagation constant), 이차측 계철의 자기 투자율(magnetic permeability), 공극의 투자율, 인가 주파수, 전도체 두께, 코어 하단에서의 자기장 세기를 나타낸다. 여기에서  $\alpha$  는  $\alpha^2 = \beta^2(1 + j\frac{\mu_0\sigma s U_s}{\beta})$  의 관계를 갖는데  $s, U_s$  는 각각 이차측의

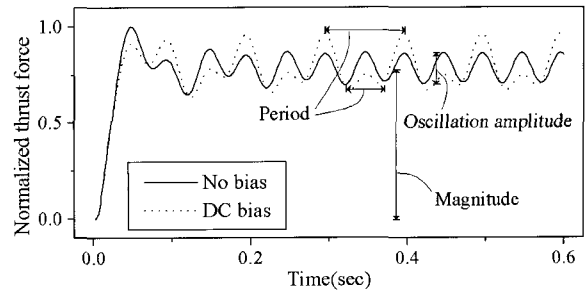


그림 8. AC에 편이된 DC 바이어스로 인한 추력 과도 응답 특성의 변화.

Fig. 8. Change of thrust force transient property due to DC biased to AC.

슬립률(slip ratio)과 속도를 의미한다.

결국 와전류에 의한 추력과 흡인력 (4)는  $\sigma\omega\beta B_m^2 |\Gamma_1^2|$ ,  $\frac{1}{2\mu_0} \beta^2 B_m^2 |\Lambda_0^2|$  의 진폭과  $2\omega$  의 주기로 반복하는 AC력이며 그 크기는

$$\begin{aligned} \hat{F}_c|_x &= -\frac{\sigma}{2} \omega\beta B_m^2 \text{Re}(\Gamma_0 \cdot \Gamma_0^*) \\ \hat{F}_c|_z &= \frac{1}{4\mu_0} \beta^2 B_m^2 \text{Re}(\Lambda_0 \cdot \Lambda_0^*) \end{aligned} \quad (6)$$

와 같다. 추력에 대한 크기와 진폭, 주기에 대한 정의는 특정 모델에 대한 모의시험 결과인 그림 8을 통해 확인할 수 있다. 위식에서 상첨자 \*는 켈레복소수를 의미한다. 단, 추력은 전도체 전체를 대상으로 하는 힘의 부피 밀도임에 반해 흡인력은 후면 계철의 상면에 작용하는 면밀도(area density)임을 유의하라.

#### IV. 추력과 수직력의 독립제어

TFAIM의 추력과 수직력의 공간 해 (4)는 다상 전원의 입력 주파수  $\omega$  와 슬립률  $s$ , 그리고 전류에 비례하는 자속밀도  $B_m$  에 강하게 연성 되어 있음을 확인할 수 있으며 따라서 다상 전원의 두 인덱스 즉, 전류와 주파수에 대한 비연성화된 독립된 식을 얻는 것이 대단히 어려운 것을 알 수 있다. 따라서 TFLIM의 추력과 수직력 독립 제어에 적용한 DC 편이된 다상 전원을 입력으로 이용하여 슬립 주파수와 AC 전원 대신 DC 윗 전류와 다상 전류로 추력/수직력 간의 독립 제어를 구현한다[14].

TFAIM은 단위 전자석의 조합으로 구성되어 있으므로 철심 아래의 자속밀도  $B_m$  은  $k_m i$  로 나타낼 수 있는데  $k_m$  은 철심 형상과 공극 크기 그리고 와인딩 턴수에 관련된 상수로 공극의 크기가 일정하게 유지되면 상수로 취급할 수 있다. 이러한 관계를 이용하여 일차측 코일에 인가되는 다상 교류(크기  $i_A$ ) 전원에 DC 전류  $i_D$  가 편이되어 있을 때 (4)에 중첩 원리를 적용하면 반발력은 DC장의 시변 특성이 없으므로 변화가 없으나 추력과 흡인력은 각각

$$\tilde{F}|_x = \sigma\omega k_m^2 (j\Gamma_0 e^{j\alpha x} i_A i_D - \beta\Gamma_0^2 e^{2j\alpha x} i_A^2) \quad (7)$$

$$\tilde{F}_z = \frac{k_m^2}{2\mu_0} \left[ \beta^2 \Lambda_0^2 e^{2j\alpha} i_A^2 - 2j\beta\Lambda_0 e^{j\alpha} i_A i_D + i_D^2 \right] \quad (8)$$

가 된다. DC 편이된 다상 전원을 인가했을 때의 추력의 변화 추이를 그림 8을 통해 확인할 수 있다. 위 식을 기초로 수직력, 추력과 두 제어 변수간의 독립된 관계를 유도할 수 있다.

