

리니어모터 스테이지 편요오차 보상장치 제어 Control for a Yaw Error Compensation System of Linear Motor Stage

이 승 현* · 강 민 식†

Seung Hyun Lee and Min Sig Kang

(2008년 3월 28일 접수 ; 2008년 9월 11일 심사완료)

Key Words : Linear Motor Stage(리니어모터스테이지), Electro-magnetic Actuator(전자기액추에이터), Yaw Error(편요오차), Error Compensation Control(오차보상제어), Sliding Mode Control(슬라이딩모드 제어)

ABSTRACT

Linear motor stage is a useful device in precision engineering field because of its simple power transmission mechanism and accurate positioning. Even though linear motor stage shows fine positioning accuracy along travel axis, geometric dependent errors which relay on machining and assembling accuracy should be addressed to increase total positioning performances. In this paper, we suggests a cost effective yaw error compensation servo-system which is mounted on platform of the stage and nullify travel position dependent yaw error. This paper also provides a method of designing a sliding mode control which is robust to existing friction disturbance and model uncertainties. The reachability condition of slinding mode control for the yaw error compensating servo-system has been established. From some experimental results by using an experimental set-up, the sliding mode control showed its effective in disturbance rejection and its performance was superior to conventional linear controls.

기 호 설 명

f_c : 전자기력
 I_o, i_c : 바이어스 전류와 제어전류
 J : 상부 회전부와 부하의 관성 모멘트 합
 K_y, K_i : 전자기 액추에이터 위치강성과 전류강성
 S : 슬라이딩 평면 정의 벡터
 T_u, T_f : 제어 토크와 외란 토크
 u_{eq}, u_n : 등가제어입력과 도달제어입력
 y_o, y : 공칭공극과 공칭공극 기준 공극변화

$\Delta K_y, \Delta K_i$: 위치강성과 전류강성의 불확실성
 σ : 슬라이딩 평면 정의 함수
 ρ : 비선형 제어입력의 크기
 θ : 상부 회전부 회전각

1. 서 론

리니어모터 스테이지는 부하를 선형으로 이동시키기 위한 메커니즘으로 직접구동(direct drive)이 가능하므로 기존에 부하의 직선운동을 구현하기 위해 일반적으로 사용하는 회전모터+볼스크류 구조에 비해 기어 백래시(backlash)를 제거할 수 있어 정밀한 구동이 필요한 장비에 활발히 적용되고 있다. 또한 리니어모터는 높은 선형성과 우수한 제어성을 갖고 있으므로, 정밀한 운동제어가 필요한 경우 매우 유

† 교신저자: 정회원, 경원대학교 기계자동차공학과
E-mail : mskang@kyungwon.ac.kr
Tel : (031)750-5524, Fax : (031)750-5273
* 경원대학교 대학원 기계공학과

용하게 적용된다. 실제 리니어모터 스테이지는 TFT-LCD, PDP, OLED 등과 같은 디스플레이 장비의 생산에 필수적인 자동광학검사, 석판인쇄, 코팅, 잉크젯 프린팅, 트리밍/리페어(trimming/repair) 공정, 반도체 웨이퍼 생산 공정 등에서 정밀이송 구현에 이용되고 있으며, 나노미터 수준의 정밀도를 실현하고 있다⁽¹⁾.

Fig. 1은 1-축 리니어모터 스테이지로 부하를 장착하고 직선방향으로 운동하는 플랫폼, 리니어 모터와 플랫폼의 직선 운동을 안내하는 슬라이드 가이드(slide guide)가 설치된 기저부로 구성된다. 이 스테이지의 정밀도는 리니어모터 제어 정밀도에 의해 결정되는 진행방향 위치정밀도와 플랫폼과 슬라이드 가이드의 기하학적 형상에 의해 결정되는 기하학적 오차인 진직도(straightness), 평탄도(flatness), 피치(pitch), 편요(yaw) 정밀도로 구분할 수 있다. 진직도와 평탄도는 각각 진행 방향 기준 좌우방향과 상하방향 정밀도를 말하며, 피치는 앞뒤방향, 편요는 좌우 회전 방향 정밀도를 나타낸다. 따라서 위치정밀도를 제외한 나머지 정밀도는 슬라이드 가이드의 가공 정밀도와 조립정밀도에 의해 결정된다. 실제로 리니어모터스테이지 제조 회사에서는 고정밀도 실현을 위해 고정도의 가공공정과 정밀조립에 많은 노력을 기울이고 있다.

현재 리니어모터 스테이지가 많이 적용되고 있는 PDP-Display 분야에서 화면의 크기가 점차 커지는 추세이며, 현재 상품화 된 PDP는 71인치(1800mm)에 이르고 있다. 따라서 종래보다 더 긴 행정을 갖는 리니어모터 스테이지가 필요하다. 리니어모터 스테이지의 행정이 길수록 진직도, 평탄도에 비해 피치와 편요 오차는 가공물 가장자리 부근에서 증폭되기 때문에 회전 정밀도가 더욱 중요하다⁽¹⁾.

