

인덕션 방식을 이용한 평면 스테이지의 동특성 개선

Improvement of Dynamic Characteristic of Large-Areal Planar Stage Using Induction Principle

정 광 석*, 박 준 규, 김 효 준
(Kwang-Suk Jung, Jun-Kyu Park, and Hyo-Jun Kim)

Abstract: Instead of direct driving like BLDC, the induction principle is adopted as a driving one for planar stage. The stage composed of four linear induction motors put in square type is activated by two-axial forces; low-frequency attractive force and thrust force of the linear induction motors. Here, the modified vector control whose new inputs are q-axis current and dc current biased to three phase current instead of d-axis current or flux current is applied extensively to overall motion of the stage. For the developed system, the precision step test and the constant velocity test are tried to guarantee its feasibility for TFT-LCD pattern inspection. However, to exclude a discontinuity due to phase shift and minimize a force ripple synchronized with the command frequency, the initial system is revised to the antagonistic structure over the full degree of freedom. Concretely describing, the porous air bearings guide an air-gapping of the stage up and down and a pair of liner induction motors instead of single motor are activated in the opposite direction each other. The performances of the above systems are compared from trapezoid tracking test and sinusoidal test.

Keywords: bias feeding, linear induction motor, planar stage, vector control

I. 서론

능동 매트릭스 방식 액정 표시 소자의 생산 공정에서 패턴 검사기(혹은 AOI 장비: Automated Optical Inspection device)나 어레이 체커(array checker)는 TFT 기판상의 각 소자 혹은 회로의 불량 유무를 광학적 이미지의 화상 처리 혹은 전기 이미지 처리에 의해 판별하는 장비이다. 그러나 다면취 공법에 따른 패널 생산 원가 절감을 위해 패널 증착을 위한 유리(reticle) 또는 전극 형성을 위한 유전층 기판은 더욱 대형화되고 있으며 현재 8세대(샤프 2160×2460mm, 삼성전자 2200×2500mm)의 경우 양산단계에 진입하고 있다[1]. 따라서 이러한 패널 사이즈에 대응하기 위한 검사 장비의 스테이지 역시 더욱 대형화되고 있으며 이와 동시에 화소 사이즈 감소로 인해 스테이지에 요구되는 반복 정밀도 역시 더욱 엄격해지고 있다[1,2].

현재 TFT-LCD 검사 장비에 이용되는 스테이지의 구동 원리로는 코어리스 선형 BLDC (Brushless DC) 모터가 높은 대역폭과 힘 밀도도 인해 가장 적합한 것으로 입증되고 있으나 작업 영역 증대에 따라 단일 요소의 오차가 에어 베어링 안내 메커니즘 및 적층 구조로 인해 이동자의 오차로 증첩되어 나타나므로 기구학적 계측 또는 메트랄리지(metrology)에 상당한 애로점이 따른다[3,4]. 이러한 오차에 대한 보정(calibration)은 대면적화 진행에 따라 더욱더 엄격한, 고도의 전문성을 필요로 할 것이며 따라서 기존의 접근 방법과는 다르게, 이러한 메트랄리지에 대한 부하(load)를 최소화할 수

있으면서 대형화되어 가는 스테이지의 작업 영역에 효과적으로 대응할 수 있는 구동 원리의 개발이 절실히 요구된다고 할 수 있다.

이러한 측면에 대응하기 위해 저자들은 오래 전부터 인덕션 방식에 주목해 오고 있다. 인덕션 혹은 유도 방식은 상대적으로 열악한 서보 특성으로 인해 대형 구동기 혹은 수송용 시스템에 주로 적용되고 있는데 전력전자 반도체 기술의 눈부신 발전과 공간 벡터 제어 기술 등의 덕택으로 소형 서보 시스템에의 적용이 날로 증가되고 있다[5-7].

본 논문에서 제안하는 배열 형태의 선형 유도 모터(LIM: Linear Induction Motor)를 이용한 평면 스테이지의 개념도인 그림 1을 참조하여 대형 스테이지의 구동 원리로서 인덕션 방식의 적용 가능성을 여러 가지 측면에서 고려해 볼 수 있다. 우선, 인덕션 시스템의 경우 일차측(primary) 코일과 자기 결합하는 이차측(secondary) 즉, 전도체(conductor)와 자로 계철(secondary)에 이동 방향으로의 자기 저항을 없앨 수 있기 때문에 영구자석 시스템에서 보편적인 코깅력(cogging force)이나 주기적인 힘의 리플(ripple)이 원천적으로 존재하지 않는다[8]. 즉, 단면이 균일한 전도성/계철 시트(sheet)로 구성될 수

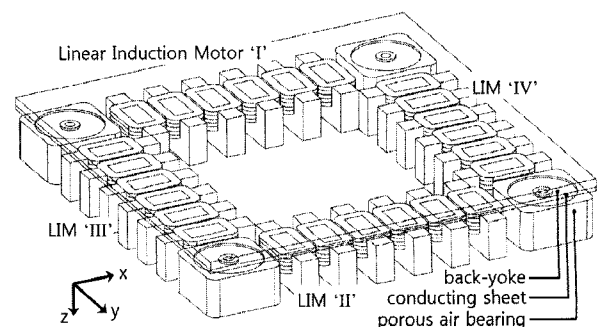


그림 1. 선형 유도 원리를 이용한 평면 스테이지.
Fig. 1. Planar stage based on linear induction principle.

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2009. 1. 5., 채택확정: 2009. 4. 27.

정광석: 충주대학교 기계공학과(ksjung@cju.ac.kr)

박준규: 충주대학교 기계공학과 대학원(eve0907@naver.com)

김효준: 강원대학교 기계자동차공학부 기계공학과

(hjkim@kangwon.ac.kr)

※ 이 논문은 2008년 정부재원(교육과학기술부 학술연구조성사업비)으로 학술진흥재단의 지원을 받아 연구되었음(KRF-2008-314-D00018).

