

퍼지 제어기의 강인성을 이용한 새로운 퍼지 적응 제어기의 설계

(A New Fuzzy Adaptive Controller Using the Robust Property of a Fuzzy Controller and Its Design Method)

金承禹*, 金殷泰*, 朴玟用*

(Seung Woo Kim, Eun Tai Kim and Mignon Park)

要約

본 논문에서는 고전적인 적응 제어기와 기존의 퍼지 적응 제어기의 문제점들을 극복할 수 있는 새로운 퍼지 적응 제어기를 제안한다. 퍼지 제어기의 강인성을 이용한 퍼지 적응 제어기의 구조를 제안하고, 대상 시스템의 모델로부터 수학적이고 체계적으로 수행될 수 있는 설계 방법을 설명한다. 또한 설계 방법에 관련된 수학적 정리들을 제시하고 그들을 증명한다. 끝으로 대상 시스템으로부터 체계적이고 수학적인 설계과정을 보여주는 예제와 직류 전동기의 제어 시뮬레이션을 통하여 제안된 퍼지 적응 제어 알고리즘의 퍼포먼스(performance)를 확인한다.

Abstract

A new fuzzy adaptive controller which is able to solve the problems of classical adaptive controllers and conventional fuzzy adaptive controllers is suggested in this paper. The architecture of a fuzzy adaptive controller using the robust property of a fuzzy controller is explained. A design procedure which can be carried out mathematically and systematically from the model of an objective system is suggested, and related mathematical theorems and their proofs are also given. The performance of the proposed adaptive control algorithm is analyzed through a design example and a DC motor control simulation.

1. 서론

최근 10여년간 적응 제어 기법은 로봇트등의 제어 분야에서 중요한 주제로서 많은 방식이 제시되어 왔으며, 앞으로도 계속적으로 연구가 진행될 것이다. 왜냐하면 대상 시스템에서의 파라미터의 불확실성(parametric uncertainty)이나 상태 왜란(state disturbance)에 강인성을 갖는 제어기가 설계될지라도 안정 조건(stability condition)을 항상 만족시킬

수는 없기 때문이다.^[4] 그동안 연구되어온 고전적인 적응 제어 방식은 크게 두 종류의 접근 방식이 있다. 첫번째는 온라인 파라미터 추정(estimation) 기법을 이용하는 모델 학습 적응 제어(LMAC: Learning Model Adaptive Control)이고, 두번째 방식은 모델 참조 적응 제어(MRAC: Model Reference Adaptive Control)이다.^{[7], [9]} 그러나 위의 적응 제어 방식들은 다음 두가지의 문제점을 갖고 있다.

1. 많은 계산량으로 인하여 실시간 제어에 어려움을 갖는다.

2. 복잡한 수학 구조 때문에 제어기의 설계와 구현에 어려움이 있다.^{[9], [17], [18]} 한편 최근 몇년 사이에 퍼지 제어가 많은 산업 응용 분야에서 두각을 나타내

* 正會員, 延世大學校 電子工學科
(Dept. of Electronic Eng., Yonsei Univ.)
接受日字: 1993年 3月 19日

고 있다. 퍼지 제어기는 빠른 처리 속도와 강인성(robustness)등을 장점으로 갖고 있으며, 많은 산업 응용을 통하여 그것들이 증명 되었다.^{[15] [16]} 또한 퍼지 제어에서도 '자기 구성 퍼지 제어기(self organizing fuzzy controller)'^[2]와 같은 퍼지 적응 제어 방식이 연구되어 왔다. 그러나 기존의 퍼지 적응 제어기들은 매 순간마다 퍼지 추론에 사용되는 멤버십 함수의 형태와 크기를 변화시켜야 하며 이에 따라 다음 두가지의 단점을 갖고 있다.

1. 퍼지 제어기의 최대 장점인 강인성이 무시되어진다.^[19]

2. 매 순간 멤버십 함수를 변화시키기 위해서는 멤버십 함수가 실시간 처리되어야 한다. 즉 룩-업 테이블(look-up table)방식의 구현이 불가능하므로 고전적인 적응 제어 방식이 갖는 단점인 긴 처리 시간과 설계상의 어려움이 있다.^[14]

그러므로 본 논문에서는 고적적인 적응 제어 방식과 기존의 퍼지 적응 제어 방식의 단점들을 해결할 수 있는 새로운 퍼지 적응 제어 방식을 제안하며, 그것의 이론적 근거와 설계 방법을 또한 제시하며 직류 전동기의 제어에 적용하므로써 제안된 알고리즘의 퍼포먼스(performance)를 확인한다.

본 논문에서 제안하는 퍼지 적응 제어 방식의 기본 개념은 적응 제어기를 강인한 제어기의 확장으로 정의하는 것이다. 제어 대상 시스템의 매개 변수의 불확실성에 강인한 퍼지 제어기를 병렬로 설계하고 시스템 인식(system identification)을 이용하여 대상 시스템의 특성 변화에 적절히 대처할 수 있는 적합한 퍼지 제어기를 선택한 후 피드백 제어를 실행하는, 소위 퍼지 멀티 룰 베이스(fuzzy multi-rule base)를 이용한 적응 제어 기법으로, 이 적응 제어 기법의 장점은 다음과 같다.

1. 퍼지 제어기의 강인성을 충분히 이용할 수 있다.

2. 구조가 간단하므로 설계가 편리하고, 시스템 인식 및 룰 선택기의 설계상에 부담이 적어진다.

3. 룩-업 테이블 방식의 구현이 가능해진다.

퍼지 멀티 룰 베이스를 이용한 퍼지 적응 제어 기법의 이론적 근거를 위하여 2장에서는 퍼지 제어기의 강인성과 적응성을 분석하고, 3장에서는 멀티 룰 베이스 제어기의 설계 원리와 설계 방법을 설명하며, 4장에서는 멀티 룰 베이스를 이용한 새로운 퍼지 적응 제어 기법의 구조와 룰 선택기를 설명하며, 5장에서는 매니플레이터의 구동원인 직류 전동기의 제어에 제안된 적응 제어 알고리즘을 적용하는 시뮬레이션을 통하여 퍼포먼스를 확인한다.

