

기계적 비선형 요소 존재시의 정밀 위치 제어

김 사 열 * 양 상 식
아 주 대 학 교 제 어 공 학 과

Precise Positioning Control in the Presence of Mechanical Nonlinearities

sa yeol kim *, sang sik yang
Department of Control Engineering, A-Ju University

ABSTRACT

This paper proposes the precise positioning controller. The precision of this controller is improved by considering stiction, coulomb friction and viscous friction. These frictions have nonlinearities both typical and mechanical. According to the result in this paper, good precision is obtained by adding a simple friction compensator to a PI controller.

1. 서 론

반도체 제조중 정밀 위치 장치를 요하는 공정으로는 step-and-repeat, die bonding, wire bonding 등이 있다. 반도체의 집적도가 높아짐에 따라 고정밀 위치 제어 시스템의 개발이 절실하다. 위치 제어 시스템에는 마찰 및 백래쉬, 구동기 포화 등의 비선형 요소가 존재한다. 일반적으로 고정밀도를 요하지 않는 시스템에서는 이와 같은 비선형 요소는 제어기 설계시에 무시된다. 그러나, 시스템에 대한 선형 모델 설정과 선형 제어 방식으로 설계된 제어기로는 정밀 위치 제어에서 요구되는 성능을 기대할 수 없다. 따라서, 정밀 위치 장치에 적합한 제어기의 개발이 필수적이다.

메카니컬 시스템은 정적 마찰, 쿨롬 마찰, backlash와 actuator saturation과 같은 몇몇 중요한 비선형성 때문에 다른 plants와 크게 구별된다. 이 비선형성들 가운데 backlash는 정적 마찰과 쿨롬 마찰의 증가를 감소하며 감소시킬 수 있다. actuator saturation은 안정성과 성능에 영향을 미친다[1]. 정적 마찰은 선형 위치 시스템의 제어에 있어서 기준위치 근처의 정상 상태 오차의 원인이 되거나 limit cycles의 원인이 될 수 있다[2]. 이 논문은 포화 요소와 마찰이 있는 PWM 구동 방식의 정밀 위치 제어 시스템의 한계를 보이고 적합한 제어기를 제시하고자 한다.

이 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2장에서는 실험 장치가 기술되어 있고, 3장에서는 기계적 비선형 요소

와 모델에 대하여 논의 되어 있다. 4장에서는 위치 제어기와 보상기의 구성 방법이 설명 되어 있다. 정적 마찰과 쿨롬 마찰의 존재 상태하에서의 관례적인 제어 시스템의 한계가 논하여져 있다. 5장에는 실험적 결과와 선형 제어 시스템의 한계가 결론과 함께 논의 되어 있다.

2. 실험 장치 및 전체 시스템 블록 다이어그램

실험 장치는 그림1과 같이 동작기, PC, PWM 증폭기, 그리고 위치와 속도 측정을 위한 변환기로 구성 되어 있다. 동작기 토오크는 리이드스크루우와 보울너트 이음을 통하여 동작기로 전달된다. PWM 증폭기는 bipolar PWM 모드를 사용하였다. 선형 위치 측정기의 분해능은 2.5 μ m이다. 전류 오차 검출을 위해 PI 제어기 회로를 구성하여 사용하였다. 12비트 D/A변환기의 출력은 전류 제어기의 입력이 된다. 전류 오차 검출 PI-제어기의 출력은 pulse width modulator의 입력이 된다. 모터의 기계적 시상수는 2.8 ms(357.1 Hz)로서 PWM의 스위칭 주파수는 이보다 충분히 빠른 주파수(30 kHz)가 되도록 설정하였다. 디지털 위치 제어기로는 PD-제어기를 사용하였으며 프로그램은 C-언어를 사용하였다. DC 모터의 제정수들이 표1에 나타나 있다.

