

본 연구는 인하대학교 '94년도 연구비 지원에 의하여 수행되었음

개선된 퍼지보상 PID제어기 설계에 관한 연구

이 혁 재,* 김 진 겐**

A Study on Design of The Modified Fuzzy-Compensated PID Controller

H. J. Lee,* Jin-Geol Kim**

ABSTRACT

This paper presents the modified fuzzy-compensated PID(FCPID) control, which involves adding the compensator to an existing PID controller, to improve the performances of the systems. Compared to a conventional PID control and a fuzzy logic control(FLC), the proposed control scheme has superior performance. Experimental results of an actual implementation of the modified PC-based FCPID controller on the DC servo-motor demonstrate considerable improvement of the performance of the existing FCPID control by monitoring the scaling factor. They show faster responses and smaller overshoots than the conventional FCPID control scheme for the various reference inputs and the robustness to the loads.

Key Words : Fuzzy-compensated PID controller(퍼지보상 PID제어기), Fuzzy logic controller(퍼지는 리제어기), Scaling factor(크기변환 요소), Robustness(강인성)

1. 서 론

현대 제어이론의 비약적인 발달에도 불구하고 실제 현장에서는 아직도 PID제어기가 많이 사용되고 있으나, 시스템이 불감대(deadzones), 포화(saturation), 히스테리시스(hysteresis) 등과 같은 비선형 요소들을 포함하여 모델이 불확실하거나, 동작조건의 변화에 따라 최적 이득이 달라질 경우에는 만족할 만한 제어 성

능을 얻을 수 없다. 최적제어나 적응제어 방식이 시스템 파라메터의 변화나 외란과 같은 제어환경의 변화에 대응하기 위하여 사용되고 있지만 제어알고리즘이 복잡하고 많은 계산량이 요구되어 실시간 제어에 어려움이 따른다.⁽¹⁾⁻⁽³⁾

퍼지제어이론은 인간의 추론과 같이 근사적이고 정성적인 면을 기술하는데에 적합하며, 시스템의 특성이 복잡하여 기존의 정량적인 방법으로는 해석할 수 없거나,

* 삼성 기술연구소

** 인하대학교 자동화공학과

얻어지는 정보가 부정확하고 불확실한 경우에 효과적으로 적용된다.⁽⁴⁾ 이러한 의도로 연구된 퍼지논리제어기(fuzzy logic controller: FLC)는 기존의 제어알고리즘에서는 필수적인 수학적 모델이 잘 정의되지 않는 공정에 대해서 효과적인 방법이며, 실제 많은 응용사례가 있다. 또한 퍼지논리제어기가 갖는 장점을 서보 시스템과 같은 정밀제어 분야에 적용하기 위한 연구가 있으나, 아직 실제 구현에는 많은 연구가 필요한 상태이다.⁽¹⁾ 이에 비해 기존의 제어알고리즘에 퍼지논리를 연관시키는 방법은 최소한의 성능을 보장하면서 개선된 성능을 얻을 수 있다는 장점이 있다. 이에 관한 연구중에서 기존의 퍼지제어기와 PI제어기와와의 관계를 설정한 Tang⁽⁶⁾의 연구와, Macvicar-Whelan⁽⁶⁾의 퍼지제어 원리를 이용하여 PID이득조정에 연관을 지은 Tzafestas⁽⁷⁾의 연구가 있으나, 이러한 방법들은 퍼지준위(fuzzy level)의 세분화가 증가할수록 추론법칙수가 증가하여 실시간 제어가 어렵게 된다는 단점이 있다. 그리고 Procyk, Mamdani⁽⁸⁾는 스스로 퍼지법칙을 수정하여 성능을 개선시키는 자동조정제어기(self-organizing controller: SOC)에 관해 연구하였다. 이경우에 좋은 성능 평가표를 만들기 위해서는 많은 시행착오를 거쳐야 하며 계산시간이 많이 소요된다는 문제점이 있다.

이와같은 문제점을 해결함과 동시에 기존의 제어시스템을 재구성할 필요가 없이 퍼지 보상기(compensator)만을 설치함으로써 외란이나 잡음에도 강한 특성을 가질 수 있다. 퍼지보상기에 대한 연구로는 부하증가시 비례하는 비선형성의 영향에 따른 성능저하를 보상하는 연구^(9,10)와 합성된 퍼지제어기의 안정도 해석을 한 연구⁽¹¹⁾가 있는데, 이들 연구에서는 단일 기준입력(reference input)에 대한 출력오차와 출력오차의 변화량을 퍼지화하였으므로 가변 기준입력을 입력으로 할 때에는 크기변환요소(scaling factor)를 재조정해야 할 필요가 있다. 이것은 단순 퍼지논리제어기의 문제점이기도 한데, 최적응답은 제한된 범위의 입력에 대해서만 가능하고 입력의 범위가 달라지면 제어기를 재조정해야 한다.⁽¹⁾