II. 퍼지 제어기의 강인성

1. 퍼지 시스템

강인한 안정성과 같은 시스템 분석에서 시스템의 모델링 방법은 매우 중요한 문제이다. 이장에서는 Takagi와 Sugeno의 퍼지 모델을 이용한다.^{[10] [13]} 퍼지 모델의 일반적인 표현은 다음과 같다:

$$R^i : \text{If } x(k) \text{ is } A_i^1 \text{ and } \dots \text{ and } x(k-n+1) \text{ is } A_i^n \text{ and } u(k) \text{ is } B_i^1 \text{ and } \dots \text{ and } u(k-m+1) \text{ is } B_i^m \text{ then } x'(k+1) = a_i^0 + a_i^1 x(k) + \dots + a_i^n x(k-n+1) + b_i^1 u(k) + \dots + b_i^m u(k-m+1) \quad (2.1.1)$$

식(2.1.1)에서 $R^i(i=1, 2, \dots, l)$ 는 i 번째 함의를 나타내고, l 은 퍼지 함의의 수를 나타내고, $x'(k+i)$ 은 i 번째 함의의 출력을 나타내고, $a_i^p(p=0, 1, \dots, n)$ 와 $b_i^q(q=0, 1, \dots, m)$ 는 후건부 변수이고, $x(k), \dots, x(k-n+1)$ 은 상태 변수이고, $u(k), \dots, u(k-m+1)$ 은 입력 변수이고, A_i^p 와 B_i^q 는 멤버십 함수로 표현되는 퍼지 집합이다. 입력이 $(x(k), \dots, x(k-n+1)), (u(k), \dots, u(k-m+1))$ 로 주워지면, 퍼지 모델의 결과는 다음과 같이 추론된다:

$$X(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^l \omega_i \{A_i X(k) + B_i U(k)\}}{\sum_{i=1}^l \omega_i} \quad (2.1.2)$$

$$\omega_i = \prod_{p=1}^n A_i^p(x(k-p+1)) \times \prod_{q=1}^m B_i^q(u(k-q+1)) \quad (2.1.3)$$

여기서 는 식(2.1.3)으로 계산되는 i 번째 함의에서의 전건부의 진리치이며, A_i 와 B_i 는 a_i^p 와 b_i^q 의 행렬 표현이고, $X(k)$ 와 $U(k)$ 는 입력의 행렬 표현이다. 또한 퍼지 제어기는 다음과 같이 표현되어진다:

$$U(k) = \frac{\sum_{j=1}^r \omega_j H_j X(k)}{\sum_{j=1}^r \omega_j} \quad (2.1.4)$$

식(2.1.2)와 식(2.1.4)을 결합하므로써 퍼지 제어기와 제어 대상 시스템이 결합된 퍼지 피드백 시스템을 식(2.1.5)와 같이 얻을 수 있다.

$$X(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^r \omega_i \omega_j \{A_i + B_i H_j\} X(k)}{\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^r \omega_i \omega_j} \quad (2.1.5)$$

2. 퍼지 제어 시스템의 강인성

로보트와 같은 대규모의 기계적 또는 전기적 시스템의 모델은 매우 비선형적이며 복잡하다. 그러므로 시스템의 모델 변수들은 불확실하고 가변적이다. 그러므로 퍼지 모델에서도 시스템 파라미터들의 불확실성을 표현하는 방법이 필요하며, 다음의 Remark 2.2.1에서 표현 방법을 정의한다.

Remark 2.2.1

퍼지 모델 식(2.1.2)에서, 제어 대상 시스템에서 파라미터의 미소 변화량은 전진부 변수의 불확실성 Δw_i 로 표현되고, 큰 변화량은 후진부 변수의 불확실성 ΔA_i 로 표현된다.

퍼지 제어기의 강인성은 많은 실험과 산업 전반의 응용을 통하여 증명되었다. 퍼지 제어 시스템의 강인성에 관한 이론적인 분석을 하기 위하여, 선형 디지털 시스템에서 사용하는 리아프노프 안정 이론(Lyapunov stability theorem)을 이용한 Tanaka와 Sugeno의 안정 이론을 사용한다. 시스템의 모델 식(2.1.2)의 프리 시스템(free system)이 식(2.2.1)로 정의 될때 Tanaka와 Sugeno의 안정 이론은 Theorem 2.2.1과 같이 표현된다.

$$X(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^l \omega_i A_i X(k)}{\sum_{i=1}^l \omega_i} \tag{2.2.1}$$

Theorem 2.2.1^[3]

식(2.2.2)를 만족하는 공통의 양의 한정 행렬 P 가 존재한다면 식(2.2.1)에 의하여 표현되어지는 퍼지 시스템은 점근적으로 안정하다.

$$A_i^T P A_i - P < 0 \quad \text{for } i = 1, \dots, l \tag{2.2.2}$$

이제 퍼지 시스템의 강인한 안정성을 대상 시스템의 작은 특성 변화 즉 전진부 변수의 불확실성의 경우와 대상 시스템의 큰 특성 변화 즉, 후진부 변수의 불확실성의 경우로 나누어 생각한다. 첫번째로 전진부 변수의 불확실성 Δw_i 을 고려할 경우 식(2.1.5)는 다음 식으로 변형되어진다:

$$X(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^r (\omega_i + \Delta \omega_i) \omega_j \{A_i + B_i H_j\} X(k)}{\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^r (\omega_i + \Delta \omega_i) \omega_j} \tag{2.2.3}$$

식(2.2.3)로 표현되는 퍼지 비선형 퍼드백 시스템의 강인한 안정 조건은 Theorem 2.2.2와 같이 주워

진다.

Theorem 2.2.2^[5]

식(2.2.4)를 만족하는 공통의 양의 한정 행렬 P 가 존재한다면 식(2.2.3)에 의하여 표현되어지는 퍼지 비선형 퍼드백 시스템은 점근적으로 안정하다.

$$G_{ij}^T P G_{ij} - P < 0 \quad \text{for } i = 1, \dots, l \quad j = 1, \dots, r \tag{2.2.4}$$

여기서 $G_{ij} = A_i + B_i H_j$

두번째로 후진부 변수의 불확실성 ΔA_i 을 고려할 경우 식(2.1.5)는 다음 식으로 변형되어진다:

$$X(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^r \omega_i \omega_j \{(A_i + \Delta A_i) + B_i H_j\} X(k)}{\sum_{i=1}^l \sum_{j=1}^r \omega_i \omega_j} \tag{2.2.5}$$

식(2.2.4)로 표현되는 퍼지 비선형 퍼드백 시스템의 안정 조건은 전진부 변수의 불확실성 Δw_i 에 독립이므로 퍼지 제어기가 식(2.2.4)를 만족하도록 설계되어진다면 그것으로 제어되는 전체 시스템은 대상 시스템의 전진부 변수의 불확실성 Δw_i 에 대하여 강인한 특성을 갖게 된다. 그러나 식(2.2.5)로 표현되어지는 퍼지 비선형 퍼드백 시스템에 강인한 안정 조건인 Theorem 2.2.2를 적용할 때, G_{ij} 는 $A_i + \Delta A_i + B_i H_j$ 가 되며 결국 대상 시스템에서 후진부 변수의 불확실성 ΔA_i 의 영향으로 강인한 안정성은 보장되지 않는다. 이것이 예제 2.2.1에서 보여진다.

