

실험적 진화 프로그래밍을 이용한 초정밀 위치 제어

金 鍾 煥, 全 廷 悅

韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科

I. 서 론

X-Y 테이블은 선반, 밀링머신, SMD 마운터 등의 산업기계에 널리 사용되고 있다. 그러므로 X-Y 테이블의 위치 제어에 관한 많은 연구가 있어왔다. 일반적으로 X-Y 테이블은 넓은 의미의 선형 시스템으로 간주될 수 있기 때문에 기존의 PID (비례-적분-미분) 제어기와 같은 선형제어기만으로 적절한 성능을 갖는 위치 제어가 가능하다고 알려져 있다. X-Y 테이블의 제어 사양은 그 적용 대상에 따라 다양하게 주어진다. 최근에는 X-Y 테이블이 정밀 작업에 이용되는 일이 많아지고, 있고 이에 따라 X-Y 테이블 제어기의 높은 정밀도와 빠른 응답속도가 요구되어 지고 있다. 이 경우 마찰, 백래쉬(backlash), 히스테리시스(hysteresis), 구동기의 포화 등 제어 대상 시스템의 비선형성의 영향으로 선형제어기만으로 정밀제어를 수행하기는 매우 어렵다. 예를 들면, 구동기의 포화는 시스템의 과도응답 특성에 나쁜영향을 미친다. 또한, 정지마찰력은 정상상태오차의 원인이 되며, 적분항이 포함된 제어기를 사용하였을 때에는 기준위치 근처에서 진동을 유발한다.

일반적으로 기계부를 정밀하게 제어하고자 할 경우 두 가지 접근방식이 있다. 첫째로 보다 정밀한 기계를 설계 제작하여 비선형성 등을 제거하여 제어 성능을 높이는 방법이다. 예로, X-Y 테이블에서 운동부의 접촉부에 사용되는 베어링을 볼베어링대신에 에어베어링으로 교체하여 사용한다면 마찰의 영향을 대부분 없앨 수 있다. 그러나 이러한 방법은 전체 시스템을 제작하는 비용을 상승시키기 때문에 상품 경쟁력을 약화시킬 수 있다. 또 다른 접근 방법은 좀 더 좋은 성능의 제어기를 설계하는 것이다. 최근에 마이크로 프로세서의 비약적인 발전으로 복잡한 제어기를 저렴한 가격으로 실현시킬 수 있게 되었다. 따라서 두번째 방법에 적합한 제어 알고리즘을 개발할 수 있다면 이 방법이 시스템의 가격 상승없이 정밀 제어를 수행할 수 있는 적절한 방법이 될 것이다.

최근에 다양한 위치 제어방법이 제시되었다.

정밀 위치 제어를 위하여 Yang과 Tomizuka^[1]는 위치 오차에 따라 적절한 넓이를 가지는 펄스를 제어 대상 시스템에 인가하여 제어 목적을 달성하는 PWC(Pulse Width Controller)를 이용한 적응 펄스폭 제어를 제안하였다. 그러나 이 방법은 한번의 펄스를 가한후 시스템이 정지할 때까지 기다린 뒤에 다시 제어입력을 계산하여야 하기 때문에 시스템이 목표위치에 도달하기까지 많은 시간이 필요하다는 단점을 가지고 있다. Tung 등^[2]은 반복 제어에 기초를 둔 마찰력 보상 기법을 제안하였으나, 적용대상이 제한되어 있다는 단점을 가지고 있다. 또다른 연구자들^[3, 4]은 적응제어 기법을 이용한 제어 방법들도 제안하였으나, 과도응답 시간이 길어 빠르게 수렴해야 하는 시스템에 적용하기가 어렵다.

한편, 퍼지논리에 기반을 둔 제어기법은 제어 대상 시스템의 모델이 불가능하거나 부정확하여도 제어가 가능하다는 장점을 가지고 있다. 이러한 퍼지제어기는 또한 기존의 제어 기법에 비하여 나은 성능을 보이는 경우도 있다. Kim 등^[5]은 사구간을 가지는 시스템을 제어하기위해 퍼지 전단 보상기와 PD(비례-미분) 제어기로 구성된 이층구조의 제어기를 제안하였다. 또한 이들은 이 제어기가 기존의 선형 제어기에 비하여 향상된 과도응답 특성을 가지고 있고, 정상 상태 오차를 제거할 수 있음을 보여 주었다. 이와 같은 이층구조에 의한 제어기의 실험결과는 Kim 등^[6]에 의하여 발표되었으며, 여기서는 퍼지 전단보상기와 PID 제어기로 구성되어 있다.

본 논문에서는 마찰과 사구간, 제어기 포화 등의 비선형성을 가지는 X-Y 테이블의 초정밀 위치 제어를 위하여 Kim 등^[5]의 이층 구조 퍼지 제어기에 실험적 진화 프로그래밍을 도입한 초정밀 위치 제어기에 관하여 기술하고자 한다. 여기서 말하는 초정밀 위치 제어란, X-Y 테이블의 헤드(Head)를 원하는 위치에 1um 이내의 정상상태 오차로 도달하도록 하는 것이며, 이때 헤드가 정상상태에 머무르는 시간은 0.15초이다. 사용된 위치 검출 센서의 해상도는 1um이다.

