

The Stable Position Control of Hybrid type Linear Pulse Motor by Digital PI Control

尹 信 容^{*} · 白 壽 鉉^{**} · 金 龍^{***} · 金 澈 珍[§] · 孟 仁 在^{§§}
 (Shin-Yong Youn · Soo-Hyun Baek · Yong Kim · Cherl-Jin Kim · In-Jae Maeng)

Abstract - This study was represented the improvement of the flexible position control for linear motion of hybrid type linear pulse motor(HLPM). The driving method used a minute 125 microstep drive instead of full step drive method. The digital control method was applied to the PI control for more stable position control, at this time the PI control parameters have gained by a Ziegler-Nichols tuning method. The loop transfer function of control system was combined with both motor transfer function and digital PI control equation. Such, the proper for digital PI control system is verified to through the simulation and experimental result of the stability step response and bode plot with proper gain and phase margin.

Key Words : Hybrid Linear Pulse Motor(HLPM), Digital PI control, Microstep driving, Bode plot, Ziegler-Nichols method.

1. 서 론

최근 산업의 발전과 더불어 고속, 고정밀 및 일정 추력에 부응할 수 있는 직선 운동용 시스템의 수요가 급증하고 있다. 직선운동을 발생하기 위하여 이전에는 회전형 모터의 축에 직선운동 변환을 위한 리드스크류 및 컨베이어의 보조기구를 결합하여 사용하여 왔으나, 근래에는 진동과 소음 및 손실이 억제되며 직접 직선운동이 가능한 선형 모터가 유용하게 활용되고 있는 실정이다. 이러한 선형 모터는 FA, OA, 정보기기 및 공작기계 등에 유용하게 활용된다.

본 연구에서는 선형 펄스 전동기(LPM : Linear Pulse Motor)중 가변 릴럭턴스(VR : Variable Reluctance) 형과 영구자석(PM : Permanent Magnet) 형의 결합에 의해서 큰 추력(thrust)의 발생이 가능한 하이브리드(Hybrid : HB)형의 위치제어 시스템을 구현하였다. LPM의 기계적인 위치정밀도는 고정자와 가동자의 치형상과 치폭과 슬롯폭의 비 및 치피치 등의 치 구조에 의해 결정된다. LPM은 여자시 자기회로의 비선형성과 상절환시 영구자석의 디텐트(detent)력에 의해 추력의 왜형 및 위치 오차가 발생하므로 이러한 단점을 극복하기 위한 기계적인 구조의 설계와 정밀 구동 및 제어기법이 요구된다.

LPM은 입력 펄스에 따라 치 피치에 의존한 개루프 위치

제어가 가능한 특성을 지니고 있으며 LPM의 정추력과 정밀 구동은 마이크로스텝 구동에 의해서 가능하다[1]~[4]. 본 연구에서는 마이크로스텝 구동시 기준입력에 대해서 안정된 응답 특성을 얻을 수 있도록 디지털 PI 제어를 적용함으로써 더욱 안정된 고정도의 위치제어가 가능하게 구성한다. 이를 위한 디지털 PI 제어는 모터의 전달함수와 z 영역의 근궤적(Root locus)에 의한 Ziegler-Nichols 방법을 적용하여 PI 제어기의 파라미터를 구하고 이로부터 안정된 루프 전달함수를 얻는다.

이러한 루프 전달함수는 보드선도에 의한 안정도 판별에 따라 주파수에 대응하는 이득여유와 안정된 위상여유를 확보함으로써 안정된 제어시스템의 구현이 가능하도록 구성한다. 실험장치의 제어기로 마이크로프로세서인 80c196kc를 이용하였으며 제어 알고리즘의 데이터는 EPROM에 저장하였다. 구동회로는 권선의 이용효율을 향상하기 위하여 H형 브리지(H-bridge)회로에 바이폴라(bipolar) 구동방식을 적용하며 고전적인 전압제어 대신 전류제어기법을 적용한다. 위치 측정장치는 레이저 인터페러미터(laser interferometer)를 이용함으로써 고정도의 미크론(micron) 단위까지 측정이 가능하도록 구성하였다[5]~[8].

실험장치와 측정장치의 구현을 통하여 설정변위에 대해서 가속도, 속도 및 부하 등의 다양한 조건을 가변하여 제어시스템을 실험함으로써 제시한 이론의 타당성을 입증하였다.

2. HLPM의 구조 및 모델링

2.1 HLPM의 구조 및 구동법

LPM의 위치정밀도는 기계적인 면에서 치형상, 치폭과 슬

* 正 會 員 : 東 國 大 産 業 技 術 研 究 員 傳 任 研 究 員 · 工 博
 ** 正 會 員 : 東 國 大 電 氣 電 子 工 學 部 教 授 · 工 博
 *** 正 會 員 : 東 國 大 電 氣 電 子 工 學 部 副 教 授 · 工 博
 § 正 會 員 : 漢 拏 大 電 氣 電 子 컴 퓨 터 工 學 部 副 教 授 · 工 博
 §§ 正 會 員 : 東 國 大 電 氣 工 學 科 博 士 修 了
 接 受 日 字 : 2000 年 5 月 27 日
 最 終 完 了 : 2000 年 10 月 17 日

못쪽의 비, 치피치의 길이등에 의해 제한적으로 향상시킬수 있지만 여기에 전기적인 면의 정밀 구동법과 오차보정 제어 기법을 적용한다면 더욱 향상 시킬 수 있다. 따라서 본 연구에서 적용한 HB형 LPM의 구조는 그림 1과 같다. VR형과 PM형을 결합한 구조의 HB형 LPM은 다른 형태의 LPM에 비하여 단위 입력당 발생 추력이 크다.