예제 2.2.1

다음과 같은 변수값을 갖는 퍼지 제어시스템을 생각해 보자:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1.0 & 0.5 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 1.0 & 0.2 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$H_1 = [-5.0 \quad -2.5] \quad H_2 = [-5.0 \quad -2.5]$$

a) G_{ij} 는 다음과 같이 구해진다:

$$G_{11} = \begin{bmatrix} 1.0 & 0.5 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix} \quad G_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0.3 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$G_{21} = \begin{bmatrix} 0 & -0.3 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix} \quad G_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix}$$

공통의 한정 행렬 P 를 식(2.2.6)과 같이 선택하면

Theorem 2.2.2.에서 주워지는 강인한 안정 조건이 만족되어진다. 즉 퍼지 제어기 와 는 전체 시스템의 강인한 안정성을 보장함을 알 수 있다.

$$P \begin{bmatrix} 2.2 & 0 \\ 0 & 1.2 \end{bmatrix} \quad (2.2.6)$$

b) 대상 시스템의 후건부 변수의 불확실성 가 다음과 같이 발생할 경우를 생각해 보자:

$$\Delta A_1 = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.3 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix}$$

G_{ij} 는 다음과 같이 구해진다:

$$\begin{aligned} G_{11} &= \begin{bmatrix} 0.3 & 0.3 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix} & G_{12} &= \begin{bmatrix} 0.3 & 0.6 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix} \\ G_{21} &= \begin{bmatrix} 0 & -0.3 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix} & G_{22} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Theorem 2.2.2에서 주워지는 강인한 안정 조건을 만족하는 공통의 양의 한정 행렬 P 는 더 이상 존재하지 않는다. 그러므로 퍼지 제어기의 행렬 H_1 와 H_2 는 전체 시스템의 강인한 안정성을 더 이상 보장하지 않는다.

위의 예제에서 퍼지 제어기는 대상 시스템의 작은 특성 변화 즉, 전건부 변수의 불확실성 Δw_i 에는 강인한 제어기이다. 그러나 대상 시스템의 큰 특성 변화, 혹은 후건부 변수의 불확실성 ΔA_i 에는 강인한 안정성을 보장할 수 없다. 그러므로 시스템의 특성이 크게 변하는 복잡한 비선형의 대상 시스템을 제어할 경우, 일반 퍼지 제어기의 강인성의 한계를 극복할 수 있는 적응 제어 기법과 같은 새로운 지능 제어 방법이 필요하다.

Ⅲ. 퍼지 제어기의 강인성을 이용한 멀티 룰 베이스 제어기

1. 퍼지 멀티룰 베이스 제어기

퍼지 제어기는 강인한 특성을 가지고 있는 것이 알려져 있고 이에 대한 많은 연구가 진행되고 있다. 그러나 2장에서 보았듯이, 강인함에는 한계가 있어서 제어 대상 시스템의 파라미터 변화가 그 한계를 넘어 서게 되면 강인한 안정성은 보장되지 않게 된다. 이 같은 문제를 해결하기 위해, 본 논문에서는 각기 다른 강인한 안정 영역을 갖는 여러 개의 제어기를 연결하여 전체의 강인한 안정 영역을 넓히는 방법을 사

용하여, 제어 대상 시스템의 전체 파라미터 변화에 대처할 수 있는 멀티룰 베이스를 이용한 퍼지 적응 제어기를 제안한다. 그림 3.1.1은 멀티룰 베이스를 이용한 퍼지 제어기의 기본 구조이다.

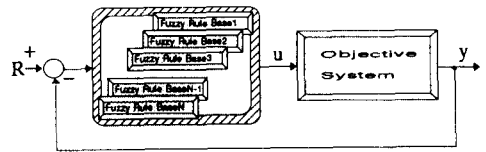


그림 1. 멀티룰 베이스 제어기

Fig. 1. Multi-rule based controller.

그림 3.1.1에서 각각의 룰베이스는 강인한 특성을 갖는 기존의 퍼지 제어기이며 만약 각각의 룰베이스가 강인한 제어 방법에 의하여 적절히 설계된다면, 제어 대상 시스템의 파라미터가 크게 변할 지라도 전체 시스템의 강인한 안정성은 보장된다.

실제 알고리즘을 간략화하기 위하여 제어 대상 시스템은 선형 모델로 표현하며, 실제 시스템이 어느 일정 순간에 하나의 선형 모델로 표현될 수 있기 때문에 적응제어에서의 제어 대상 시스템은 이같은 모델로도 적합하다고 생각할 수 있다. 제어 대상 시스템과 퍼지 제어기가 식(3.1.1)과 식(3.1.2)로 표현된다.

$$X(k+1) = AX(k) + BU(k) \quad (3.1.1)$$

$$U(k) = \frac{\sum_{j=1}^r \omega_j U_j(k)}{\sum_{j=1}^r \omega_j} \quad U_j(k) = H_j X(k) \quad (3.1.2)$$

따라서 결과적인 퍼지 제어 피드백 시스템은 식(3.1.3)과 같다.

$$X(k+1) = \frac{\sum_{j=1}^r \omega_j (A + BH_j) X(k)}{\sum_{j=1}^r \omega_j} = \frac{\sum_{j=1}^r \omega_j G_j X(k)}{\sum_{j=1}^r \omega_j} \quad (3.1.3)$$

여기서 $G_j(k) = A + BH_j$,

Theorem 2.2.2에 주어진 퍼지 비선형 피드백 시스템의 강인한 안정 조건은 다음의 Corollary 3.1.1로 바꿀 수 있다.

Coroilyary 3.1.1

식(3.1.4)의 조건을 만족시키는 양의 한정 행렬 P 가 존재하는 경우, 식(3.1.3)으로 표현되는 퍼지 비선형 피드백 시스템은 점근적으로 안정하다.

$$G_j^T P G_j - P < 0 \quad \text{for } j=1, 2, \dots, r, \text{ 여기서 } G_j = A + B H_j \quad (3.1.4)$$

멀티플 베이스를 이용한 퍼지 제어기의 설계를 위해서는, 전체 시스템의 강인한 안정성이 보장되는 제어 대상 시스템의 파라미터 변화 한계 ΔA_{robust} 가 구해져야 하며 이를 위해서는 새로운 강인한 안정성에 대한 조건이 필요하게 된다. 안정성이 보장되는 제어 대상의 파라미터 한계를 구할 수 있는 새로운 강인한 안정 조건이 Theorem 3.1.1에 주어진다.

