

# 부하 변동이 있는 AC 서보 모터 시스템의 퍼지-PI 하이브리드 제어

왕보현\*, 구근모\*, 이학성\*, 조현준\*, 정강익\*\*, 유종석\*\*

\*LG 전자기술원, \*\*LG산전 연구소

## Fuzzy-PI Hybrid Control of AC Servomotor Systems with Load Variance

Bo-hyeun Wang\*, Hak-sung Lee\*, Keun-mo Koo\*, Hyun-joon Cho\*, Kang-ik Chung\*\*, Jong-seock Ryoo\*\*

\*LG Electronics Research Center, \*\*LG Industrial Systems Co.

**Abstract** - A conventional PI controller does not provide a proper response in face of various kinds of load variation. In this paper, three types of fuzzy-PI hybrid control scheme are proposed in order to improve the performance of the PI controller. The proposed control schemes are applied to the speed controller of AC servo motor systems. The effectiveness of the proposed methods is shown by computer simulation and the advantage of each control scheme is discussed.

### 1. 서론

각종 산업용 기기의 자동화가 일반화된 현 시점에서 산업용 기기의 핵심 부품인 AC 서보 모터의 특성 및 성능의 향상은 필수적이다. 이를 위해서는 모터 및 하드웨어의 성능 향상 뿐만 아니라 보다 향상된 제어 알고리즘이 필요하다. 일반적으로 모터는 관성 부하를 포함하여 여러 형태의 부하가 접속된 환경에서 구동되며, 특히 컨베이어 및 로봇과 같은 시스템은 구동 중에도 계속하여 부하 특성이 변하게 된다. 일반적인 제어 시스템의 성능 평가에서와 같이, AC 서보 시스템 또한 parameter 변동, 부하 변화, 외부 잡음 등과 같은 동특성의 변화에 얼마나 효과적으로 대처하는가 하는 강건성이 응답의 동적 특성과 함께 성능 평가의 중요한 요소로 고려되어 왔다. 이와 같은 이유에서 여러가지 정교한 제어 방법이 AC 서보 시스템의 강건성 향상을 위해 지난 10여년 간 지속적으로 적용되고 있다 [4]. Disturbance observer를 이용한 강건 제어기 [16, 17], gain scheduling 기법을 이용한 적응 제어기 [15], sliding mode 기법을 사용한 variable structure 제어기 [7, 16] 등이 그 예의 일부이다.

이와 같이 다양하고 진보된 제어 기법이 실험실에서 성공적으로 적용될에도 불구하고, 아직 여러가지 이유에서 대부분의 AC 서보계의 속도 제어부는 전통적인 PI 제어기에 의존하고 있다. 이의 가장 중요한 이유는 PI 제어기의 간단한 구조와 이에 따른 경제성, 구현의 편리함 및 PI 이득 조작의 용이성 때문에 산업 현장의 engineer 대부분이 PI 제어기를 가장 효과적인 제어 수단으로 인식하고 있기 때문이다. 따라서 실제 산업현장의 관점에서 볼 때, 진보된 제어 알고리즘 개발보다는 기존의 PI 제어기를 그대로 두고 PI 제어기의 성능을 향상시키거나 PI 제어기를 구현할 때 직면하는 이득 조정 문제를 해결하는 접근 방법이 AC 서보 시스템의 성능

다한 수 실질적려 이도. 다 한 수 있다. 또한 이러한 시도는 제형제 하에이하 하이에 존재하는 gap을 줄이는 구구의 점진 구법이 될 수 있으며 실험실에서 연구된 정교한 제어 기법의 유용성을 산업 현장에 쉽게 알릴 수 있는 수단이 되어 궁극적으로는 실험실 수준의 진보된 제어 기술이 산업 현장의 기술로 원활하게 이전되는데 기여할 수 있다.