일반적으로 퍼지 제어기의 규칙들은 전문가나

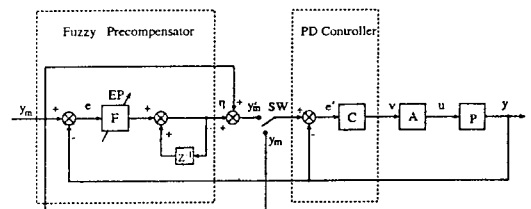
오퍼레이터의 경험으로부터 얻어진다. 그러나 정밀 제어기의 경우 이것은 많은 시간을 요하거나 매우 어려운 작업이다. 본 논문에서는 정밀 위치 제어를 위한 퍼지 제어기 결론부의 실수값들을 실험적 진화 프로그래밍(EFP, Experimental Evolutionary Programming) 기법을 이용하여 구하였다. X-Y 테이블에 적용한 실험결과는 제안된 기법의 우수성을 보여주고 있다.

II. 초정밀 위치 제어기

본 절에서는 초정밀 위치제어를 위한 “이층 구조” 제어기에 대하여 설명한다. <그림 1>은 전체 제어기의 구조를 보여주고 있다. 전체 제어기는 퍼지 전단 보상기와 PD 제어기(그림 1에서 C로 표시)로 구성된 이층구조로 되어 있다. 전단 보상기의 입력은 오차 $e(k)$ 와 오차의 변화량 $\Delta e(k)$ 이고 출력은 $\eta(k)$ 이다.

<그림 1>에서 스위치는 제어 모드(mode)를 정상적인 PD 제어기 모드에서 “이층 구조” 제어기 모드로 전환하기 위하여 사용되어진다. 정상 제어 모드로서 제어될 대상이 미리 정해진 위치에 도달하기까지 PD 제어기만이 작동한다. 만약 제어대상이 정해진 위치에 도달하면 그 이후부터는 스위치(SW)가 y'_m 로 옮겨져 퍼지 전단보상기가 작동하게되고, 이 퍼지 전단보상기의 출력이 바로 PD 제어기의 입력으로 인가된다.

“이층 구조” 제어기는 PD 제어기의 전단에 퍼지 보상기를 도입함으로써 PD 제어기의 과도응답 특성을 향상시키고, 정상상태오차를 제거할 수 있



<그림 1> 제안된 제어기의 구조

도록 설계되었다.

지금부터는 “이층 구조”의 첫번째 층을 이루는 퍼지 전단 보상기에 대하여 설명하도록 한다. 본 논문에서 사용되는 퍼지 제어 법칙은 전형적인 퍼지 논리에 기반을 두고 있다. 좀 더 자세한 설명이 필요한 독자는 참고문헌 [7]을 참고하기 바란다. 퍼지 전단 보상기의 입력은 “오차”와 “오차의 변화량”이고 출력은 $\eta(k)$ 이다. 여기서 $e(k)$ 는 $y_m(k) - y(k)$ 로 정의되는 시스템의 오차이며, $\Delta e(k)$ 는 $e(k) - e(k-1)$ 로 정의되는 오차의 변화량이다. 출력 $\eta(k)$ 는 다음 식에 의하여 결정된다:

$$\eta(k) = \eta(k-1) + F[e(k), \Delta e(k)]$$

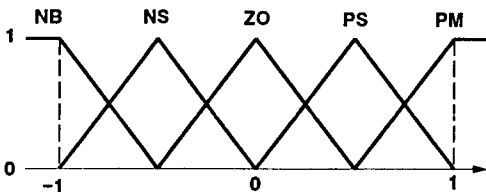
여기서 $F[e(k), \Delta e(k)]$ 퍼지논리에 기반을 둔 비선형 함수이다.

함수 $F[e(k), \Delta e(k)]$ 의 구현은 퍼지논리에 기반을 두고 있고, 퍼지화와 퍼지추론, 비퍼지화의 3 단계로 구성된다. 퍼지 전단 보상기의 입력 “오차”와 “오차의 변화량”은 전단 보상기에 입력되기 전에 퍼지화되어야 한다. 퍼지화단계에서 입력 $e(k)$ 와 $\Delta e(k)$ 는 퍼지 집합의 언어변수로 전환되게 된다. 본 논문에서는 다음 5개의 언어변수와 이에 따르는 적합도 함수를 사용하였다:

각각의 적합도 함수는 실수축에서 구간 $[0, 1]$ 로 변환하는 일종의 맵이다. 적합도 함수는 convex하다는 조건이 만족되면 어느 형태라도 사용될 수 있으며, 그 예로 종형, 삼각형형, 사다리꼴형 등이 있다. 여기서는 계산의 간편함을 위하여 삼각

$$L = \{NB, NS, ZO, PS, PB\}$$

$$M = \{M_{NB}, M_{NS}, M_{ZO}, M_{PS}, M_{PB}\}$$



(그림 2) 적합도 함수

(표 1) 퍼지 전단보상기의 규칙

		$e(k)$				
		NB	NS	ZO	PS	PB
$\Delta e(k)$	NB	μ_1	μ_6	μ_{11}	μ_{16}	μ_{21}
	NS	μ_2	μ_7	μ_{12}	μ_{17}	μ_{22}
	ZE	μ_3	μ_8	μ_{13}	μ_{18}	μ_{23}
	PS	μ_4	μ_9	μ_{14}	μ_{19}	μ_{24}
	PB	μ_5	μ_{10}	μ_{15}	μ_{20}	μ_{25}

형형의 적합도 함수를 사용하였다. 각 적합도 함수는 (그림 2)와 같으며 각 언어변수의 의미는 그 약자로부터 알아볼 수 있다. 예를 들면 NB은 negative-big이며, NS은 negative-small, ZO은 zero를 의미한다. 마찬가지로 방법으로 positive(P)에도 적용된다.