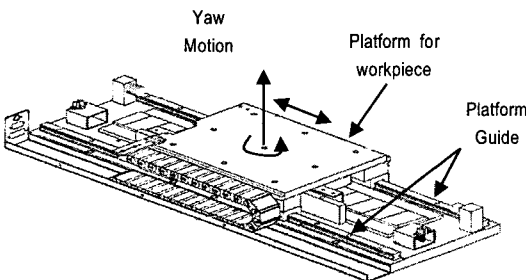


Fig. 1 Single axis linear motor stage

가공정도를 향상시켜야 되며, 매우 정밀한 조립공정이 필요하다. 그러나 이는 제품 가격의 증가를 가져오므로 바람직하지 않을 뿐 아니라 가공과 조립으로 실현할 수 있는 정밀도에는 한계가 있다.

이 연구에서는 이와 같은 안내면의 가공과 조립 정밀도 개선을 통해 오차를 줄이는 방법의 한계성을 극복하기 위해 플랫폼에 추가적인 정밀서보장치를 설치하여 해당 오차를 보상하는 방법을 통해 오차를 개선코자 한다. 이 방법은 장행정을 갖는 리니어모터스테이지의 정밀도를 향상시키기 위해 필요한 정밀가공과 정밀조립에 소요되는 비용의 절감을 기대할 수 있다.

진직도 오차 개선을 위한 선행연구 결과 진행방향 일정 위치에서 거의 동일한 편요오차를 갖는 것으로 규명되었다⁽²⁾. 이는 기하학적 오차는 슬라이드 가이드의 형상에 의해 결정되며, 이 형상은 조립이 완성된 후 적어도 일정 기간 동안에는 변화가 거의 없다는 것을 의미한다. 실측 결과 편요오차도 리니어모터의 진행방향 일정 위치에서 거의 동일한 값을 갖는 재현성을 보였다. 이를 바탕으로 편요오차를 보상하기 위해 플랫폼에 추가적 편요방향 회전서보장치를 장착하여 플랫폼의 편요오차를 보상하는 방식을 제안한다. 스테이지의 편요오차의 변화는 주기적으로 재측정하여 보정할 수 있다. 보상 방법은 우선 플랫폼을 진행방향으로 이동시키면서 각 위치에서의 편요오차를 측정하여 데이터베이스를 구축한 다음 실제 스테이지 사용 시에는 플랫폼이 일정 위치에 도달되면 데이터베이스에 저장된 해당위치에서의 편요오차를 읽어 이 오차를 보상할 수 있도록 서보장치를 편요 방향으로 구동하여 서보장치 위에 장착한 물체가 회전 없이 직선적으로 이동하도록 한다.

제작된 편요오차보상 서보장치는 베어링을 이용한 억지끼워맞춤방식으로 조립되기 때문에 마찰이 존재한다. 기계적 접촉에 의존하는 모든 시스템에서 마찰은 불가피한 현상이며 서보제어 시스템에서 마찰은 제어 성능에 직접적으로 영향을 미치는 주요 요인이다. 그러나 마찰은 비선형적 특성을 갖고 있으므로 제어에 어려움을 초래한다. 구체적으로 마찰은 서어보 제어계에서 정상상태 오차 또는 스틱-슬립(stick-slip)과 같은 불안정성을 야기하며, 특히 편요오차보상 서보장치와 같이 회전속도가 낮은 경우 회전방향이 바뀌는 지점에서 큰 위치오차를 증가시키

는 결과를 초래한다⁽³⁻⁵⁾.

서보제어계에서 마찰에 의한 제어 오차를 줄이기 위해 다양한 방법이 적용되어 왔다. 가장 일반적인 제어 방법은 고이득의 되먹임 제어 방법이 사용되고 있으나, 이득이 커질 경우 잡음 민감도가 증가하고 공진 발생의 문제가 발생하는 단점이 있다. 그 밖에 마찰제어 방법으로는 마찰 관측기를 이용한 보상 제어⁽⁶⁾, 강인 제어⁽⁷⁾, 적응 제어⁽⁸⁾, 신경회로망 제어⁽⁹⁾, 슬라이딩모드 제어⁽¹⁰⁻¹²⁾ 등이 소개된 바 있다.

이 연구에서는 편요오차보상 제어계의 마찰과 불확실성에 의한 외란응답의 최소화를 위해 슬라이딩 모드 제어를 적용하였다. 슬라이딩모드 제어는 시스템의 동적 모델과 무관한 동특성을 얻을 수 있고 시스템의 불확실성이나 비선형 외란 등에 강인한 특성을 갖으며, 특히 마찰이 있는 시스템에서 우수한 제어 성능을 보인다⁽¹³⁻¹⁵⁾.

리니어 스테이지의 편요오차 개선을 위해 제한한 보상장치의 타당성과 보상장치 제어방법의 성능 규명을 위해 실험장치를 제작하고 실험하였다.