이와 같은 이유에서 최근 PID 제어기에 퍼지 기법을 융합하는 일련의 방법이 제안되었다. 이 방법은 일반적으로 융합 방법에 따라 1) 병렬형 퍼지-PID 하이브리드 제어 [8, 12], 2) 제층형 퍼지-PID 하이브리드 제어 [6, 8], 3) 보상형 퍼지-PID 하이브리드 제어 [9, 10, 13, 14]로 분류할 수 있다. 융합 방법에 따른 하이브리드 제어기의 구조적 차이에도 불구하고, 이들은 모두 공통적으로 PID 제어기의 성능을 향상 시키는 목적을 갖고 설계되었다. 또한 최근에는 세 가지 형태의 퍼지-PID 하이브리드 제어기를 PID 제어기의 자동 tuning 관점에서 해석하는 시도가 있다 [3]. 그러나 기존의 퍼지 제어 규칙들은 주로 오차와 미분 오차를 이용하여 구성되어 있어 산업 현장에 사용되는 서보 시스템에 직접 적용하기가 힘들다. 왜냐하면 실제 서보 시스템에는 encoder와 같은 위치 측정용 센서가 부착되어 속도 측정이 어려워 이로 인해 가속도 측정은 더욱 어렵기 때문에 속도 제어계에서는 가속도의 측정을 필요로 하는 미분 제어기를 사용하기가 힘들기 때문이다.

본 연구에서는 부하 변동을 갖는 AC 서보 모터의 강건한 속도 제어를 위해 기존의 속도 제어계에 사용되는 PI 제어기의 성능을 향상시키기 위한 퍼지-PI 하이브리드 제어 구조를 제안한다. 제안된 퍼지-PI 하이브리드 제어기는 기존의 퍼지-PID 하이브리드 제어 구조와 유사한 세 가지 형태를 가지며 각각의 제어 구조는 오차와 적분 오차 또는 미분 오차의 평균치를 이용하여 모터의 부하가 변하여도 overshoot가 적고 빠른 응답을 나타낼 수 있도록 하는 퍼지 추론 규칙들로 구성된다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 제어 구조가 기존의 PI 제어기보다 부하 변동 조건에서 우수한 성능 특성을 보임을 입증한다. 이와 함께 제안된 세 가지 하이브리드 구조들간의 장단점 비교 분석을 통해 주어진 문제에 따라 가장 효과적인 방법을 선택하기 위한 Guide를 제공한다.

### 2. AC 서보 모터 시스템

AC 서보 모터 속도 제어 시스템의 개념적인 블록도는 그림 1과 같이 서보 앰프부(속도 제어부)와 구동부로 구성되며, 서보 앰프부는 다시 속도 제어 루프와 전류 제어 루프, 그리고 PWM 파워부로 구성된다. 속도 제어 및 전류 제어부는 최근 마이컴의 발달에 따라 디지털로 제어하는 경우가 많으며, PWM 파워부는 상용 전원의 교류를 직류로 변환하는 부분과 그 직류를 PWM 지령에 따라 공급 하기 위한 파워 공급부로 구성된다.

서보 앰프부 내부의 전류 제어 루프는 100  $\mu$ sec 단위로 동작하며 외부의 속도 제어 루프는 200  $\mu$ sec 단위로 동작한다. PWM Inverter는 전류 제어기의 전류 지령을 일정 전압의 pulse로 생성하게 되고, 이는 모터의 입력이 된다. AC 서보 모터의 전기적, 기계적 모델은 각각 1.1, 1.2 식과 같다.

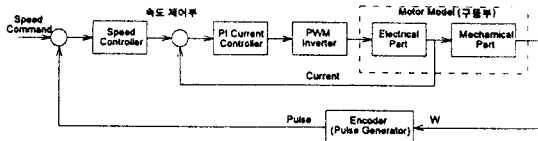


그림 1. AC 서보 모터 속도 제어 시스템

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L_a} e_a(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{1}{L_a} e_b(t), \quad (1.1)$$

$$\frac{dW_m(t)}{dt} = -\frac{B_m}{J_m} W_m(t) + \frac{K_t}{J_m} i_a(t), \quad (1.2)$$

여기서  $i_a$ 와  $e_a$ 는 모터에 흐르는 전류 및 전압이며  $e_b$ 는 역기전력으로 속도에 비례한다.