각 언어변수 $l \in L$ 에 있어서 관련된 적합도 함수 M_l 에 의하여 입력 $e(k)$ 과 $\Delta e(k)$ 은 다음과 같이 $n_e(l)$ 과 $n_{\Delta e}(l)$ 인 한 쌍의 변수로 설정될 수 있다:

$$n_e(l) = M_l(C_e e(k))$$

$$n_{\Delta e}(l) = M_l(C_{\Delta e} \Delta e(k))$$

이때 C_e 와 $C_{\Delta e}$ 는 배율이다. 이러한 변수들, $n_e(l)$, $n_{\Delta e}(l)$, $l \in L$ 은 다음에 논할 퍼지 논리 판단 과정에서 사용된다.

퍼지 논리 판단 과정에서 퍼지 규칙들의 집합 $R = \{R_1, R_2, \dots, R_{25}\}$ 이 사용된다. (표 1)은 퍼지 전단 보상기에서 사용되는 규칙들을 보여주고 있다. 제안된 제어기는 “height defuzzification”을 사용하기 때문에 각 규칙의 결론부인 μ 에 언어변수 대신에 실수값을 부여함으로써 퍼지 규칙을 완성할 수 있다. 또한 μ 는 진화 프로그래밍에 의하여 최적화 되어질 수 있다. 각 규칙, R_i , $i = 1, \dots, 25$ 는 세 개의 변수를 ($l_e, l_{\Delta e}, \mu$)와 같이 사용한다. 여기서 $l_e, l_{\Delta e}$ 는 언어 변수 집합 L 에 속하는 변수들이다. 규칙들은 보통 다음과 같은 형태로 쓰여진다. “만일 $e(k)$ 가 l_e 이고 $\Delta e(k)$ 가 $l_{\Delta e}$ 이면, μ 이다.” 각 규칙, $R_i = (l_e, l_{\Delta e}, \mu)$ 들은 주어진 입력쌍 $e(k)$ 와 $\Delta e(k)$ 로부터 다음과 같은 함수 $p_i(e(k), \Delta e(k))$ 로 표현된다.

$$p_i(e(k), \Delta e(k)) = \min(n_{e_i}(l_e), n_{\Delta e_i}(l_{\Delta e}))$$

비퍼지화는 제어동작이 정의된 퍼지 공간에서 비퍼지 공간으로 전환하는 과정이다. 비록 많은 비퍼지화 방법이 있지만^[8], 본 논문에서는 다음과 같은 “height defuzzification”을 이용하였다:

$$F[e(k), \Delta e(k)] = C_F \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_i p_i(e(k), \Delta e(k))}{\sum_{i=1}^{25} p_i(e(k), \Delta e(k))}$$

여기서 C_F 는 배율이다.

앞에서도 언급했듯이 전단보상기는 다음과과 같은 차등 방정식에 의하여 구해진다:

$$\eta(k) = \eta(k-1) + F[e(k), \Delta e(k)]$$

제안된 “이층 구조” 제어기의 두번째 층은 기존의 PD 제어기의 형식을 따른다. 정상 제어 모드에서의 PD 제어기와 제안된 제어기의 두번째 층에서의 PD 제어기와의 차이는 제안된 제어기의 두번째 층에서는 입력으로 $e(k)$ 와 $\Delta e(k)$ 대신 $e'(k)$ 와 $\Delta e'(k)$ 를 사용한다는 것이다. 여기서 $e'(k) = e(k) + \eta(k)$, $\Delta e'(k) = e'(k) - e'(k-1)$ 이고 $\eta(k) = F[e(k), \Delta e(k), \eta(k-1)]$ 는 전단 보상기의 출력이다. 따라서 PD 제어기의 출력을 표현한 식은 다음과 같이 표현된다:

$$v(k) = K_p e'(k) + K_D \Delta e'(k)$$

〈그림 1〉에서 함수 C 는 $e'(k)$ 와 $\Delta e'(k)$ 의 함수로 표현되는 일반적인 제어기를 나타내는 것이다. 즉, 이 경우 $v(k) = C[e'(k), \Delta e'(k)]$ 이다.

이층구조 제어기의 전체적인 동력학식을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e(k) &= y_m(k) - y(k) \\ \Delta e(k) &= e(k) - e(k-1) \\ \eta(k) &= F[e(k), \Delta e(k)] + \eta(k-1) \\ y'_m(k) &= y_m(k) + \eta(k) \\ e'(k) &= y'_m(k) - y(k) \\ \Delta e'(k) &= e'(k) - e'(k-1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C[e'(k), \Delta e'(k)] &= K_p e'(k) + K_D \Delta e'(k) \\ v(k) &= C[e'(k), \Delta e'(k)] \\ u(k) &= A[v(k)] \\ y(k) &= P(z)[u(k)] \end{aligned}$$

단, 이때 $A[\cdot]$ 는 v 를 u 로 전환하는 포화가 있는 전류 증폭기를 나타낸다.

III. 실험적 진화 프로그래밍에 의한 규칙의 최적화

앞 절에서는 제안된 제어기의 구조에 대하여 기술하였다. 다음은 퍼지제어기의 가장 중요한 부분인 퍼지 규칙들을 어떻게 구할 것인가에 관하여 설명한다. 본 절에서는 실험적 진화 프로그래밍을 이용하여 퍼지 규칙을 결정하는 방법에 대하여 기술한다. 진화 프로그래밍은 돌연변이법을 이용하여 새로운 자손을 만들어 내고 이를 확률적인 방법으로 선택하여 점차 최적의 개체를 찾아가는 방법이다.^[9] 여기서 하나의 개체 벡터는 다음과 같이 25개의 퍼지 규칙들로 구성되어 있다.

$$m = [\mu_1^i, \dots, \mu_{25}^i]^T$$

본 논문에서 사용된 실험적 진화 프로그래밍 과정은 다음과 같이 요약될 수 있다.

