

A Novel Fuzzy Logic Controller for Systems with Deadzones

李 宣 雨*·朴 鍾 煥**·金 鍾 煥***
(Seon-Woo Lee·Jong-Hwan Park·Jong-Hwan Kim)

Abstract—Existing fuzzy control methods do not perform well when applied to systems containing nonlinearities arising from unknown deadzones. In particular, we show that a conventional fuzzy logic controller applied to a system with a deadzone suffers from poor transient performance and a large steady-state error. In this paper, we propose a novel two-layered fuzzy logic controller for controlling systems with deadzones. The two-layered control structure consists of a fuzzy logic-based precompensator followed by a conventional fuzzy logic controller. Our proposed controller exhibits superior transient and steady-state performance compared to conventional fuzzy controllers. In addition, the controller is robust to variations in deadzone nonlinearities. We illustrate the effectiveness of our scheme using computer simulation examples.

Key Words : Fuzzy Logic Controller, Deadzone, Two-layered Structure

1. 서 론

실제 제어시스템의 많은 물리적 요소들은 포화(saturation), 릴레이(relays), 히스테리시스(hysteresis), 그리고 사구간(deadzone)과 같은 비선형성을 갖고 있다. 이러한 비선형 특성은 실제적으로 구동기에서 주로 나타나며 예로 유압 서보 밸브를 들 수 있다. 위와 같은 비선형 특성은 대개의 경우 정확히 파악할 수 없고 시간에 따라 변화하는 경우도 많다. 한 예로 일반적인 비선형 특성이 마찰로부터 나타날 수 있는데 이는 온도와 마모 그리고 부품의 재질에 영향을 받는다. 따라서 비선형 특성을 다루는 방법에 대한 연구가 흥미를 끌어들였다. 본 논문에서는 사구간 비선형 특성에 대해서 다루도록 하겠다. 비선형성을 갖는 제어시스템을 다루기 위하여

sliding mode control[1]과 dithering[2]과 같은 고전적인 방법을 이용한 몇몇 시도가 있었다. 또한 현대제어 이론을 이용하여 Recker와 그의 연구자들이 사구간을 구간별로 분리한 후 이를 추정하여 적응제어기를 구현한 연구가 있었고[3], 최근에 와서 Tao와 Kokotovic가 사구간에 의한 비선형성을 잡음으로 간주하여 적응제어기를 구현한 연구[4]도 있었으나 실제적으로 적용하기에는 과도 응답특성에 한계를 나타내었다.

퍼지 논리에 바탕을 둔 퍼지 제어기가 최근 들어 주목을 받고 있다. ([5], [6], [7], [8], [9]) 퍼지 논리를 이용한 기법은 수학적으로 시스템을 파악하기 힘든 경우에 유용하게 사용되고 있고 퍼지 제어기는 대개의 경우 기존의 제어기보다 우월한 성능을 보여주고 있다[7]. 하지만 사구간을 갖는 공정에 기존의 퍼지 제어기를 적용시켜 본 결과 다음 절에서 보드시피 열악한 과도응답과 정상상태 특성을 나타내었다. 특히 이 경우 정상상태 오차는 사구간의 폭에 따라 증가하는 특성을 보인다. 이는 퍼지 제어기의 입력으로 오차와 오차의 변화율만을 사용하기 때문으로 이러한 정상상태 오차를 제거하기 위하

*正 會 員 : KAIST 電氣 및 電子工學科 博士課程

**正 會 員 : KAIST 智能制御研究室 委嘱研究員

***正 會 員 : KAIST 電氣 및 電子工學科 教授·工博
科學財團 ERC-ACI 參與教授

接受日字 : 1993年 9月 25日

1次修正 : 1994年 2月 5日

여 출력오차의 적분항 또한 제어기의 입력으로 사용하는 방법을 적용해 보았다[8]. 그 결과 정상상태 오차는 제거되었으나 과도응답특성은 만족스럽지 않음을 볼 수 있다.

본 논문에서는 앞에서 언급한 기존의 퍼지 제어기가 사구간이 존재하는 시스템에 적용되었을 때 나타내는 제어성능의 저하와는 달리 그러한 비선형성에 강인한 퍼지 제어기를 제안하고자 한다. 이것은 기존의 퍼지 제어기를 이용했을 때 나타나는 정상상태 오차에 대한 분석에 기초한 것이다. 우리가 제안한 제어기 구조는 퍼지 전단 보상기와 기존의 퍼지 제어기의 2층 구조로 구성되어 있으며 우수한 정상상태 특성 및 만족할 만한 과도응답 특성과 더불어 사구간 비선형성의 변화에도 강인함을 보여준다.

2. 기존 퍼지 제어기의 특성

이 장에서는 기존의 퍼지 제어기를 설정하고 사구간이 있는 공정에 이러한 퍼지 제어기를 적용했을 때의 특성에 대해 고찰한다.