2. 편요오차 보상장치

편요오차보상 서보장치는 Fig. 2와 같이 상부의 회전부와 하부의 지지부가 베어링으로 조립되었다. 상부 회전부에는 부하가 조립되며, 하부는 리니어 모터스테이지 플랫폼에 결합된다. 베어링 조립 시 플랫폼의 구동방향 강성을 높이기 위해 선하중을 주는 역지끼워맞춤 방식을 사용하는데, 이 강성이 낮을 경우 플랫폼 구동 시 서보장치 전체가 진동하여 정밀도를 저해할 수 있으며, 반면 강성을 높이기 위해 선하중을 증가시킬수록 마찰 토크는 더 커지게 된다. 상부 회전부에 회전 토크를 제공하기 위해 전자석 액추에이터를 사용하였다. Fig. 2에서와 같이 한 쌍의 전자석을 하부 지지부에 결합하였고, 상부 회전부에 고정된 자성체를 전자석 사이에 위치시켰다. 따라서 전자석에 의한 전자기력이 상부 회전부의 토크로 작용하게 된다. 전자석은 'C'자 형 규소 강판을 잘라 적층하였으며, 적층된 강판 위에 코일을 감았다. 상부 회전부의 회전각은 분해능이 10 nm 인 고정도 직선 엔코더(Remshow사)를 사용하였다. 엔코더 헤드는 상부 구조물에, 스케일은 하부 구조물에 각각 조립되었다. 스케일의 설치 반경을 기준

으로 계산된 각도 측정 분해능은 0.017 arcsec이다.

Fig. 2 편요오차 보상장치의 운동방정식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\ddot{\theta}(t) = T_u(t) + T_f(\theta, t) \quad (1)$$

여기서 J 는 편요오차보상 서보장치의 상부 회전부와 부하의 회전관성모멘트 합이며, $\theta(t)$ 는 상부 회전부의 회전각, $T_u(t)$ 는 제어 토크, $T_f(\theta, t)$ 는 서보장치 마찰토크이다. 마찰토크는 상부 회전부와 하부 지지부를 결합하는 베어링에서 발생한다.

서보장치에서 사용하는 전자기 액추에이터의 개념은 Fig. 3과 같다. 전자기력의 선형성 향상을 위해 전자석을 쌍으로 구성하였으며, 바이어스 전류를 주어 제어 전류가 영일 때 두 전자석에 동일한 바이어스(bias) 전류가 흐르도록 하였다. 제어 전류는 좌우 전자석에 반대로 합해지도록(좌측 코일에는 $I_0 - i_c$, 우측 코일에는 $I_0 + i_c$) 전류증폭기를 구성하였다. 양

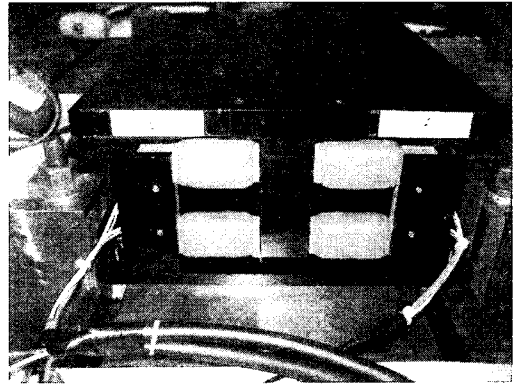


Fig. 2 Roll error compensation system

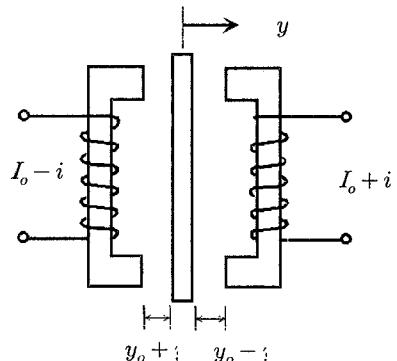


Fig. 3 Structure of electro-magnetic actuator

측 전자석에 의해 발생되어 자성체에 전달되는 전자 기력은 식 (2)의 비선형 특성을 보인다.

$$f_c = \frac{\mu_0 AN^2}{4} \left[\left(\frac{I_0 + i_c}{y_0 - y} \right)^2 - \left(\frac{I_0 - i_c}{y_0 + y} \right)^2 \right] \quad (2)$$

여기서 μ_0 는 공기의 투자율, A 는 자극의 단면적, N 은 코일의 감은 횟수, I_0 는 바이어스 전류, i_c 는 제어 전류, y_0 는 전자석과 자성체 블록 사이의 공칭공극, y 는 공칭공극을 기준으로 한 공극의 변화이다. 식 (2)를 운용점 (I_0, y_0) 을 기준으로 전개하면 식 (3)의 관계를 얻을 수 있다

$$f_c = (K_y + \Delta K_y)y + (K_i + \Delta K_i)i_c \quad (3)$$

여기서 K_y 는 위치강성(position stiffness)계수, K_i 는 전류강성(current stiffness)계수이며, ΔK_y 와 ΔK_i 는 각각 위치강성계수와 전류강성계수의 불확실성으로, 다음과 같이 주어진다.

$$K_y = \frac{\mu_0 AN^2 I_0^2}{y_0^3}, \quad \Delta K_y = \frac{\left(1 - \frac{y^2}{y_0^2}\right)^2 - 1}{\left(1 - \frac{y^2}{y_0^2}\right)^2} K_y \quad (4)$$

$$K_i = \frac{\mu_0 AN^2 I_0}{y_0^2}, \quad \Delta K_i = \frac{3 \frac{y^2}{y_0^2} - \frac{y^4}{y_0^4} + \frac{y}{y_0} \frac{i_c}{I_0}}{\left(1 - \frac{y^2}{y_0^2}\right)^2} K_i$$

식 (3)을 다음으로 표현하자.

$$f_c = (1 + m_y)K_y y + (1 + m_i)K_i i_c \quad (5)$$

여기서 $m_y = \Delta K_y / K_y$, $m_i = \Delta K_i / K_i$ 이다.

