

공학박사 학위논문

직류 서보계의 펄지제어와 α -레벨
집합 분해에 의한 펄지제어기의
하드웨어 실현



2005 년 2 월

부경대학교 대학원

전기공학과

이 요 섭

李堯燮의 공학박사 학위논문을 인준함

2004 년 12 월

주심 공학박사 權 純 在



부심 공학박사 李 東 喆



위원 공학박사 趙 峰 寬



위원 공학박사 元 太 鉉



위원 공학박사 洪 淳 一



목 차

| | |
|-------------------------------|----|
| 목차 | i |
| 표목차 | iv |
| 그림목차 | v |
| | |
| 제 1 장 서 론 | 1 |
| 1.1 연구 배경 | 1 |
| 1.2 연구의 목적과 필요성 | 5 |
| 1.3 논문의 구성과 내용 | 9 |
| | |
| 제 2 장 퍼지제어 | 11 |
| 2.1 퍼지제어 원리와 특징 | 11 |
| 2.2 범용 퍼지집합에 의한 퍼지추론 계산 | 14 |
| 2.2.1 min-max-중심법 | 14 |
| 2.2.2 대수곱-가산-중심법 | 20 |
| 2.2.3 간략화 추론법 | 21 |
| 2.2.4 퍼지 싱글톤형 추론법 | 23 |
| 2.3 추론법과 비퍼지화 알고리즘 검토 | 26 |
| 2.3.1 min-가산-중심법 | 27 |

| | |
|---|-----------|
| 2.3.2 min-max-중심법 | 28 |
| 2.3.3 대수곱-가산-중심법 | 29 |
| 2.3.4 간략화 및 퍼지 싱글톤 추론 | 30 |
| | |
| 제 3 장 직류 서보계의 퍼지제어 시뮬레이션 | 32 |
| 3.1 서보계의 구성과 제어프로그램 | 32 |
| 3.2 시뮬레이션 프로그램 | 37 |
| 3.3 서보계 시뮬레이션 결과 | 41 |
| 3.3.1 퍼지제어와 PD제어 비교 | 41 |
| 3.3.2 퍼지제어기의 조정 | 48 |
| 3.3.3 퍼지추론 연산법의 검토 | 52 |
| 3.3.4 제어규칙의 검토 | 58 |
| 3.3.5 소속함수 모양 검토 | 61 |
| | |
| 제 4 장 α-레벨 집합에 의한 퍼지추론 | 66 |
| 4.1 α -레벨 퍼지집합에 의한 퍼지추론 계산 | 66 |
| 4.1.1 min-max 추론 | 66 |
| 4.1.2 min-가산과 승산-가산법 | 68 |
| 4.2 비퍼지화 | 71 |
| 4.2.1 min-max-중심법 | 72 |

| | |
|----------------------------------|------------|
| 4.2.2 min-가산과 승산-가산-중심법 | 74 |
| 4.3 양자화 영향의 평가 | 76 |
| 4.3.1 퍼지제어기 입출력 특성 | 76 |
| 4.3.2 서보계의 위치응답 | 86 |
| | |
| 제 5장 퍼지제어기의 하드웨어 실현 | 90 |
| 5.1 퍼지제어기 하드웨어 구성 | 90 |
| 5.2 퍼지추론 블록 | 91 |
| 5.3 비퍼지화 블록 | 101 |
| 5.4 하드웨어에 의한 실험 | 104 |
| | |
| 제 6 장 결 론 | 110 |
| | |
| 참 고 문 헌 | 112 |

표 목 차

| | |
|---|----|
| Table 3.1 Motor parameters | 33 |
| Table 3.2 Typical rules of fuzzy controller | 36 |
| Table 3.3 Rules(2) of fuzzy control. | 59 |
| Table 4.1 Control rules | 77 |

그림목차

| | |
|---|----|
| Fig. 2.1 Basic scheme of fuzzy control system | 12 |
| Fig. 2.2 Membership function and crisp function | 12 |
| Fig. 2.3 Principle of the fuzzy reasoning process | 13 |
| Fig. 2.4 A fuzzy reasoning process by the min-max-center of gravity | 15 |
| Fig. 2.5 Composition results of each fuzzy inference | 18 |
| Fig. 2.6 Fuzzy inference by the algebraic-sum-center of gravity | 21 |
| Fig. 2.7 Simplified fuzzy reasoning method | 23 |
| Fig. 2.8 Fuzzy inference of singleton type | 25 |
| Fig. 2.9 General and the equivalent fuzzy rules of singleton type | 26 |
| Fig. 2.10 The min-sum-center of gravity | 28 |
| Fig. 2.11 Min-max-center of gravity | 29 |
| Fig. 2.12 Algebraic-sum-center of gravity | 29 |
| Fig. 2.13 Center of gravity values of each fuzzy inference | 30 |
| Fig. 3.1 Scheme of the servo control system with fuzzy controller | 32 |
| Fig. 3.2 Membership function of antecedent and consequential part | 37 |
| Fig. 3.3 Scheme of fuzzy logic controller | 38 |
| Fig. 3.4 Simulation flowchart of the fuzzy control for DC motor | 40 |
| Fig. 3.5 Input-output characteristics by min-max inference | 42 |
| Fig. 3.6 Input-output characteristics of PD controller | 42 |

| | |
|---|----|
| Fig. 3.7 Step response of DC servo motor by fuzzy control | 43 |
| Fig. 3.8 Step response of servo motor by fuzzy control with NEST | 44 |
| Fig. 3.9 Step response of DC servo motor by PD control | 44 |
| Fig. 3.10 Frequency characteristics by fuzzy control | 45 |
| Fig. 3.11 Frequency characteristics by PD control | 45 |
| Fig. 3.12 Settling time characteristics by PD control | 46 |
| Fig. 3.13 Settling time characteristics by fuzzy control | 47 |
| Fig. 3.14 Step responses as variable of parameter K_1 | 48 |
| Fig. 3.15 Step responses as variable of parameter K_2 | 49 |
| Fig. 3.16 Step responses as variable of parameter K_0 | 49 |
| Fig. 3.17 $K_1 - K_2$ versus settling time | 51 |
| Fig. 3.18 $K_1 - K_2$ versus control area | 51 |
| Fig. 3.19 Input-output characteristics by algebraic product-sum | 52 |
| Fig. 3.20 Input-output characteristics by bounded product-bounded sum | 53 |
| Fig. 3.21 Input-output characteristics by the drastic product-drastic sum | 53 |
| Fig. 3.22 Step response by operations of algebraic product-sum | 55 |
| Fig. 3.23 Step response by operations of bounded product-bounded sum | 55 |
| Fig. 3.24 Step response by operations of drastic product-drastic sum | 56 |
| Fig. 3.25 Comparison of the response as each fuzzy inference | 58 |
| Fig. 3.26 Input-output characteristics by rule table 3.3 | 60 |

| | |
|--|----|
| Fig. 3.27 Step response by rule table 3.3 | 60 |
| Fig. 3.28 The trapezoid membership functions (MF4, MF5) | 61 |
| Fig. 3.29 Step responses by a trapezoid membership function | 62 |
| Fig. 3.30 Simplified membership functions | 63 |
| Fig. 3.31 Input-output characteristics by simplified type | 64 |
| Fig. 3.32 Step response by simplified fuzzy reasoning | 64 |
| Fig. 4.1 Principle of α -cut decomposition for fuzzy set | 67 |
| Fig. 4.2 Fuzzy inference process by α -cut decomposition | 68 |
| Fig. 4.3 Region of integral range for defuzzification | 72 |
| Fig. 4.4 Membership function(1) | 78 |
| Fig. 4.5 Input-output characteristics for $\alpha = 1, \alpha = 2$ step | 79 |
| Fig. 4.6 Input-output characteristics for $\alpha = 4, \alpha = 8$ step | 80 |
| Fig. 4.7 Membership function(2) | 82 |
| Fig. 4.8 Input-output characteristics as $\alpha = 50$ and $\alpha = 4$ step | 83 |
| Fig. 4.9 Calculation errors verse α -cut | 85 |
| Fig. 4.10 Step responses for DC servo drive as parameter α -cut | 87 |
| Fig. 4.11 Step response by $\alpha = 50$ and $\alpha = 4$ step | 88 |
| Fig. 4.12 Step responses with NEST | 89 |
| Fig. 5.1 Fuzzy control system for DC servo motor drive | 91 |
| Fig. 5.2 Fuzzy inference block | 92 |

| | |
|---|-----|
| Fig. 5.3 Membership function by α -cut decomposition | 92 |
| Fig. 5.4 Set circuit of antecedent membership function | 93 |
| Fig. 5.5 Parallel I/O port | 94 |
| Fig. 5.6 DAC circuit | 94 |
| Fig. 5.7 Composition circuits of antecedent membership function | 95 |
| Fig. 5.8 Principle of logic circuits for If~then | 96 |
| Fig. 5.9 Composition circuits for each rule | 97 |
| Fig. 5.10 Circuit to obtain C'_{ia} of equation (4.6) | 98 |
| Fig. 5.11 Circuit to obtain γ_α and l_α of equation (4.8) | 99 |
| Fig. 5.12 Circuit to obtain D, N equation (4.14) and empty set(\emptyset) processing | 100 |
| Fig. 5.13 Principle of PWM generation from numerator and denominator input | 101 |
| Fig. 5.14 The Proposed PWM generation circuit | 103 |
| Fig. 5.15 Configuration of motor and motion load | 104 |
| Fig. 5.16 Input-output characteristics of fuzzy controller | 105 |
| Fig. 5.17 Experimental result with no load | 106 |
| Fig. 5.18 Experimental result with load | 107 |
| Fig. 5.19 Result of control experiment with trapezoid speed command | 108 |
| Fig. 5.20 Phase characteristics of frequency for system | 109 |
| Fig. 5.21 Gain characteristics of frequency for system | 109 |

Fuzzy Control of DC Servo System and Hardware Realization of Fuzzy Controller Using Decomposition of α -level Fuzzy Sets

Yo-Seob Lee

Department of Electrical Engineering, The Graduate School,

Pukyong National University

Abstract

The applications of fuzzy logic technique into the real applications require the specific design methods which save development time and reduce the programming efforts, but we are in the lack of a methods established to support the design of fuzzy controller.

The servo system is required the faster and the more accurate response and robust for a uncertain information. Therefore fuzzy control method is discussed the application for DC servo system.

In this paper, on the basis of the general fuzzy sets and α -cut decomposition of fuzzy sets fuzzy reasoning methods are described to support the design of fuzzy controller for a DC servo system.

The controlled performance will be examined and evaluated with the result of application of a DC servo systems by the design fuzzy control.

Though the fuzzy control has many parameters of membership function, rules

and fuzzy reasoning methods, etc., it enhances the elasticity , the robustness and makes the control of nonlinear system possible in the control system requiring change of the parameters.

The objectives of study is the development of a fuzzy controller which is independent of a computer and its software for fuzzy control of servo system.

The hardware scheme presents the fuzzy logic controller with the fuzzy inference engine of a min-max-center of the gravity method, based on α -level set decomposition of the fuzzy sets for the fuzzy control of DC servo system.

The propose a method that is directly converted to PWM(Pulse Width Modulation) actuating signal by the body of fuzzy inference and defuzzification.

This method can be easily implemented with the analog circuit. The influence of quantity α -levels on input/output characteristics of fuzzy controller and the output response of DC servo system are investigated. It is concluded that quantity α -cut 4 gives a sufficient results for the fuzzy control performance of DC servo system. The experimental result show that the proposed hardware is suitable and effective for the practical applications of DC servo system.

This study is organized in the following format.

Chapter 1 : An historical perspective, the object, the needs of study and an overview of the study are described.

Chapter 2 : A principle of the fuzzy control and fuzzy sets is illustrated. The calculated formulars for a several fuzzy inference and defuzzification are derived.

Chapter 3 : This chapter describes the simulation program and excited method for fuzzy control of DC servo system by general fuzzy sets.

It is discussed that the fuzzy control for DC servo system is compared with PID(proportional integral derivative) control. And also is discussed that step response and input-output characteristics are compared with the changed control rules, methode of fuzzy inference and tuning as the changed scaling factor.

Chapter 4 : This chapter describes a method of approximate reasoning for fuzzy control of servo system, based on decomposition of α -level fuzzy sets that the hardware can easily realize with the logic circuits. The effectiveness of quantified α -levels on input/output characteristics of fuzzy controller and output response of DC servo system are discussed. It is investigated the optimal α -cut levels for the fuzzy control performance of DC servo system.

Chapter 5 : This chapter describes a fuzzy controller of the hardware which is independent of a computer and its software for fuzzy control of servo system.

The fuzzy logic controller composes a mim-max-center of gravity for the fuzzy control of servo system, based on the decomposition of α -level fuzzy sets. It is proposed that the fuzzy logic circuits are a body from fuzzy

inference to defuzzification in cases where the output variable u directly is generated PWM.

Chapter 6 : This chapter describes the conclusion by the results to be obtained from the study and investigation.

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

경계를 명확히 규정할 수 없는 애매한 표현을 취급하는 퍼지제어는 1965년 캘리포니아 대학의 Zadeh교수에 의하여 “퍼지 집합론”이란 논문을 발표한 것이 처음이다. 1973년에는 공학자들이 퍼지이론을 시스템의 자동제어 응용에 관한 의견을 제시하였다.

그 후 퍼지집합 이론에 기초한 퍼지제어를 1974년에 런던 대학의 Mamdani 박사가 증기엔진 실험장치의 제어에 적용하여 그 응용 가능성을 제시하였다.

퍼지이론의 응용 중에서도 퍼지제어는 가장 진보된 것이다. 퍼지제어는 1980년 덴마크 Sermise 회사 용융로의 제어, 정수기의 약품 주입을 제어, 열차 정위치, 정지 제어 등 각 분야에 응용되고 연구가 진행되고 있다. 80년대 후반에는 이의 응용 분야가 제어에 국한되지 않고 공학계, 사회계 및 자연계 등 여러 분야에 걸쳐 유용하게 응용될 수 있다는 것이 입증되어 그 연구가 활발히 진행되고 있다[1-3].

퍼지이론은 종래의 정량적 제어와는 달리 애매한 상황도 판단하여 주는 정성적인 제어이다. 최근 컴퓨터의 발달에 따라 퍼지집합 이론을 응용하여 학습제어, 적응제어 또는 지능제어의 이름으로 연구가 진행되고 있다. 아울러 컴퓨터의 인공지능 분야 연구와 더불어 신경 회로망과 퍼지이론을 이용한 기능제어의 기법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

특히 일본에서는 세계적인 전자 메이커들이 거의 모든 전자제품에 퍼지 이론이란 새 기술을 적용한 신제품을 생산하고 있으며, 이 밖에도 실내의 밝기와 거리에 따라 화면이 저절로 조절되는 Sanyo 회사의 퍼지 컬러TV, 음식물의 상태를 감지해 가열 시간을 조절해 주는 Sharp 회사의 퍼지 전자 레인지, 바닥면의 종류와 먼지 상태에 따라 자동으로 전력이 조절되는 Hitachi 회사의 퍼지 진공청소기 등이 상품화되어 많은 판매고를 올리고 있다. 또한 입상 로봇의 장애물 회피제어에 퍼지제어를 응용하여 실현 단계에 있다[4-6]. 이러한 퍼지제어를 이용한 실용적인 개발에는 일본이 세계적으로 앞서가고 있다.

국내에서는 1990년 이미 퍼지학회가 창립되어 이 분야에 관하여 관심이 고조되고 있으며 연구가 활발히 진행되고 있다. 퍼지추론에 의한 제어방법, 퍼지제어의 산업현장에 대한 적용문제 등에 관한 연구가 심도 있게 진행되고 있다[7, 8].

또한 산업현장에서도 퍼지제어에 관한 관심과 그 응용이 각 분야에서 실제 시스템에 적용되기를 희망하고 있어, 앞으로 국내에서도 이 분야의 응용 기술이 발달될 것으로 사료된다.

원래 퍼지란 깃털이 공중에 둥둥 떠 있는 것처럼 경계가 뚜렷하지 않다는 애매모호한, 흐릿한, 불확실하다는 등의 뜻이다. 퍼지제어 이론은 종래의 정량적 제어와는 달리 38.9[°C]를 “열이 약간 있다”는 방식으로 애매한 상황도 판단하여 준다. 이와 같이 정성적인 량을 제어할 수 있는 장점이 있으므로 일본이 자랑하는 세계적인 전자 메이커들이 거의 모든 가전제품에 걸

쳐 퍼지이론이란 새 기술을 적용한 신제품을 생산하고 있다. 퍼지제어는 과거 제어에서 얻은 전문가의 경험적 제어지식을 반영시킬 수 있으므로 복잡한 플랜트제어 등에 실용화되어 있다[9-12].

퍼지제어는 종래의 제어와 완전히 분리된 별개의 것은 아니고, 종래의 제어 기술을 보강하고, 때로는 상호조합 형태로 이용함으로써 종래의 제어 기술에서 해결할 수 없었던 문제에 퍼지제어를 조합하여 행하는 것이다. 또한 종래와 동일한 레벨의 문제를 취급한 경우에도 퍼지제어는 시스템의 간단화, 조작의 용이, 적응의 유연성 등과 같은 효과를 얻고 있다[13-17].

현대사회에서 제어공학에 대한 중요성은 날로 더해 가고 있고 각종 산업 기계의 설비운영 및 효율적 관리는 향상된 컴퓨터 응용기술을 통한 각종 설비의 유지보수, 일상의 점검 및 제어에 대한 요구를 가중시키고 있다. 아울러 현대 산업사회에서 컴퓨터의 급속한 보급은 고도 정밀화 사회를 형성하고, 이 현상과 더불어 One-Chip Microcomputer에서 부터 Super Computer 까지 사무계, 이공계 및 사회 과학계 등의 분야에서 널리 이용되고 있다 [18-23].

이들 분야 중 특히 제어공학에는 컴퓨터가 필요 불가결한 것이 되었고, 컴퓨터를 이용한 제어회로의 설계와 시스템의 개발이 진보되어 각 분야에 응용되고 있다. 나아가 제어공학은 플랜트 등의 제어대상에 대하여도 고정도의 제어가 될 수 있도록 종래의 고전 제어이론보다 현대 제어이론이 더욱 더 연구 개발되도록 요구되고 있으며 그 실용화가 날로 진보되고 있다 [24-30].

고전 제어이론은 스칼라 제어로서 전달함수 법으로 표현되며 상태방정식은 고차미분방정식으로 표현한다. 반면 현대 제어이론은 벡터제어로서 상태변수에 의하여 상태방정식으로 다계 1차 미분방정식을 행렬의 형태로 표현한다.

현재 실용화되고 있는 PID제어는 파라미터 결정에서 사전에 제어대상의 정확한 수학적 모델이 필요하고, 수학적 모델을 아는 경우는 대단히 유효한 제어방법이다. 그러나 수학적 모델이 알려져 있지 않은 경우, 혹은 알게 되어도 대단히 복잡할 경우에는 숙련된 전문가의 조작에 의존하고 있는 실정이다.

실제로 제어공학에 컴퓨터를 도입하여 활용함으로써 종래의 PID제어에 부가하여 현대 제어이론의 실용화가 진보되고 그 효과가 실증되고 있다. 이외에 실제로 플랜트의 설계에는 제어 이론가의 수단과 방법이 첨가되어야 한다. 그리고 플랜트의 설계변경 시에는 제어방식이나 제어조절 요소 등에 대폭적인 변경이 요구되므로 설계의 어려움과 많은 시간을 소요하게 된다.

또한 수학적 모델로 표현할 수 없는 분야나 그 모델이 복잡하여 제어이론을 적용할 수 없는 제어 분야도 적지 않다. 이와 같은 분야에는 숙련된 운전자의 경험에 의하여 반복된 조업을 행하여 얻고 이것이 중요한 제어방식이 된다.

정성적 량을 취급할 때 이와 같이 어려움이 있는 PID제어에 비하여 퍼지 제어는 과거 제어에서 얻은 전문가의 경험적 제어지식(Know-how)을 반영시킬 수 있으므로 복잡한 플랜트 제어 등에 실용화되어 있다[31-36].

1.2 연구의 목적과 필요성

인간이 기계를 제어하는 경우 애매모호한 제어지식은 수식으로 엄밀히 표현할 수 없다. 이 때문에 플랜트 등의 제어에 숙련한 운전자가 가지고 있는 정성적인 Know-how를 컴퓨터에 의해 제어하는 것은 곤란한 경우가 있다.

물론 운전자는 수식을 사용하고 있지는 않고, 경험에 의해 얻어진 Know-how에 따라 제어를 하고 있다. 이와 같이 대부분의 Know-how는 주어진 상황에 대응하여 어느 정도 조작을 하면 좋은 것인가를 나타내는 정성적인 량으로 되어 있다. 이 지식은 산업현장에 사용되는 전문용어이지만 일상적인 대화에서 사용되고 있는 언어로 표현할 수 있다.

일상생활의 대화에서 사용하고 있는 많은 언어는 “대단히” “매우” 등 애매모호한 표현이 많다. 이 애매모호함에는 말의 다양성이나 사물의 상태에 대하여 애매모호함 뿐 아니라 언어가 가지는 의미의 애매모호함이다. “춥다”, “아름답다” 등의 말은 그 의미가 애매하여 말하는 사람이나 듣는 사람의 주관에 의해 여러 가지로 받아들여지는 것이다. 이와 같은 애매함을 컴퓨터에서 처리 가능하면 인간으로서는 바람직한 결과를 가져오게 되고 이 애매함을 컴퓨터에 의해 자동화 시스템의 실현을 기대할 수 있다.

최근에는 산업사회가 발달하여 여러 분야에서 제어기술이 요구됨에 따라 제어수단으로 정량적인 제어보다 정성적인 제어가 더 많이 요구되고 있다. 지금까지 서보제어 등에는 고전적 제어이론에 입각하여 주로 정량적 제어수법과 제어이론이 널리 발달되고, 각 시스템의 설계도 이 방법에 준하여 왔다.

그러나 정성적 제어는 고전적 제어이론만을 적용하여 제어하기는 더욱 어렵게 되었다. 따라서 최근 미국, 일본 등에서 급속히 발달하고 있는 퍼지 추론(fuzzy reasoning)에 의한 퍼지제어는 수학적 모델로 표현하기 어려운 플랜트나 숙련된 조작자의 축적된 경험에 의한 애매한 판단 방법 “만약 A 이면 B를 하라” 등의 정성적 제어 변수를 컴퓨터를 이용하여 쉽게 해결할 수 있다[37-40].

이와 같이 퍼지제어는 정량적 판단이 곤란한 상황판단 “크다, 작다” 등을 용이하게 취급할 수 있으므로 퍼지제어가 고도 산업사회에 필요하다고 생각된다.

종래의 PID제어는 산업의 많은 분야에 이용되고 있지만 제어대상이 비교적 단순한 선형시스템으로서 근사적으로 수식화가 가능하지 않으면 안 된다. 또한 제어 파라미터를 어느 제어대상에 맞추어 결정해 놓으면 제어대상이 변화는 경우 원하는 응답을 얻을 수 없고 제어계의 견실성에 관한 문제점이 있다. 따라서 수식으로 명확히 기술할 수 없는 대상을 제어하는 경우에는 종래의 PID제어는 적용할 수 없고, 다른 제어방식이 필요하게 된다[41-45].

서보제어시스템은 응답의 속응성, 견실성(robustness), 전문가의 지식을 반영할 수 있는 제어의 유연성 등이 요구되고 있다. 이러한 필요에서 로봇의 Motion 제어와 같이 제어알고리즘이 복잡하거나 전문가의 제어지식을 제어규칙에 첨가할 필요가 있는 시스템제어는 퍼지제어의 적용이 필요하고 여러 분야에 적용한 연구가 있다[46-55].

퍼지제어 기본원리는 간단하여 이해하기 쉽지만 현재 제어시스템에 요구되는 제어성능을 평가하고 실현하기 위한 설계지침은 아직 확립되어 있지 않다. 실제 퍼지제어기를 설계할 때 대상시스템의 제어에 있어서 소속함수의 결정이나 제어규칙의 튜닝(tuning)에 많은 노력과 시간이 걸린다. 그러므로 퍼지제어 기술을 실제 서보시스템의 응용에 활용하기 위해서는 개발 시간을 절약하고 프로그래밍 노력을 줄이기 위한 적절한 지침이 필요하다. 또한 퍼지제어는 제어성능에 영향을 미치는 파라미터가 많은 단점이 있지만 이것이 오히려 제어에 유연성을 주므로 제어 성능을 개선하기 위한 튜닝방법이 많이 연구되고 있다[56, 57, 66].

따라서 본 연구의 첫째 목적은 직류 서보제어계에 퍼지제어의 적용을 검토하고 이 시스템에 적합한 퍼지제어 방법을 얻는 것이다.

퍼지제어는 퍼지추론 연산을 소프트웨어적으로 처리하는 경우 연산시간이 소요되므로 서보계 등 응답속도가 빠른 것을 대상으로 한 시스템에는 적절하지 않다. 따라서 로봇과 같이 복합시스템 서보제어에서는 연산이 복잡한 것은 컴퓨터 프로그램에 의해 CPU에서 연산하고 수식화 할 수 없는 전문가 지식은 퍼지제어기의 하드웨어 연산회로로 실현할 필요가 있다.

따라서 두 번째 목적은 컴퓨터 도움 없이 독립으로 서보시스템의 퍼지제어를 위한 퍼지제어기 하드웨어회로 개발이다.

최근, 퍼지이론을 고속 하드웨어로 취급하기 위한 연구가 진행되고 있으며 하드웨어는 크게 나누어 디지털회로와 아날로그회로에 의한 두 종류가 있다.

퍼지제어기의 디지털회로는 퍼지논리에 잘 사용되고 연산시간이 많이 소요되는 min-max 등의 연산을 하는 경우가 많다. 반면에 아날로그회로는 소속함수의 값을 전압, 전류 등의 아날로그 양으로 표현하여 퍼지로지 연산을 행하는 방법이다. 이 방법은 대집합을 이산화할 때 요소수가 적은 경우에 적합하다[58-65].

퍼지제어기의 하드웨어화를 위해 퍼지추론과 퍼지시스템 모델에 관한 이론이 발표되어 있지만 이들은 회로화 하기에 복잡하므로 회로로 구현하기 쉬운 구체적인 퍼지추론 계산식의 개발이 필요하다[20, 64, 65].

퍼지집합은 소속함수의 정도(grade)로 나타내는 방법과 퍼지집합을 분해원리에 의해 소속함수를 어떤 정도의 값으로 한정되는 α -레벨 집합으로 표현하는 방법이 있다. α -레벨 집합에 의한 퍼지추론은 소속함수를 2치로 양자화하여 연산을 행하기 때문에 하드웨어화가 쉽다. 또한 연산을 할 때 각 α -레벨 집합군을 병렬로 처리할 수 있기 때문에 고속연산이 가능하다[64-69].

일반적으로 실수의 불록(凸) 퍼지집합에서 α -레벨은 구간이 되고 상한과 하한의 2치로 표현할 수 있다. 퍼지집합을 α -레벨 분해에 의해 상한과 하한을 아날로그 값으로 취급하면 대집합을 연속적으로 처리할 수 있다. 소속함수를 α -레벨로 양자화할 때 양자화 수가 많으면 연산회로가 크게 되므로 설계자가 주관적으로 결정하는 양자화 수는 적게 하는 것이 좋다.

1.3 논문의 구성과 내용

본 연구는 범용의 퍼지집합 이론을 기초하여 소속함수 μ_F 로 나타낸 퍼지집합에 의한 퍼지제어와 α -컷 분해원리에 의한 α -레벨 퍼지집합에 의한 퍼지제어를 직류 서보시스템에 적용하는 것을 나타내었다. 이하 직류 서보시스템에 설계하고 적용한 퍼지제어 방식이 유용함을 시뮬레이션과 실험을 통하여 구명하였다.

본 연구를 행한 구체적인 방법과 논문의 구성은 다음과 같다.

제 1장에서는 연구배경, 연구목적, 연구의 개요 등에 대하여 기술하였다.

제 2장에서는 퍼지제어의 원리와 특징에 대하여 설명하고 여러 가지 퍼지추론과 비퍼지화의 계산식을 유도하고 퍼지추론 방법, 제어규칙 및 비퍼지화 계산식 등에 대하여 검토한다.