### 3. 퍼지-PI 하이브리드 제어

#### 3.1 병렬형 퍼지-PI 하이브리드 제어

PI 제어기 설계 시 과도 응답 특성과 정상 상태 응답 특성을 모두 고려하여 설계하는 것이 일반적이다. 본 절에서는 기존의 PI 제어기의 과도 응답 특성의 개선을 위해 그림 2와 같은 병렬형 퍼지-PI 하이브리드 제어기를 제안한다. 제안된 구조는 정상 상태에서는 기존의 PI 제어기로 제어하고 과도 상태에서는 퍼지 제어기로 제어하여 PI 제어기의 과도 상태 응답이 개선되게 설계되었다. 이러한 제어 구조에서는 과도 응답 특성과 정상 상태 응답 특성을 동시에 고려할 필요가 없어 제어 규칙의 설계가 매우 간편해 지고 또한 각각의 제어 규칙을 과도 응답과 정상 상태 응답에 각각 최적으로 설계할 수 있는 장점이 있다.

그림 2에서 PI제어기는 플랜트가 안정한 범위에서 정상 상태 오차가 빠르게 제거 되도록(정상 상태 응답 특성) 설계되고, 퍼지 제어기는 rising time과 overshoot(과도 응답 특성)을 고려하여 설계된다. 제어 신호의 불연속을 피하기 위해 제어기의 출력은 다음과 같이 퍼지 제어기와 PI제어기의 출력을 가중치 합으로 출력하도록 한다. 즉

$$u(t) = \omega \cdot u_{PI}(t) + (1-\omega) \cdot u_{FLC}(t), \quad (2)$$

여기서  $u_{PI}(t)$ 와  $u_{FLC}(t)$ 는 각각 PI 제어기와 퍼지 제어기의 출력을 나타내고 가중치  $\omega$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$\omega = \begin{cases} 1 & \text{if } \|e(t)\| < \alpha \\ 0 & \text{if } \|e(t)\| > \beta \\ \frac{\|e(t)\| - \beta}{\alpha - \beta} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

퍼지 제어기는 넓은 범위의 부하 변동에 대해 과도 상태 응답 특성이 좋도록, 즉 적은 overshoot와 빠른 rising time을 갖도록 설계한다. 일반적으로 큰 부하가 걸린 AC 서보 모터는 부하가 적게 걸린 AC 서보 모터보다 같은

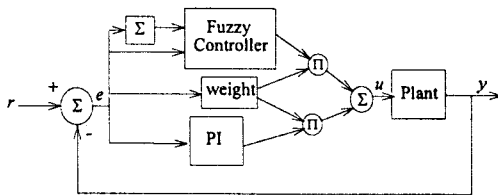


그림 2. 병렬형 퍼지-PI 하이브리드 제어기의 구조

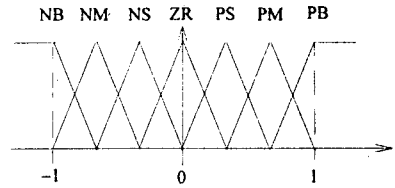


그림 3. 입력력 변수의 멤버십 함수

양의 입력에 대해 응답이 느리다는 점을 고려하면 오차의 적분치의 크고 작음으로 부하의 대소를 구분할 수 있다. 즉 동일한 지령치와 동일한 오차에 대해 오차의 적분치가 크면 클수록 부하가 많이 걸려 있다고 할 수 있다. 따라서 다음과 같이 변형된 적분치는 부하의 크고 작음을 알려 주는 신호로 사용할 수 있다.

$$e_{\Delta}(t) = \begin{cases} 0 & \text{if } e(t) \cdot e(t-\Delta) < 0 \\ \frac{1}{R} \sum e(t) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

여기서  $R$ 은 지령치의 크기를 나타내고,  $\Delta$ 는 Sampling time을 나타낸다. 위의 식에서 오차의 부호가 바뀔 경우는 오차의 크기가 거의 영에 가까운 경우이므로 PI 제어기가 동작하게 된다. 이 때 퍼지 제어기는 동작하지 않으므로 오차의 적분치를 초기화하도록 하였다.

위에 정의된 변형된 적분치를 이용한 퍼지 제어 규칙과  $e(t)$ ,  $e_{\Delta}(t)$  및  $u(t)$ 에 대한 멤버십 함수에 대한 정의는 그림 3에 있다. Table 1의 제어 규칙의 설계는 동일한 오차에 대해 큰  $e_{\Delta}(t)$ 를 가지면 큰 부하가 걸린 것이므로 큰 제어 입력을 내도록 하였다. 또한 오차가 아주 큰 경우에는  $e_{\Delta}(t)$ 에 관계 없이 최대의 제어 입력을 내도록 하였다.  $e_{\Delta}(t)$ 의 정의에서 볼 수 있듯이  $e(t)$ 와  $e_{\Delta}(t)$ 는 다른 부호를 가지지 못하므로 이때의 제어 법칙은 정의하지 않았다.

