

퍼지 PI+D 제어를 이용한 설계변수와 이득의 자기동조에 관한 연구

A Study on the self-tuning of the design variables and gains using Fuzzy PI+D Controller

장철수*, 최정원**, 오영석**, 채석** (교신저자)

Cheol-Su Jang*, Jeong-Won Choi**, Young-Seok Oh**, Seog Chae**

* 경북 칠곡군 원터치시스템 제어팀 과장

** 경북 구미시 금오공과대학교 전자공학부

요 약

본 논문에서는 설계변수와 제어기 이득의 자기 동조를 사용한 PI+D 제어기 설계법을 제안한다. 사용된 퍼지 PI+D 제어기는 일반적인 연속 시간 선형 PI+D 제어기를 근사화하여 사용하였고, 퍼지화는 퍼지싱글톤으로, 비퍼지화는 간략화된 무게 중심법을 사용하였다. 퍼지추론 결과는 분리된 퍼지 변수로서 다른 작용 성분으로 계산되고, 그 결과는 설계변수에 해당하는 함수의 형태로 결정되어 제어이득을 결정한다. 따라서 제안된 방법은 빠른 동조 성능을 가지며, 퍼지 입력변수의 증가에도 쉽게 적용될 수 있고, 재생 오차를 줄이는 이점을 가진다. 이 제어기는 설계변수와 제어기 이득의 사용으로 보다 높은 효율성과 개선점을 가지고 있다.

키워드 : 설계변수, 자기동조, Fuzzy PI+D 제어기

Abstract

This paper proposes a design method of the PI(Proportional-Integral)+D(Derivative) controller using self-tuning of the design variables and controller gains. The used fuzzy PI+D controller is the approximated conventional continuous time linear PI+D controller and the used fuzzification method is the fuzzy single tone and the adapted defuzzification method is the simplified center of gravity. Fuzzy estimation result would be calculated in the other function elements from the classified fuzzy variables and the result determined by the design variables decides the controller gains. As a result, the proposed method shows the capability of the high speed tuning and can be applied to the case of input variables with many fuzzy partitions and also can bring out the advantage to reduce the reconstruction(digital sampling reconstruction) error. Most simulation results show that this controller makes much better efficiency and improvement by using design variables and controller gains.

Key Words : Design variables, Self-tuning, Fuzzy PI+D Controller

1. 서 론

산업공정 분야에서 가장 많이 사용되고 있는 PID 제어기는 공정의 여러 환경에 대해 강인한 특성을 나타내며 운전자들에게 가장 익숙한 제어 방식이기 때문에 널리 사용된다.

PID 제어기는 비선형 시스템에 대해서는 좋지 못한 특성을 나타낸다. 그러나 퍼지 제어기는 언어적인 표현이 가능하므로 비선형 부분에 대해 매우 강인한 특성을 가질 수 있다. 퍼지 제어기에서는 PI 형이나 PD 형이 주로 연구되었으나, 정상상태 오차를 0으로 할수 있는 장점 때문에 퍼지 PI 형이 보편적으로 사용되어왔다. 그런데 PI 형은 정상

상태에서의 성능은 양호하나 과도상태의 성능향상에는 한계가 있고[1] 퍼지 PD 형은 정상상태오차를 줄일 수 없다는 한계를 안고 있다[2]. 이러한 단점을 보완하기 위하여 간편 간접추론방식(Simplified Indirect Inference Method : SIIM)[3]에 의한 퍼지 PI+D 제어기가 제안되었고, 1993년 Z.Y. Zhao 등[1]이 퍼지논리에 의한 퍼지 PID 이득 조정기를 제안한 이래 퍼지 PID 제어기에 대한 연구도 급속히 진행되어, 1994년 Malki 등[4]은 디지털 PID 제어기의 선형 모델을 바탕으로 기존의 2개의 퍼지 입력변수와 4개의 퍼지규칙, 비선형 비퍼지화를 적용하여 20개의 제어입력 영역으로 분할되는 비선형 퍼지 PID 제어기를 제안하였다. Malki 등의 퍼지 PID 제어기는 선형 디지털 PID 구조를 기초로 선형 구조의 제어 성능이 비선형, 시변 매개변수 이득이 되도록 설계하여, 선형뿐만 아니라 비선형 플랜트에 대해 좋은 제어 성능을 가진다는 것을 입증하였다[4]. 또한 퍼지화부, 퍼지규칙 및 비퍼지화의 전 과정이 최종 퍼지 제어

접수일자 : 2006년 11월 1일

완료일자 : 2007년 5월 3일

감사의 글 : 본 연구는 금오공과대학교 학술연구비에 의하여 연구된 논문입니다.

입력의 생성에 관한 식으로 표현되어 수행시간(Processing time)이 단축되는 장점 등이 있다. 그러나 제어입력이 퍼지 입력의 조합에 의한 20개의 영역으로 분할되고, 퍼지 입력변수의 수가 증가하면 적용하기 어려워 퍼지 PI+D 또는 퍼지 PD+I 형의 제이기로 구현되도록 하였다. 1995년 H. X. Li 등[2]은 가속도 오차를 사용하지 않은 Hybrid 속도형 퍼지 PI 제어기와 위치형 퍼지 PD 제어기를 제안하였으나, 하나의 규칙 테이블에 의해 생성되는 제어입력을 출력 조절 계수만으로 퍼지 PI와 퍼지 PD 논리를 조정해야 하므로 성능 향상에 한계가 있다.

본 논문에서는 선형디지털 PI+D 제어기[5]의 구조를 사용하여 퍼지 PI 제어 알고리즘과 퍼지 D 제어 알고리즘에 대해 각각 4개의 퍼지 IF-THEN 형식의 규칙으로 구성된다. 제어기의 퍼지화부는 2개의 단조증가 함수를 사용하였고, 제어입력은 D.Misir 등[4]의 20개의 영역으로 분할하였다. 기존 논문의 출력 조절계수 $K_{u_{PI}}, K_{u_D}$ 의 자기 동조 알고리즘[6]만으로는 원하는 성능구현의 한계가 있다. 즉, 빠른 응답, 작은 오버슈트, 안정성 등을 원하는 값으로 하기에는 한계가 있다. 따라서, 이 제어기의 성능 개선을 위해 입력변수에 대한 설계변수 L 은 Gaussian 함수를 이용하여 각각 다른 값을 적용해서 제어신호 값을 오차의 변화에 따라 L 값을 능동적으로 변화시켜 error 값이 클 때는 큰 제어신호로 빠른 상승시간을 가질 수 있게 하고, 오차 값이 작을 때는 작은 제어 신호로 정상상태오차에 민감하게 반응하는 방법을 제안하였다. 제안된 제어기의 성능은 모의실험을 통하여 확인하였다.

2. 디지털 퍼지 PI+D 제어기

2.1 디지털 PI+D 제어기의 퍼지 입출력변수의 결정

아날로그 PI+D 제어기의 구조는 그림 1과 같다. 2.1.1절에서는 아날로그 PI 제어 알고리즘에 대해 쌍일차 변환(bilinear transformation)을 사용하여 디지털 PI 제어기를 설계한 후, 퍼지 입출력변수를 결정한다. 2.1.2절에서는 디지털 D 제어 알고리즘을 유도하고 입출력변수를 결정한다.

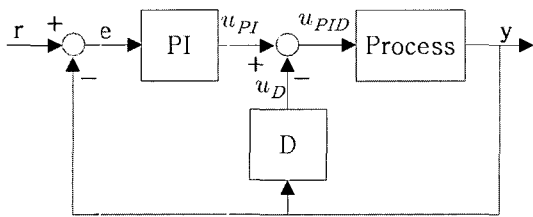


그림 1. 일반적인 PI+D 제어 시스템.
Fig. 1. General PI+D control system.

2.1.1 퍼지 PI 제어 알고리즘

그림1에서 아날로그 PI 제어기의 출력은 식(1)로 주어진다.

$$u_{PI}(s) = \left(K_p^c + \frac{K_i^c}{s} \right) E(s) \quad (1)$$

여기서, K_p^c 는 아날로그 PI 제어기의 비례이득(proportional gain)이고, K_i^c 는 아날로그 PI 제어기의 적분

이득(integral gain)이며, $E(s)$ 는 오차신호(error signal)이다. 식(1)의 방정식을 쌍일차 변환($s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}$, 샘플링 주기 $T > 0$)하여 이산식(discrete equation)으로 표현하면 식(2)와 같다.

$$u_{PI} = \left(K_p^c - \frac{k_i^c T}{2} + \frac{k_i^c T}{1-z^{-1}} \right) E(z) \quad (2)$$

식(2)에서, 이산 PI 제어기의 비례이득과 적분이득은 다음의 식(3)과 같이 정의한다.

$$K_p = K_p^c - \frac{K_i^c T}{2}, \quad K_i = K_i^c \quad (3)$$

식(2)를 역Z 변환(inverse z-transformation)하면 다음 식(4)와 같다.

$$u_{PI}(nT) - u_{PI}(nT - T) = K_p [e(nT) - e(nT - T)] + K_i T e(nT) \quad (4)$$

식(4)의 양변을 T 로 나누어 식(5)~식(7)과 같이 정의하면 디지털 PI 제어 알고리즘의 식(8)이 유도된다.