있으므로 상기 특성을 용이하게 얻을 수 있다. 또한 전도성 시트의 확장만으로 스테이지의 구동 범위를 확장할 수 있기 때문에 경제적인 측면에서도 유리하며 단순한 구조의 이차 축으로 인해 강건하고 메트랄리지 측면에서도 기존 시스템에 비해 훨씬 효과적으로 대응할 수 있다. 또한, 전술한 검사 장비에 요구되는 스테이지의 주요한 스펙이 정속 구동 특성과 스캐닝 후 결함 위치를 정확히 찾아갈 수 있는 빠른 궤환 특성에 있기 때문에[2,4,9] 인덕션 시스템의 초기 응답 특성을 어느 정도 보상한다면 더욱 대형화되고 있는 스테이지의 구동 원리로 충분히 고려해 볼 수 있을 것으로 판단된다. 그림 1에서 LIM I, II는 x 축 운동에 그리고 III, IV는 y 축 운동에 관련되며 실제 시스템에서는 일차축 코일 부분이 공간상에 부상되어 이동하므로 코일과 계철 사이의 저주파 흡인력은 에어 베어링에 의해 보상되며 공칭 위치에서 능동 제어 대상이 된다. 따라서 비접촉 평면 스테이지에 LIM을 서보 구동기로서 적용하기 위해서는 전술한 바와 같이 LIM의 초기 응답 특성을 포함한 저속 성능에 대한 개선과 함께 각 LIM의 추력, 수직력(normal force)간의 이차력 제어가 필요하다.

이러한 인덕션 방식을 이용한 스테이지의 개념 도출은 제안된 적이 있으나[10] 실제 개발이나 적용 사례는 아직 발표된 바 없으며 단지 전자빔 리소그래피 공정에 적용하기 위한 스테이지의 구동원으로 LIM의 적용 가능성 탐색은 시도된 적이 있다[8].

본 논문에서는 FPD 검사장비용 스테이지의 구동원으로서 LIM의 가능성을 고찰하기 위해 개발된 두 가지 형태의 시스템을 제안한다. 우선, II 장에서는 구동원인 LIM의 정밀한 이차력 제어를 위한 변형된 형태의 벡터 제어기에 대해 논의하고 이어 단동 LIM을 교차 배치한 첫번째 스테이지에 대한 레이아웃이 주요한 시험 결과들과 함께 III 장에 묘사된다. 초기 개발 시스템에 대한 성능 제한 인자들을 보상하기 위해 수정된 시스템이 제안되고 두 시스템들에 대한 과도 응답 특성을 성능 시험을 통해 비교한다.

II. 단동 선형 유도 모터의 제어 기법[11]

전술한 바와 같이 평면 스테이지의 구동원으로 이용될 단동 LIM을 대상으로 집중 변수 모델링 기법에 기반한 자기력 모델과 추력과 부상력 등의 이차 자기력을 독립 제어하기 위해 기존 dq 벡터 제어 기법을 변형하여 AC 전원을 편의시킨 입력 형태를 갖는 제어기법을 간략히 소개한다.

1. 자기력 모델링

3상 2극 형태의 편측(single-sided) 선형 유도기의 기준 좌표계를 그림 2에 나타내었다. 공극 자속을 측정하기 위한 플럭스

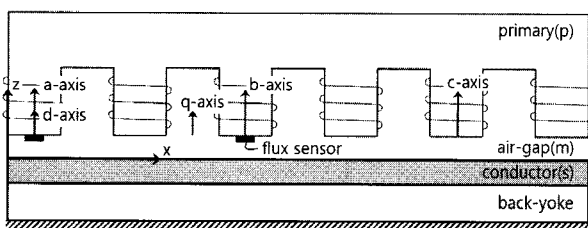


그림 2. 편측식 단동 유도기의 기준 좌표계.
Fig. 2. Coordinate frame of single-sided induction motor.

스 센서는 배치 문제로 a상을 기준으로 0도와 120도에 위치한다. 그림 2와 같은 형태의 시스템에 대한 자기력 즉, 추력 F_T 와 부상력 F_N 의 모델링 과정은 다양한 문헌에 소개되어 있으며 공극 자속과 동기된 좌표계 ‘e’에서 dq 축을 기준으로 다음과 같은 형태로 표현된다.

$$F_T = \frac{3 L_m}{2 L_s} \frac{1}{2\tau} \lambda_{ds}^e i_{dp}^e \tag{1}$$

$$F_N = \frac{1}{\mu_0 A} (\lambda_{dm}^e)^2 = \frac{1}{\mu_0 A} (\lambda_{ds}^e)^2 \tag{2}$$

위 식에서 하첨자 p,m,s 는 일차축(primary) 코일, 공극, 전도체 영역을 의미하며 L,τ,A 는 인덕턴스와 극 길이, 그리고 코일 코어의 단면적을 의미한다. 또한 일차축 코일 좌표계 기준의 공극 자속은

$$\lambda_{dqm}^p = \frac{L_m}{L_s} (\lambda_{dqs}^p + (L_s - L_m) i_{dqp}^p) \tag{3}$$

와 같이 표현될 수 있는데 전도체 영역의 누설 인덕턴스 $L_s (= L_s - L_m)$ 는 코일 인덕턴스 L_s 와 여자 인덕턴스 L_m 의 10% 이하이므로 무시할 수 있고 따라서 공극 자속과 전도체 영역의 자속은 동일한 것으로 가정될 수 있다. 따라서 식 (2)의 우측에서와 같이 공극 자속과 동기된 좌표계 ‘e’에서의 부상력을 공극 자속 대신 전도체 자속을 이용하여 표현하는 것이 가능하다. 이는 전도체 상면의 자속 측정이 어렵기 때문이며 또한 전도체 자속은 일차축 코일의 d 축 전류를 이용하여 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \lambda_{ds}^e + L_m \frac{R_s}{L_s} i_{dp}^e \tag{4}$$

여기에서 R_s 는 전도체 저항을 의미한다. 그러므로 위 식에서와 같이 코일의 d 축 전류를 이용하여 전도체 영역의 자속 λ_{ds} 를 조절할 수 있고 이를 통해 식 (2)에서와 같이 부상력을 제어하는 것이 가능하다. 또한 자속이 정착되면 q 축 전류를 이용하여 식 (1)을 통해 추력 제어를 할 수 있다.

2. 변형된 벡터 제어기

공극 자속에 d 축을 동기시켜 q 축 자속을 상쇄시키고 이를 통해 d 축 자속으로 수직력을, 동시에 q 축 전류로 추력을 제어하는 것이 식 (1), (2)와 같이 표현된 자기력을 대상으로 하는 벡터 제어 이론이다[12-14]. 그러나 d 축 자속이 두 힘에 강하게 연성되어있기 때문에 회전 모터나 가이드 있는 선형 모터와 달리 제안된 비접촉 스테이지의 구동원으로 이러한 LIM을 이용할 때에는 공극의 수직 방향으로의 자속 변동이나 자속 변화율(changing rate)이 수직력의 초정밀 제어에 큰 영향을 미친다. 따라서 본 저자들은 기존 dq 축 전류 외에 바이어스 전류를 도입하여 수직력 제어를 하는 변형된 형태의 벡터 제어 이론을 이전 연구에서 제안하였는데, 기본 개념을 간략하게 정리하면 다음과 같다[11].