식 (4), (5)의 파라미터 불확실성을 분석하면 Fig. 4와 같이 m_y 는 y/y_0 가 커질수록 증가하며, $y/y_0 = 0.52$ 이면 $m_y = 1$ 이 된다. 자성체의 변위가 공칭공극의 25% 이내라면 $m_y \leq 0.14$ 이 된다.

식 (4)에서 m_i 는 y/y_0 와 i_c/I_0 의 함수이므로 이를 분석해보면 다음 Fig. 5와 같이 y/y_0 와 i_c/I_0 의 증가에 따라 그 크기가 증가하게 된다. Fig. 6은 등고선 방식으로 y/y_0 와 i_c/I_0 의 변화에 따른 m_i 를 나타낸 것으로, "1"로 표시된 영역 내부는 $|m_i| < 1$ 인 범위

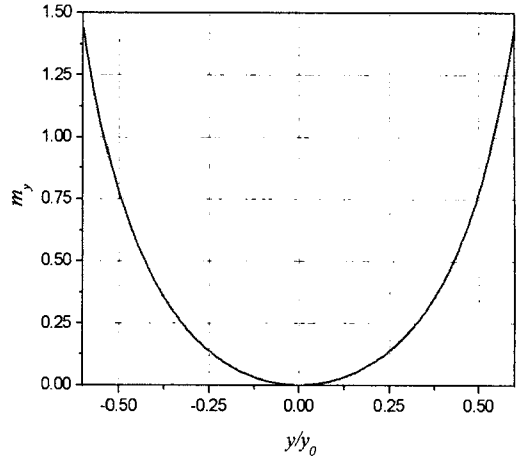


Fig. 4 m_y v.s. y/y_0

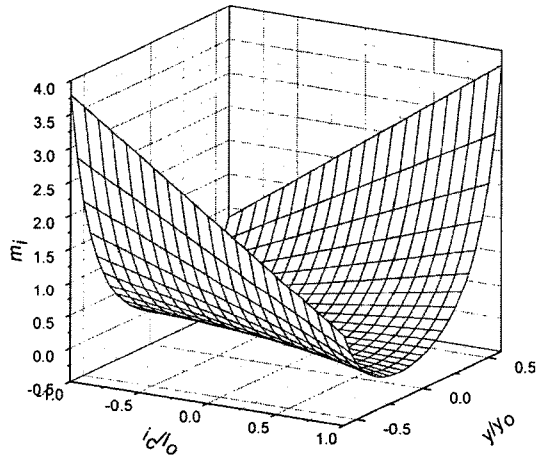


Fig. 5 m_i v.s. y/y_0 and i_c/I_0

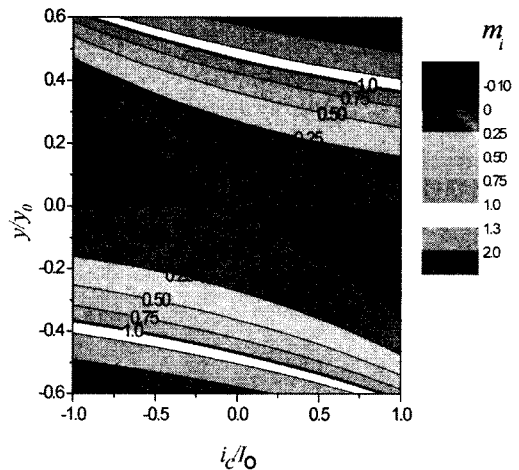


Fig. 6 Contour graph of m_i v.s. y/y_0 and i_c/I_0

를 나타낸다. 항상 $|i_c/I_o| \leq 1$ 이므로 $|y/y_o| < 0.35$ 이면 $|m_i| < 1$ 을 만족한다.

코일에 전류를 공급하는 전력증폭기는 전류 되먹임 회로를 구성하여 입력전압에 비례하는 코일전류를 얻을 수 있도록 하였다. 즉,

$$i_c = K_a u_c \quad (6)$$

여기서 K_a 는 증폭기 이득, u_c 는 제어 입력 전압이다.

Fig. 2에서 전자기 액추에이터는 서보계 회전 중심점으로부터 거리 L_a 에 위치해 있으며, 엔코더는 서보계 회전 중심점으로부터 거리 L_s 에 위치해 있으므로 발생 토크와 측정 변위는 다음과 같다.

$$T_u(t) = L_a f_c, \quad y = L_s \theta \quad (7)$$

식 (3), (5), (6), (7)을 식 (1)의 운동방정식에 대입하면

$$\ddot{\theta}(t) - L_a L_s (1 + m_y) K_y \theta(t) = L_a K_a (1 + m_i) K_i u_c + T_f(x, t) \quad (8)$$

식 (8)의 운동방정식에서 공칭 시스템은 음의 강성을 가지므로 불안정하며, 마찰력이 외란으로 작용함을 알 수 있다. 따라서 제어의 목적은 우선 시스템을 안정화 시키고, 마찰력과 계의 불확실성이 위치 추종 정밀도에 미치는 영향을 최소화하여 편요오차 보상장치가 보상위치입력을 정밀하게 추종하도록 하는 데 있다. Fig. 2의 주요 파라미터는 Table 1과 같다.