1. (초기화) 초기화 단계에서는 퍼지 전단 보상기의 규칙중 후전부의 값 $\mu_{j_i} \forall j_i \in \{1, \dots, 25\}$ 를 변수로 갖는 실수 벡터쌍 $(m, \sigma_i), \forall i \in \{1, \dots, 20\}$

〈표 2〉 퍼지 전단보상기의 초기 규칙

		$e(k)$				
		NB	NS	ZO	PS	PB
$\Delta e(k)$	NB	-1.0	-1.0	-0.5	-0.5	0.0
	NS	-1.0	-0.5	-0.5	0.0	0.5
	ZE	-0.5	-0.5	0.0	0.5	0.5
	PS	-0.5	0.0	0.5	0.5	1.0
	PB	0.0	0.5	0.5	1.0	1.0

20쌍을 초기 개체들로 생성한다. 일반적으로 진화 프로그래밍의 초기화 단계에서 같은 확률을 가지는 임의수를 초기 개체로서 정의한다. 그러나 본 논문에서 사용하는 실험적 진화 프로그래밍은 실제 시스템에서 동작하기 때문에 임의의 규칙을 사용할 경우 전체 시스템이 불안정해질 수 있으며, 심지어 시스템에 피해를 줄 수 있다. 그러므로 본 논문에서 사용되는 초기개체는 퍼지 제어기에서 널리 사용되어지고 전체 시스템의 안정도를 보장하는 규칙들로 구성되어 있다. <표 2>는 본 논문에서 사용하는 초기 규칙들을 나타내고 있다. 적응 표준편차인 σ_i , $\forall i \in \{1, \dots, 20\}$ 의 초기값은 2.5로 초기화되었다.

2. 각 개체 \vec{m} 에 대하여 적합도에 해당하는 목적함수인 $\Phi(\vec{m})$ 을 이용하여 다음과 같이 계산한다.

$$\Phi(\vec{m}) = \sqrt{\sum_k e(\vec{m}, k)^2 + \zeta e_l(l)^2} \quad (1)$$

이 때 k 는 시간을 나타내는 양의 정수이고, l 은 미리 정해진 목표점의 수이다. 또한 ζ 는 양의값의 배율이다. $e(\vec{m}, k)$ 는 퍼지 전단 보상기가 작동하기 시작한 이후의 시스템 오차로 다음과 같이 정의된다:

$$e(\vec{m}, k) = y_m(k) - y(\vec{m})$$

여기서 $y_m(k)$ 는 기준 입력이고, $y(\vec{m}, k)$ 은 \vec{m} 를 퍼지 전단 보상기의 규칙으로 사용했을 경우의 시스템 출력이다. $e_l(l)$ 는 l 번째 정상상태 오차로서 $e_l(l) = y_l(l) - y(\vec{m}, k)$ 로 정의된다. 이 때 $y_l(l)$ 은 l 번째 목표점이다. $e_l(l)$ 은 정상상태 오차를 없애기 위해 도입되었으며, ζ 는 4000을 사용하였다.

3. (자손생성)자손 개체 ($\vec{m}', \vec{\sigma}'$)를 다음과 같은 돌연변이 연산자를 이용하여 각 부모 개체 ($\vec{m}, \vec{\sigma}$)로부터 생성해낸다:

$$\vec{m}'(j) = \vec{m}(j) + \vec{\sigma}_i(j) \cdot N_i(0,1)$$

$$\vec{\sigma}'(j) = \vec{\sigma}_i(j) \cdot e^{\tau' \cdot N(0,1) + \tau \cdot N_i(0,1)}$$

$\forall j \in \{1, \dots, 25\}$ 여기서 $\vec{m}(j)$ 와 $\vec{m}'(j)$, $\vec{\sigma}_i(j)$, $\vec{\sigma}'_i(j)$ 는 각각 \vec{m} 와 \vec{m}' , $\vec{\sigma}$, $\vec{\sigma}'$ 의 j 번째 항을 나타낸다. 즉, $\vec{m}(j)$ 는 퍼지 규칙의 μ_j^i 를 나타낸다. $N(0,1)$ 는 평균이 0이고, 표준 편차가 1인 일차의 가우시안(Gaussian) 랜덤 함수이다. $N_i(0,1)$ 는 각 개체의 j 번째 항을 생성할 때마다 새로이 얻어지는 랜덤값을 나타낸다. τ , τ' 는 외부 영향력을 나타내는 값으로서 각각 $\sqrt{10}^{-1}$ 와 $\sqrt{50}^{-1}$ 로 정의되었다.^[10] 제어기가 안정한 영역에서 동작하여야 하기 때문에 다음의 제한 조건이 자손 개체를 생성하는 조건에 포함되었다.

$$-2 \leq \vec{m}(j) \leq 0 \text{ for } j \in \{1, 2, 3, 4, 6, 7, 8, 11, 12, 16\}$$

$$0 \leq \vec{m}(j) \leq 2 \text{ for } j \in \{10, 14, 15, 18, 19, 20, 22, 23, 24, 25\},$$