본 논문에서는 이러한 점을 해결하고자 측정된 출력오차와 출력오차의 변화량을 크기변환 할 때에 고정된 상수값이 아닌 기준입력과 상대적인 크기를 크기변환요소로 선택하여 기준입력이 가변하더라도 크기변환요소를 재 조정할 필요가 없게 하였다. 또한 퍼지제어의 추론부분은 디지털 제어 시스템에서의 실시간 제어를

위해 결정표(Look-Up Table) 방식을 사용하였다.⁽¹⁾⁽¹²⁾ Li는 정밀한 제어를 위하여 결정표를 거친제어(coarse control)와 미세제어(fine control)의 두 부분으로 나누는 방법을 제안하였지만 기억용량이 두배로 늘어난다는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 단지 크기변환요소만을 변화시켜서 제어기의 성능을 개선하는 방법을 제시한다. 즉, 기준입력 근처에서의 정밀한 제어를 위하여 오차가 일정한 범위내에 들어오게 되면 크기변환요소가 거친제어 모드에서 미세제어 모드로 변환되게 하였다. 실제 실험 대상으로, 선정된 직류 서보모터의 위치제어를 위하여 PC 기반에서 개선된 퍼지보상 PID 제어기(Fuzzy-Compensated PID Controller: FCPID)를 실현(Implementation)하였으며, 기존의 FCPID 제어기법에 비해 더 향상된 시스템성능과 가변 부하 실험을 통해 강한 특성을 보였다.

2. 퍼지논리제어기

퍼지논리제어기의 핵심적인 부분은 일련의 언어적 형식의 제어규칙이며, 여기에는 퍼지연관관계가 포함되어 있고 퍼지합성규칙에 의해서 제어입력이 생성된다. 퍼지논리제어기는 크게 퍼지화(fuzzification), 의사결정논리(decision making logic), 비퍼지화(defuzzification) 단계로 구성된다.⁽¹³⁾ 퍼지화 단계에서는 시스템에서 측정된 출력오차를 퍼지한 값으로 변환 시키며, 의사결정논리는 실행부로서 입력 데이터를 처리하고 제어기 출력을 계산한다. 이러한 출력들은 퍼지한 값이므로 비퍼지화 단계에서 시스템에 실제 적용 가능한 값으로 변환된다. 위치제어를 위해 먼저 제어기의 입력과 출력의 조건변수를 설정하고, 그러한 조건변수들을 바탕으로 퍼지제어규칙을 작성하여, 퍼지추론과 비퍼지화를 통하여 제어입력값을 결정한다.

2.1 퍼지화

퍼지제어기의 조건변수는 출력오차 e 와 출력오차의 시간에 대한 변화량 Δe 로 선정하였으며, 기준입력과 출력간의 오차와 샘플링 주기 사이의 오차 변화를 나타낸다. 입력되는 크리스프한 값들은 퍼지연산에 편리하도록 퍼지값으로 바꾸어 주어야 하는데, 센서로부터 측정된 값의 영역을 미리 정해놓은 입력 퍼지변수의 전체 집합으로 적절히 크기 변환시키는 작업을 행한다. 그리고 연속된 입력 공간의 값을 언어 변수로 바꾸기 위한

언어변수(linguistic variable)를 NB(negative big), NM(negative medium), NS(negative small), ZO(zero), PS(positive small), PM(positive medium), PB(positive big)의 7단계로 선택하였다. 여기서 medium을 생략하는 경우 퍼지제어 규칙의 전체부의 조합수가 감소하고 규칙도 적게되어 계산이 간단하다는 장점이 있지만 영성한 제어 알고리즘이 될 염려가 있기 때문에 본 논문에서는 표준화된 언어변수를 7개로 만들었으며, 이렇게 선택되어진 언어변수는 소속함수를 이용하여 그 변수에 상응하는 의미를 가지는 퍼지집합으로 정의되며, 컴퓨터를 이용한 정보처리를 위해서는 퍼지입력 변수의 전체집합을 이산화하는 양자화단계가 필요하다. 따라서 전체집합U를 $U = \{-6, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ 와 같이 $\{-6 \sim +6\}$ 사이의 정수로 이산화한 13개의 양자화준위들을 갖도록 한다. 모든 출력오차, 출력오차 변화등의 입력변수를 각 준위의 구역별로 크기변환시킴으로써 퍼지논리의 적용이 보다 간편해지고, 제어규칙이 독립적으로 설계될 수 있게 된다. 집합 U의 요소들이 각각의 퍼지부분집합에 속하는 정도를 나타내는 소속함수(membership function)는 Table 1과 같이 이산화 형태로 정의한다.