$$\Delta u_{PI}(nT) = \frac{u_{PI}(nT) - u_{PI}(nT - T)}{T} \quad (5)$$

$$e_v(nT) = \frac{e(nT) - e(nT - T)}{T} \quad (6)$$

$$e_p(nT) = e(nT) \quad (7)$$

$$\Delta u_{PI}(nT) = K_p e_v(nT) + K_i e_p(nT) \quad (8)$$

식(8)의 우변항으로 주어지는 $K_p e_v$ 와 $K_i e_p$ 는 퍼지 PI 제어 알고리즘의 입력변수로 사용된다. 식(5)와 식(8)을 다시 나타내면 다음 식(9)와 같으며,

$$u_{PI}(nT) = u_{PI}(nT - T) + T \Delta u_{PI}(nT) \quad (9)$$

식(9)에서 $T \Delta u_{PI}(nT)$ 를 퍼지 PI 제어 알고리즘의 출력 $K_{u_{PI}} \Delta u_{PI}(nT)$ 로 정의하고 다시 쓰면 식(10)과 같으며, $K_{u_{PI}}$ 는 퍼지 PI 제어이득으로 출력 조절계수(output scaling factor)이다.

$$u_{PI}(nT) = u_{PI}(nT - T) + K_{u_{PI}} \Delta u_{PI}(nT) \quad (10)$$

2.1.2 퍼지 D 제어 알고리즘

그림 1에서 아날로그 D 제어 알고리즘은 출력만을 미분하여 식(11)과 같은 제어입력 u_D 를 계산한다.

$$u_D(s) = s K_d^c Y(s) \quad (11)$$

여기서, K_d^c 는 아날로그 D 제어 이득이고, $Y(s)$ 는 출력 신호(output signal)이다. 식(11)을 쌍일차 변환하면 다음 식(12)와 같다.

$$u_D(z) = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} K_d^c Y(z) = K_d^c \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} Y(z) \quad (12)$$

위의 식(12)를 역 Z 변환하면 다음 식(13)과 같다.

$$u_D(nT) + u_D(nT - T) =$$

$$\frac{2K_d^c}{T} [y(nT) - y(nT - T)] \quad (13)$$

식(13)의 양변을 T 로 나누어 식(14) ~ 식(16)으로 정의하면 디지털 D 제어 알고리즘이 유도되어 다음 식(17)과 같다.

$$\Delta u_D(nT) = \frac{u_D(nT) + u_D(nT - T)}{T} \quad (14)$$

$$\Delta y(nT) = \frac{y(nT) - y(nT - T)}{T} \quad (15)$$

$$K_d = \frac{2K_d^c}{T} \quad (16)$$

$$\Delta u_D(nT) = K_d \Delta y(nT) \quad (17)$$

정확한 퍼지규칙을 얻기 위하여 식(17)의 우항에 $Ky_d(nT)$ 를 더해지면 식(18)로 변형되며, 우변의 2개항 $K_d \Delta y$ 와 Ky_d 는 퍼지 D 제어 알고리즘의 입력변수로 사용된다. 설계를 간단히 하기 위해서 $K=1$ 로 놓는다.

$$\Delta u_D(nT) = K_d \Delta y(nT) + Ky_d(nT) \quad (18)$$

식(18)에서,

$$y_d(nT) = y(nT) - r(nT) = -e(nT) \quad (19)$$

이다. 식(18)을 다시 쓰면 식(20)과 같고, $\Delta u_D(nT)$ 는 식(21)으로 쓸 수 있다.

$$\Delta u_D(nT) = \frac{u_D(nT) + u_D(nT - T)}{T} \quad (20)$$

$$u_D(nT) = -u_D(nT - T) + T \Delta u_D(nT) \quad (21)$$

식(21)에서 $T \Delta u_D(nT)$ 를 퍼지 D 제어 알고리즘의 출력 $K_{uD} \Delta_D(nT)$ 로 하면 식(22)와 같으며, K_{uD} 는 퍼지 D 제어 이득으로 출력 조절계수이다.

$$u_D(nT) = -u_D(nT - T) + K_{uD} \Delta u_D(nT) \quad (22)$$

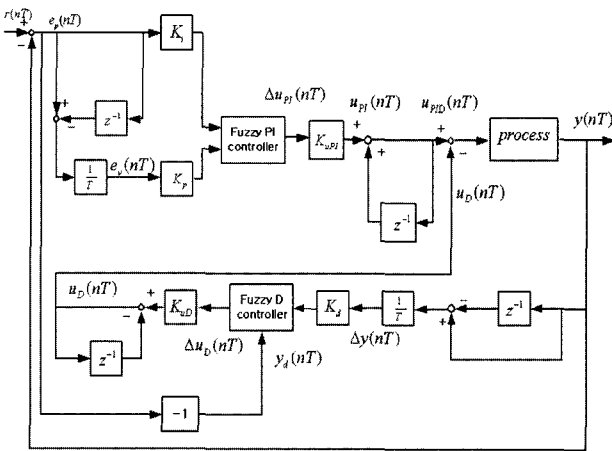


그림 2. 디지털 퍼지 PI+D 시스템.
Fig. 2. Digital fuzzy PI+D system.

2.2 퍼지 PI+D 제어 알고리즘

전체 퍼지 PI+D 제어 알고리즘은 퍼지 PI 제어 알고리즘과 퍼지 D 제어 알고리즘의 대수적인 합으로 구해지며, 다음의 식(23) 또는 식(24)와 같다.

$$u_{PID}(nT) = u_{PI}(nT) - u_D(nT) \quad (23)$$

$$u_{PID}(nT) = u_{PI}(nT - T) + K_{uPI} \Delta u_{PI}(nT) + u_D(nT - T) - K_{uD} \Delta u_D(nT) \quad (24)$$

구성된 디지털 퍼지 PI+D 제어 시스템은 그림 2와 같다.

2.3 퍼지화, 퍼지규칙, 비퍼지화

본 논문에서는 D.Misir 등[4]이 제안한 20개의 영역으로 분할하는 퍼지 PI+D 제어 알고리즘을 적용한다.

2.3.1 퍼지화

퍼지 PI+D 제어 시스템의 PI 제어기와 D 제어기의 결합은 식(24)와 같으며 각각의 입력력 소속함수는 그림 3, 그림 4와 같다. 퍼지 PI 제어기는 두 개의 입력신호, 즉 오차신호(the error signal), $e_p(nT)$ 와 오차신호의 변화율(the rate of change of the error), $e_v(nT)$ 를 사용하고 출력은 $\Delta u_{PI}(nT)$ 를 그림 3과 같이 사용한다. 여기서 상수 L ($L > 0$) 값은 설계자가 선정하게 된다. 퍼지 D 제어기는 하나의 입력신호 $\Delta y(nT)$ 를 사용하므로 제어출력이 설정치에 도달하지 못한다. 따라서 설정 기준입력값(reference signal-setpoint)보다 출력이 높거나 낮은지를 알려줄 또 다른 입력신호가 negative 오차 신호로서 식(25)와 같이 추가된다.

$$y_d(nT) = y(nT) - r(nT) = -e(nT) \quad (25)$$

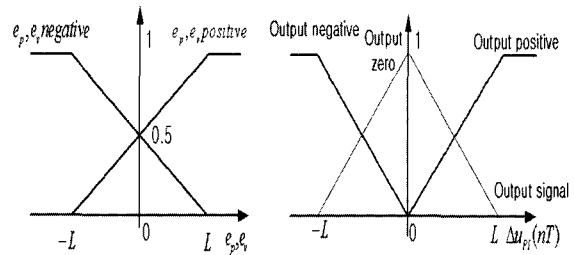


그림 3. PI 제어 알고리즘의 입력력 소속 함수.
Fig. 3. Membership functions of PI controller.

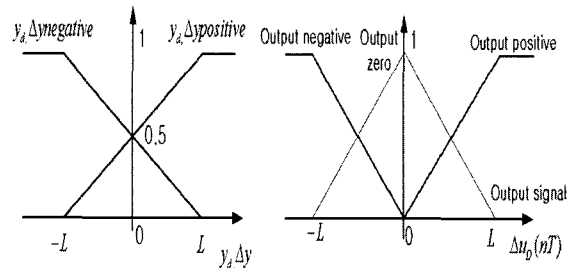


그림 4. D 제어 알고리즘의 입력력 소속 함수.
Fig. 4. Membership functions of D controller.

2.3.2 퍼지 제어 규칙

퍼지 PI 제어 알고리즘에 대한 제어규칙은 다음과 같다.

- (R1) IF $e_p = e_p \cdot n$ AND $e_v = e_v \cdot n$
THEN PI-output = $o \cdot n$
- (R2) IF $e_p = e_p \cdot n$ AND $e_v = e_v \cdot p$
THEN PI-output = $o \cdot z$
- (R3) IF $e_p = e_p \cdot p$ AND $e_v = e_v \cdot n$
THEN PI-output = $o \cdot z$
- (R4) IF $e_p = e_p \cdot p$ AND $e_v = e_v \cdot p$
THEN PI-output = $o \cdot p$

여기서, $e_p = r - y$ 의 오차(error) 이고, $e_v = e'_p = -y'$ 의 오차의 변화률(the rate of the error), PI-output은 퍼지 PI 제어기의 출력 $\Delta u_{PI}(nT)$ 를 의미하고, $e_p \cdot p$ 는 'error positive', $o \cdot p$ 는 'output positive'이며, $o \cdot z$ 는 'output zero'이다. 또한 AND는 Zadeh의 logical AND이다.