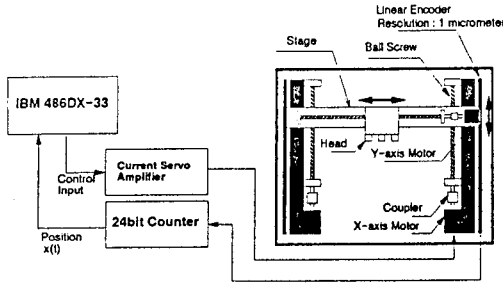
$$-2 \leq \vec{m}(j) \leq 2 \text{ for } j \in \{5, 9, 17, 21\}$$

$$\vec{m}(j) = 0 \text{ for } j = 13$$

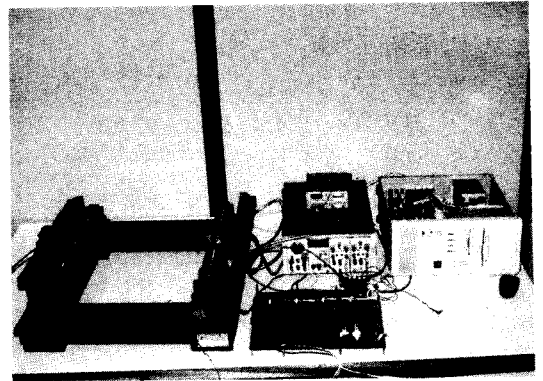
4. 자손세대의 목적함수 $\Phi(\vec{m}')$ 를 계산한다.
5. (선택)각 개체에 대하여 \vec{m} 와 \vec{m}' 의 $2 \times 20 = 40$ 개체중에서 똑같은 선택될 확률을 가지고 선정된 8개의 개체와 성능 비교를 한다. 이때 만약 개체의 성능이 비교하는 개체의 성능보다 더 좋거나 같을 경우 “win”의 수를 하나 추가한다. \vec{m} 와 \vec{m}' , $\forall i \in \{1, \dots, 20\}$ 중에서 “win”의 수가 많은 20개의 개체를 다음 세대의 부모로 선택한다. 이 때 이에 따르는 σ_i 또는 σ'_i 도 함께 포함시킨다.
6. (종료 조건 검사)만족할 만한 해가 나오거나 지정된 시간이 지날 때까지 단계 3으로 돌아가 전 과정을 반복한다.

IV. 실험

이번절에서는 제안된 제어기의 효용성을 실험을



〈그림 3〉 실험장치 구성도

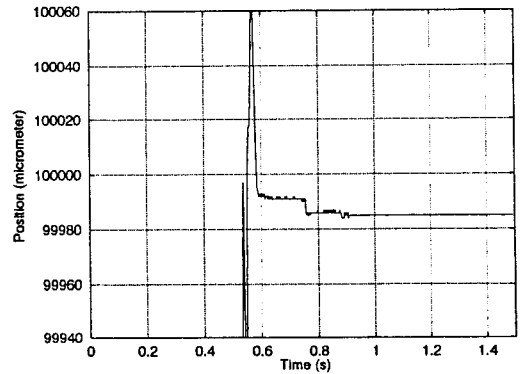


〈그림 4〉 실험장치의 사진

통하여 보이고자 한다. 실험의 목표는 X-Y 테이블의 헤드를 원하는 위치에 위치 검출 센서의 해상도인 $1\mu m$ 이내의 정상상태 오차로 도달하도록 하는 것이며, 이 때 헤드가 목표점에 도달하여 0.15초내에 위치 오차없이 정지해 있어야 한다(그림 9 참조). 본 실험에서는 X축 위치제어만을 수행하였다.

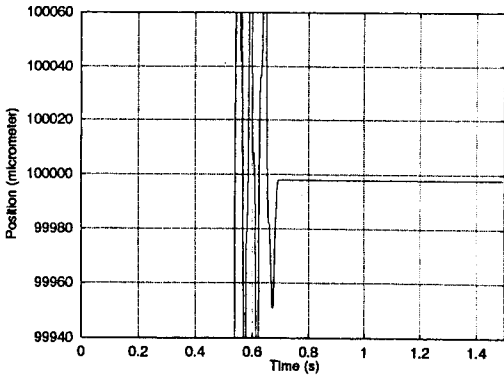
〈그림 3〉은 실험장치의 구조를 보여주고 있다. 실험장치는 이동장치와 위치검출을 위한 측정장치, IBM PC로 구성되어 있다. IBM PC에는 아나로그 출력을 위한 D/A 컨버터와 24비트 카운터를 가지고 있는 자작한 카드가 장착되어 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 구동기에서 발생한 토크는 lead screw와 ball-nut에 의하여 이동부에 전달된다. 스크류의 리드피치는 0.5cm이다. 위치 검출 센서의 해상도는 $1\mu m$ ($10^{-6}m$)로 $1\mu m$ 를 움직일 때마다 하나의 펄스가 출력되는 형태이다. 이 펄스를 24비트 카운터로 세어서 위치를 파악한다. 12비트 D/A 컨버터의 아나로그 출력은 전류 증폭기에 입력되어 전동기에 입력된다. 주 제어 알고리즘은 인텔 i486DX-33 마이크로 프로세서가 장착된 IBM PC 호환 컴퓨터에서 실행되었다. 본 실험에서 샘플링은 1ms마다 수행되었고, 제어 알고리즘은 C 언어로 작성되었다. 사용된 실제 실험장치의 사진을 〈그림 4〉에 나타내었다.