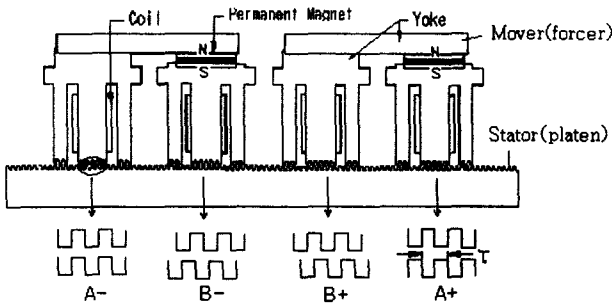


그림 1 HPLPM의 구조
Fig. 1 Construction of HB type LPM

여기서 고정자와 가동자 사이의 치(teeth) 형상은 각형으로 되어 있으며 치 피치 1[mm] 중 치폭과 슬롯폭은 0.45[mm] : 0.55[mm]로 구성되어 있다. LPM의 구동은 가동자에 가해지는 펄스에 의해 치 피치(τ)의 1/4 피치씩 이동하며 추력을 발생한다. 그림 1의 치 배열 구조로서 A상과 B상은 1/4 치피치 어긋나 있으며 A+상과 A-상은 1/2 치피치씩 어긋나 있음을 나타낸다. 본 논문에서 적용한 LPM의 사양은 표 1과 같다.

표 1 HPLPM의 사양
Table 1 Specifications of tested HPLPM

명 칭	크기 [단위]	명 칭	크기 [단위]
치 폭	0.45 [mm]	정격 전류	2.7 [A]
슬롯 폭	0.55 [mm]	구동 회로	Hybrid
치 피치	1.0 [mm]	잔류자속밀도	1.23 [T]
고정자 폭	50 [mm]	권선 상수	2 상
공 극	0.13 [mm]	구동 방식	PWM 제어
스텝 변위	0.25 [mm]	스위칭 주파수	20 [kHz]
자석 재질	NdFeB 35	여자 방식	bipolar
상 저항	2.7 [Ω]	정 추력	80 [N]
인덕턴스	2 [mH]	정격 속도	2.5 [m/s]
턴 수	60 [회]	기동 주파수	100~300[pps]
가동자 질량	0.36 [kg]	스트로크	700 [mm]

LPM의 구동은 1상과 2상의 풀스텝(full-step), 1-2상 하프스텝(half-step), 미니스텝(mini-step) 및 마이크로스텝(micro-step)으로 분류된다. 풀스텝 구동은 한 스텝당 1/4 피치씩 이동하지만 마이크로스텝은 한 스텝을 미세 분할하는 여자방식이다. 본 연구에서는 125 마이크로스텝 구동법을 적

용하여 더욱 정밀하고 유연한 구동이 가능하도록 구성하였다. 그림 2 는 풀스텝과 마이크로스텝 구동에 대한 이동변위 특성을 나타낸 것이다[1][2][8].

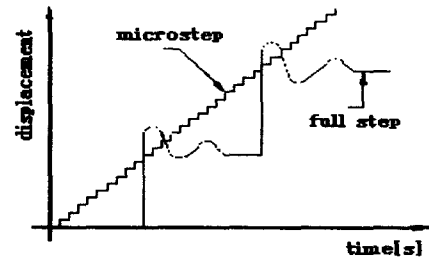


그림 2 풀스텝과 마이크로스텝의 변위특성
Fig. 2 Displacement characteristics of fullstep and microstep

2.2 HPLPM의 모델링

HPLPM에 있어서 2상의 상전압 V_a, V_b , 상전류 I_a, I_b 및 추력 F_a, F_b 에 대한 식은 다음과 같다. 여기서, 먼저 A상 전류 I_a 에 대한 전압 V_a 는 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_a &= 2R_a I_a + \frac{d}{dt}(N\Phi_{01} + L_{11}I_a - N\Phi_{02} + L_{22}I_a + 2M_c I_a) \\
 &= RI_a + L \frac{dI_a}{dt} + 2N\Delta\Phi \frac{d}{dt} \cos\left(\frac{2\pi}{\tau}x\right) \\
 &= RI_a + L \frac{dI_a}{dt} - K_v \sin\left(\frac{2\pi}{\tau}x\right) \frac{dx}{dt} \quad (1)
 \end{aligned}$$

여기서, $L = 2(L_0 + M_c), R = 2R_a$

$$K_v = \frac{2N\Delta\Phi 2\pi}{\tau}, \quad L_{11} = L_0 + \Delta L \cos \frac{2\pi}{\tau} x$$

$$L_{22} = L_0 - \Delta L \cos \frac{2\pi}{\tau} x, \quad \Phi_{01} = \Phi_0 + \Delta\Phi \cos \frac{2\pi}{\tau} x$$

$$\Phi_{02} = \Phi_0 - \Delta\Phi \cos \frac{2\pi}{\tau} x$$

$$L_0 = \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2}, \quad \Delta L = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2}$$

Φ_{01} : 영구자석에 의한 극 1의 자속

Φ_{02} : 영구자석에 의한 극 2의 자속

L_{11} : 극 1의 권선 인덕턴스

L_{22} : 극 2의 권선 인덕턴스

M_c : 극 1, 2에 대한 권선의 상호 인덕턴스

N : 극 1, 2에 대한 권선의 턴수

R_a : 극 1, 2에 대한 권선 저항

A상 권선에 의해서 발생되는 추력 F_a 는 식 (2)와 같다.

$$F_a = \frac{d}{dt} \left(-K_v \sin \frac{2\pi}{\tau} x \frac{dx}{dt} \right) I_a$$

$$= -K_f I_a \sin \frac{2\pi}{\tau} x \quad (2)$$

여기서, $K_f = K_v$

B상 권선에 대한 전압 V_b 와 발생 추력 F_b 는 식 (3), 식 (4)와 같다.