Table 1 Membership Function

Linguistic Fuzzy Set	Quantization Levels												
	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6
NB	1	.5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
NM	0	.5	1	.5	0	0	0	0	0	0	0	0	0
NS	0	0	0	.5	1	.5	0	0	0	0	0	0	0
ZO	0	0	0	0	0	.5	1	.5	0	0	0	0	0
PS	0	0	0	0	0	0	0	.5	1	.5	0	0	0
PM	0	0	0	0	0	0	0	0	0	.5	1	.5	0
PB	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	.5	1

2.2 의사결정논리와 비퍼지화

일반적으로 퍼지제어 설계에서 프로세서의 수학적 모델보다 입출력 관계가 더욱 강조되는데, 본 논문에서 제어대상에 입력되는 입력값은 매 샘플링마다 얻어지는 출력오차 e와 출력오차의 변화량 Δe으로부터 결정되며 앞에서 정의한 언어변수를 사용하여 퍼지 제어규칙을 설계한다. 먼저 모터의 출력이 기준입력을 추종하는 경우의 출력오차와 출력오차변화량의 상태를 IF-

THEN 형태의 제어규칙으로 표현할 수 있다. 만약 축의 현재 위치가 설정위치로부터 매우 많이 떨어져 있을 경우에 출력오차는 큰 양수(PB)이고, 출력오차변화량은 영(ZO)이며, 이때에 양의 큰(PB) 구동력을 줄 필요가 있다. 이것을 "If e = PB and Δe = ZO then u = PB"와 같이 퍼지 제어규칙으로 표현할 수 있으며, 이러한 방법으로 작성된 완성된 퍼지 제어규칙은 Table 2와 같다. 이 49개의 퍼지 제어규칙은 시스템에 대한 지식과 시행착오를 통한 경험에 기초하여 작성되었다.⁽¹³⁾ 세로는 e, 가로는 Δe, 표 안에는 그때의 u의 값을 나타내며, 만약 e = NS이고 Δe = ZO 이면 u = NS이 출력된다.

Table 2 Fuzzy Logic Rule Table for FLC

		출력오차의 변화량 Δe						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
출력 오차 e	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZO
	NM	NB	NB	NB	NM	NM	ZO	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	ZO	PS	PM
	ZO	NB	NM	NM	ZO	PM	PM	PB
	PS	NM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	ZO	PM	PM	PB	PB	PB
	PB	ZO	PS	PM	PB	PB	PB	PB

퍼지추론은 e와 Δe에 각각 부여된 언어변수에 대한 소속함수를 이용하여 각 제어규칙표에 따라 e와 Δe에 대한 제어 입력의 소속 함수를 구하는 과정이다. 본 논문에서 사용된 추론방법은 Mamdani⁽¹⁴⁾가 제안한 것으로서 max-min 연산을 이용하여 퍼지관계의 합성법칙을 도입한 것이다. 추론의 결과로서 얻어지는 것은 퍼지집합이므로 명확한 비퍼지 제어 입력으로 변환시켜주는 비퍼지화 작업이 필요하다. 본 논문에서는 가장 널리 사용되고 있는 면적중심법(center of area method; COA)을 사용하였다.⁽¹³⁾ 이것은 식(1)와 같이 표현되며, 여기서 u는 제어입력값을, n은 양자화 준위의 갯수, μ(u_j)은 소속함수, u_j는 소속함수가 최대가 되는 양자화 준위값을 나타낸다.

$$u = \frac{\sum_{j=0}^n \mu(u_j) \cdot u_j}{\sum_{j=0}^n \mu(u_j)} \tag{1}$$

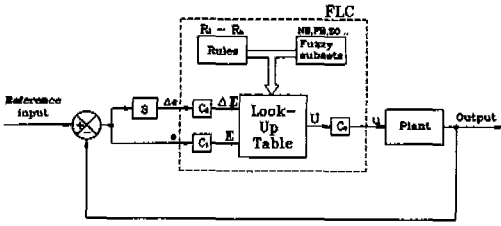


Fig. 1 The Basic Block Diagram of FLC

그런데 퍼지제어의 추론부분은 실시간 제어에 어려운 점이 있어 빠른 동특성을 가지는 직류서보모터의 위치 제어 시스템에 적용하기 위해 추론부분을 사전에 계산하여 도표화 함으로써 실행시간을 단축할 수 있는 결정표(Look-Up Table)방식을 사용하였다.⁽¹⁾