우선 (7), (8)의 시평균 면밀도값을 구하면 (7)의 우측 첫째 항과 (8)의 중간항은 소거되므로 다음 형태로 표현될 수 있다.

$$\bar{F}_x = -\frac{1}{2} \sigma \omega \beta k_m^2 \int_0^h \text{Re} \left[ \Gamma_0 \cdot \Gamma_0^* \right] dz \quad i_A^2 \quad (9)$$

$$\bar{F}_z = \frac{k_m^2}{4\mu_0} \beta^2 \text{Re}(\Lambda_0 \cdot \Lambda_0^*) i_A^2 + \frac{k_m^2}{2\mu_0} i_D^2 \quad (10)$$

와 같다. 따라서 (9)과 (10)을

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_t & 0 \\ \frac{1}{2}\eta k_r & k_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A^2 \\ i_D^2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

로 전환시키면 위 식의 우측 행렬의 각 항은 공칭 공극을 비롯한 일이차축의 대향 조건이 일정하게 유지되고 고속으로 인한 DC 장에 의한 와전류장의 왜곡을 무시 할 수 있으며 슬립률이 1인 정지상태를 고려하므로 전원 인가 주파수, 즉 슬립 주파수가 일정하게 유지되면 상수로서의 불변 특성을 갖는다. 따라서 위식을 기초로 연성 보상 알고리즘을 구현한다. 즉, 가상 제어 변수  $i_d, i_q$  를 다음과 같이 도입하면

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{2}\eta k_r & k_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A^2 \\ i_D^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{2}\eta k_r & k_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_A \\ \bar{i}_D \end{bmatrix} \quad (12)$$

(13)에서와 같이 추력과 부상력은 두 가상 제어 변수에 대해 비연성화가 가능하다.

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_t & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{M} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (13)$$

V. 시험결과

6개의 단위 전자석으로 구성된 3상, 2극의 TFAIM을 원주 방향으로 120도의 등간격으로 분포시킨 비접촉 회전 스테이

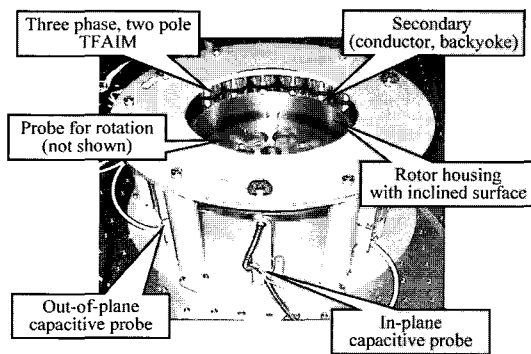


그림 9. 시스템 사진.  
Fig. 9. System Photograph.

표 2. 개발된 회전 스테이지의 주요 제원.

Table 2. Primary specification of the revolving stage.

Parameter		Specification
Primary	Core Size (Outer×Inner Dia.×Height)	30×21×23.5mm
	Core Numbers	18EA
	Phase & Poles	3 phase, 6 pole
	Coil Turn number	700
	Coil Diameter	0.35mm
Secondary	Diameter	250mm
	Conductor Height	1mm
	Back Yoke Height	2mm
Nominal gap length		2mm

지를 제작하였다. 그 사진은 그림 9와 같고 그 제원을 Table 2에 제시하였다. 본 장에서는 앞서 유도된 개별 TFAIM의 추력/부상력 독립 제어 알고리즘을 시스템 전체로 확대 적용하여 수행한 회전 시험 결과를 논의한다.