$$V_b = RI_b + L \frac{dI_b}{dt} - K_v \frac{dx}{dt} \cos \frac{2\pi}{\tau} x \quad (3)$$

$$F_b = K_f I_b \cos \frac{2\pi}{\tau} x \quad (4)$$

식 (2)와 (4)에서 각 전류 I_a, I_b 를 설정 변위 x^o 로 제어할 경우의 식은 다음과 같다.

$$I_a = I_m \cos \frac{2\pi}{\tau} x^o \quad (5)$$

$$I_b = I_m \sin \frac{2\pi}{\tau} x^o \quad (6)$$

이러한 결과 A상 및 B상에 대한 HLPM의 합성 추력은 식 (7)과 같다.

$$F = F_a + F_b = K_f \left(-I_a \sin \frac{2\pi}{\tau} x + I_b \cos \frac{2\pi}{\tau} x \right) \\ = K_f I_m \sin \frac{2\pi}{\tau} (x^o - x) \quad (7)$$

여기서 HLPM의 운동 방정식은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$M \frac{dx^2}{dt} + D_m \frac{dx}{dt} = K_f I_m \sin \frac{2\pi}{\tau} (x^o - x) \quad (8)$$

여기서, M : 가동자의 질량, D_m : 점성 마찰계수
 I_m : 정격 전류, K_f : 추력 정수

식 (8)에서 설정 위치에 대한 실제 이동위치의 관계는 그림 3의 블록선도와 같이 나타낼 수 있으며 이러한 결과는 각 부분의 판별 및 제어에 용이하게 적용할 수 있다.

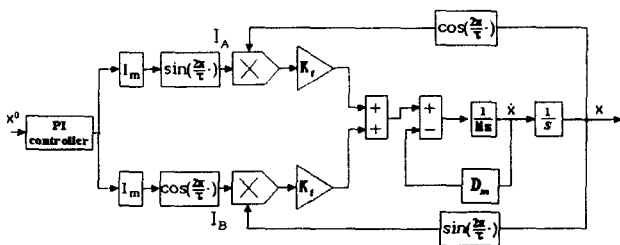


그림 3 HLPM의 제어 시스템에 대한 블록선도

Fig. 3 Block diagram for control system of LPM

그림 3의 블록선도로부터 설정 변위 x^o 에 대한 실제 이동 변위 x 의 전달함수는 식 (9)와 같다.

$$G(s) = \frac{x}{x^o} = \frac{K_f I_m \frac{2\pi}{\tau}}{s^2 + \frac{D_m}{M} s + \frac{K_f I_m 2\pi/\tau}{M}} \quad (9)$$

3. 디지털 제어기

3.1 제어기의 모델링

본 연구에서는 정밀한 구동이 가능한 마이크로시스템 구동을 적용하며 이러한 구동법에 따라 원하는 위치로 오차가 억제되며 더욱 안정된 제어를 위해 복잡한 수치해석의 알고리즘 보다는 연산시간이 짧고 실용적인 디지털 PI제어기를 적용한다. 서보모터의 제어는 아날로그제어와 디지털제어에 의해 가능하지만 본 연구에서는 마이크로프로세서의 발달에 따라 현재 많이 사용되고 있는 디지털 제어기를 적용한다.

디지털 제어기는 아날로그 제어기에서의 연속적인 데이터 대신에 불연속 구간의 데이터를 이용하여 제어할 수 있으며 이 구간은 샘플링 시간 T 로 나타낸다[6]. 그림 4는 LPM의 디지털 제어를 위한 블록선도를 나타낸 것이다.

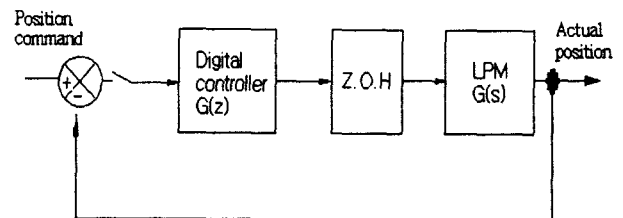


그림 4 LPM의 디지털 제어기에 대한 블록선도

Fig. 4 Block diagram for digital controller of LPM

그림 4에서 디지털 제어를 위한 모델링은 다음과 같다. s 영역으로 표현되는 아날로그 시스템에서는 극점이 좌반 평면 ($Re(s) < 0$)에 있어야 시스템이 안정되듯이 디지털 시스템의 안정 조건은 $|z| \leq 1$ 을 만족해야한다. ZOH (zero order hold)는 샘플링에 의한 각 입력의 임펄스를 일정시간 유지함으로써 해당되는 스텝펄스를 발생시키며 이에 대한 샘플링 전달함수는 식 (10)과 같다.

$$G_H(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (10)$$

여기서, 지연항은 다음 임펄스가 발생하기 전의 시간이며 샘플링 함수와 모터 전달함수 사이의 전체 전달함수 $G_P(s)$ 는 식 (11)과 같다.

$$G_P(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} G(s) \quad (11)$$

따라서, 식 (11)을 z 변환하면 식 (12)로 표현할 수 있다.

$$Z\left\{\frac{1-e^{-sT}}{s}G(s)\right\} = Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\} - Z\left\{\frac{e^{-sT}G(s)}{s}\right\} \quad (12)$$

식 (12)에서 우변의 두 번째 지수함수를 포함한 항은 지연 요소이며, 단위 지연의 경우 z^{-1} 로 표현되기 때문에 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$G(z)_{ZOH} = (1-z^{-1})Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\} \quad (13)$$