표 1 DC 모터의 제정수

L_a	$0.9 * 10^{-3}$ H	J	$2.205 * 10^{-6}$ kgm ²
R_a	3.7 Ω	정격출력	20.5 W
K_e	$52.9 * 10^{-3}$ N m/A	정격속도	2500 rpm
정격전압	24.2 V	정격전류	1.9 A

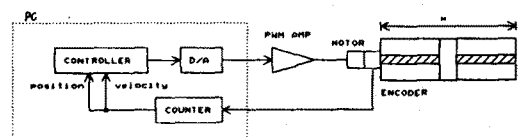


그림 1 실험 장치 구성도

그림 2.는 시스템 전체의 블록 다이어그램을 나타낸다. 그림에서 $G_{cd}(z)$ 는 디지털 PD-제어기를 나타낸다. $G_{cl}(s)$ 는 PI-제어기를 나타낸다. PWM은 PWM 증폭기를 나타내며 2.1절에서 설명이 주어진다. 그리고 나머지 블록들은 DC 모터를 나타내며, CON은 레디안올 미터 단위로 바꾸는 변환 계수이다.

기준 위치 신호와 실제 위치 신호의 차인 위치 오차가 디지털 PD-제어기에 입력되면 그 출력은 기준 전류 신호가 된다. 이신호와 실제 전류 신호의 차는 PI-제어기의 입력이 되어 그 출력이 PWM pulse duration 을 변화 시켜 PWM 증폭기에 입력되면 PWM 증폭기는 그 신호에 따라 모터를 구동시키며 리드 스크류우는 모터의 회전운동을 직선 운동으로 바꾸어 실제 위치가 결정된다.

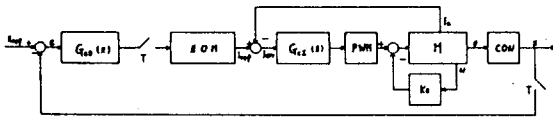


그림 2 실험 장치 및 전체 시스템 블록 다이어그램

2.1 PWM (Pulse Width Modulation) [3]

Power 분배 문제 해결의 한가지 방법은 모터에 가해지는 전압의 duty cycle 을 변화시킴으로써 모터 전압을 제어하는 증폭기를 사용하는 것이다. 이러한 종류의 증폭기를 스위칭 증폭기 라고한다.

PWM 증폭기에는 3가지 모드의 방법이 있다. 즉, bipolar mode, unipolar mode, limited unipolar mode 가 그것들이다. 본 연구에서는 간단하고 가장 일반적인 방법인 bipolar mode 를 사용하였다.

그림 3.를 살펴보자. 스위칭 주파수를 f_s , 스위칭 주기를 t_r 라고 하고, 주기의 첫번째 부분 동안 "on" 구간이 발생되고, 나머지 부분에서 "off" 구간이 발생된다고 하자. bipolar PWM mode 는 트랜지스터 T_1, T_4 가 턴-온된 동안에 "on" phase 이고 T_2, T_3 가 턴-온된 동안에는 "off" phase가 된다. 모터 전압 V_m 을 식(1)에 나타내었다.

$$V_m = V_{AB} = \begin{cases} V_s & 0 \leq t < t_1 \\ -V_s & t_1 \leq t < t_r \end{cases} \quad (1)$$

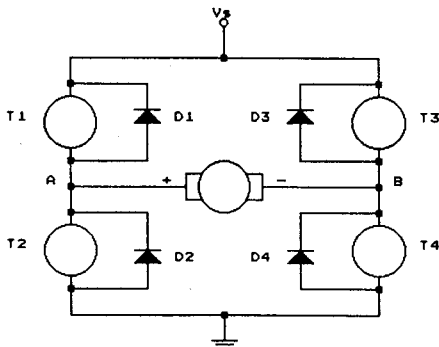


그림 3 PWM 증폭기

PD-제어기의 출력 전압, V_{in} 이 천천히 변하며, 스위칭 주기 동안 일정하다면 출력 전압에 의해서 다음 식(2)와 같이 pulse duration, ρ 가 결정된다.

$$\rho = \frac{V_{in}}{V_{max}} \quad (2)$$

여기서, $V_{max} = \max(|V_{in}|)$ 이다.

