

〈論 文〉

퍼지제어 셀을 이용한 퍼지논리제어기의 조직적인 설계방법

남세규* · 김종식** · 유완석***

(1991년 12월 16일 접수)

Systematic Design Method of Fuzzy Logic Controllers by Using Fuzzy Control Cell

Sae-Kyu Nam, Jong-Shik Kim and Wan-Suk Yoo

Key Words : Fuzzy Logic Controller(퍼지논리제어기), PID Control(PID 제어), DC-Servo Motor(직류서보모터), Fuzzy Control Cell(퍼지제어 셀)

Abstract

A systematic procedure to design fuzzy PID controllers is developed in this paper. The concept of local fuzzy control cell is proposed by introducing both an adequate global control rule and membership functions to simplify a fuzzy logic controller. Fuzzy decision is made by using algebraic product and parallel firing arithmetic mean, and a defuzzification strategy is adopted for improving the computational efficiency based on nonfuzzy micro-processor. A direct method, transforming the typical output of quasi-linear fuzzy operator to the digital compensator of PID form, is also proposed. Finally, the proposed algorithm is applied to an DC-servo motor. It is found that this algorithm is systematic and robust through computer simulations and implementation of controller using Intel 8097 micro-processor.

1. 서 론

퍼지논리⁽¹⁾를 이용한 정성적인 제어는 가전제품 분야에서 자동차⁽²⁾, 항공기⁽³⁾, 그리고 미사일⁽⁴⁾과 같이 빠른 동특성과 정밀한 응답특성이 요구되는 시스템에까지 응용범위가 확장되고 있으며, 퍼지칩(fuzzy-chip)의 개발로 실용성이 더욱 높아지고 있다⁽⁵⁾. 이와 함께 퍼지논리제어기(Fuzzy Logic Controller : FLC)의 설계방법도 자가조정(self-tuning)이나 예견제어⁽⁶⁾처럼 수학적 제어방법에서 아이디어를 따오거나 신경망회로와 결합⁽⁷⁾을 시도하는 등 많은 진전이 있었으나, 퍼지논리의 골격인 추론방법

은 대부분의 연구에서 Mamdani의 max-min 합성 중심법⁽⁸⁾의 범주를 벗어나지 않고 있다. 그리하여 이 추론법 고유의 비선형성 때문에 간단한 시스템의 FLC조차도 조직적으로 설계를 하는 것이 어려운 실정이다. 또한, 추론과정의 선형화⁽⁹⁾를 통한 조직적인 설계에 대한 접근도 퍼지연산과정 전반을 다루지는 못하였다. 한편, FLC는 분할된 정보공간에 대한 if-then형식의 규칙들을 종합하여 제어값을 추론하는 병렬제어 형식이므로 퍼지칩이 아닌 상용화된 마이크로 프로세서를 이용하여 FLC를 구현하려면 많은 계산량이 문제가 된다. 계산량을 줄이기 위하여 퍼지규칙을 정량화한 탐색표(lookup table)를 이용⁽¹¹⁾하면 정상상태에서 편차(off-set)가 발생하는 경우가 있었고, 퍼지집합의 영역 확장으로 규칙의 수를 축약하는 방법⁽¹²⁾에서는 규칙수정이 곤란한 단점이 있었다.

*정회원, 국방과학연구소

**정회원, 부산대학교 기계설계학과, 기계기술연구소

***정회원, 부산대학교 생산기계공학과, 기계기술연구소

본 연구에서는 이러한 문제의 해결책으로 국부적인 퍼지제어 셀 (fuzzy control cell : cell)을 도입하여 계산량 감소를 달성하고, 추론과정을 선형근사화한 조직적인 설계를 통하여 선형제어이론을 FLC의 실용적인 면에 접목하고자 한다. 이를 위하여, 확률밀도함수 형태의 멤버쉽함수 (membership function)와 선형화된 제어공간이 얻어지도록 전반적인 제어방책을 결정한 다음, 주어진 상태에 가장 지배적 (dominant)인 규칙을 갖는 몇 개의 대표점을 찾아서 그 점들로 구성된 퍼지제어 셀을 생성하고, 퍼지연산을 생성된 셀에서만 수행하여 알고리즘과 계산을 단순화 시킨다. 평가기준을 공평함에 두어서 조건부연결어 'AND'에 T-norm인 대수곱을 적용하여 적합도⁽¹³⁾를 취하고, 규칙들의 작용이 병렬 발화라는 관점으로 규칙연결어 'ALSO'는 'AND'의 공액인 'OR'에 해당되는 대수합연산⁽¹⁴⁾ 대신에 확률측도와 유사한 산술평균을 적용하여 퍼지추론을 한다. 그리고, 각각의 제어규칙에 대하여 퍼지추론한 결과와 그것의 평균중심을 곱하여 통합한 후, 무게중심법으로 역퍼지화하여 일반화된 제어값을 얻는다. 이 값을 PID제어기를 이용하여 구현한 디지털 보상기를 통과시켜 시스템에 적합한 제어를 얻는 조직적인 방법을 제안한다.

공력으로 인하여 강한 외란을 받는 비행체 날개의 정밀한 위치제어를 위하여, 제안된 방법에 따라 조직적으로 설계한 직구동형 직류서보모터의 FLC를 상용화된 마이크로프로세서 상에서 구현하고, 전산시뮬레이션 (computer simulation)과 구현된 디지털 제어시스템의 실험을 통하여 퍼지제어 셀을 이용한 퍼지논리제어기의 적용가능성을 입증한다.

2. 퍼지제어 셀 생성

퍼지논리제어기는 Fig. 1과 같이 구성된 비선형 이산제어기 (nonlinear discrete controller)이다.