식 (13)에 대해서 모터의 전달함수와 ZOH를 고려하여 z 변환하면 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G(z) = z \left[\frac{1-e^{-Ts}}{s} \cdot \frac{K_f I_m \frac{2\pi}{\tau}}{s^2 + \frac{D_m}{M}s + \frac{K_f I_m \frac{2\pi}{\tau}}{M}} \right] \\ = (1-z^{-1})z \left[\frac{K_f I_0 \frac{2\pi}{\tau}}{s(s^2 + \frac{D_m}{M}s + \frac{K_f I_0 \frac{2\pi}{\tau}}{M})} \right] \quad (14)$$

여기서 s 영역의 z 영역으로 변환을 위한 Tustin 변환 $s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}$ 을 이용하여 z 변환 후 식 (9)로부터 제어 대상 LPM의 파라미터를 적용하여 계산하면 식 (14)는 식 (15)와 같이 구할 수 있다.

$$G(z) = \frac{(0.0075z + 0.0074)}{z^2 - 1.9503z + 0.9506} \quad (15)$$

일반적으로 모터의 제어기는 대역폭이 너무 크거나 부적절하게 선정된 경우 시스템이 외란, 정상치의 오차 및 노이즈에 의한 영향을 받기 쉬우므로 노이즈의 민감성을 제거하고 외란에 대하여 강인한 제어를 실현하기 위해서 본 연구에서는 PI 제어기를 사용하며 이는 식 (16)과 같다.

$$G_{PI}(z) = K_P + K_I \frac{zT}{z-1} \quad (16)$$

디지털 PI 제어기의 이득 파라미터는 근계적 및 Ziegler-Nichols 방법의 단위원으로부터 구할 수 있다. 근계적의 안정된 이득 파라미터는 개루프의 극 위치로부터 페루프의 근계적을 그리는 것으로서 페루프 근이 안정영역에 있어야 한다. Ziegler-Nichols 방법은 z 영역의 근계적에서 교차되는 두 교점으로부터 복소근을 구하여 K_m, ω_m 을 결정할 수 있다. Ziegler-Nichols 방법에 의한 비례이득 K_P 는 다음에 제시하는 관계 식 (17)과 같이 결정한다.

$$K_P = 0.6K_m, \quad K_I = \frac{K_P \omega_m}{\pi} \quad (17)$$

여기서 K_m 은 시스템의 공진이득이며 ω_m 은 단위원을 지나는 공진 주파수로서 극의 단위 원으로부터 구할 수 있다. 그림 5는 이득 파라미터의 결정을 위해서 단위 근 계적에 의한 Ziegler-Nichols 방법의 결과를 나타낸 것이다.

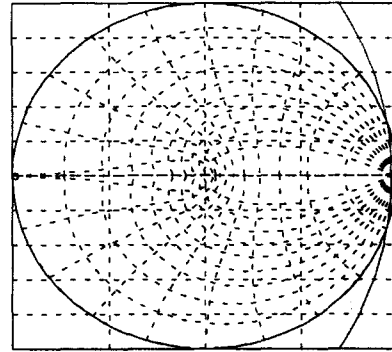


그림 5 근 계적에 의한 Ziegler-Nichols 방법
Fig. 5 Ziegler-Nichols Method by Root Locus

여기서 이득은 Ziegler-Nichols 방법에 의해 단위원과 근계적이 만나는 교점의 파라미터를 선정하여 구할 수 있지만, 본 LPM의 시스템에 적합한 제동비 $\zeta=0.6$, $K_m=0.1008$ 일 경우 극점은 $0.9748 \pm 0.0335i$ 이고 $\omega_m=6.8634$ [rad/s]이며 더욱 적합한 이득 파라미터를 얻을 수 있었으며 이에 따라 안정된 스텝응답을 나타내었다.

식 (17)에 의해 $K_P=0.0605$, $K_I=0.1322$ 를 구하였으며 이를 식 (16)에 대입함으로써 디지털 PI 제어기를 구성하였다. z 변환된 모터의 전달함수 식(15)와 디지털 PI 제어 식 (16)을 결합한 루프전달함수는 식 (18)과 같다.

$$G_c(z) = G_{PI}(z) \cdot G(z) \\ = \frac{(0.4589z^2 - 0.0024z - 0.4460) \times 10^{-3}}{z^3 - 2.9503z^2 + 2.9009z - 0.9506} \quad (18)$$

폐루프 전달함수에 대한 스텝응답은 식 (19)에 의해서 구할 수 있다.

$$G_{\kappa}(z) = \frac{G_c(z)}{1 + G_c(z)} \quad (19)$$

z 변환된 디지털제어 전달함수를 주파수영역에서의 안정도 해석을 위해서는 w 영역으로의 변환이 필요하다. 이때 w 영역에서는 좌반 영역이 안정 영역이므로, z 평면에서 단위 원 내부의 안정영역은 w 영역의 좌반면에 존재하여야 한다.

$$w = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \tag{20}$$

여기서, 해석영역의 변환은 Bilinear 방법을 적용하며 이를 z 영역으로 변환하기 위해서는 식 (20)을 적용한다.

$$z = \frac{1+wT/2}{1-wT/2} \tag{21}$$

주파수 영역에서의 안정도 판별을 위해서는 w 평면으로의 변환이 필요하므로 식 (18)은 식 (22)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G_c(w) = \frac{-0.092w^2 + 36.9005w + 85.3855}{w(w^2 + 10.1364w + 10.5155)} \tag{22}$$

3.2 제어기의 구성

제어기는 마이크로프로세서(80c196kc)로 구성하였으며 샘플링 시간은 5[ms]을 적용하였다. 이때 마이크로스텝 구동을 위한 A상 정현파 및 B상 역현파의 기준전류원 데이터는 EPROM에 록업(look-up) 테이블로 저장하였다. 마이크로스텝 구동에 의한 한 사이클 전류원은 가감속 동작모드의 선택에 따라 디지털 PI 제어를 통하여 안정된 스텝응답의 데이터를 DAC08에 의해 전달되도록 구성하였다.