2.1 제어 구조

본 논문에서는 기존의 퍼지 제어기[8]를 이산 시간 시스템으로 그림 1과 같이 설정했다. 전달 함수 $P(z)$ 는 공정을 나타내며 D 는 사구간을 갖는 구동기함수, $F[e(k), \Delta e(k)]$ 는 퍼지 제어기 규칙, K_I 는 전향보상 이득, $v(k)$ 는 제어기의 출력, $u(k)$ 는 구동기의 출력, $ym(k)$ 는 기준입력, 그리고 $yp(k)$ 는 공정의 출력을 나타낸다. 사구간을 갖는 구동기의 전달함수 D 를 다음과 같이 표현한다.

$$D = \begin{cases} m(v-d), & \text{if } v > d \\ 0, & \text{if } -d \leq v \leq d \\ m(v+d), & \text{if } v < -d \end{cases}$$

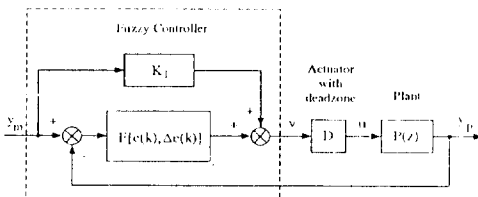


그림 1 사구간을 갖는 시스템의 기존 퍼지 제어기
Fig. 1 Conventional FLC system with deadzone

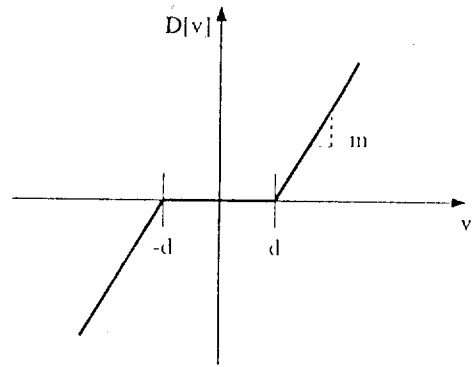


그림 2 사구간을 갖는 구동기의 특성
Fig. 2 Characteristics of actuator with deadzone

$d, m > 0$ 일때 그림2에 사구간을 갖는 구동기 특성곡선을 도시했다. 따라서 $2d$ 는 사구간의 폭이고 m 은 사구간 밖의 기울기이다.

2.2 퍼지 논리 제어기

본 논문에서 퍼지 제어규칙을 $F[e(k), \Delta e(k)]$ 로 표기한다. 기존의 퍼지 제어기에 쓰인 규칙은 일반적으로 쓰이는 방식을 따랐다[7]. $e(k)$ 과 $\Delta e(k)$ 는 제어기의 입력이고 $F[e(k), \Delta e(k)]$ 는 출력이다. $e(k)$ 는 출력의 오차로 $ym(k) - yp(k)$ 이고 $\Delta e(k)$ 는 출력오차의 변화율로서 $e(k) - e(k-1)$ 을 나타낸다. 퍼지 제어 규칙을 위해 다음과 같이 언어변수를 설정했다.

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

그리고 적합도 함수는 다음과 같이 설정했다.

$$M = \{MNB, MNM, MNS, MZO, MPS, MPM, MPB\}$$

각 적합도 함수는 그림 3과 같으며 각 언어변수의 의미는 그 약자로 부터 알아볼 수 있다. 예를 들면 NB는 negative-big이며 NM은 negative-medium, NS은 negative-small, ZO은 zero를 의미한다. 마찬가지로 방법으로 positive(P)에 적용한다.

퍼지 제어기는 삼단계로 구성된다: 퍼지화, 퍼지 논리에 의한 판단, 비퍼지화. 퍼지화의 과정은 입력인 $e(k)$ 와 $\Delta e(k)$ 를 언어변수로 옮기는 것이다. 특히 $l \in L$ 인 언어변수 l 에 있어서 관련된 적합도 함수 M_l 에 의하여 입력 $e(k)$ 과 $\Delta e(k)$ 은 다음과 같이 $ne(l)$ 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, $n_e(l)$, $n_{\Delta e}$, $l \in L$ 들은 다음에 논할 퍼지 논리 판단 과정에서 사용된다.

퍼지 논리 판단 과정에서 퍼지 규칙들의 집합은 $R = \{R_1, R_2, \dots, R_\gamma\}$ 로 표시되고 각 규칙 R_i , $i = 1, \dots, \gamma$ 은 $l_e, l_{\Delta e}$, $l_w \in L$ 인 세개의 변수들

$(l_e, l_{\Delta e}, l_w)$ 와 같이 사용한다. 한 규칙의 예로 (NS, PS, ZO) 와 같이 표기할 수 있다. 규칙들은 보통 다음과 같은 형태로 쓰여진다.

“if $e(k)$ is l_e and $\Delta e(k)$ is $l_{\Delta e}$, then w is l_w ” 이 때 w 는 퍼지 논리 규칙의 결론부 변수이다. 기존의 퍼지 논리 제어기의 경우 규칙들이 표 1에 나타나 있다. 이 규칙들은 일반적인 것이며 널리 알려진 형태이다[9]. 본 논문에서는 규칙의 수가 21개인데 일반적으로 퍼지 논리의 접근은 전문가의 경험에 의한 것이므로 퍼지 규칙의 수는 사용자에게 따라 가감할 수 있다. 각 규칙,

$R_i = (l_e, l_{\Delta e}, l_w)$ 들은 주어진 입력쌍 $e(k)$ 와 $\Delta e(k)$ 와 다음과 같은 함수

$\mu_i(e(k), \Delta e(k), w), w \in [-1, 1]$ 로 표현되게 된다.

$$N_{min} = \min(n_e(l_e), n_{\Delta e}(l_{\Delta e}))$$

$$\mu_i(e(k), \Delta e(k), w) = \min(N_{min}, M_{l_w}(w))$$

이 함수 μ_i , $i = 1, \dots, \gamma$ 들을 결합함으로써 다음과 같은 전체적 함수 q 를 얻을 수 있다.