퍼지화는 측정변수의 crisp값을 '개념적인' fuzzy singleton으로 바꾸는 것과 퍼지연산자 (fuzzy operator)의 선형화에 적합한 자료 지식기반을 선정하는 것이다. 이 과정에서 제어공간의 사전지식인 측정한계와 제어입력의 포화한계를 고려하여 제어가능범위를 정하고, 일정한 축척 (scaling factor)으로 단위공간에 정규화한다. k번째 샘플링 시각의 목표값과 출력값의 crisp한 오차 $e^*(k)$ 와 오차의 변화량 $ec^*(k)$ 를 퍼지연산자의 입력변수로 하고 일

반화된 제어입력 $u^*(k)$ 를 출력변수로 하여 식 (1)의 입출력 관계식이 만족되는 카티지안 직곱 (cartesian product) 형의 단위제어공간을 구성한다.

$$u^*(k) = F^{-1}\{F[e^*(k)/e_{max}, ec^*(k)/ec_{max}]\} \quad (1)$$

여기서 $e^*(k)$ 와 $ec^*(k)$ 를 언어변수의 제어가능 최대값인 e_{max} 와 ec_{max} 로 단위제어공간에 축척하여 $e(k)$ 와 $ec(k)$ 로 수치화한다. 즉, 식 (1)은 추론합성연산 $F[e, ec]$ 과 역퍼지화연산 $F^{-1}\{F[e, ec]\}$ 으로 $u^*(k)$ 를 얻는 퍼지연산자이다. 물론, 설정영역 밖의 상태도 제어가능범위로 투사하여 규칙의 범위를 식 (2)와 식 (3)으로 확장하면 규칙의 전환 과정에서 발생하는 떨림이 방지된다.

$$e = e/abs(e) \quad \{if \ abs(e) > 1\} \quad (2)$$

$$ec = ec/abs(ec) \quad \{if \ abs(ec) > 1\} \quad (3)$$

Fig. 2에서 A점은 제어가능영역 내에서, B점은 한 변수가 영역 밖에서, C점은 두변수가 영역 밖에서, 정규화된 위상평면으로 사상(mapping)되는 것을 알 수 있고, 격자상의 언어변수는 제어값의 표시이다.

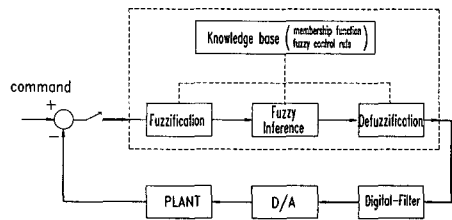


Fig. 1 Basic structure of fuzzy logic controller

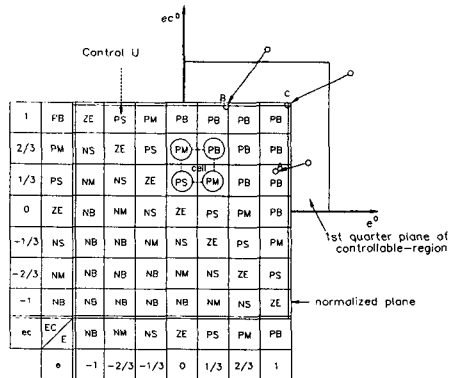


Fig. 2 Mapping of phase plane

전체공간의 이름표(label)의 양자화(quantization)를 많이 하면 정밀도는 좋아지나 계산량이 많아지는 것과 마찬가지로, max-min 합성중심법의 계산을 위하여 멤버십함수의 이산화(discretization)를 정밀하게 하면 계산량이 증가된다. 그러므로, Fig. 3과 같이 정규화된 전체공간에 등간격으로 배치된 f번째 멤버십함수의 중심 μ_f 와 분산도 σ_f 로 나타나는 식(4)의 정규분포 확률밀도함수 형태의 멤버십함수를 사용하면 언어변수의 의미변화를 쉽게 표현할 수 있고⁽¹⁵⁾, 계산량도 줄일 수 있다.

$$\mu_f(e) = \text{EXP} \left\{ \frac{-(e - \mu_f)^2}{2\sigma_f^2} \right\} \quad (4)$$

추론에 필요한 자료 지식기반의 완벽성(completeness)을 고려하여 임의상태에서 확신정도가 0.5보다 큰 지배적인 규칙(dominant rule)이 항상 존재하도록, 「함수의 교차점에서 멤버십함수 값이 0.5이면 좋다⁽¹⁴⁾」는 실용적 법칙에 적합하게 분산 σ_f 를 구한다. 이 연구에서는 식(5)와 같이 ‘음으로 크다’부터 ‘양으로 크다’까지의 7개의 언어집합으로 양자화된 Fig. 2와 같은 위상평면의 언어변수를

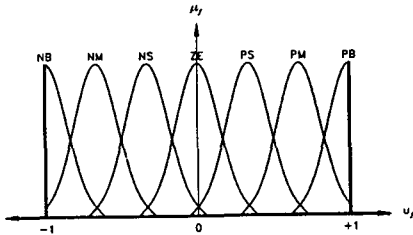


Fig. 3 Membership function of fuzzy sets

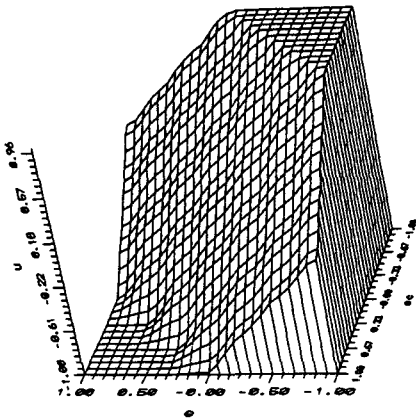


Fig. 4 Surface of fuzzy control rule

Fig. 3의 멤버십함수로 정의한다.

$$T = \{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\} \quad (5)$$

한편, 2입력/1출력 시스템에서 언어변수(e, ec, u)로 구성된 단위제어공간상의 퍼지변수 대표점에서의 제어규칙은 식(6)과 같은 형태로 표현된다.

$$\text{If } e \text{ is } A \text{ and } ec \text{ is } B, \text{ then } u \text{ is } C \quad (6)$$

여기서 A, B, C 인 언어변수는 식(5)의 퍼지집합 $\{PB, PM, \dots\}$ 을 뜻한다.