DAC08에 의해 발생된 2상 여자전류는 검출된 전류파형과의 비교를 통하여 브리지형 구동회로의 소자인 n채널 MOSFET 게이트에 공급한다. 구동회로의 소자인 MOSFET ON/OFF 동작에 의해서 LPM을 구동시키도록 하였다. 하드웨어에 적용된 제어기의 알고리즘은 그림 6과 같이 플로우차트로 구성되어 있다.

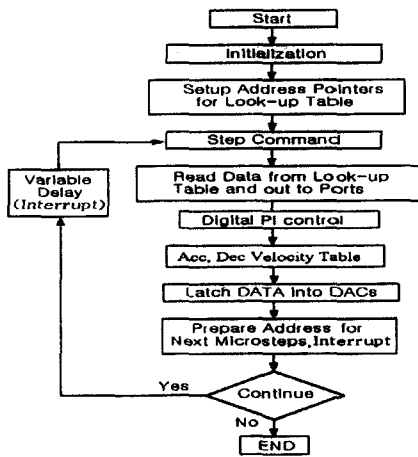


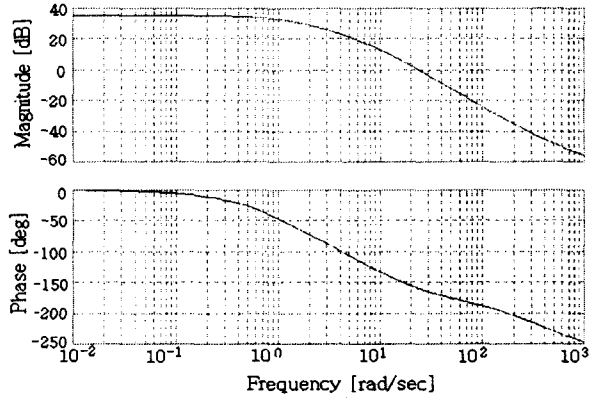
그림 6 제어기의 플로우차트
Fig. 6 The flowchart for controller drive

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

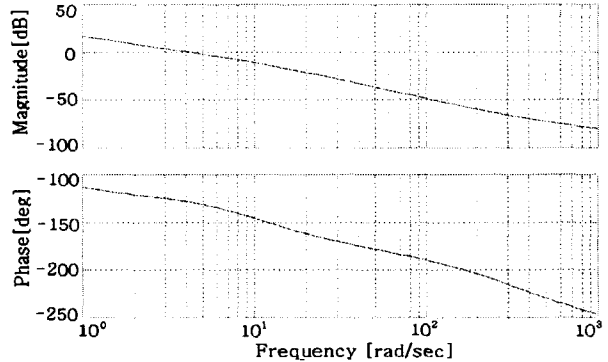
그림 7의 (a),(b)는 HILPM에 마이크로스텝 구동시 디지털

PI제어를 적용하기 전, 후 주파수영역에 대한 Bode 선도를 나타낸 것이다. 여기서 안정도 판별은 위상 교차주파수가 이득 교차주파수보다 고주파수의 영역에 있고 부하에 따라 위상여유가 약 40~60[°]이면 안정 영역으로 판정한다.

그림 7(a)는 제어를 적용하기 전 이득여유 10[dB]과 위상여유 25[°]를 나타낸 것으로 부적합한 대역폭을 지니고 있다. 그러나 그림 7(b)는 디지털 PI 제어를 적용한 경우 안정된 이득여유 38.6[dB], 위상여유 50.7[°]를 얻을 수 있었으며 적합한 대역폭으로 안정된 제어기의 구현이 가능하다.



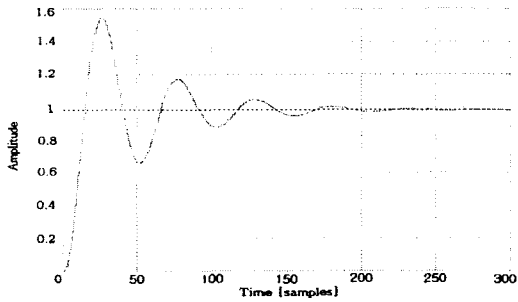
(a) before PI control



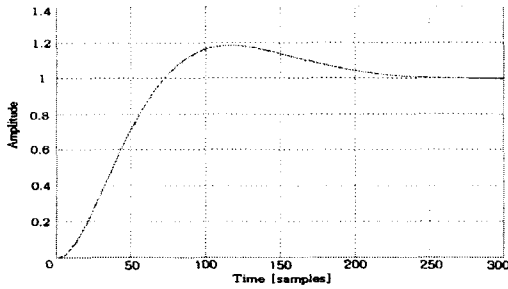
(b) after PI control

그림 7 PI 제어를 적용하기 전, 후의 보드선도
Fig. 7 Bode-plot of without and with PI Control

그림 8의 (a),(b)는 그림 7(a), (b)의 보드선도에 대한 스텝 응답을 나타낸 것이다. 그림 8 (a)는 샘플링주기 T=5[ms]에 대해서 제어를 적용하지 않은 경우 제어시스템에 대한 스텝응답의 결과 오버슈트가 약 150% 정도이고, 정상상태에 도달하는 데에는 약 1.24[s] 정도가 소요되지만, 제어를 적용한 그림 8(b)의 경우는 오버슈트가 약 120% 정도이고 스텝 응답 시간은 약 1.23[s] 정도로 그림 8(a)에 비해서 오버슈트가 억제되어 안정하고 유연하게 제어됨을 알 수 있다.