만약, 지연 구간을 무시한다면 모터 전압은 그림3. 처럼 나타낼 수 있다.

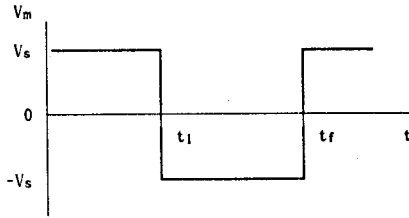


그림 4 bipolar PWM 증폭기의 전압

그러므로, 모터전압은 고주파 성분과 비하여 느리게 변하는 성분, ρV_s , 를 포함 한다. 단지 전압의 느린 성분은 스위칭 주파수, f_s , 가 모터 대역폭과 공명 모드에 대해 충분히 높게 선택 되도록 고려 하면 된다. 따라서, 모든 고주파 성분들은 모터에 의하여 줄어들 것이다. 이러한 가정하에, bipolar PWM 증폭기는 그림5.의 블록 다이어그램처럼 나타내질 수 있다. 이 증폭기의 등가 전압 이득은 식(3)과 같다.

$$A_v = \frac{V_m}{V_{in}} = \frac{V_s}{V_{max}} \quad (3)$$

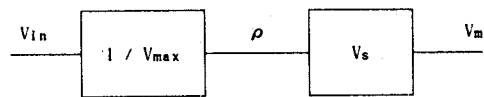


그림 5 bipolar PWM 증폭기의 블록 다이어그램

2.2 전류 제어기 및 설계

PI 제어기와 제한기를 하나의 회로로 결합한 것이 그림 6.에 나타나 있다. 다이오우드 D_1 과 제너 다이오우드 D_{z1} 은 양의 최대 전압을 제한하며, 다이오우드 D_2 와 제너 다이오우드 D_{z2} 은 음의 최대 전압을 제한한다. 이 회로가 내부 전류 제어 루프의 형태를 취하면 이들 제한은 제어 전압의 크기를 제한하게 된다[4],[5].

PI-제어기의 전달 함수는 식(4)로 주어진다.

$$G_{cl}(S) = \frac{K_{cl}(1 + s\tau_{cl})}{s} \quad (4)$$

여기서,

$$\tau_{cl} = CR_2, \quad K_{cl} = 1/(R_1C) \quad (5)$$

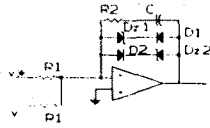


그림 6 PI 제어기 및 제한기

PI 제어기 설계를 위한 블록 선도가 그림7.에 주어져 있다. 안정한 시스템 설계를 하기위해 근궤적법[6]을 사용하였으며, 정밀 위치 제어에 장애가 되는 오버 슈트를 피하기 위해서 open loop pole들은 되도록 음의 실수축 위에 오도록 설계하였다.

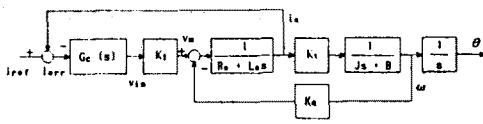


그림 7 PI-제어기 설계를 위한 블록 선도

3. 기계적 비선형 요소

기계적 비선형 요소인 마찰력의 모델을 그림 8에 나타내었다. 이 그림에서 b는 점성 계동 계수이고, fs는 정적 마찰 이고, fc는 쿨롱 마찰이다. c와 fc의 축정은 선택된 스텝 입력 값들과 그들에 대응되는 포화된 속도값 사이의 관계식으로 부터 실험적으로 얻어진다. fs의 축정은 동작기가 움직이기 시작할 때의 입력 힘으로부터 알 수 있다.