Fig. 1에서는 결정표를 이용한 퍼지제어의 구성도를 보여주고 있는데, 제어규칙과 소속함수를 이용한 퍼지추론에 따라 결정표를 미리 작성하며, 결정표는 다음과 같은 형태의 양자화 준위로 구성되어 있다.

$$U(k) = f[E(k), \Delta E(k)] \quad (2)$$

여기서 f 는 퍼지관계를 나타내며,

$$E(k) = q[C_1 \cdot e(k)] \quad (3)$$

$$\Delta E(k) = q[C_2 \cdot \Delta e(k)] \quad (4)$$

는 양자화 함수를 나타낸다. 식 (3), (4)에서와 같이 측정된 출력오차 e 와 출력오차의 변화량 Δe 에 적당한 크기변환요소 C_1 과 C_2 를 곱함으로써 전체집합의 양자화 준위 $E(k)$, $\Delta E(k)$ 로 크기변환 시킬 수 있다. 또한 결정표로부터 양자화된 제어기 출력 $U(k)$ 를 얻을 수 있는데 다음과 같이 크기변환요소 C_3 를 곱함으로써 실제 적용가능한 비퍼지 제어기 출력 $u(k)$ 를 식 (5)에서와 같이 구할 수 있다. 여기서 dq 는 비양자화 함수를 나타낸다.

$$u(k) = dq[C_3 \cdot U(k)] \quad (5)$$

입력단의 크기변환요소 C_1 , C_2 를 구하기 위해 식 (6), (7)에서와 같이 출력오차의 최대치 (e_{max})와 출력오차에 대한 양자화 준위의 최대치 (EQL_{max}), 출력오차 변화량의 최대치 (Δe_{max})와 출력오차 변화량에 대한 양자화 준위의 최대치 (ΔEQL_{max})의 비를 구한다. 출력단의 크기변환요소 C_3 는 식 (8)과 같으며, 제어 입력에 대한 양자화 준위의 최대치 (UQL_{max})와 제어입력의

Table 3 Look-Up Table

		출력오차의 변화량 (ΔE)												
		-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6
출 력 오 차 (E)	-6	-6	-6	-6	-6	-6	-6	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0
	-5	-6	-6	-6	-6	-6	-5	-5	-4	-4	-2	-1	0	1
	-4	-6	-6	-6	-6	-6	-5	-4	-4	-4	-2	0	1	2
	-3	-6	-6	-6	-5	-5	-4	-3	-2	-2	0	1	2	3
	-2	-6	-6	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
	-1	-6	-5	-5	-3	-2	-1	-1	1	3	3	4	4	5
	0	-6	-5	-4	-2	0	0	0	3	6	6	6	6	6
	1	-5	-4	-3	-1	0	1	3	4	5	5	6	6	6
	2	-4	-3	-2	-1	0	3	6	5	4	5	6	6	6
	3	-3	-2	-1	0	2	4	6	5	5	5	6	6	6
	4	-2	-1	0	2	4	5	6	6	6	6	6	6	6
5	-1	0	1	2	4	5	6	6	6	6	6	6	6	
6	0	1	2	3	4	5	6	6	6	6	6	6	6	

최대치 (u_{max})의 비를 구하였다. 이와 같은 방식으로 결정표를 구하면 Table 3과 같다.

$$C_1 = EQL_{max} \text{ value} / e_{max} \quad (6)$$

$$C_2 = \Delta EQL_{max} \text{ value} / \Delta e_{max} \quad (7)$$

$$C_3 = u_{max} / UQL_{max} \text{ value} \quad (8)$$

3. 퍼지 보상 PID제어

퍼지보상제어기의 기본구성은 Fig. 2에서 보는 바와 같이 PID제어기를 이용한 기존의 위치제어 시스템에 퍼지논리제어기를 합성한다. 기존의 퍼지보상기에서는 결론부의 조작량을 속도형 (Δu)으로 취한 구조를 선택하였지만,⁽⁹⁻¹¹⁾ 본 논문에서는 포괄적인 제어를 위해서 모든 규칙을 사용하는 위치형 (u)을 사용하였다. Fig.