Table 1 System parameters

Symbol	Parameter	Value
J	Mass moment of inertia	6,0516 kg/mm ²
A	Area of pole	200 mm ²
I_o	Bias current	1.5 A
K_i	Current stiffness	2.6229 N/A
K_y	Position stiffness	0.01219 N/μm
K_a	Amplifier gain	0.2 A/V
y_o	Nominal air gap	0.42 mm
L_s	Sensor position	122 mm
L_a	Actuator position	160 mm
	Angle resolution	0.017 arcsec

3. 슬라이딩모드 제어

Fig. 2의 편요오차 보상장치는 마찰 외란과 계의 불확실성이 존재하므로 정밀한 보상을 위해 슬라이딩모드 제어 방법을 적용한다. 슬라이딩모드 제어는 시스템의 동적 모델과 무관한 동특성을 얻을 수 있고 시스템의 불확실성이나 외란에 강인하며, 특히 마찰이 있는 시스템에서 우수한 제어 성능을 보인다.

정적 외란에 의한 정상상태 위치오차를 제거하기 위해 변위의 적분이 포함된 상태변수를 다음 식과 같이 정의 한다.

$$x = [x_1 \quad x_2 \quad x_3]^T = \left[-\int edt \quad \theta \quad \dot{\theta} \right]^T \quad (9)$$

여기서 오차는 기준위치입력과 보상장치 회전각의 차이로 다음으로 정의 된다.

$$e = r - \theta \quad (10)$$

식 (8)의 운동방정식을 식 (9)의 정의에 따라 상태공간방정식으로 쓰면

$$\dot{x} = Ax + Bu + m_i Bu + B_r r + B \eta \quad (11)$$

여기서 $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & a & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{pmatrix}$, $B_r = \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ 이며,

$$a = \frac{L_a L_s K_y}{J}, \quad b = \frac{L_a K_a K_i}{J}$$

$$\eta = \frac{\alpha_i L_s K_y}{K_a K_i} x_2 + \frac{T_f}{L_a K_a K_i}, \quad u = u_c$$

η 는 계의 불확실성과 관련된 성분과 마찰에 의한 총체적 외란을 나타낸다.

식 (11)로 나타나는 시스템에서 총체적 외란항은 입력행렬 B 의 치역공간(range space)에 존재하므로 매칭조건(matching condition)을 만족한다. 따라서 슬라이딩모드 제어를 적용할 수 있다.

슬라이딩 평면 $\sigma(t)$ 를 아래와 같이 정의한다.

$$\sigma(t) = Sx(t) \quad (12)$$

여기서 $S \in R^{1 \times 3}$ 는 슬라이딩 평면을 정의하는 벡터이다.

슬라이딩 제어입력 $u(t)$ 는 다음처럼 두 부분으로 구성되며,

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \quad (13)$$

여기서 u_{eq} 는 식(11)에서 외란과 불확실성이 없는 경우 계의 상태가 슬라이딩 평면에 도달된 후 항상 그 평면에 존재하도록 하는 등가제어입력(equivalent control input)이며, $u_n(t)$ 은 외란이 존재할 때 계의 상태가 슬라이딩 평면에 도달되도록 하는 불연속적 도달제어입력(reaching control input)이다. 슬라이딩 평면에서는 $\sigma(t) = \dot{\sigma}(t) = 0$ 이므로 등가제어입력은 외란과 불확실성을 무시하고 슬라이딩 평면의 미분을 영으로 하여 구한다. 즉,

$$u_{eq}(t) = -(SB)^{-1}\{SAx + SB_r r + \phi\sigma\} \quad (14)$$

여기서 $\phi > 0$ 는 양의 상수이며, SB 는 일반적으로 영이 아닌 상수이다.

식(14)의 등가제어입력을 적용할 경우 외란과 불확실성을 제외한 계의 모델에 적용하면 슬라이딩평면 동력학은

$$\dot{\sigma} + \phi\sigma = 0 \quad (15)$$

이며, $\phi > 0$ 이므로 폐회로 시스템은 안정하게 슬라이딩 평면에 유지됨을 알 수 있다.

도달제어입력은 다음과 같이 크기가 ρ 인 스위칭 함수로 정한다.

$$u_n(t) = -(SB)^{-1}\rho \text{sign}[\sigma(t)] \quad (16)$$

슬라이딩모드 제어의 도달법칙 만족성 검증을 위해 다음의 Lyapunov 함수를 정의하면,

$$V(t) = \frac{1}{2}\sigma^T(t)\sigma(t) \quad (17)$$

도달법칙은 식(17)의 도함수가 음이 되면 만족된다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \sigma(t)\dot{\sigma}(t) \\ &= -(1+m_i)\phi\sigma^2 \\ &\quad -\sigma\{\rho(1+m_i)\text{sgn}[\sigma] \\ &\quad + m_i(SAx + SB_r r) + SB\eta\} \end{aligned} \quad (18)$$

식(18)의 우항 첫 번째 요소는 $|m_i| < 1$ 일 경우

음이며, 두 번째 괄호 안의 요소에서 다음을 만족하는 비선형 제어입력의 크기 ρ 가 존재하면 Lyapunov 함수의 도함수가 음이 되므로 도달법칙을 만족하게 된다.