제 3장에서는 직류 서보계의 퍼지제어를 위한 범용의 퍼지제어 시뮬레이션 프로그램과 실행 방법에 관하여 나타내었다. 이 시뮬레이션 프로그램을 이용하여 퍼지제어와 PID제어를 비교 검토하고 추론방법, 제어규칙에 의한 입출력 특성에 대하여 비교 검토하였다. 그리고 서보계의 위치응답 등을 검토하여 일반적인 PID제어에 비하여 견실성과 제어에 유연성이 있음을 나타내고 퍼지제어의 유효성에 관하여 조사한다.

제 4장에서는 하드웨어를 비교적 간단히 실현할 수 있는 방법인 α -레벨 집합 분해원리에 의해 퍼지추론에서 비퍼지화까지 통일적으로 연산하는 구체적인 계산식을 나타낸다. 그리고 퍼지제어기의 입출력 관계와 계단응답의

시뮬레이션 평가에 의해 퍼지제어기 회로구성에 가장 적합한 소속함수의 α -cut 분해수에 대해서 고찰하였다.

제 5장은 α -레벨 집합 분해원리에 의해 유도한 구체적인 계산식에 기초하여 두 개의 입력을 받아 min-max 추론 및 중심법에 의한 비퍼지화에 의해 일체적으로 PWM 아날로그 조작신호를 출력하는 퍼지제어기 하드웨어 회로의 구성법을 제안하였다. 그리고 아날로그 연산기와 로직회로에 의한 퍼지제어기의 하드웨어를 실현하고 직류 서보시스템의 위치제어에 적용하여 그 유용성을 나타내었다.

제 6장은 지금까지의 실험과 검토를 통하여 직류 서보시스템에 적용하여 제안한 퍼지제어기 하드웨어회로가 유용함을 결론으로 나타내었다.

제 2 장 퍼지제어

본 장에서는 퍼지제어의 원리와 특징에 대하여 설명하고 여러 가지 퍼지 추론과 비퍼지화의 계산식을 유도하고 퍼지추론 방법, 제어규칙 및 비퍼지화 계산식 등에 대하여 비교 검토한다.

2.1 퍼지제어 원리와 특징

현재 실용화되고 있는 퍼지시스템의 대부분은 고전적 제어이론에 기초하고 있다. 일반적인 제어이론은 제어대상시스템의 상태와 출력을 관측하고 목표값에서의 편차를 감소시키는 것과 같은 방법으로 제어대상의 입력을 조정하는 피드백 제어가 기본이다.

고전적 제어계의 조절요소는 비례, 적분, 미분요소의 조합으로 이루어져 있다. 이 조절요소의 파라미터 결정에는 사전에 제어대상의 정확한 수학적 모델이 필요하고, 수학적 모델을 아는 경우는 대단히 유효한 제어방법이지만 수학적 모델이 알려져 있지 않은 경우, 혹은 알게 되어도 대단히 복잡할 경우에는 숙련된 전문가의 조작에 의존하고 있는 실정이다.

일반적인 제어에 대하여 퍼지제어는 전문가가 갖는 제어지식을 제어에 반영시킬 수 있으므로 복잡한 플랜트 제어 등에 실용화되어 있다. 퍼지제어에서 기본이 되는 것은 퍼지추론이고 Fig. 2.1은 퍼지제어의 기본 구성을 나타낸다. 퍼지제어는 인간행동의 Know how를 “만약 상태가 A로 되면,

조작량을 B로 한다.”라고 하는 “ If ~ then ~ ” 형식의 제어규칙으로 기술하고 이를 기초로 추론을 행하여 조작량을 출력한다.

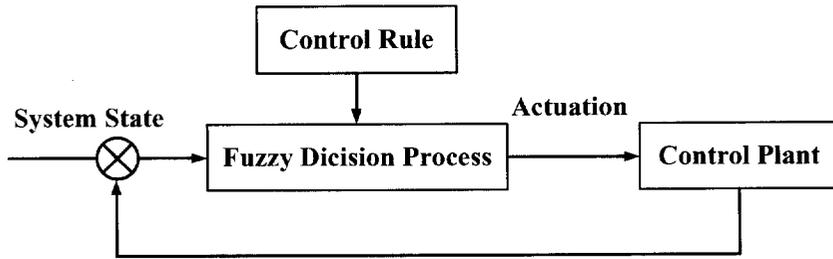


Fig. 2.1 Basic scheme of fuzzy control system

여기서 “A”와 “B”는 “따뜻하다”, “크다”, “빠르다” 등의 애매한 량을 언어로 표현하는 것이므로 애매한 언어표현의 의미를 수학적으로 취급하기 위하여 퍼지집합의 개념을 도입한다.

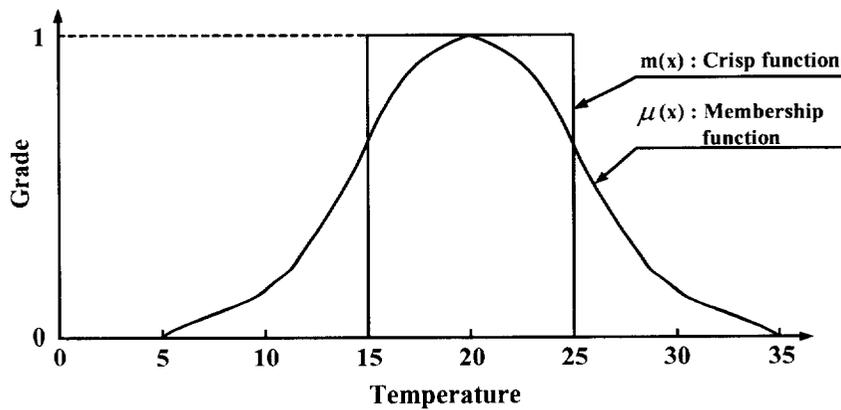


Fig. 2.2 Membership function and crisp function

퍼지집합은 인간의 주관에 따라 정의되는 집합으로 경계가 불명확한 집합이며, 모든 공간의 요소가 퍼지집합에 속하는 정도를 구간 $[0, 1]$ 의 연속값으로 소속함수(membership function)에 따라 정의된다. 이것에 대하여 경계가 명확한 집합을 크리스프 집합이라 부른다. Fig. 2.2는 퍼지집합과 크리스프 집합을 나타내고 퍼지집합은 크리스프 집합의 확장으로 생각할 수 있고, “따뜻하다” 등을 표현하는 퍼지집합은 소속함수 $\mu_F = [0, 1]$ 로 표현된다.

이상과 같은 퍼지집합에 기초한 퍼지제어에서 가장 기초가 되는 것은 퍼지추론이다. Fig. 2.3은 추론과정을 나타낸 것이고 아래와 같은 단계를 거쳐 비퍼지화(defuzzification)된 조작량을 얻게 된다.

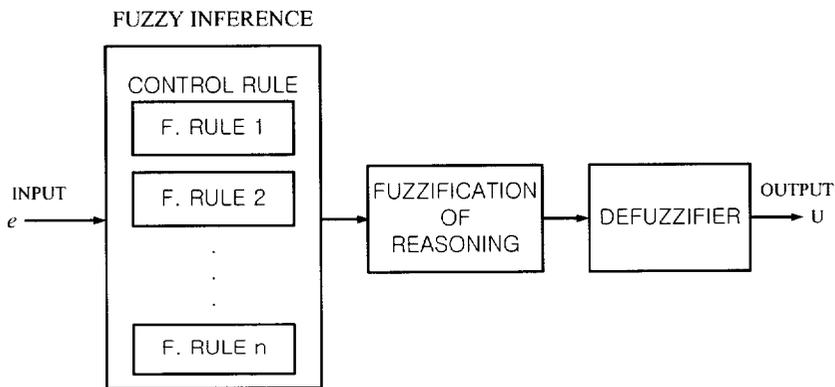


Fig. 2.3 Principle of the fuzzy reasoning process

이것의 구체적 퍼지추론 연산과정은 아래와 같다.

- (1) 전건부의 적합도를 구한다.
- (2) 각 제어규칙의 추론결과를 구한다.
- (3) 전체의 추론결과를 구한다.

2.2 범용 퍼지집합에 의한 퍼지추론 계산

여기서는 범용의 퍼지집합에 의한 퍼지추론 계산식을 유도하고 min-max-중심법을 기본으로 추론결과를 이론적으로 비교한다. 그리고 시뮬레이션에 사용하는 기본식으로 한다.

2.2.1 min-max-중심법

퍼지제어는 상태에 관한 정보 x_0, y_0 를 입력으로 하고 제어규칙 R_i ($i = 1, 2, \dots, m$)에 대하여 식(2.1)과 같이 modus ponens 추론을 취하여 조작량 u 를 출력한다.

조건명제 : If x is A_i and y is B_i then u is C_i .

사실 : x is x_0, y is y_0 (2.1)

결론 : u is C_i

여기서, A_i, B_i, C_i 는 Fig. 2.2와 같이 소속함수의 정도 μ_F 로 나타낸 범용의 퍼지집합이고, if 절에 주어진 x, y 부분을 전건부(antecedent part), then 절에 주어진 부분 u 을 후건부(consequents part)라 한다.

Fig. 2.4는 기본이 되는 min-max-중심법에 의한 추론연산의 과정을 나타낸 것이다. 2 입력의 비퍼지한 사실 $[x_0, y_0]$ 이 있다고 하면 소속함수로 표현한 전건부 적합도 ω_i 는 식(2.2)이 된다.

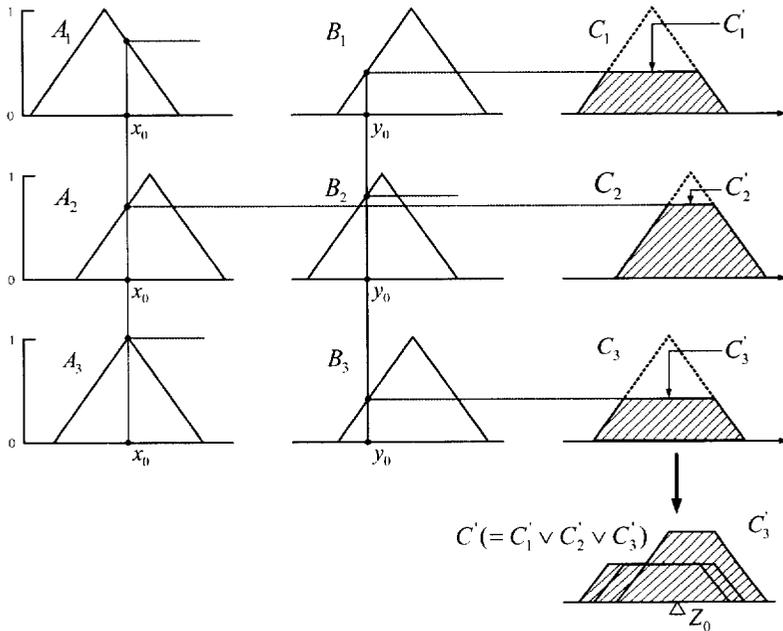


Fig. 2.4 A fuzzy reasoning process by the min-max-center of gravity

$$\omega_i = \mu_{A_i}(x_0) \wedge \mu_{B_i}(y_0) \quad (2.2)$$

단, $\mu_{A_i}(x_0)$, $\mu_{B_i}(y_0)$ 는 입력 x_0, y_0 일 때 μ_{A_i}, μ_{B_i} 는 소속함수 정도이고 \wedge 는 min 연산이다.

각 제어규칙에서 얻은 추론결과 C_i' 는 min 연산하여 식(2.3)이 된다.

$$\mu_{C_i'}(u) = \omega_i \wedge \mu_{C_i} \quad (2.3)$$

또한 최종적인 결론 C' 는 각 추론결과 C_i' 를 합집합으로 연산하여 식(2.4)가 된다. 여기서 \vee 는 max 연산이다.

$$\mu_{C'}(u) = \mu_{C_1'}(u) \vee \mu_{C_2'}(u) \dots \vee \mu_{C_m'}(u) \quad (2.4)$$

최종적인 퍼지집합 C' 의 대표값 u_0 를 구하는 조작을 비퍼지화라 하며, 비퍼지화는 몇 가지 방법이 제안되어 있지만 식(2.5)로 정의되는 무게 중심법(center of gravity method)을 이용하여 계산한다.

$$u = \frac{\sum u_i \mu_{C'}(u_i)}{\sum \mu_{C'}(u_i)} \quad (2.5)$$

식(2.5)는 적분으로 나타내면 식(2.6)과 같다.

$$u = \frac{\int \mu_{C'}(u)u du}{\int \mu_{C'}(u) du} \quad (2.6)$$

비퍼지화에서 중심의 계산에 식(2.7), (2.8)로 정의되는 면적법과 높이법이 있다.

$$u = \frac{\sum S_i u_i}{\sum S_i} \quad (2.7)$$

단, $S_i = \int \mu_{C_i}'(u) du$ 이다.

$$u = \frac{\sum \omega_i u_i}{\sum \omega_i} \quad (2.8)$$

단, $\omega_i = \wedge \mu_{A_i}'(x)$ 이다.

Fig. 2.4의 min-max-중심법은 min과 max라고 하는 비선형성이 강한 연산이 이용되고 있기 때문에 그 추론과정은 결과가 반드시 사실과 직접 일치되는 것은 아니다.

중심법에 의해 추론결과를 구하는 방법을 검토한다. 예를 들어 Fig. 2.4의 첫 번째 규칙에서 a와 b중에서 작은(min)쪽의 값 b 이상에서 결론 C_1 의 정점부분이 잘려나가는 형을 취하고 있기 때문에 이 경우 a의 값이 변하여도 (b 이상의 범위에서) 항상 b 이상의 높이에서 잘려나가 버린다. 즉,

높이 a 의 변동은 무시되는 것이다. 따라서 a 값의 변화도 고려하려면 min연산 대신에 대수곱을 이용하면 좋다는 것을 알 수 있다.

다음, max을 이용한 추론결과의 통합을 나타내는 식(2.7)에 관해서 고찰해 본다. 예를 들어 Fig. 2.4의 추론과정에서 최종적인 통합결과 C' 에는 세 번째의 제어규칙에서 얻어진 추론결과 C_3' 은 내부에 포함되는 형태로 되어 있다. 즉 C_1 과 C_2 에 의해서만 결정되고 C_3 은 무시되어진 형태이다. 그러나 실제에는 C_3 의 효과를 고려하여 넣어야 할 것이라고 생각된다.

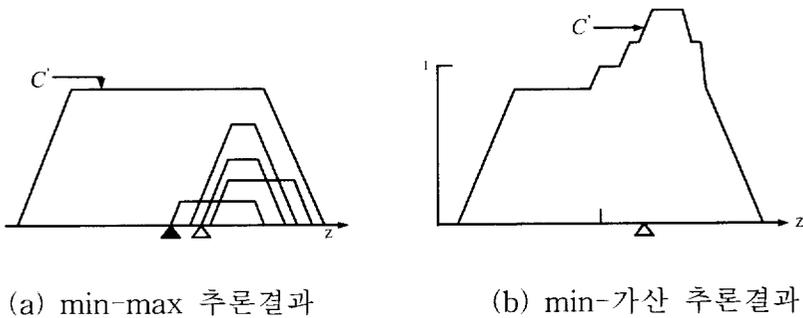


Fig. 2.5 Composition results of each fuzzy inference

Fig. 2.5는 퍼지추론의 통합 합성결과를 비교한 것이고 (a) min-max 연산은 추론결과가 우측에 뭉쳐 있는 경우이다. 이 경우 우측에 대단히 많은 추론결과가 존재하고 있으므로 중심값 z_0 는 중앙(▲)보다 조금 우측에 있다고 생각된다. 그러나 max로서 통합하면 통합결과는 제일 외측의 추론결과 C' 에 일치하고 그 중심값 u_0 는 중앙(▲)으로 되어 이것은 상식적으로 실제 중심과 어긋나고 있다.

이 때문에 우측에 있는 많은 추론결과의 영향을 고려하여 넣기 위해서는 가산을 사용하여 추론결과를 위에 포개 넣으면 좋고 결과는 Fig. 2.5(b)처럼 된다. 따라서 중심점은 우측에 치우친 점(Δ)으로 되는 것을 알 수 있다.

이처럼 max로서 통합하면 내측에 있는 많은 추론결과의 영향이 무시되어 버린다. 이 예에서 알 수 있는 것과 같이 Fig. 2.4의 규칙 3은 중심값의 계산에 무관하기 때문에 규칙 3을 조금 변경하여도 중심값은 변동하지 않은 것을 알 수 있다.

이상의 이유로 min-max-중심법에서 min 대신에 대수곱을, max 대신에 가산을 사용한 대수곱-가산-중심법이 제안되고 있다[23].

따라서 여기서는 퍼지추론 방식을 비교하기 위해서 식(2.2)의 전건부 적합도와 식(2.3)의 각 개별 추론결과 C_i 의 연산에서 논리식 \wedge 대신에 식(2.9)에 정의된 식 중에서 선택하여 사용할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \text{min}(\wedge)\text{합성} & : a \wedge b = \min(a, b) \\
 \text{대수곱 (algebraic product)} & : a \cdot b = a b \\
 \text{한계곱 (bounded product)} & : a \odot b = 0 \wedge (a + b - 1) \\
 \text{격렬곱 (drastic product)} & : a \wedge b = \begin{cases} a & \text{if } b = 1 \\ b & \text{if } a = 1 \\ 0 & \text{otherwise } a, b < 1 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

그리고 식(2.4)의 최종 추론결과 C' 의 계산에는 논리식 \vee 대신 식(2.10)에 정의된 연산식 중에서 선택하여 사용할 수 있다.

$$\begin{aligned}
\max(\vee)\text{합성} & : a \vee b = \max(a, b) \\
\text{가산(sum)} & : a + b = a + b \\
\text{대수합(algebraicsum)} & : a + b = a + b - ab \\
\text{한계합(그boundedsum)} & : a \oplus b = 1 \vee (a + b) \\
\text{격렬합(drasticsum)} & : a \vee b = \begin{cases} a & \text{if } b = 0 \\ b & \text{if } a = 0 \\ 1 & \text{otherwise } a, b \leq 1 \end{cases}
\end{aligned} \tag{2.10}$$

2.2.2 대수곱-가산-중심법 [23]

Fig. 2.6은 대수곱-가산-중심법에 의해 결론 C' 을 구하는 추론과정을 나타낸 것이다. 사실 입력 x_0, y_0 에 대하여 제어규칙 “ A_1 and $B_1 \rightarrow C_i$ ”에 의한 각각의 추론결과 C_i' 는 식(2.9)에서 대수곱(\cdot)을 이용하여 나타내면 식(2.11)과 같이 구할 수 있다.

$$\mu_{C_i'}(u) = \mu_{A_i}(x_0) \cdot \mu_{B_i}(y_0) \cdot \mu_{C_i}(u) \tag{2.11}$$

그리고 통합결론 C' 는 식(2.4)에서 가산($+$)을 이용하여 식(2.12)를 구할 수 있다.

$$\mu_{C'}(u) = \mu_{C_1'}(z) + \cdots + \mu_{C_n'}(u) \tag{2.12}$$

이 통합결과를 이용하여 식(2.6)의 중심법에서 퍼지집합 C' 의 중심값 u_0 가 구해진다.

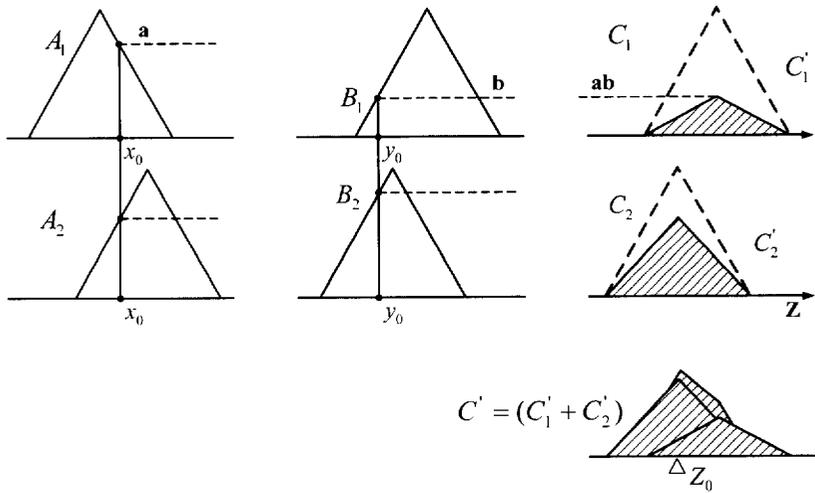


Fig. 2.6 Fuzzy inference by the algebraic-sum-center of gravity

2.2.3 간략화 추론법 [24]

다음 대수곱-가산-중심법의 특별 경우인 간략화 추론법에 관하여 기술한다. 이 퍼지 추론법은 퍼지규칙의 후건부가 퍼지집합이 아닌 실수치 인 경우의 퍼지추론이고 이것을 간략화 추론법이라 한다.

Fig. 2.7은 간략화 퍼지추론 과정을 나타낸 것이고 추론은 식(2.13)과 같다.

규칙 1 : A_1 and $B_1 \rightarrow u_1$

.....

규칙 n : A_n and $B_n \rightarrow u_n$ (2.13)

사실 : x_0 and y_0

결론 : u_0

여기서 후건부는 우변의 u_1, \dots, u_n 로 나타낸 것이고 퍼지집합이 아닌 실수이다. u_1, \dots, u_n 을 비퍼지화 하면 식(2.14)와 동일한 추론형식으로 된다.

결론 u_0 을 구하는 방법은 다음과 같이 된다. 입력으로 사실 x_0, y_0 일 때 이것과 각 규칙의 전건부 A_1 and B_1 와의 적합도 h_i 는 식(2.14)과 같이 된다.

$$h_i = \mu_{A_i}(x_0) \cdot \mu_{B_i}(y_0) \quad (2.14)$$

여기서 적합도 h_i 는 입력 x_0, y_0 가 주어질 때에, u_i 가 얻어지는 정도를 나타내는 것으로 해석할 수 있다.

각 규칙으로부터 확정치 u_1, \dots, u_n 이 얻어지는 적합도는 h_1, \dots, h_n 이므로 최종적인 결과 z_0 는 이들 적합도 h_1, \dots, h_n 에 대한 각 확정값 u_1, \dots, u_n 에서 적합도는 하중평균을 구하는 것이므로 식(2.15)와 같다.

$$z_0 = \frac{u_1 h_1 + u_2 h_2 + \dots + u_n h_n}{h_1 + h_2 + \dots + h_n} \quad (2.15)$$

이 방법은 일반적 방법과 같이 삼각형 소속함수의 윗부분을 짜르거나 통합이라는 조작을 거치지 않고 결과 z_0 를 구하는 것과 같으므로 처리속도가 현저히 빠르게 되고 또한 규칙의 후건부가 퍼지집합이 아닌 정수이기 때문에 퍼지집합의 모양에 관계할 필요가 없다.

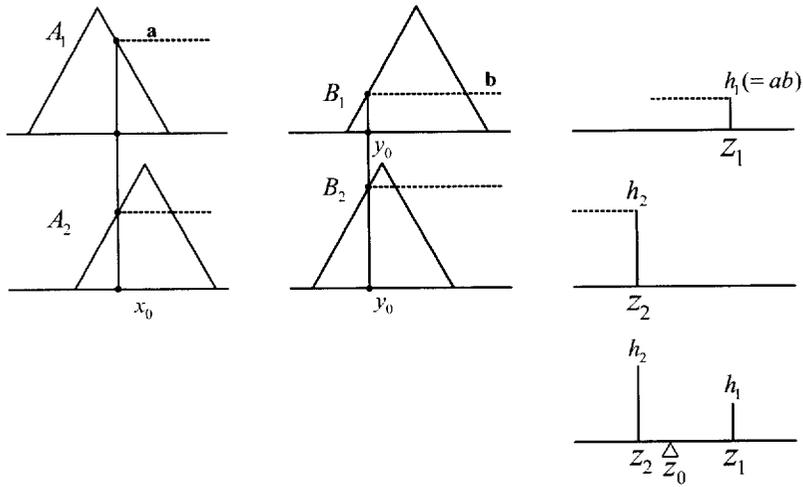


Fig. 2.7 Simplified fuzzy reasoning method

이 간략화 추론법은 대수곱-가산-중심법의 특별 경우로서 후건부 퍼지집합 C_i 의 대집합 폭을 무한히 줄여서 u_i 를 실수로 한 경우에 해당한다.

2.2.4 퍼지 싱글톤형 추론법 [25]

이 추론법은 간략화 추론법의 후건부 u_i 에 급수를 부가한 추론법으로 후건부는 식(2.16)와 같이 w_i/u_i 로 기술된다. 간략화 추론에서는 후건부 u_i 의 최고 높이를 1로 하지만 퍼지 싱글톤 추론법에서는 퍼지규칙에 강조효

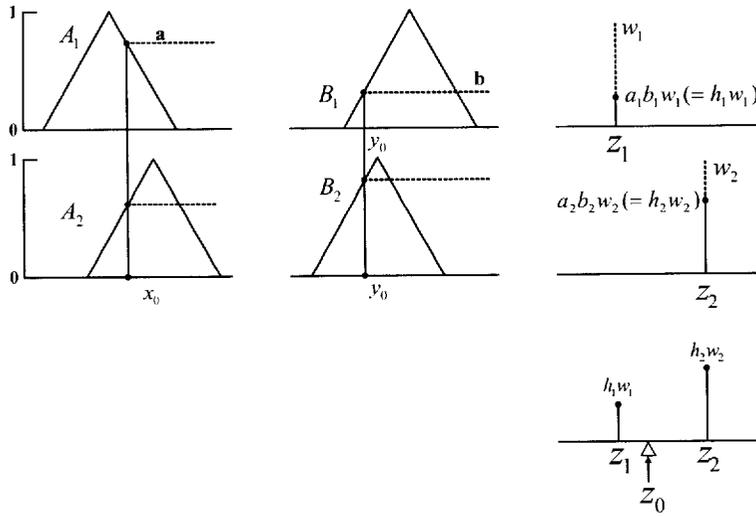


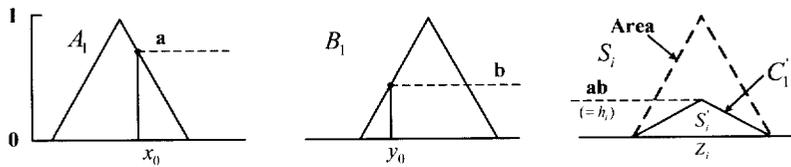
Fig. 2.8 Fuzzy inference of singleton type

여기서, 대수곱-가산-중심법은 퍼지규칙 A_i and $B_i \rightarrow C_i$ 에서 후건부는 무게 계수 w_i 로 하지 않고 C_i 의 면적 S_i 를 취하고 C_i 의 중심값을 z_i 로 하면 식(2.18)이 성립한다.

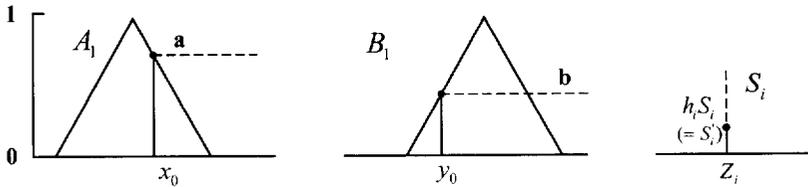
$$A_i \text{ and } B_i \rightarrow S_i / z_i \quad (2.18)$$

식(2.18)은 일반적인 퍼지규칙에 등가로 되는 퍼지 싱글톤형 퍼지규칙으로 치환한 것을 의미한다.

Fig. 2.9는 일반적 퍼지규칙에서 퍼지 싱글톤형 퍼지규칙으로 변환되는 과정을 나타낸 그림이다.



(a) General fuzzy rules



(b) The equivalent fuzzy rules of singleton type

Fig. 2.9 General and the equivalent fuzzy rules of singleton type

이와 같은 방법으로 후건부를 퍼지집합이 아닌, 실수치로 나타낸 것을 퍼지 싱글톤형 추론법이라 한다. 여러 가지 퍼지추론 방법 중에서, 퍼지 싱글톤형 퍼지추론은 처리속도가 빠르고, 해석도 쉬우므로 소프트웨어 제어에 많이 이용한다.