이러한 지식기반을 바탕으로 하여서 퍼지추론으로 상태(e, ec)에 대응하는 u 를 찾을 때, 직면하는 문제가 「규칙을 어떻게 만들까?」이다. 여기에서는 수학적 제어이론을 이용하기 위하여, 양자화된 대표점의 e 와 ec 가 u 에 동등하게 기여하도록 대표점의 u 를 식(7)처럼 정하고 단위제어공간에 포화시켜 식(6)과 같은 제어규칙을 만든다. 이때, e, ec, u 의 언어변수 값은 Fig. 3에서 보는바와 같이 $\{PB, PM, \dots\}$ 에 대응되는 수값 $\{1, 2/3, \dots, -1\}$ 이 된다.

$$u = e + ec \quad (u = \text{sign}(u), \text{ if } |u| > 1) \quad (7)$$

식(7)은 전반적인 제어규칙으로, 단위제어공간에서 식(8)의 가격함수 J 를 최적화하는 e 와 ec 로 이루어진 제어값 u 를 결정한다. Fig. 4에서 기하학적으로 설명하면, u 는 제어평면 경사도(gradient)의 직강하방향 경로에서 위상평면의 원점과 가장 가까운 곳으로 상태를 투영(projection)한 것이다.

$$(e, ec) = \text{Min } J (= u^T u) \quad (8)$$

그리고 전체공간의 양자화수를 N 개로 하면 N^2 개의 규칙이 필요하므로, 영역에 공백을 두어서 규칙의 수를 줄이더라도 보통 20~30개 이상이 된다. 본 연구에서는 FLC의 모든 규칙을 한꺼번에 퍼지추론하는 대신에, 주어진 상태를 둘러싼 사각형의 모서리를 대표점으로 정하여 주어진 상태에 가장 지배적인 규칙(dominant rule)만으로 퍼지추론을 하고자 하는 퍼지제어 셀의 개념을 도입하여 규칙의 수를 감소하는 방법을 제안한다. 이 방법은 선형제어시스템의 극점배치 설계시 지배적인 극점 몇 개만이 필요한 것과 유사한 일면이 있다. N 개의 등간격으로 나눈 위상평면의 부분영역을 하나의 셀(cell)로 간주하여, 셀의 모서리 점과 그 점의 제어규칙으로 이루어진 제어공간을 퍼지제어 셀이라고 정의하고 식(9)와 같은 카티지안 직곱 형식으로

표현한다.

$$\text{Cell} = [e_i, e_{i+1}] \times [ec_j, ec_{j+1}] \times [u_k] \quad (9)$$

여기서 주어진 상태의 대표점은 아래 식(10)과 (11)으로 표현되는 4개의 언어변수의 짝 $[e_i, ec_j]$, $[e_i, ec_{j+1}]$, $[e_{i+1}, ec_j]$, $[e_{i+1}, ec_{j+1}]$ 이다.

$$e_i(k) < e^0(k) < e_{i+1}(k) \quad (10)$$

$$ec_i(k) < ec^0(k) < ec_{i+1}(k) \quad (11)$$

e 측에서 대표점을 찾는 방법은 양자화 간격을 tc , 나머지를 MOD함수로 표현하면 식(12)와 식(13)과 같다. 이 때 $d1$ 과 $d2$ 는 멤버쉽함수인 식(4)의 지수의 분모의 계산에 사용된다.

$$e_i(k) = e^0(k) - d1 \quad (\text{where } d1 = \text{MOD}(e, tc)) \quad (12)$$

$$ec_i(k) = ec^0(k) + d2 \quad (\text{where } d2 = \text{SIGN}(d1) * (tc - \text{abs}(d1))) \quad (13)$$

Fig.2에서 4개의 대표점으로 구성된 퍼지제어 셀에서 멤버쉽함수를 Fig. 3과 같이 선정하여 주어진 셀의 바깥영역에서 멤버쉽함수의 값이 무시할 수 있을 만큼 작게 잡으면 추론을 전체영역이 아닌 셀에서만 수행하여도 일반성이 유지되고, 추론의 계산량은 감소된다. 그러므로, 퍼지제어 셀 개념은 퍼지칩과 같은 하드웨어적인 방법에 의존하지 않고도 상용화된 마이크로 프로세서에서 주파수 대역폭(band width)이 큰 제어 시스템의 FLC의 구현을 가능하게 하는 소프트웨어적인 방법이 될 수 있다.

퍼지추론은 주어진 입력에 대하여 지식기반에서 생성된 국부적인 퍼지제어 셀의 규칙의 기여정도를 보간(interpolation)하여 출력을 결정하는 것으로, 식(1)과 같이 기술된다. 퍼지추론에 널리 쓰이는 'min-max-cg' 방법은 가능성측도(measure)와 필요성측도를 이용하여 '덜 나쁜 것 중에서 좋은 것을 택하겠다.'는 순서에 대한 차등성을 기준으로 하는 평가이므로, 보간결과는 비선형적⁽¹⁵⁾이어서 계산량 감소와 조직적인 FLC설계에는 적합하지 않다. 이에, 퍼지제어 셀의 지식기반을 식(14)와 같은 형태의 퍼지규칙으로 기술하고 이것에 대한 퍼지연산의 선형근사화를 설명한다

$$\text{ALSO} \left\{ \text{IF } \bigwedge_{m=1}^2 (e_m \text{ is } A_m^i) \right. \\ \left. \text{THEN } (u \text{ is } C^i) \right\} \quad (14)$$