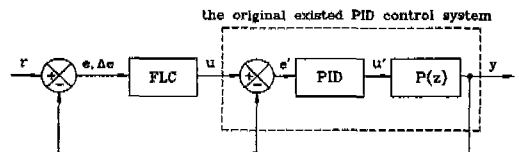


Fig. 2 The Basic Diagram of FCPID System

2에서 각 신호들은 다음과 같다.

$$u(k) = FLC[e(k), \Delta e(k)] \quad (9)$$

$$e'(k) = u(k) - y(k) \quad (10)$$

$$u'(k) = u'(k-1) + K_1 \cdot e'(k) + K_2 \cdot e'(k-1) + K_3 \cdot e'(k-2) \quad (11)$$

$$y(k) = P(z) \cdot u'(k) \quad (12)$$

여기서 $FLC[e(k), \Delta e(k)]$ 는 퍼지논리제어기의 역할을 수행하는 비선형 사상(nonlinear mapping) 함수로 e 와 Δe 를 입력으로 하며 퍼지논리제어기의 양자화 준위간에 환산계수로 작용하는 크기변환요소에 의해 PID제어기의 입력으로서 퍼지보상기 출력 $u(k)$ 를 출력한다. 또한 $e'(k)$ 는 $u(k)$ 와 플랜트 출력 $y(k)$ 사이의 오차가 된다. 플랜트로 입력되는 PID제어기 출력 $u'(k)$ 는 프로그램하기 적당한 속도형 차분식 형태의 순환형 PID 알고리즘을 사용하였다. 이때 $K_1 = K_p(1 + T_D/T)$, $K_2 = -K_p(1 + 2 \cdot T_D/T - T/T_I)$, $K_3 = K_p \cdot T_D/T$ 로 나타낼 수 있으며, K_p 와 T 는 비례 상수와 샘플링 주기, T_I 와 T_D 는 각각 적분시간과 미분시간을 나타낸다. $P(z)$ 는 플랜트의 전달함수를 의미한다.

퍼지보상 PID제어기에서 퍼지보상기는 2장에서 퍼지논리제어기와 동일한 구조로 설계하고, Table 1과 Table 2와 같은 소속함수와 제어규칙을 사용하며, 결정표 또한 Table 3과 같다. 단지 크기변환요소만을 달리 선정하여 원하는 제어성능을 얻을 수 있도록 하였다. 즉, 크기변환요소를 고정된 상수값이 아닌 기준 입력과의 상대적인 값으로 선택 조정하여 기준 입력이 변하더라도 크기변환요소를 재조정할 필요가 없도록 하였다. 이에 따라 출력오차의 최대치(e_{max})와 출력오차 변화량의 최대치(Δe_{max})는 $e_{max} = r \cdot \alpha_1$, $\Delta e_{max} = r \cdot \alpha_2$ 으로, 제어입력의 최대치(u_{max})는 $u_{max} = r \cdot \alpha_3$ 으로 각각 표시할 수 있다. 여기서 r 은 기준 입력을 나타내며, $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 은 기준 입력과 최대치들과의 비를 결정해주는 상수로서 실험을 통한 시행착오법을 이용하여 얻을 수 있다. 따라서 식(6), (7), (8)을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$C_1 = EQL_{max} \text{ value} / (r \cdot \alpha_1) \quad (13)$$

$$C_2 = \Delta EQL_{max} \text{ value} / (r \cdot \alpha_2) \quad (14)$$

$$C_3 = (r \cdot \alpha_3) / UQL_{max} \text{ value} \quad (15)$$

그리고 정밀한 제어를 위하여 Fig. 3에서와 같이 기준 입력 주변영역을 두 부분으로 나누어 모터축의 위치

가 기준 입력 주변영역 ($|e(k)| < M$)으로 들어왔을 경우에 크기변환요소를 I에서 II로 변환하게 하여 제어의 정밀도를 높였다. 여기서 M 은 미세제어로 변환되는 오차범위의 크기를 말한다. 이러한 크기변환요소를 변환시킴으로써 시스템의 성능을 개선할 수 있다.

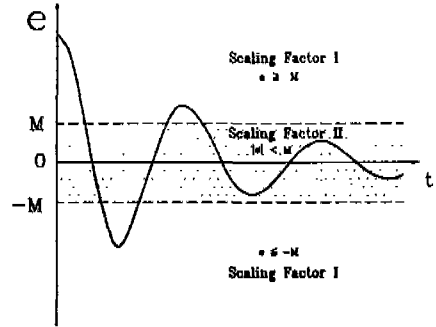


Fig. 3 Selection of Scaling Factor

4. 제어시스템 구성과 실험

4. 1 하드웨어 구성

본 논문에서는 직류 서보 모터의 위치제어기를 구성하기 위하여 PC 80486DX2-50을 이용하였다. 그리고 PC와 직류 서보 모터 시스템간을 연결하는 인터페이스 카드, 서보 모터를 구동하기 위한 PWM(pulse width modulation)파형 발생 및 증폭 구동회로, 모터의 위치 측정을 하기 위한 위치 검출회로 등을 설계 제작하였다. PC를 이용한 직류 서보 모터계의 위치제어 시스템의 구조는 Fig. 4와 같다.