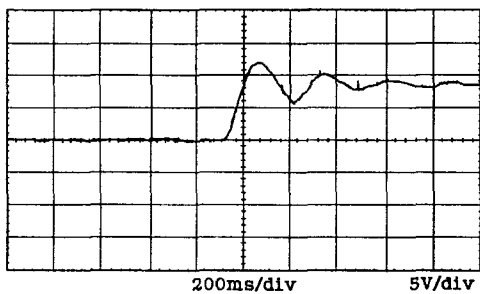
(a) before PI control



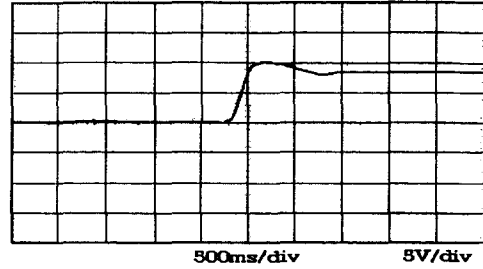
(b) after PI control

그림 8 PI 제어를 적용하기 전, 후의 스텝응답 특성
Fig. 8 Step response of without and with digital PI control

그림 9의 (a),(b)는 그림 8의 (a),(b)에 대해 PI 제어기를 적용하기 전, 후 위치의 전압 스텝입력에 대한 응답특성의 실험결과를 나타낸 것이다. 그림 9 (a)는 제어기를 적용하기 전 위치의 전압입력에 대해서 정상상태에 도달하는 데 약 1.15 [s] 정도이며 약 145% 정도의 오버슈트가 발생됨을 알 수 있다. 그러나 그림 9 (b)는 제시한 제어기를 적용한 경우로 위치의 전압 스텝입력에 대해서 정상상태에 도달하는 데 약 1.1[s]가 소요되며 오버슈트는 약 120% 정도로 현저히 감소함을 알 수 있다. 따라서 제시한 디지털 PI 제어기를 적용한 경우 제어시스템은 안정된 응답특성의 결과를 얻을 수 있었다. 여기서 5V/div는 15[mm]를 의미한다.



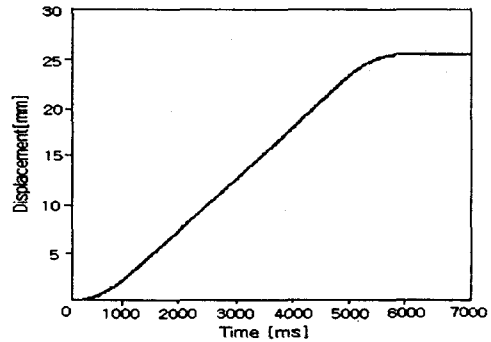
(a) before PI control



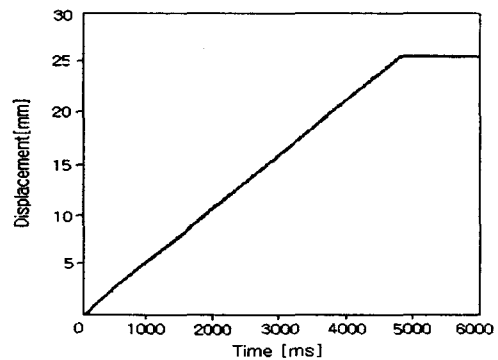
(b) after PI control

그림 9 PI 제어 적용 전, 후의 스텝응답 실험결과
Fig. 9 Step response experiment of without and with PI control

그림 10의 (a), (b)는 설정속도 $V: 0.005[m/s]$ 에서 가속도 $A: 0.13 \times 10^{-3}[m/s^2]$ 를 $A: 1.3 \times 10^{-3}[m/s^2]$ 까지 변화시켰을 경우 시간에 대한 위치 응답특성을 측정된 결과이다. 이때 가속도의 증가에 따라 목표위치 $x^0: 25[mm]$ 에 도달하는데 시간 $T: 6[sec]$ 에서 $T: 5[sec]$ 까지 $T: 1[sec]$ 정도의 빠르고 안정된 응답특성을 얻었다.



(a) $A: 0.13 \times 10^{-3}[m/s^2]$



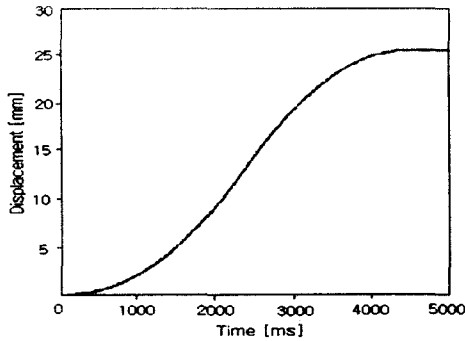
(b) $A: 1.3 \times 10^{-3}[m/s^2]$

그림 10 위치제어의 측정결과

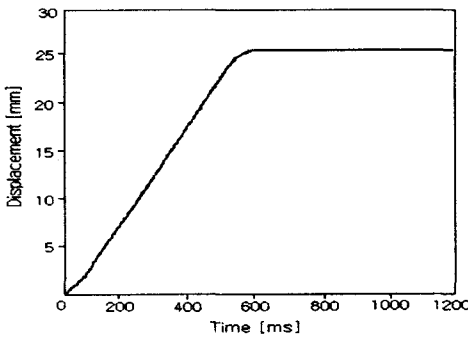
Fig. 10 Experimental result of position control

그림 11의 (a), (b)는 그림 10에 비해서 속도를 $0.05[m/s]$ 로 설정하여 가속도를 $0.13 \times 10^{-3}[m/s^2]$ 에서

$13 \times 10^{-3} [m/s^2]$ 까지 증가시켰을 경우 설정된 위치 25[mm]에 도달하는데 응답시간은 약 8배의 빠른 응답으로 설정된 위치에 도달함으로써 고응답의 위치제어가 가능함을 알 수 있었다.