여기서 상첨자 i 는 퍼지제어 셀을 이루는 4개의 국부규칙의 번호이고, e_m 은 m 개의 입력, u 는 출력의 언어변수이고, A 와 C 는 퍼지집합이다. 이러한 퍼지규칙은 주어진 상태에 적합한 IF문장의 조건을 만나면 THEN문장에 따라 실행이 되는데, 이를 규칙이 발화(fire)되었다고 한다. 만약 추론의 선형화에 편리하도록 평가기준을 공평성에 두면, 발화된 조건문의 적합도를 정하는 AND결합은 대수곱(algebraic product)으로 연산하고 THEN연결에서는 적합도를 결론부 C^i 에 곱하여 가중된 퍼지집합을 결론으로 얻을 수 있다. 이 경우 퍼지제어는 여러 규칙들이 한꺼번에 발화되는 병렬발화가 일어나므로, 가중된 퍼지집합인 결론부의 통합은 두가지 규칙씩 순차적으로 결합하는 OR보다는 모든 규칙을 한꺼번에 결합한다는 의미에서 ALSO가 타당하다. 그러므로, 가능성측도와 필요성측도의 중간 역할을 하면서 공평성을 평가기준으로 하는 확률측도(probability measure)를 퍼지값에 적합하게 수정한 정규화된 산술평균을 ALSO결합에 적용한다⁽¹⁷⁾. 이러한 방법으로 주어진 전제인 crisp한 입력인 e^0 와 ec^0 에 대한 퍼지제어 셀의 추론합성은 다음과 같이 기술된다.

$$\mu_c(u) = \text{NORMALIZE}$$

$$\left[\sum_{k=1}^4 \{ \mu_{A_i^k}(e^0) * \mu_{B_i^k}(ec^0) \} * c_{ij}^k(u) \right] \\ = \left[\sum_{k=1}^4 \omega_{ij}^k * c_{ij}^k(u) \right] / \text{MAX} \left[\sum_{k=1}^4 \omega_{ij}^k * c_{ij}^k(u) \right] \quad (15)$$

여기서 $i=1, 2$ $j=1, 2$ 이고, $k(=i+j)$ 는 k 번째 규칙을 나타낸다. ω 는 적합도, c 는 결론부의 퍼지집합, $\mu_c(u)$ 는 결론부의 퍼지집합을 통합한 제어값의 멤버쉽함수이고, MAX는 결론부 퍼지집합의 최대값이다. 또한 *는 대수곱이다.

추론결과인 출력의 퍼지집합 c 를 해석하여 제어에 요구되는 crisp값을 추출하는 방법을 역퍼지화라고 하며, 퍼지값을 $[0, 1]$ 에 두기 위하여 산술평균 값을 정규화하여도 무게중심법을 쓰면 역퍼지화의 결과가 바뀌지 않는다. 식(16)으로 표현되는 무게중심법은 민감도가 좋으므로 선형화에 적합하다.

$$u^0 = \int u \cdot \mu_c(u) dt / \int \mu_c(u) du \quad (16)$$

효율적 계산을 위하여 멤버쉽함수를 확률밀도함수 형태로 한 적합도는

$$c_{ij}^k(e^0, ec^0) = \text{EXP} \left\{ \frac{-(e^0 - u_{(A_i)})^2}{2\sigma_i^2} \right\} *$$

$$\text{EXP}\left\{\frac{-(ec^0 - u_{(Bj)})^2}{2\sigma_j^2}\right\} \quad (17)$$

여기서 $u_{(A_i)}$ 는 언어변수 e 의 i 번째 퍼지집합 A_i 의 중심에 있는 대표값, σ_i 는 i 번째 퍼지집합 A_i 의 멤버쉽함수의 표준편차, k 는 규칙의 번호이고 e^0 는 오차의 crisp값이다. 나머지 $u_{(B_j)}$, σ_j 는 오차변화량 ec 에 대한 것이다.

무계중심법으로 역 퍼지화하면 제어값이 다음의 연산으로 간단히 계산된다.

$$u^0 = \frac{\sum_{k=1}^4 \int \left[\text{EXP}\left\{\frac{-(u - u_{(c^k)})^2}{2\sigma_c^2}\right\} * \omega_k^* \cdot u_{(c^k)} \right] du}{\sum_{k=1}^4 \int \left[\text{EXP}\left\{\frac{-(u - u_{(c^k)})^2}{2\sigma_c^2}\right\} * \omega_k^* \right] du} = \frac{\sum_{k=1}^4 \omega_k \cdot u(c^k)}{\sum_{k=1}^4 \omega_k} \quad (18)$$

여기서 $u(c^k)$ 는 k 번째 규칙의 결론부의 퍼지집합 c^k 의 중심에 있는 대표값, σ_c 는 멤버쉽함수의 표준편차, u^0 는 일반화된 제어입력값이고 ω_k 는 k 번째 퍼지추론의 결과이다.

제안된 방법을 Fig. 5의 퍼지제어 셀의 구조에서 요약하면, 이산신호인 제어오차 $e^0(k)$ 가 들어오면 차분하여 오차변화량 $ec^0(k)$ 를 계산하고 단위제어 공간으로 영역변환한 후, 식(7)과 같은 전반적인 규칙(global rule)에서 구한 퍼지제어값 u 를 이용하여 식(6)의 형태를 갖는 최소 갯수의 지배적인 퍼지제어 규칙과 멤버쉽함수로 이뤄진 퍼지제어 셀을 생성한다. 이 셀은 단지 4개의 지배적인 제어규칙의 결론부 퍼지집합 c 와 주어진 상태에 대한 규칙의 적합도가 확률밀도함수 꼴의 등고선으로 표현된 것이다. 퍼지추론은 이 셀에서 적합도를 가중한 결론부의 퍼지집합을 정규화된 산술평균을 하여 퍼지집합을 얻은 다음, 이것의 무계중심을 구하여 crisp한 일반화된 제어입력 u^0 를 결정하는 것이다.