2.3 추론법과 비퍼지화 알고리즘 검토

퍼지제어기의 입력은 비퍼지한 수이고 실제 시스템을 조작할 때는 제어기의 출력도 비퍼지한 수가 되어야 된다. 즉 추론결과로서 얻어진 퍼지집합에서 비퍼지한 수를 유도해야 하고 이 조작을 비퍼지화라 한다. 비퍼지화의 방법에는 몇 가지 제안이 되어 있지만 어느 것이 최적인지 확정된 것은 아니다. 여기서는 대표적인 추론법과 그것의 비퍼지화 알고리즘 3가지를 유도

하여 비교를 한다. 이하 ①, ②, ③에 3개의 추론법과 그 비퍼지화 알고리즘을 나타낸다.

2.3.1 min-가산-중심법

이 비퍼지화 알고리즘은 전건부에서 얻어진 후건부의 급수(전건부 소속함수값의 min)에서 각각의 소속함수를 확보하는 방법을 이용하는 것이므로 추론결과는 예를 들어 Fig. 2.10과 같은 퍼지집합이 된다. 이 퍼지집합은 중심법을 이용해서 식(2.19)와 같이 출력을 구한다.

$$\begin{aligned}
 u_0 &= \frac{\int \mu_c(u) u du}{\int \mu_c(u) du} \\
 &= \frac{\int \sum_{i=0}^n \mu_c(u) u du}{\int \sum_{i=0}^n \mu_c(u) du} & (2.19) \\
 &= \frac{\sum_{i=0}^n \int \mu_c(u) u du}{\sum_{i=0}^n \int \mu_c(u) du}
 \end{aligned}$$

여기서 μ_n 은 n 번째 퍼지집합의 소속함수 값이고 u_n 은 그 대표 값이다.

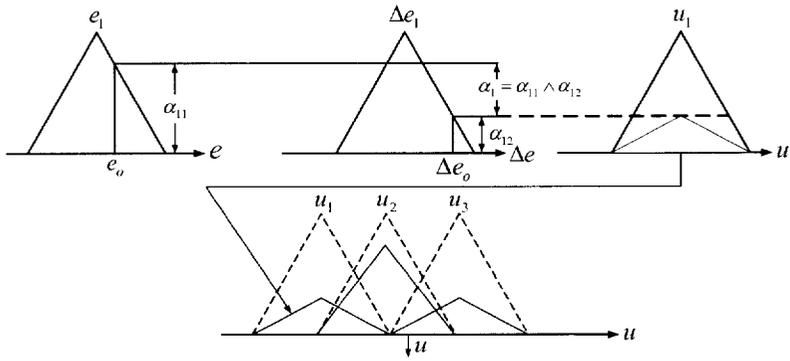


Fig. 2.10 The min-sum-center of gravity

2.3.2 min-max-중심법

이 방법은 일반적으로 주로 이용되는 추론법이다. 이 알고리즘에서는 통상 추론부에서 삼각형의 정점부를 cut하는 방법을 사용하므로 Fig. 2.11과 같은 퍼지집합이 된다.

이 퍼지집합은 중심법을 이용해서 식(2.20)와 같이 출력 u 를 구한다.

$$u = \sum (\mu'_c(u) \times u) / \sum \mu'_c(u) \quad (2.20)$$

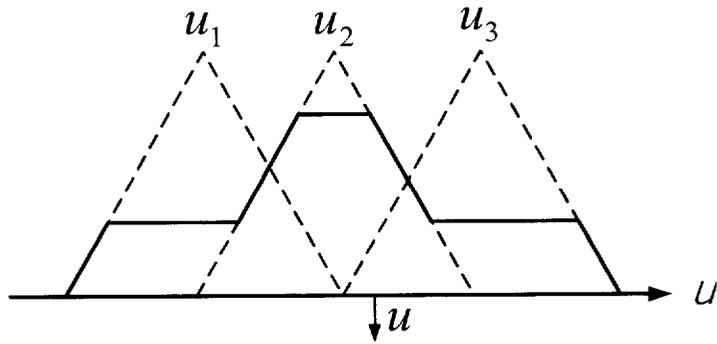


Fig. 2.11 Min-max-center of gravity

2.3.3 대수곱-가산-중심법

이 알고리즘에서는 min-가산-중심법에서 사용한 min 연산 대신에 대수 곱을 사용하는 것이다. Fig. 2.12는 이것의 추론과정을 나타낸다. min-가산-중심법, min-max-중심법의 알고리즘에서는 전건부의 두개의 소속함수 값 α_{11}, α_{12} 중 어느 한 쪽은 무시되지만 알고리즘에서 α_{11}, α_{12} 의 양쪽 정보를 반영할 수 있다.

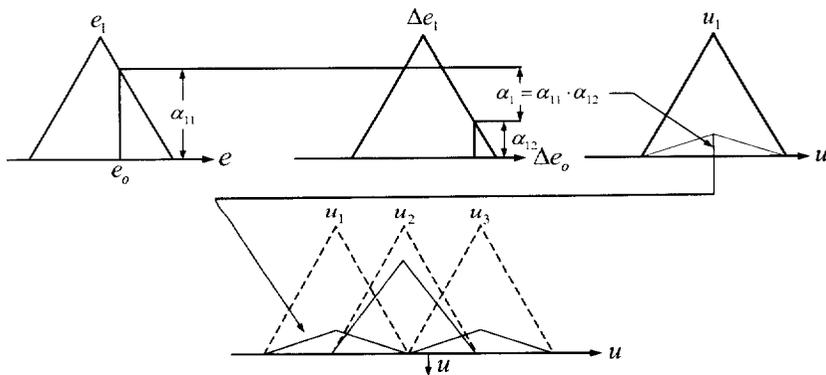
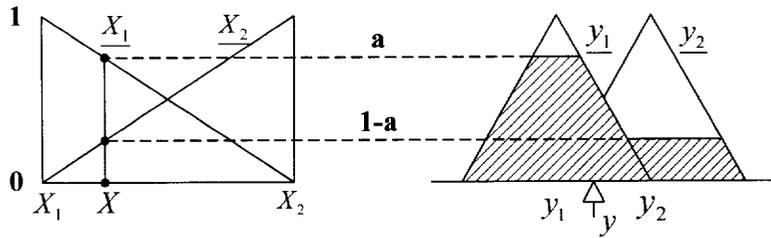


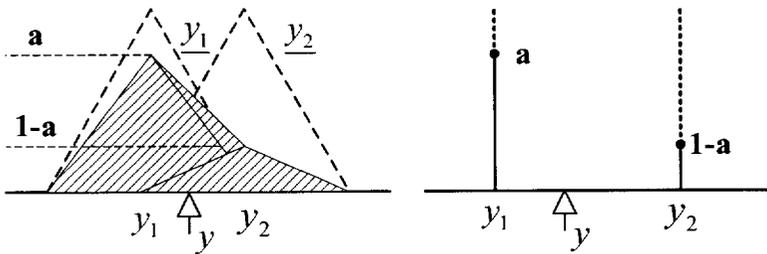
Fig. 2.12 Algebraic-sum-center of gravity

2.3.4 간략화 및 퍼지 싱글톤 추론

다음, 퍼지규칙의 후건부가 퍼지집합의 경우와 간략화 추론법 및 퍼지 싱글톤형 추론법과 같을 경우 후건부 퍼지집합을 세분할 때 막대 모양으로 한 경우 중심값의 계산에 관해서 고찰한다. Fig. 2.13은 각 추론방법에 따라 퍼지추론 한 경우 중심값에 미치는 영향에 대하여 나타낸 것이다.



(a) Min-max-center of gravity



(b) Algebraic-sum-center of gravity (c) Simplified fuzzy reasoning method

Fig. 2.13 Center of gravity values of each fuzzy inference

min-max-중심법에 의한 Fig.(a) 및 대수곱-가산-중심법에 의한 Fig.(b)의 경우, 중심값 y 는 y_1 에 가까운 점으로 주어진다. 그러나 간략화 추론법에 의한 Fig. 2.13(c)처럼 후건부의 퍼지집합 y_1, y_2 를 매우 좁게 취하면 최

종적으로 막대 모양으로 되고 중심값은 거의 변화하지 않는다. 결국 y_1 에서 가까운 점으로서 주어지기 때문에 후반부를 퍼지집합이 아닌 막대 모양으로 하여도 완전히 문제가 없는 것을 알 수 있다.

이상에서 min-max-중심법, 대수곱-가산-중심법, 간략화 추론법, 퍼지싱글톤형 추론법을 이론적인 배경에 대해 간략하게 소개하였다.

제 3 장 직류 서보계의 퍼지제어 시뮬레이션

본 장에서는 직류 서보계의 퍼지제어를 위한 시뮬레이션 프로그램과 실행 방법에 관하여 설명을 한다. 이 시뮬레이션 프로그램을 이용하여 퍼지제어와 PD제어의 비교, 추론방법, 제어규칙에 의한 입출력 특성 및 서보계의 위치응답 등을 검토하고 퍼지제어의 유효성에 관하여 조사한다.

3.1 서보계의 구성과 제어프로그램

Fig. 3.1은 제어대상으로 직류전동기를 사용한 서보계의 블록선도이고 위치제어를 행한다.

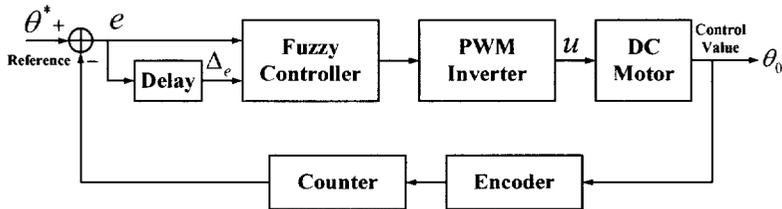


Fig. 3.1 Scheme of the servo control system with fuzzy controller

입력전압 $V(s)$ 에 대한 출력 회전각도를 $\theta(s)$ 로 하면 직류전동기 전달함수 $G(s)$ 는 식(3.1)과 같이 2차계로 표시할 수 있다.

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{K_m}{s(1 + T_m s)} \quad (3.1)$$

여기서 K_m 는 전동기 이득정수, T_m 는 전동기 시정수이다.

제어 대상 서보전동기는 UGRMEM-02MA2, 100[W]이다. table 3.1은 서보계에 사용한 전동기정수 및 파라미터이다. 여기서, 전동기 이득정수 $K_m = 10$ 이고 기계적 시정수 $T_m = 0.4$ [sec]이다. 피지제어기의 입력은 $e = (\theta^* - \theta_0) \times \pi$ [rad], 그 변화분 Δe 이며 샘플링 주기 $\Delta T = 0.004$ [sec]이다. 그리고 조작량 u 는 [V] 이다.

Table 3.1 Motor parameters

| | |
|---------------------------|-------------------------|
| Torque Constants | 0.0647 [N · m/A] |
| Armature Resistance R_a | 1.3 [ohm] |
| Armature Inductance L_a | 1.7[mH] |
| e.m.f Constants K_e | 0.0649 |
| Initial momont J | 0.28[$kg \cdot cm^2$] |
| Time Constants T_m | 0.04[sec] |
| Gain K_m | 10 |

서보계의 위치제어는 목표값에서의 편차 $e = \theta^* - \theta_0$ 와 1샘플링주기의 편차 변화분 Δe 를 입력으로 하여 조작량 u 를 출력하고 이에 따라 전동기에 입력전압을 공급한다.

제어규칙은 Table 3.2와 같이 입력 5명제 출력 7명제로 하고 25개의 제어규칙으로 한다. Fig. 3.2는 삼각형법으로 나타낸 전건부와 후건부 소속함수이고 여기서 K_1, K_2 는 전건부 입력 스케일링 팩터이고 K_0 는 후건부 출력 스케일링 팩터 이다.

퍼지제어에 있어서 시간 $t = n \times \Delta T$ (ΔT 는 샘플링 시간)에서 목표치와의 편차 e_n 와 1샘플링 주기후의 편차변화분 $\Delta e_n = e_n - e_{n-1}$ 을 제어기에 입력하면 출력되는 조작량 u_n 는 식(3.2)와 같다.

$$u_n = K_0 y(x_1, x_2) \quad (3.2)$$

여기서, $x_1 = e_n / K_1$, $x_2 = \Delta e_n / K_2$ 이다.

그리고 x_1, x_2 을 정규화한 입력변수로 하기 위해 스케일링 팩터 K_1, K_2 로 조정하고 출력 $y(x_1, x_2)$ 를 정규화한 조작량으로 하기 위해 스케일링 팩터 K_0 로 조절할 수 있다.

따라서 식(3.2)에 나타낸 제어기는 위치형의 출력이므로 PD형 제어기이다.

또한 입력 정규화 이득 K_1, K_2 대신에 NEST 구조를 취할 수 있다. NEST 구조는 입력 스케일링을 목표치 1.0으로 할 때 목표치와의 차의 상

하 범위로 입력하는 것으로 한다. 예를 들어 NEST=0.2로 하면 목표치를 1.0로 할 때 0.8~1.2의 범위에 입력을 이 폭에 포함한 정규화 이득으로 스케일링된다.

PID제어일 때 제어기 출력은 식(3.3)와 같다.

$$u_n = K_p[e_n + \sum \times \Delta T]/K_i + K_d \times (e_n - e_{n-1})/\Delta T \quad (3.3)$$

여기서, K_p 는 비례이득, K_i 는 적분시간, K_d 는 미분시간이다.

여기서 사용한 서보시스템의 제어대상인 DC 전동기는 1형 전달함수로 표현되므로 제어기는 적분요소를 생략한 PD 제어기로 한다. 따라서 PD 제어기의 출력은 식(3.4)와 같다.

$$u_n = K_p[e_n + K_d \times (e_n - e_{n-1})/\Delta T] \quad (3.4)$$

이번 시뮬레이션에 사용한 식(3.2), (3.4)는 위치형 출력이므로 PD형 제어기이다.

Table 3.2 Typical rules of fuzzy controller

| Δe e | NB | NS | ZO | PS | PB |
|-----------------|----|----|----|----|----|
| NB | NB | NB | NM | NS | ZO |
| NS | NB | NM | NS | ZO | PS |
| ZO | NM | NS | ZO | PS | PM |
| PS | NS | ZO | PS | PM | PB |
| PB | ZO | PS | PM | PB | PB |

여기서 각 라벨은 다음과 같다.

NB : Negative Big, NM : Negative Medium
 NS : Negative Small, ZO : Zero
 PS : Positive Small PM : Positive Medium

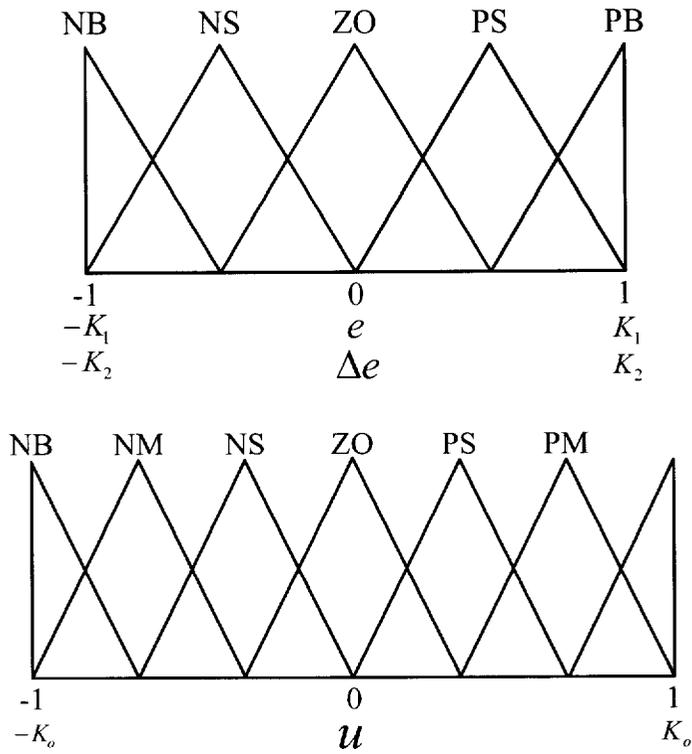


Fig. 3.2 Membership function of antecedent and consequent part

3.2 시뮬레이션 프로그램

퍼지추론은 퍼지집합 F에 있어서 소속함수가 $\mu_F = [0, 1]$ 로 정의되는 앞의 식 (3.2)~식 (3.4)를 이용한다

Fig. 3.3은 입출력 스케일링 벡터, 퍼지화부, 퍼지추론, 비퍼지화부 등으로 구성된 퍼지제어의 구성도이다. 소속함수 입력부, 제어규칙 설정부, 퍼지추론 연산부 결과 표시부 등으로 구성되며 프로그램은 Microsoft C ver. 5.1로 행하고 컴파일은 Large Model로 행한다.

퍼지제어 시뮬레이션은 퍼지집합 F에 있어서 소속함수가 $\mu_F = [0, 1]$ 로 정의되는 범용의 퍼지제어 식을 이용한다.

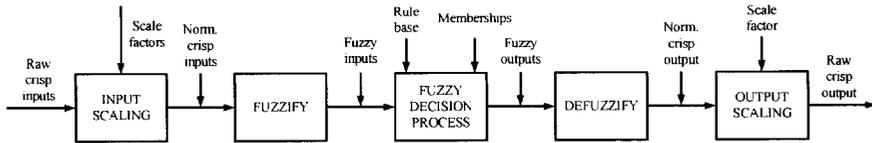


Fig. 3.3 Scheme of fuzzy logic controller

Fig. 3.4는 직류 서보전동기의 퍼지제어 시뮬레이션 프로그램의 플로우차트를 나타내고 각 부분의 프로그램의 실행은 다음과 같다.

- 1) 소속함수 설정부 : 입력 최대수 10, 출력 최대수 5, 라벨수 7, 요소수 10, 대집합 이산화 수 100, α -레벨 양자화 최대수 100 및 그래프 표시부 등으로 구성하였다. 대집합(x)은 0에서 100까지 정수값으로 이산화하고 소속함수 정도는 0.0에서 1.0 범위의 실수값으로 한다. 여기서 설정한 소속함수 데이터는 텍스트파일로 저장된다.
- 2) 제어규칙 설정부 : 제어규칙 수는 최대 25로 하고 화면의 표시에 따라 소속 함수 파일명, 규칙수, 출력수 순으로 라벨 번호를 입력하고, 수정은 에디터상에서 할 수 있다.
- 3) 퍼지추론 및 시뮬레이션 결과 표시부 : 소속함수 및 제어규칙을 구성한 후 메뉴에 따라 각종 연산방식으로 추론 연산한 결과의 입출력 관계를 확인하기 위해 3차원 입체표시 프로그램으로 작성한다.

여기서 그래픽으로 표시된 시뮬레이션 결과를 보고 추론값의 움직임이나 제어규칙의 형상 등을 시각적으로 파악하여 소속함수의 스킵일링 팩터와 제어규칙의 튜닝을 할 수 있다.

4) 응답 시뮬레이션부 : 직류 서보전동기의 퍼지제어에 의한 계단응답과 주파수 응답을 표시한다.

5) 프로그램은 다음과 같이 구성되어 있다.

- FUZZY.C : 전체를 통합하는 프로그램
- FZINTP.C : 소속함수의 보간(Interpolation)을 하는 프로그램
- FZCULC.C : 퍼지추론 연산 프로그램
- FZAINTP.C : α -cut 소속함수의 보간(Interpolation)을 하는 프로그램
- FZACULC.C : α -cut 퍼지추론 연산 프로그램
- FZ3DG.C : 입출력 관계의 3차원 그래픽 프로그램
- SIMULAT.C : s***.C를 정지하는 프로그램
- SMPID.C : PID제어 시뮬레이션 프로그램
- SMFUZZY.C : DC 전동기 퍼지제어 시뮬레이션 프로그램
- SMFUZZY2.C : 입출력관계 데이터를 사용한 DC 전동기 퍼지제어 시뮬레이션 프로그램
- SMALPH.C : α -cut 연산에 의한 DC 전동기 퍼지제어 시뮬레이션 프로그램
- FUZCONST.C : 정수 헤드 파일

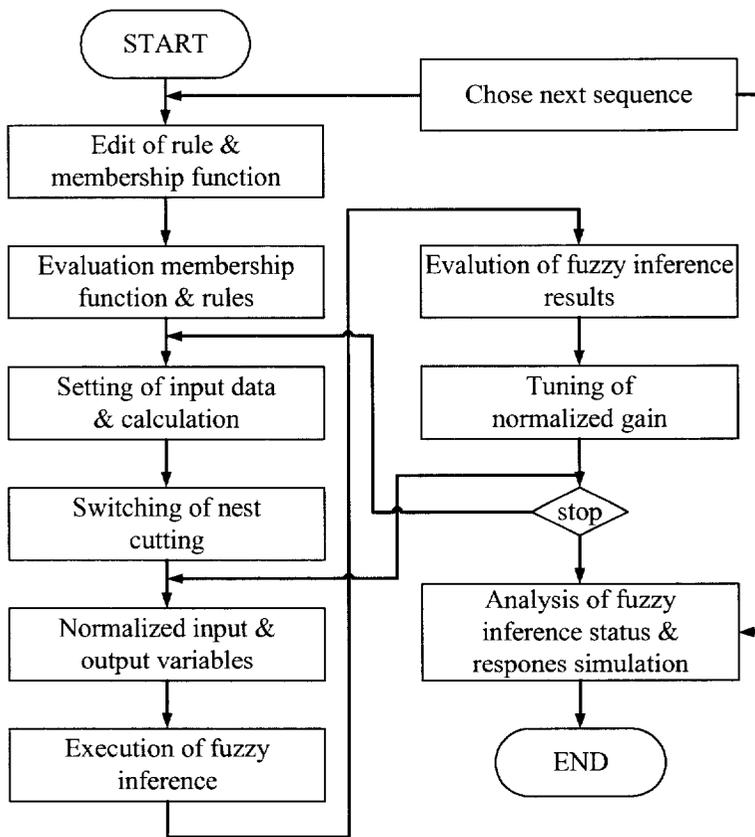


Fig. 3.4 Simulation flowchart of fuzzy control for DC motor

3.3 서보계 시뮬레이션 결과

3.3.1 퍼지제어와 PD제어 비교

Fig. 3.5는 Fig. 3.2의 소속함수와 Table 3.2의 소속함수으로써 min-max-중심법에 의해 퍼지추론한 입출력 관계를 3차원 그래프로 나타낸 것이다. 여기서 전동기 정수 $K_m=10[\text{rad}/\text{sec}]$, 시정수 $T_m=0.04[\text{sec}]$, 샘플링 주기는 $0.004[\text{sec}]$ 이고 정규화 이득은 $K_1=5.0$, $K_2=1.0$ $K_0=15.0$ 이다. 이 경우 퍼지제어기 입출력 특성의 관계가 평탄하고 선형을 나타내고 있는 것을 볼 수 있다.

Fig. 3.6은 식(3.3)으로 표현된 PD제어기의 입출력 관계를 3차원 그래프로 나타낸 것이다. Fig. 3.5의 퍼지제어와 Fig. 3.6의 PD제어에서 그 특성이 거의 같은 모양을 나타내고 있는 것을 알 수 있다. 퍼지제어기는 제어규칙을 조정하여 선형에 근사한 모양으로 할 수 있고 PD제어기는 특성의 모양에서 선형인 제어가 행하여지고 있는 것을 알 수 있다.

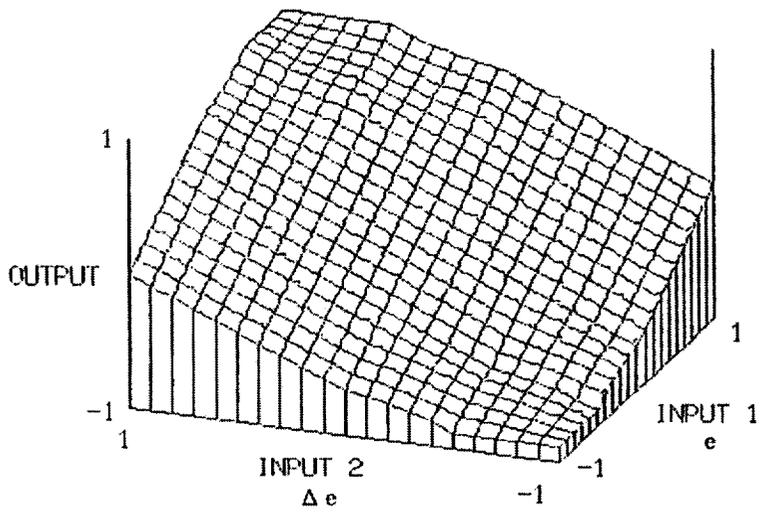


Fig. 3.5 Input-output characteristics by min-max inference

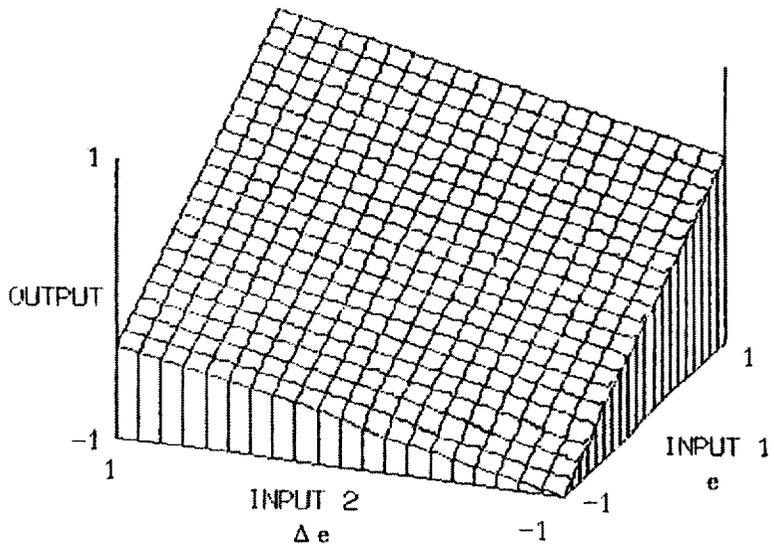


Fig. 3.6 Input-output characteristics of PD controller

Fig. 3.7은 min-max-중심법의 퍼지제어에 의한 직류 서보제어계의 스텝 응답의 시뮬레이션 결과이다. Fig. 3.8은 NEST 구조로 한 퍼지제어의 스텝 응답의 시뮬레이션 결과이다. Fig. 3.9는 PD 제어에 의한 직류 서보제어계의 스텝응답의 시뮬레이션 결과이다.

Fig. 3.7의 퍼지제어는 입력의 스케일링 팩터 때문에 다소의 정상편차가 생기고 있지만 양호한 제어성능을 나타내는 것을 알 수 있다. Fig. 3.8은 NEST 구조로 하여 입력 스케일링을 조정함으로써 정상편차를 개선할 수 있는 것을 알 수 있다. 그러나 퍼지제어와 PD제어에서 그 응답은 오버슈트 없이 거의 동일하게 양호하게 나타나고 있는 것을 알 수 있다.