그림 2에 묘사된 LIM의 좌표축을 기준으로 공극 방향 즉, z 축 방향으로의 힘 평형 방정식을 구해보면 다음과 같다.

$$F_z = m\ddot{z} = -mg - F_N + F_a \quad (5)$$

위 식에서 수직력 F_N 은 일차측 즉, 코일 영역의 무게와 공압력 F_a 를 보상하고 z 축 외란에 대응하는 제어력인데 여기에서 F_N 은 제어와 무관하게 공칭력 상쇄에만 이용하고 대신 z 축 섭동 제어는 새로운 dc력을 도입하여 해결하는 것이다. 따라서 위 식은

$$m\ddot{z} = -mg - F_N + F_a + F_{dc} = F_{dc} \quad (6)$$

와 같이 변환되는데, 여기에서 F_N 은 식 (2)에서와 같이 d 축 자속에 의한 AC력이지만 F_{dc} 는 3상 전류에 편이된 바이어스 전류에 의한 dc력이다. 즉, d 축 자속은 무게 보상에만 이용되도록 일정하게 유지시키는 개념인데 d 축 자속의 상시 정착은 자속 상승 지연으로 인한 z 축 제어의 느린 응답 특성을 보상할 수 있고 이 때 편이된 dc 전류는 추력의 진폭에만 미세한 영향을 주기 때문에 LIM의 이축력 입력 제어 변수로 dq 전류 대신 q 축 전류와 dc 전류를 이용한다.

이러한 개념을 이용하여 LIM을 제어하는 블록선도를 그림 3에 묘사하였다. 전술한 바와 같이 전도체 공칭 무게를 보상하도록 전도체 자속 λ_{ds}^e 가 식 (2)로부터 결정되면 식 (4)를

통해 d 축 전류가 결정되고 $(i_{dp}^e = \frac{\lambda_{ds}^e}{L_m} \left(1 - e^{-\left(-\frac{R_s}{L_s} t \right)} \right)^{-1})$ 에서 자속은 이미 정상 상태에 있으므로 우변 시간 항은 소거된다, 이와 동시에 추력 방향 오차 $\bar{x} - x$ 에 의해 식 (1)로부터 q 축 전류가 결정되면 dq 축 전류는 공극 자속 위치각에 동기화시키는데 자속 위치각은 다음 식과 같이 근사화시켜 얻을 수 있다.

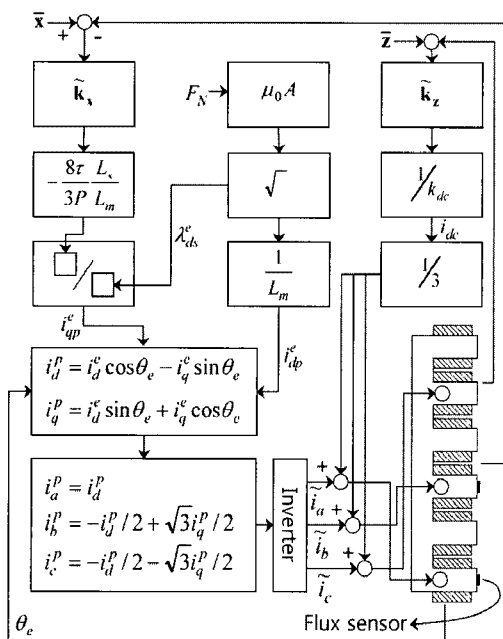


그림 3. q축 전류와 바이어스 dc전류를 제어 입력으로 하는 변형된 형태의 벡터 제어기.

Fig. 3. Control block diagram of modified vector control whose new inputs are q-axis current and bias dc current.

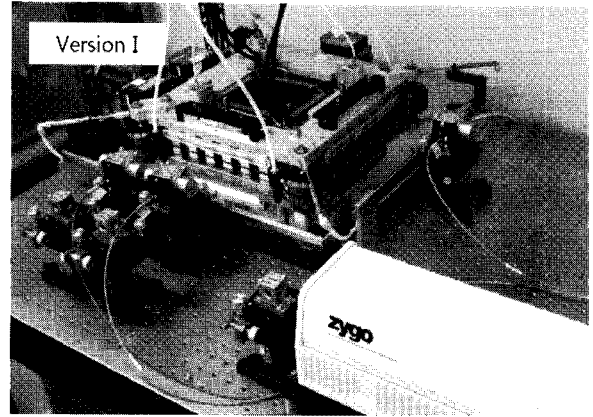


그림 4. 사각 형태로 배치된 네 쌍의 선형 유도기를 이용한 평면 스테이지.

Fig. 4. Photograph of planar stage using four LIMs put in square form.

$$\theta_e \approx \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qm}^p}{\lambda_{dm}^p} \right) \quad (7)$$

위 자속각에 의해 dq 축 전류는 일차측 코일 좌표계로 변환된 후 3상 전류 진폭값으로 변환된다. 이때 공극 방향 섭동량 $\bar{z} - z$ 에 의해 바이어스 전류 i_{dc} 가 결정되면 최종적으로 인버터를 통한 3상 AC 전류에 편이되어 LIM에 인가된다. 블록선도에서 \tilde{k}_x, \tilde{k}_z 는 각 축 방향으로의 제어 이득 벡터이고 k_{dc} 는 공칭 위치에서 선형화된 자기 흡인력의 힘상수 (force constant)를 의미한다.

III. 배열 형태의 유도 모터 조합을 이용한 평면 스테이지

전 장에서 논의한 LIM의 이축력을 확대 적용하여 그림 1에서와 같이 배열 형태로 배치한 평면 스테이지의 외관은 그림 4와 같다. 스테이지는 네 쌍의 단동 LIM으로 구성되어있고 정사각형 구조로 배치되어있다. 공극을 사이에 두고 LIM과 자기 결합하는 전도체(copper plate)와 자로(magnetic path) 확보를 위한 요크(yoke)가 하부 프레임을 구성한다. 따라서 스테이지는 전원 케이블과 연동(power wire-driven)하는 형태를 취한다. 공극을 가로질러 형성되는 강한 자기 흡인력은 스테이지 네 모서리에 놓인 포러스 에어 베어링에 의해 보상되며 공압력의 경우 내압은 일정하게 유지되므로 따라서 스테이지의 제어 입력은 각 LIM의 q 축 전류와 바이어스 전류를 고려하면 총 8개가 된다. 결론적으로 본 스테이지는 공간상에 부상되어 비접촉으로 구동되는 시스템이다.