Lemma 3.1.1 (증명은 부록 A 참조)

$0 < g < 1, P \in R^n, P > 0$ 라 가정한다. 이제 $\forall G, \Delta G \in R^n$ 에 대하여

$$\frac{g}{1-g} \Delta G^T P \Delta G + \frac{1-g}{g} G^T P G \geq G^T P \Delta G - \Delta G^T P \Delta G \quad (3.1.5)$$

Lemma 3.1.2 (증명은 부록 B 참조)

$P \in R^n, P > 0$ 라 가정한다. 이제 $\forall G, \Delta G \in R^n$ 에 대하여

$$G_i^T P G_j + G_j^T P G_i - 2P \leq G_i^T P G_i + G_j^T P G_j - 2P \quad (3.1.6)$$

Lemma 3.1.3 (부록 C 참조)

P, Q 는 정방 대칭 행렬이다. 만약 $\sigma_{\max}(Q) < \sigma_{\max}(P)$ 라면 $Q - P < 0$ 이다. (3.1.7)

여기서 $\sigma_{\max}(\cdot), \sigma_{\min}(\cdot)$ 는 최대, 최소 특이치 값이다.

Theorem 3.1.1 (증명은 부록 D 참조)

퍼지 비선형 피드백 시스템이 식(3.1.3)으로 표현되고, 다음 조건을 만족하는 P 가 존재한다고 가정한다.

$\epsilon > 0, P \in R^n, P > 0$ 에 대하여

$$\frac{1}{g} G_1^T P G_1 - P = -Q_1 < 0$$

$$\frac{1}{g} G_2^T P G_2 - P = -Q_2 < 0$$

⋮

$$\frac{1}{g} G_r^T P G_r - P = -Q_r < 0$$

여기서 $g = (\max(\wedge \max |G_i|) + \epsilon)^2$ 다음의 식 (3.1.

8)로 표현되는 조건이 만족된다면

$$g = (\max(\wedge \max |G_i|) + \epsilon)^2$$

$$\sigma_{\max}(\Delta G^T P \Delta G) (1-g) \min(\sigma_{\min}(Q_i)) - (1 - (\max(\wedge \max |G_i|) + \epsilon)^2) \min(\sigma_{\min}(Q_i)) \quad (3.1.8)$$

여기서 $\wedge \max |G_i| = \max |G_i|_{\max}$

식(3.1.9)로 표현되는 새로운 퍼지 제어 시스템은 안정하다.

$$X(k+1) = \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i (G_i + \Delta G) X(k)}{\sum_{i=1}^r \omega_i} \quad (3.1.9)$$

만약 식(3.1.9)에서 전체 시스템의 파라미터 변화 ΔG 가 제어 대상 시스템의 파라미터 변화 ΔA 에 의해 서만 발생한다면 전체 시스템의 파라미터 변화 ΔG 는 제어 대상 시스템의 파라미터 변화 ΔA 와 일치하게 된다. 즉

$$\Delta G = \Delta A \quad (3.1.10)$$

2. 멀티플 베이스를 이용한 제어기의 설계

이 절에서는 멀티플 베이스를 이용한 제어기를 설계하는데 있어 그 기본이 되는 수학적 근거를 제시한다. 멀티플 베이스를 이용한 제어기의 설계에 Theorem 3.1.1을 사용하기 위해서는 다음의 Theorem과 Lemma가 필요하다.

Lemma 3.2.1 [11]

분할된 행렬의 행렬식은 다음과 같이 표현된다.

$$\det \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \det(A) \det(D - CA^{-1}B)$$

여기서 A 는 $n \times n$, B 는 $n \times m$, C 는 $m \times n$, D 는 $m \times m$ 이다.

Theorem 3.2.1 (Hypersphere Theorem)

제어 대상 시스템과 그 행렬을 이용한 표현이 다음과 같이 표현되고

$$X(k+1) = AX(k), A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & \dots & a_n \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ & & \ddots & \\ & & & \ddots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

식(3.1.10)의 와 Theorem 3.1.1의 가 다음과 같 이 표현된다고 간주한다.

$$\Delta A = \begin{bmatrix} \Delta a_1 & \Delta a_2 & \cdots & \Delta a_n \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \cdots & p_{1n} \\ p_{21} & p_{22} & \cdots & p_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{n1} & p_{n2} & \cdots & p_{nn} \end{bmatrix}$$

그러면 위에 정의된 ΔA 와 P 에 대하여 $\Delta A^T P \Delta A$ 의 특성 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\lambda^{n-1} \left(\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^n \Delta a_i^2 \right) = 0, \tag{3.2.1}$$

또, 그 특이치는

$$\sigma_{\max}(\Delta A^T P \Delta A) = p_{11} \sum_{i=1}^n \Delta a_i^2 \tag{3.2.2}$$

으로 주어지게 된다. (증명은 부록 E 참조)

Corollary 3.2.1 (Hypercube theorem)

Δa_i 공간내에서 식(3.2.3)으로 표현되는 한변의 길 이가 $\frac{2r}{\sqrt{n}}$ 인 n 차원 하이퍼큐브는 Δa_i 공간내에서 식(3. 2.4)으로 표현되는 반지름이 r 인 n 차원 하이퍼스피어 에 포함된다.

$$\frac{-r}{\sqrt{n}} < \Delta a_i < \frac{r}{\sqrt{n}} \quad \text{for } i = 1, 2, \dots, n \tag{3.2.3}$$

$$\Delta a_1^2 + \Delta a_2^2 + \dots + \Delta a_n^2 = \sum_{i=1}^n \Delta a_i^2 < r^2 \tag{3.2.4}$$

(증명은 부록 F 참조)

Theorem 3.1.1과 Theorem 3.2.1로 부터, 강인 한 안정 영역 ΔA_{robust} 는 Δa_i 공간내에서 식(3.2.5)의 반지름 r 인 n 차원 하이퍼스피어로 표현됨을 알 수 있다.

$$\sum_{i=1}^n \Delta a_i^2 < \frac{(1-g)}{p_{11}} \min_i(\sigma_{\min}(Q_i)) = r^2 \tag{3.2.5}$$

다시, Corollary 3.2.1에 의하면 강인한 안정 영 역은 멀티플 베이스 설계에 적합한 형태인 공간상의 차원 하이퍼큐브로 변형될 수 있다. 2차원의 경우를 예 를 들면, 강인한 안정 영역 는 그림 3.2.1 과 같이 된다. 그림 3.2.2에서 보는 바와 같이, 제어 대상 시

스템의 전체 파라미터 불확실성은 여러개의 하이퍼큐 브의 형태로 나뉠 수 있고, 각각의 불확실 영역은 서 로 다른 퍼지 룰 베이스에 의하여 제어되어, 전체 멀 티플 베이스 제어기는 제어 대상 시스템의 모든 파라 미터 불확실성에 대처할 수 있다. 멀티플 베이스 제 어기의 설계 방법은 다음과 같다.