퍼지 D 제어 알고리즘에 대한 제어 규칙은 다음과 같다.

- (R5) IF $y_d = y_d \cdot p$ AND $\Delta y = \Delta y \cdot p$
THEN D-output = $o \cdot z$
- (R6) IF $y_d = y_d \cdot p$ AND $\Delta y = \Delta y \cdot n$
THEN D-output = $o \cdot p$
- (R7) IF $y_d = y_d \cdot n$ AND $\Delta y = \Delta y \cdot p$
THEN D-output = $o \cdot n$
- (R8) IF $y_d = y_d \cdot n$ AND $\Delta y = \Delta y \cdot n$
THEN D-output = $o \cdot z$

여기서 D-output는 퍼지 D 제어기의 출력 $\Delta u_D(nT)$ 이다.

2.3.3 비퍼지화

비퍼지화 단계에서는 일반적인 "Center of mass"를 사용한다[8].

$$\Delta u(nT) = \frac{\sum(\text{입력의소속값} \times \text{입력의소속정도에따른출력})}{\sum(\text{입력의소속값})} \quad (26)$$

퍼지 PI 제어기의 두 가지 입력인 오차신호와 오차신호의 변화률은 20개의 IC(input - combination)영역으로 그림 5와 같이 분할한다. 오차신호와 오차신호의 변화률을 겹쳐서 나타내면 20개로 분할된 입력 영역을 얻을 수 있다. 퍼지 PI 제어기의 (R1) ~ (R4) 를 IC 20개의 영역에 각각 적용한다. 예를 들어, IC1영역에서 $e_p(nT)$ 의 범위는 $[0, L]$ 이고 $e_v(nT)$ 의 범위는 $[-L, 0]$ 이다. 따라서 두 신호는 $e_v \cdot n > 0.5 > e_p \cdot n$ 이고 Zadeh의 logical AND[1]를 이용한다.

$$(\text{error} = e_p \cdot n \text{ AND } \text{rate} = e_v \cdot n) = \min(e_p \cdot n, e_v \cdot n) = e_p \cdot n$$

따라서 IC의 영역에 퍼지 규칙 (R1) ~ (R4) 를 각각 적용한다.

- (R1) the selected input membership value is $e_p \cdot n$;
the corresponding output membership value is $o \cdot n$.
- (R2) the selected input membership value is $e_p \cdot n$;

the corresponding output membership value is $o \cdot z$.

- (R3) the selected input membership value is $e_v \cdot n$;

the corresponding output membership value is $o \cdot z$.

- (R4) the selected input membership value is $e_v \cdot p$;

the corresponding output membership value is $o \cdot p$.

이렇게 계산해서 나온 결과를 IC1과 IC2의 영역에서 비퍼지화를 적용하면 식(27) 과 같다.

$$\Delta u_{PI}(nT) = \frac{e_p \cdot n \times o \cdot n + e_p \cdot n \times o \cdot z + e_v \cdot n \times o \cdot z + e_v \cdot p \times o \cdot p}{e_p \cdot n + e_p \cdot n + e_v \cdot n + e_v \cdot p} \quad (27)$$

$o \cdot p = L$, $o \cdot n = -L$, $o \cdot z = 0$ 로 적용하고 그림 5의 선형함수 입력력 소속함수에 의하여 다음과 같이 구해진다.

$$e_p \cdot p = \frac{K_i \cdot e_p(nT) + L}{2L}, \quad e_p \cdot n = \frac{-K_i \cdot e_p(nT) + L}{2L}$$

$$e_v \cdot p = \frac{K_p \cdot e_v(nT) + L}{2L}, \quad e_v \cdot n = \frac{-K_p \cdot e_v(nT) + L}{2L}$$

각각 구해진 값으로부터 식(28)을 구할 수 있다.

$$\Delta u_{PI}(nT) = \frac{L}{2(2L - K_i \cdot e_p(nT))} \times [K_i \cdot e_p(nT) + K_p \cdot e_v(nT)] \quad (28)$$

$e_p(nT) \geq 0$ 인 IC1, IC2는 식(28)과 같고 $e_p(nT) \leq 0$ 인 IC5, IC6는 식(29)와 같다.

$$\Delta u_{PI}(nT) = \frac{L}{2(2L + K_i \cdot e_p(nT))} \times [K_i \cdot e_p(nT) + K_p \cdot e_v(nT)] \quad (29)$$

모든 영역에 같은 방법을 적용하면 식(30)~식(38)을 얻을 수 있다.

$$\Delta u_{PI}(nT) = \frac{L[K_i e_p(nT) + K_p e_v(nT)]}{2(2L - K_i |e_p(nT)|)} \quad (\text{in IC 1,2,5,6}) \quad (30)$$

$$= \frac{L[K_i e_p(nT) + K_p e_v(nT)]}{2(2L - K_p |e_v(nT)|)} \quad (\text{in IC 3,4,7,8}) \quad (31)$$

$$= \frac{1}{2}[K_p e_v(nT) + L] \quad (\text{in IC 9,10}) \quad (32)$$

$$= \frac{1}{2}[K_i e_p(nT) + L] \quad (\text{in IC 11,12}) \quad (33)$$

$$= \frac{1}{2}[K_p e_v(nT) - L] \quad (\text{in IC 13,14}) \quad (34)$$

$$= \frac{1}{2}[K_i e_p(nT) - L] \quad (\text{in IC 15,16}) \quad (35)$$

$$= 0 \quad (\text{in IC 18,20}) \quad (36)$$

$$= L \quad (\text{in IC 17}) \quad (37)$$

$$= -L \quad (\text{in IC 19}) \quad (38)$$

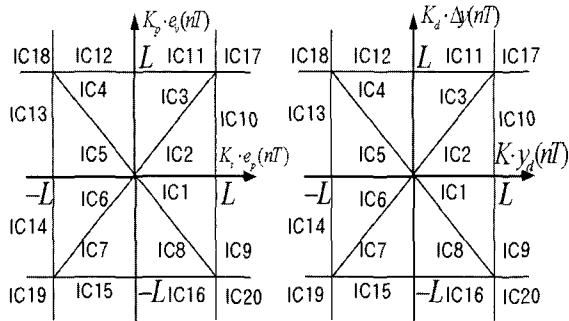


그림 5. 퍼지 PI 제어기와 퍼지 D 제어기의 입력조합 영역.

Fig. 5. Domain of input combination of fuzzy PI and D controller.

퍼지 D 제어기에 대해서도 앞의 퍼지 PI 제어기와 같은 방법을 적용하면 $o \cdot p = L$, $o \cdot n = -L$, $o \cdot z = O$ 로 적용하고 그림 5로부터 다음의 4개의 식을 얻을 수 있다.

$$y_d \cdot p = \frac{K_y \Delta y(nT) + L}{2L}, \quad y_d \cdot n = \frac{-K_y \Delta y(nT) + L}{2L}$$

$$\Delta y \cdot p = \frac{K_d \Delta y(nT) + L}{2L}, \quad \Delta y \cdot n = \frac{-K_d \Delta y(nT) + L}{2L}$$

퍼지 PI 와 같은 방법으로 적용하면 식(39)~식(47)까지 20개영역 전체에 적용할 수 있다.

$$\Delta u_D(nT) = \frac{L[K_y \Delta y(nT) - K_d \Delta y(nT)]}{2(2L - K_y \Delta y(nT))} \quad (\text{in IC 1,2,5,6}) \quad (39)$$

$$= \frac{L[K_y \Delta y(nT) - K_d \Delta y(nT)]}{2(2L - K_d \Delta y(nT))} \quad (\text{in IC 3,4,7,8}) \quad (40)$$

$$= \frac{1}{2}[-K_d \Delta y(nT) + L] \quad (\text{in IC 9,10}) \quad (41)$$

$$= \frac{1}{2}[K_y \Delta y(nT) - L] \quad (\text{in IC 11,12}) \quad (42)$$

$$= \frac{1}{2}[-K_d \Delta y(nT) - L] \quad (\text{in IC 13,14}) \quad (43)$$

$$= \frac{1}{2}[K_y \Delta y(nT) + L] \quad (\text{in IC 15,16}) \quad (44)$$

$$= 0 \quad (\text{in IC 17,19}) \quad (45)$$

$$= -L \quad (\text{in IC 18}) \quad (46)$$

$$= L \quad (\text{in IC 20}) \quad (47)$$

3. 디지털 퍼지 PI+D제어기의 설계변수 L과 제어기 이득 자기 동조

퍼지 PI+D 제어기의 설계변수와 제어기 이득 자기 동조 시스템의 블록 다이어그램은 그림 6과 같고, 각 설계변수들의 동조 알고리즘의 플로우 차트는 그림7과 같다.

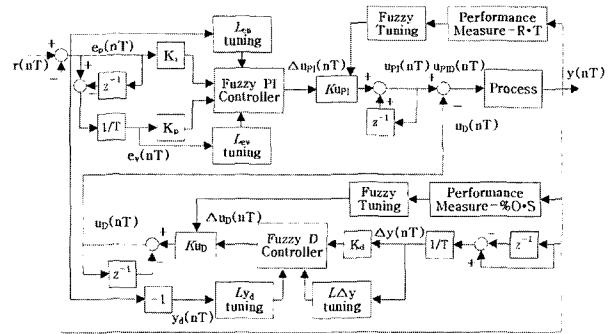


그림 6. 퍼지 PI+D제어기를 이용한 설계변수와 제어기 이득의 자기 동조 시스템.