Table 1. 퍼지 제어 규칙

		$e_{\Delta}$							
		NB	NM	NS	ZR	PS	PM	PB	
e	NB	NB	NB	NB	NB				
	NM	NB	NB	NM	NM				
	NS	NB	NM	NS	NS				
	ZR	NS	NS	ZR	ZR	ZR	PS	PS	
	PS					PS	PS	PM	PB
	PM					PM	PM	PB	PB
	PB					PB	PB	PB	PB

#### 3.2 계층형 퍼지-PI 하이브리드 제어

PI 제어기가 제어 대상을 원하는 형태로 제어하기 위해서는 PI 이득을 적절히 조정해 주어야 한다. 이러한 PI 이득 조정 과정은 많은 경험과 지식을 요하는 어려운 작업이며, 제어 대상의 동특성이 바뀔 경우 다시 조정을 해 주어야 하므로 불편한 점이 많다. 이런 문제를 해결하기 위해 많은 자동 조정 방법들이 제안되었다.

자동 조정 방법은 크게 off-line 조정과 on-line 조정으로 분류될 수 있다. Off-line 조정 [1, 5]은 제어 대상의 수학적 모델이나 릴레이 시험 등을 통해 얻은 입력력 데이터를 가지고 이득을 조정하는 방법이다. Off-line 조정 방법은 제어 대상의 특성이 변할 경우에 이득값이 맞지 않게 되어 성능이 나빠지며, 원하는 작업을 수행하는 도중에 이득을 조정할 수 없다. 그러나 제어 대상에 대한 약한 사전지식을 요구하지 않기 때문에 이득의 대략적인 초, 다음 설정하는데 알맞은 방법이다. On-line 조정

방법에서는 원하는 작업을 수행하면서 적절히 이득을 조정해 나가므로 off-line 조정의 단점을 해결할 수 있지만, 제어 대상에 대한 많은 제어 경험과 지식을 요구한다.

On-line 조정 방법은 조정 방식에 따라 두 가지로 분류할 수 있다 [8]. 그 중 한가지는 rise time, overshoot, settling time 등과 같은 performance measure를 가지고 주어진 사양을 만족하도록 점진적으로 이득을 조정해 나가는 것이다. 이 방법은 제어 대상의 동특성이 매우 빠른 주기를 가지고 계속 변화하는 경우에는 적당치 못하다. 예를 들어 로봇이 물체를 한 지점에서 다른 지점으로 옮기는 작업을 반복적으로 수행할 경우, 한 작업 주기내에서 물체를 든 경우와 그렇지 않은 경우에 따라 동특성의 급작스러운 변화가 발생하게 된다. 이 경우, 위와 같은 점진적 이득 조정 방법을 쓰면 이득이 적절한 값으로 수렴하지 못하며, 로봇이 물체를 들고 움직이는 경우와 그렇지 않은 경우 모두에 부적절한 이득으로 조정되기 쉽다. On-line 조정의 다른 한가지는 제어 대상의 오차 신호들을 직접 이용하여 이득을 조정하는 방법이다. 이 방법에서는 매 제어 순간의 오차 신호에 따라 적절히 이득을 조절하므로 제어 대상의 특성이 빠르게 변화하여도 좋은 응답을 얻을 수 있다.