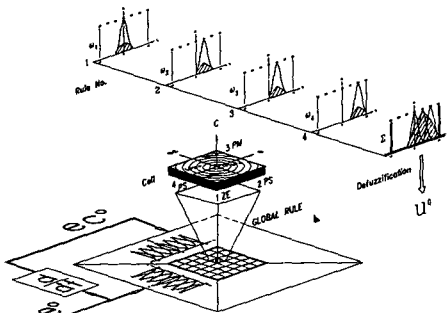


Fig. 5 Architecture of fuzzy cell

이 방법으로 개선할 수 있는 계산량은 전체공간의 양자화수를 N 개 그리고 멤버쉽함수의 이산화수를 M 개 일 때, 영역에 규칙의 공백이 없다고 가정하면 개략적으로 $4/(M * N^2)$ 배 정도로 감소된다.

3. 퍼지 PID형 디지털 보상기 설계

퍼지논리의 불확실성에 대한 대처능력에도 불구하고 대상물에 대한 사전 지식이 없다면, 처음부터 FLC를 손쉽게 설계하기는 어렵다. 그리고 현장적인 대상물일지라도 좁은범위에서 개략적인 수학적 모델을 하거나, 실험적 방법으로 수학적 제어를 설계할 수가 있다. 이런 접근이 모두 곤란할 때 유용한 FLC도 제어공학의 지식을 이용하여 설계하는 것이 시행착오적인 경험에 의존하기 보다는 효율적이다. 더우기 새로운 시스템의 FLC개발에서는, 제어 지식을 조직적으로 이용할 수 있다면 창의력 있는 대처가 될 것이다. 이런 맥락으로 먼저 Ziegler-Nichols조정방법을 이용하여 식(19)와 같은 PID제어를 설계한다.

$$K_{PID}(S) = K_P \left[I + \frac{1}{T_I S} + T_D S \right] \quad (19)$$

여기 실험에서 구한 한계계인 K_U 와 주기 T_P 를 이용하여, 비례계인 K_P 는 $0.6K_U$, 적분시정수 T_I 는 $0.5T_P$ 그리고 미분시정수 T_D 를 $0.125T_P$ 로 선정한다. 그리고, Fig. 6과 같은 제어기의 구조를 이용하여 FLC의 입출력구조와 축척을 아래와 같은 방법으로 결정한다.

식(19)를 이산시간계로 유사변환(analogy)하여 e 와 ec 로부터 추론한 u^0 값을 제어의 차분값으로 취하는 식(20)의 속도형에서는 PI제어기능을 갖게 하고, u^0 값을 그대로 사용하는 식(21)의 위치형으로는 PD제어기능을 갖도록 한다. 속도형과 위치형을 병렬연결하면 PID제어기와 유사구조인 퍼지PID(Fuzzy PID ; FPID)제어기가 구성된다.

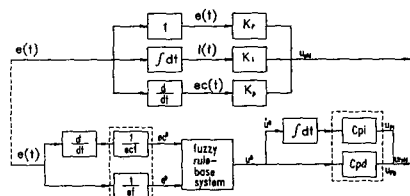


Fig. 6 Analogy of PID and FPID controller

$$\Delta u_{PI}(k) = \text{FLC}_{PI}[e(k), ec(k)] \quad (20)$$

$$u_{PD}(k) = \text{FLC}_{PD}[e(k), ec(k)] \quad (21)$$

FPID구조의 입출력 스케일링 값은 PID제어기와 FLC를 각각 디지털화한 보상기 구조에서 분자의 계수를 비교하여 결정한다. 이 때, 미분항은 후향 차분(backward difference)을 사용하고 적분항은 오일러 방법(Euler method)으로 이산화하면 식(22)의 디지털 보상기가 유도된다.

$$D(z) = \left. \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \right|_{\text{PID}} = \left. \frac{c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}} \right|_{\text{FPID}} \quad (22)$$

식(22)의 계수간의 관계인 식(23), 식(24), 식(25)에서 FPID의 입출력 스케일링 값을 정한다.

$$z^0 : \frac{Cpd}{ef} + \frac{Cpd}{ecf} = K_P + \frac{K_D}{T} \quad (23)$$

$$z^{-1} : \frac{Cpd}{ef} + 2\frac{Cpd}{ecf} - T\frac{Cpi}{ef} - T\frac{Cpi}{ecf} = K_P - K_I T + 2\frac{K_D}{T} \quad (24)$$

$$z^{-2} : \frac{Cpd}{ecf} - T\frac{Cpd}{ecf} = \frac{K_D}{T} \quad (25)$$

여기서 Cpd는 위치형, Cpi는 속도형 출력의 스케일링 계수이고, ef는 오차, ecf는 오차량에 대한 스케일링 계수이고, T는 샘플링시간, Kp, Ki, Kd는 P, I, D제어기의 계인이다. ef, ecf, Cpd, Cpi의 4개의 미지수를 구하는 방법은 여러가지가 있지만, ef는 e_{max} 로, ecf도 ec_{max} 로 취하고 위의 식을 만족하는 Cpd와 Cpi를 제어기 성능을 감안하면서 반복적으로 구하는 것이 효율적이다.

이렇게 설계된 FPID제어기는 PID제어기와 구조와 계인이 유사하므로 성능도 큰 차이가 없는 선형 근사화된 퍼지 제어기가 된다. 그러나 계인조정이 주파수영역에서 이루어지는 PID제어기에 비하여 위상평면의 부분영역에서 제어규칙을 수정하여 계인을 조절할 수 있는 장점이 있다. 앞에서 설명한 방법으로 얻은 제어 규칙들은 PID제어기와 같은 종래의 수학적 제어지식을 퍼지제어에 도입한 것이다. 이 규칙들은 만족스러운 성능이 얻어질 때까지 부분영역의 제어규칙을 자가학습이나 설계자의 직관으로 수정할 수 있다.