Fig. 6. Self-tuning system of design variables and controller gains using fuzzy PI+D controller.

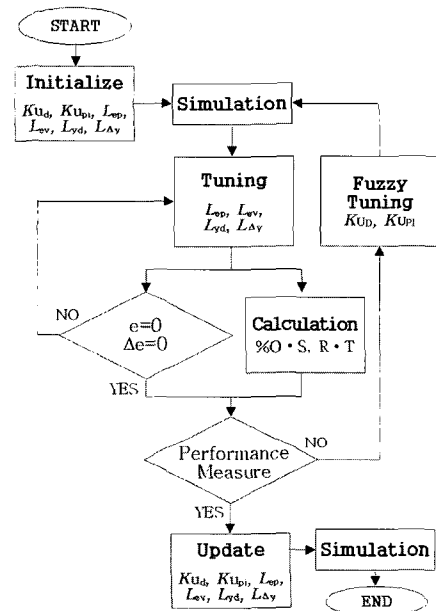


그림 7. 퍼지 PI+D제어기를 이용한 설계변수와 제어기 이득의 자기 동조 알고리즘.

Fig. 7. Self-tuning algorithm of design variables and controller gains using fuzzy PI+D controller.

3.1 퍼지 제어기의 설계변수 L의 동조

L은 식 (48)의 가우시안 함수를 사용하였으며, 그림으로 나타내면 그림8과 같다.

$$L = \exp\left(\frac{-(x-m)^2}{\sigma^2}\right) \quad (48)$$

식 (48)에서, x는 입력변수, m은 함수의 중심값, σ는 편차이다.

각 입력변수의 설계변수 L_{in} 에 대한 제어규칙은 다음과 같다.

- (R1) IF error > 1 THEN L_{in} is L_{min}
- (R2) IIF $-1 < error < 1$ THEN

$$L_{in} \text{ is } e^{-\frac{(x-m)^2}{\sigma^2}} \times \text{range} + L_{\min}$$

(R3) IF error < -1 THEN $L_{in} = L_{\min}$

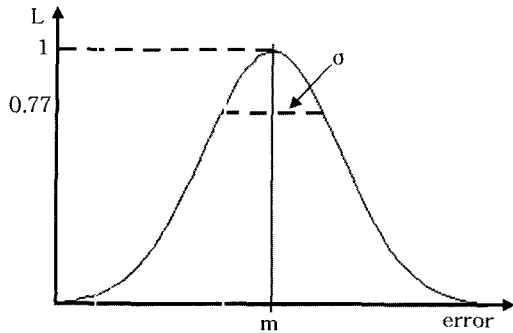


그림 8. Gaussian 함수.

Fig. 8. Gaussian function.

설계변수 L_{in} 에 따라 계단응답의 출력 특성이 달라진다. 그림 9에서 그림 12는 설계변수 L_{in} 의 변화에 따른 계단응답을 나타낸다.

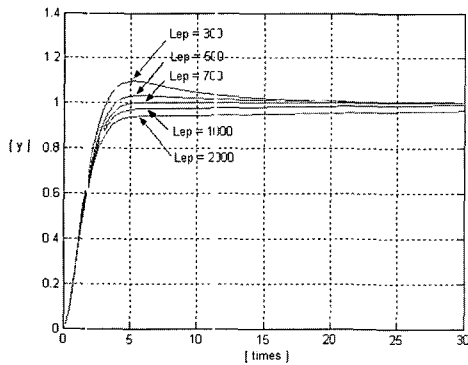


그림 9. L_{ep} 값의 변화에 따른 출력변화.

Fig. 9. Variations of output depending on L_{ep} change.

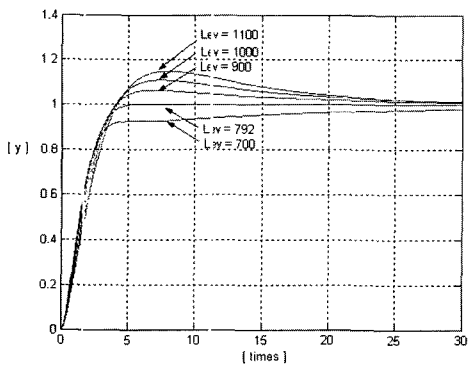


그림 10. L_{ev} 값의 변화에 따른 출력변화.

Fig. 10. Variations of output depending on L_{ev} change.

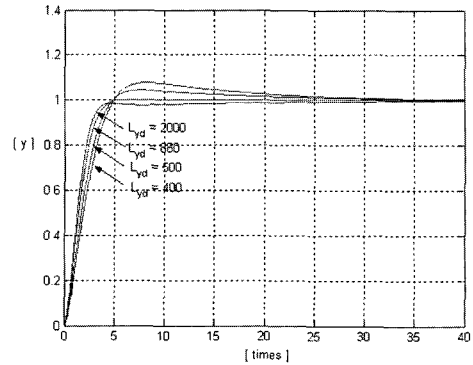


그림 11. L_{yd} 값의 변화에 따른 출력변화.

Fig. 11. Variations of output depending on L_{yd} change.

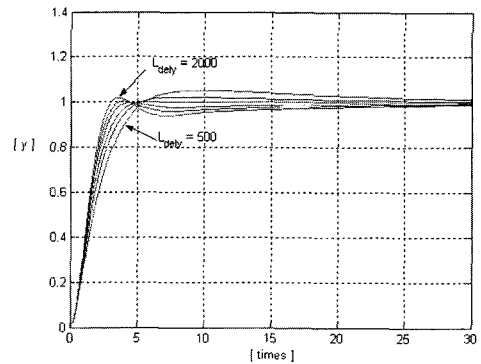


그림 12. L_{dly} 값의 변화에 따른 출력변화.

Fig. 12. Variations of output depending on L_{dly} change.

3.2 제어기 이득 자기 동조

제어기 이득계수는 식(10)과 식(22)에서 정의하였다. 제어기 이득계수는 디지털 PI+D제어기에서 제어응답이 관측된 시점에서의 조작량(제어량)과 목표응답이 일치하지 않아 발생하는 재생오차(이산화에 따른 오차)를 줄여주는 가중계수이다. 이러한 조절계수의 조정은 시행착오법 또는 조정의 전문가적인 경험적 지식에 의존할 수밖에 없다. 또한 매 샘플 시간마다 제어기 이득 계수를 조정한다. 이것은 샘플 시간마다 재생오차를 계산하여야 하므로 실제로 매우 어렵거나 거의 불가능하다. 따라서 제어기 이득계수는 초기설정값에 의한 플랜트의 출력을 확인한 후에 조정이 가능하다. 기존 논문의 제어기 이득 계수를 조정하는 방법으로 플랜트의 특성에 맞게 더욱 정밀하게 설계하여 플랜트의 상승시간(Rising-time)과 퍼센트 오버슈트(Percent-overshoot)에 대한 제어 성능을 평가한 후 제어기 이득 계수가 조정되도록 하였다. 제어기 이득 계수 조정에는 기존 논문의 방법인 비교적 간단한 SIM FUZZY[3] 방법을 이용하여 조정하도록 하였다. 또한 디지털 퍼지 PI+D제어기의 각각의 제어기 이득 계수인 K_{upl} , K_{ud} 를 각각 상승시간과 오버슈트에 대한 조절계수로 세분화하였다. 이는 증분(속도)형 디지털 PID 제어기의 특성과 디지털 PI+D제어기에서 오차신호와 오차신호의 변화율로서 계산되는 PI제어 알고리즘, 출력신호와 출력신호의 변화율로서 계산되는 D제어 알고리즘에 기인한다. 플랜트의 출력성능을 평가한 이후에 퍼지 규칙을 제어기 이득 계수 각각에 대해 적용하였다. 성능 평가는 원하는 출력

성능 지수 범위 안에 들어갈 때 까지 반복하고 원하는 출력 성능 범위내로 개선이 되었다면 조정된 제어기 이득 계수로 고정되도록 하였다.

3.2.1 퍼지화, 퍼지규칙, 비퍼지화

간편 간접추론방식(SIIM : Simplified Indirect Inference Method)[3]은 Tsukamoto에 의해 제안된 간접 추론방식 (Indirect Inference Method)을 제어에 보다 용이하게 적용하기 위해 Sugeno에 의해 제안되었다. 본 논문에서는 Otsubo 등[7]이 사용한 SIIM 방법을 제어 이득계수인 K_{uPI} , K_{uD} 에 대하여 $T \cdot R$ (Rising Time), $P \cdot O$ (Percent Overshoot)로 나누어 각각 적용한다.