우선 앞서 그림 2의 힘 다이어그램을 이용하여 단위 힘 요소를 로터 무게 중심에 기준 한 결과값으로 변환하면

$$\begin{bmatrix} F_x & F_y & F_z & M_x & M_y & M_z \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_L^G \cdot \mathbf{f} = \begin{bmatrix} 1/2 & 0 & -1 & 0 & 1/2 & 0 \\ -\sqrt{3}/2 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & \rho_F/2 & 0 & -\rho_F & 0 & \rho_F/2 \\ 0 & -\sqrt{3}\rho_F/2 & 0 & 0 & 0 & -\sqrt{3}\rho_F/2 \\ \rho_F & 0 & -\rho_F & 0 & -\rho_F & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ N_1 \\ T_2 \\ N_2 \\ T_3 \\ N_3 \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기에서  $T_i, N_i$ 는 각각 반시계 방향과 중력 반 대 방향의 값을 나타내며 회전 토크  $T_i$ 는 간단히 접선 방향 힘으로 간주하였다. 또한 단위 힘 요소벡터  $\mathbf{f}$ 는 앞서 (13)을 확장하여 도입된 제어 변수들과 다음과 같이 직교(orthogonal) 행렬에 의한 변환 관계를 갖는다.

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{M}_2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{M}_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} & i_{q1} & \dots & i_{q3} \end{bmatrix}^T \quad (15)$$

여기에서 행렬  $\mathbf{M}_i$ 은 각각 제어 변수에 대한 (13)의 비연성화 행렬을 의미한다. 따라서  $\mathbf{f}$ 는 제어 입력과 독립된 관계를 갖기 때문에 제어를 통해 계산된 TFAIM의 설계 값 (desired force)  $\mathbf{f}_d$ 를 통해 전류 입력값  $i_{d1} \sim i_{q3}$ 가 결정된다. 이 입력 값들은 그림 10의 제어 블록 선도에서와 같이 (12)의 관계를 이용하여 실제 제어 입력 값으로 변환되며 제어기의 제어 주파수  $f_c$ 에 기초한 3상 값으로 전환되어 시스템에 인가된다.

위 제어 알고리즘을 이용하여 360도 회전 시험을 수행했을 때의 진원도(round) 오차 선도를 그림 11에 제시하였다. 시험 결과의 오차 최대 값은 면내 운동용 갭 센서 분해능의 2-3배 정도인 100nm로 계측되었다. 회 전각 측정을 위한 로터 하부의 사면은 회전각 센서 분해능 이하로 정밀하게 연마

되어있으며 따라서 이러한 오차는 부분적으로는 면내 방향 탐침 헤드의 전자 노이즈나 센서 프레임의 배치 오차 등에 기인하는 면도 있으나 실린더 형상인 로터 하우징 외곽 면의 표면 거칠기와 자체 진원도 오차에 크게 좌우되는 것으로 판단된다. 결국 회전 운동량의 분해능을 담보할 수 있는 측정 기준 프레임의 가공 정도가 요구된다고 할 수 있다.

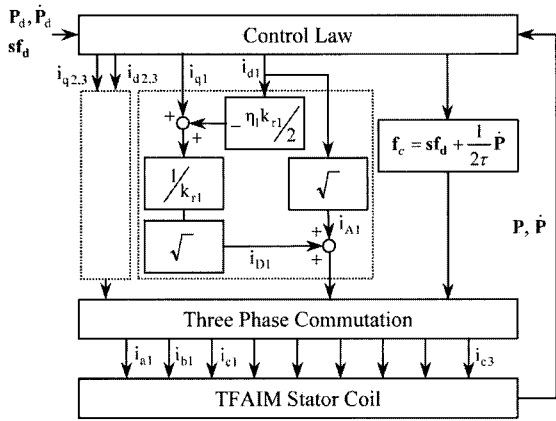


그림 10. 연성 보상 알고리즘의 블록 선도.  
Fig. 10. Block diagram compensating the cross couple.