4. 직류서보모터에 대한 적용과 고찰

비행체의 구동장치에 이용되는 직류서보모터(DC-

servo motor)의 위치제어에 제안된 방법을 적용한다. 제어시스템은 Fig. 7과 같이 날개를 직접구동하는 INLAND사의 QT6202C 토크모터와 회전형 포텐쇼미터(potential-meter)로 위치를 감지하여 구동명령과의 오차를 보상해 주는 FLC로 구성된다.

Fig. 8은 선형적인, 직류서보모터의 전기적인 동특성과 날개의 기계적인 동특성을 함께 표현한 본드선도(bond graph)⁽¹⁸⁾이다. 이 본드선도로부터 개루프시스템의 상태변수는 i, ω, θ 로 선정할 수 있고, 제어입력변수는 전압 e_m , 외란입력변수는 T_a 가 있음을 알 수 있다. Table 1에 표시된 모터 QT6202C의 파라미터값을 대입하여 얻은 상태공간모델식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}(t) \\ \dot{\omega}(t) \\ \dot{\theta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -586 & -319 & 0 \\ 54 & -0.160 & 0 \\ -586 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ \omega(t) \\ \theta(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 278 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e_m(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} T_a(t) \quad (26)$$

$$y(t) = [0 \ 0 \ 180/\pi] \circ [i(t) \ \omega(t) \ \theta(t)]^T \quad (27)$$

이 시스템에서 주요하게 고려되는 외란 T_a 는 날개 축에 작용하는 힌지모멘트로서, 비행체의 속도, 양각(angle of attack)과 제어편각에 따라 예측곤란하게 변하는 공력부하이다. 이제 Ziegler-Nichols 조정방법으로 얻은 PID제어기의 계인을 실제사양인 스텝입력에 대한 최대오버슈트 20%, 정상상태 오차 5%, 도달시간 64 msec을 만족하도록 수정한

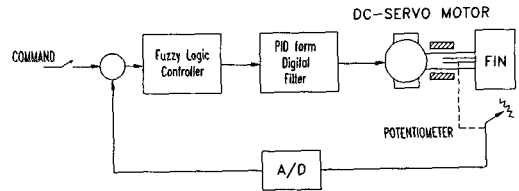


Fig. 7 System block diagram

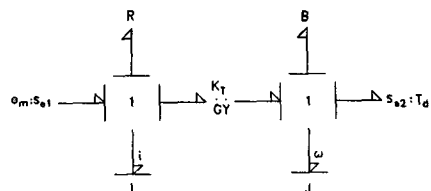


Fig. 8 Bond graph of DC servo motor

Table 1 Specification of DC servo motor (INLAND QT 6202C)

SYMBOL	DESCRIPTION	VALUE
e_m	motor input voltage	28 v
L	motor inductance	3.6 mH
R	motor resistance	2.11 ohms
Kt	torque sensitivity	10.2 lb-in/A
J	total inertia	0.19 lb-in-sec
B	viscous damping coefficient	0.0312 lb-in/(rad/sec)
Ke	back emf constant	1.15 v/(rad/sec)

다. 그리고 2msec의 샘플링시간과 수정된 PID계 인으로부터 FPID의 입출력 스케일링값을 구하면 Table 2와 같다.

모터의 포화현상 때문에 발생하는 wind-up을 방지하기 위하여, 속도형제어기의 적분항에 데드존형의 비선형요소를 추가하면 식(28)과 같다.

$$\Delta u_{PI}(k) = FLC_{PI}[e(k), ec(k)] + [\min(\max(u, u_{min}), u_{max}) - u_{cal}] \quad (28)$$

여기서 u_{min} , u_{max} 는 포화한계 값이고 u_{cal} 은 제어기에서 계산된 값이다.

설계된 직류서보모터의 FPID제어시스템에 대한 성능평가를 위하여, PID 제어시스템과 Mamdani의 방법을 적용한 일반적인 FLC제어시스템을 함께 전산 시뮬레이션하여 결과를 비교한다. 일반적인 FLC에서는 Fig. 2과 같은 위상평면 격자상에서 필요한 49개의 규칙에 공백을 두어서 18개로 줄인 제어규칙을 Mamdani의 min-max 합성법으로 추론한다. Fig. 9는 10도의 스텝 명령입력에 대한 시간응답을 도기한 것으로, FPID제어시스템과 과도 성능은 Mamdani⁽⁶⁾의 방법에 따른 FLC와 비슷하지만 PID보다는 개선되어 오버슈트나 도달시간이 설계사양에 만족된다. 그러나 일반적인 FLC가 계

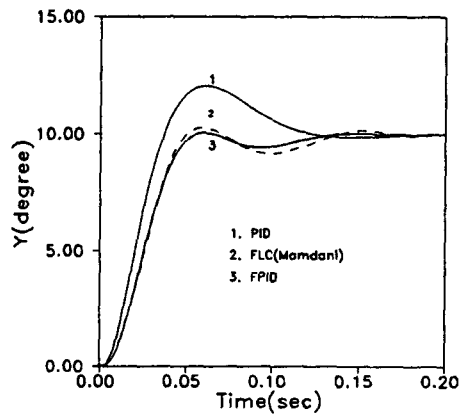


Fig. 9 Step response of various control systems

산량 때문에 상용화된 마이크로 프로세서로 구현이 곤란한 반면, FPID는 멤버쉽함수 하나를 5등분한 일반적인 FLC보다 계산량을 20배 정도나 감소시키므로 구현가능성이 기대된다. Fig. 10과 같은 시스템의 $Td(t)$ 이 0.3초부터 부가되고, 식(29)에 표현된 0-평균을 갖는 강도(intensity) W 의 백색 잡음 $w(t)$ 을 등가 센서잡음으로 가정하여 식(27)의 전류항에 부가한 상태에서 얻은 FPID와 일반적인 FLC제어시스템의 시뮬레이션 결과는 Fig. 11과