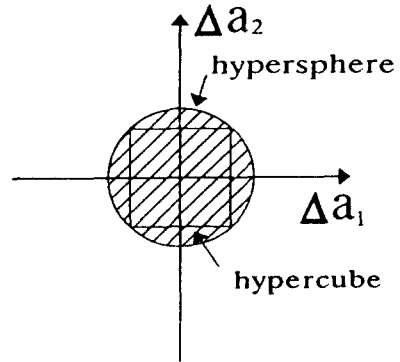


그림 2. 2차원 하이퍼큐브
Fig. 2. 2-dimensional hypercube.

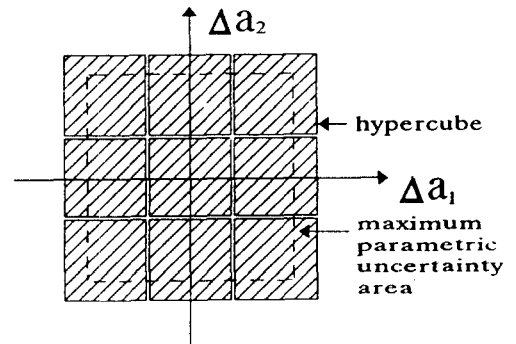


그림 3. 분할된 하이퍼큐브
Fig. 3. Division into hypercubes.

단계 1: 제어 대상 시스템의 전체 파라미터 불확실 성을 측정한다. 일반적으로 이는 실험으로 부터 측정 이 가능하다.

단계 2: 첫번째 퍼지 룰 베이스의 구조를 결정하고 극점 할당(pole assignment)이나 근계적(root locus)방법을 이용하여 룰 베이스의 파라미터를 결정 한다. 이제 공통 Lyapunov 행렬을 구하여 전체 시스 템의 안정도를 평가한다. 만약 안정도가 보장되지 않 는다면 첫번째 룰 베이스의 파라미터를 다시 설계한 다.

단계 3: Theorem 3.1.1과 Theorem 3.2.1로 부터, 식(3.2.5)와 식(3.2.6)의 형태로 첫번째 퍼지 룰 베이스가 보장할 수 있는 강인한 안정 영역을 계산한다. 이제 Corollary 3.2.1을 이용하여, 주어진 강인한 안정 영역을 한번의 길이가 $\frac{2r}{\sqrt{n}}$ 인 하이퍼큐브의 형태로 변환한다.

$$\Delta A = \begin{bmatrix} \Delta a_1 & \Delta a_2 & \dots & \Delta a_n \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ & & \ddots & \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2.6)$$

단계 4: 제어대상 시스템의 전체 파라미터 불확실성을, 단계 3에서 구한 하이퍼큐브와 같은 크기의 개의 하이퍼큐브로 분할한다.

단계 5: 단계 4에서 구한 하이퍼큐브의 각각에 대해서 이를 담당하는 서로 다른 N 개의 퍼지 룰 베이스를 설계한다. 만약 Δa_i 공간내에서 i 번째의 하이퍼큐브형 파라미터 불확실성의 중심 c_i 가

$$c_i = (\Delta a_1, \Delta a_2, \dots, \Delta a_n) = \left(\frac{r}{\sqrt{n}} m_1, \frac{r}{\sqrt{n}} m_2, \dots, \frac{r}{\sqrt{n}} m_n \right) \quad (3.2.7)$$

여기서 $i = 1, 2, \dots, N, m_1, m_2, \dots, m_n$ 는 정수

로 표현되고 그 행렬 형식이 식(3.2.8)과 같이 표현된다면

$$\Delta A_i = \frac{r}{\sqrt{n}} \begin{bmatrix} m_1 & m_2 & \dots & m_n \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ & & \ddots & \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2.8)$$

i 번째 하이퍼큐브형 파라미터 불확실성에 대처하는 강인한 특성을 갖는 i 번째 퍼지 룰 베이스의 행렬 H_i 은 다음 식에 의해 첫번째 룰 베이스로부터 설계될 수 있다.

$$H_i^r = H_i^l - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_i \quad (3.2.9)$$

여기서 $j=1, 2, \dots, r$ 이고 $i=2, \dots, N$.

이는 $A+BHF_i = (A+\Delta A_i) + BH_i$ 인 관계가 성립하고자 하는데 목적이 있다. 두번째 룰 베이스에서부터 N 번째 룰 베이스까지를 식(3.2.9)에 의해 설계함으로써, 파라미터 불확실성이 i 번째 하이퍼큐브의 중심 c_i 인 경우 전체 시스템의 전달 특성은 첫번째 룰 베이스가 설계

됐던 $c_i = c_i = 0$ 인 경우의 전달 특성과 같게 된다. 예제 3.2.1에는 멀티룰 베이스를 이용한 제어기의 설계 예를 보여주고 있다.

예제 3.2.1

어떤 제어대상 시스템이 다음과 식(3.2.10)으로 표현되고 그 행렬 형태의 식이 식 3.2.11과 같다.

$$x(k+1) = 1.50x(k) - 0.30x(k-1) + 1.00u(k) \quad (3.2.10)$$

$$X(k+1) = AX(k) + Bu(k) \quad (3.2.11)$$

여기서 $X(k) = (x(k) \ x(k-1))^T$

$$A = \begin{bmatrix} 1.5 & -0.3 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1.0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

단계 1: 제어대상 시스템의 전체 파라미터 불확실성이 식(3.2.12)로 표현된다.

$$\begin{aligned} -0.1 \leq \Delta a_1 \leq 0.5 \\ -0.5 \leq \Delta a_2 \leq 0.5 \end{aligned} \quad (3.2.12)$$

단계 2: 설계하고자 하는 퍼지 룰 베이스의 구조가 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R^1: \text{If } x(k) \text{ is } A^1, \text{ then } u^1(k) = k_1^1 x(k) + k_2^1 x(k-1) \\ R^2: \text{If } x(k) \text{ is } A^2, \text{ then } u^2(k) = k_1^2 x(k) + k_2^2 x(k-1) \end{aligned} \quad (3.2.13)$$