1. 스테이지 레이아웃

스테이지의 전체 제어 흐름도는 그림 5와 같이 구성할 수 있다. 우선, 스테이지의 공간상 위치는 면내 운동(in-plane motion; x, y, γ) 의 경우 스테이지 상부에 장착된 평면경에 조사되는 3축의 레이저 간섭계 (ZYGO ZMI2000; L1, L2, L3) 를 이용하고 면외 운동(out-of-plane motion; z, α, β) 의 경우 스테이지 내부에 안착된 정전용량 미소 변위 센서(MTI: Z1, Z2, Z3) 를 통해 측정한다. 각 측정 위치는 역기하학 변환식을 통해 스테이지 중심 좌표계 기준의 6축 위치로 변환

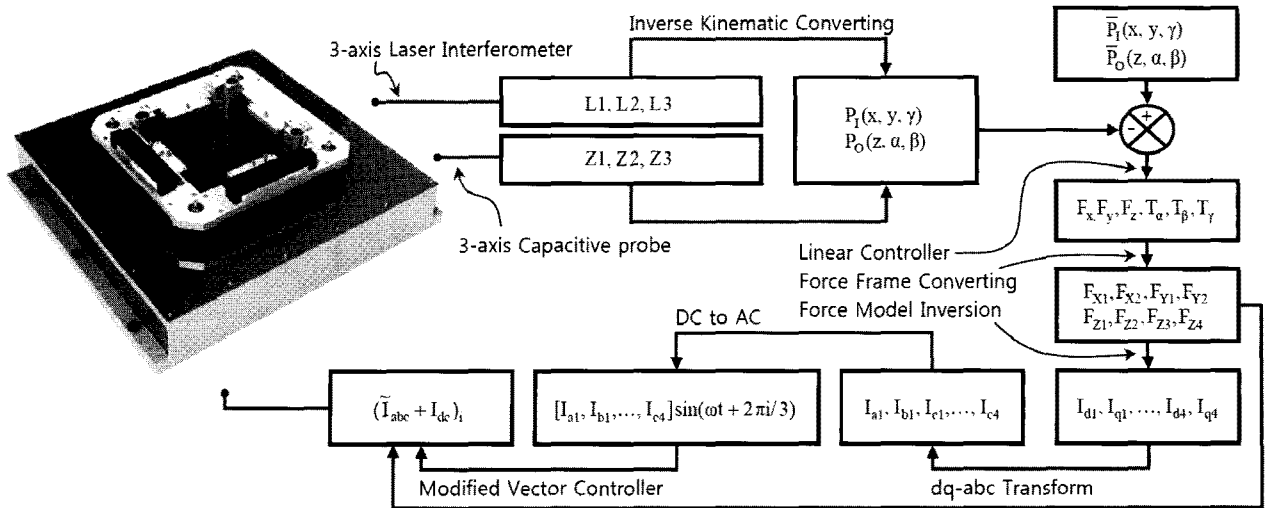


그림 5. 신호 커뮤테이션을 포함한 인덕션 방식 평면 스테이지의 작동 흐름도.
Fig. 5. Operating flow chart including signal commutation for the induction type of planar stage.

되고 이는 기준 입력량과 비교되어 제어기로 되먹임되는 오차 신호를 발생시킨다. 오차 신호를 통해 각 축으로의 제어 부하 F_x, \dots, T_γ 이 계산되는데 이 때 제어기로는 선형 제어기를 이용한다. 이는 전도체의 횡방향 단면이 균일하여 변위에 관계없는 일정한 추력 특성을 갖는다는 점과 스테이지가 횡방향으로의 이중 적분기(double integrator) 형태의 동특성을 갖기 때문이다. 또한 공극 방향으로의 공압력과 저주파 흡인력에 의해 동적 평형이 유지되고 있기 때문에 공칭 위치에서 선형화하여 제어기를 구축하는 데에 큰 무리는 없다. 각 축의 제어력 부하량은 네 쌍의 LIM 국부 좌표계로 변환되는데 그 변환식은 그림 6을 통해 다음과 같이 계산할 수 있다.

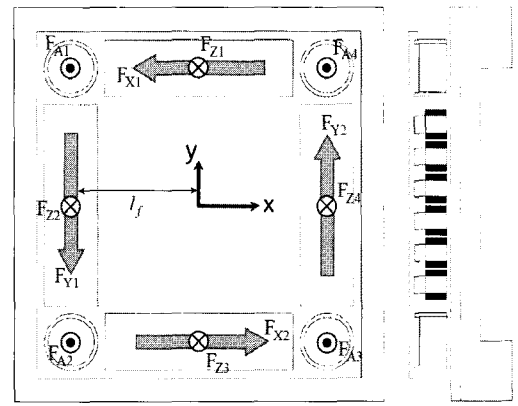


그림 6. 스테이지의 자기력과 공압력 프레임 선도.
Fig. 6. Diagram for magnetic force and air-bearing force of the planar stage.

$$\begin{bmatrix} F_{X1} \\ F_{Y1} \\ F_{X2} \\ F_{Y2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ l_f & l_f & l_f & l_f \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ T_\alpha \\ T_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} F_{Z1} \\ F_{Z2} \\ F_{Z3} \\ F_{Z4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ -l_f & 0 & l_f & 0 \\ 0 & -l_f & 0 & l_f \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ l_f & -l_f & -l_f & l_f \\ l_f & l_f & -l_f & -l_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{A1} \\ F_{A2} \\ F_{A3} \\ F_{A4} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} F_z \\ T_\alpha \\ T_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

위 식에서 3x4 변환 행렬 'M'의 역행렬은 의사(Pseudo) 역행렬이며 $M^T(MM^T)^{-1}$ 와 같이 계산된다. 각 단동 유도기 LIM의 제어 입력량 F_{Xi}, F_{Yi}, F_{Zi} 가 결정되면 전장에서 논의한 바와 같이 i_{dq} 전류가 결정되고 이는 2상-3상 변환기에 의해 3상 AC 전류로 전환되고 최종적으로 부상력 제어를 위한 i_{dc} 전류만큼 편이되어 코일에 인가된다.