$$q(e(k), \Delta e(k), w) = \max(\mu_1(e(k), \Delta e(k), w),$$

$$\dots, \mu_\gamma(e(k), \Delta e(k), w))$$

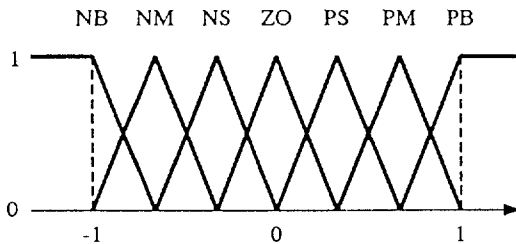


그림 3 적합도 함수

Fig. 3 Membership Functions

표 1 기존 퍼지 제어기의 규칙

Table 1 Fuzzy logic rules for conventional FLC

	$e(k)$							
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
$\Delta e(k)$	NB				NB	NS		
	NM				NM	NS		
	NS				NS	ZO		PM
	ZO	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZO	PS			
	PM				PM			
	PB			PM	PB			

마지막으로 비퍼지화 과정은 퍼지 논리 규칙 단계의 결과를 실제적인 출력으로 바꾸는 과정인데 다음과 같은 식에 의하여 출력함수

$F(e(k), \Delta e(k))$ 를 얻을 수 있다.

$$F[e(k), \Delta e(k)] = C_F \frac{\int_{-1}^1 w q(e(k), \Delta e(k), w) dw}{\int_{-1}^1 q(e(k), \Delta e(k), w) dw}$$

이 때 C_F 는 배율이다. 위식은 무게중심법(ceter of gravity)을 사용한 비퍼지화 방법을 나타낸다.

2.3 정상 상태에서의 시스템 해석

전체 시스템의 변수들은 다음과 같은 식들로 표현될 수 있다.

$$e(k) = y_m(k) - y_p(k)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$$

$$v(k) = K_1 y_m(k) + F[e(k), \Delta e(k)]$$

$$u(k) = D[v(k)]$$

$$y_p(k) = P(z)[u(k)]$$

기준입력을 $y_m(k) = y_m$ 로 고정하고 $F[0, 0] = 0$ 이 되면 정상상태에서 구동기 입력은 $K_1 y_m$ 이 된다.

사구간이 없을 때를 고려하자, 즉 $d = 0$, $m = 1$ 일때 공정의 출력은 다음과 같이 표기할 수 있다.

$$y_p(k) = P(z)[K_1 y_m(k) + F[e(k), \Delta e(k)]]$$

또한 $e(k) = y_m(k) - y_p(k)$ 로부터 공정의 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$y_p(k) = y_m(k) - e(k)$$

이제 기준입력을 $y_m(k) = y_m$ 로 고정하고 시스템의 정상상태를 고찰하자. 이 경우 $\Delta e(k) = 0$ 로 놓을 수 있으므로 식은 다음과 같이 다시 쓰이게 된다.

$$y_p(k) = K_s [K_1 y_m + F[e(k), 0]] = y_m - e(k) \quad (1)$$

공정 $P(z)$ 가 type 0 시스템이고 안정하다고 가정될 때 K_s 는 $K_s = \lim_{z \rightarrow 1} P(z)$ 로 주어지는 정상상태 공정 이득이다. 정상상태 오차 e_{ss} 는 식 (1)의 해이며 이는 다음과 같이 정리된다.

$$K_s [K_1 y_m + F[e_{ss}, 0]] = y_m - e_{ss} \quad (2)$$

제어기가 잘 조정되어 있다고 가정하여

$K_1 = K_s^{-1}$ 라 하자. 그러면 식(2)는 다음과 같이 된다.

$$K_s F[e_{ss}, 0] = -e_{ss} \quad (3)$$

앞절에서 보인 규칙들로부터 $F[\cdot, 0]$ 은 단조 증가 함수라는 것을 알 수 있으며 그림 4에 컴퓨터를 이용하여 계산한 $K_s F[\cdot, 0]$ 의 그래프를 나타냈다. 식(3)의 해는 식(1)의 좌변과 우변을 같은 그래프에 그렸을 때 그 교점을 찾음으로써 알아낼 수가 있다. 그림 4에서 보다시피 그 해는 $e_{ss} = 0$ 이 됨을 알 수 있다. 즉 사구간이 없을 때 정상상태 오차는 0이 됨을 알 수 있다.

이제 사구간이 존재하는 경우를 ($d \neq 0, m > 0$) 고려하자. 이 경우 공정의 정상상태 출력은 다음과 같이 쓰여진다.

$$y_p(k) = K_s D [K_1 y_m + F[e(k), 0]] = y_m - e(k)$$

여기서 정상상태 오차는 다음 식의 해가 된다.

$$K_s D [K_1 y_m + F[e_{ss}, 0]] - y_m = -e_{ss} \quad (4)$$

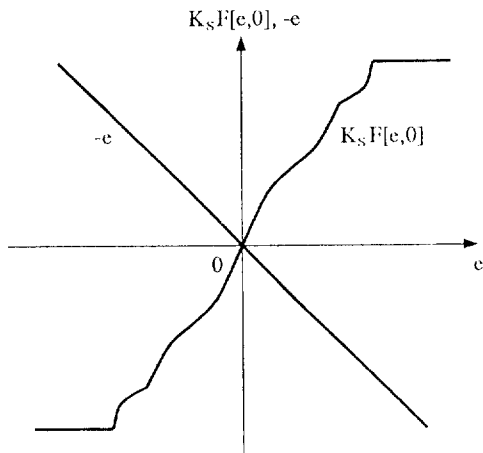
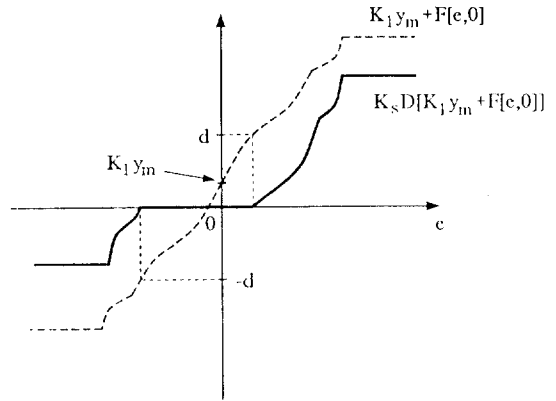