〈그림 5〉는 PD 제어기를 사용하였을 때의 실험결과를 목표위치 근처에서 확대한 것이다. 이 때, 목표위치는 $100,000\mu m$ 이고, 실험결과 $18\mu m$ 의 정상상태 오차가 발생하였다. 이는 PD 제어기만으로는 마찰이 있는 시스템의 정밀 제어가 불가능하다는 것을 나타내어 준다.^[11] 일반적으로 시스템의

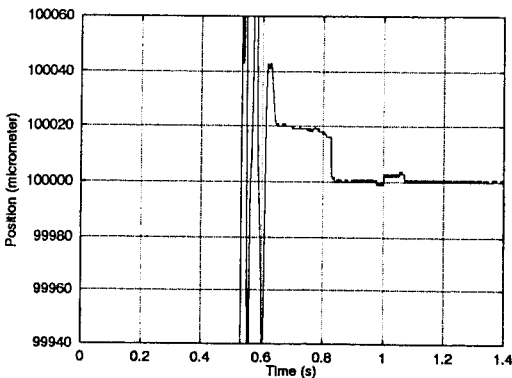


〈그림 5〉 PD 제어기의 실험결과

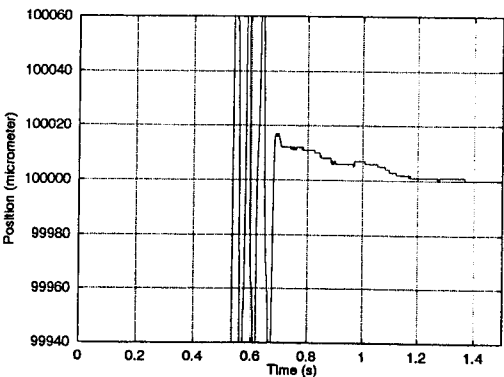
정상상태 오차를 제거하기 위하여 적분을 포함하는 제어기를 사용한다. 따라서 위 PD 제어기에 정상상태 오차를 제거하기 위한 적분항이 더해진 PID 제어기를 구성하여 실험을 수행하였다. 이 때의 결과가 〈그림 6〉에서부터 〈그림 8〉까지에 도시되어 있다. 〈그림 6〉의 경우 PD 제어기보다 오차가 줄어들어으나, 1.5초까지도 $3\mu m$ 의 오차가 남아 있음을 볼 수 있다. 이 경우 PID 제어기에서 적분항의 이득이 너무 작은 경우이며, 정상상태 오차를 제거하는데 많은 시간이 요구된다. 반대로 적분이득이 너무 클 경우 〈그림 7〉에서 보듯이 목표위치 근처에서 진동하게 된다. 〈그림 8〉의 경우 잘 설계된 PID 제어기의 출력이다. 그러나 이 때에도 과도응답특성이 좋지 않고, 시스템이 정지할 때까지 걸리는 시간이 작지 않음을 알 수 있다.



〈그림 6〉 적분 이득이 작은 PID 제어기의 실험결과

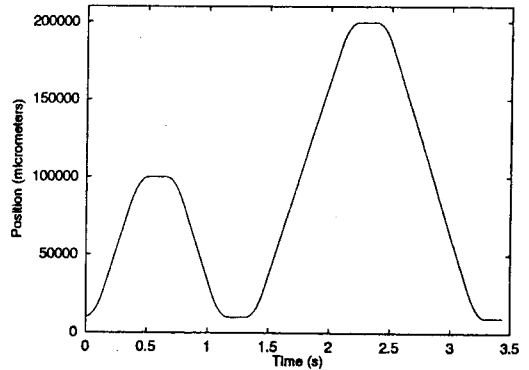


〈그림 7〉 적분 이득이 큰 PID 제어기의 실험결과



〈그림 8〉 적절히 설계된 PID 제어기의 실험결과

제안된 제어기의 실험을 위하여 먼저 퍼지 전단 보상기의 규칙을 얻어야 한다. 앞 절에서 설명한 바와 같이 본 논문에서는 실험적 진화 프로그래밍을 이용하여 퍼지 규칙을 최적화하였다. 퍼지 규칙



〈그림 9〉 실험적 진화 프로그래밍의 평가를 위한 기준 입력

을 실험적 진화 프로그래밍으로 최적화 하기 위하여 이동부가 직접 이동한 데이터를 가지고 성능을 평가하였다. 본 실험에서는 이동부가 1cm에서 출발하여 10cm까지 왕복운동한 후 다시 20cm까지 왕복운동을 하도록 하였다. 이러한 운동 곡선은 〈그림 9〉에 도시되어 있다. 즉, 이 실험의 Evaluation 단계에서는 $y_i(l) = 10\text{cm}, 1\text{cm}, 20\text{cm}, 1\text{cm}$, $l=1,2,3,4$ 를 사용하였다. 여기서 주목하여야 할 것은 진화 프로그래밍이 컴퓨터 시뮬레이션이 아닌 실제 시스템을 제어하여 Evaluation 되었다는 것이다. X-Y의 이동부는 주어진 기준 곡선을 따라 목표점에 도달하여 0.15초 안에 위치 오차없이 정지하여야 한다. 여기서 기준 곡선은 최대 속도가 0.25m/s 이고 가속도가 1.7m/s^2 인 2차 곡선이다. 퍼지 전단 보상기의 배율은 다음과 같이 선택되었다:

$$C_e=0.1, C_{\Delta e}=0.1 \text{ and } C_r=9$$

이동부가 목표점에 $25\mu\text{m}$ 거리내로 접근하였을 때 제어기가 정상 제어기 모드에서 “이층 구조” 제어기모드로 전환된다. 즉, 퍼지 전단보상기는 이동부가 목표점에 $25\mu\text{m}$ 거리내로 접근한 이후 작동된다.