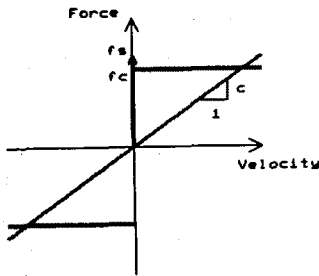


그림 8 마찰력 모델

4. 위치 제어기 와 보상기의 구성

위치 제어기로는 오버-슈트가 생기지 않게 고려하여 PD-제어기를 설계하였다. PD-제어기 설계를 위한 블록 선도가 그림9.에 나타나 있다.

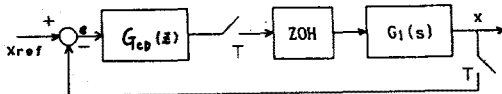


그림 9 PD-제어기를 가지는 시스템 블록 선도

여기서, $G_1(s)$ 는 그림6.의 블록 다이어그램을 나타내고, $G_{cd}(z)$ 는 식(6)과 같다.

$$G_{cd}(z) = K_p + K_d \frac{(z-1)}{Tz} \quad (6)$$

안정도 판별의 간략화를 위해 디지털 PD-제어기[7],[8]를 아나로그 PD-제어기로 근사화 하였으며(식.7), 근궤적법을 이용하여 이득을 구하였다. 여기에 사용된 근궤적도가 그림 10.에 나타나 있다.

$$G_{cd}(s) = K_p(1 + \tau_{cd}s) \quad (7)$$

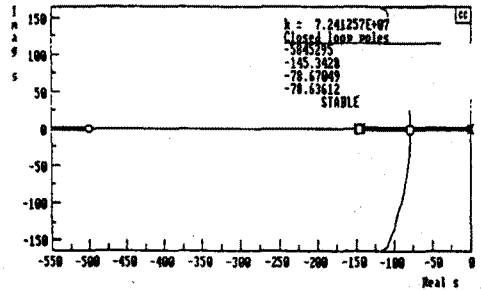


그림 10 PD-제어기 설계에 사용된 근궤적도

PD-제어기를 디지털로 구현하기 위해 z-역변환을 이용하면, 식(8)과같이 된다.

$$u(k) = K_{pe}(k) + K_v[e(k) - e(k-1)] \quad (8)$$

여기서 $u(k)$ 는 기준 전류 이다.

이러한 제어기의 구성은 마찰력에의해 정상 상태 오차를 야기한다. 정상 상태 오차를 줄이기 위해 쿨롱 마찰력에 대응하는 전류를 실험을 통해 측정하여 PD-제어기에 쿨롱 마찰 보상기를 첨가하였다. 보상 전류식은 식 (9)와 같다.

$$i = i_c \operatorname{sgn}(v) \quad (9)$$

여기서 i 는 보상전류이고 i_c 는 쿨롱 마찰에 대응되는 전류이며, v 는 속도, $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 는 sign함수로서 $\cdot > 0$ 일때는 $\operatorname{sgn}(\cdot) = 1$ 이고, $\cdot < 0$ 일때는 $\operatorname{sgn}(\cdot) = -1$ 이다. 그림 11.에는 제어기와 보상기의 블록 다이어그램이 나타나 있다.

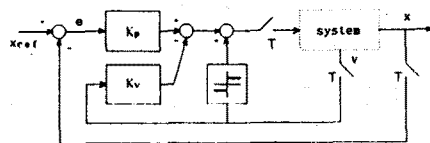


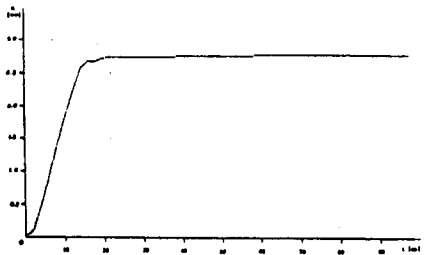
그림 11 PD-위치 제어기와 쿨롱 마찰 보상기를 가지는 시스템의 블록 다이어그램