그림 4 $K_s F[e, 0]$ 과 $-e$ 의 그래프
Fig. 4 Graph of $K_s F[e, 0]$ and $-e$

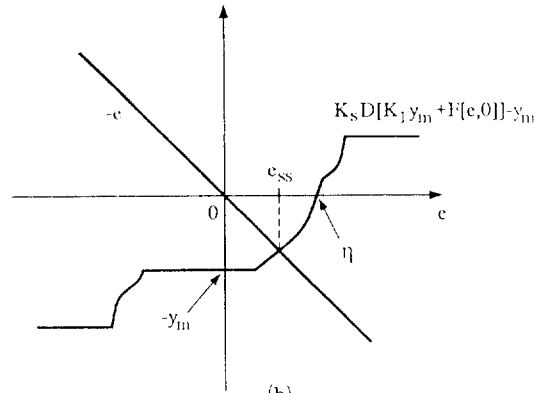
식 (4)의 좌변의 첫항이 그림 5(a)과 같이 도시될 수 있고 식 (4)를 풀기 위해 그림 5(b)에서와 같이 그래프 방법을 사용한다. 그림에서 보다시피 해 e_{ss} 는 더이상 0이 아닌 값을 갖는다(y_m 과 같은 부호인데 그림에서 y_m 는 양수로 가정했다.) 이로 볼때 구동기에 존재하는 사구간이 정상상태 오차를 발생시킴을 명확히 알 수 있다. 다음 절에서 예를 들어 그 특성을 살펴보겠다.

2.4 보기

다음과 같은 전달함수를 갖는 연속시간 공정을 가정한다.



(a)



(b)

그림 5 (a) $K_s D [K_1 y_m + F[e, 0]]$;

(b) $K_s D [K_1 y_m + F[e, 0]] - y_m$ 와 $-e$ 의 그래프

Fig. 5 Graphs of: (a) $K_s D [K_1 y_m + F[e, 0]]$;

(b) $K_s D [K_1 y_m + F[e, 0]] - y_m$ and $-e$

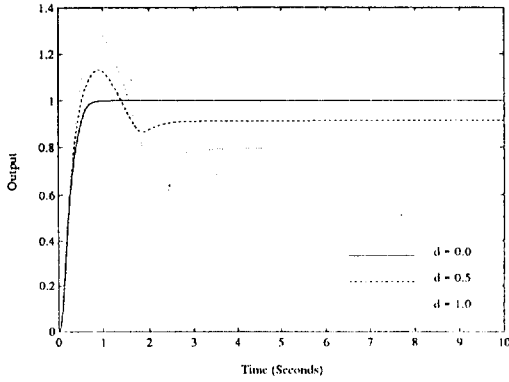


그림 6 기존 퍼지 제어기의 출력 응답
Fig. 6 Output responses of plant with conventional FLC

$$\frac{10}{s^2 + s + 1}$$

앞에서 언급한 기존의 퍼지 제어기를 이산화 시간 0.025초를 갖는 표준적인 샘플러를 통해 위의 공정에 적용했다. 퍼지 제어기에 사용된 배율들은 $C_e=1/y_m$, $C_e=9/y_m$, $C_F=5y_m$ 이고 이 값들은 경험적으로 선택되었다. 이 경우 $y_m=1$, $K_1=0.1$ 로 정했다. 그림 6에 사구간이 $d:0.0, 0.5, 1.0$ 인 세가지 값을 갖는 경우의 출력특성을 도시하였다. 이때 기울기는 $m=1$ 로 하였다. 그림 6에서 보듯이 사구간이 존재할때 상대적으로 큰 정상상태 오차와 overshoot이 존재하며 사구간의 폭의 증가에 따라 각 값들도 증가한다.

2.5 PID제어기와 Fuzzy PID 제어기

앞의 시스템에서 나타나는 정상상태 오차는 제어기가 단지 출력오차와 오차의 변화율만을 입력으로 사용하기 때문이라고 말할 수 있다. 이때 오차의 적분항을 제어기의 입력으로 추가한다면 정상상태 오차를 제거할 수 있다는 것이

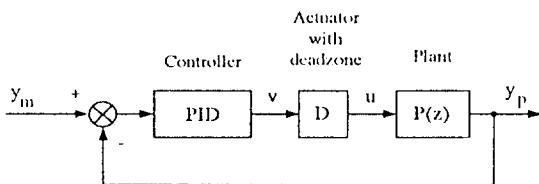


그림 7 사구간을 갖는 시스템을 위한 PID 제어기
Fig. 7 PID controller for system with deadzone

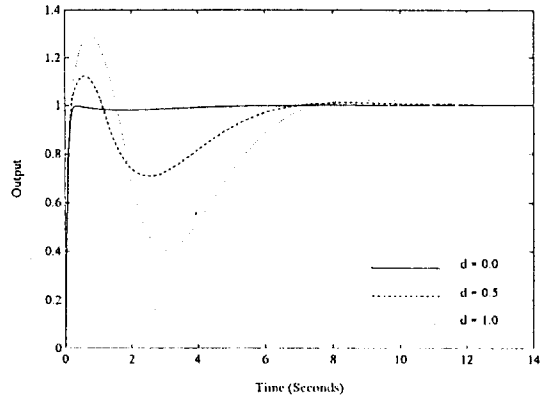


그림 8 PID 제어기의 출력 응답
Fig. 8 Output response of plant with PID controller

잘 알려져있다. 따라서 이 절에서는 오차의 적분항을 갖고 있는 PID 제어기와 퍼지 PID 제어기를 사구간을 포함한 공정에 적용시킨 경우에 대해 고찰한다.