PC에 내장되어 있는 프로그램 가능 타이머(programmable interval timer:PIT) 8254에서는 매 샘플링 시간마다 인터럽트 신호를 발생시키고, 그 순간

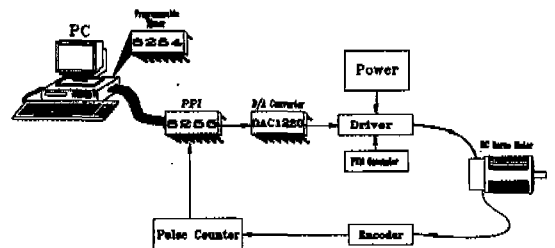


Fig. 4 Experimental Control System of DC Servomotor

제어입력이 출력 포트를 통해서 출력된다. 이 신호는 D/A 컨버터를 거쳐 PWM 신호로 변환되고, 구동회로를 거쳐 증폭되면 모터가 회전하고 엔코더에서 나오는 펄스를 방향 판별 회로를 거쳐 UP, DOWN 펄스로 바꾸어 UP/DOWN 카운터로 펄스의 갯수를 계수한다. 병렬 입출력 장치(programmable peripheral interface:PPI)인 8255에서는 카운터에서 계수된 값을 읽어 PC에 전달하고 카운터에 초기 클리어 신호를 준다. 또한 제어입력값을 D/A컨버터에 전달하기도 한다.

4.2 소프트웨어 구성

위치 제어를 구성하는 프로그램은 C-언어로 구성하였으며, 위치제어의 흐름도는 Fig. 5와 같다. 내부 알고리즘을 살펴보면, 먼저 (1)에서와 같이 프로그램을 실행함과 동시에 8254나 8255의 제어어(control word)를 알맞게 설정하고 변수값들을 초기화 시킨다. 그 다음 단계 (2)에서는 처리할 인터럽트 벡터를 설정하여 인터럽트가 걸리게 되면 실행 중이던 일을 중단하고 이 프로그램을 실행하도록 한다. 프로그램 실행 중에 키보드 입력이 들어오게 되면 인터럽트 벡터를 원상태대로 복귀(3)시킨후 데이터를 출력시키고 프로그램을 종료하게된다. 주프로그램 실행중에 인터럽트가 걸리면 인터럽트 서비스 루틴으로 분기하여 엔코더로부터 모터의 회전 방향및 위치정보를 얻어⁽⁴⁾ 출력오차와 출력오차의 변화량을 계산하고, 이 값들을 가지고 제안한 퍼지 보상 PID 제어기법의 알고리즘을 이용하여 제어 입력을 계산(5)해 낸다. 이 제어 입력을 바로 출력 포트로

내보낸 후(6) 인터럽트 처리 프로그램을 완료하게 되며, 실행중이던 원래의 프로그램으로 복귀하게 된다. 이때 출력된 제어입력값은 D/A 컨버터를 통하여 전압값으로 변환된후 PWM 신호의 듀티비를 결정하여 모터를 구동시키고, 다시 엔코더로 부터 현재의 위치값을 읽어 들인다. 이러한 과정의 반복을 통하여 원하는 위치값에 빠르게 수렴시킨다. 그리고 일정한 시간이 경과하거나 사용자의 인터럽트가 있으면 작업을 중단하고 파일로 저장시킨다.

4.3 실험

실험에 사용된 모터는 정격 전압 75V, 정격 출력 200W의 TAMAGAWA사 직류 서보 모터로서 사양은 Table 4와 같다.

Table 4 DC Servomotor Characteristics

Parameters	Symbols	Values	Units
Moment of Inertia	J	1.67	g-cm-sec ²
Mechanical Time Constant	τ_m	4.7	msec
Electrical Time Constant	τ_e	1.5	msec
Back EMF Constant	K_b	21.3 ^{10*}	V/K rpm
Torque Constant	K_t	2.07	kg-cm
Armature Inductance	L_a	1.7	mH
Armature Resistance	R_a	1.1	Ω