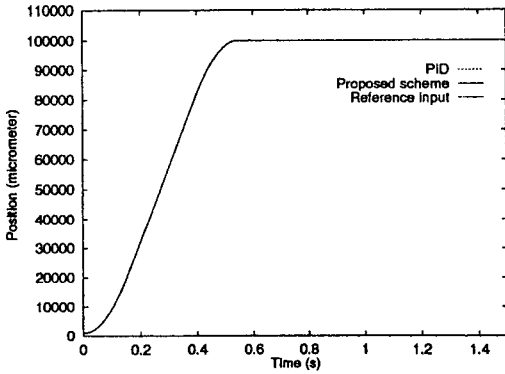
위의 기준 입력을 가지고 3절에 설명한 실험적 진화 프로그래밍이 퍼지 규칙을 최적화 하기 위하여 100세대에 걸쳐 실행되었다. 100세대후에 가

〈표 3〉 실험적 진화프로그래밍으로 얻어진 100세대후의 규칙

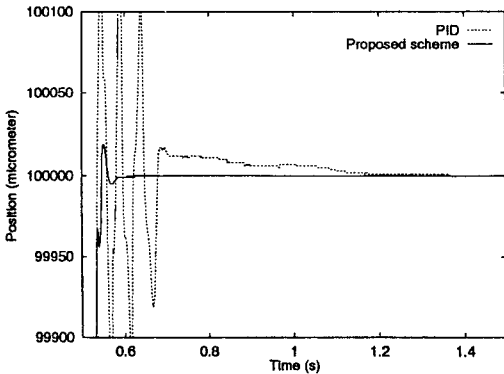
		$e(k)$				
		NB	NS	ZO	PS	PB
$\Delta e(k)$	NB	-1.503	-1.419	-0.147	-0.896	0.045
	NS	-0.403	-0.218	-0.577	-0.013	0.643
	ZE	-0.187	-0.359	0.000	0.755	0.492
	PS	-0.583	0.075	0.618	0.197	0.347
	PB	-0.128	0.658	0.371	1.097	1.483

장 좋은 성능을 보인 개체를 퍼지 전단 보상기의 규칙으로 결정하였다. 그 결과 얻어진 규칙을 〈표 3〉에 나타내었다.

〈표 3〉과 같은 규칙을 갖는 제안된 제어기를 가

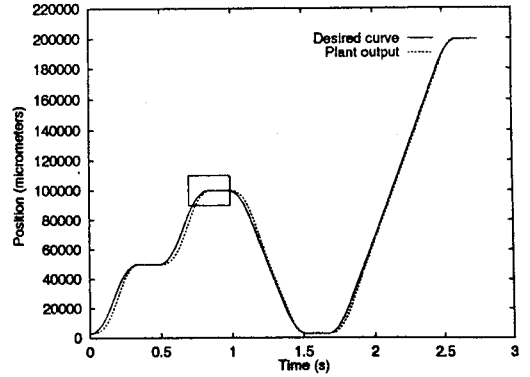


(a) 시스템의 출력

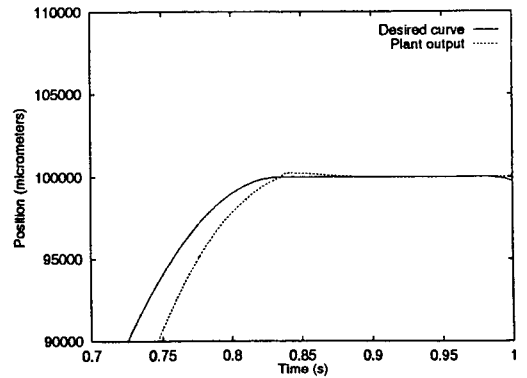


(b) (a)를 확대한 그림

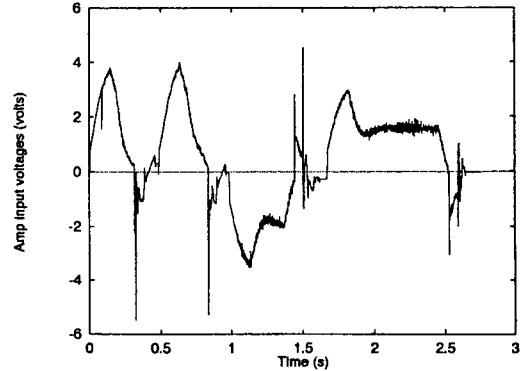
〈그림 10〉 제안된 제어기와 PID 제어기의 비교



(a) 시스템의 출력



(b) (a)의 사각형안을 확대한 그림



(c) 제어 입력

〈그림 11〉 제안된 제어기와 PID 제어기의 비교

지고 X-Y 테이블의 정밀 위치 제어를 실험하였다. 〈그림 10〉 (a)는 목표위치가 100,000 μm 일 때 PID 제어기와 제안된 제어기의 결과를 보여주고

있다. <그림 10>(b)는 <그림 11>(a)를 목표위치 근처에서 확대한 그림이다. 실험 결과 제안된 제어가 PID 제어기보다 좋은 과도응답 특성을 가지고 있으며, 더 빠른 시간내에 오차없이 목표 위치에 도달할 수 있음을 보여준다.