다음의 전달 특성을 만족하도록 극점 할당에 의해 첫번째 룰 베이스를 설계한다.

$$\text{If } x(k) \text{ is SM, then the characteristic equation is } z^2 - 0.2z + 0.02 = 0$$

$$\text{If } x(k) \text{ is BIG, then the characteristic equation is } z^2 - 0.4z + 0.29 = 0$$

첫번째 룰 베이스는 다음과 같이 설계 된다.

$$\text{If } x(k) \text{ is SM, then } H_1^r = [k_1^1 \ k_2^1] = [-1.5 + 0.2 \quad 0.3 - 0.02] = [-1.3 \quad 0.28]$$

$$\text{If } x(k) \text{ is BIG, then } H_2^r = [k_1^2 \ k_2^2] = [-1.5 + 0.4 \quad 0.3 - 0.29] = [-1.1 \quad 0.01]$$

그에 따른 전체 폐루프의 전달특성은 다음과 같이 나타난다.

$$\text{If } x(k) \text{ is SM, then } X(k+1) = G_1 X(k) = (A + BH_1^r) X(k) = \begin{pmatrix} 0.2 & -0.02 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} X(k)$$

$$\text{If } x(k) \text{ is BIG, then } X(k+1) = G_2 X(k) = (A + BH_2^r) X(k) = \begin{pmatrix} 0.4 & -0.29 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} X(k)$$

단계 3: 강인한 안정 영역 QA_{robust} 을 계산한다.

$$\begin{aligned} \Lambda_{\max}|G_1| &= 0.14 \\ \Lambda_{\max}|G_2| &= 0.5385 \end{aligned}$$

이제 ϵ 을 0.22으로 택하면, $g=(0.5385+0.22)^2=0.7585^2=0.5753$

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{g}}G_1 &= \begin{bmatrix} 0.2637 & -0.02637 \\ 1.3184 & 0 \end{bmatrix} \\ \frac{1}{\sqrt{g}}G_2 &= \begin{bmatrix} 0.5274 & -0.3823 \\ 1.3184 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

또 P 를

$$P = \begin{bmatrix} 15.42 & -2.06 \\ -2.06 & 5.92 \end{bmatrix}$$

으로 택하면

$$\begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{g}}G_1^T P G_1 - P &= -Q_1 = \begin{bmatrix} -5.49 & 2.024 \\ 2.024 & -5.91 \end{bmatrix} (0, \sigma(Q_1) = 3.664, 7.773) \\ \frac{1}{\sqrt{g}}G_2^T P G_2 - P &= -Q_2 = \begin{bmatrix} -3.705 & -0.011 \\ -0.011 & -3.666 \end{bmatrix} (0, \sigma(Q_2) = 3.663, 3.7080) \end{aligned}$$

따라서 식(3.2.5)에 의해 안정도가 보장되는 2차원 하이퍼스피어의 반지름의 길이는 다음과 같이 주어지며

$$r = \sqrt{\frac{1}{15.42}(1 - 0.5753) \times 3.663} = 0.3176.$$

또 안정도가 보장되는 하이퍼큐브의 한변의 길이는 Corollary 3.2.1에 의해 다음과 같이 주어진다.

$$\text{한변의 길이} = \frac{2}{\sqrt{2}}r = 0.4492$$

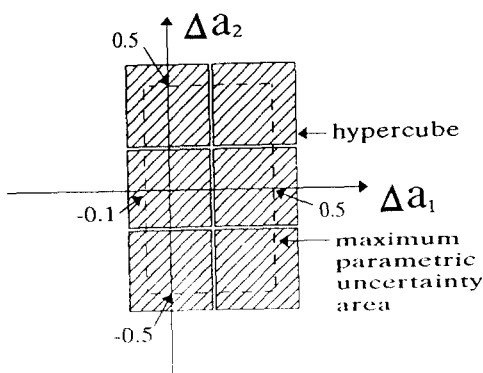


그림 4. 전체 파라미터 불확실성의 분할
Fig. 4. Division of the overall parametric uncertainty)

결과적으로 첫번째 룰 베이스가 보장할 수 있는 강인한 안정영역 $\mathcal{A}_{robust} = \begin{bmatrix} \Delta a_1 & \Delta a_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$0.224 < Qa < 0.224 \quad \text{for } i=1, 2$$

단계 4: 제어 대상 시스템의 전제 파라미터 불확실성을 그림 3.2.3와 같이 분할한다.

단계 5: 두번째 룰 베이스에서부터 여섯번째 룰 베이스까지 설계한다.

룰 베이스 2:

$$\begin{aligned} \Delta a_1 = 0.45, \Delta a_2 = 0 \quad \text{인 경우} \quad , \Delta A_2 &= \begin{bmatrix} 0.45 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = 0.45 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ H_2^1 &= H_1^1 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_2 = [-1.3 \quad 0.28] - [0.45 \quad 0] = [-1.75 \quad 0.28] \\ H_2^2 &= H_2^2 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_2 = [-1.55 \quad 0.01] \end{aligned}$$

룰 베이스 3:

$$\begin{aligned} \Delta a_1 = 0.45, \Delta a_2 = 0 \quad \text{인 경우} \quad , \Delta A_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 0.45 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = 0.45 \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ H_3^1 &= H_1^1 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_3 = [-1.3 \quad -0.17] \\ H_3^2 &= H_2^2 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_3 = [-1.1 \quad -0.44] \end{aligned}$$

룰 베이스 4:

$$\begin{aligned} \Delta a_1 = 0.45, \Delta a_2 = 0 \quad \text{인 경우} \quad , \Delta A_4 &= \begin{bmatrix} 0.45 & 0.45 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = 0.45 \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ H_4^1 &= H_1^1 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_4 = [-1.75 \quad -0.17] \\ H_4^2 &= H_2^2 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_4 = [-1.55 \quad -0.44] \end{aligned}$$

룰 베이스 5:

$$\begin{aligned} \Delta a_1 = 0.45, \Delta a_2 = 0 \quad \text{인 경우} \quad , \Delta A_5 &= \begin{bmatrix} 0 & +0.45 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = 0.45 \begin{bmatrix} 0 & +1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ H_5^1 &= H_1^1 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_5 = [-1.3 \quad 0.73] \\ H_5^2 &= H_2^2 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_5 = [-1.1 \quad 0.46] \end{aligned}$$

룰 베이스 6:

$$\begin{aligned} \Delta a_1 = 0.45, \Delta a_2 = 0 \quad \text{인 경우} \quad , \Delta A_6 &= \begin{bmatrix} -0.45 & -0.45 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = 0.45 \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ H_6^1 &= H_1^1 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_6 = [-1.75 \quad 0.73] \\ H_6^2 &= H_2^2 - (B^T B)^{-1} B^T \Delta A_6 = [-1.55 \quad 0.46] \end{aligned}$$

결과적으로 얻게 되는 6개의 퍼지 룰 베이스를 갖

는 멀티룰 베이스 제어기는 그림 3.2.4와 같다.