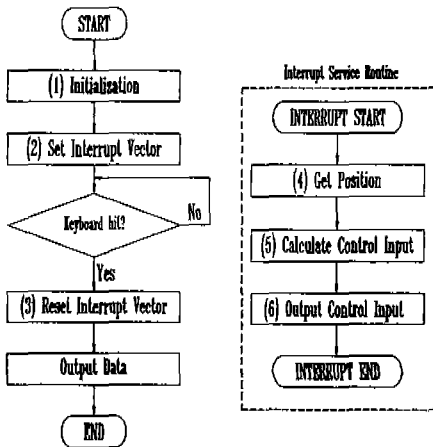


Fig. 5 Software Flow Chart

PID제어의 파라미터는 Ziegler-Nichols의 임계값을 이용한 동조계수 결정방법으로 구하였다. ($K_p = 30.0$, $K_I = 0.25$, $K_D = 0.38$) 또한, 퍼지제어의 크기 변환 요소는 $C_1 = 0.0016$, $C_2 = 0.0016$, $C_3 = 883.3$ 이며, 퍼지 보상 PID제어에서 퍼지 보상기의 크기변환요소는 Table 5에서와 같이 기준입력과 상대적인 크기로 결정되어 진다. 이때 상수 α 는 거친제어에서 $\alpha_1 = 3.95$, $\alpha_2 = 0.0275$, $\alpha_3 = 1.9$ 으로, 미세제어에서 α_1'

Table 5 Scaling Factor

Coarse Control($ e(k) \geq M$)			Fine Control($ e(k) < M$)		
C_1	C_2	C_3	C_1'	C_2'	C_3'
$\frac{1.5}{r}$	$\frac{218}{r}$	$ r \cdot 0.316 $	$\frac{240}{r}$	$\frac{1200}{r}$	$ r \cdot 0.0004 $

었다. 미세제어로 변환되는 오차범위의 크기는 기준 입력의 2.5%로서 $M = |r \cdot 0.025|$ 으로 선택하였다.

본 논문에서 제안한 제어기법의 강인함을 보이기 위해 부하를 가하지 않았을 경우와 부하를 가했을 경우의 두가지 조건에서 각각의 제어 시스템에 대한 실험을 행하였다. 이때의 기준입력은 모두 4000 pulse이며 엔코더의 특성상 1바퀴를 의미한다. Fig. 6은 무부하시 각 제어 시스템들의 계단응답을 보여주고 있다. 여기서 보는 바와같이 본 논문에서 제안한 퍼지 보상 PID제어기는 최대 오버슈트가 거의 없고(0.225%), 2% 정착시간(settling time)은 0.171초로 PID제어기(21.9%, 0.250초)나, 퍼지논리제어기(9.95%, 0.231초) 보다 빠르고 안정된 응답을 얻었다.

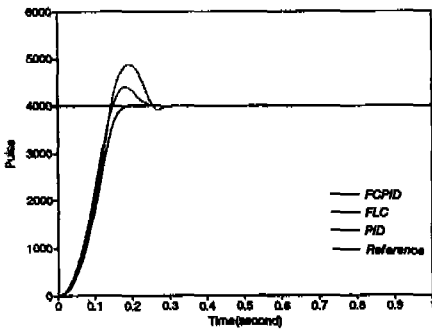


Fig. 6 The Step Responses of these Control Systems (No load)

Fig. 7에서는 모터에 0.875 kg의 부하를 가했을 경우의 각 제어 시스템들의 계단응답을 나타내며, PID제어기(36.8%, 0.597초), 퍼지논리제어기(3.65%, 0.453초)가 증가한 반면에 퍼지보상 PID제어기는

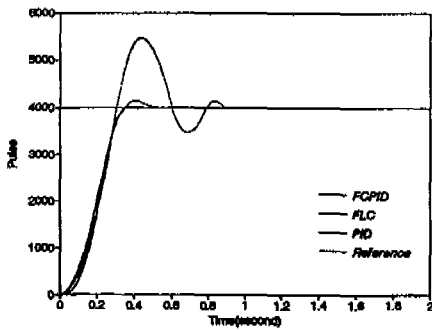


Fig. 7 The Step Responses of these Control Systems (with 0.875 kg load)

0.5%, 0.335초로서 부하를 가하지 않았을 경우와 비교해 볼때 큰 변동이 없음을 알 수 있다.

Fig. 8와 Fig. 9는 구형파(square wave)와 삼각파(triangle wave)를 기준입력으로 하였을 경우의 시간에 따른 응답을 각각 나타내고 있는데, 크기변환요소를 상수값인 $C_1 = 0.00076$, $C_2 = 0.109$, $C_3 = 633.3$ 로 고정하고 단일모드를 사용한 기존 방식과 크기변환요소를 Table 5에서와 같은 이중모드로 선택할 경우에 있어서의 시간에 따른 응답을 서로 비교하였다. 제안한 방식이 오버슈트나 언더슈트가 거의 없이 더욱 빠르게 기준입력에 잘 수렴함을 알 수 있다.