3.2.2 퍼지화(Fuzzification)

$P \cdot O$ (Percent Overshoot)가 많이 발생했을 경우 K_{uD} 값은 크게 낮추어야 하며, $P \cdot O$ (Percent Overshoot)가 약간 발생했을 경우 K_{uD} 값은 적당하게 맞추어야 한다. 또한 응답이 목표 설정값에 미치지 못했을 경우에는 K_{uD} 값은 높여야 한다. $T \cdot R$ (Rising Time)의 경우 상승시간이 빠르면 빠를수록 K_{uPI} 값은 낮추어야 한다. 상승시간의 경우 Negative의 경우는 존재하지 않으므로 고려하지 않는다. $P \cdot O$ (Percent Overshoot)의 경우 입력이 Positive인 경우와 Negative인 경우에 출력의 소속함수의 설계입력변수 L 값을 서로 다르게 적당히 재조정을 통해 동조 해야한다. 입력변수에 대한 소속함수(Input membership function)과 출력변수에 대한 소속함수(Output membership function)는 그림 13과 그림 14와 같다. 입력변수의 소속정도 μ 는 식(50)에서 결정되는데, 소속 정도는 0과 1사이의 값으로 입력함수 PA (Positive Antecedent)에서 입력변수가 설계변수 L 보다 크면 소속 정도는 1로, 0 보다 작으면 소속 정도는 0으로 한다. 또한 입력함수 NA (Negative Antecedent)의 경우에는 입력변수가 0 보다 크면 소속 정도는 0 으로, $-L$ 보다 작으면 소속 정도는 1로 한다. 여기서 L 은 설계변수이며, 입력의 소속함수는 식(49)와 같으며, 소속 정도는 식(50)과 같이 나타낼수 있다.

$$PA(P \cdot O \text{ or } T \cdot R) = \frac{1}{L} \times (P \cdot O \text{ or } T \cdot R)$$

$$NA(P \cdot O) = -\frac{1}{L} \times (P \cdot O)$$

$$\mu = PA(P \cdot O \text{ or } T \cdot R), \mu = NA(P \cdot O \text{ or } T \cdot R)$$

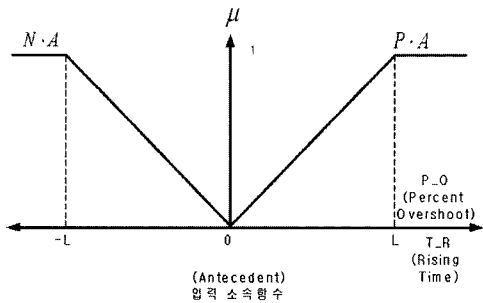


그림 13. 자기 동조 제어 알고리즘 퍼지 입력 소속 함수.
Fig. 13. Input membership function of self-tuning control algorithm.

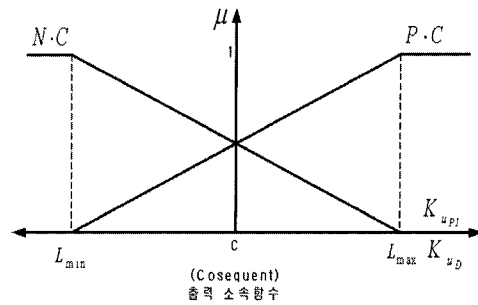


그림 14. 자기 동조 제어 알고리즘 퍼지 출력 소속 함수
Fig. 14. output membership function of self-tuning control algorithm.

3.2.3 퍼지규칙(Fuzzy control rules), 비퍼지화(Defuzzification)

제어기 이득 계수 조정에 대한 퍼지 제어규칙은 다음의 규칙 (R1) ~ (R3)와 같다. 3개의 제어규칙을 사용하였으며, 오버슈트의 경우 응답이 목표 설정값에 미치지 못하는 경우도 고려하여 Positive와 Negative의 두가지 경우에 대해 2개의 제어규칙이 사용된다. 상승시간의 경우는 시간의 함수이므로 Positive인 경우만 고려하여 1개의 제어규칙이 사용된다.

- (R1) IF $P \cdot O$ is $N \cdot A$, THEN K_{uD} is $P \cdot C$
- (R2) IF $P \cdot O$ is $P \cdot A$, THEN K_{uD} is $N \cdot C$
- (R3) IF $T \cdot R$ is $P \cdot A$, THEN K_{uPI} is $P \cdot C$

출력변수에 관한 소속함수는 간단한 2개의 단조증가 선형 함수를 사용한다. 출력의 소속함수는 그림 14와 같고 단조증가 선형함수의 식(51)과 같다. 식(51)의 역함수(Inverse function)는 식(52)와 같다.

$$PC(\mu) = \frac{(K_{uPI} \text{ or } K_{uD}) - L_{\min}}{L_{\max} - L_{\min}}$$

$$NC(\mu) = \frac{-(K_{uD}) + L_{\max}}{L_{\max} - L_{\min}} \tag{51}$$

$$PC^{-1}(K_{uPI} \text{ or } K_{uD}) = \mu \times (L_{\max} - L_{\min}) + L_{\min}$$

$$NC^{-1}(K_{uD}) = \mu \times (L_{\min} - L_{\max}) + L_{\max} \tag{52}$$

식(49)와 식(50)을 통해 결정된 소속의 정도는 식(52)의 역함수 식을 통해 제어기 이득 계수의 값으로 결정된다. 조정된 제어 이득 조절계수는 식(53)과 같이 적용된다.

$$u_{PID}(nT) = u_{PI}(nT - T) + K_{uPI} \Delta u_{PI}(nT) + u_D(nT - T) - K_{uD} \Delta u_D(nT) \tag{53}$$

디지털 퍼지 PI+D제어기에서 계산된 PI제어 알고리즘과 D제어 알고리즘의 제어 증분량과 함께 계산되어 최종적으로 제어기 전체의 제어량으로 계산된다.

4. 모의 실험 및 고찰

제안된 설계변수 L 과 제어기 이득 자기동조 제어기의 성능을 고찰하기 위하여 D.Misir 등[4]이 사용한 플랜트에 대해 모의 실험하였다. 선형 및 비선형의 5가지 플랜트에 적용

하였고 설계변수는 $PI+D$ 제어기의 각각의 제어입력 신호 ($e_p, e_d, y_d, \Delta y$) 들에 대해 4가지로 나누어 적용한다. 설계변수 L 을 error구간에 따라 가우시안 함수를 사용하여 각각 적용한 후 제어입력을 능동적으로 생성하게 된다. 이는 설계변수 L 값이 제어입력 증분이 영향을 주어 상승시간과 오버슈트에 큰 변화를 주기 때문에 그 영향을 최소화하기 위함이다. 따라서 설계변수(design variable) L 값은 4개로 나누어 각각 가우시안 함수에 의해 동조된 값을 적용하고, 제어기 이득 자기동조를 알아보았다. 여기서 주의할 점은 제어기 이득 계인이 너무 크게 변화하면 자기동조 알고리즘이 제어규칙을 올바르게 갱신하지 못할뿐더러 불안정하게 될 위험이 있다. 따라서 기존의 방법보다 더 좋은 성능 개선을 위해 제어기 이득값이 작게 변화하도록 이득 자기동조 제어기를 설계하였다. 또한, 모든 입력변수도 동일하거나 비슷한 값을 적용하는 것을 원칙으로 하였다. 이는 플랜트마다 다른 변수들의 영향을 최소화하여 설계변수 L 과 제어기의 이득 동조만으로 얼마나 성능 개선이 되는지를 알아보기 위함이다. 즉, 설계변수 L 과 제어기의 이득 동조를 통해 개선된 응답 특성의 원인이 다른 매개변수 값들의 조정을 통해 이루어진 것이 아님을 알아보기 위함이다. 그러나 제어성능이 아주 좋지 못한 경우에는 시행착오법으로 구한 값을 사용한다. 모든 플랜트에 대해 샘플링 시간 $T=0.01$ 로 동일하게 적용하였다.

4.1 선형 플랜트

전달함수가 $H(s) = \frac{1}{s+1}$ 인 안정한 1차 선형 플랜트인 경우, 초기 설정 매개변수의 값이 표1과 같을 때 출력 특성, 제어기 이득 K_{uPI}, K_{uD} 의 변화, 설계변수 L_{ep}, L_{ev} 의 변화, 설계변수 $L_{\Delta y}, L_{yd}$ 의 변화는 각각 그림 15~그림 18과 같다.

표 1. 1차 선형 플랜트 초기 설정 매개변수.

Table 1. Initial values of parameters for the 1st order linear plant.

$T = 0.01$	$K = 1.0$	$K_p^c = 1.0$
$K_d^c = 1.0$	$K_i^c = 1.0$	$L_{uPI} = 0.01$
$K_{uD} = 0.001$	$L_{ei} = 300$	$L_{ev} = 270$
$L_{\Delta y} = 300$	$L_{yc} = 300$	

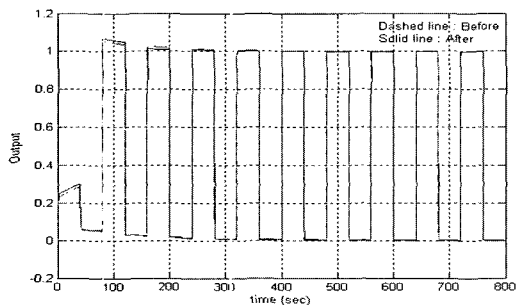


그림 15. 1차 선형플랜트의 응답.

Fig. 15. Response for the 1st order linear plant.

초기 매개변수 설정 값은 설계변수와 제어 이득 계수를 제외한 다른 변수들의 영향을 최소화하고, 다른 플랜트에서 동일하거나 비슷하게 적용하기 위해 1.0으로 주었다. 초기값에

의한 플랜트 출력은 기준 목표 설정 값에 못미치지만 설계변수와 플랜트의 출력 성능 검사를 통해 자기 동조함으로써 오버슈트와 상승시간이 개선되었다. 기존 논문에서는 큰 제어 이득 계수와 상승시간이 충분히 개선된 이후에도 제어 이득 계수(K_{uPI})가 자기 동조되는 반면, 제안된 논문에서는 작은 제어 이득 계수와 개선된 후에는 상승시간에 대한 제어 이득 계수(K_{uD})는 고정되고, 오버슈트에 대한 제어 이득 계수(K_{uD})의 미세 동조와 설계변수 L 의 동조만으로 충분히 개선된 결과를 얻을 수 있음을 알 수 있다.