본 절에서는 제어 대상의 오차 신호를 직접 이용하여 이득을 조절하는 on-line 조정기를 퍼지 추론을 이용하여 구현하고자 한다. 기존의 퍼지 추론 규칙들은 주로 오차와 미분 오차를 이용하여 구성되었으며, 이러한 규칙들은 위치 측정용 센서가 부착된 서보 시스템의 속도 제어에 적용되기 어렵다. 따라서 본 연구에서는 오차와 적분 오차를 이용하여 퍼지 추론 규칙들을 제안하였다. 앞 절에서 언급된 바와 같이, 부하가 클 경우 응답이 느려지게 되며 적분 오차의 크기가 커지게 된다. 이러한 현상은 실제 시스템에 존재하는 구동기의 포화 현상에서 고속에서 더욱 뚜렷하게 나타난다. 따라서 적분 오차의 크기를 가지고 부하의 크기를 추정할 수 있으며, 이에 따라 PI 이득의 크기를 조절하면 모터의 부하가 변하여도 overshoot가 적고 빠른 응답을 얻을 수 있다. 또한 구동기의 포화 현상에 의한 시스템의 동특성 변화에 대처하기 위해 부하 변동에 대한 퍼지 추론 규칙을 고속과 저속인 경우에 대하여 각각 만들고, 이 규칙들의 출력을 속도 지령에 대하여 가중 평균하여 최종 이득 변화량을 계산하는 방식을 제안하였다.

퍼지 규칙은 오차( $e_N$ )의 절대값과 적분 오차( $e_{NI}$ )의 절대값을 이용하여 구성된다. 오차( $e_N$ )는 속도 지령을 이용하여 정규화된 값이며 적분 오차( $e_{NI}$ )는 정규화된 오차값을 이용하여 계산된다. 이 값들은 PI 제어기에 쓰이는 오차와 적분 오차와는 다르며, 퍼지 추론에만 사용된다.

**RULE BASE 1 : (저속일때)**

- IF  $|e_N|$  is ZR<sub>1</sub> and  $|e_{NI}|$  is PS, THEN  $\alpha_1$  is NS.
- IF  $|e_N|$  is ZR<sub>1</sub> and  $|e_{NI}|$  is PM, THEN  $\alpha_1$  is PS.
- IF  $|e_N|$  is ZR<sub>1</sub> and  $|e_{NI}|$  is PB, THEN  $\alpha_1$  is PB.
- IF  $|e_N|$  is PB<sub>1</sub> and  $|e_{NI}|$  is ZR, THEN  $\alpha_1$  is NS.
- IF  $|e_N|$  is PB<sub>1</sub> and  $|e_{NI}|$  is PS, THEN  $\alpha_1$  is PS.
- IF  $|e_N|$  is PB<sub>1</sub> and  $|e_{NI}|$  is PM, THEN  $\alpha_1$  is PB.

**RULE BASE 2 : (고속일때)**

- IF  $|e_N|$  is ZR<sub>2</sub> and  $|e_{NI}|$  is PS, THEN  $\alpha_2$  is ZR.
- IF  $|e_N|$  is ZR<sub>2</sub> and  $|e_{NI}|$  is PM, THEN  $\alpha_2$  is PS.
- IF  $|e_N|$  is ZR<sub>2</sub> and  $|e_{NI}|$  is PB, THEN  $\alpha_2$  is PM.
- IF  $|e_N|$  is PB<sub>2</sub> and  $|e_{NI}|$  is ZR, THEN  $\alpha_2$  is ZR.
- IF  $|e_N|$  is PB<sub>2</sub> and  $|e_{NI}|$  is PS, THEN  $\alpha_2$  is PS.
- IF  $|e_N|$  is PB<sub>2</sub> and  $|e_{NI}|$  is PM, THEN  $\alpha_2$  is PM.

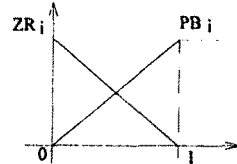


그림 4. 입력변수  $e_N$ 의 멤버십 함수

이득의 변화량  $\alpha$ 는 다음식을 이용하여 구한다.

$$\alpha = (1-\beta)\alpha_{10} + \beta\alpha_{20}, \quad (5)$$

여기서  $\alpha_{10}$ 와  $\alpha_{20}$ 는 각각 RULE BASE 1과 RULE BASE 2에 의해 만들어지는 퍼지 시스템의 출력이며,  $\beta$ 는 속도 지령에 비례하는 가중치로 저속에서는 0, 고속에서는 1의 값을 가진다. 위 식으로부터 구해진  $\alpha$ 를 이용하여 비례 이득  $K_p$ 와 적분 이득  $K_i$ 를 다음과 같이 조정한다.

$$K_p = K_{p0}(1+C_1\alpha), \quad (6.1)$$

$$K_i = K_{i0}(1+C_2\alpha), \quad (6.2)$$

여기서  $C_1, C_2$ 는 양의 상수이고,  $K_{p0}$ 와  $K_{i0}$ 는 각각 비례 이득  $K_p$ 와 적분 이득  $K_i$ 의 초기값이다.