$$\rho > \frac{|m_i| |SAx + SB_r r + SB\eta| + \gamma}{1 - |m_i|}, \quad \gamma > 0 \quad (19)$$

식(11)에서 외란 η 와 기준입력 r 은 유한하므로 $|m_i| < 1$ 이면 식(19)를 만족하는 비선형 제어입력의 크기 ρ 가 존재한다. 결론적으로 $|m_i| < 1$ 이고 식(19)를 만족하는 ρ 를 적용하는 슬라이딩 제어는 γ -도달법칙을 만족한다⁽¹¹⁾. Fig. 6의 분석과 같이 $|y/y_o| < 0.35$ 인 범위에서 $|m_i| < 1$ 를 만족한다.

최종적으로 결정되는 슬라이딩모드 제어기는 다음 식으로 결정된다.

$$u = -(SB)^{-1}\{SAx + SB_r r + \phi\sigma\} - (SB)^{-1}\rho \text{sign}[\sigma(t)] \quad (20)$$

식(20)의 부호함수로 정의된 비선형 제어입력은 실제 적용 시 체터링(chattering)을 야기하므로, 다음의 근사식을 사용하여 체터링을 방지할 수 있다⁽¹⁶⁾.

$$\text{sign}[\sigma(t)] \cong \frac{\sigma(t)}{\|\sigma(t)\| + \epsilon}, \quad \epsilon \geq 0 \quad (21)$$

이 제어기는 슬라이딩모드 제어기와는 차이가 있지만, ρ 가 클 경우 슬라이딩모드 제어의 안정성을 보장할 수 있다⁽⁶⁾.

만일 슬라이딩 평면을 규정하는 행렬 S 를 다음과 같이 설정하면

$$S = [\omega_n^2 \quad 2\zeta\omega_n \quad 1] \quad (22)$$

폐회로의 동력학은 다음으로 주어진다.

$$(s + \phi)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \frac{E(s)}{s} = 0 \quad (23)$$

여기서 $E(s)$ 는 오차 $e(t)$ 의 라플라스 변환이다. 식(23)으로부터 폐회로 오차 동력학은 슬라이딩 평면을 정의하는 행렬 S 와 ϕ 에 의해 결정되며, 총체적 외란이 상수일 경우 정상상태 오차는 없음을 알 수 있다.

4. 보상 제어 실험 및 결과

편요오차 보상을 위해 Fig. 2의 회전서보장치를 제작하였으며, 보상 제어에는 슬라이딩모드 제어를 적용하였다. 적용 대상인 1-축 리니어모터 스테이지에서 레이저 측정장치를 이용 측정된 편요오차는 Fig. 7과 같다. 스테이지의 이송거리는 900 mm이며 2-번 왕복하며 측정하였다. 4-번의 측정 중 마름모로 표시한 측정치를 제외하면 동일 위치에서의 편요오차 측정치간 오차는 최대 0.35 arcsec였다. 측정된 편요오차는 진행방향 거리에 따라 정현파에 가까운 형태를 보였으며, 오차의 최대크기는 피크-피크 값은 6.6 arcsec로 나타났다. 또한 측정 결과로부터 편요오차는 리니어모터 스테이지 진행방향에 따라 반복성이 있는 것으로 가정할 수 있다.

오차보상장치의 성능은 보상장치를 직접 리니어모터 스테이지에 장착하여 이동하면서 검증해야 되지만, 편요오차의 실시간 측정의 어려움 때문에 간접적인 방법을 이용하여 보상장치 보상성능을 검증하였다. 구체적으로 보상 제어 장치가 일정 속도로 이동하는 리니어모터 스테이지에 장착되었다고 가정하고, 리니어모터 스테이지의 이동속도에 따라 편요오차의 주기를 변경하는 방법으로 보상 제어 실험을 수행하였다. 단, 리니어모터 스테이지의 편요오차는 편의상 정현파로 가정하였다. 즉, 가정한 리니어모터 스테이지의 속도에 해당하는 주파수를 갖는 정현파를 보상장치의 기준입력으로 가하면서 보상장치의 추적성능을 얻었다. Fig. 8은 리니어모터 스테이지가

360 mm/s의 속도로 진행할 때를 가상하여 편요오차 보상을 위해 보상장치에 공급되는 보상위치입력크기가 엔코더 위치에서 $2.5 \mu\text{m}$ 이고 주파수가 0.4 Hz인 정현파로 가정했을 때 리니어 엔코더에서 측정된 보상장치의 응답을 보인다. 응답이 기준입력을 잘 따라가고 있음을 확인할 수 있다.

Fig. 9는 Fig. 8의 응답 오차로 엔코더 오차를 편요오차로 환산하여 나타낸 것이다. 응답의 후반부는 식 (20)의 슬라이딩모드 제어기를 적용한 경우이며, 전반부는 이 제어기에서 비선형항을 제거한 선형제어를 적용한 경우이다. 선형제어의 경우와 슬라이딩모드 제어의 경우 측정된 편요오차의 피크-피크는 각각 0.35 arcsec, 0.21 arcsec이다.