Table 2 Gain of PID and FPID controller

Symbol	PID CONTROLLER GAIN		FPID SCALE FACTOR	
	Z-N	Modified	ef	15.0
K_p	3.6	2.0	ecf	1.0
T_i	0.0241	0.04	C_{pi}	638,0
T_d	0.006	0.01	C_{pd}	11.25

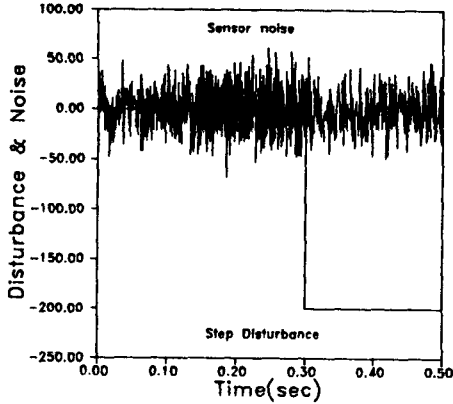


Fig. 10 Disturbance and sensor noise

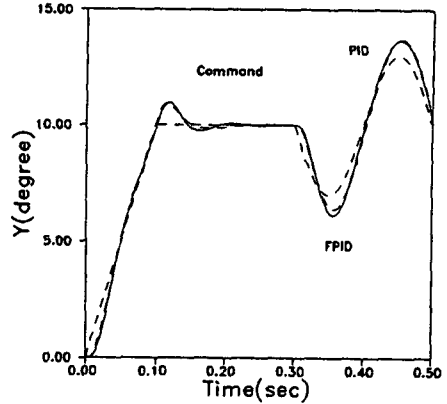


Fig. 12 Command follow of PID and FPID controllers

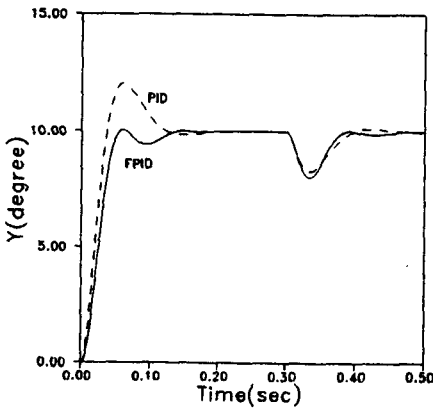


Fig. 11 Disturbance rejection of PID and FPID controllers

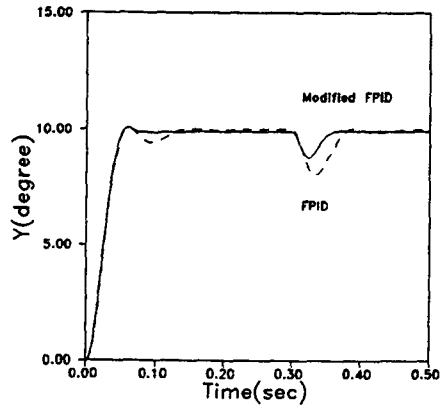


Fig. 13 Robustness of modified FPID controller

같다. 과도응답은 FPID쪽에서 개선되었으나 외란 제거성능과 센서잡음에 대한 둔감성은 두 제어시스템이 유사하였다.

$$E[w(t) w(\tau)] = W\delta(t-\tau) \quad (29)$$

여기서 E 는 확률기대연산자이고, $\delta(t-\tau)$ 는 디락 델타(dirac delta)함수이다. 그리고, Fig. 12의 출력응답으로부터 ramp입력과 정현파입력에 대한 명령추종 성능도 거의 같음이 보여진다. FPID가 PID 제어평면에 포화입력 방지를 위한 규칙을 사용한 것이므로, 최대 오버슈트가 개선되지만 명령추종 성능 및 외란 제거성능이 유사한 것은 당연한 현상이다.

정상상태에서의 외란제거성능을 향상시키기 위하여 정상상태 근방의 부분영역에서 높은 계인을 갖도록 FPID의 제어규칙을 수정한 FLC로 시뮬레이션을

하여 구한 Fig.13의 응답은 과도상태에서는 감도(sensitivity)에 비중을 두어서 명령추종성능, 정상상태에서는 외란제거성능을 향상시키고자 하는 설계 목적이 달성되었음을 보여준다.

마지막으로, 퍼지논리제어기의 연구에서 문제점으로 남아 있는 「오프라인(off-line)으로 만들어진 찾음표(look-up table)와 같은 간접적인 방법을 사용하지 않고, 직접적으로 퍼지추론을 하여 퍼지제어의 장점을 살리는 동시에 상용화된 마이크로 프로세서상에서 빠른 동특성을 갖는 기계시스템의 정밀한 정상상태의 제어목표를 달성」하기 위하여, 제안된 퍼지제어 셀 개념을 적용하여, FPID설계와 실제구현을 통한 실험을 수행하였다. 실험의 목적이 제안된 소프트웨어적인 방법의 가능성을 검토하는 것이므로 하드웨어적인 제어시스템은 다음과 같이 약술한다. Fig. 7과 같은 조종날개의 위치를 제