**3.3 보상형 퍼지-PI 하이브리드 제어**

퍼지 논리에 기초한 전보상기를 PID 제어기에 적용한 방법이 여러 연구에서 제안되었다 [9, 10, 13, 14]. 이 방법은 성능 향상 측면에서 종래의 제어 방법을 보완한다고 할 수 있는데 특히 overshoot와 undershoot를 줄이는 데 퍼지 방법이 효과적으로 사용될 수 있음을 보여 준다.

퍼지 전보상기는 플랜트가 제어기의 성능에 영향을 줄 수 있는 미지의 비선형성을 가지고 있을 때 PID 제어기의 지령 신호를 상황에 맞게 수정하여 제어기의 성능 향상을 가져 올 수 있다. 종래의 PID 제어기는 overshoot를 갖기 마련이며 overshoot와 rising time간에는 이율배반(trade-off)이 있다. 그러나 퍼지 전보상기가 사용된다면 종래의 PID 제어기보다 빠른 rising time을 가지면서도 더 작은 overshoot를 보이며 플랜트를 제어할 수 있다. 이 방법은 종래의 PID 제어기를 아무런 수정 없이 퍼지 전보상기와 접속해 쓸 수 있으므로 실제로 쉽게 사용할 수 있다는 장점이 있다.

서보 모터의 속도 제어에는 일반적으로 PI 제어기를 사용하므로 본 연구에서도 퍼지 전보상된 PI 제어기를 사용한다. 퍼지 전보상기의 입력으로는 순간의 응답 궤적에 따른 보상을 하는 전보상기의 특성상 오차와 오차의 차이를 입력으로 사용한다. 여기서 오차의 차이는 기존의 퍼지 제어기와 같이 단순한 오차의 차이가 아닌 3점 수치 미분의 식 [2]을 이용한 오차의 차이의 평균을 사용하여 encoder의 사용으로 인한 계산 오차를 줄이고자 하였다.

그림 5는 종래의 PI 제어기와 제안된 퍼지 전보상기로 구성된 기본 제어 구조이다. 퍼지 전보상기는 다음의 식에

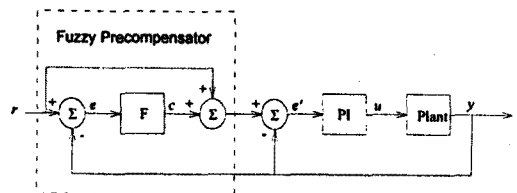


그림 5. 퍼지 전보상 PI 제어기의 기본 구조

따라 속도 지령 입력  $r$ 과 플랜트의 출력  $y$ 를 이용하여 보상된 지령 신호  $r'$ 를 생성한다.

$$e(k) = r(k) - y(k), \quad (7.1)$$

$$\Delta e(k) = [e(k) - e(k-2)] / 2, \quad (7.2)$$

$$c(k) = f(e(k), \Delta e(k)), \quad (7.3)$$

$$r'(k) = r(k) + c(k), \quad (7.4)$$

여기서  $f(e(k), \Delta e(k))$ 은 퍼지 논리에 근거한  $e(k)$ 와  $\Delta e(k)$ 의 비선형 사상이며,  $c(k)$ 는  $e(k)$ 와  $\Delta e(k)$ 에 따른 보상 항을 나타낸다. 이에 따른 PI 제어기의 식은 다음과 같다.

$$e'(k) = r'(k) - y(k), \quad (8.1)$$

$$u(k) = K_p e'(k) + TK_i \sum_{n=0}^k e'(n). \quad (8.2)$$

퍼지 전보상기에 사용되는 규칙은 Table 2와 같으며 보상항  $c(k)$ 의 범위는  $[-0.4, 0.4]$ 이다.