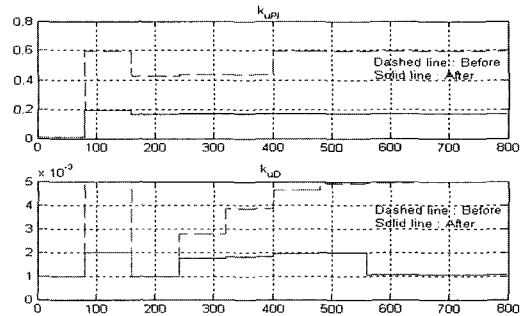


그림 16. 1차 선형플랜트 제어기 이득(K_{uPI}, K_{uD})변화.

Fig. 16. Variations of controller gains(K_{uPI}, K_{uD}) for the 1st order linear plant.

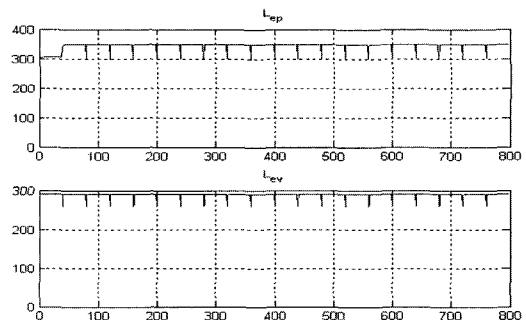


그림 17. 1차 선형플랜트의 설계변수(L_{ep}, L_{ev})변화.

Fig. 17. Variations of design variables(L_{ep}, L_{ev}) for the 1st order linear plant.

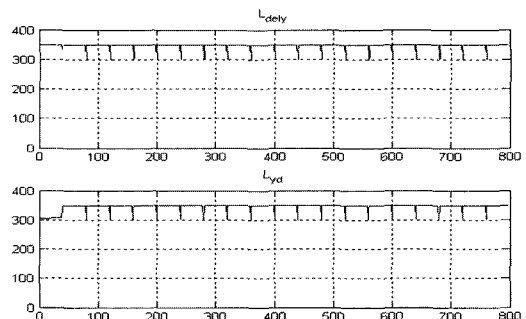


그림 18. 1차 선형플랜트의 설계변수($L_{\Delta y}, L_{yd}$) 변화.

Fig. 18. Variations of design variables($L_{\Delta y}, L_{yd}$) for the 1st order linear plant.

두 번째로 전달함수가 $H(s) = \frac{2}{s^2 + 4s + 3}$ 인 안정한 2차 선형 플랜트인 경우, 초기 설정 매개변수의 값이 표2와 같을 때 출력 특성은 그림 19와 같다. 이 때, 제어기 이득 K_{uPI} , K_{uD} 의 변화는 그림 20과 같고, 설계변수 L_{ep} , L_{ev} 의 변화는 그림 21과 같고, 설계변수 $L_{\Delta y}$, L_{yd} 의 변화는 그림 22와 같다.

표2. 2차 선형플랜트의 초기 설정 매개변수.

Table 2. Initial values of parameters for the 2nd order linear plant.

$T = 0.01$	$K = 1.0$	$K_p^c = 0.7$
$K_d^c = 1.0$	$K_i^c = 4.6$	$L_{uPI} = 0.13$
$K_{uD} = 0.015$	$L_{ep} = 10$	$L_{ev} = 270$
$L_{\Delta y} = 10$	$L_{yd} = 10$	

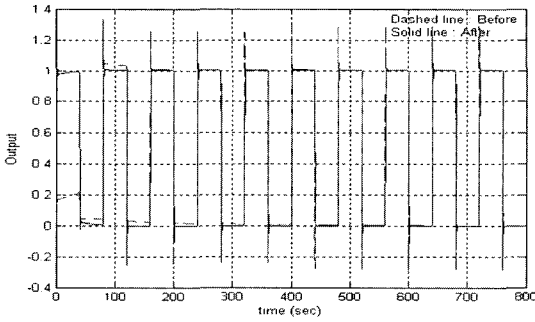


그림 19. 2차 선형플랜트의 응답.

Fig. 19. Response for the 2nd order linear plant.

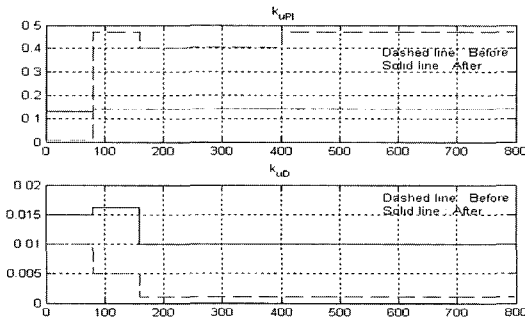


그림 20. 2차 선형플랜트 제어기 이득(K_{uPI} , K_{uD}) 변화.

Fig. 20. Variations of controller gains(K_{uPI} , K_{uD}) for the 2nd order linear plant.

제어성능이 좋지 못해서 다른 플랜트들과 동일한 변수를 적용하지 않고 시행착오적으로 구한 값을 사용하였다. 초기 값에 의한 플랜트 출력은 기준 목표 설정 값에 못미치지만 설계변수와 플랜트의 출력 성능 검사를 통해 자기 동조함으로써 빠른 응답속도를 보이고 있다. 하지만, 그것으로 인한 오버슈트의 개선이 충분히 이루어지지 않았다. 기존 논문에서는 큰 제어 이득 계수와 상승시간에 대한 충분히 개선된 이후에도 제어 이득 계수(K_{uPI})가 자기 동조되는 반면, 제안된 논문에서는 작은 제어 이득 계수와 개선된 후에는 상승시

간에 대한 제어 이득 계수(K_{uPI})는 고정되고, 오버슈트에 대한 제어 이득 계수(K_{uD})의 미세 동조와 설계변수 L 에 동조만으로 충분히 개선된 결과를 얻을 수 있다.

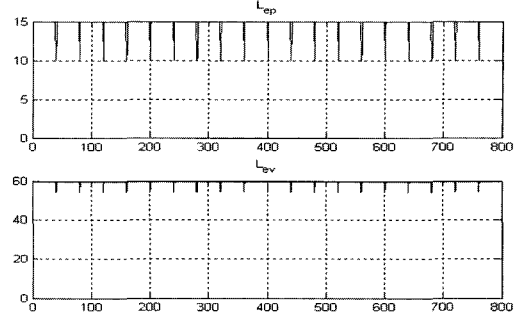


그림 21. 2차 선형플랜트의 설계변수(L_{ep} , L_{ev}) 변화.

Fig. 21. Variations of design variables(L_{ep} , L_{ev}) for the 2nd order linear plant.

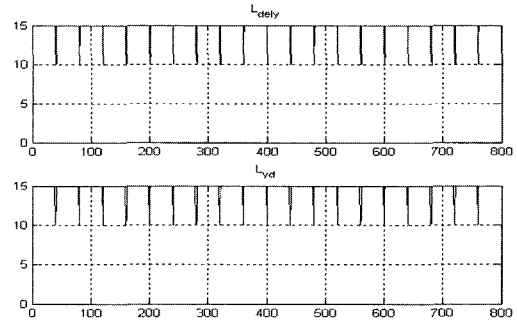


그림 22. 2차 선형플랜트의 설계변수($L_{\Delta y}$, L_{yd}) 변화.

Fig. 22. Variations of design variables($L_{\Delta y}$, L_{yd}) for the 2nd order linear plant.

세 번째로 전달함수가 $H(s) = \frac{1}{s(s+1)}$ 인 안정한 2차 선형 플랜트인 경우, 초기 설정 매개변수의 값이 표3과 같을 때 출력 특성은 그림 23과 같다. 제어기 이득 K_{uPI} , K_{uD} 의 변화는 그림 24와 같고, 설계변수 L_{ep} , L_{ev} 의 변화는 그림 25와 같고, 설계변수 $L_{\Delta y}$, L_{yd} 의 변화는 그림 26과 같다.

표 3. 2차 선형플랜트의 초기 설정 매개변수

Table 3. Initial values of parameters for the 2nd order linear plant.

$T = 0.01$	$K = 1.0$	$K_p^c = 1.0$
$K_d^c = 1.0$	$K_i^c = 1.0$	$L_{uPI} = 0.01$
$K_{uD} = 0.001$	$L_{ep} = 10$	$L_{ev} = 50$
$L_{\Delta y} = 10$	$L_{yd} = 10$	

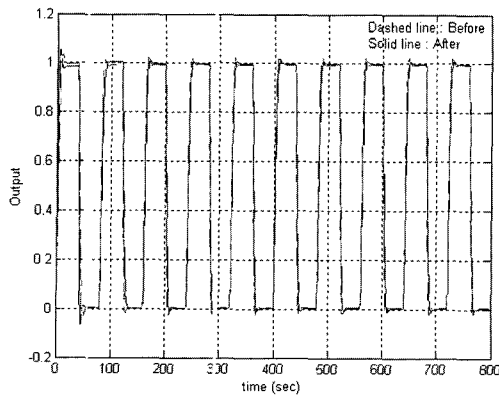


그림 23. 2차 선형 플랜트의 응답.
Fig. 23. Response for the 2nd order linear plant.