보편적인 PID제어기를 적용한 경우의 시스템 구조가 그림 7에 도시되어 있다. 이때 제어수식은 다음과 같이 주어진다.

$$u(k) = u(k-1) + K_P \Delta e(k) + K_I e(k) + K_D (\Delta e(k) - \Delta e(k-1))$$

위 식은 널리 사용되는 일반적인 PID 제어기의 수식이다.

비교를 위하여 앞의 예에서 사용한 공정을 사용했으며 이산화 시간 또한 같은 0.025초를 사용했다. 내부변수 값은

$K_P=1.284$, $K_I=0.0325$, $K_D=46.8$ 를 사용했다. 출력 특성이 그림 8에 도시되어 있다. 그림에서 보듯이 정상상태 오차는 제거되었으나 과도응답 특성이 사구간의 폭에 민감하여 그 폭이 증가함에 따라 악화됨을 보인다.

이제 앞절에서와 비슷하게 퍼지 논리에 기초를 두었으나 제어기의 입력으로 오차의 적분항을 포함하고 있는 퍼지 PID 제어기의 경우를 고려한다. 이 제어기 구조는 참고문헌[8]에 자세히 소개되어 있으며 시스템 구조는 그림 9에 도시되어 있다. 퍼지 PID 제어기가 앞에서 다룬 기존의 퍼지 제어기와의 차이는 $K_1=0$ 이고 퍼지 적분항이 기존의 퍼지 제어기와 본질적으로 같은 퍼지 PD항에 병렬로 연결되어 있다는 것이다. 퍼지 적분항은 입력으로 $e(k)$ 를 사용하며 그 규칙은 [8, Table 7]로부터 얻었다. 퍼지화와 비

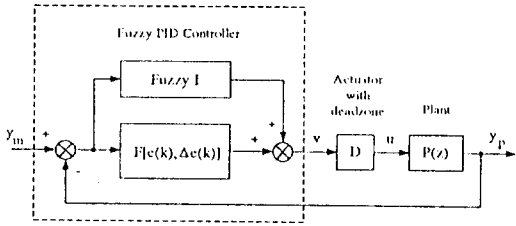


그림 9 퍼지 PID 제어기 구조
Fig. 9 Fuzzy PID controller for system with deadzone

퍼지화 과정은 배율을 제외하고는 앞의 경우와 동일하다. 이때 입력측 배율은 C_{ei} 로 출력측 배율은 C_l 로 표시하였다.

앞의 예와 마찬가지로 퍼지 PID 제어기를 같은 공정에 적용하였다. 내부변수는 다음과 같이 선정했다 : $C_e=1/y_m, C_{\Delta e}=11/y_m, C_F=8y_m, C_{ei}=8/y_m, C_l=0.02y_m$ 또한 기준입력은 $y_m=1$ 으로 했다. 그림 10에 퍼지 PID 제어기를 적용한 경우의 출력이 도시되어 있다. 정상상태 오차는 역시 제거되었으나 큰 사구간 폭에서의 과도응답 특성은 만족스럽지 못하다.

3. 2층 구조 퍼지 논리 제어기

이 장에서는 제안된 2층 구조 퍼지 제어기를 설명할 것이다. 우리의 목적은 정상상태 오차의 제거와 사구간을 갖는 퍼지제어 시스템에서의 출력 특성의 개선이다.

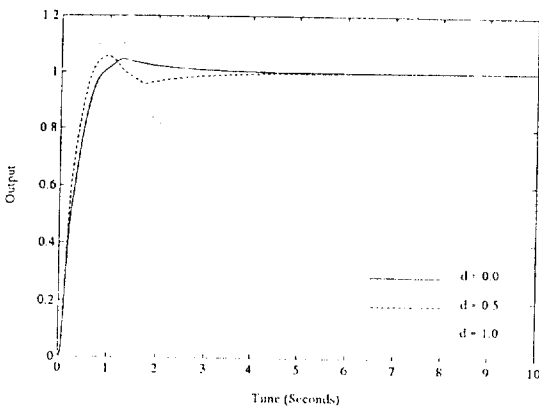


그림 10 퍼지 PID 제어기의 출력 응답
Fig. 10 Output reponse of plant with Fuzzy PID controller

사구간이 존재하는 시스템을 위한 새로운 퍼지논리 제어기

3.1 제어 구조

여기에서 제안하고자 하는 제어기를 설명하는데 있어 그래프적 접근을 할 것이다. 기존의 퍼지 제어 시스템에서 정상상태 오차가 나타나는 경우인 그림 5(b)에서 볼때, 식

$K_s D [K_1 y_m + F [e, 0]] - y_m$ 의 그래프를 좌측으로 η (그래프와 e 축과의 교점)만큼 이동하면 정상상태 오차(그림 5(b)에서 두 그래프의 교점의 e 축 좌표)가 0이 될 것임을 알 수 있다. 식

$K_s D [K_1 y_m + F [e, 0]] - y_m$ 의 그래프를 η 만큼 좌측으로 이동시키는 것은 e 에 η 를 더하는 것과 같다. 결국 식 $K_s D [K_1 y_m + F [e + \eta, 0]] - y_m$ 의 그래프와 식 $-e$ 의 그래프가 원점에서 교점을 갖도록 하는 것이다. 그런데 e 에 η 를 더하는 것 대신 기준입력 y_m 에 η 와 같은 값을 가지는 어떤 상수 μ 를 더함으로써 같은 효과를 얻을 수 있다. 우리는 제안된 제어기에서 기준입력에 더할 적당한 값 μ 를 얻는데 퍼지 추론 규칙을 사용한다.