2. 주요 시험 결과와 성능 제한 인자들

전 절에서 논의한 제어 흐름도에 입각하여 스테이지의 6축 거동 시험을 수행하였다. 일차측 코일로의 파워 입력은 바이어스 전류 인가를 위해 일반적인 인버터 대신 다상 선형 파워 증폭기(Glentek SMA8315)를 이용하였다. 서론에서 논의한 바와 같이 개발된 스테이지의 가장 주요한 성능 지표로 삼는 것이 위치 궤환 능력과 균일한 정속 운동 특성이다. 이를 위해 횡방향으로의 초정밀 계단 입력 시험과 다양한 정속 운동 시험을 수행하였다. 그림 7은 x축으로의 30nm 계단 입력시 y축과 z축으로의 연성량 시험 결과를 나타낸다. 현재 시험 환경에서의 노이즈 한계가 약 30nm이므로 이를 기초로 계단 범위가 결정되었고 시험 결과 전 구간에 걸쳐 균일한 응답 특성을 나타냄을 알 수 있다. 특히, z축의 경우 직접 측정되는 것이 아니라 y축으로의 이축 간섭 정보를 이용하여 계산되므로(averaging) 약간의 노이즈 감소 효과가 나타남을 알 수 있다. 초기 시스템의 구동 범위는 횡방향으로 약 ±100mm이다. 따라서 정속 구동 시험 범위는 0.2m/s로 한정하였으며 시험

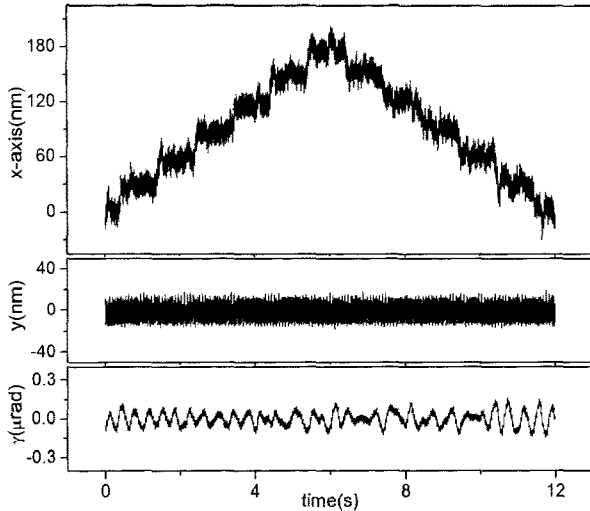


그림 7. 30nm 계단 입력 시험 결과와 타축으로의 영향.
Fig. 7. 30nm step test result in x-direction and its influence in another axis.

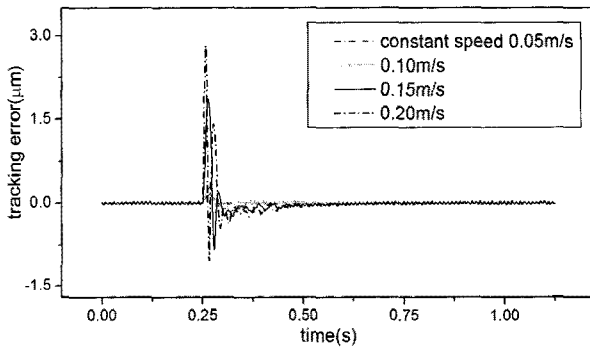


그림 8. 정속 구동시 추종 오차 시험 결과.
Fig. 8. Tracking test for target profile with constant speed.

결과를 그림 8에 나타내었다. BLDC에 대비하여 인덕션 시스템의 결정적인 성능 제한 인자인 초기 빈약한 응답 특성과 상대적인 저추력으로 인해 초기 급가속(일정 가속)에 있어서 속도 증가에 따라 오차가 크게 나타남을 알 수 있다. 제어기 보상에도 불구하고 0.2m/s의 경우 약 80mm에 이를 때까지 oscillation하는 것을 알 수 있으며 이는 인덕션 방식의 한계 인자들이며 이를 부분적으로 보상하기 위한 방법이 다음 장에서 제시된다. 물론 목표 속도가 0.1m/s 이내일 때 초기 오차는 서브 마이크로 레벨 이내로 수렴해 간다.

IV. 동특성 개선을 통한 시스템 성능 향상

1. 시스템 리비전

인덕션 방식의 시스템은 기본적으로 AC 전원에 의해 구동된다. 따라서 다상 구동 주파수는 어떤 식으로든 시스템의 응답 특성에 그 영향을 미치는데 주파수 변화에 따른 추력, 수직력의 크기 변화들뿐만 아니라 일차측 코일과 공극을 두고 마주하는 전도판과 그 하부의 자로 계열이 이동 방향으로 전혀 자기 저항의 변화가 없어도 이러한 AC 전원 구동에 의해 주파수에 연동하는 리플(ripple) 특성을 보인다. 공극이 일정하게 유지될 때 공극 위치에 대해 주파수 변환(FFT)을 취해보면 그림 9와 같은 결과를 얻을 수 있다. 다른 어떤 저주

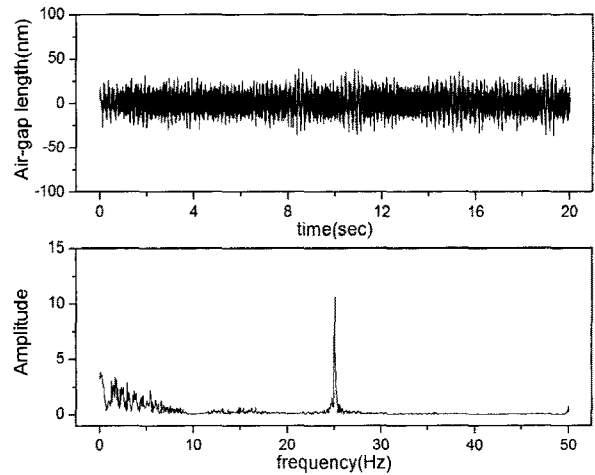


그림 9. 공칭 공극에서의 오차 신호에 대한 주파수 분석.
Fig. 9. FFT result for air-gapping error at nominal gap.