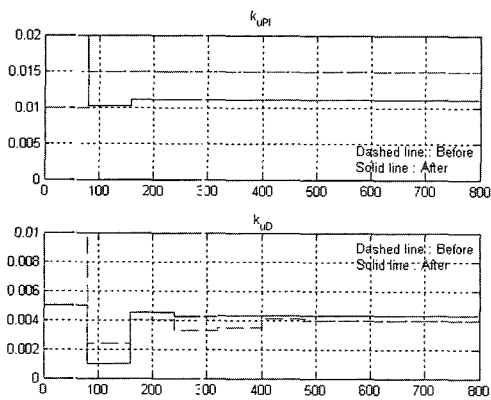


그림 24. 2차 선형플랜트 제어기 이득(K_{uPI}, K_{uD})변화.
Fig. 24. Variations of controller gains(K_{uPI}, K_{uD}) for the 2nd order linear plant.

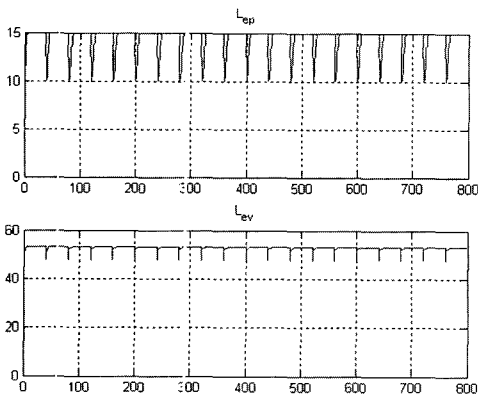


그림 25. 2차 선형플랜트의 설계변수(L_{ep}, L_{ev})변화.
Fig. 25. Variations of design variables(L_{ep}, L_{ev}) for the 2nd order linear plant.

초기값에 의한 플랜트 출력은 기준 목표 설정 값을 넘었지만 설계변수와 플랜트의 출력 성능 검사를 통해 자기 동조함으로써 빠른 응답속도를 보이고 있다. 하지만, 그것으로 인한 오버슈트의 개선이 충분히 이루어지지 않았다. 기존 논문에서는 큰 제어 이득 계수와 초기 매개변수의 값들은 시행착

오적으로 구한 값으로 자기 동조되는 반면, 제안된 논문에서는 작은 제어 이득 계수와 초기 매개변수 값들은 동일하게 적용하였다. 개선된 후에는 상승시간에 대한 제어 이득 계수(K_{uPI})는 고정되고, 오버슈트에 대한 제어 이득 계수(K_{uD})의 미세 동조와 설계변수 L 의 동조만으로 충분히 개선된 결과를 얻을 수 있음을 알 수 있다.

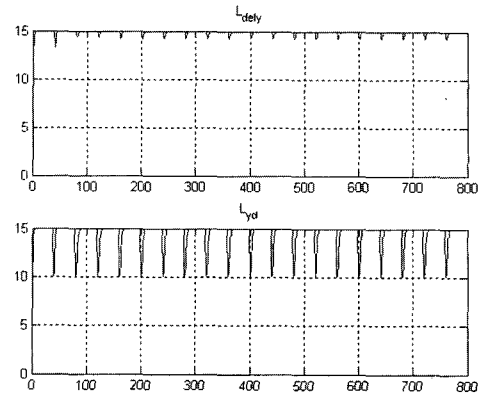


그림 26. 2차 선형플랜트의 설계변수($L_{\Delta y}, L_{yd}$) 변화.
Fig. 26. Variations of design variables($L_{\Delta y}, L_{yd}$) for the 2nd order linear plant.

4.2 비선형 플랜트

제어대상이 비선형인 경우에 대하여 살펴보자. 첫 번째로 제어대상이 $y'(t) = 0.0001 \times |y(t)| + u_{PID}(t)$ 인 1차 비선형 플랜트인 경우, 초기 설정 매개변수의 값이 표4와 같을 때 출력 특성은 그림 27과 같다. 이때 제어기 이득 K_{uPI}, K_{uD} 의 변화는 그림 28과 같고, 설계변수 L_{ep}, L_{ev} 의 변화는 그림 29와 같고, 설계변수 $L_{\Delta y}, L_{yd}$ 의 변화는 그림 30과 같다.

표 4. 비선형 플랜트의 초기 설정 매개변수.
Table 4. Initial values of parameters for the nonlinear plant.

$T = 0.01$	$K = 1.0$	$K_p^c = 1.0$
$K_d^c = 1.0$	$K_i^c = 1.0$	$L_{uPI} = 0.01$
$K_{uD} = 0.01$	$L_{ep} = 10$	$L_{ev} = 50$
$L_{\Delta y} = 10$	$L_{yd} = 10$	

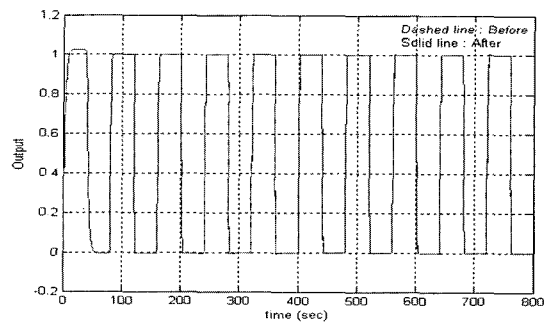


그림 27. 비선형플랜트의 응답.
Fig. 27. Response for the nonlinear plant.

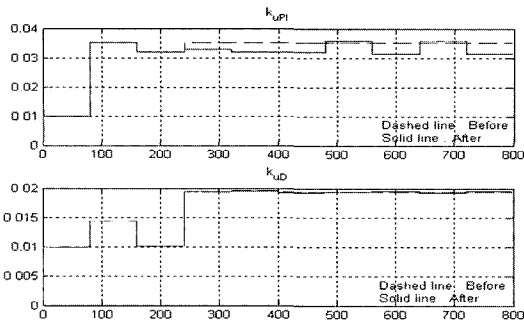


그림 28. 비선형플랜트 제어기 이득(K_{uPI}, K_{uD})변화.
Fig. 28. Variations of controller gains(K_{uPI}, K_{uD}) for the nonlinear plant.

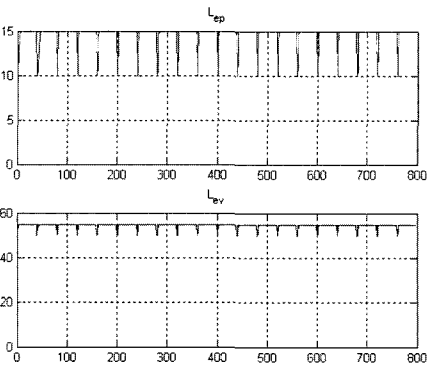


그림 29. 비선형플랜트의 설계변수(L_{ep}, L_{ev})변화.
Fig. 29. Variations of design variables(L_{ep}, L_{ev}) for the nonlinear plant.

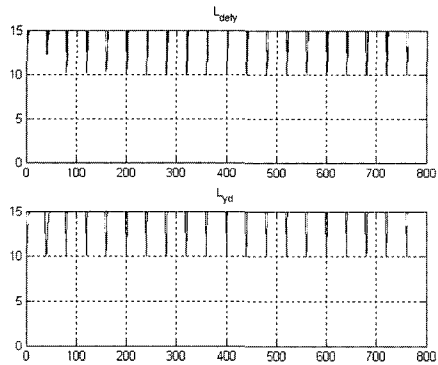


그림 30. 비선형플랜트의 설계변수($L_{\Delta y}, L_{yd}$)변화.
Fig. 30. Variations of design variables($L_{\Delta y}, L_{yd}$) for the nonlinear plant.

초기값에 의한 플랜트 출력은 기준 목표 설정 값에 넘었지만 설계변수와 플랜트의 출력 성능 검사를 통해 자기 동조함으로써 오버슈트와 상승시간이 개선되었다. 기존 논문과 거의 동일한 성능을 나타내고 있음을 알 수 있다.

두번째로 제어대상이 $y'(t) = y(t) + \sqrt{y(t)} + u_{PID}(t)$ 인 2차 비선형 플랜트인 경우, 초기 설정 매개변수의 값이 표5와 같을 때 출력 특성은 그림 31과 같다. 이때 제어기 이득

K_{uPI}, K_{uD} 의 변화는 그림 32와 같고, 설계변수 L_{ep}, L_{ev} 의 변화는 그림 33과 같고, 설계변수 $L_{\Delta y}, L_{yd}$ 의 변화는 그림 34와 같다.

표 5. 2차 비선형 플랜트의 초기 설정 매개변수.
Table 5. Initial values of parameters for the 2nd order nonlinear plant.