<그림 11>(a)는 목표점이 각각 $50,000\mu\text{m}$ 와 $100,000\mu\text{m}$, $3,000\mu\text{m}$, $200,000\mu\text{m}$ 일 때의 출력 특성을 도시한 것이다. <그림 11>(b)는 <그림 11>(a)에서 $100,000\mu\text{m}$ 근처의 네모안을 확대하여 그린 것이다. 그림에서 실선은 기준입력이고, 점선은 시스템의 출력을 나타낸다. 이 경우 정상모드에서의 PD 제어기가 <그림 10>에서와는 달리 제어기 계수를 미세 조정하지 않았기에 기준 곡선을 잘 따라가지 못하는 것을 볼 수 있다. 그러나, 퍼지 전단보상기가 작동하여 PD 제어를 보상하여 제어목적인 0.15초안에 정상상태오차 없이 목표점에 도달할 수 있음을 보여준다.

<그림 11>(c)는 위 실험을 행하였을 때 제어 입력을 도시하고 있다. 그림에서 보이는 퍼지 전단보상기가 작동을 시작할 때의 큰 제어입력은 시스템의 오버 슈우트를 줄이는 역할을 하는 것으로 보인다. 따라서 제안된 제어를 사용할 경우에 정상상태 오차를 줄일 수 있을 뿐만 아니라 과도 응답 특성도 개선할 수 있음을 알 수 있다. 이러한 특성이 시스템을 빠르게 목표점에 정지하도록 한다.

V. 결 론

본 논문에서는 위치제어를 위한 초정밀 지능 제어를 제안하였다. 제안된 제어기는 퍼지 전단보상기와 PD 제어기의 이층 구조로 구성되어 있다. 퍼지 전단보상기의 규칙들은 출력오차를 최소화하고 정상상태 오차를 제거할 수 있도록 실험적 진화 프로그래밍에 의하여 최적화 되었다. 제안된 제어기는 엔코더 해상도($1\mu\text{m}$) 이내의 위치 오차를 가지도록 X-Y 테이블을 제어할 수 있음을 보여주었다. 이러한 초정밀 지능 제어 기술은 SMD 마운터, CNC, 반도체 장비 등의 정밀 위치제어가 필요한

장비에 적용될 수 있으며, 이러한 공작기계 및 장비의 고성능화에 기여할 수 있으리라 기대된다. 지능 제어의 새로운 연구 동향에 관하여는 참고문헌 [12]에 기술되어 있다.

※ 본 연구는 LG산전 주식회사의 수력연구과제로 수행 되었으며 현재 특허 출원중임.

참 고 문 헌

- [1] S. Yang and M. Tomizuka, "Adaptive pulse width control for precise positioning under the influence of stiction and coulomb friction," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol.110, pp.221~227, September 1988.
- [2] E. D. Tung, G. Anwar, and M. Tomizuka, "Low velocity friction compensation feedforward solution based on repetitive control," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol.115, pp.279~284, June 1993.
- [3] P. I. Ro and P. I. Hubbel, "Model reference adaptive control of dual-mode micro/macro dynamics of ball screws for nanometer motion," *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol.115, pp.103~115, March 1993.
- [4] L. C. Fu, Y. Lin, H. T. Lee, and J. S. Chang, "High precision adaptive robust controller for x-y table," in *Proc. of the Asian Control Conference*, pp.601~603, 1994.
- [5] J. Y. Kim, J. Y. Park, S. W. Lee, and E. K. P. Chong, "Fuzzy Precompensation of PD Controllers for Systems with Deadzones," *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems*, vol.1, pp.404~435, 1993.

- [6] Jong-Hwan Kim and Kwang-Choon Kim and Edwin K. P. Chong, "Fuzzy precompensated pid controllers," *IEEE Trns. on Control Systems Technology*, vol.2, no. 4, pp.406~411, 1994.
- [7] C. C. Lee, "Fuzzy logic in cntrol systems, : fuzzy logic controller-part i, part ii," *IEEE Trans. on Sys., Man, and Cyber.*, vol.20, no. 2, pp.404~435, 1990.
- [8] H. Hellendoorn and C. Thomas, "Defuzzification in fuzzy controllers," *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems*, vol.1, no. 2, pp.109~123, 1993.
- [9] N. Saravanan and D. B. Fogel, "Learning Strategy Parameters in Evolutionary Programming : An Empirical Study," in *Proc. on 3rd Annual Conf. on Evolutionary Programming*, pp.269~280, 1994.
- [10] Thomas Bäck and Günter Rudolph and Hans-Paul Schwefel, "Evolutionary programming and evolutionary strategies : Similarities and differences," in *Proc. of Second Annual Conf. on Evolutionary Programming*(A. V. Sebald and L. J. Fogel, eds.), (San Diego, CA), pp.11~22, Evolutionary Programming Society, February 1993.
- [11] J. H. Kim, H. K. Chae, and S. W. Lee, "Identification and control of systems with friction using accelerated evolutionary programming," will be published in *IEEE Control Systems Magazine*, August 1996.
- [12] 김종환, 심현식, "지능 제어의 새로운 연구 동향", 전기 학회지, 제44권, 제3호, pp.27~33, 1995년 3월

저자 소개



金 鍾 煥

1957年 7月 13日生

1981年 3月 서울대학교 전기공학과 졸업, 공학학사

1983年 3月 서울대학교 전기공학과 졸업, 공학석사

1987年 8月 서울대학교 전기공학과 졸업, 공학박사

1988年 2月~1991年 8月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교수

1991年 9月~현재 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수

1992年 9月~1993年 8月 Visiting Scholar, Purdue University

주관심분야 : Intelligent Control, Intelligent Machines



全 廷 悅

1968年 12月 20日生

1990年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업, 공학학사

1993年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업, 공학석사

1993年 ~현재

한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정

주관심분야: 지능제어, 초정밀 제어, 진화연산