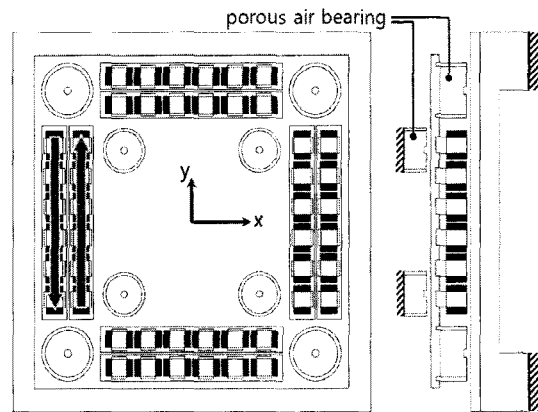


그림 10. 전체 자유도에 걸쳐 바이어스 공칭력 구조를 갖는 초기 시스템의 변형 모델.
Fig. 10. Revision model with bias forcing structure over full degree of freedom.

파 성분보다 구동 주파수 25Hz에서 확연한 반응을 보임을 알 수 있는데 이는 주파수에 연동되는 수직력 리플이다. 이를 DC 구동 시스템처럼 근본적으로 제거하는 것은 불가능하며, 측정기에서 25Hz cut-off 필터를 이용하여 이러한 성분을 제거하는 것도 착시적인 보상일 뿐이다.

이와 더불어 또 하나의 동특성 제한 인자는 상 전이(phase shift)에 따른 상승 시간 지연이다. 인덕션 시스템의 추력 방향을 전환하기 위해 가장 일반적으로 사용되는 방법은 상을 바꾸는 것(a-b-c → a-c-b)이다. 이때 상 전이에 따라 자속, 추력 전류의 불연속이 발생하는데 이로 인해 자속 재정착과 응답에 다양한 문제들이 발생한다. 물론 벡터 제어는 유도기의 정지 상태, 극저속에서의 응답 특성을 향상시켜주지만 전술한 불연속 특성과 모델링 불일치 문제는 고속 처리에 의해 일정 부분 보상되는 것이므로 극한 정밀도에 가면 결국 동일한 문제에 도달한다.

따라서 이러한 문제들에 대응하기 위해 그림 10에서와 같이 모델 변경을 수행하였다. 그림에서 기존 시스템 대비 두 가지 부분이 변경되었는데 포러스 에어 베어링을 하단뿐만 아니라 상단에도 배치한 것과 각각의 단동 유도기를 상으로

배치시킨 것이다. 우선, 상단의 에어 베어링은 명령 주파수와 동기하는 AC력으로 인한 컴플라이언트(compliant) 리플량을 저감하기 위해서이고 쌍의 유도기는 추력 방향으로의 바이어스 강성 부가를 통해 상 전이를 원천적으로 배제하기 위한 방법이다. 즉, 그림에서 굵은 회색 화살표로 표시되어있는 두 추력을 각각 F_1, F_2 라 할 때 각 힘을 공칭값 F_N 과 이를 기준으로 한 변동량 $\Delta F_1, \Delta F_2$ 로 재구성하면 최종 힘 F 는

$$F = F_2 - F_1 = F_N + \Delta F_2 - F_N - \Delta F_1 \quad (10)$$

와 같다. 따라서 동적 평형시에도 힘은 인가되고 있고 두 힘의 섭동량 차로 방향 전환을 할 수 있다. 그러므로 각각의 LIM의 코일 위상은 항상 일정하며 상전이에 따른 불연속은 존재하지 않는다. 이러한 부분들을 보강한 시스템의 전체 외관을 그림 11에 나타내었다. 그림 4와 비교하여 그림 11에 반영된 뚜렷한 차이는 그림 10을 통해 서술한 바와 같이 스테이지 상단 안쪽에서 반발 강성을 증가시키기 위해 아래 방향으로 스테이지를 눌러주는 네 개의 에어 베어링이 추가된 점과 그림 4의 각각의 LIM이 서로 대항하는 두 개의 LIM으로 구성되어 있는 점이다.

전장의 시스템과 두번째 시스템간의 공극 강성과 내하중을 비교하여 그림 12에 나타내었다. 공칭 위치에서의 공극 강성은 결국 저주파 리플량을 제한하는 주요한 인자이며 따

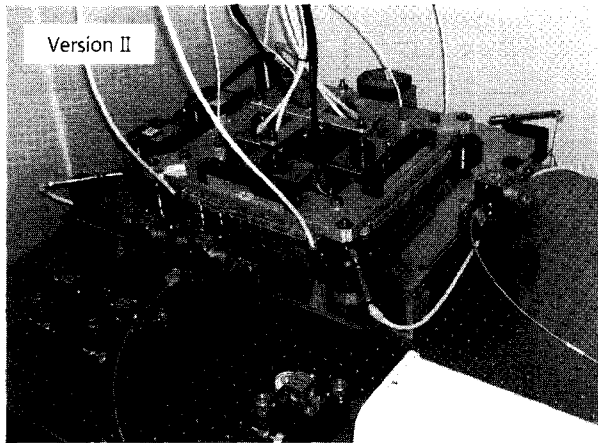


그림 11. 개선 시스템의 외관 사진.
Fig. 11. Photograph of the revision system.

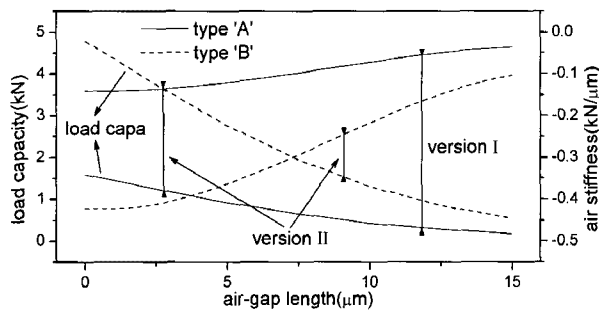


그림 12. 공극 변화에 따른 두 시스템의 에어 베어링의 내하중과 강성 선도.
Fig. 12. Load capacity and air-force stiffness chart of porous air bearing for variation of air-gap length.