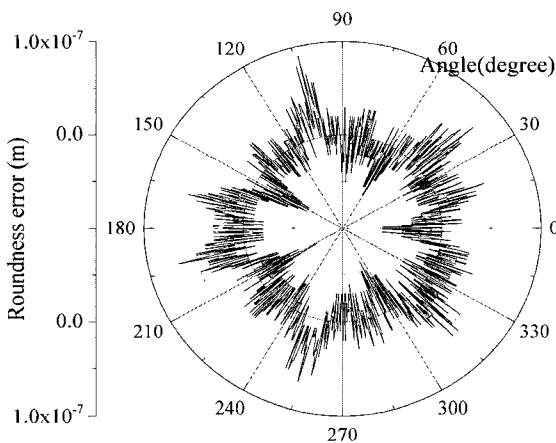


그림 11. 306도 회전에 대한 진원도 시험 결과.  
Fig. 11. Roundness test result for full rotation.

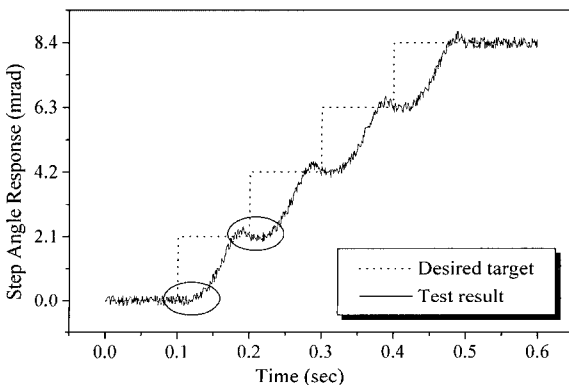


그림 12. 마이크로 각 스텝(2.1mrad) 시험.  
Fig. 12. Micro angular step(2.1mrad) test.

그림 12는 회전 방향으로의 미소 각 스텝 운동 시험 결과를 나타낸다. 이론적 최대 분해능인 0.21mrad의 10배인 2.1mrad 스텝에 대한 응답결과이며 유도 원리의 상대적으로 느린 응답 특성으로 인해 그림에 원으로 표시되어 있는 영역에서 확인할 수 있듯이 초기 과도 특성이 만족스럽지 못한 것을 알 수 있다. 정상 상태에 도달한 후 슬립률이 일정 비율로 감소된 후의 연속 운동 시험에서와는 달리 간헐 (intermittent) 운동 시험의 경우 이러한 시간 지연의 특성이 더욱 두드러짐을 확인할 수 있다. 따라서 향후 인버터 기반의 벡터 제어기법을 적용한 마이크로 스텝 구동(micro step driving)은 더욱 연구되어야 할 주요한 주제이다.

VI. 결론

본 논문에서는 초정밀 현미경에서의 시편조작 및 반도체 위에 페 이송용 인덱스 테이블과 같이 높은 정밀도가 요구되는 위치결정시스템에서 상대 불확도가 큰 회전 운동을 구현하는 방법으로 기존의 시스템이 갖는 구조적/물리적 한계를 극복하기 위해 공간적 통합 원리를 바탕으로 TFAIM을 이용하는 비접촉 회전 스테이지를 제안하였다.

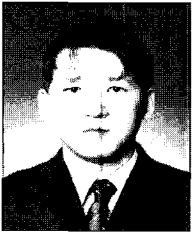
스테이지를 구성하는 기본적인 힘 발생 요소(basic force element)인 TFAIM을 이용한 회전 스테이지의 통합 구동 원리를 기존의 구동 방법과 비교 분석을 통해 기술하였다. TFAIM과 이를 원주 방향으로 펼친 선형 모델을 대상으로 유한요소해석을 통해 기하학적 굴곡에 관계없이 작동 영역 내에서는 선형 모델의 적용이 가능함을 보였고 이를 근거로 이상적인 선형 모델인 연속 분포 해석 모델을 대상으로 모델링 작업을 수행하였다. 다음으로 TFAIM의 추력, 수직력을 독립적으로 제어하기 위해 이전 연구 결과를 기초로 다상 입력에 DC 전원을 바이어스 시키는 방법을 확대 적용하였다.

구축된 시스템에 대해 위 알고리즘을 적용하여 진원도 시험, 회전 방향으로의 마이크로 스텝 구동 시험을 수행하였다. 시험 결과, 원 궤적의 진원도 위치 오차는 서보 센서 분해능의 2-3배 수준으로 나타났는데 가장 큰 정량적 요인은 로터 하우징 외곽면의 진원도 오차인 것으로 판단된다. 또한 스텝 구동에서는 유도 시스템의 물리적 한계에 기인하는 초기의 빈약한 과도 응답 특성을 확인하였는데 유도 원리를 이용한 초정밀 마이크로 운동은 향후 많은 연구가 수행되어야 할 부분으로 판단된다.