제안된 제어기를 설명하기 앞서 변수 $y_m(k)$ 와 $e'(k)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$y_m'(k) = y_m(k) + \mu(k)$$

$$e'(k) = e(k) + \mu(k)$$

여기서 $\mu(k)$ 는 퍼지 추론을 사용하여 얻어낸 앞에서 언급한 보상항이다.

제안된 제어기 구조가 그림 11에 도시되어 있다. 그림에서와 같이 제안된 제어기는 퍼지 전단 보상기와 기존의 퍼지 제어기의 두단계로 구성 되어 있다. 오차 $e(k)$, 오차변화율 $\Delta e(k)$, 그리고 직전에 사용된 보상값 $\mu(k-1)$ 이 전단 보상기의 입력이고 전단 보상기의 출력은 $\mu(k)$ 이다. 전체 시스템의 변수들은 다음과 같이 표시된다.

$$e(k) = y_m(k) - y_p(k)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$$

$$\mu(k) = G [e(k), \Delta e(k), \mu(k-1)]$$

$$y_m'(k) = y_m(k) + \mu(k)$$

$$e'(k) = y_m'(k) - y_p(k)$$

$$\Delta e'(k) = e'(k) - e'(k-1)$$

$$v(k) = K_1 y_m'(k) + F [e'(k), \Delta e'(k)]$$

$$u(k) = D [v(k)]$$

$$y_p(k) = P(z) [u(k)]$$

3.2 첫번째 층 : 퍼지 전단 보상기

이 절에서는 2층 제어구조의 첫번째 층에 해당하는 퍼지 논리 전단 보상기에 대해 설명한다. 앞에서 사용한 언어 변수의 집합을 전단 보상기에서 사용한다. 하지만 앞에서의 언어 변수 집합 L 과 적합도 함수 M 에 덧붙여 전단 보상기는 새로운 언어 변수 집합 $L' = \{NE, ZE, PO\}$ 과 관련된 적합도 함수 $M' = \{M_{NE}, M_{ZE}, M_{PO}\}$ 를 추가로 사용한다. 약자 NE 는 "negative"를 의미하고 ZE 는 "zero"를 PO 는 "positive"를 의미한다. 그림 12에 M' 에서의 적합도 함수가 도시되어 있다. 집합 L' 의 언어변수는 전단 보상기의 입력에 사용되고 L 의 언어변수는 출력에 사용된다. (L 은 앞에서 다룬 기존 퍼지 논리제어기에서 사용된 언어변수집합이다.)

앞에서와 마찬가지로 퍼지 전단 보상기 또한 3단계로 구성된다 : 퍼지화, 퍼지 논리 추론, 비퍼지화. $l' \in L'$ 인 각 언어변수에 대해 퍼지화 과정은 아래의 식에 의해 입력 $e(k), \Delta e(k), \mu(k-1)$ 에 대응하는 $m_e(l'), m_{\Delta e}(l'), m_{\mu}(l')$ 설정한다.

$$m_e(l') = M_{i'} \{C'_e e(k)\}$$

$$m_{\Delta e}(l') = M_{i'} \{C'_{\Delta e} \Delta e(k)\}$$

$$m_{\mu}(l') = M_{i'} \{C'_{\mu} \mu(k-1)\}$$

여기서 $C'_e, C'_{\Delta e}, C'_{\mu}$ 등은 배율이다. 퍼지 논리 추론 과정에서 전단 보상기는 표 2에서와 같이 27개의 규칙, $\{R'_1, \dots, R'_{27}\}$ 을 갖는다. 이러한 규칙들은 기존의 퍼지 논리 제어기가 나타내는 출력 특성을 분석하여 이를 기초로 구성되었다.

이때 각 규칙 R'_i 는 $l'_e, l'_{\Delta e}, l'_{\mu} \in L$ 과 $l_{\mu} \in L$ 인 원소로 구성된 쌍, $(l'_e, l'_{\Delta e}, l'_{\mu})$ 이다. 앞에서 언급한 바와 같이 규칙들은 다음과 같이 표현된다.

"if $e(k)$ is l'_e and $\Delta e(k)$ is $l'_{\Delta e}$ and $\mu(k-1)$ is l'_{μ} , then μ is l " 여기서 μ 는 출력변수이다. 이때 출력 언어변수 l_{μ} 가 L' 이 아닌 L 에 속함에 주의하기

바란다. 각 규칙 $(l'_e, l'_{\Delta e}, l'_{\mu})$, $i=1, \dots, 27$ 들로부터 다음과 같이 함수 $p'(e(k), \Delta e(k), \mu(k-1), \mu)$

$\in [-1, 1]$ 를 계산할 수 있다.

$$N'_{m'n} = \min(m_e(l'_e), m_{\Delta e}(l'_{\Delta e}), m_{\mu}(l'_{\mu}))$$

$$p'_i(e(k), \Delta e(k), \mu(k-1), \mu) = \min(N'_{m'n}, M_{l_{\mu}}(\mu))$$

이때 $M_{l_{\mu}}$ 는 그림 3에서 보인것과 같이 $l_{\mu} \in L$ 인 언어변수 l_{μ} 의 적합도함수이다. 함수 $p_i, i=1, \dots, 27$ 들을 결합하여 다음과 같은 함수 q' 를 얻을 수 있다.