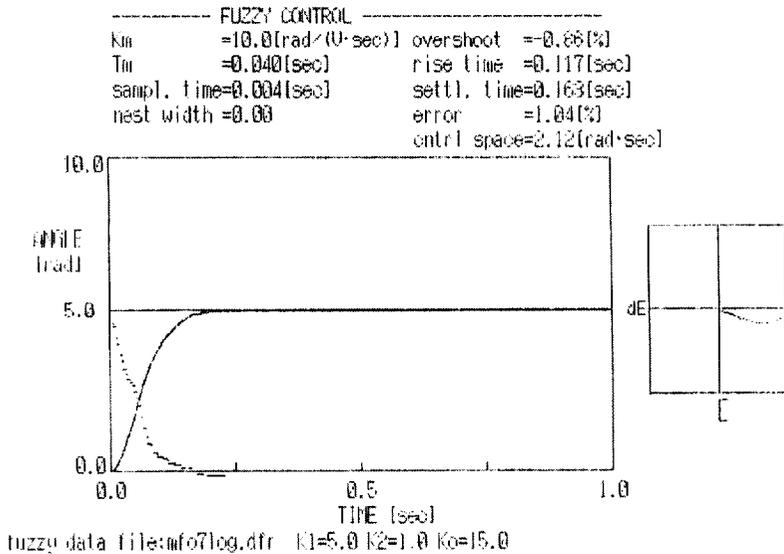


Fig. 3.7 Step response of DC servo motor by fuzzy control

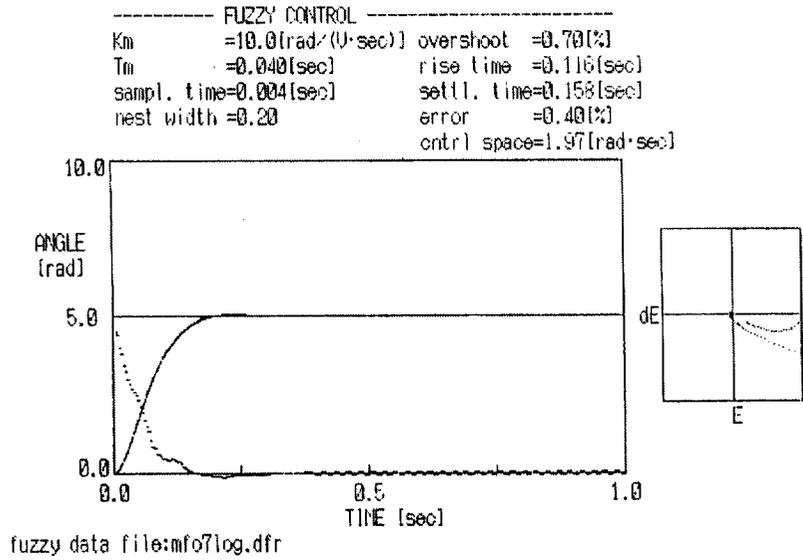


Fig. 3.8 Step response of servo motor by fuzzy control with NEST

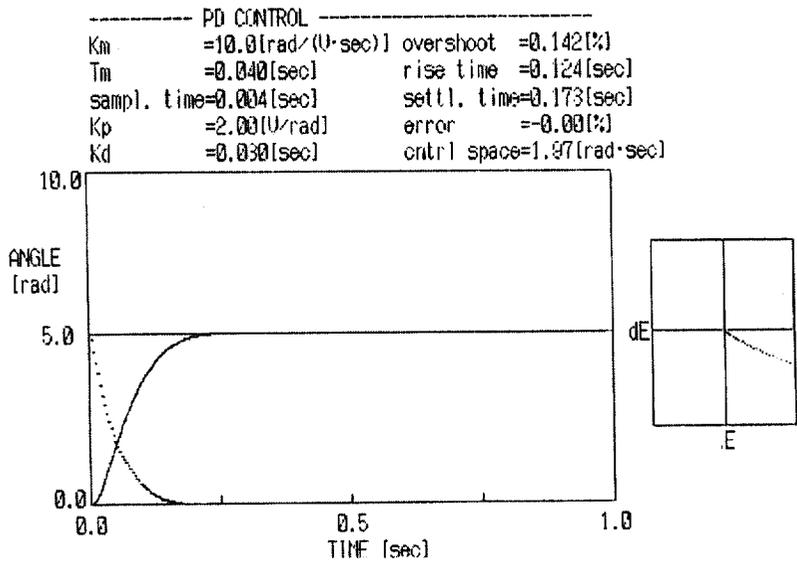


Fig. 3.9 Step response of DC servo motor by PD control

Fig. 3.10, 3.11은 직류 서보시스템의 퍼지제어와 PD제어 할 경우 주파수 응답특성을 나타낸다. 두 특성이 거의 동일하게 나타나지만 위상특성을 보면 퍼지제어 쪽이 넓은 주파수 영역까지 좋게 나타나고 있는 것을 알 수 있다.

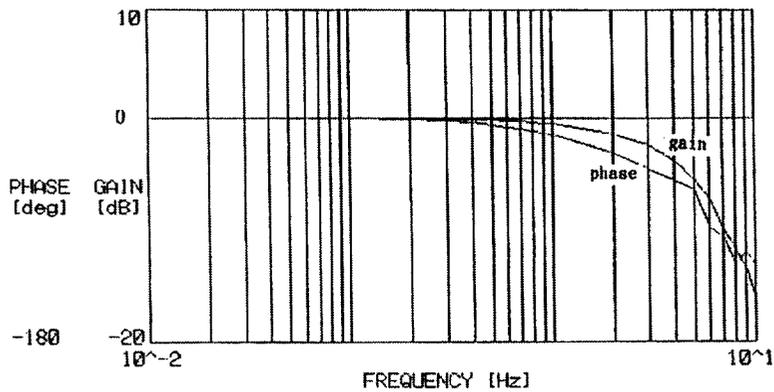


Fig. 3.10 Frequency characteristics by fuzzy control

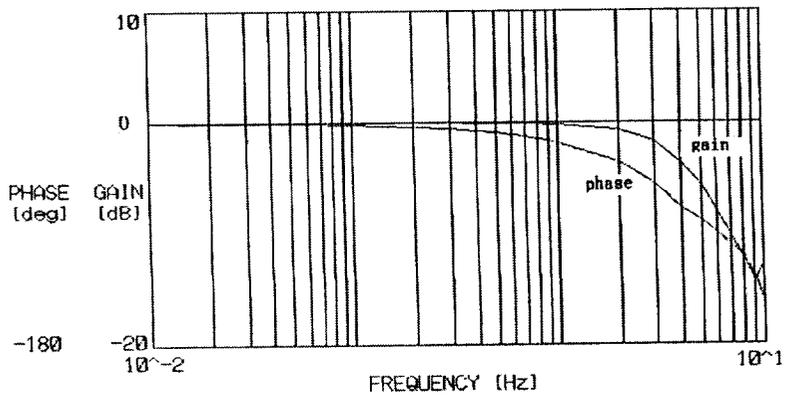


Fig. 3.11 Frequency characteristics by PD control

Step응답에서 PD제어는 퍼지제어보다 오버슈트가 0.04% 크고 정정시간은 거의 동등하게 되었다. PD제어는 어떤 하나의 조건하에서는 최적화 제어를 실현 할 수 있으나 조건이 변화했을 때의 대응에는 대단히 어려운 것을 알 수 있다.

그러나 퍼지제어의 특징인 비선형 제어를 이용하면 전동기 시정수 등의 정수 변화에 추종되고 있는 것을 알 수 있다.

응답특성에서 정정시간은 속응성을 나타내는 하나의 지표가 되기 때문에 서보계의 시정수와 이득의 변화에 대한 정정시간을 조사하여 두 제어방법의 견실성을 조사했다.

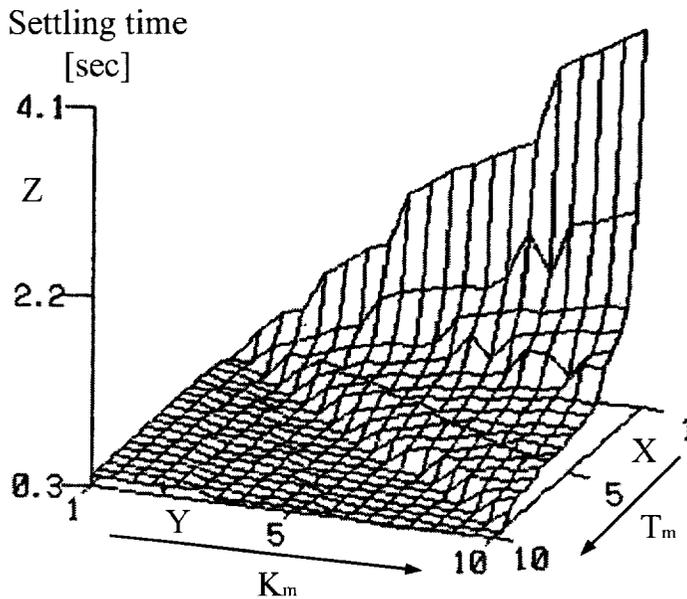


Fig. 3.12 Settling time characteristics by PD control

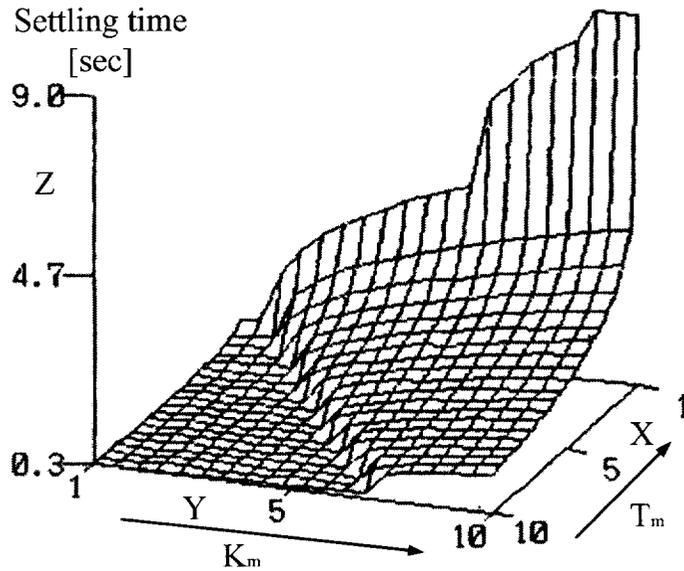


Fig. 3.13 Settling time characteristics by fuzzy control

Fig. 3.12과 Fig. 3.13은 서보계의 시정수와 이득의 값을 [1, 10]의 폐구간에 두고 그 때의 PD제어와 퍼지제어에서 각각의 정정시간을 K_m 과 T_m 의 두 파라미터로 하여 나타낸 것이다.

Fig. 3.13에서 퍼지제어 쪽이 전체적으로 정정시간이 짧고 정정시간이 약 0.3[sec]로 종료되는 영역이 넓은 것을 알 수 있고 이것은 퍼지제어 쪽이 시정수 등의 파라미터의 변화에 대하여 견실성이 높다고 말할 수 있다.

3.3.2 퍼지제어기의 조정

퍼지제어기의 조정은 소속함수의 스케일링 팩터 정규화 입력이득 K_1 , K_2 , 출력이득 K_0 및 제어규칙으로 행한다.

Fig. 3.14는 스케일링 팩터 $K_2=1.0$, $K_0=15.0$ 로 고정하고 K_1 을 1.0~10.0까지 변화시킬 때의 스텝응답을 나타낸다. 정규화 입력이득 K_1 을 적게 하면 응답특성은 속응성이 증가하고 정상편차가 작게 되는 것을 알 수 있다. 그러나 K_1 이 너무 적으면 응답특성은 오버슈트가 발생하고 진동하게 된다.

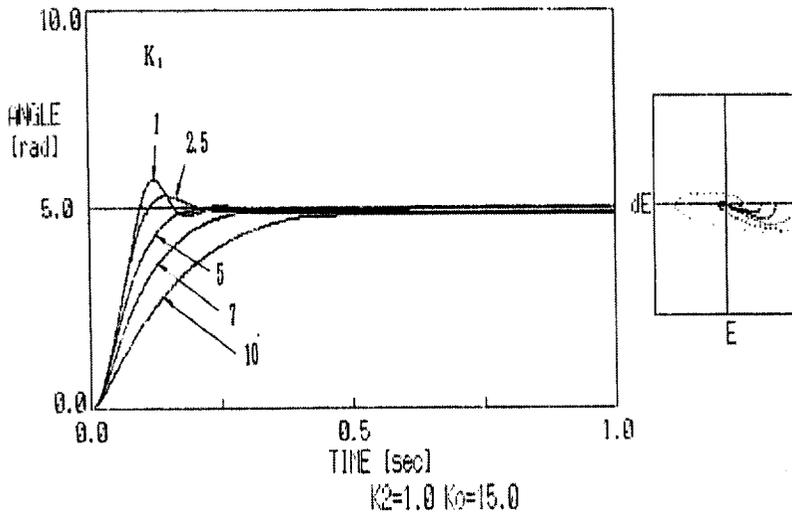


Fig. 3.14 Step responses as variable of parameter K_1

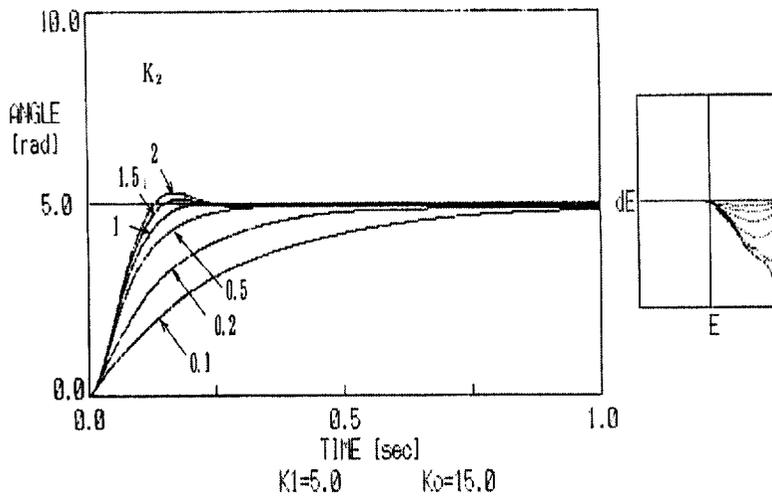


Fig. 3.15 Step responses as variable of parameter K_2

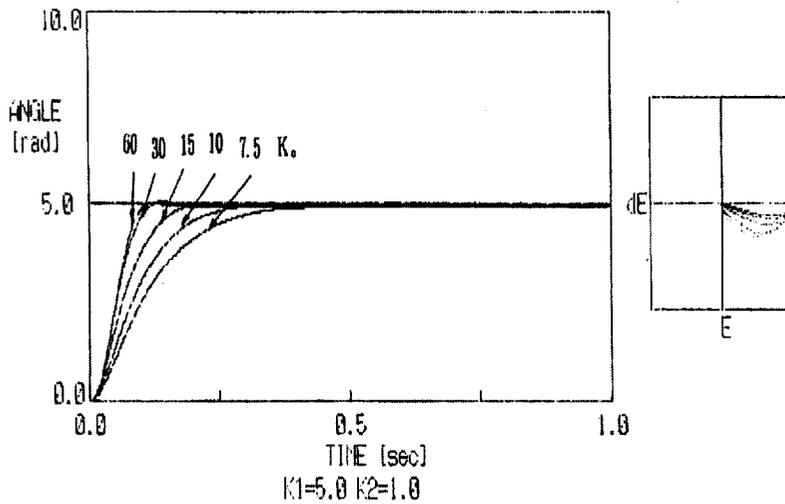


Fig. 3.16 Step responses as variable of parameter K_0

Fig. 3.15는 $K_1=5.0$, $K_0 = 15$ 에 고정하고 K_2 를 0.1~2.0 까지 변화시킬 때의 스텝응답을 나타낸다. Fig. 3.15에서 정규화 입력이득 K_2 는 그 값을 크게 하면 응답특성은 속응성이 증가함을 알 수 있다. 그러나 너무 크게 하면 오버슈트가 발생하는 것을 알 수 있다.

Fig. 3.16은 정규화 입력이득 $K_1 = 5.0$, $K_2 = 1.0$ 에 고정하고 K_0 를 7.5~60까지 변화시킬 때의 스텝응답을 나타낸다. 그 결과 K_0 가 크게 되면 속응성이 양호하게 되지만 K_0 를 너무 크게 하면 그 응답특성은 제어편차의 미소변화에 대하여 매우 민감하게 되고 정상상태에 있어서 조작량이 영으로 되어도 스위칭을 계속하는 상태가 되므로 전력손실을 초래한다.

Fig. 3.17은 정규화 입력이득 K_1 을 0.5~10까지 정규화 입력이득 K_2 를 0.1~2.0까지 변화시킬 때의 정정시간의 변화모양을 나타낸다. 여기서, K_1 이 5.0을 초과하면 정정시간이 급격히 증가하고 있는 것을 알 수 있고 K_2 는 1.6을 초과하면 정정시간이 증가하게 되는 것을 알 수 있다. 이 그래프에서 K_2 의 영향은 그다지 크지 않으나 K_1 을 변화시키는 것이 정정시간에 큰 영향을 미치는 것을 알 수 있다.

Fig. 3.18은 K_1 을 0.5~10.0까지, K_2 를 0.1~2.0까지 변화시킬 때 제어면적의 변화 모양이다. 정정시간 경우와 거의 같은 모양으로 변화되고 있는 것을 알 수 있고 따라서 정규화 입력이득 K_1 및 K_2 는 정정시간의 경우와 같은 영향을 나타낸다.

일반적으로 제어계는 정정시간과 제어면적이 모두 작은 것이 바람직하므로 이 결과로부터, 여기서 선정된 서보계는 정규화 입력이득의 적절한 값은 $K_1 \leq 5.0$ 이고 $K_2 \leq 1.6$ 범위이다. 따라서 정규화 이득을 조정하면 그 응답특성은 양호한 것이 됨을 알 수 있다.

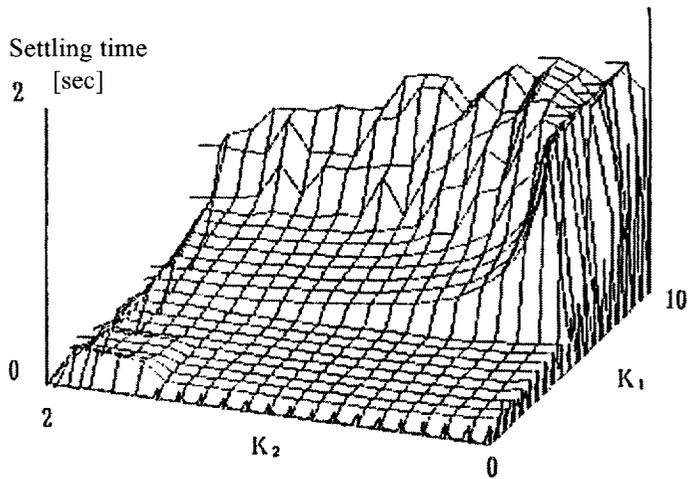


Fig. 3.17 $K_1 - K_2$ versus settling time

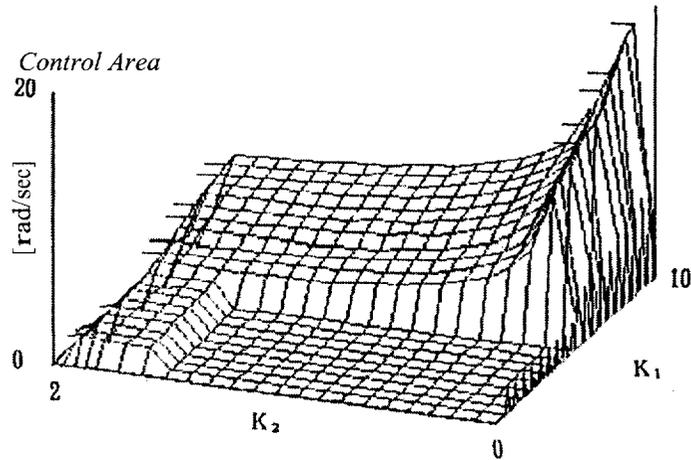


Fig. 3.18 $K_1 - K_2$ versus control area

3.3.3 퍼지추론 연산법의 검토

여기서는 동일한 DC서보시스템에 대하여 2장에서 나타낸 여러 가지 연산법에 의해서 퍼지제어기의 입출력 특성과 단위계단 응답특성에 대하여 고찰한다.

Fig. 3.19~Fig. 3.21은 각각 대수곱-가산, 한계곱-한계합, 격열곱-격열합으로 연산할 경우 퍼지제어기의 입출력 관계를 나타낸 것이다.

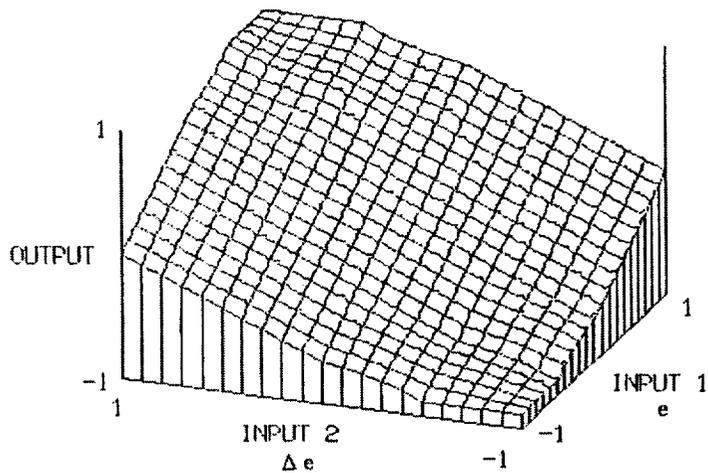


Fig. 3.19 Input-output characteristics by algebraic product-sum

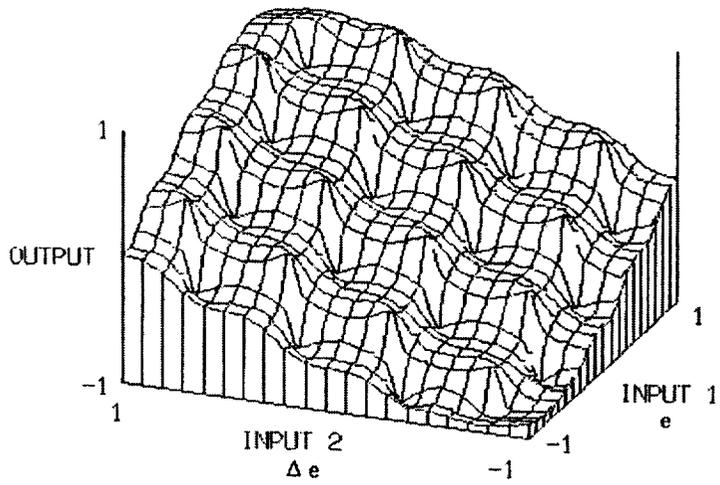


Fig. 3.20 Input-output characteristics by bounded product-bounded sum

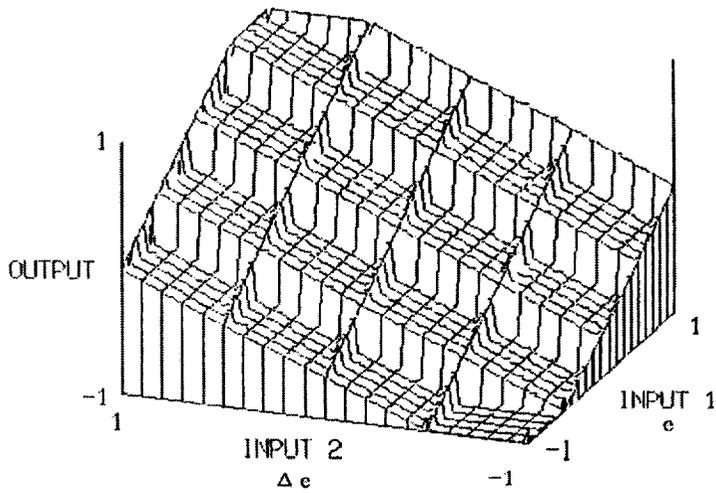


Fig. 3.21 Input-output characteristics by the drastic product-drastic sum

Fig. 3.19의 대수곱-가산 합성은 다른 연산방법에 비해서 그 입출력 특성이 선형에 가까운 매우 원만한 모양으로 나타났다. Fig. 3.20의 한계곱-한계합 합성에서는 컵 모양의 경사면으로 나타났고 비선형성이 강하다.

Fig. 3.21의 격열곱-격열합 합성은 계단상의 형상으로 되었고 비선형성이 강하게 나타났다. 이 결과 Fig. 3.20의 한계곱 연산과 Fig. 3.21의 격열곱의 연산에서 입출력 관계가 비선형이 되는 이유는 소속함수의 폭이 좁아지는 것처럼 연산과정이 반영되어 제어규칙에서 퍼지 라벨로 표시된 값의 애매한 정도가 크기 때문이라 생각된다.

Fig. 3.22~3.24은 각각 대수곱-가산, 한계곱-한계합, 격열곱-격열합으로 추론연산한 경우의 스텝응답 시뮬레이션을 결과를 나타낸다. 이 경우 정규화 입력이득, 정규화 출력이득 등의 파라미터는 min-max연산의 경우와 같은 것을 사용한다. Fig. 3.22의 대수곱-가산 연산에서는 그 응답곡선이 min-max 연산 경우와 비교하여 큰 차이 없이 거의 동일하다. 또한 오버슈트도 거의 없고 정정시간도 짧게 되어 상당히 우수한 특성이 된다.

Fig. 3.23의 한계곱-한계합 연산에서는 오버슈트를 생기게 하고 정정시간도 매우 길어지고 있는 것을 알 수 있다.

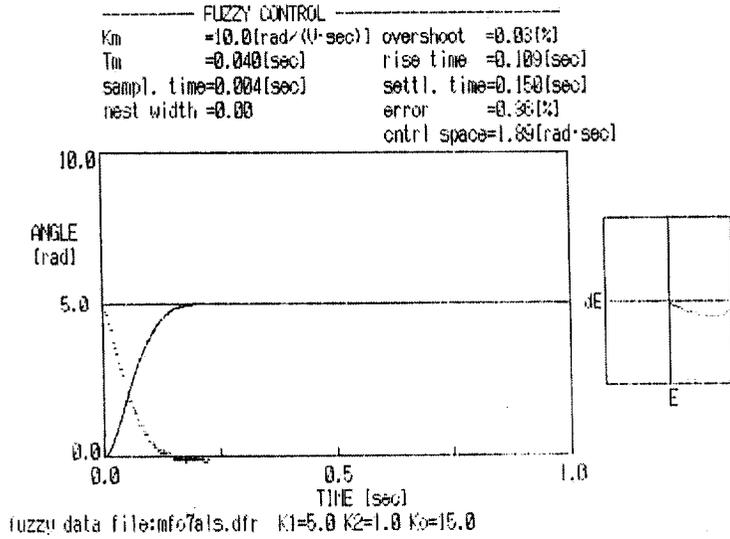


Fig. 3.22 Step response by operations of algebraic product-sum

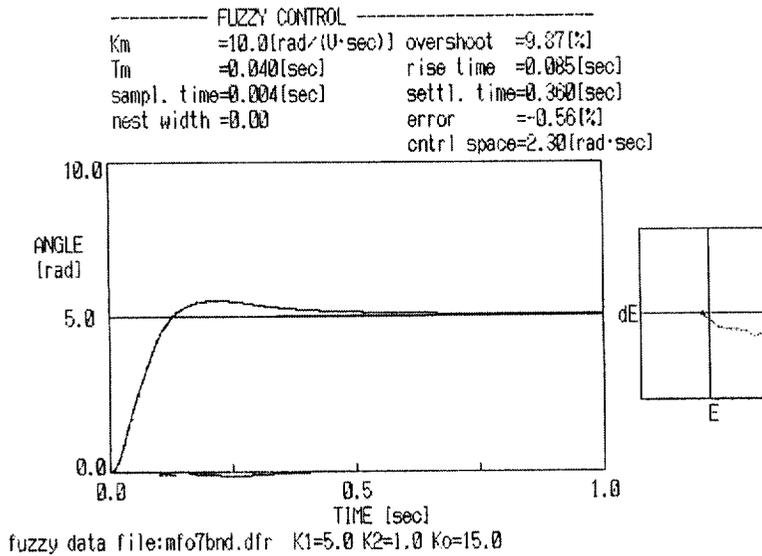


Fig. 3.23 Step response by operations of bounded product-sum

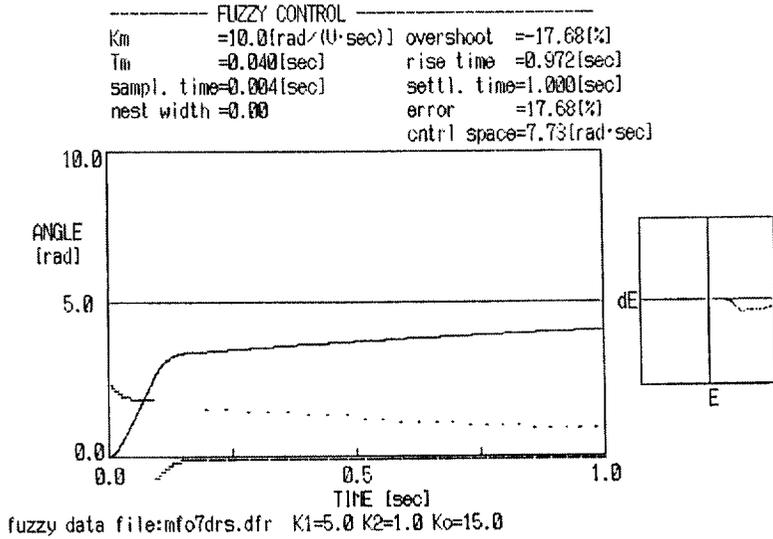


Fig. 3.24 Step response by operations of drastic product-drastic sum

Fig. 3.24 격열곱-격열합에서는 오버슈트는 생기지 않지만 응답이 매우 늦어지고 있다. 이것은 조작량에서 제어규칙이 계획대로 잘 움직이지 않기 때문이라 생각된다.