(a) $A: 0.13 \times 10^{-3} [m/s^2]$

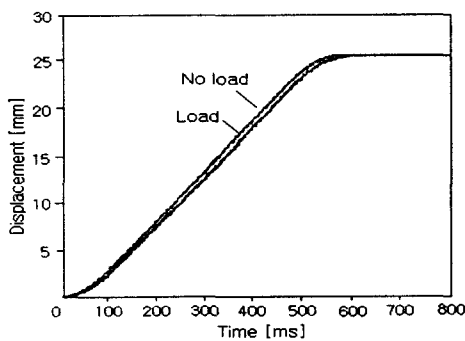


(b) $A: 13 \times 10^{-3} [m/s^2]$

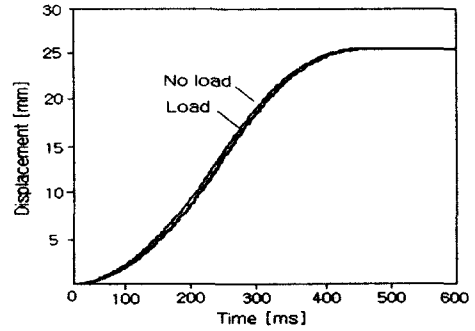
그림 11 위치제어의 측정결과

Fig. 11 Experimental result of position control

그림 12는 무부하와 부하시 위치제어의 특성 결과이다. 그림 12의 (a),(b)는 무부하와 3.8 [kg]의 부하로 가속도 10 [m/s^2]에서 속도 0.05 [m/s]를 0.5 [m/s]로 증가할 경우 목표위치 25 [mm]에 도달하는 시간은 0.6 [s]에서 0.45 [sec]로 빠른 응답과 안정된 위치제어가 가능함을 측정된 결과이다.



(a) $V: 0.05 [m/s]$



(b) $V: 0.5 [m/s]$

그림 12 무부하와 부하시의 위치 특성 결과

Fig. 12 Position characteristics result at No-load and load

측정시스템

본 연구에서 적용한 HLPM은 미크론(micron) 단위의 위치 정밀도를 가지고 구동하기 때문에 변위를 측정하는 장비는 미크론 이하의 정밀도를 가져야하며 육안으로 식별되지 않는 초 저속으로부터 수십 [m/s] 이상의 고속 영역까지 정밀구동하기 때문에 측정범위가 넓어야 한다. 따라서 본 연구에서는 비접촉식 레이저 변위계 (micholson Laser Interferometer)를 이용하였으며 위치측정은 광 경로차에 의해 발생하는 간섭 무늬(fringe)를 카운팅 함으로써 LPM의 위치 정밀도를 측정하도록 구성하였다.

변위 측정은 0.1 [μm] 까지 극히 미세한 위치의 측정이 가능하다. 또한 자체 제작된 신호 처리용(data acquisition) 보드를 이용함으로써 미세한 진동에 대한 측정 오차를 최소화할 수 있도록 구성하였다. 그림 13은 이러한 레이저 변위 측정 시스템의 구성도를 나타낸 것이다.

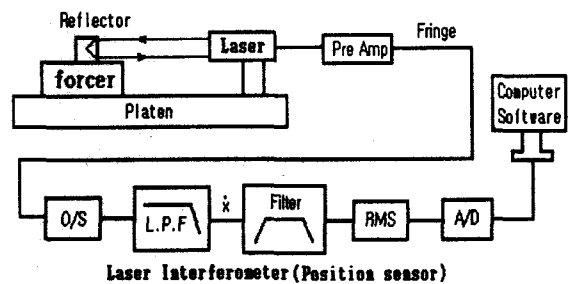


그림 13 위치 측정 시스템

Fig. 13 Position measurement system

측정 시스템의 구성은 굴절 반사기(cube-coner reflector), 빛 반사기(beam splitter), 광 검출기 (photo detector), 헬륨네온 레이저(He-Ne laser) 등으로 구성되어 있다. 변위에 대한 반복정밀도의 오차를 실험하기 위해서 변위 25[mm]를 동일 조건으로 연속 왕복 운동시 변위의 오차는 표 2와 같이 누적되지 않으며 정밀한 제어가 가능함을 알 수 있었다.

표 2 변위 25 [mm]에 대한 반복정밀도
Table 2 Repeat precision for constant displacement

Experiment	1 회	2 회	3 회
Direction			
Positive [mm]	25.082	25.087	25.086
Negative [mm]	-25.083	-25.086	-25.085

이러한 결과, 이동거리의 최대 편차는 13 [μm]이내 이며 대부분의 경우 $\pm 3 [\mu\text{m}]$ 로 측정되어 위치오차가 거의 무시할 정도임을 알 수 있었다. 이러한 반복적인 실험을 통하여 레이저 변위계의 정밀성을 입증하였다. 그림 14는 본 연구에서 제작한 전체 시스템의 블록선도를 나타낸 것이다.

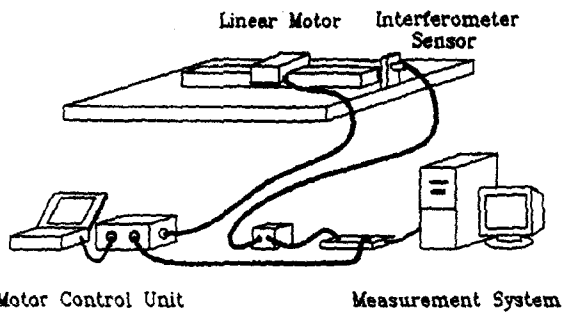


그림 14 전체 시스템의 블록선도
Fig. 14 Block-diagram of total system

그림 15는 본 연구에서 적용한 HPLM형, 구동회로, 제어기 및 측정장치에 대한 전체 시스템을 나타낸 것이다.