라서 공극 강성은 저주파 흡인력에 비해 클수록 바람직하다. 저주파 흡인력은 공극 지속량에 관계하고 결과적으로 추력에도 관계하기 때문에 에어 베어링에 의한 공극 강성을 크게 하면 스테이지의 횡변위 동특성도 향상시킬 수 있음을 알 수 있다. 그림 12에서 타입 'A'는 $\phi 40\text{mm}$, 'B'는 $\phi 65\text{mm}$ 에어 베어링을 나타내는데 첫번째 시스템(version I)에서 공극 위치는 $12\mu\text{m}$ 이고 두번째 시스템(version II)의 상하단 베어링은 각각 2.6, $9\mu\text{m}$ 이다. 내하중의 경우 상하단 공압력은 서로 상쇄되지만 공극 강성의 경우 첫번째 시스템에 비해 약 7배 정도 향상되었음을 알 수 있다. 따라서 동일한 저주파 흡인력에 대해 리플량도 저감될 수 있음을 확인할 수 있다.

두번째 시스템의 에어 베어링 위치를 결정하기 위해 스테이지 상판의 이론 모드 해석을 수행한 결과를 그림 13에 나타내었다. 스테이지가 기계적으로 네 모서리에서 지지되고 있고 주된 가변 하중은 LIM에 의해 발생되고 있으므로 이와 동일하게 프레임 네 면에서 스왑 하중을 인가했을 때의 스테이지 상판 모드 해석 결과를 그림 13에 나타내었는데 약 254Hz에서 지배적인 1차 공진점이 발생하고 있음을 알 수 있다. 이러한 공진 모드는 그림 14의 모드 형상과 같이 프레임 안쪽에서 현저하게 나타나는 상하 진동 모드이다. 첫번째 시스템과 두번째 시스템의 베어링 지지에 의한 상하방향 고유 진동수는 각각 2.32, 6.2kHz이고 제어 밴드 역시 1kHz이므로 이러한 254Hz의 공진점은 시스템 구동에 거의 영향을 주지 않는다. 따라서 그림 14에서와 같이 가장 현저한 진동

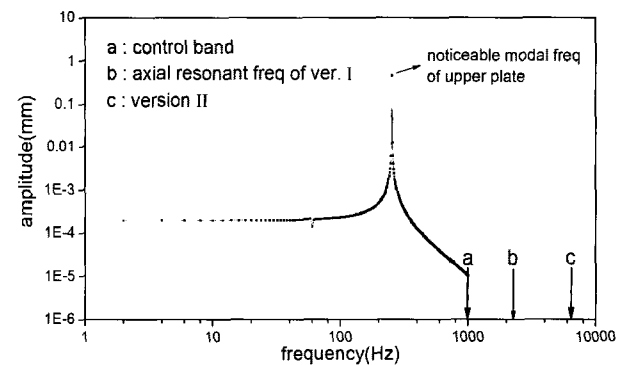


그림 13. 스테이지 상판의 이론 모드 해석.
Fig. 13. Theoretical modal analysis of stage upper plate.

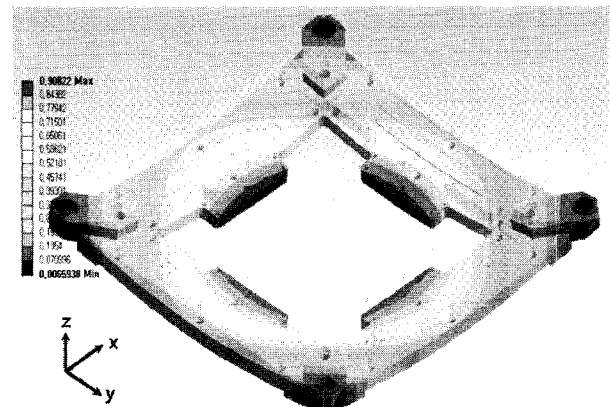


그림 14. 스테이지의 지배적인 상하 진동 모드.
Fig. 14. Dominant axial mode plot of the stage(254Hz).

처짐이 발생하는 프레임 안쪽 변 상단에 2차 에어 베어링을 배치시켜 전술한 것과 같이 명령주파수와 동기하는 저주파 리플을 저감시킨다.

2. 실험적 검증

기존 시스템 대비 수정된 시스템에 대한 성능 향상 검증을 위해 대면위 응답 특성과 조화 입력 응답 특성을 시험하였다. 우선, 100 μ m 변위에 대한 응답 비교를 그림 15에 나타내었는데 예상한 바와 같이 정지 상태에서 구동 모드로 들어가는 순간부터 상전환에 따른 오버슈트 특성이 첫번째 시스템에서 확연히 드러나는데 이러한 과도 특성은 정상 상태로 정착하는 순간까지 계속된다. 이에 비해 수정된 시스템에서는 상대적으로 이러한 레벨이 마이크로 이하로 내려감을 알 수 있다. 또한 정상 상태에서도 첫번째 시스템의 경우 명령 주파수보다 훨씬 적은 저주파 대역에서 리플 특성을 보임을 알 수 있는데 이는 전술한 바와 같이 상대적으로 적은 공급 강성에 기인하는 것으로 판단된다.

상 전이 제거 효과를 더욱 확연히 확인할 수 있는 결과는 조화 응답의 경우이며 그림 16에 나타내었다. 상대적으로 느

린 0.5Hz의 주기와 10mm의 대면위 진폭을 갖는 조화함수의 응답 특성을 나타내는데 방향 전환시 첫번째 모델의 경우 그 영향이 확연히 드러난다. 이에 반해 반발 강성 구조 시스템에서는 이러한 영향을 거의 확인할 수 없으며 실제 주파수 분석에서도 0.5Hz 성분량은 여타 노이즈 성분과 그 크기에 큰 변화가 없다.

V. 결론

평판 디스플레이 산업의 총아라 불리는 TFT-LCD의 후공정 검사 장비용 스테이지의 구동 원리로 기존 BLDC 모터를 대신할 수 있는 인덕션 방식의 스테이지를 제안하였다. 현재 8세대 양산에 이를 만큼 패널 원판의 대형화가 가속화되고 있는 시점에서 화소 증가에 따라 점점 더 엄격해지고 있는 극단 반복 정밀도 등에 대응하기 위해서 상대적으로 강건한, 메탈러지 프레임 오차 보정이 용이한 구동 원리의 개발은 의미있는 일이라 판단된다.