이상의 연산방법에 의한 시뮬레이션 실험에서 격열곱-가산의 합성은 다음에 시뮬레이션으로 나타낸 간략형 연산에 귀착하는 것으로 생각되므로 결과의 합성을 가산이나 min연산으로 치환하면 한계곱이나 격열곱 연산을 이용한 경우에도 제어성능은 개선된다고 생각된다.

Fig. 3.25는 ①min-가산-중심법, ②min-max-중심법 및 ③대수곱-가산-중심법의 세 가지 추론법 및 그 비퍼지화 알고리즘을 이용해서 같은 서보계에 대해 제어를 실행한 경우의 시뮬레이션의 결과를 나타낸다. 이 시뮬레이션 결과에서는 3가지 알고리즘에서 그 응답이 모두 큰 차는 볼 수 없었

다. 그러나 대수적 가산 중심법은 min-max-중심법보다도 양호한 결과를 얻을 수 있는 보고도 있다[25].

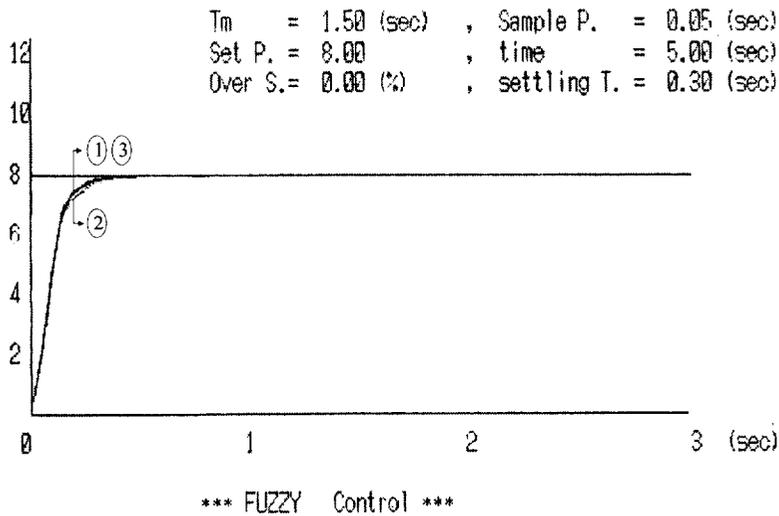


Fig. 3.25 Comparison of the response as each fuzzy inference

3.3.4 제어규칙의 검토

여기서는 오버슈트가 없고 보다 빠른 응답을 얻기 위한 제어규칙의 조정
에 관하여 검토한다. 속응성을 높임과 동시에 안정성이 있는 제어를 실현하
기 위해서는 제어규칙에 비선형성을 가지고 있는 것이 고려되어야 한다.

이를 위하여 우선 표 3.3와 같은 제어규칙에 관해서 검토한다. 이 제어규
칙은 제어편차가 음(-)으로 클(NB) 때는 조작량을 무조건 크게(PB) 하여
속응성을 높게 하고, 제어량이 목표값에 접근할 때는 오버슈트를 억제하기
위해서 조작량을 적게 하는 것을 의미한다. 결국 제어규칙상 중심에서 멀어
질 때는 조작량의 절대치를 크게 하고 중심부근(평형상태 부근)에서는 평형
상태가 되도록 조작량의 절대치가 작은 것을 출력함을 의미한다.

Table 3.3 Rules(2) of fuzzy control.

| $e \backslash \Delta e$ | NB | NS | ZO | PS | PB |
|-------------------------|----|----|----|----|----|
| NB | NB | NB | NB | NB | NB |
| NS | NB | NM | NS | ZO | PM |
| ZO | NB | NS | ZO | PS | PB |
| PS | NM | ZO | PS | PM | PB |
| PB | PB | PB | PB | PB | PB |

여기서, 각 라벨은 다음과 같다.

- NB : Negative Big NM : Negative Medium
 NS : Negative Small ZO : Zero
 PS : Positive Small PM : Positive Medium
 PB : Positive Big

표 3.3의 제어규칙을 이용하여 min-max합성에서 퍼지추론 연산을 행할 때의 제어기 입출력 관계를 Fig. 3.26에 나타내었다. 이것은 제어규칙 Table 3.1을 사용한 Fig.3.5에 비하여 중심에서 먼 곳에서는 경사가 심하고 중심 부근에서는 경사가 완만하게 되며 비선형성이 강하게 되는 것을 알 수 있다.

그리고 Fig. 3.27은 제어규칙 Table 3.2를 이용한 서보계 스텝응답의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 이 결과 오버슈트가 적고 양호한 응답특성이 얻어지고 있음을 알 수 있다.

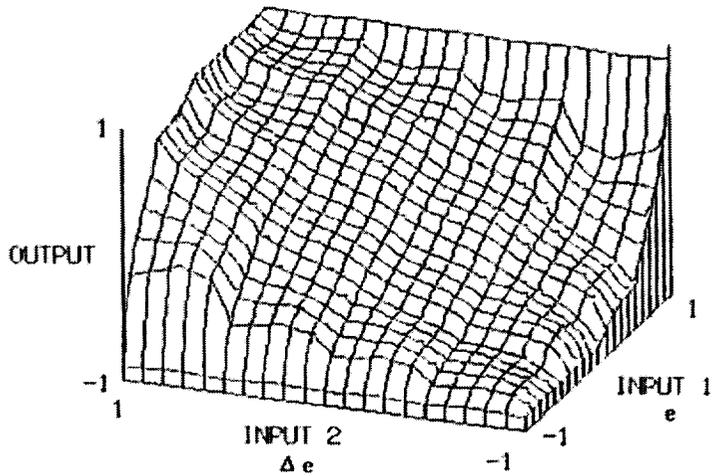


Fig. 3.26 Input-output characteristics by rule table 3.3

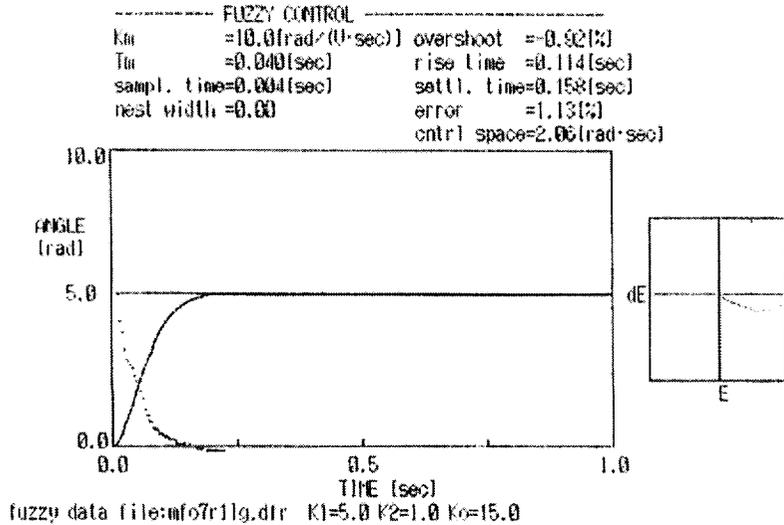


Fig. 3.27 Step response by rule table 3.3

3.3.5 소속함수 모양 검토

지금까지 퍼지제어는 소속함수의 모양을 Fig. 3.2에 나타낸 것과 같은 삼각형에 한정하여 사용하였지만 여기서는 사다리꼴 형을 도입한 소속함수 형상에 관해 검토한다.

Fig. 3.28은 사다리꼴 소속함수의 모양을 나타내고 삼각형 소속함수와 비교할 때 소속함수의 중심값이 변화된 것을 알 수 있다. 여기서 MF4는 일반적으로 자주 이용되고 있는 사다리꼴 형이고 MF5는 크리스프에 가까운 형상의 사다리꼴 것으로 한다.

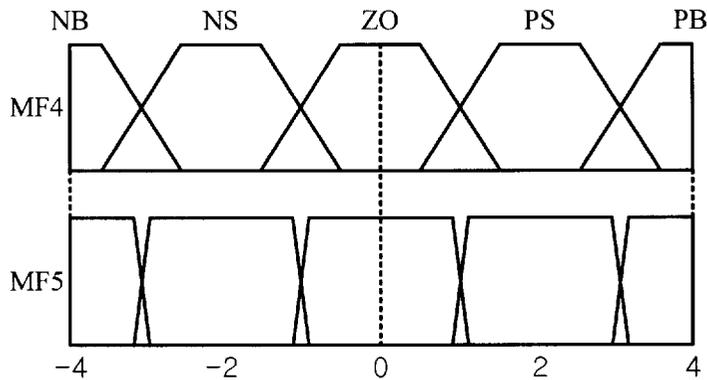
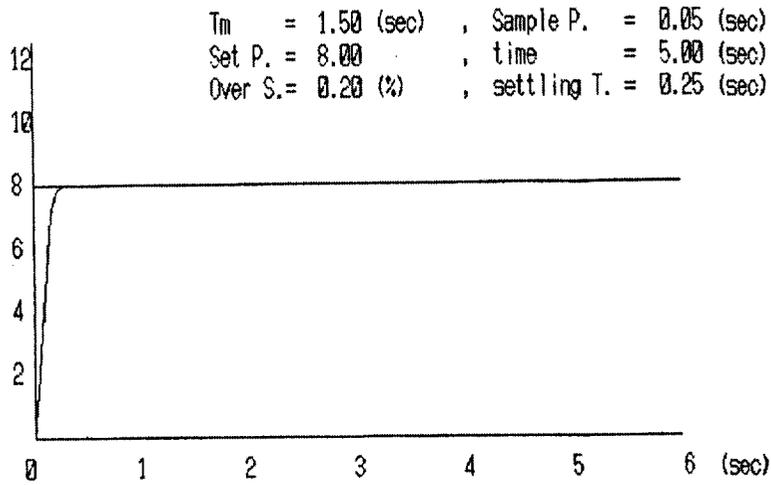


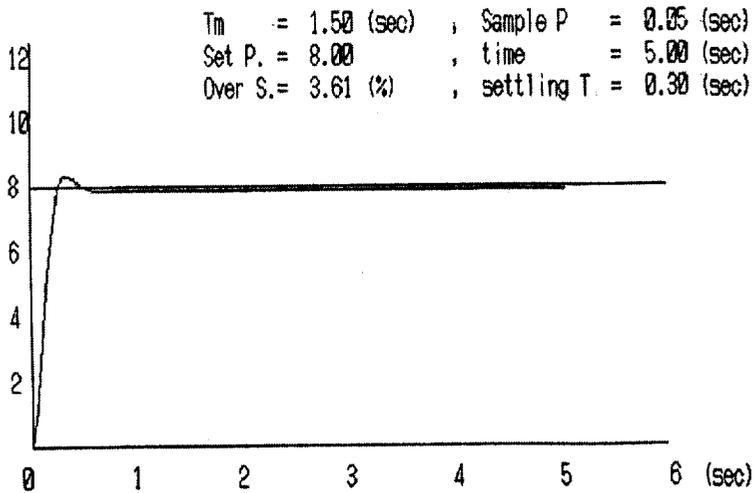
Fig. 3.28 The trapezoid membership functions (MF4, MF5)

Fig. 3.29는 이 사다리꼴의 소속함수에 의한 제어계의 시뮬레이션에 의한 단위 계단응답을 나타낸다. MF4에 의한 제어에서는 삼각형법에 의한 제어와 거의 동일한 결과가 얻어진다. MF5에 의한 제어는 정정시간은 MF4와 별 차이가 없지만 오버슈트가 발생하며 정상오차를 조금 일으키고 있다. 소속함수는 MF4의 형이 MF5의 보다 바람직하다고 할 수 있다.



*** FUZZY Control ***

(a) MF4에 의한 퍼지제어의 응답



*** FUZZY Control ***

(b) MF5에 의한 퍼지제어의 응답

Fig. 3.29 Step responses by a trapezoid membership function

Fig. 3.30에 표시한 것과 같이 후건부 소속함수를 막대모양의 형으로 퍼지추론을 행하는 경우에 관하여 검토한다. 이 방법은 간략화법이라 부르고 후건부의 앞단 연산에서 통합이 간략화 되기 때문에 추론 처리속도가 고속화되는 이점이 있다.

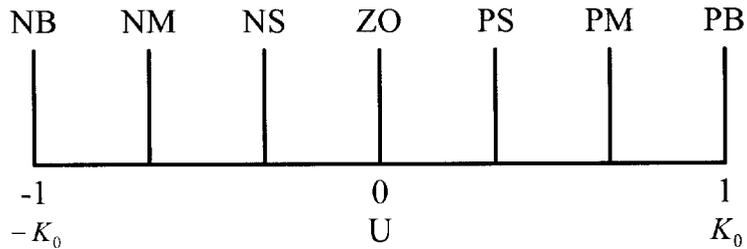


Fig. 3.30 Simplified membership functions

Fig. 3.31은 Fig. 3.30의 간략화된 소속함수로서 퍼지추론한 경우 입출력 관계를 나타낸 것이다. 이것은 min-max연산법의 경우와 비교하여 큰 차이 없이 선형에 가까운 형상이다. 따라서 후건부 소속함수를 막대모양으로 하여도 입출력 형상이 크게 변화하지 않는다는 것을 알 수 있다.

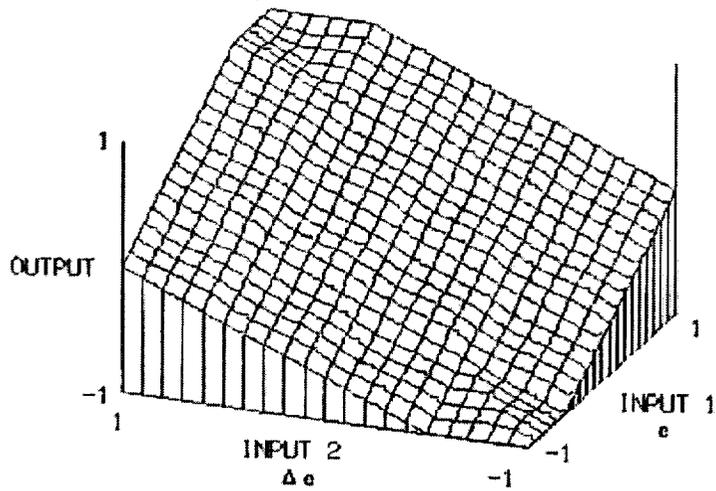


Fig. 3.31 Input-output characteristics by simplified type

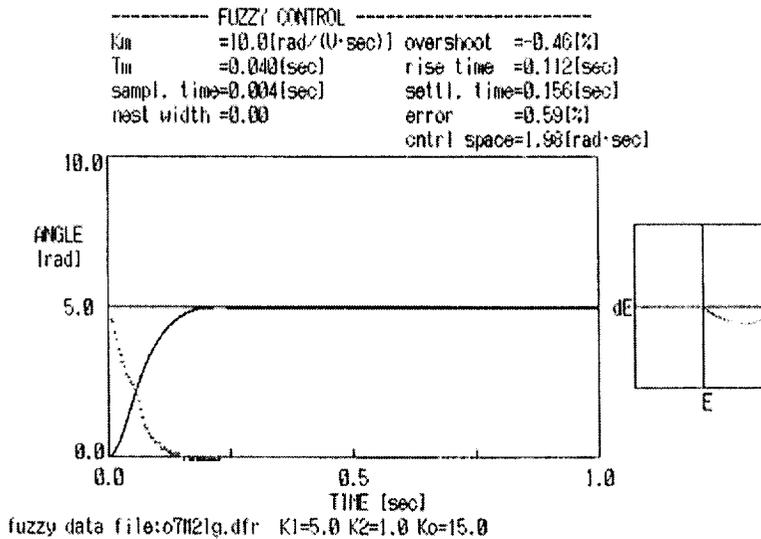


Fig 3.32 Step response by simplified fuzzy reasoning

Fig. 3.32는 간략화한 소속함수로서 퍼지추론한 경우 서보 제어계에 대한 스텝응답을 나타내었다. 이 결과 Fig. 3.32의 응답특성은 Fig. 3.8의 min-max 추론한 경우와 비교하여 보면 속응성, 오버슈트 발생 등 제어성능에서 손색이 없는 양호한 응답이 얻어졌다.

이로부터 서보계를 대상으로 한 퍼지제어기는 간략화법을 이용할 때 추론연산을 고속화하는 것이 가능함을 알 수 있다.

제 4 장 α -레벨 집합에 의한 퍼지추론

본 장에서는 하드웨어를 비교적 간단히 실현할 수 있는 방법으로 알려져 있는 α -레벨 집합 분해원리에 의해 퍼지추론에서 비퍼지화까지 통일적으로 연산하는 구체적인 계산식을 나타낸다. 또한 시뮬레이션 평가에 의해 양자화 수를 평가하고 퍼지제어기의 하드웨어 실현에 관하여 검토한다.

4.1 α -레벨 퍼지집합에 의한 퍼지추론 계산

Fig. 4.1은 퍼지집합 F의 α -레벨 집합 분해원리를 나타내고 식(4.1)은 α -cut 퍼지집합을 정의한다.

$$F_\alpha = \{x \mid \mu_F(x) \geq \alpha\}, \quad \alpha \in [0,1] \quad (4.1)$$

여기서, $0 < \alpha < 1$ 이고 F_α 는 모든 α 를 이용하여 Fig. 4.1과 같이 분해할 수 있다.

오차 e 와 오차 변화분 Δe 의 입력에서 제어규칙 n 개라 하면 퍼지추론은 식(4.2)과 같이 표현된다.

$$R_i: \text{If } e \text{ is } A_i \text{ and } \Delta e \text{ is } B_i \text{ then } u \text{ is } C_i \quad (4.2)$$

단, 제어규칙 $i = 1, \dots, n$ 이고 A_i, B_i, C_i 는 퍼지 라벨이며 퍼지 집합을 나타낸다. If 절에 주어진 $e, \Delta e$ 를 전건부, then 절에 주어진 u 를 후건부라 한다.

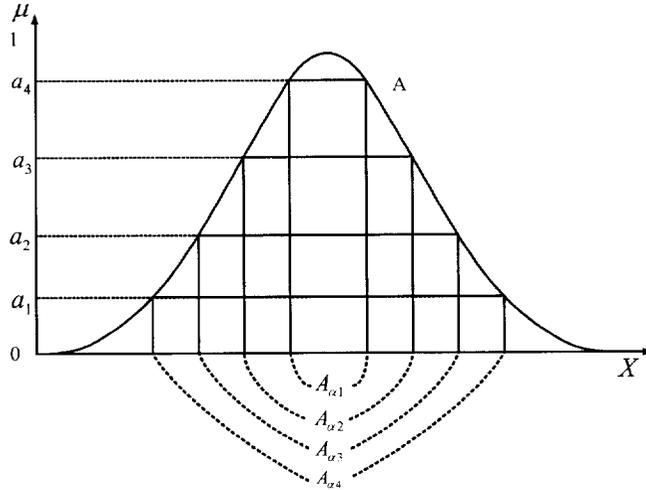


Fig. 4.1 Principle of α -cut decomposition for fuzzy set

Fig. 4.2는 α -레벨 퍼지 집합의 분해원리에 의해 min-max-중심법으로 추론하는 연산과정을 나타낸다.

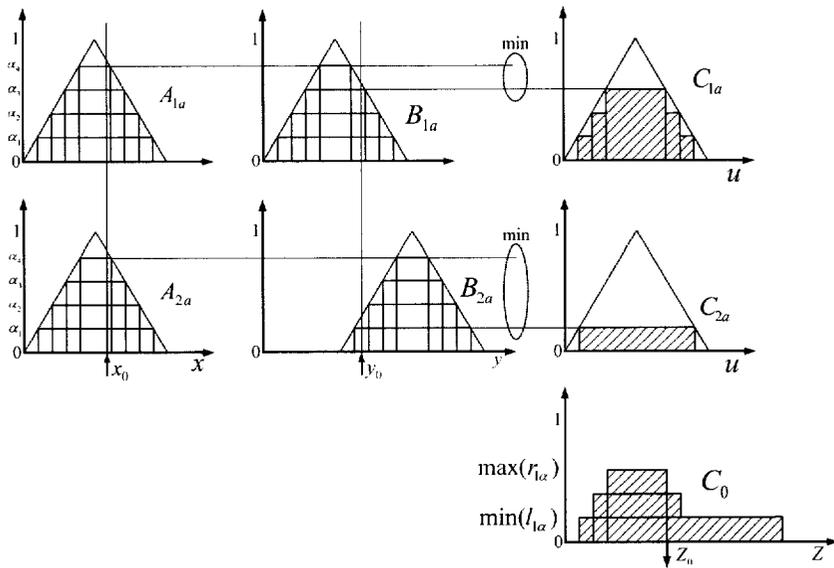


Fig. 4.2 Fuzzy inference process by α -cut decomposition

4.1.1 min-max 추론

min 연산에 의한 각 규칙에 대한 적합도는 식(4.3) 이다

$$w_i = \mu_{A_i}(e) \wedge \mu_{B_i}(\Delta e) \quad (4.3)$$

min-max 법에 의한 추론계산은 식(4.4)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \mu_{C'}(u) &= \bigvee_{i=1}^n [\mu_{A_i}(e) \wedge \mu_{B_i}(\Delta e)] \wedge \mu_{C_i}(u) \\ &= \bigvee_{i=1}^n \mu_{C_i'}(u) \end{aligned} \quad (4.4)$$

여기서, μ_A, μ_B, μ_C 는 퍼지집합 A, B, C 의 소속함수이다. 그리고 C'_i 는 각 제어규칙의 각 추론결과 퍼지집합이고 C' 는 최종 추론결과 퍼지집합을 나타낸다.

제어규칙 수를 $n(i = 1, 2, \dots, n)$ 라 하고 α -cut 양자화 수를 $m(\alpha = 1, 2, \dots, m)$ 라 하면 식(4.4)는 식(4.1)에서 정의한 α -레벨 집합을 이용하여 식(4.5)이 된다.

$$\begin{aligned}
 C'_\alpha &= \{ u \mid \mu_C(u) \geq \alpha \} \\
 &= \bigcup_{i=1}^n \{ u \mid \mu_{C'_i}(u) \geq \alpha \} \\
 &= \bigcup_{i=1}^n C'_{i\alpha}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

여기서, 입력 e 와 Δe 가 주어질 때 각 규칙의 추론결과 α -cut 집합 $C'_{i\alpha}$ 는 식(4.6)와 같다.

$$\begin{aligned}
 C'_{i\alpha} &= \{ u \mid [\mu_{A_i}(e) \wedge \mu_{B_i}(\Delta e)] \wedge \mu_{C_i}(u) \geq \alpha \} \\
 &= \begin{cases} C_i\alpha, & \mu_{A_i}(e) \wedge \mu_{B_i}(\Delta e) \geq \alpha \\ \emptyset, & \text{otherwise} \end{cases} \\
 &= \begin{cases} C_i\alpha', & e \in A_i\alpha \text{ and } \Delta e \in B_i\alpha \\ \emptyset, & \text{otherwise} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

여기서 퍼지집합 $A_{ia}, B_{ia}, C_a, C'_{ia}$ 는 α -레벨 퍼지집합이고 \cap 조건을 취한다. 일반적으로 \cap 퍼지집합 F 의 α -레벨 집합 F_α 는 폐구간 $[l_{ia}, r_{ia}]$ 로 되므로 위의 조작은 구간 끝점의 연산으로 치환할 수 있다.

따라서 각 규칙의 결론 통합에 합집합을 취하면 최종결론은 식(4.7)과 된다.

$$\begin{aligned} C'_a &= \bigcup_{i=1}^m C'_{ia} \\ &= \begin{cases} l_\alpha = \min(l_{ia}) \\ r_\alpha = \max(r_{ia}) \end{cases} \end{aligned} \quad (4.7)$$

따라서 \cap 퍼지집합으로 취하면 퍼지추론 최종결론 C'_a 는 식(4.8)과 같이 구간의 끝점(end value)이 된다.

$$C'_a = [l_\alpha, r_\alpha] \quad (4.8)$$

A, B, C 및 C' 는 제어기 설계자가 결정하기 때문에 일반적으로 \cap 퍼지 집합으로 주어진다. 그러나 C'_a 는 추론결론에서 얻어지기 때문에 A_{ia}, B_{ia}, C_{ia} 가 \cap 퍼지집합이라도 일반적으로 \cap 퍼지집합이 되지 않는 경우도 있다. C'_a 가 \cap 퍼지집합이 되지 않을 경우 C'_a 는 단일구간과 복수구간의 합집합으로 되고 간단한 \cap 아닌 C'_a 가 얻어지기 때문에 C'_a 를 포함하

여 최소의 μ 퍼지집합으로 치환하여야 한다.

식(4.6), (4.8)은 퍼지제어기를 회로화하기 쉽도록 구체적으로 퍼지추론의 계산 방법을 나타낸 것이다.

4.1.2 min-가산과 승산-가산법

min·가산법은 각 제어규칙 후건부를 계산할 때까지는 min-max 법과 동일하다. 이 방법에 의한 추론계산은 식(4.9)으로 표시된다.

$$\begin{aligned}\mu_c'(u) &= \sum_{i=1}^n [\mu_{A_i}(e) \wedge \mu_{B_i}(\Delta e)] \wedge \mu_{C_i}(u) \\ &= \sum_{i=1}^n \mu_{C_i}'(u)\end{aligned}\tag{4.9}$$

승산·가산법도 각 제어규칙 후건부를 계산할 때까지는 min-max 법과 동일하다. 이 방법에 의한 추론계산은 식(4.10)으로 표시된다.

$$\mu_c'(u) = \sum_{i=1}^n [\mu_{A_i}(e) \wedge \mu_{B_i}(\Delta e)] \mu_{C_i}(u)\tag{4.10}$$

퍼지집합이 α -레벨 집합으로 표현된 경우 소속함수 값의 가산을 행하기는 어렵지만 비퍼지화를 중심법으로 행하는 경우에는 소속함수를 직접 구할 필요가 없으므로 쉽게 최종결론에서 중심값을 구할 수 있다.

4.2 비퍼지화

α -cut 표현에서 소속함수 값을 계산하기 어렵기 때문에 비퍼지화의 중심 계산과 조합시켜 계산하는 식을 구한다.

4.2.1 min-max-중심법

퍼지추론에 의한 최종 퍼지집합 C' 의 비퍼지화에 의한 중심값은 식(4.11)과 같이 된다.

$$u = \frac{\int \mu_{C'}(u)u du}{\int_{\mu_C} (u) du} \quad (4.11)$$

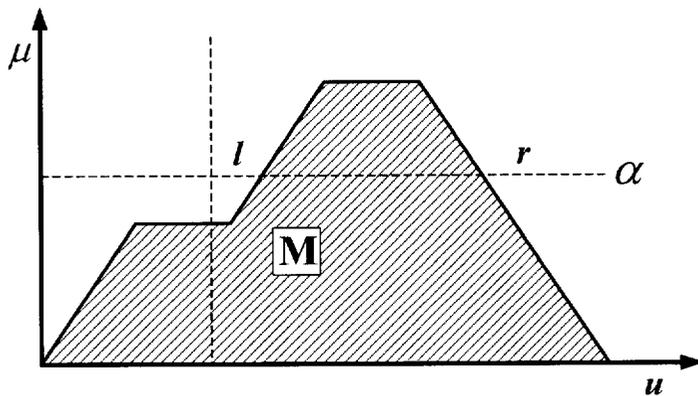


Fig. 4.3 Region of integral range for defuzzification

여기서 u 의 적분은 대집합 U 전체를 적분 범위로 하는 정적분을 나타낸다. 이 중심의 계산은 Fig. 4.3과 같이 2차원적으로 생각하여 적분순서를 교환하고 α -cut 집합을 이용하여 나타내면 식(4.12)과 같다.

$$u = \frac{\int_M u da du}{\int_M 1 da du} = \frac{\int_0^1 \left[\int_{C'_\alpha} u du \right] da}{\int_0^1 \left[\int_{C'_\alpha} 1 du \right] da} \quad (4.12)$$

단, $M = \{(\alpha, u) \mid u \in C'_\alpha\}$ 이다. 중심 u 는 구간의 단점으로 나타내면 식(4.13)이 된다.

$$u = \frac{\int_0^1 \frac{1}{2} (r_\alpha^2 - l_\alpha^2) da}{\int_0^1 (r_\alpha - l_\alpha) da} \quad (4.13)$$

단, l_α, r_α 는 후건부 퍼지집합의 좌단치와 우단치이다.