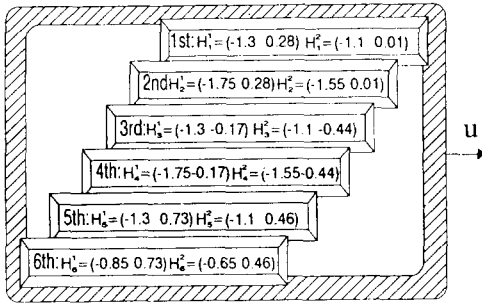


그림 5. 예제 3.2.1에서 설계된 멀티룰 베이스 제어기

Fig. 5. The multi-rule based controller designed in Example 3.2.1.

IV. 멀티 룰 베이스 제어기를 이용한 퍼지 적응 제어기

1. 퍼지 적응 제어기의 구조

고전적인 적응 제어기는 대상 시스템의 특성 변화에 따라서 제어기의 파라미터들을 변화시키는 구조로 이루어져 있다. 또한 기존의 퍼지 적응 제어기는 대상 시스템의 특성 변화에 따라서 멤버쉽 함수의 모양이나 크기가 변형되어 지도록 설계된다. 이와 같은 적응 제어기들은 이론적으로는 합리적이지만, 긴 계산 시간때문에 실시간 제어가 어려우며 그것들의 설계 방법과 구현이 복잡하고 어렵다. 그러므로 이들 문제점들을 극복하기 위하여 새로운 구조를 갖는 적응 제어 기법이 필요하게 된다. 새로운 적응 제어기는 퍼지 멀티 룰 베이스 제어기와 적합한 룰 베이스를 선택하기 위한 시스템 인식기로 구성된다.

대상 시스템의 파라미터의 변화는 시스템 인식기에 의하여 관측되어진다. 관측된 파라미터의 불확실성에 대처할 수 있는 적합한 강인한 안정 영역을 갖는 퍼지 룰 베이스가 선택되어진 후에 선택된 퍼지 룰 베이스에 의해서 피드백 제어가 수행되어진다. 즉 새로운 퍼지 적응 제어기는 각각의 강인한 퍼지 제어기들의 병렬 결합으로 대상 시스템의 파라미터의 큰 변화에도 충분히 대처할 수 있는 강인한 안정성을 갖는다. 본 논문에서 제안한 적응 제어기의 구조는 그림 4.1.1과 같다.

2. 시스템 인식기

시스템 인식기는 대상 시스템의 특성 변화를 관측하고 관측된 변화량에 가장 적합한 퍼지 룰 베이스를

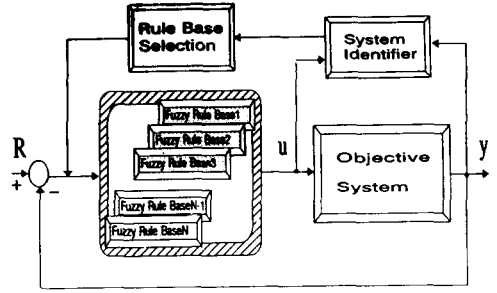


그림 6. 멀티룰 베이스 구조를 이용한 퍼지 적응 제어기

Fig. 6. A fuzzy adaptive controller using multi-rule based structure.

선택한다. 시스템 인식기는 매 샘플링 주기마다 대상 시스템을 관측해서 현재의 퍼지 룰 베이스가 적합한 제어기인지를 판단하고 적합하지 않으면 다른 적합한 퍼지 룰 베이스로 교체한다. 현재의 룰 베이스가 로 표현된다면, 다음 샘플링 시간에서의 퍼지 룰 베이스는 식(4.2.1)에 의하여 결정되어진다.

$$S_N = S_C + \Delta S \tag{4.2.1}$$

출력이 로 표현되는 시스템 인식기의 구조가 그림 4.2.1에서 보여진다.

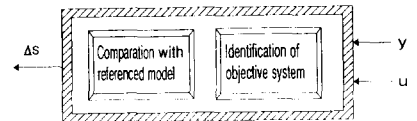


그림 7. 시스템 인식기

Fig. 7. System identifier.

시스템 인식기의 입력은 대상 시스템의 입출력 신호이며 온-라인(on-line) 인식 알고리즘으로는 빠른 추정 속도의 특성을 갖는 RLS(Recursive Least Square)추정 방법을 이용한다.⁽⁷⁾ 관측된 파라미터의 값과 기준 모델의 파라미터의 값을 비교함으로써 대상 시스템의 파라미터의 불확실성 가 계산되며, 그것을 근거로 하여 시스템 인식기의 출력 가 결정되어진다.

시스템 인식기의 출력은 개의 퍼지 룰 베이스중의 하나를 선택하는 극히 제한된 출력을 결정하는 것이므로 시스템 인식기는 설계상의 난이도를 줄일 수 있다.

V. 결과 및 고찰

SUN 워크스테이션에서 직류 전동기 제어 시뮬레이션을 통하여 제안된 퍼지 적응 제어기의 퍼포먼스를 분석한다. 이 시뮬레이션에서 사용한 직류 전동기의 선형 시스템 모델은 다음과 같다:

$$G(z) = \frac{K(1 - \exp(-T_m T)z)}{T_m(z-1)(z - \exp(-T_m T))} \quad (5.1)$$

이 시뮬레이션에서 샘플링 주기는 40(msec)이고, 직류 전동기의 기계적 시정수는 10개의 샘플링 주기마다 시스템 특성 변화에 의하여 변화된다. 그것이 그림 5.1에서 보여진다.

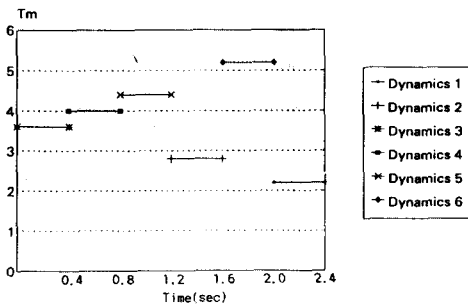


그림 8. 모터의 특성 변화
Fig. 8. Changes of dynamics.