5. 실험 결과 및 결론

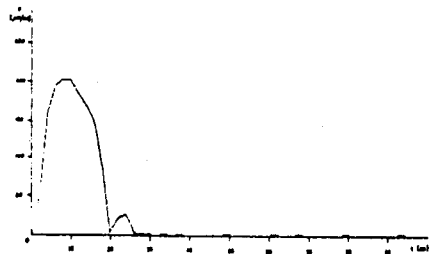
정밀 위치 제어 시스템의 설계에서 PD-제어기에 대표적, 기계적 비선형 요소인 쿨롱 마찰에 대한 보상기를 간단하게 첨가하여 실험을 하여 보았다. 실험 결과, 측정된 마찰에 의한 전류 만큼 보상하면, 약 80 μm 정도의 정상 상태 오차가 발생한 것(그림. 12)을 알 수 있었다. 비보상시에 약 200 μm 의 오차가 발생한 것(그림. 13)과 비교된다. 측정된 쿨롱 마찰에 의한 전류보다 큰 값을 보상하면 진동하는 것을 알 수 있었다.

PD-제어기에 보상기를 첨가하여도 여전히 정상 상태 오차가 남아 있음을 알 수 있다. 속도가 낮은 영역에서는 속도에 대한 마찰이 비선형이라는 것을 무시한 결과이다.

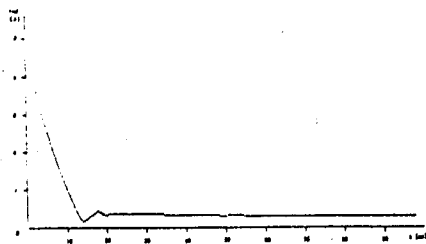
앞으로 할 일은 낮은 속도에서의 속도와 마찰의 관계를 실험을 통하여 좀더 정확하게 estimate 함으로써 진동이 생기지 않고 정상 상태 오차를 줄이는 것이다.



(a) 위치

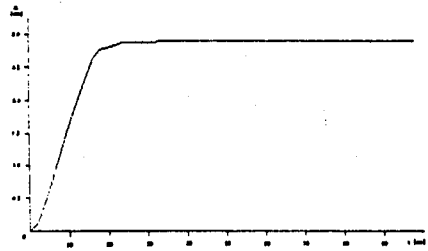


(b) 속도

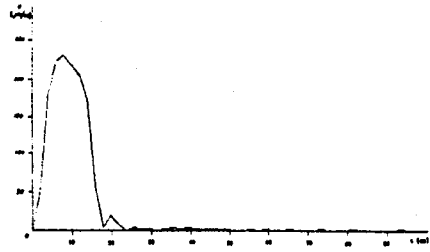


(c) 전류

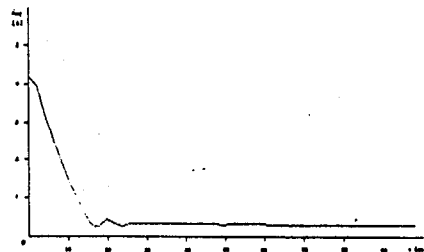
그림 12 0.16 A 보상



(a) 위치



(b) 속도



(c) 전류

그림 13 비보상

참고 문헌

- [1] Sangsik Yang, "Analysis on a Saturating System with on Intelligent Limiter," KACC Vol.2, pp 1091-1096.
- [2] Sangsik Yang, "Adaptive Pulse Width Control for Precise Positioning Under the Influence of Stiction and Coulomb Friction," Transactions of the ASME Vol.110, pp.221-227, 1988.
- [3] Benjamin C. Kuo, Jacob Tal, "DC Motors and Control Systems," 1978.
- [4] Gopal K. Dubey, "Power Semiconductor Controlled Drives," 1989.
- [5] Jacob Millman, "Micro-Electronics," 1979.
- [6] Benjamin C. Kuo, "Automatic Control Systems," 1987.
- [7] Charles L. Phillips, H. Troy Nagle, "Digital Control System Analysis and Design," 1984.
- [8] James A. Cadzow, Hinrich R. Martens, "Discrete-Time and Computer Control Systems, 1970.