중심을 나타내는 식(4.13)를 식(4.14)와 같이 바꾸어 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} u &= \frac{\int_0^1 (r_\alpha - l_\alpha) \left(\frac{r_\alpha + l_\alpha}{2} \right) da}{\int_0^1 (r_\alpha - l_\alpha) da} \\ &= \frac{\int_0^1 (w_\alpha \cdot g_\alpha) da}{\int_0^1 w_\alpha da} \\ &= \frac{N}{D} \end{aligned} \quad (4.14)$$

여기서, $w_\alpha = r_\alpha - l_\alpha$, $g_\alpha = (r_\alpha + l_\alpha)/2$ 이다. 식(4.14)에서 중심값 u 는 α -cut 집합의 추론결론 g_α 와 폭 w_α 에 의한 무게의 평균이 됨을 알 수 있다.

이것은 추론결론의 폭에 대한 중심이기 때문에 α -레벨 집합의 성질에서 폭이 적게 되는 α -레벨 집합이 중요하게 된다.

식(4.14)는 조작량 u 를 회로화하기 쉽도록 구체적으로 나타낸 계산식을 나타낸 것이다.

4.2.2 min-가산과 승산-가산-중심법

식(4.9)를 중심계산식(4.11)에 대입하면 중심값 u 는 식(4.15)이 된다.

$$\begin{aligned}
 u &= \frac{\int \mu_C'(u)u du}{\int \mu_C'(u) du} = \frac{\int \sum_{i=1}^n \mu_{C_i}'(u)u du}{\int \sum_{i=1}^n \mu_{C_i}'(u) du} \\
 &= \frac{\sum_{i=1}^n \int \mu_{C_i}'(u)u du}{\sum_{i=1}^n \int \mu_{C_i}'(u) du}
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

식(4.15)를 α -cut 집합을 이용하여 나타내면 식(4.16)이 된다.

$$u = \frac{\int_0^1 \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (r_i \alpha^2 - l_i \alpha^2) d\alpha}{\int_0^1 \sum_{i=1}^n (r_i \alpha - l_i \alpha) d\alpha} \tag{4.16}$$

식(4.16)는 min-max연산을 행할 때 산술 연산만으로 계산할 수 있음을 알 수 있고 C'가 1이 되는 조건을 취할 필요가 없다.

또한 가산을 할 경우에는 식(4.10)를 식(4.11)에 대입하여 식(4.17)이 된다.

$$\begin{aligned}
 u &= \frac{\int \mu_{C'}(u)u du}{\int \mu_{C'}(u) du} = \frac{\int \sum_{i=1}^n t_i \mu_{C_i}(u)u du}{\int \sum_{i=1}^n t_i \mu_{C_i}(u) du} \\
 &= \frac{\sum_{i=1}^n t_i \int \mu_{C_i}(u)u du}{\sum_{i=1}^n t_i \int \mu_{C_i}(u) du}
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

여기서, $t_i = \mu_{A_i}(e) \wedge \mu_{B_i}(\Delta e)$ 전건부 적합도이다. 식(4.17)은 분자와 분모가 입력 변수에는 관계가 없기 때문에 설계자가 미리 결정할 수 있다. 따라서 식(4.18)의 조건을 만족하는 퍼지집합 D_i 로 치환하여도 중심값은 변하지 않는다.

$$\begin{aligned}
 \int \mu_{D_i}(u)u du &= \int \mu_{C_i}(u)u du \\
 \int \mu_{D_i}(u) du &= \int \mu_{C_i}(u) du
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

여기서 퍼지집합 D_i 는 식(4.18)와 같은 집합으로 정의한다.

$$\mu_{D_i}(u) = \begin{cases} 1, & u \in [G_i - \frac{W_i}{2}, G_i + \frac{W_i}{2}] \\ \emptyset, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.19)$$

단, $G_i = \frac{\int \mu_C(u)u du}{\int \mu_C(u) du}$, $W_i = \int \mu_C(u) du$ 이다.

식(4.18)의 퍼지집합 D_i 에서 $\mu_{D_i}(u)$ 는 0 또는 1로 되기 때문에 min연산과 승산은 동일한 결론으로 된다. 따라서 퍼지집합 D_i 를 후건부로 하는 min-가산 연산으로 귀착되는 것을 알 수 있다.

4.3 양자화 영향의 평가

4.3.1 퍼지제어기 입출력 특성

시뮬레이션은 일반적인 퍼지제어에서 사용한 동일한 서보계를 제어대상으로 하고, 소속함수는 Fig. 4.4를 제어규칙은 table 4.1의 표준형을 이용한다. 퍼지추론은 α -레벨 퍼지집합의 분해원리에 의해 min-max-중심법으로 연산한다.

Table 4.1 Control rules

| $e \backslash \Delta e$ | NB | NS | ZO | PS | PB |
|-------------------------|----|----|----|----|----|
| PB | | | PB | | |
| PS | NM | ZE | PS | PM | PB |
| ZO | NB | NS | ZO | PS | PB |
| NS | NB | NM | NS | ZE | PM |
| NB | | | NB | | |

여기서, 각 라벨은 다음과 같다.

NB : Negative Big NS : Negative Small

NM : Negative Medium ZO : Zero

PB : Positive Big PS : Positive Small

PB : Positive Medium

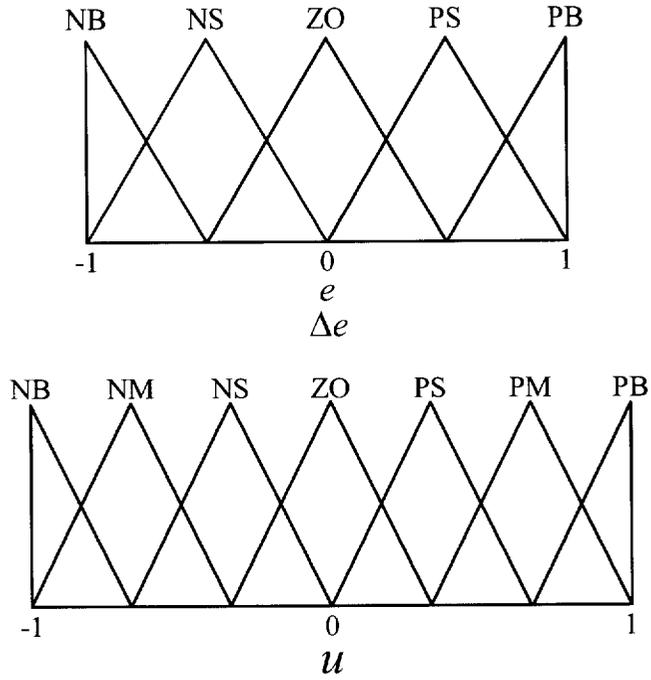
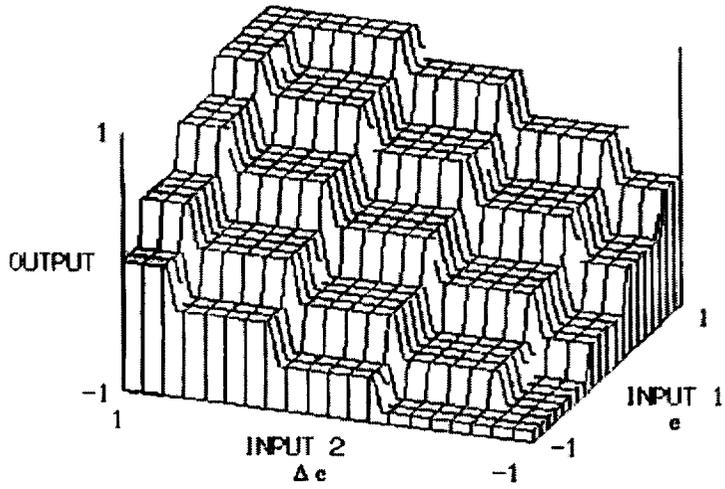
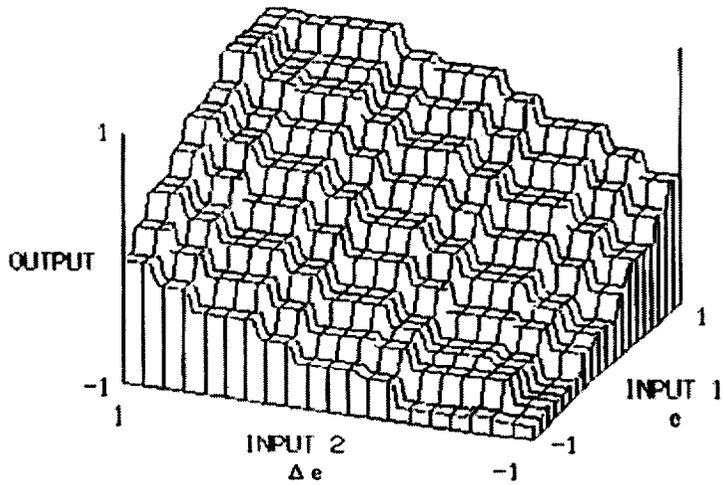


Fig. 4.4 Membership function(1)

Fig. 4.5는 양자화 단계가 $\alpha=1$, $\alpha=2$ 일 때 Fig.4.6은 $\alpha=4$, $\alpha=8$ 일 때 각 입력 e , Δe 와 출력 u 의 퍼지추론 관계를 나타낸 시뮬레이션 결과이다.

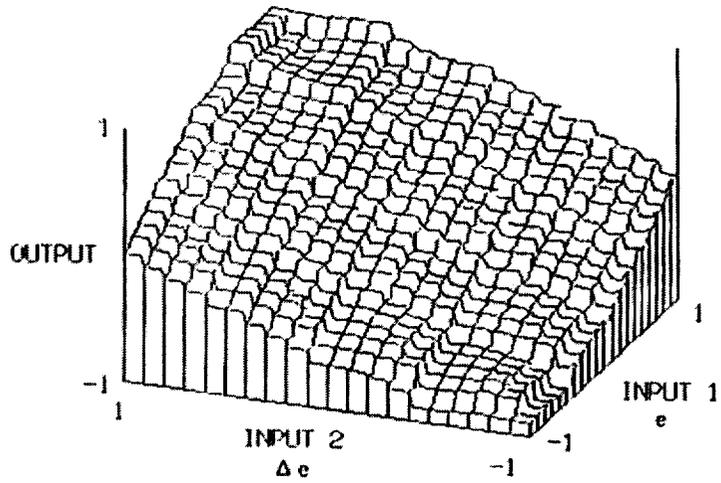


(a) $\alpha = 1$ step

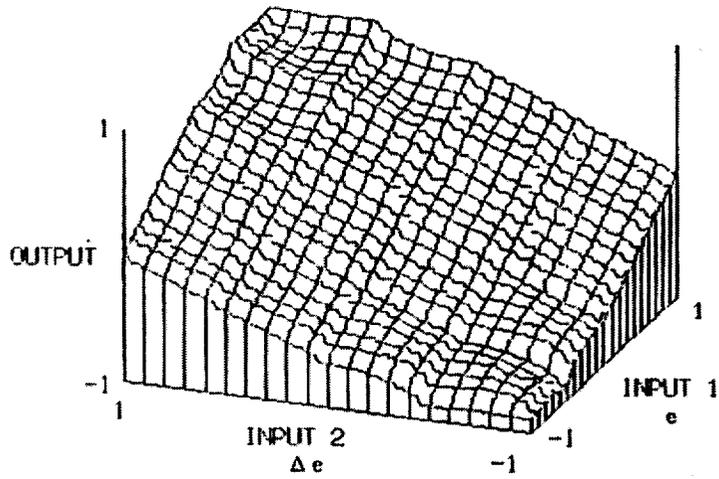


(b) $\alpha = 2$ step

Fig. 4.5 Input-output characteristics for $\alpha = 1, \alpha = 2$ step



(a) $\alpha = 4$ step



(b) $\alpha = 8$ step

Fig. 4.6 Input-output characteristics for $\alpha = 4$, $\alpha = 8$ step

Fig. 4.5 (a)의 양자화 수 $\alpha=1$ 단계 경우, 후건부의 각 소속함수는 중첩되지 않는 크리스프 집합으로 추론한 것과 등가로 되어 추론결과도 크리스프한 계단상의 모양이 된다. 이것은 각 제어규칙에 따른 추론결과의 퍼지집합이 크리스프한 것으로 되어 퍼지한 값이 얻어지지 않기 때문에 규칙에 대응한 계단상의 결과가 얻어지는 것으로 생각된다.

Fig. 4.6(b)의 양자화 수 $\alpha=2$ 의 경우도 입출력 특성은 상당히 비선형성이 강한 모양을 나타낸다. Fig. 4.6 (a), (b)와 같이 양자화 단계가 4, 8단계의 경우 α -cut 단계를 증가할수록 각 소속함수는 중첩되어 각 규칙의 추론결과는 퍼지한 값이 되어 제어 표면이 평탄하다. $\alpha=8$ 의 경우 입출력 특성은 앞 단원에서 나타낸 일반적인 min-max에 의한 퍼지추론과 거의 동일한 것을 알 수 있다.

이상과 같이 양자화 분해수를 증가하면 추론결과는 계단상의 폭이 좁게 되고 연속한 경사면상의 형상이 선형에 가깝게 할 수 있음을 알 수 있다. 따라서 양자화의 영향은 α -cut 4단계 이상에서 출력이 평탄한 부분이 많고 입출력 특성의 선형성은 α -cut 단계가 높을수록 좋아지는 것으로 생각된다.

소속함수 대집합 범위의 변경에 대하여 입출력 특성을 조사한다. Fig. 4.7은 소속함수 최대치와 대집합 범위를 e , Δe 는 $[-2, 2]$ 로 u 는 $[-3, 3]$ 으로 하여 Fig. 4.4와 달리한 것을 나타낸다. 여기서 라벨 ZO는 Zero를 의미한다.

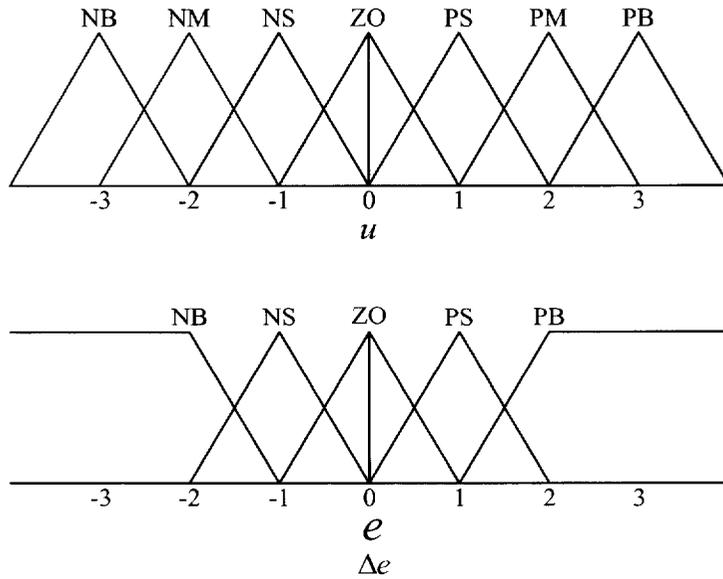
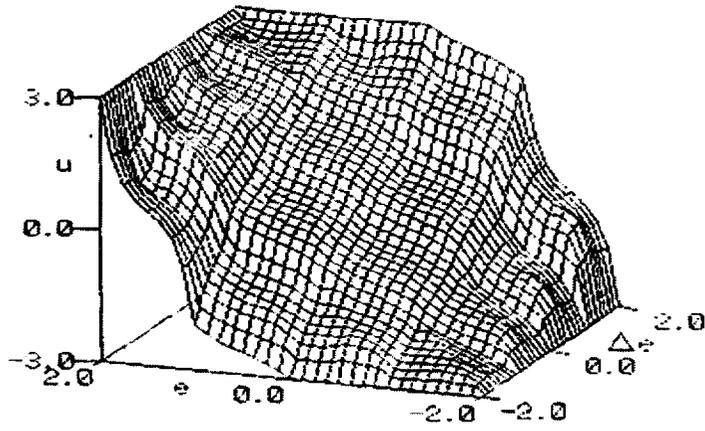
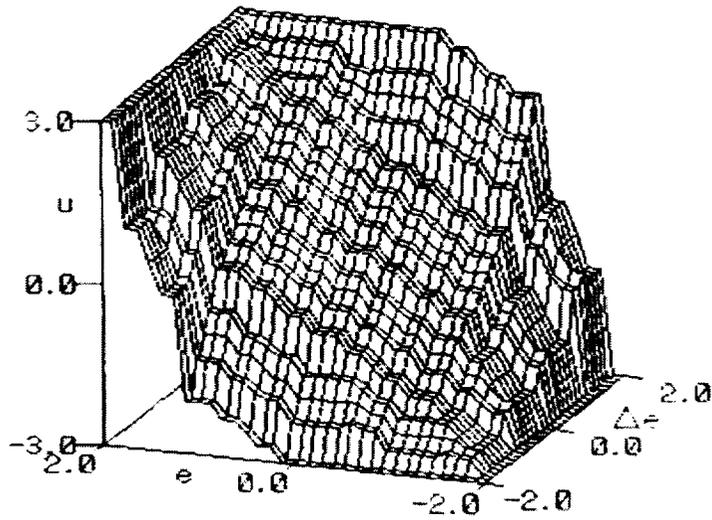


Fig. 4.7 Membership function(2)

Fig. 4.8 (a)은 소속함수를 Fig. 4.7을 이용하고 (a) $\alpha=50$ 단계, (b)는 $\alpha=4$ 단계로 하고 Table 4.1의 제어규칙으로 앞 절에서 유도한 min-max-중심법으로 퍼지추론 한 입력 e , Δe 및 출력 u 의 관계를 3차원 그래프로 나타낸 것이다.



(a) $\alpha = 50$ step

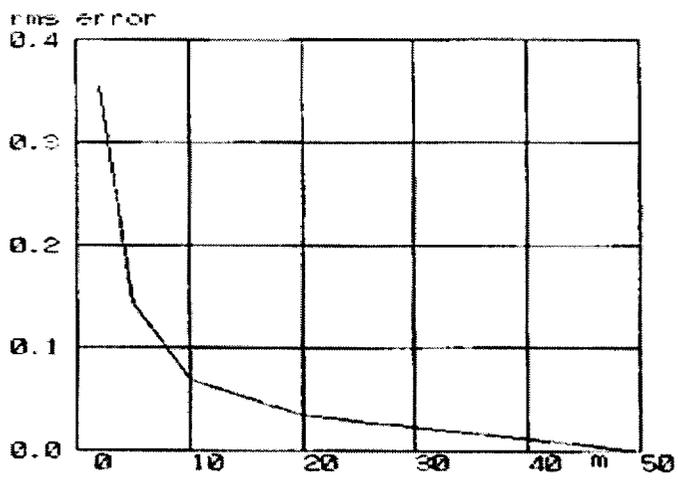


(b) $\alpha = 4$ step

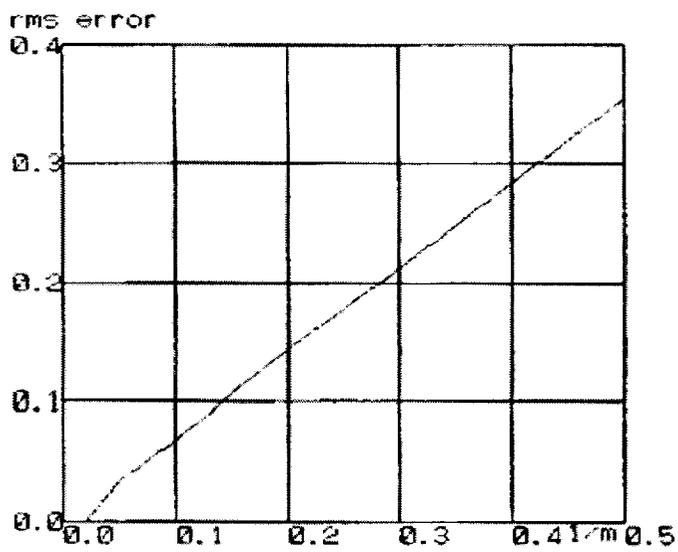
Fig. 4.8 Input-output characteristics as $\alpha = 50$ and $\alpha = 4$ step

양자화의 영향은 α -레벨 50단계에서는 입력에 대하여 출력의 제어 표면이 평탄하고 선형에 가깝게 나타나고 α -레벨 4단계의 경우에 출력의 제어표면이 계단모양의 단층이 많은 것을 알 수 있다. 그러나 α -레벨 4단계의 경우, Fig. 4.6(a)의 경우와 거의 동일하게 평탄하다. 이 결과에서 소속함수 대집합의 범위에는 무관한 것을 알 수 있다.

Fig. 4.9는 α -레벨 50단계의 출력을 기준으로 하고 α -cut 단계를 변화시켜 그 때 추론결과를 비교하여 rms 계산오차를 계산한 결과이다, (a)는 양자화 단계 수 m 에 대하여 α -레벨 50단계의 출력에 대한 계산오차를 나타낸 것이고 (b)는 $1/m$ 과 계산오차를 나타낸 것이다. $1/m$ 에 대한 양자화 단계는 거의 직선으로 된다. 이것은 $1/m$ 이 양자화 단계에서 어떤 고려를 하면 타당한가를 나타내는 결과이다. $\alpha=1$ 에서 50단계까지 시뮬레이션 결과에서 양자화수가 적은 수 일 때는 정상편차가 나타났다. 그 이유는 소속함수의 레벨의 양자화 폭과 모양에 따라 결정되는 계산 오차에 따른 것이라 생각된다.



(a)



(b)

Fig. 4.9 Calculation errors verse α -cut

4.3.2 서보계의 위치응답

본 연구의 서보계는 퍼지제어를 이용한 DC 서보 전동기의 PWM 제어에 의한 위치제어이고 퍼지제어기의 추론은 min-max-중심법이다. 서보계의 위치제어를 위한 전달함수는 식(4.20)이다.

$$\frac{\Theta(s)}{V(s)} = \frac{K_m}{s(1 + T_m s)} \quad (4.20)$$

제어대상 서보전동기는 UGRMEM-02MA2, 100[W]이다. 여기서, 전동기 이득정수 $K_m = 10$ 이고 기계적 시정수 $T_m = 0.04$ [sec]이다. 퍼지제어기의 입력은 $e = (\theta^* - \theta_0) \times \pi$ [rad], 그 변화분 Δe 이며 샘플링 주기 $\Delta T = 0.004$ [sec] 이다. 그리고 목표치는 $\theta^* = 5$ [rad]이고 조작량 u 는 [V] 이다.

Fig. 4.10은 α -레벨 양자화 수를 $\alpha = 1, 2, 4, 8$ 으로 변화하여 추론연산을 서보계에 적용한 경우의 스텝응답을 시뮬레이션으로 나타낸 것이다.

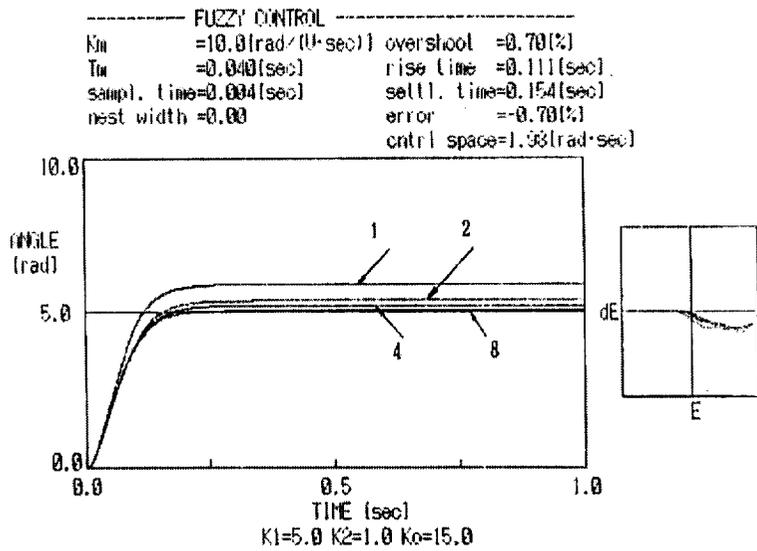


Fig. 4.10 Step responses for DC servo drive as parameter α -cut

α -레벨 양자화가 1, 2단계로 어느 정도의 제어가 행해질 수 있는 것은 알 수 있지만 1, 2단계에서는 정상 편차가 크게 되어 만족한 제어성능을 얻기는 어렵다. 이것은 퍼지 제어성능은 주로 제어 규칙베이스의 구조에 따라 결정되고 중간의 소속함수 값은 미세 조정의 역할을 한다고 생각할 수 있다.

양자화수 $\alpha = 4$ 단계 이상에서 응답은 정상편차 없고 안정하며 대체적으로 차이가 적은 것을 알 수 있다. 그리고 $\alpha = 4$ 인 경우 응답은 일반적인 min-max연산에서와 동일한 정도의 제어성능이 얻어짐을 알 수 있다

Fig. 4.11은 Fig. 4.7의 소속함수를 사용하고 퍼지제어기 양자화수를 4와 50으로 하여 직류 서보전동기의 위치응답 시뮬레이션 결과를 나타내었다.

샘플링 주기 $\Delta T=0.004$ [sec] 이고 목표치는 $\theta^*=2rev[rad]$ 이며 조작량 u 는 [V] 이다. 대체적으로 차이가 적은 것을 알 수 있고 실제 양자화수가 4단계 이상 크게 하여도 거의 같은 추론을 행하고 있는 것을 알 수 있었다. 이것은 퍼지 제어성능은 주로 제어 규칙베이스의 구조에 따라 결정되고 중간의 소속함수 α -cut 분할은 미세 조정의 역할을 한다고 생각할 수 있다.

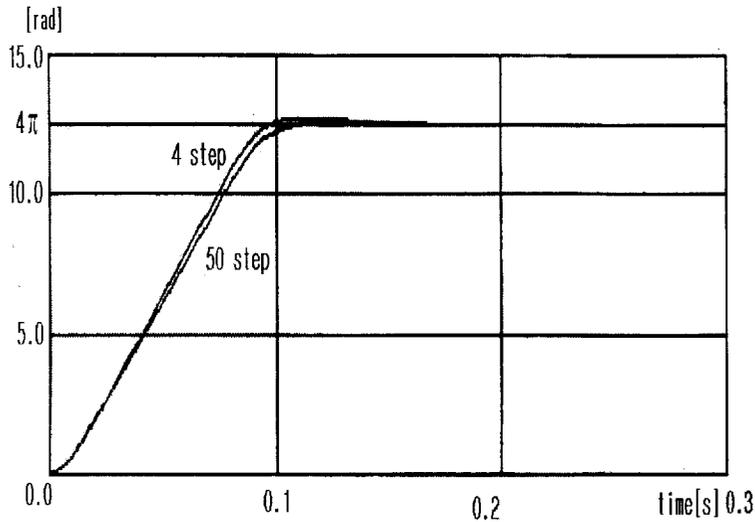


Fig. 4.11 Step response by $\alpha=50$ step and $\alpha=4$ step

Fig. 4.12는 $\alpha=1$ 단계로 하고 입력에 네스트 구조를 취하여 퍼지추론 하여 위치응답을 구한 것이다. 오버슈트는 있지만 정상편차는 매우 좋게 개선되는 것을 알 수 있다. 이것은 네스트 구조로 입력하면 적은 α -cut 양자화수에서 양호한 제어성능을 실현할 수 있는 것을 알 수 있고 퍼지제어기 하드웨어를 실현할 때 시스템의 간략화를 기대할 수 있다.