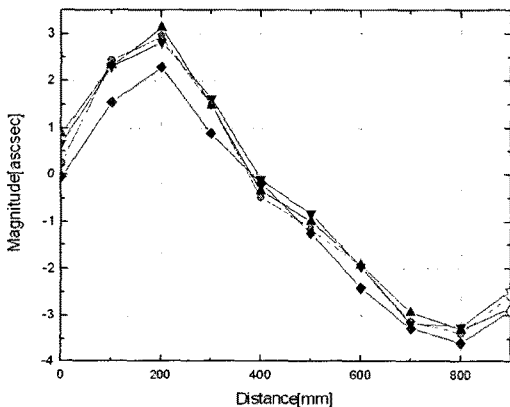


Fig. 7 Measured yaw error of manipulator

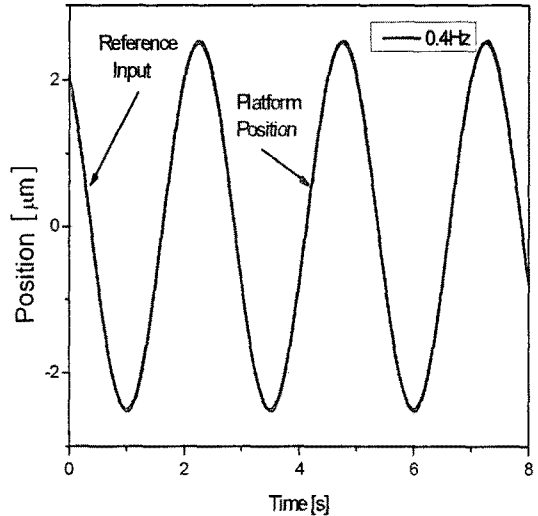


Fig. 8 Reference input and response - 0.4 Hz case

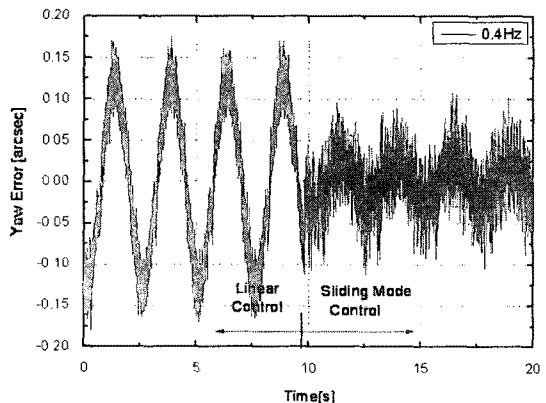


Fig. 9 Response error - 0.4 Hz case

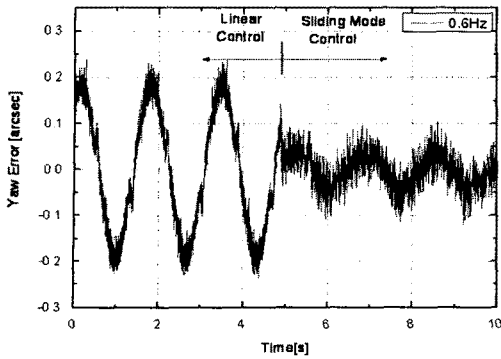


Fig. 10 Response error - 0.6 Hz case

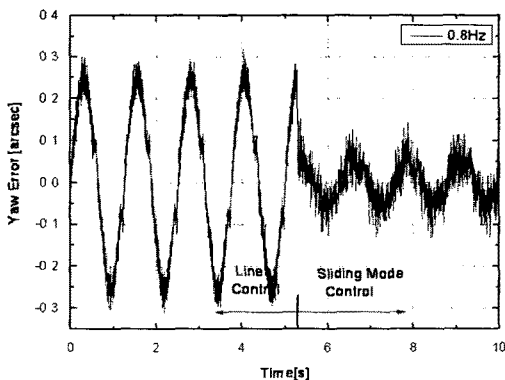


Fig. 11 Response error - 0.8 Hz case

Fig. 10은 리니어모터 스테이지가 540 mm/s의 속도로 진행할 때를 가상하여 보상장치에 0.6 Hz 정현파를 보상위치입력으로 가했을 때 응답오차를 보인다. 선형 제어의 경우와 슬라이딩모드 제어의 경우 편요오차의 피크-피크는 각각 0.48 arcsec, 0.22 arcsec이다. 선형 제어의 경우 입력의 주파수가 증가함에 따라 오차가 증가하는 일반적인 응답 특성을 보인데 반해 슬라이딩모드 제어의 경우 오차의 변화가 거의 없음을 알 수 있다.

Fig. 11은 진행 속도가 720 mm/s인 경우를 가상하여 0.8 Hz 정현파 보상위치입력을 가했을 때의 응답오차로, 선형제어와 슬라이딩모드 제어의 경우 편요오차의 피크-피크는 각각 0.62 arcsec, 0.28 arcsec로 측정되었다. 더 빠른 속도로 이동하는 경우를 가상하여 동일한 응답 실험을 한 결과를 종합하여 정리하면 Table 2와 같다.