Table 2. 전보상기의 퍼지 규칙

		$\Delta e$						
		NB	NM	NS	ZR	PS	PM	PB
e	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NM	NS
	NM	NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZR
	NS	NB	NB	NM	NM	NS	PS	PM
	ZR	NM	NM	NS	ZR	NS	PM	PM
	PS	ZR	NS	NS	ZR	PS	PB	PB
	PM	PS	PS	PS	PS	PM	PB	PB
	PB	PM	PM	PM	PM	PB	PB	PB

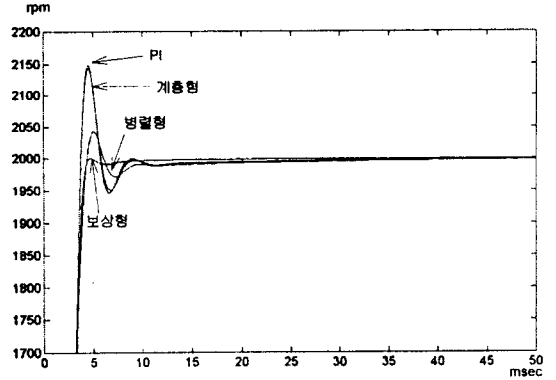
#### 4. 시뮬레이션 및 결과 분석

시뮬레이션은 정격 출력이 200[W]인 AC 모터 모델을 이용하여 수행되었다. 사용된 모터의 관성  $J_m$ 은  $0.28 \times 10^{-4}$  [Kg $m^2$ ], 토크정수  $K_t$ 는 0.48 [Nm/A], 역기전력상수  $K_b$ 는  $50.4 \times 10^{-3}$  [V/sec], 마찰력상수  $B_m$ 은  $1.7 \times 10^{-4}$  [Kg $m^2$ /sec]이며, 모터의 저항  $R_s$ 는 7.4 [ $\Omega$ ]이고, 인덕턴스  $L_s$ 는 27 [mH]이다. 제어 목적은 위의 모터를 관성부하가 변하는 상황에서 2000 [rpm]의 속도로 회전시키는 것이다. 시뮬레이션 결과는 그림 6에 나타나 있다. 그림 6의 (a)는 부하가 없을 경우, PI 제어기와 제안된 세 가지 제어기의 결과를 나타내며, 그림 6의 (b)는 모터관성의 5배의 부하가 있을 경우의 결과이다. 결과를 통하여 확인할 수 있듯이, 제안된 제어기들은 PI 제어기에 비해 향상된 성능을 보여준다.

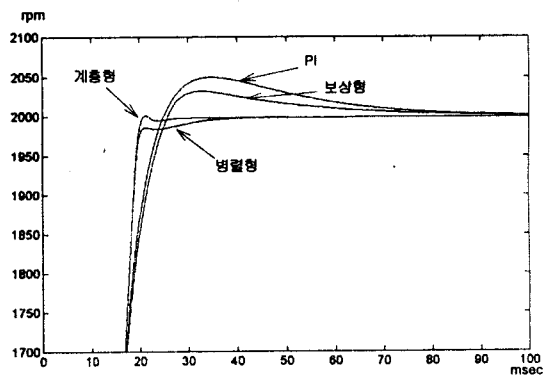
부하 변동에 따른 퍼지-PI 하이브리드 제어 구조의 step 응답 특성을 요약한 Table 3으로부터 알 수 있듯이

Table 3. 여러 부하에 대한 각 방법의 step response [ $J_m$ : motor inertia, OS: overshoot, ST: settling time]

$J_m$	PI		병렬형		계층형		보상형	
	OS(%)	ST(msec)	OS(%)	ST(msec)	OS(%)	ST(msec)	OS(%)	ST(msec)
0	7.2	7.2	2.2	5.2	7.4	7.2	0.0	3.8
1	0.6	7.2	0.0	8.2	2.7	8.2	0.3	8.8
2	1.0	11.4	0.0	10.8	0.8	9.8	0.7	12.6
4	2.1	32.2	0.0	16.2	0.3	16.2	1.3	20.0
8	3.6	66.6	0.1	29.4	0.0	29.0	2.2	50.6



(a)



(b)

그림 6. (a) 무부하일 때의 step response, (b) 5배의 관성부하시 step response

병렬형과 계층형은 모두 보상형보다 부하 변동 상황에서 우수한 성능을 보였다. 이는 병렬형과 계층형에서는 각각 부하 변동을 감지할 수 있는 적분오차  $e_{M0}$ 와  $e_{N0}$ 를 사용하였지만 보상형에서는 제어기 구조의 특성상 미분 오차  $\Delta e$ 를 사용한 것이 가장 큰 이유였다. Table 3으로부터 유추할 수 있는 또 하나의 흥미로운 사실은 만약 부하 변동이 없는 상황에서 그 부하에 대해 최적화된 제어 규칙을 구성하면, 보상형이 가장 우수한 step 응답 특성을 보인다는 것이다.