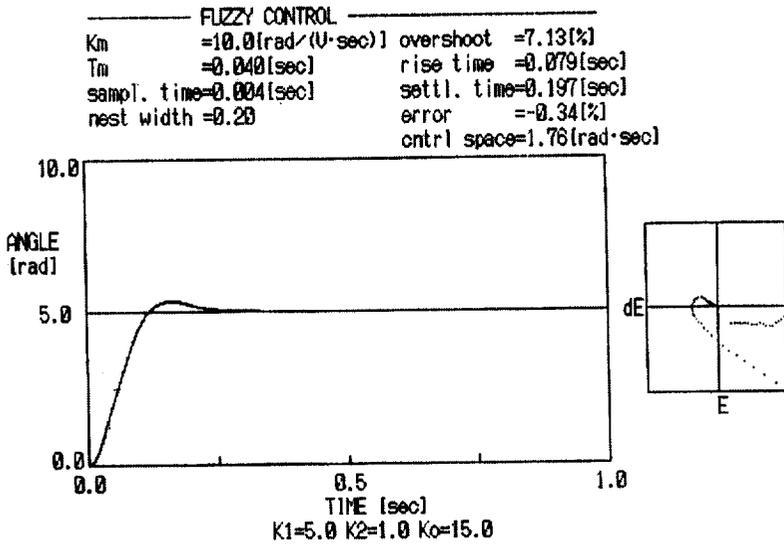


Fig. 4.12 Step responses with NEST

이상 입출력 특성과 계산 오차의 평가 및 계단응답에서 고찰한 것과 같이 4단계 이상의 양자화는 일반적인 퍼지제어와 동일한 정도의 제어성능이 얻어진다. 퍼지제어기 입출력 특성과 서보계의 위치응답의 시뮬레이션의 판단으로부터 회로의 간단성, 안정성 등을 고려하여 양자화 수 $\alpha = 4$ 단계가 적합하다고 생각된다.

제 5장 퍼지제어기의 하드웨어 실현

본 장은 α -레벨 집합분해 원리에 의해 유도한 구체적인 계산식에 기초하여 퍼지추론에서 비퍼지화까지 통일적으로 연산하는 퍼지제어기의 디지털/아날로그 혼합회로를 실현한다. 그리고 실제 제작한 퍼지제어기 하드웨어화에 의한 직류 서보전동기 위치제어 실험에서 그 유용성을 검증한다.

5.1 퍼지제어기 하드웨어 구성

Fig. 5.1은 퍼지제어기의 하드웨어에 의한 직류 서보전동기 구동을 위한 블록선도 이고 속도 검출부와 퍼지제어기로 구분된다. 퍼지제어기는 입력신호 발생부(DAC) 퍼지추론 블록과 비퍼지화 블록으로 구성하고 추론부는 입력신호 비교부 4개 ($COMP_1, COMP_2, COMP_3, COMP_4$) 제어규칙부 4개 (RL_1, RL_2, RL_3, RL_4), 소속함수(MEM) 부가 있다. 비퍼지화 부는 추론에서 직접 PWM 조작신호를 얻기 위한 PWM회로를 포함한다.

각 α -cut 단계별 회로는 4개의 블록으로 제작하여 커넥터로 연결한다. 직류 서보전동기의 위치제어 실험은 소프트웨어 제어와 제작한 퍼지제어기 하드웨어에 의해서 실험할 수 있도록 한다.

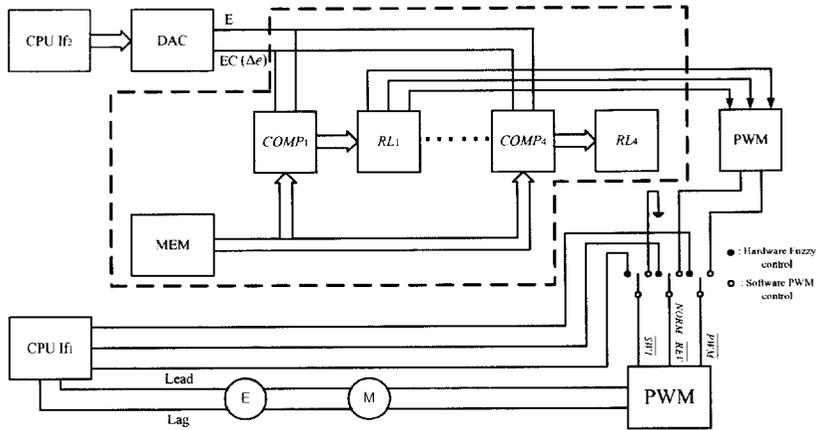


Fig. 5.1 Fuzzy control system for DC servo motor drive

5.2 퍼지추론 블록

Fig. 5.2는 퍼지제어기의 하드웨어를 실현하기 위한 각 스텝의 퍼지추론 블록을 나타내고 소속함수 블록, 제어규칙 블록, 후건부 소속함수 합성의 min-max 연산 블록으로 구성된다. Fig. 5.3은 소속함수 α -레벨 분할 $\alpha=0.8$ [V], 0.6 [V], 0.4 [V], 0.2 [V]의 4단계로 전압분할 하는 것을 나타내고 각 α -cut 4단계를 병렬적으로 처리하기 위해 동일 한 4개의 회로로 구성한다.

점선내에 표시한 것이 퍼지제어기 하드웨어 실현한 것을 나타내고 이하 각 블록 별로 회로구성을 설명한다.

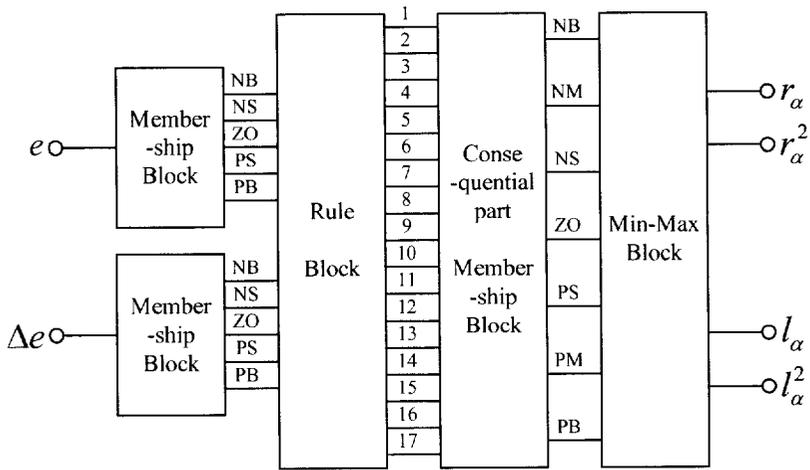


Fig. 5.2 Fuzzy inference block

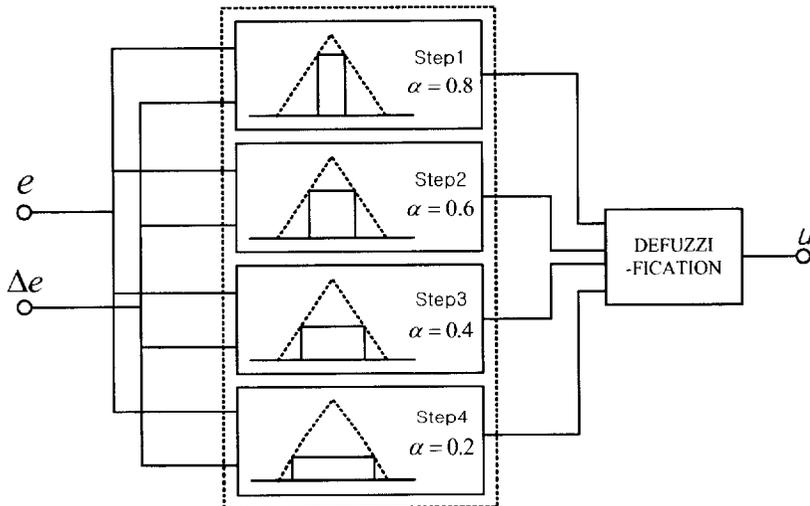


Fig. 5.3 Membership function by α -cut decomposition

Fig. 5.4는 전건부 소속함수의 α -cut 분할 회로를 나타내고 소속함수 각 α -레벨 퍼지집합에서 구간의 단점을 전압분압 회로로서 각 점의 전압 설정하는 구현회로이다.

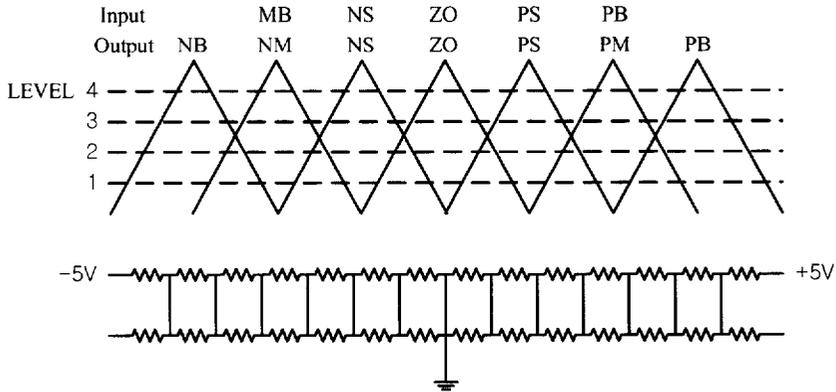


Fig. 5.4 Set circuit of antecedent membership function

(a) 입력 블록 : 속도 검출은 펄스인코더의 신호를 카운터로 받아 PC에 입력되고 Fig. 5.5의 병렬 I/O 포트 ($\mu D71055C$)를 통하여 오차 e 와 1 샘플링 차의 오차 변화분 Δe 를 출력한다. 이 신호를 Fig. 5.6의 DAC0800 (디지털/아날로그)회로에서 $0 \sim 5[V]$ 의 아날로그 신호를 얻고 이것에서 오차 $e = \theta^* - \theta_0$ 와 그 변화분 Δe 를 제어기의 입력 신호로 한다.

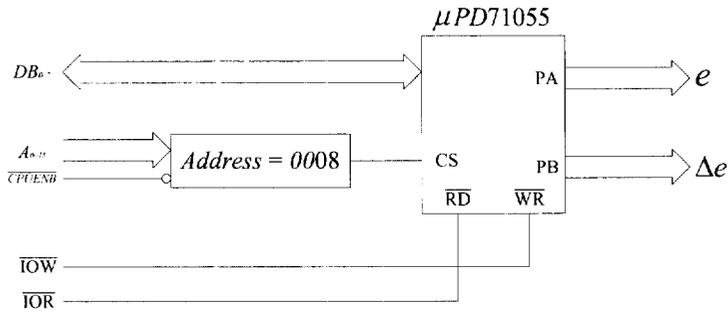


Fig. 5.5 Parallel I/O port

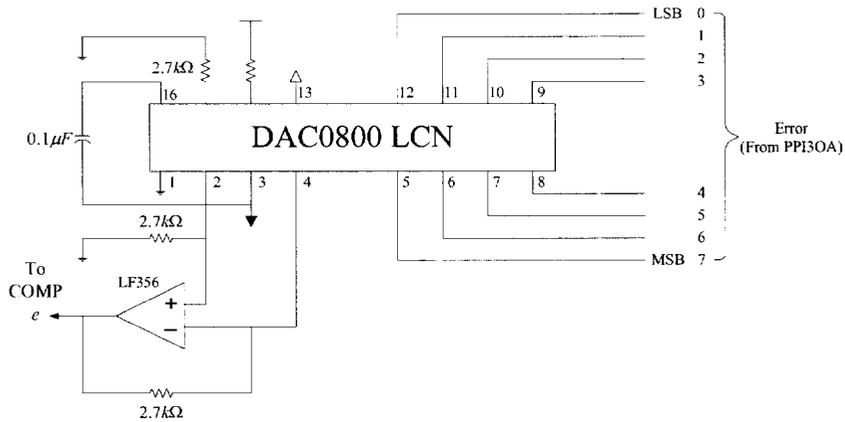


Fig. 5.6 DAC circuit

(b) 전건부 소속함수(MEM) 합성 블록은 식(4.6)의 조건에서 전건부 소속 함수 α -레벨 집합을 나타내는 구간의 단점과 비교하여 입력이 그 범위에 있는지 없는지에 따라 퍼지 라벨(예 NS, PS, 등)을 출력한다. 즉, 입력 신호가 전건부 소속함수에 있어서 어떤 퍼지 레벨에 적합할지 구한다.

이 회로는 광역 비교기(C339)를 이용해서 입력신호를 전건부 소속함수 값과 비교하고 LC(Level converter)에 의해 α -레벨에 적합한 값을 출력한다. 비교기 양단에는 전건부 소속함수의 전압값을 미리 설정해 둔다. 이 때 NB와 PB 는 비교기 양단의 비교는 필요하지 않기 때문에 광역 비교기는 필요 없이 단순 비교기를 사용한다. Fig. 5.7은 전건부 소속함수 e 의 합성 회로를 나타내고 다른 전건부 소속함수 Δe 의 회로도 동일하다.

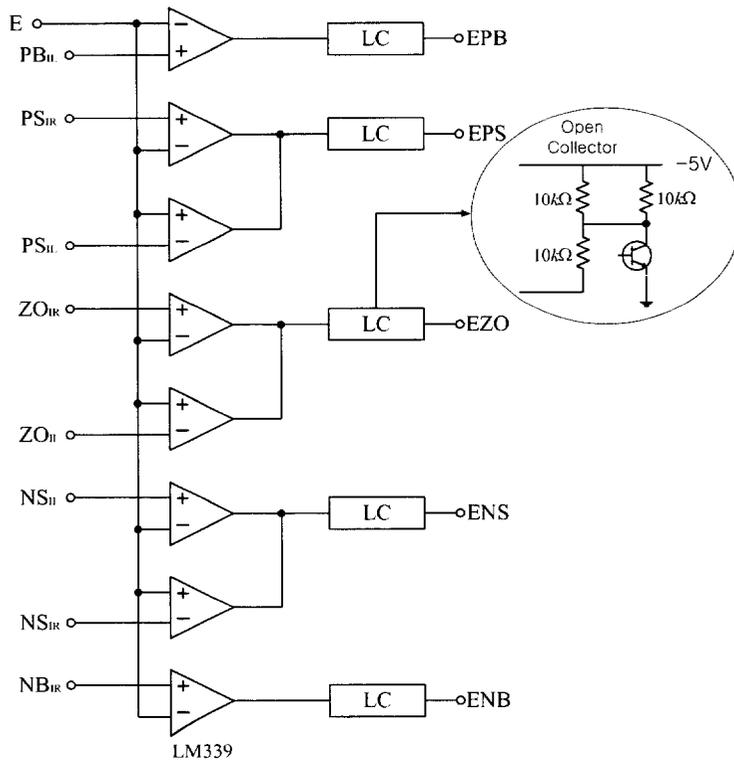


Fig. 5.7 Composition circuits of antecedent membership function

(c) 제어규칙 논리 회로는 식(4.2)에 의해서 표3.2의 제어규칙에 대응하여 입력 2진 신호(라벨)를 논리곱(AND)으로 17개 규칙을 조합하여 그 결과 적용된 각 규칙의 전건부 소속함수 라벨의 전압값을 구한다.

이것의 논리회로 원리는 오차 e 와 오차 변화분 Δe 의 입력에서 다음과 같은 언어적 표현을 Fig. 5.8과 같은 논리 회로로 구현한다 그리고 각 규칙에 대한 합성은 Fig. 5.9 와 같이 논리회로로 실현한다.

R_i : If e is a and Δe is β then u is γ

R_j : If e' is a' and Δe is β then u is γ'

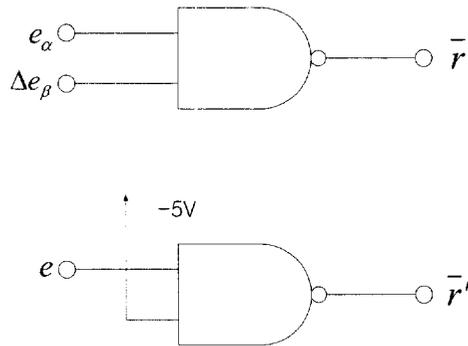


Fig. 5.8 Principle of logic circuits for If~then

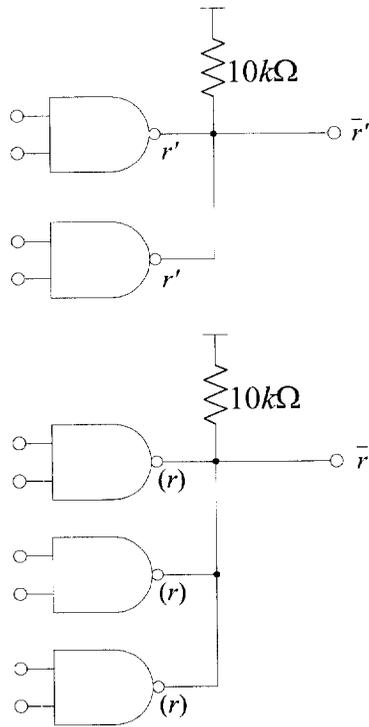


Fig. 5.9 Composition circuits for each rule

(d) 퍼지추론은 식(4.6)에서 나타난 것과 같이 min-max연산을 하는 것이고 max 연산은 합집합을 구하는 것이기 때문에 후건부 α -레벨 집합의 하한 $l_{i\alpha}$ 에는 min연산, 상한 $r_{i\alpha}$ 에는 max 연산을 실현한다. min-max연산에서 후건부 α -레벨 집합 사이에 하한과 상한의 대소 관계는 전건부 소속함수에서 결정되어 있기 때문에 이 경우, 최소의 하한과 최대의 상한을 갖는 라벨을 디지털적으로 선택 출력하는 것으로 한다. 이 경우 복수 개의 동일 집합에 대한 max 합성은 한 개의 집합과 같기 때문에 동일한 후건부를 갖는 규칙에 대한 출력은 디지털적으로 논리합 하여 미리 통합하는 회로로 구현한다.

식(4.6)에서 각 규칙의 α -cut 추론결과 C'_{ia} 회로 실현은 각 규칙에 대하여 입력 2진 신호를 논리곱으로 조합하여 각 규칙의 결과가 공집합인 가 아닌가를 결정한다. 일반적으로 복수개의 규칙이 발생하기 때문에 각 출력을 단일 집합으로 합성하여야 한다. Fig. 5.10은 각 규칙의 조합에 의한 각 규칙의 α -cut 추론결과 C'_{ia} 의 실현회로이다.

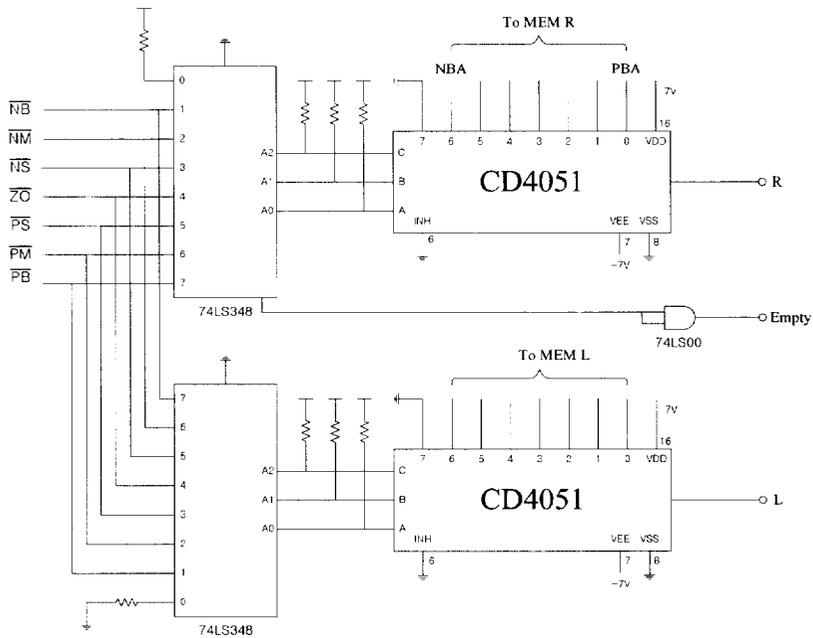


Fig. 5.10 Circuit to obtain C'_{ia} of equation (4.6)

이 연산회로는 Fig. 5.10과 같이 프라이오리티 인코더 (Priority encoder 74LS348)에서 구한 라벨을 코드화 하여 아날로그 멀티플렉서(Multiplexes, 4051)에서 대응하는 후건부 소속함수 각 라벨의 단점을 0~5[V]의 전압값으로 선택한다. 그리고 추론 최종결과 C'_a 합성은 합집합을 구하는 것이기 때문에 하한 l_a 에는 min연산, 상한 r_a 에는 max 연산 회로를 실현한다.

식(4.7)에서 min-max 추론의 합성결과 C'_a 을 계산하는 회로이다.

식(4.8)에서 최종추론결과의 좌단치 l_a 와 우단치 r_a 를 구해야한다. Fig. 5.11은 최종 추론결과 C'_a 에서 식(4.8)의 좌단치(Left end-value) l_a 과 우단치(Right end-value) r_a 을 계산하기 위한 회로이다.

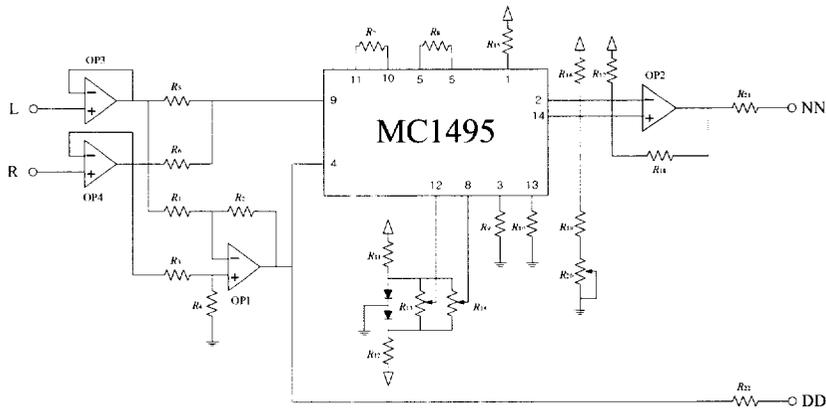


Fig. 5.11 Circuit to obtain r_a and l_a of equation(4.8)

식(4.6)에서 각 제어규칙에 의한 추론결과가 모두 α -레벨에서 공집합으로 되는 경우가 있다. 이 경우 결과는 부정으로 된다. 이 경우도 제어기에서는 어떤 값을 출력할 필요가 있다.

Fig. 5.12은 식(4.6)의 추론결과가 \emptyset (공집합 empty set)를 처리하는 회로이다. Fig. 5.12는 식(4.6)에서 공집합 일 때 부정 억제를 위해서 각 레벨의 프라이오리티 인코드에서 공집합을 검출하고 모든 레벨에서 공집합이 되면 샘플링홀드 회로에서 직전의 값을 유지하도록 하는 부정 억제 회로와 식(4.14)의 분자(N), 분모(D)를 구하는 회로이다.

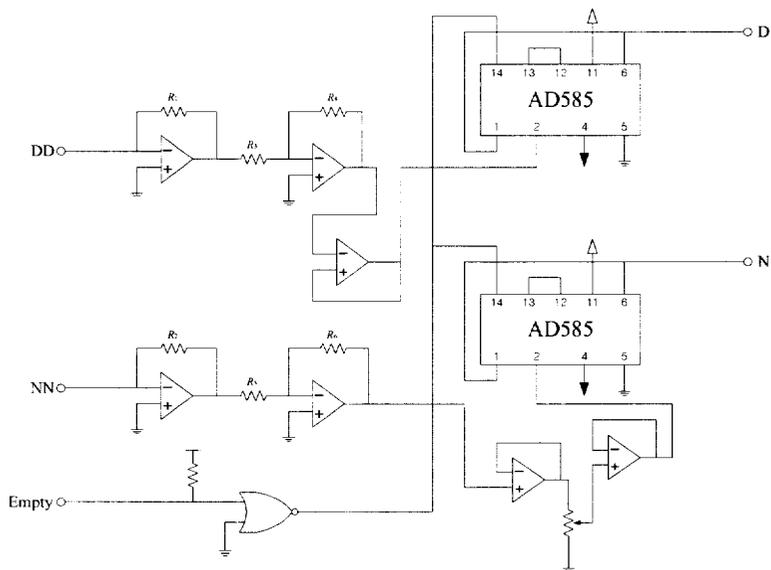


Fig. 5.12 Circuit to obtain D, N equation (4.14) and empty set(\emptyset) processing

결국 이 출력은 식(4.14)의 분자 $N = \int_0^1 \frac{1}{2}(r_a^2 - l_a^2) d\alpha$ 과 분모

$D = \int_0^1 (r_a - l_a) d\alpha$ 의 값을 출력한다.

5.3 비퍼지화 블록

직류전동기의 PWM에 의한 구동은 반도체 스위치의 on-off 반복에 의하여 듀티비에 비례하는 평균전압을 출력하고 효율이 매우 양호하다. 일반적으로 중심법에 의한 비퍼지화는 나누기가 필요하지만 본 연구에서는 집적 나눗셈을 하지 않고 PWM 조작신호를 얻는 방법을 제안한다.

식(4.14)에서 중심값 u 의 계산은 나눗셈을 하지 않고 직접 전동기 입력전압의 PWM 조작신호를 얻는 방법을 제안한다.

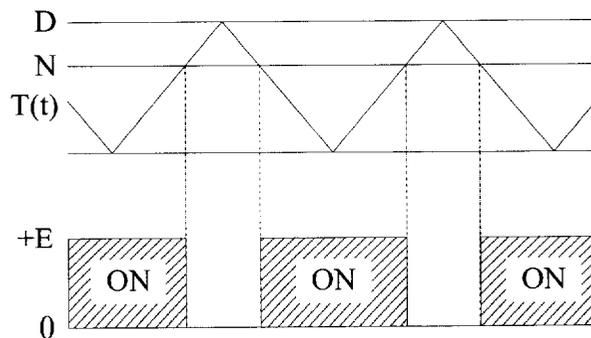


Fig. 5.13 Principle of PWM generation from numerator and denominator input

Fig. 5.13은 PWM 조작신호 u 를 얻는 원리도이고 식(4.14)에서 분모 D 에 비례하는 진폭을 갖는 삼각파를 생성하고 이것과 분자 N 을 비교기로 비교하여 그 결과 N/D 에 비례한 평균 출력을 얻을 수 가 있다. 삼각파 발생은 적분기와 히스테리시스 비교기를 이용하고 그 기울기가 분모 D 에 비례하는 삼각파를 발생하기 때문에 주파수는 일정히 유지된다.

일반적으로 출력은 양극성을 갖기 때문에 분자 N 의 부호를 고려해야 한다.

여기서, $N > 0$ 일 때

$$V_0 = \begin{cases} +E & N > T(t) \\ \emptyset & N < T(t) \end{cases} \quad (5.1)$$

$N < 0$ 때

$$V_0 = \begin{cases} -E & -N > T(t) \\ \emptyset & -N < T(t) \end{cases} \quad (5.2)$$

와 같이 된다.

여기서 $E(E > 0)$ 는 구동전원 전압이고 $T(t)$ 는 삼각파를 나타내며 $0 \leq T(t) \leq D$ 이다.

비퍼지화 블록은 식(4. 14)에서 중심값 u 를 구하는 회로이고 이것은 비퍼지화 한 량으로 전동기 입력전압의 조작량이다. 이 식에서 중심 u 는 각 스텝의 추론결과의 사다리꼴 α -레벨 집합의 좌단치 l_α , 우단치 r_α 를 구한 회

로에서 이 입력을 받아 식(4.14)의 분모 D와 분자 N에서 N/D에 비례하는 PWM 조작신호를 구하는 회로이다.

각 α -레벨 집합의 좌단치 (하한) $l_{i\alpha}$, 우단치(상한) $r_{i\alpha}$ 에서 식(4.14)에 나타낸 g_i, w_i 을 구한다. 이 경우 좌단의 2승 $l_{i\alpha}^2$ 와 우단의 2승 $r_{i\alpha}^2$ 가 필요하지만 원래 이것은 후건부 α -레벨 집합의 단점이므로 미리 대응하는 값으로 놓을 수 있다. 이것을 후건부 합성의 경우에 선택하는 것으로 한다.