$$q'(e(k), \Delta e(k), \mu(k-1), \mu) = \max(p'_1(e(k), \Delta e(k), \mu(k-1), \mu), \dots, p'_{27}(e(k), \Delta e(k), \mu(k-1), \mu))$$

끝으로 전단 보상기에서의 비퍼지화 과정 역시 다음과 같은 무게 중심법을 이용하여 실질적인 출력 $G[e(k), \Delta e(k), \mu(k-1)]$ 을 얻는다.

$$G[e(k), \Delta e(k), \mu(k-1)] = C_G \frac{\int_{-1}^1 \mu q'(e(k), \Delta e(k), \mu(k-1), \mu) d\mu}{\int_{-1}^1 q'(e(k), \Delta e(k), \mu(k-1), \mu) d\mu} + \mu(k-1)$$

여기서 C_G 는 배율이고 이 식은 비퍼지화된 항에 $\mu(k-1)$ 이 더해지는 형식임을 지적한다.(Incremental type)

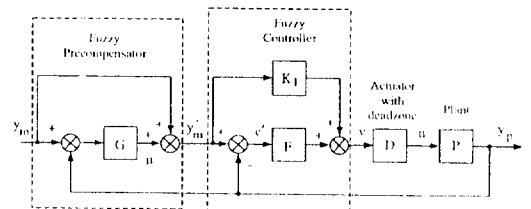


그림 11 제안된 2층 구조 퍼지 논리 제어기
Fig. 11 Proposed Two-Layered Fuzzy Logic Controller

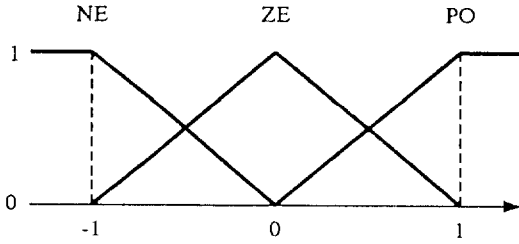


그림 12 적합도 함수
Fig. 12 Membership Functions

3.3 두번째 층 : 기존 퍼지 논리 제어기

제안된 제어기의 두번째 층은 2.2에서 설명한 것과 본질적으로 같은 보편적인 퍼지 논리 제어기이다. 차이라면 이 경우에 입력으로 $e(k)$ 와 $\Delta e(k)$ 대신 $e'(k)$ 와 $\Delta e'(k)$ 를 사용한다는 것이다. 여기서 $e'(k) = e(k) + \mu(k)$, $\Delta e'(k) = e'(k) - e'(k-1)$ 이고 $\mu(k) = G[e(k), \Delta e(k), \mu(k-1)]$ 는 진단 보상기의 출력이다. 그에 따라 앞에 나왔던 구조적변수를 표현한 식에서 (기존의) 퍼지 제어기의 출력을 표현한 식이 다음과 같이 표현된다.

$$v(k) = K_1 y_m(k) + F[e'(k), \Delta e'(k)]$$

여기서 $y_m(k) = y_m(k) + \mu(k)$ 이다.

3.4 보기

이제 2.4에서 사용했던 공정에 제안한 2층 구조 퍼지 제어기를 적용해보자. 앞에서와 마찬가지로 이산화시간은 0.025초로 하고 두번째 층(기존의 퍼지 제어기)에서 역시 y_m 이 y'_m 로 바뀌었을 제외하고 동일하다. 즉, $C_e = 1/y'_m$, $C_{\Delta e} = 9/y'_m$,

$C_F = 5/y'_m$ 첫번째 층(진단 보상기)에서 쓰인 배율들은 다음과 같다:

$$C_e = 4.5/y_m, C_{\Delta e} = 49.5/y_m, C_u = 3/y_m, C_C = 0.2y_m$$

이 예에서도 $y_m = 1$, $K_1 = 0.1$ 로 했다. 그림 13(a)에 $m = 1$ 이고 $d : 0.0, 0.5, 1.0$ 인 세가지 경우에 대한 출력특성이 도시되어 있다. 그림에서 보듯이 그림 6에 나타난 것에 비해 상당한 향상이 있음을 볼 수 있다. 정상상태 오차를 0으로 감소시킨 것 뿐 아니라 과도응답 특성 또한 향상되었

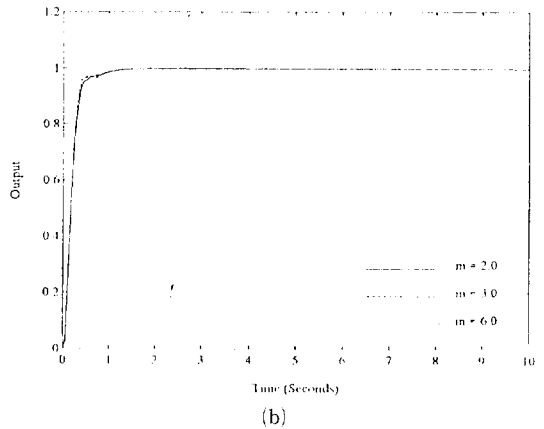
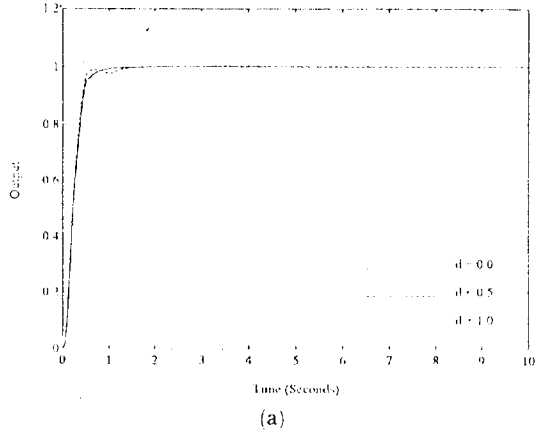