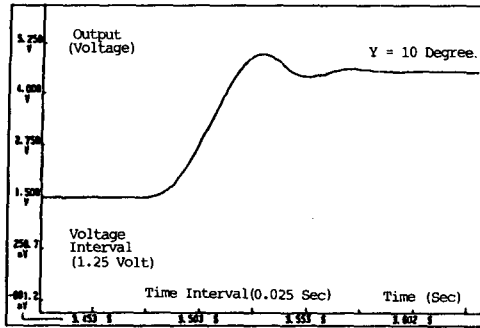


Fig. 14 Implementation result of FPID

어하는 서보시스템으로, FPID제어기는 16비트 단 일칩(single chip)으로 자동차 등의 제어기에 많이 사용되는 INTEL 8097 마이크로컨트롤러와 여기에 내장된 A/D변환기와 펄스 폭 변조(PWM) 신호를 출력하는 고속출력(HSO)포트를 이용하고 8096의 어셈블리어언어인 ASM96⁽¹⁹⁾으로 프로그램된 제어알고리즘과 인터럽트로 구성되었다. 그리고 H-bridge 형의 전력증폭기는 제한 단극성모드(limited unipolar mode)로 작동시키고, 센서로 선정된 회전형 포텐쇼미터에 150 Hz 저주파통과필터(low pass filter)를 조합하였다. 여기에서 제어기의 샘플링주기는 2 msec, PWM주파수는 1.5 KHz이다. Fig. 14의 실험결과가 10도의 스텝 명령입력에 대한 실험결과인데, 응답이 시뮬레이션과 약간 차이가 있는것은 모델 오차에서 기인하는 것으로 판단된다. 그러나, 본 논문의 목적인 상용칩에서의 퍼지논리제어기의 구현가능성 판단은 실험결과에서 구현이 가능한 것으로 입증되었다.

5. 결 론

퍼지제어 셀 개념을 제안하여 퍼지추론의 계산과정을 간략화함으로써 퍼지칩보다 설계 자유도가 많은 상용화된 마이크로 프로세서로 빠른 동특성을 갖는 직류서보모터의 퍼지제어를 구현하였고, 참음표 없이 직접적인 퍼지추론으로 정밀한 제어성능을 달성하였다.

그리고 퍼지논리제어기를 선형근사화하여 조직적으로 설계하는 절차를 제안하여 경험에 의존하는 시행착오적 방법보다 제어공학적 지식에 기반을 둔 조직적인 설계가 기계적 시스템에 유용함을 보였다. 또한, 부분영역의 제어규칙을 수정하여 외란에

특히 강한 제어를 설계할 수 있었다.

직류서보모터로 강한 외란이 작용하는 비행체 조종날개를 위치제어하는 문제에 제안된 방법을 적용하여 수행한 전산 시뮬레이션으로부터 FPID제어기의 조직적 설계와 강인한 성능을 파악하였고, 인텔 8097 마이크로 컨트롤러로 구현한 제어기로 실험하여 얻은 결과로부터 퍼지제어 셀을 이용한 퍼지논리제어기의 가능성을 입증하였다.

참고문헌

- (1) Zadeh, L. A., 1973, "Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Process," IEEE Trans., S.M. C., Vol.3, pp. 28~44.
- (2) Kayano, M. and Itoh, K., 1990, "Improvement of Automatic Crusing for Truck Using Fuzzy Control," Jap. 自動車技術, Vol.44, No.2, pp. 12~19.
- (3) Chand, S. and Hansen, S., 1989, "Energy Based Stability Analysis of a Fuzzy Roll Controller Design for a Flexible Aircraft Wing," IEEE Trans. on AC., pp. 705~709.
- (4) 久野治義, 海部匡央, 大竹隆滋, 1990, "ファジー制御のしょう體誘導航法への應用," 防衛技術, 7月, pp. 41~47.
- (5) Willams, T., 1991, "Fuzzy Logic Simplifies Complex Control Problems," Computer, Design, March 1, pp. 90~102.
- (6) Batar, C. and Kasparin, V., 1991, "Predictive Fuzzy Expert Controllers," Computers ind. Engng., Vol.20, No.2, pp. 199~209.
- (7) Smith, S.M. and Comer, D.J., 1991, "Automated Calibration of a Fuzzy Logic Controller Using a Cell State Space Algorithms," IEEE Control Systems, August, pp. 18~28.
- (8) King, P. J. and Mamdani, E. H., 1977, "The Application of Fuzzy Control Systems to Industrial Application," Automatica, Vol.13, pp. 235~242.
- (9) Buckley, J.J., 1990, "Fuzzy Controller : Further Limit Theorem for Linear Control Rules," Fuzzy Sets and Systems 36, pp. 225~233.
- (10) 松永信智, 川路茂保, 1991, "Fuzzy Hybrid

- Control for DC Servo-motor," T.IEE Japan, Vol. 111-D, No.3, pp. 195~200.
- (11) Li, Y.F. and Lau, C.C., 1989, "Development of Fuzzy Algorithms for Servo Systems," IEEE Control Systems, April, pp. 65~72.
- (12) 石丸直之, 花崎 泉, 秋月影雄, 1990, "ファシィ制御におけるルールの縮約とたこ乾燥機制御への應用," T.IEE Japan, Vol.110-C, No.7, pp. 428~436.
- (13) Gupta, M.M. and J. Qi, 1991, "Design of Fuzzy Logic Controller based on Generalized T-operators," Fuzzy Sets and Systms 40, pp. 473~489.
- (14) Hirota, 1990, "ファシィ制御," JSME, 90.3., pp. 24~30.
- (15) Sugeno, M., 1985, Industrial Application of Fuzzy Control, NewYork : Elsevier.
- (16) Lee, C.C., 1991, "Fuzzy Logic Control Systems : Fuzzy Logic Controller, Part II," IEEE Trans., S.M.C., Vol.20, No.2, pp. 419~434.
- (17) Pedrycz, W., 1989, Fuzzy Control and Fuzzy Systems, John Wiley & Sons Inc.
- (18) 김종식, 1988, 선형제어시스템공학, 청문각, pp. 72~100.
- (19) 나종래, 문세홍, 유영재, 1991, 인텔8096 구조와 설계, Ohm社