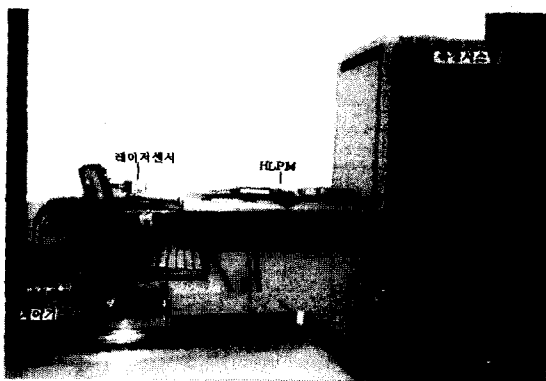


그림 15 실험장치의 구성
Fig. 15 The construction of experimental system

5. 결론

본 연구에서는 2상 HPLM을 마이크로시스템으로 구동시 디지털 PI제어에 의해 안정되고 유연한 위치제어가 가능하도록 제어기를 구성하였다. 이를 위하여 Ziegler-Nichols의 근궤적법에 의해 $\zeta=0.6$ 인 경우에 얻은 적합한 디지털 PI 제어기의 파라미터를 적용한 결과 안정도 판별법인 보드선로부터

38.6[dB]의 이득여유와 50.7[°]의 안정된 위상여유를 얻을 수 있었다. 이때 샘플링 시간 $T=5[ms]$ 에서 디지털 PI 제어를 적용한 스텝응답의 특성결과, 약 1.25[s]의 정상상태에서 오버슈트는 약 150 [%]에서 120 [%] 정도로 안정된 응답을 얻을 수 있었다.

따라서 보드선도에 의한 루프 전달함수의 알맞은 대역폭으로 정상상태의 오차 저감과 안정된 제어시스템을 구현할 수 있었다. 디지털 PI 제어기법은 정상상태의 오차, 오버슈트 및 미스스텝의 억제와 외란에 강한 제어특성을 지니고 있으므로 본 연구에서는 스텝입력에 대해 안정된 응답 특성을 얻을 수 있었다.

실험을 통하여 이에 대한 타당성을 입증하기 위해 설정변위 25[mm]에 대해 무부하 및 부하 3.8 [kgf]를 인가한 경우, 속도 및 가속도의 가변에 따라 설정 위치까지 안정된 위치제어가 가능함을 확인할 수 있었다.

참고 문헌

- [1] T. R. Fredrisken, "Microstepping : A New Control Concept for Rotary Step Motors", Incremental Motion Control Systems and Devices, pp.HH-1, 1975.
- [2] H. D. Chai and A. C. Leenhouts, "Position Error Analysis for Microstepping", Proc. of 14th Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices, pp.265-274, 1985.
- [3] D. S Dimitri and C. S. Wilson, "All-Digital Motion Control System includes Digital Amplifier", Intelligent Motion, Proceedings of IMCSD, pp.57-65, 1993. 10.
- [4] Phillips, C, and Nagle, Jr., H., "Digital System Analysis and Design", Prentice-Hall, 1984.
- [5] S. H. Baek, and S. Y. Yoon. etc., "Design of Digital Current Compensation Loops for Linear Pulse Motor", ICEE'98 Proceedings of the international conference on Electrical Engineering. 21-25. Vol.2, Kyongju Korea. pp.574-577. 1998. 7.
- [6] S. Yamamoto, T. Ara, M. Sugiura, J. Sawaki and K. Matsuse, "A Design Method of Two-Degree-of-Freedom PID Position Controller for Linear Servo Motor Drives", IEE Japan, Vol.116-D, No.8, pp868-873, 1996.
- [7] A. B. Corripio, and C. L. Smith, "Evaluating Digital and PID controller Performance", Instruments and Control Systems, pp.55-57, 1973.7.
- [8] 윤신용, 백수현, 임태빈, 김철진, "리니어 펄스 전동기의 정밀도 향상을 위한 마이크로스텝 구동", 대한전기학회 논문지, 제46권 4호, pp.501-509, 1997.

저 자 소 개



윤 신 용 (尹 信 容)

1964년 9월 1일생. 1992년 서울산업대 전기공학과 졸업. 1994년 동국대 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1994년~1997년 전자부품연구원 정밀기기제어팀. 1994년~현재 동서울대학 전기과 겸임교수. 1999년~현재 동국대 산업기술연구원 전임 연구원.

Tel : 2260-3347, Fax : 2263-4625

E-mail : yshy@dongguk.edu



김 철 진 (金 澈 珍)

1958년 5월 10일생. 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1991~1994년 생산기술연구원. 1994~1996년 KETI 제어기기 연구실 실장. 1997~현재 한라대 전기전자컴퓨터공학부 부교수.



백 수 현 (白 壽 鉉)

1949년 5월 2일생. 1972년 한양대 전기공학과 졸업. 1974년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1977~현재 동국대 전기전자공학부 교수. 대한전기학회 학술이사(평의원). 현재 대한전기학회 B분야 회장, 1999년 현재 동국대 산업기술연구원 원장.



맹 인 재 (孟 仁 在)

1968년 11월 18일생. 1991년 대전산업대 전기공학과 졸업. 1994년 동국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동국대 대학원 전기공학과 박사과정 수료.



김 용 (金 龍)

1957년 3월 20일생. 1981년 동국대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1998년~1995년 대림대학 제어계측과 교수. 1995년~현재 동국대 전기전자공학부 부교수.