그림 13 제안된 퍼지 제어기의 출력 응답
Fig 13 Output responses of plant with proposed FLC

다. 그림 13(a)의 경우 내부변수들(즉 배율, 적합도 함수 등)은 사구간 폭, $d=0$ 이고 기율기, $m=1$ 일때 조정된 것이다. 그림에도 사구간 폭이 $d=0.5, 1.0$ 로 증가될 때도 향상된 성능을 보여준다. 이로부터 제안된 제어기가 사구간 폭의 변화에도 강인한 특성이 있음을 알 수 있다. 실제적으로 사구간 폭의 모든 구간내에서 재조정 없이 같은 내부변수를 사용할 수 있다. 하지만 그림 13(a)에서 보듯이 d 가 증가함에 따라 과도응답 특성이 약간 저하된다. 그러나 이러한 저하는 필요한 특정 d 에서 내부변수를 조정한다면 제거될 수 있다. 그림 13(b)에는 $d=0.5$ 이고 $m : 2.0, 3.0, 6.0$ 인 세가지 경우에 대한 출력이 도시되어 있다. 세가지 경우 모두 앞에서와 같은 내부변수를 사용했으며 단지 진단 보상기 출력배율을 $C_G = 3.5y_m$ 로 했다.

표 2 퍼지 전단 보상기를 위한 규칙
Table 2 Rule for the Fuzzy Precompensator

IF			THEN
$e(k)$	$\Delta e(k)$	$\mu(k-1)$	$\mu(k)$
NE	NE	NE	NS
		ZE	ZO
		PO	ZO
	ZE	NE	PS
		ZE	ZO
		PO	NS
PO	NE	PM	
	ZE	PS	
	PO	ZO	
ZE	NE	NE	ZO
		ZE	NS
		PO	NS
	ZE	NE	ZO
		ZE	ZO
		PO	ZO
PO	NE	PS	
	ZE	PS	
	PO	ZO	
PO	NE	NE	PM
		ZE	PS
		PO	ZO
	ZE	NE	PM
		ZE	PS
		PO	ZO
PO	NE	PB	
	ZE	PS	
	PO	ZO	

그림에서 보듯이 세가지 모든 경우에 있어 제어기의 성능이 좋을 일수 있다. 이로써 제안된 제어기가 구동기 이득, 특성 곡선의 기울기의 변화에도 강인함을 알 수 있다. 실제적으로 m 이 증가함에 따라 성능은 저하된다. 그러나 이 경우 역시 특정 m 에 맞추어 내부변수를 조정한다면 보다 나은 특성을 보일 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 사구간이 있는 시스템의 성능 향상을 위한 2층 구조의 새로운 퍼지 논리 제어기를 제안했다. 제안된 제어기는 퍼지논리를 이용하는 전단 보상기와 기존의 퍼지 논리 제어기로 구성되었다. 제안된 제어기는 기존의 퍼지 논리 제어기에 비하여 향상된 정상상태와 과도응답 성능을 가지고 있다. 본 논문에서 접근한 방식의 이점은 이미 설치, 사용되는 퍼지 논리 제어기의 전단에 퍼지 논리 전단 보상기를 부가함으로써 기존의 퍼지 논리 제어기의 내부(언어) 변수를 재조정하지 않고도 쉽게 수정, 개선할 수

있다는 점이다. 덧붙여, 2층 제어구조는 사구간 비선형성의 변화(사구간의 폭, 기울기)에 강인한 특성을 보인다는 것이다. 본 논문에서는 제안한 제어기의 성능을 컴퓨터 모의실험을 통해 제시하였다.

참 고 문 헌

- [1] V. I. Utkin, Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems. Moscow: Mir, 1978.
- [2] C. A. Desoer and S. M. Shahruz, "Stability of dithered nonlinear systems with backlash or hysteresis," *Int. J. Control*, vol. 43, no. 4, pp. 1045-1060, 1986.
- [3] D. A. Recker, P. V. Kokotovic, D. Rhode and J. Winkelman, "Adaptive nonlinear control of systems containing a dead-zone," in *Proc. of the IEEE Conf. on Dec. and Contr.*, pp. 2111-2115, Brighton, U.K., Dec. 1991.
- [4] G. Tao and P. V. Kokotovic, "Adaptive control of Plants with unknown dead-zones," Report No. CCEC-91-1006, Univ. of Cal., Santa Barbara, U.S.A., Sept. 1991.
- [5] E. H. Mamdani and B. R. Gaines, "Fuzzy reasoning and its Applications" London: Academic. 1981.
- [6] Y. F. Li and C. C. Lau, "Development of fuzzy algorithms for servo systems," *IEEE Contr. Syst. Magazine*, vol. 9, pp. 65-72, 1989.
- [7] C. C. Lee, "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller—Part I, Part II," *IEEE Trans. on Sys. Man and Cyber.*, vol. 20, no. 2, pp. 404-435, 1990.
- [8] D. P. Kwok, P. Tam, C. K. Li and P. Wang, "Linguistic PID controllers," in *Proc. of IFAC 11th Triennial World Congress*, Tallinn, USSR, vol. 4, pp.205-210, Aug. 1990.
- [9] B. Kosko, *Neural Networks and Fuzzy Systems*, Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, 1992.
- [10] J. -H. Kim, J. -H. Park, S. -W. Lee, E. K. P. Chong, "Fuzzy Precompensation of PD Controllers for Systems with Deadzones," *Journal of Intelligent and Fuzzy Systems*, vol. 1, no. 2, pp.125-133, Aug., 1993.