Table 2의 결과에서 선형 제어에 비해 슬라이딩모드 제어의 제어성능이 더 좋음을 알 수 있으며, 진행방향 속도가 증가할수록 두 경우 모두 오차가 점

Table 2 Control performances

Case	Yaw error (P-P, arcsec)	
	Linear control	Sliding mode control
No compensation	6.6	6.6
Compensation, 360 mm/s (0.4 Hz)	0.35	0.21
Compensation, 540 mm/s (0.6 Hz)	0.48	0.22
Compensation, 720 mm/s (0.8 Hz)	0.62	0.28
Compensation, 900 mm/s (1 Hz)	0.75	0.37

차 증가함을 알 수 있다. 슬라이딩모드 제어에서 리니어모터 스테이지가 360 mm/s로 진행되는 경우 본래의 편요오차 6.6 arcsec에서 0.21 arcsec로 3.2% 수준으로 감소하였으며, 리니어모터 스테이지가 540 mm/s로 진행되는 경우 3.4%, 720 mm/s로 진행되는 경우 3.38%, 900 mm/s로 진행되는 경우 4.2% 수준으로 감소하였다. 따라서 이 연구에서 제안한 서보 시스템을 이용하여 리니어모터 스테이지의 편요오차를 향상시킬 수 있음을 검증하였다.

이 결과를 정리하면 Table 2와 같다.

4. 결 론

리니어모터 스테이지에서 슬라이드 가이드와 조립 정밀도에 의해 결정되는 기하학적 오차 중 회전 오차인 편요오차 개선을 위해 추가적 보상 서보장치를 제안하였으며, 서보 장치의 외란 및 액추에이터 파라미터 불확실성을 고려하여 슬라이딩모드제어를 적용하였다. 도달법칙 해석을 통해 보상장치에 슬라이딩모드제어가 적용될 수 있음을 보였다. 실험 장치를 제작하고 제안된 방법에 따라 보상제어를 수행하였으며, 그 결과 제안된 장치의 적용성을 검증하였고, 슬라이딩모드제어가 일반 선형제어에 비해 나은 성능을 보임을 확인하였다. 향후 기하학적 오차의 재현성에 대한 심층 연구와 더불어 실제 적용성을 검토할 예정이다.

후 기

이 연구는 2005년도 경원대학교 지원에 의한 결

과이며, 지원에 감사드립니다.

참 고 문 헌

- (1) Baek, S. H. and Yoon, S. Y., 1999, "Trend of DC Linear Motors Technology", Proceedings of the KIEE, Vol. 48, No. 2, pp. 40~47.
- (2) Choi, J. D. and Kang, M. S., 2005, "Development of Servo-system for Straightness Improvement of Linear Motor Stage", Trans. of the KIEE, Vol. 54D, No. 1, pp. 33~39.
- (3) Armstrong-Helouvry, B., Dupont, P. and Canudas, C., 1994, "A Survey of Models, Analysis Tools and Compensation Methods for the Control of Machines with Friction", Automatica, Vol. 30, No. 7, pp. 1083~1138.
- (4) Canudas de Wit, C., Olsson, H., Astrom, K. J., and Lischinsky, P., 1995, "A New Model for Control of System with Friction", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 40, pp. 419~425.
- (5) Lischinsky, P., Canudas de Wit, C. and Morel, G., 1997, "Friction Compensation of a Schilling Hydraulic Robot", Proc. of the 1997 IEEE International Conference on Control Application, pp. 294~299.
- (6) Kawamura, A., Itoh, H. and Sakamoto, K., 1994, "Chattering Reduction of Disturbance Observer Based Sliding Mode Control", IEEE Trans. Ind. Application, Vol. 30, pp. 456~461.
- (7) Bona, B. and Indri, M., 1993, "Friction Compensation and Robust Hybrid Control", Proc. of the 1993 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Vol. 2, pp. 81~86.
- (8) Garagic, D. and Srinivasan, K., 2004, "Adaptive Friction Compensation for Precision Machine Tool Drive", Control Engineering, Vol. 12, pp. 1451~1464.
- (9) Gao, X. Z. and Ovaska, S. J., 1999, "Friction Compensation in Servo Motor Systems Using Neural Networks", Proc. of the 1999 IEEE Midnight-Sun Workshop on Soft Computing Methods in Industrial Applications, pp. 146~151.
- (10) Edwards, C. and Spurgeon, S. K., 2004, Sliding Mode Control: Theory and Applications, TAYLOR & FRANCIS Inc.
- (11) Utkin, V. I., Guldner, J. and Shi, J., 1999, Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, New-York: Taylor & Francis.
- (12) Xu, J. X., Lee, T. H. and Pan, Y. J., 2003, "On the Sliding Mode Control for DC Servo Mechanisms in the Presence of Unmodeled Dynamics", Mechatronics, Vol. 13, pp. 755~770.
- (13) Kang, M. S., 2004, "Sliding Mode Control of an Active Magnetic Bearing System", Transactions of the Korean Society for Noise and Vibration Engineering, Vol. 14, No. 5, pp. 439~448.
- (14) Wang, B., Gong, K., Yang, D. and Li, J., 2003, "Fine Attitude Control by Reaction Wheels Using Variable-structure Controller", Acta Astronautica, Vol. 52, pp. 613~618.
- (15) Korondi, P., Young, D. and Hashimoto, H., 1997, "Sliding Mode Based Disturbance Compensation for Motion Control", Proc. of the International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Vol. 1, pp. 73~78.