참고문헌

- [1] A. Chiba, T. Deido, T. Fukao, and M. A. Rahman, "An analysis of bearingless AC motors," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 9, no. 1, pp. 61-68, 1994.
- [2] T.-J. Yeh and K. Youcef-Toumi, "Modeling and control of magnetically levitated rotating machines," *Proc. of American Control Conf.*, New Mexico, June, pp. 646-651, 1997.
- [3] J. Zhou and K. J. Tseng, "A disk-type bearingless motor for use as satellite momentum-reaction wheel," *IEEE*, pp. 1971-1975, 2002.
- [4] S. Ueno and Y. Okada, "Vector control of an induction type axial gap combined motor-bearing," *Proc. of IEEE/ASME Inter. Conf. on Advanced Intelligent Mechatronics*, Atlanta, USA, pp. 794-799, 1999.

- [5] M. Holmes, D. Trumper, and R. Hocken, "Atomic-scale precision motion control stage(The Angstrom Stage)," *Annals of the CIRP*, vol. 44, pp. 455-460, 1995.
- [6] Y. Tomita and Y. Koyanagawa, "Study of a surface-motor driven precise positioning system," *Journal of Dynamic systems, Measurement, and Control*, vol. 117, pp. 311-319, 1995.
- [7] K. S. Jung and Y. S. Baek, "Precision stage using a novel contact-free planar actuator based on combination of electromagnetic forces," *Trans. of the KSME (A)*, vol. 25, no. 11, pp. 1863-1872, 2001.
- [8] W. J. Kim, "Nanoscale dynamics, stochastic and multivariable control of a planar magnetic levitator," *Int. J. of Control, Automation, and Systems(IJCAS)*, vol. 1, no. 1, pp. 1-10, 2003.
- [9] H. Melkote and F. Khorrani, "Closed-loop control of a base XY stage with rotational degree-of-freedom for a high-speed ultra-accurate manufacturing system," *Proc. of IEEE Conf. on Robotics & Automation*, Michigan, pp. 1812-1817, 1999.
- [10] M. Soltz, Y. Lawrence Yao, and J. Ish-Shalom, "Investigation of a 2-D planar motor based machine tool motion system," *Int. Journal of Machine Tools & Manufacture*, vol. 39, pp. 1157-1169, 1999.
- [11] S. H. Kang and T. B. Eom, "Development of a rotating device using piezoelectric and micro displacement system," *Proc. of KSPE Conf.*, pp. 494-497, 2003.
- [12] S. H. Jeong, K. R. Cha, S. B. Choi, K. H. Kim, and J. H. Park, "A study on the mechanism of rotational stage with multi degree of freedom," *Proc. of KSPE*, pp. 793-796, 2004.
- [13] N. Fujii and M. Fujitake, "Two-dimensional drive characteristics by circular-shaped motor," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, no. 4, pp. 803-809, 1999.
- [14] K. S. Jung, "Couple compensation of magnetic forces of transverse flux linear induction motor," *Mechatronics*, vol. 15, pp. 919-931, 2005.



정 광 석

1995년 연세대학교 기계공학과(공학사). 1997년, 2001년 연세대학교 기계공학과(공학석사/공학박사). 1997년 LG산전. 2001년~2002년 8월 LG생산기술원. 2002년 9월~현재 충주대학교 기계공학과 교수. 관심분야는 서피스 모터/엔코더, FPD

대면적 스테이지, 초정밀 액추에이터, 갈바노 미러 등.



이 상 현

1996년 연세대학교 기계설계학과(공학사). 1998년, 2004년 연세대학교 기계공학과(공학석사/공학박사). 2004년 3월~2005년 2월 미국 오하이오 주립대학교 박사후 연구원. 2005년 3월~현재 안동대학교 기계공학부 교수. 관심분야는 메

카트로닉스, 초정밀 계측 및 위치결정기구 개발 등.