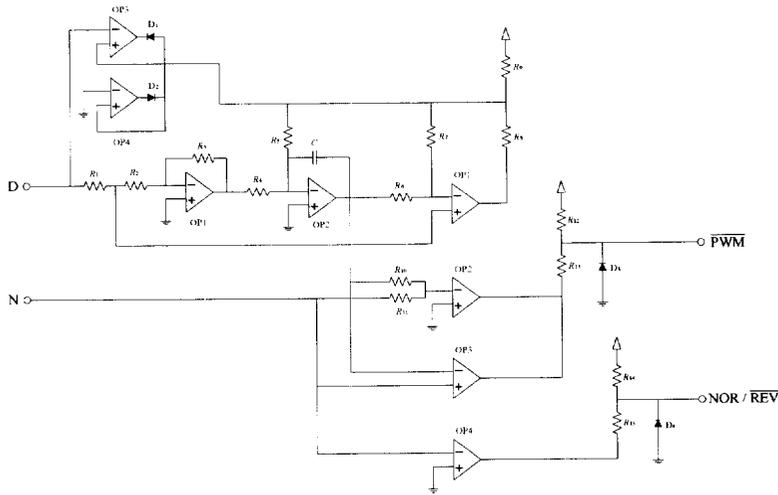


Fig. 5.14 The Proposed PWM generation circuit

Fig. 5.14는 식(4.14)의 분자 N과 분모 D에 해당하는 전압 출력을 받아 직접 PWM 조작신호 얻는 회로이고 삼각파 발생은 적분기와 히스테리시스 비교기를 사용한다. 기울기가 분모D에 비례하는 삼각파를 발생시키므로 스위칭 주파수는 일정하게 유지된다.

5.4 하드웨어에 의한 실험

Fig. 5.15는 퍼지제어기의 하드웨어에 의한 직류 서보전동기의 위치제어 실험장치를 나타내고 직류 서보전동기 전동기의 회전운동은 리드스크루 (lead screw)에 의해 직선운동으로 변환되어 볼 너트 위에 놓인 로드는 볼 에 의해 이동된다. DC 서보전동기 축에 취부된 펄스인코드가 전동기 회전 ω [rev/sec]와 각변위 θ [rad]를 측정할 수 있도록 되어있다.

실험은 시뮬레이션과 같은 조건에서 하드웨어로 제작된 퍼지제어기로 행 하였다. 퍼지 제어기에서 조작량 u 가 출력되어 전동기 입력전압을 조절한다.

여기서 전동기 정수 $K_m = 10.0$ [rad/sec], $T_m = 0.04$ [sec] 이다. 위치검출은 펄스 인코드에 의해서 행하고 이것을 카운트하여 그 출력을 D/A변환기로 변환해서 0~5[V]의 전압값으로 나타내어 피드백 신호로 한다. 이 신호는 설정값과 비교하여 제어편차 e ($e = \theta^* - \theta_0$, Error)와 그 변화분(Error change) Δe 가 퍼지제어기의 입력신호이다.

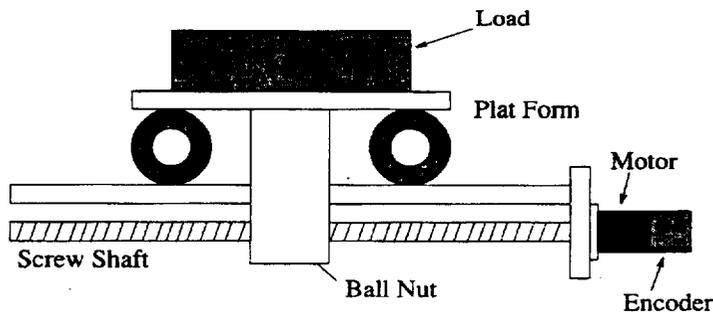


Fig. 5.15 Configuration of motor and motion load

Fig. 5.16은 α -cut은 4단계로 제작한 퍼지제어기 입출력 특성을 나타낸다. 시뮬레이션에서 나타낸 특성과 동일하고 목적인 데로 잘 설계된 것을 알 수 있다.

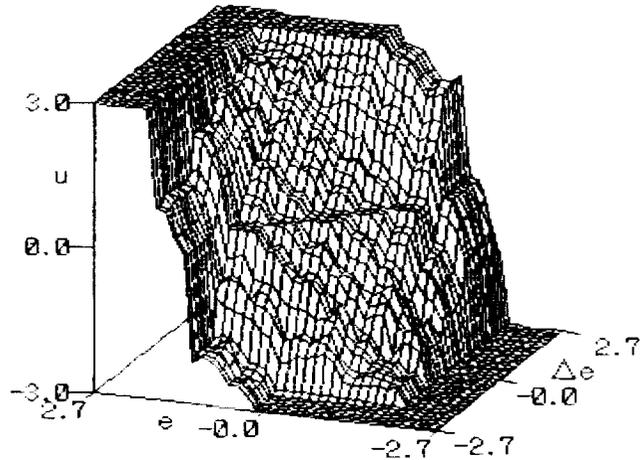


Fig. 5.16 Input-output characteristics of fuzzy controller

Fig. 5.17은 직류 전동기에 무부하 상태로 하고 하드웨어 한 퍼지제어기로 위치 제어한 스텝응답의 제어결과를 나타낸다. 본 시험장치에서는 α -cut은 4단계로 하고 위치 목표값은 $\theta^* = 4\pi[\text{rad}]$ 에 설정하였으며 각 단계별로 회로 기판을 제작하여 쉽게 뽑고 끼울 수 있도록 하였다.

중심법에 의한 비퍼지화에서 출력은 각 α -레벨 평균이 출력되기 때문에 일부 레벨의 회로를 제거하여도 동작한다. 제작한 퍼지제어기에 의해 직류 서보 전동기의 위치[rad]제어를 실험한 결과 α -cut은 4단계에서 안정하게 동작하였다.

이 위치 응답은 Fig. 4.11의 시뮬레이션 결과와 일치하고 오버슈트가 없고 잔류편차는 있지만 진동이 없이 안정하게 동작하고 있는 것을 알 수 있다.

그러나 측정하여 그래프로 나타내지 아니하였지만 최상위 α -레벨의 1회로만의 실험에서는 비교적 큰 진동이 발생하고 정상적인 동작이 되지 않았다. 이 현상은 α -레벨 집합의 폭이 좁고 입력공간을 충분히 크게 하지 않았기 때문에 어떤 제어규칙에 적용된 출력이 부정으로 되는 경우가 많다고 추정된다. 입력공간을 크게 하지 않으면 제2레벨에서도 동일한 현상이 나타나지만 제3레벨 이상으로 되면 입력 간격이 좁기 때문에 샘플링홀드 회로에 의한 부정억제(공집합 처리) 회로가 효과를 발휘하여 동작이 양호하게 되는 것으로 생각된다.

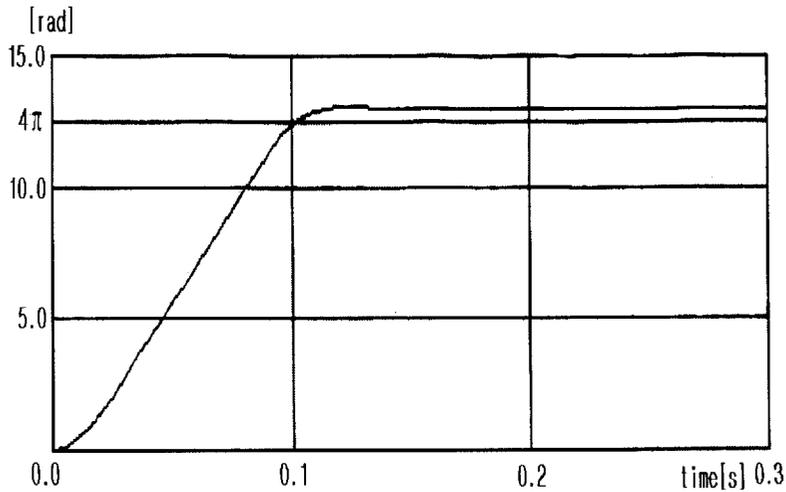


Fig. 5.17 Experimental result with no load

Fig. 5.18은 위치지령 $\theta^* = 100[rad]$ 하고 직류 서보시스템에 하드웨어로 구성된 퍼지로지직 제어기에 의해 위치제어 한 경우 위치응답, 기준신호, 제어편차 e 및 변화분 Δe 를 나타낸다.

위치제어 응답은 정상상태에서 정상편차는 나타나지 않고(X축과 일치하는 '0'을 나타냄) 오버슈트 없이 안정하게 동작하고 있는 것을 알 수 있다. 그러나 부동작 시간지연이 있고 응답속도는 무부하인 때 보다 느리다. 이것은 부하 관성과 전동기 축에 설치한 리드스크루의 영향 때문이라 생각된다, 그러나 오버슈트와 진동이 없이 안정하게 동작하고 있는 것을 알 수 있다.

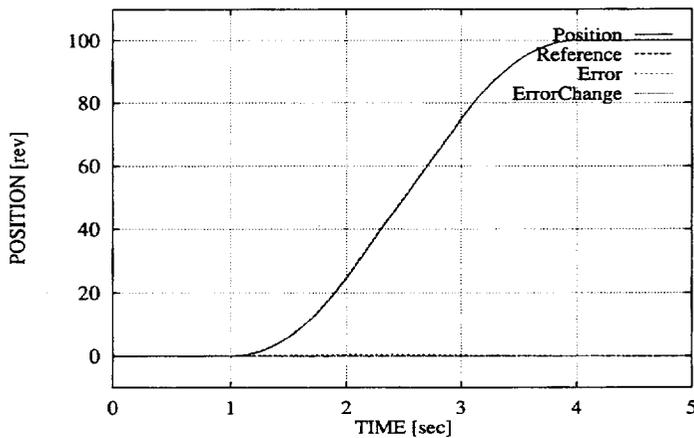


Fig. 5.18 Experimental result with load

Fig. 5.19는 직류 서보시스템에 하드웨어 퍼지로지직 회로에 의해 제어 한 경우, 사다리꼴 속도지령 $\omega^* = 50[rev/sec]$ 에 대한 서보전동기 속도응답과 기준신호를 나타낸다. 응답특성은 상승과 하강 시에 지령치와 거의 동일하

계 일치하는 빠른 응답특성을 나타내고 있으며 원활하게 제어되고 있음을 알 수 있다. 응답특성에 고조파가 발생하는 것은 H-브리지 형 DC/DC 컨버터의 PWM제어시 반도체 스위칭 소자의 특성 때문이라 생각된다.

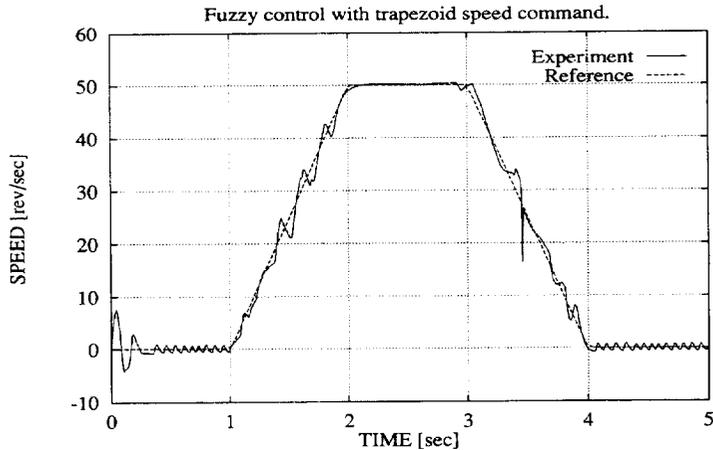


Fig. 5.19 Result of control experiment with trapezoid speed command

Fig. 5.20은 위치제어시스템의 위상특성을 나타내고 Fig. 5.21은 이득특성을 나타낸다. 주파수 특성은 10[Hz]이상의 주파수 영역에서는 특성이 나쁘고 실험치와 이론치의 오차가 많은 것을 알 수 있다. 따라서 퍼지제어기 하드웨어에 의한 직류 서보전동기 PWM 제어시 α -레벨 양자화 수는 회로구성의 간편성 등을 고려하여 α -cut 4단계가 적합함을 실험으로 규명하였다.

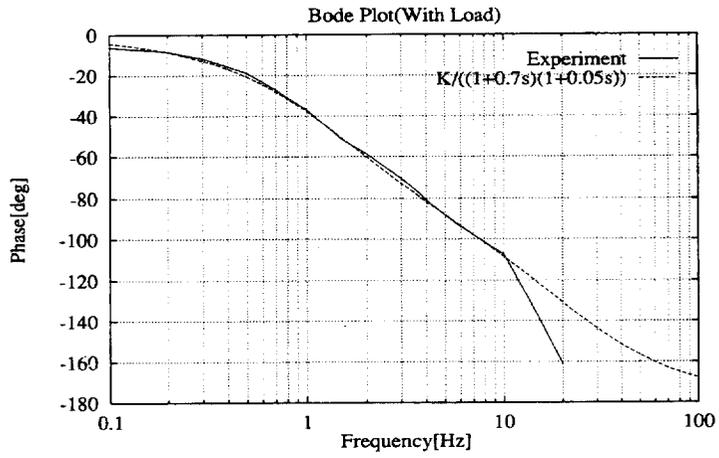


Fig. 5.20 Phase characteristics of frequency for system

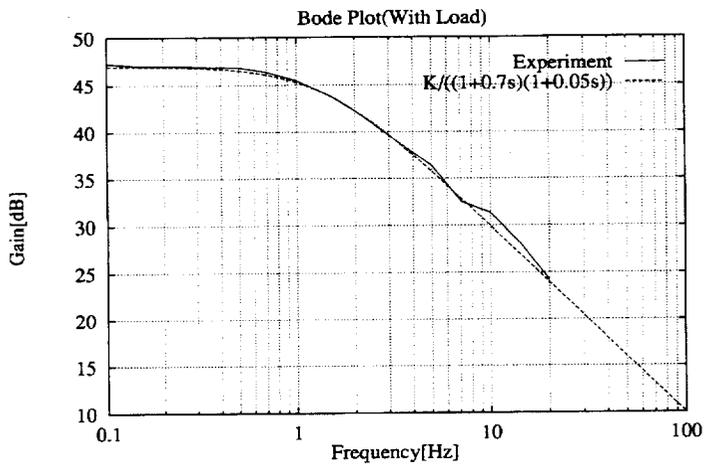


Fig. 5.21 Gain characteristics of frequency for system

제 6 장 결 론

퍼지집합 이론에 기초한 일반적인 범용의 퍼지추론에 의한 퍼지추론 계산식을 도출하고 α -레벨 퍼지집합 분해에 의해 퍼지로직 회로화 하기 쉽도록 퍼지추론에서 비퍼지화까지 계산식을 도출하였다. 그리고 퍼지추론에서 비퍼지화까지 일체적으로 직접 PWM 조작신호를 퍼지로직 연산회로가 제안되었다.

DC 서보제어계에 퍼지제어를 적용하여 시뮬레이션과 실험을 통하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- 1) 서보계의 퍼지제어 적용에서 제어성능의 평가, 검토를 행하고 종래의 대표적인 제어방법인 PID제어와 비교하여 그 특징을 검토하였다.
- 2) 서보계의 퍼지제어에서 소속함수, 제어규칙, 소속함수의 입출력 스케일링 팩터(정규화 이득)의 튜닝에 관한 제어지침을 얻었다. 제어방법의 검토는 소속함수의 입출력 정규화이득, 제어규칙, 추론방식을 주된 튜닝 파라미터로 하였으며 파라미터의 적절한 선정으로 서보계의 퍼지제어 적용에서 양호한 제어성능을 발휘함을 확인하였다.
- 3) α -레벨 퍼지집합 분해에 기초하여 하드웨어 하기 쉽도록 구체적인 퍼지추론과 비퍼지화 계산식을 도출하였고 퍼지추론에서 비퍼지화까지 일체적으로 연산회로에 의해 직접 PWM 조작신호를 얻는 방법이 제안되었다.
- 4) 퍼지제어기 입출력 특성과 직류서보 전동기 퍼지제어 응답특성에서 α

-레벨 양자화 효과에 대하여 검토한 결과 양자화 수 $a=4$ 단계가 충분한 것을 알 수 있다.

5) 제안한 퍼지제어기의 하드웨어 방법은 컴퓨터 도움 없이 독립으로 직류 서보시스템의 퍼지제어에 유용함을 시뮬레이션과 실험을 통하여 구명하였다.

이상의 실험결과로부터, 직류전동기를 이용한 서보시스템의 퍼지제어는 위치/ 속도 제어에 능숙하게 수행되고, 제어성능도 양호함이 확인되었다.

퍼지제어는 아직 완전한 퍼지틀이 확립되어 있지 않아 제어 대상 시스템 설계시 설계자의 시행착오에 의해 각각의 파라미터들을 설정하고 있으며 동특성의 기술이 어려운 시스템에 대해서도 유용한 방법이 될 수 있다고 본다.

참 고 문 헌

- [1] L.A Zadeh, "Fuzzy algorithms," Information and Control, vol.12, 94-102, 1968.
- [2]菅野道夫, "あいまい集合と理論の制御への應用," 計測と制御, Vol. 18, No. 2, pp. 150-160, 1979.
- [3]菅野道夫, 山崎東, "ファジィ制御 システムと 制御," Vol. 28, No. 7, pp. 442-446, 1984.
- [4]水本雅晴, "フジイ推論法," システムと制御, Vol. 28, No. 7, pp. 436-441, 1984.
- [5]伊藤修, "汎用ファジィコントロールシステム," 富士時報, Vol. 58, No. 4, 1985.
- [6] Sugeno. M, "An Introductory Surrey On Fuzzy Control," Information Sciences, Vol. 36, pp. 59-83, 1985.
- [7]中島, 竹田, 右井, 「ファジィ理論入門」, 裳華房, 1985.
- [8] T. Yamakawa and T. Miki, "The Current Mode Fuzzy Logic Integrated by the standard CMOS Process" IEEE, Trans. on Computer, Vol. C5-2, pp. 161-167, 1986.
- [9]宮本健二, "FUZZY制御とその應用," 計測と制御, Vol. 25, No. 5, pp. 458-465, 1986.
- [10]大谷正幸, "開發環境ファジィ制御應用製品の開發支援システム事例," トリ ゲップス EX14, pp. 81-91, 1986.

- [11] 菅野道夫, 「ファジィ制御」, 日刊工業新聞社, 1988.
- [12] 春木, 東, “ファジィ制御技術の動向,” 東芝レビュー, 43巻, 4號, pp. 300-303, 1989.
- [13] 仲田, 遠藤, 石井, “ファジィ制御ジェル,” 東芝レビュー, 43巻, 4號, pp. 304-307, 1989.
- [14] 三實, 田中, 「C言語による實用ファジィブック」 ラッセル 社, 1989.
- [15] 竹内, 遠藤, 桶口, 「制御理論 講義」, 昭晃堂, 1990.
- [16] 林眞司, “ファジィ制御のチューニング方法,” 第6回 ファジィシステムシンポジウム講演論文集, pp. 189-192, 1990.
- [17] Spyros Tzafestas et al., “Incremental Fuzzy Expert PID Control,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, No. 5, pp. 365-371, 1990.
- [18] Spyros Tzafestas, Nikolaos P. Papanikolopoulos, “Incremental Fuzzy Expert PID Control,” IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 37, No. 5, pp. 365-371, 1990.
- [19] 변증남, 김동화, “퍼지추론에 의한 제어방법,” 전기학회지, Vol. 39, No. 12, pp. 21-32, 1990.
- [20] 上原 “ Analog/membership grade 變換機能お 有する ファジィ推論 Engine”, 情報處理學會 研究報告, Vol. AI- 60-4, 1990.
- [21] 安信誠二, 「ファジィ工學」, 昭晃堂, 1991.
- [22] 洪淳 · 등, “퍼지제어 設計支援을 위한 소프트웨어의 構成,” 大韓電氣學會 하계학술대회 論文集,” Vol. 1, pp. 717-719, 1991.

- [23] 寺野壽郎, 「實用 ファジィ制御技術」, 電子情報通信學會, 1991.
- [24] 李, 米澤, “DCモタサーボ系のファジィ制御,” 日本ファジィ學會誌, Vol. 2, No. 4, pp. 598-603, 1991.
- [25] 寺野壽郎, 「實用ファジィ制御技術」 ” 電子情報通信學會, 1991.
- [26] 水本雅晴, “最近のファジィ制御法,” 數理科學, No. 333, pp. 20-26, 1991.
- [27] Yutaka Nagai, Tomoyoshi Takeuchi, “ A Calculation Method for Fuzzy Control by α -cut Decomposition and Its Hardware Implementaion ”, 7th Fuzzy System Symposium, pp. 173-175, 1991.
- [28] Takashi Iwasaki and Atsushi Morita, “ Fuzzy Auto-Tuning Method with Hierarchical Operations and Its Application to Motor Control ”, Fuzzy Engineering Toward Human Friendly System, Part VII, pp. 780-787, 1991.
- [29] M. Mizumoto, “ Realization of PID Controls by Fuzzy Control Methods ”, pp. 709-715, 1992.
- [30] A. Boscolo, F. Drius, “ Computer Aided Tuning and Validation of Fuzzy Systems ”, pp. 605-614, 1992.
- [31] C. J. Harris, C. G. Moore, “ Phase Plane Analysis Tools for a class of Fuzzy Control Systems ”, pp. 511-518, 1992.
- [32] Isao Takahashi et al., “A Simple Positioning Servo System by Breaking Control ” IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 28, No. 6, pp. 1314-1321, 1992.

- [33] Chonggun Kim, Hisao Kameda, "An Algorithm for Optimal Static Load Balancing in Distributed Computer Systems", pp. 1-10, 1992.
- [34] Hiroyuki Watanabe, "RISC Approach to Design of Fuzzy Processor Architecture", pp. 431-432, 1992.
- [35] Fabrizio Russo, "A User-Friendly Research Tool for Image Processing with Fuzzy Rules", pp. 561-566, 1992.
- [36] Li Zheng, "A Practical Guide to Tune of Proportional and integral (PI) Like Fuzzy Controllers", pp. 633-640, 1992.
- [37] Samuel M. Smith, David J. Comer, "An Algorithm for Automated Fuzzy Logic Controller Tuning", pp. 615-622, 1992.
- [38] Isao Takahashi, Shigeru Itoh, "A Simple Positioning Servo System by Breaking Control", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 28, No. 6, pp. 1314-1321, 1992.
- [39] 淺居喜代治, 「ファジィ情報處理入門」, オーム社, 1994.
- [40] 中島, 竹田, 石井, 「ファジィ理論入門」, 裳華房, 1994.
- [41] 노창주, 홍순일, "서보 제어계 설계지원을 위한 퍼지추론 TOOL의 개발", 한국박용 가관학회 논문지, Vol. 19, No. 4, 1995.
- [42] J.Ramirez-Angulo, K.Treece and P.Andrews, "Current-mode and voltage-mode VLSI fuzzy processor architecture" in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., pp.1156-1159, 1995.

- [43] A.Rodriguez-Vazquez and F. Vidal, "Modular design of adaptive analog CMOS drilling machine controller with programmable characteristic curves generated from fuzzy rule-sets", in Proc. ESSCIRC, Lille, France, pp. 114- 117, 1995.
- [44] J. L. Huertas, Sanchez-Solano and A. Barriga, "Integrated circuit implementation of fuzzy controller", IEEE J. Solid-State Circuits vol. 31, pp. 1051-1058, 1996.
- [45] Shiu-Jer Huang, Ruey-Jing Lian, "A Hybrid Fuzzy Logic and Neural Network Algorithm for Robot Motion Control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 3, pp. 408-417, 1997.
- [46] Brian Heber, Lonhya Xu, Yifan Tang, "Fuzzy Logic Enhanced Speed Control of an Indirect Field-Oriented Induction Machine Drive", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 5, pp. 772-778, 1997.
- [47] Marcelo Godoy Simoes, Bimal K. Bose, Ronald J. Spiegel, "Fuzzy Logic Based Intelligent Control of a Variable Speed Cage Machine Wind Generation System", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 1, pp. 87-95, 1997.
- [48] Stamatis Bouras, Manousos Kotronakis, "Mixed Analog -Digital Fuzzy Logic Controller with Continuous-Amplitude Fuzzy Inference and Defuzzification", IEEE Transaction on Fuzzy System, Vol. 6, No. 2, pp. 205-215, 1998.

- [49] Wei Li, "Design of a Hybrid Fuzzy Logic Proportional Plus Conventional Integral-Derivative Controller", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 6, No. 4, pp. 449-463, 1998.
- [50] Hidetomo Ichihashi, Hideo Tanaka, "PID-Fuzzy Hybrid Controller", 4th Fuzzy System Symposium, pp. 97-103, 1998.
- [51] L.X. Wang, M. A. Rotea and R. E. Skelton, "Stable and optimal fuzzy control of linear systems", IEEE Trans. Fuzzy System, vol. 16, pp. 137-143, 1998.
- [52] Rajani K. Mudi, Nikhil R. Pal, "A Robust Self-Tuning Scheme for PI-Type and PD-Type Fuzzy Controllers", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 7, No. 1, pp. 2-16, 1999.
- [53] Hirohide Ushida, Toru Yamagucki, Tomohiro Takagi, "Fuzzy-Associative-Memory-Based Knowledge Construction with an Application to a Human-Machine Interface", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 4, pp. 851-860, 1999.
- [54] Qilian Liang and Jerry M. Mendel, "Interval Type-2 Fuzzy Logic System : Theory and Design", IEEE Transaction on Fuzzy System, Vol. 8, No. 5, pp. 535-543, 2000.
- [55] B.K. Bose, "Fuzzy Logic and Neural Networks", IEEE Industry Application Magazine, pp. 57-63, 2000.

- [56] Elena Grassi, Kostas Tsakalis, "PID Controller Tuning by Frequency Loop-Shaping: Application to Diffusion Furnace Temperature Control", IEEE Transaction on Control Systems Technology, Vol. 8, No. 5, pp. 842-847, 2000.
- [57] Sang Yeal Lee and Hyung Suck Cho, "A Fuzzy Controller an Aeroload Simulator Using Phase Plane Method", IEEE Transactions on Control System the Technology, Vol. 9, No. 6, pp. 791-801, 2001.
- [58] Fae-Jeng Lin, Rong-Jong Wai, "Hybrid Control Using Recurrent Fuzzy Neural Network for Linear-Induction Motor Servo Drive", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 9, No. 1, pp. 102-115, 2001.
- [59] 이요섭, 홍순일, " α -레벨 집합 분해에 의한 서보제어용 퍼지추론 연산회로의 개발", 한국 신호처리·시스템학회 논문지 Vol. 2, No. 3 pp. 50-56, 2001.
- [60] Shing-Jen Wu and Chin-Teng Lim, "Discrete-Time Fuzzy Controller Design : Global Concept Approach", IEEE Transaction on Fuzzy System, Vol. 10, No. 1, pp. 2137, 2002.
- [61] Chun-Liang Lin, Rei-Min Lai, "A Novel Approach to Guidance and Control System Design Using Genetic-Based Fuzzy Logic Model", IEEE Transaction on Control Systems Technology, Vol. 10, No. 4, pp. 600-610, 2002.

- [62] Nouredine Golea, Amar Golea, Khier Benmahanmmed, "Fuzzy Model Reference Adaptive Control", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 10, No. 4, pp. 436-444, 2002.
- [63] Shing-Jen Wu, Chin-Teng Lin, "Discrete-Time Optimal Fuzzy Controller Design: Global Concept Approach", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 10, No. 1, pp. 21-38, 2002.
- [64] Emmanuel G. Collins, Jr, Majura F. Selekwa, "A Fuzzy Logic Approach to LQG Design With Variance Constraints", IEEE Transaction on Control Systems Technology, Vol. 10, No. 1, pp. 32-42, 2002.
- [65] Emmanuel G. Collins, and M. F. Selekwa "A Fuzzy Logic Approach to Design with Variance Constrains". IEEE Transactions on Control System the Technology, Vol. 10, No. 1, pp. 32-42, 2002.
- [66] 이요섭, 홍순일 "퍼지추론에 의한 PID제어기의 파라미터 Tuning 구성", 한국 신호처리·시스템학회 논문지 Vol. 4, No. 4 pp. 52-57, 2003.
- [67] Yo-Seob Lee and Soon-Il Hong, "Implementation of Hardware Circuits for Fuzzy Controller Using α -Cut Decomposition of Fuzzy Sets", Journal of the Korean of Marine Engineers, Vol. 28, No. 2, pp.210-216, 2004.
- [68] 이요섭, 홍정표, 홍순일, "직류 서보계의 퍼지제어와 α -레벨 퍼지집합 분해에 의한 퍼지추론 연산회로 구현", 한국박용 기관학회 논문지, Vol. 28, No. 5, pp. 109-116, 2004.
- [69] 이요섭·손의식·홍순일, " α -레벨 퍼지집합 분해에 의한 직류 서보 제어용 퍼지추론 연산회로 구현", 한국 해양정보 통신학회 논문지, Vol. 28, No. 5, pp. 109-116, 2004.