#### 5. 결론

지난 수십 년간의 제어 이론의 눈부신 성과에도 불구하고 많은 산업 현장에서는 아직도 전통적인 PI 제어기가

선호되고 있다. 본 논문에서는 기존의 PI 제어기의 성능 향상을 위한 세 가지 형태의 퍼지-PI 하이브리드 제어 구조를 제안하고 부하 변동을 갖는 AC 서보 모터의 속도 제어에 적용하였다. 시뮬레이션을 통해 제안된 제어 구조 및 제어 규칙은 기존의 PI 제어기에 큰 변형 없이 간단히 적용 가능하고 넓은 범위의 부하 변동에 대해 기존의 PI 제어기보다 월등한 성능을 보였다.

#### 참고 문헌

- [1] K. J. Astrom and T. Hagglund, *Automatic Tuning of PID Controllers*, Instrument Society of America, USA, 1988.
- [2] R. L. Burden and J. D. Faires, *Numerical Analysis*, PWS-KENT, 1985
- [3] H. J. Cho, K. B. Cho, and B. H. Wang, "Fuzzy-PID Hybrid Control: Automatic Rule Generation Using Genetic Algorithms," submitted to *Fuzzy Sets and Systems* (1996)
- [4] Y. Dote, "Application of Modern Control Techniques to Motor Control," *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 4, 1988, pp. 438-454.
- [5] C. C. Hang, K. J. Astrom, and W. K. Ho, "Refinements of the Ziegler-Nichols Tuning Formula," *IEE Proc. Part D*, vol. 138, 1991, pp.111-118,
- [6] S.-Z. He, S. Tan, F.-L. Xu, "Fuzzy Self-tuning of PID Controllers," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 56, no. 1, May 1993, pp. 37-46
- [7] U.-Y. Huh and J.-H. Lee, "A Modified Sliding Mode Speed Control Scheme for AC servomotor," *Proc. of the 1995 IEEE IECON*, vol. 2, 1995, pp. 730-735.
- [8] R. Ketata, D. Geest and A. Titli, "Fuzzy Controller : Design, Evaluation, Parallel and Hierarchical Combination with a PID controller," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 71, 1995, pp.113-129
- [9] J.-H. Kim, J.-H., 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, 1993, pp. 125-133
- [10] J. H. Kim, K. C. Kim, E. K. P. Chong, "Fuzzy Precompensated PID Controllers," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 2, no. 4, Dec. 1994, pp. 406-411
- [11] C. C. Lee, "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller - Part I and II," *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics*, vol. 20, no. 2, March/April 1990, pp. 404-435
- [12] N. Matsunaga, S. Kawaji, "Fuzzy Hybrid Control of DC Servomotor," *Elec. Engr. Japan*, vol. 111, no. 6, 1991, pp. 105-111.
- [13] M. Y. Shieh and T. H. S. Li, "Integrated Fuzzy Logic Controller Design," *Proc. of IEEE IECON'93*, 1993, pp. 279-284
- [14] M. Y. Shieh and T. H. S. Li, "Implementation of Integrated Fuzzy Logic Controller for Servomotor System," *Proc. of 1995 IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, vol. 4, 1995, pp. 1755-1762
- [15] M. Strefezza and Y. Dote, "Neuro-Fuzzy PID controller for AC servomotor," *Integrated Computer-Aided Engineering*, vol. 2, no. 2, pp. 87-95.
- [16] A. Suyitno, J. Fujikawa, H. Kobayashi, and Y. Dote, "Variable-Structured Robust Controller by Fuzzy Logic for Servomotors," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 40, no. 1, 1993, pp. 80-88.
- [17] T. Umeno and Y. Hori, "Robust Speed Control of DC Servomotors Using Modern Tow Degrees-of-Freedom Controller Design," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 38, no. 5, 1991, pp. 363-368