$T = 0.01$	$K = 1.0$	$K_{\beta}^c = 1.0$
$K_d^c = 0.1$	$K_i^c = 3.05$	$L_{uPI} = 0.11$
$K_{uD} = 0.01$	$L_{ep} = 15$	$L_{ev} = 17$
$L_{\Delta y} = 15$	$L_{yd} = 15$	

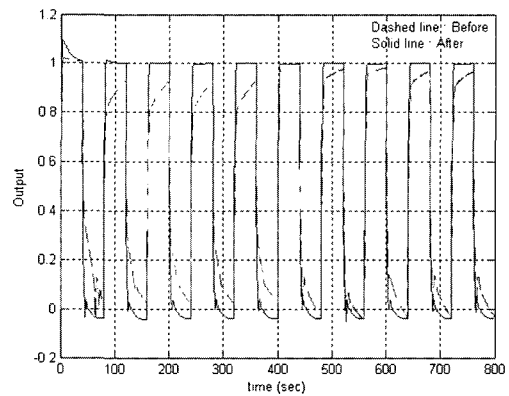


그림 31. 2차 비선형플랜트의 응답.
Fig. 31. Response for the 2nd order nonlinear plant.

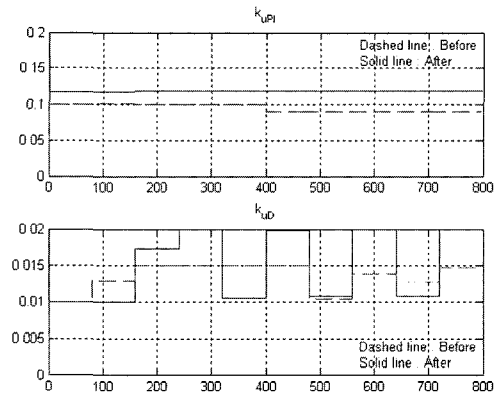


그림 32. 2차 비선형플랜트의 제어기 이득(K_{uPI}, K_{uD})변화.
Fig. 32. Variations of controller gains(K_{uPI}, K_{uD}) for the 2nd order nonlinear plant.

비선형 플랜트에서는 제어성능이 좋지 못해서 다른 플랜트들과 동일한 변수를 적용하지 않고 시행착오적으로 구한 값을 사용하였다. 초기값에 의한 플랜트 출력은 기준 목표 설정 값에 넘었지만 설계변수와 플랜트의 출력 성능 검사를 통해 자기 동조함으로써 오버슈트와 상승시간이 개선되었다. 기존 논문에서는 개선이 충분히 이루어지지 않았지만, 제안된 논문에서는 개선된 후에는 상승시간에 대한 제어 이득 계수(K_{uPI})는 고정되고, 오버슈트에 대한 제어 이득 계수(K_{uD})

의 미세 동조와 설계변수 L 의 동조만으로 충분히 개선된 결과를 얻을 수 있다.

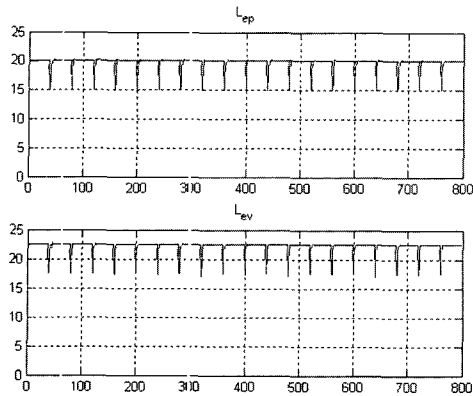


그림 33. 2차 비선형플랜트의 설계변수(L_{ep}, L_{ev}) 변화.
Fig. 33. Variations of design variables(L_{ep}, L_{ev}) for the 2nd order nonlinear plant.

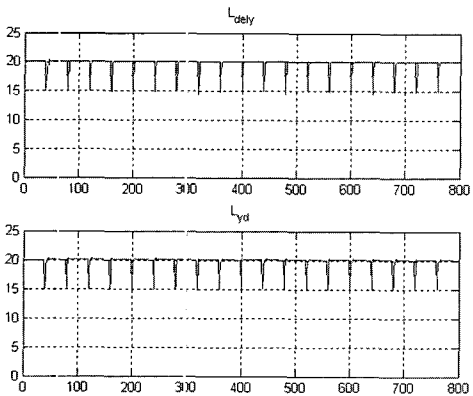


그림 32. 2차 비선형플랜트의 설계변수($L_{\Delta y}, L_{\gamma d}$) 변화.
Fig. 32. Variations of design variables($L_{\Delta y}, L_{\gamma d}$) for the 2nd order nonlinear plant.

5. 결 론

본 연구에서는 설계변수(Design variables) L 과 제어기 이득(Controller Gains) $K_{u,PI}$, $K_{u,D}$ 의 자기동조 기능을 가진 디지털 퍼지 PI+D제어기를 제안하였다. 제안된 방법은 다른 입력변수들의 영향에 상관없이 비교적 빠른 시간 안에 우수한 제어 성능을 얻을 수 있도록 설계변수 L 과 제어기 이득 계수가 동조 되었다. 도차 값에 따라 설계변수 L 을 동조 시켜 제어기의 성능을 개선하였고, 제어기 이득의 조정에서 플랜트의 특성에 맞추어 더욱 정밀하게 설계하여 상승시간(Rising-time)과 퍼센트 오버슈트(Percent-overshoot)를 조정함으로써 기존 방법보다 플랜트의 성능이 개선될 수 있음을 모의실험을 통해 확인하였다. 본 연구에서 설계변수 L 의 영향은 $K_{u,PI}$ 와 $K_{u,D}$ 에 비해 작지만 설계변수 L 의 계수 값을 찾는데 둔감함을 보여 입력변수의 증가에 따른 퍼지 규칙의 수가 증가하여도 쉽게 적용 가능하다. 따라서, 많은 변수들을 시행착오의 방법으로 찾아야 하는 기존의 방법들보다

설계변수와 제어기 이득을 자기 동조시킴으로써 쉽게 만족할 만한 제어성능 얻을 수 있고, 비선형 플랜트에서는 오버슈트가 작고 상승시간이 짧아지는 우수한 제어 성능을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] Z. Zhao, M. Tomizuka, and S. Isaka, "Fuzzy Gain Scheduling of PID controller", IEEE Trans. on Syst. Man, and Cybernetics, vol. 23, no. 5, pp 1392-1398, (1993)
- [2] C. Li and R. Priemer, "Self-learning General Purpose PID Controller", J. Franklin Inst. vol 334, B, no 2, pp. 167-189 (1997)
- [3] 이상태, 채창현, 류창렬, "간편 간접추론방법을 이용한 비선형 퍼지 PI+D제어기의 설계," 대한전기학회 논문지, 제G권, pp. 2839-2842, Jul. 19-21, 1999.
- [4] D. Misir, H. A. Malki, and G. Chen, "Design and Analysis of a Fuzzy Proportional-Integral-Derivative controller", Fuzzy Sets and Systems, vol 79, pp 297-314, (1996)
- [5] 이지홍, 채창현, 장점환, "퍼지 리셋기능을 갖는 PI형 퍼지 제어기", 대한전자공학회 논문지, 제30권, B편, 12호, 87-97, 1993
- [6] 전정수, "출력 이득 조절을 기반으로 하는 퍼지 PI+D 제어기의 자기동조 에 관한 연구", 금오공과대학교, 석사논문, 2003
- [7] A. Otsubo, K. Hayashi, S. Murakami, and M Maeda, "Fuzzy Hybrid Control Method Applying Simplified Indirect Inference Method", Fifth IEEE Int. Conf. on Fuzzy Systems, pp. 283-289, (1996)
- [8] 황준석, "SIIM 퍼지 제어기의 설계변수 자기동조에 관한 연구", 금오공과대학교, 석사논문, 2003
- [9] 권오국, 장욱, 주영훈, 박진배, " 초타원 가우시안 소속함수를 사용한 퍼지 추론 시스템의 하이브리드 자기동조 기법 ", 대한전기학회 하계 학술대회, pp. 379-382, 1997
- [10] A. Otsubo, K. Hayashi, S. Murakami, and M Maeda, "Fuzzy Hybrid Control Method Applying Simplified Indirect Inference Method", Fifth IEEE Int. Conf. on Fuzzy Systems, pp. 283-289, (1996)
- [11] 채석, 오영석, "퍼지이론과 제어", 청문각, 1995
- [12] 이지홍, 채석, "PI형 퍼지 제어기의 성능향상에 관한 연구", Annual Report of the KNIT, Vol. 13, 1992

저 자 소개



장철수(Cheol-Su Jang)

2002년 : 우송대 전자공학과 졸업.
2005년 : 금오공과대학교 대학원 전자제어
과 석사졸업.

관심분야 : 퍼지 이론, 신경회로망.

Phone : 016-518-5253

E-mail : jchulsu@naver.com



채 석(Seog Chae)

1978년 : 서울대 전자공학과 졸업.
1980년 : 한국과학기술원 전기및전자과
석사.
1990년 : 한국과학기술원 전기및전자과
박사.
1989년~현재 : 금오공과대학교 전자
공학부 교수.

관심분야 : 인공지능제어

Phone : 016-821-4262

E-mail : schae@kumoh.ac.kr

최정원(Jeong-Won Choi)

2003년 제 13권 2호 참조.



오영석(Young-Seok Oh)

1982년 : 서울대 전자공학과 졸업.
1984년 : 한국과학기술원 전기및전자과
석사.
1991년 : 한국과학기술원 전기및전자과
박사.
1989년~현재 : 금오공과대학교 전자공학
부 교수.

관심분야 : 영상처리, 반도체장비제어.

Phone : 011-815-9764

E-mail : oys@kumoh.ac.kr