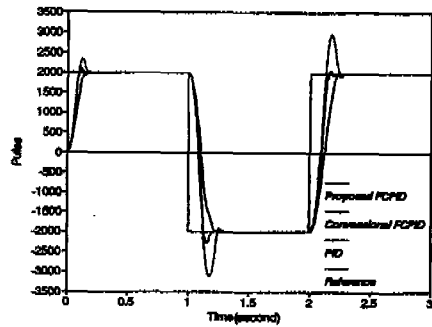


Fig. 8 The Square Wave Responses of these Control Systems

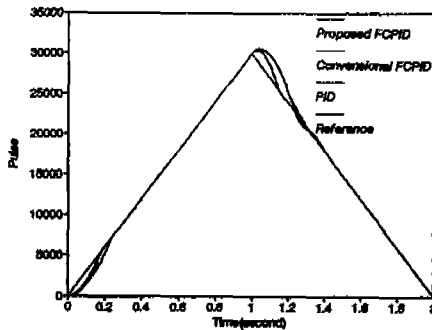


Fig. 9 The Triangle Wave Responses of these Control Systems

6. 결 론

퍼지이론을 근거로한 개선된 퍼지보상 PID제어 기법을 PC기반하에서 직류 서보모터의 위치제어실험에 적용하여 기존의 FCPID제어기에 비해 개선된 응답 특성

을 나타냄을 입증하였다. 특히 가변부하가 인가된 경우에도, 제한한 제어기법은 강인성을 보장하였다. 제안된 퍼지 보상 PID제어 기법은 기존의 PID제어기 구조는 유지하고 결정표 형태인 퍼지 보상기만을 추가함으로써 계산 부담을 최소화 하며 성능개선을 이룰 수 있다는 특징을 갖는다. 특히 기존의 퍼지보상 PID제어기의 성능개선을 위해 크기변환요소를 기준입력 인접영역에서 변환되게 하였으며, 그 크기를 고정값이 아닌 기준입력과의 상대값으로 하여 기준입력이 가변될 경우에도 재조정이 필요없게 하였다. 보다 지능적인 제어기 개발을 위해 제어규칙 및 크기변환요소를 결정하는데 있어서 신경회로망을 이용한 학습을 통하여 자동적으로 최상의 것들을 구하는 방법에 관한 연구가 요구된다.

참고문헌

1. Y. F. Li and C. C. Lau, "Development of fuzzy algorithms for servo systems", IEEE Contr. Syst. Mag., Vol.9, No.3, pp.65-72, 1989.
2. G. Tao and P. V. Kokotovi, "Adaptive control of plants with unknown dead-zones", IEEE Trans. Auto. Contr., Vol.39, No.1, Jan. 1994.
3. J. E. Slotine and W. Li, Applied Nonlinear Control, Englewood Cliffs:Prentice-Hall, 1991.
4. L. A. Zadeh, "Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes", IEEE Trans. Syst. Man Cybern., Vol.SMC-3, pp.28-44, 1973.
5. K. L. Tang and R. J. Mulholland, "Comparing fuzzy logic with classical controller designs", IEEE Trans. Syst. Man Cybern., Vol.SMC-17, No.6, Nov./Dec. 1987.
6. P. J. Macvicar-Whelan, "Fuzzy sets for man-machine interaction", Int. J. Man-Mach. Stud., Vol.8, pp.687-697, 1976.
7. S. Tzafestas and N. P. Papanikolopoulos, "Incremental fuzzy expert PID control", IEEE Trans. on Indus. Elec., Vol.37, No.5, pp.365-371, Oct. 1990.
8. T. J. Procyk and E. H. Mamdani, "A linguistic self-organizing process controller", Automatica, Vol.15, pp.15-30, 1979.
9. J. H. Kim, S. W. Lee, K. C. Kim and E. K. P. Chong, "Fuzzy precompensation of PID controllers", IEEE Conf. Cont. Applic., pp.183-188, 1993.
10. J. H. Kim, J. H. Park, S. W. Lee and E. K. P. Chong, "Control of systems with deadzones using PD controllers with fuzzy precompensation", Journ. of Intel. and Fuzzy Syst., to appear.
11. M. Y. Shieh and T. H. S. Li, "Integrated fuzzy logic controller design", IECON 93', Vol.1, pp.279-284, 1993.
12. D. A. Rutherford and G. C. Bloore, "The implementation of fuzzy algorithms for control", Proc. IEEE, pp.572-573, 1976.
13. C. C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller-Part I, II" IEEE Trans. Syst. Man Cybern., Vol.20, No.2, pp.404-435, Mar./Apr. 1990.
14. E. H. Mamdani, "Applications of fuzzy algorithms for simple dynamic plant", Proc. IEE Vol.121, No.12, pp.1585-1588, 1974.