본 논문에서는 스테이지의 구동 원리로 인덕션 방식의 가능성을 모색하기 위해 개발된 시스템을 대상으로 패턴 검사기 혹은 어레이 체커와 같이 급가속 능력이나 고추력 등의 성능 지표 대신 정속 운동 특성 혹은 빠른 궤환 특성을 요구하는 장비에의 적용을 목표로 다양한 성능 시험을 수행하였다. 특히 기존 벡터 제어 이론과 같은 신호처리 방법에 추가하여 구조적인 변경과 개선을 통해 시스템의 초기 응답 특성을 비롯하여 다양한 동특성 개선 효과를 입증하였다.

인덕션 방식의 FPD용 대면적 스테이지는 현재까지 보고된 사례가 없지만, 본 논문에서 언급한 바와 같이 인덕션 방식이 갖는 수많은 장점들을 고려해 보면 향후 더욱 많은 후속 연구가 수행될 것으로 판단되며 현재 서보기로서의 유효기는 영구자석형 동기 모터 대비 80% 이상의 대역폭을 갖출 정도로 그 성능이 진일보되고 있기에 기존 구동 방식과의 기술적 격차도 점점 좁아질 것으로 예상된다.

참고문헌

- [1] TFT-LCD Equipment Report, DisplaySearch, 2007.
- [2] 한혁, 서민호, “평판디스플레이 요소장비 - LCD 장비,” KIST/TCI report, 2006.
- [3] W. Gao, S. Dejima, H. Yanai, K. Katakura, S. Kiyono, and Y. Tomita, “A surface motor-driven planar motion stage integrated with an XY θ_z surface encoder for precision positioning,” *Precision Engineering*, vol. 28, pp. 329-337, 2004.
- [4] 디지털 노광장비 핵심 기술 개발 기획 보고서, 지식경제부, 2008.
- [5] Y. Ogino, Y. Murakami, K. Ohishi, and M. Nakaoka, “High performance control in ultra-low speed range of inverter-fed linear induction motor using vector control scheme,” *Proc. of the 5th Conf. Power Electronics and Applications*, vol. 5, pp. 464-467, 1993.
- [6] H. S. Hahn and J. L. Sanders, “Performance analysis of a LIM-based high-speed tool delivery system for machining,” *Int. J. Prod. Res.*, vol. 32, no. 1, pp. 179-207, 1994.
- [7] I. Takahashi and M. Iwata, “High resolution position control under 1 sec. of an induction motor with full digitized methods,” *Proceedings of IEEE-IAS*, pp. 632-638, 1989.
- [8] D. F. Spicer, J. N. Sackett, and C. T. Black, “Precision X-Y

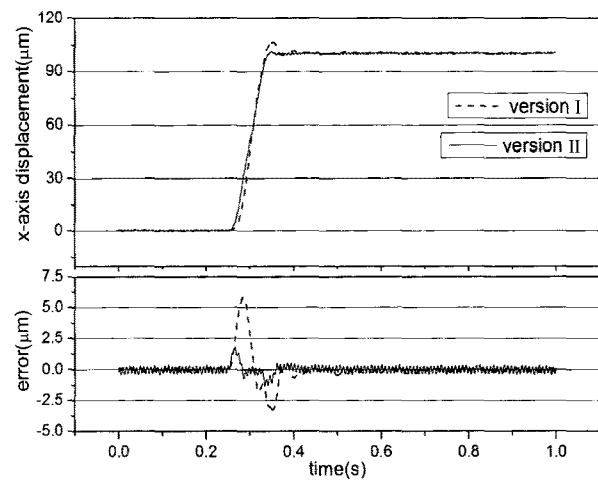


그림 15. 사다리꼴 프로파일에 대한 과도 응답 특성 비교.
Fig. 15. Comparison result of the transient response for a trapezoidal profile.

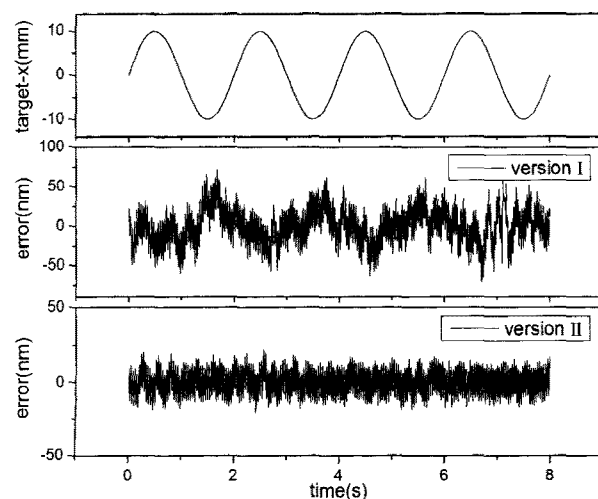


그림 16. 조화 함수 입력에 대한 추종 성능 시험 결과.
Fig. 16. Tracking performance comparison for the sinusoidal input.

positioning systems using linear induction motors," *IEE Colloquium on Limited Motion Electrical Actuation System*, pp. 6/1-6/3, 1998.

- [9] F. J. Henley, "Flat panel in-process test, repair and inspection : An overview," *SID Digest*, pp. 623-627, 1992.
- [10] W. E. Hinds, Controlling movement of linear induction motor, US Patent 6215260, 2001.
- [11] 정광석, 이상현, "대면적 비접촉 스테이지에의 구동기 적용을 위한 선형유도기의 변형된 2축 벡터 제어기," 제어 · 로봇 · 시스템학회 논문지, 제14권 제4호, pp. 385-391, 2008.

- [12] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, OXFORD University PRESS, 1996.
- [13] I. Takahashi and Y. Ide, "Decoupling control of thrust and attractive force of a LIM using a space vector control inverter," *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 29, no. 1, pp. 161-167, 1993.
- [14] J. A. Santisteban and R. M. Stephan, "Vector control methods for induction motor machines : An overview," *IEEE Transactions on Education*, vol. 44, no. 2, pp. 170-175, 2001.



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 계측 및 제어, 광메카트로닉스 등.



박 준 규

2007년 충주대학교 기계공학과(공학사). 2007년~현재 충주대학교 기계공학과 대학원. 관심분야는 대면적 평면 스테이지 설계 및 제어, 인덕션 모터 벡터 제어, BLDC 응용.



김 효 준

1988년 연세대학교 기계공학과(공학사). 1996년, 2000년 연세대학교 기계공학과 (공학석사/공학박사). 1988년~1993년 대우중공업중앙연구소 2001년 3월~현재 강원대학교 기계공학과 교수. 관심분야는 동역학 시스템의 강건 제어, 고충격시

스템의 절연, 초정밀 계측 및 제어 등.