제안된 퍼지 적응 제어기를 직류 전동기에 적용한 PI 제어기와 비적응 퍼지 제어기의 출력 특성과 비교한다. 디지털 PI 제어기는 다음과 같이 설계된다:

$$u(k) = A(e(k) + Bu(k-1)) + C_r(k-1) \quad (5.2)$$

PI 제어기의 P 이득값과 I 이득값은 식(5.3)에서 주워진다.

$$A = -2.75 \quad B = -0.09 \quad C = -0.001 \quad (5.3)$$

직류 전동기를 디지털 PI 제어기로 제어한 결과가 그림 5.2에서 보여진다. 주목할 것은 디지털 PI 제어기는 대상 시스템의 특성 변화인 기계적 시정수의 첫번째 변화에 대처하지 못하고 있다.

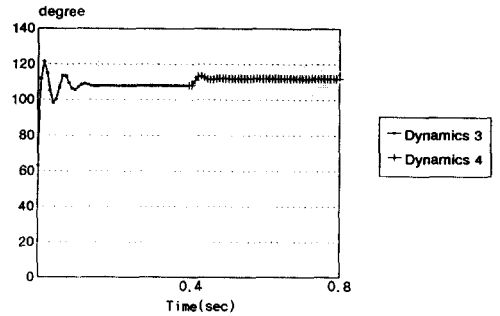


그림 9. PI 제어
Fig. 9. PI control.

한편 비적응 퍼지 제어기의 제어 결과를 확인하기 위하여 설계된 퍼지 제어기의 구조는 다음과 같다:

$$R^1: \text{If } x(k) \text{ is } A^1, \text{ then } u^1(k) = k_1^1 x(k) + k_2^1 x(k-1) \quad (5.4)$$

$$R^2: \text{If } x(k) \text{ is } A^2, \text{ then } u^2(k) = k_1^2 x(k) + k_2^2 x(k-1)$$

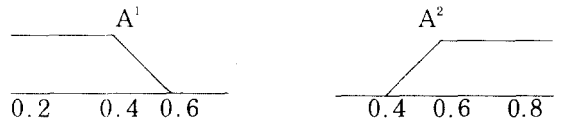


그림 5.3은 비적응 퍼지 제어기에 의한 직류 전동기의 제어 결과이다. 대상 시스템의 비교적 작은 특성 변화인 기계적 시정수의 첫번째 특성 변화에서는 퍼지 제어기의 강인성에 의하여 적절히 제어되고 있으나, 기계적 시정수의 두번째 변화에서 부터는 퍼지 제어기의 강인성의 한계를 초과하므로써 정상 상태 에러가 발생하고 있음을 알 수 있다.

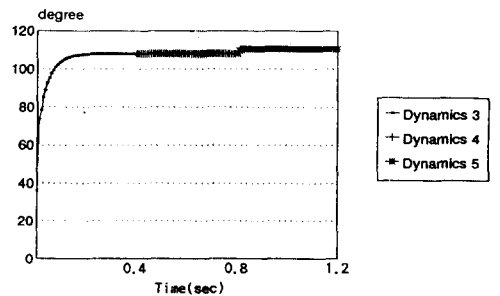


그림 10. 비적응 퍼지 제어
Fig. 10. Non-adaptive fuzzy control.

끝으로 제안된 퍼지 적응 제어 방법을 직류 전동기

에 적용한다. 각각의 퍼지 룰 베이스의 기본 구조는 식(5.4)와 같다. 퍼지 멀티 룰 베이스들의 파라미터 값의 결정은 예제 3.2.1에서 보여지는 설계방법과 순서에 의하여 설계되며, 시스템 인식기는 4장에서 설명된 RLS 추정기와 단순한 비교기로 설계된다. 직류 전동기의 제어를 위하여 설계된 퍼지 멀티 룰 베이스의 수는 5이다. 제안된 퍼지 적응 제어기에 의한 직류 전동기의 제어 결과가 그림 5.4에서 보여진다.

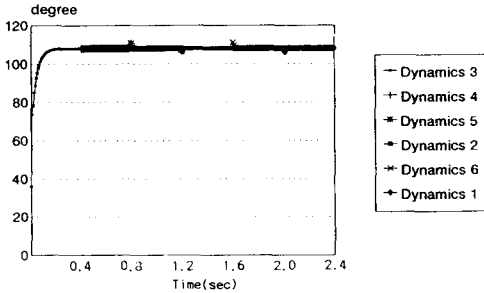


그림 11. 퍼지 적응 제어
Fig. 11. Fuzzy adaptive control.

결과에 의하면 기계적 시정수의 모든 변화에 대하여 실시간으로 적절히 제어하고 있음을 알 수 있다. 그것은 퍼지 제어기의 강인한 특성을 충분히 이용한 퍼지 적응 제어기가 대상 시스템의 큰 특성 변화에도 강인한 안정 조건이 보장되어지는 제어기임을 나타내

준다. 또한 멀티 룰 베이스를 이용한 퍼지 적응 제어기는 룰업 테이블 방식으로 구현될 수 있으므로 처리 시간이 줄어 들고 그로 인하여 온-라인 적응 제어에 어려움이 없어진다.

VI. 결론

주어진 대상 시스템의 역학이 매우 복잡하고 불확실할때 적응 제어 방법이 필요하고 또한 많은 적응 제어 방법들이 제안되었다. 그러나 기존의 방법들이 실시간 처리, 설계 방법 및 구현, 안정성등에서의 심각한 문제들을 갖고 있다. 그러므로 산업 응용등의 실제 환경에서의 적용이 어렵다. 이러한 기존의 적응 제어기가 갖고 있는 문제점들을 극복하기 위하여 본 논문에서는 새로운 적응 제어기를 제안했으며 그것의 설계를 위하여 수학적이고 체계적인 설계 방법을 제시했다. 또한 본 논문에서 제안한 퍼지 적응 제어기의 기본 원리와 설계 방법의 타당성을 수학적 증명과 예제를 통하여 확인했다.

직류 전동기의 제어에 퍼지 적응 제어기를 적용하므로써 그것의 적응성과 강인성을 확인했으며 퍼지 제어기가 갖고있는 강인성과 그것의 한계를 수학적으로 정리하고 그것들을 적절히 조합하므로써 실시간 처리가 가능하고 강인한 안정 조건이 보장되는 새로운 적응 제어 방법을 개발하였다.

부록 A: Lemma 3.1.1의 증명

$$\begin{aligned}
 & P \in R^{n \times n} \text{ 이고 } P > 0 \text{ 이라 가정한다. } \forall X, Y \in R^{n \times n} \text{ 에 대하여, } (X - Y)^T P (X - Y) \geq 0^{121} \\
 & \text{이제 } X = \sqrt{\frac{g}{1-g}} \Delta G \text{ 와 } Y = \sqrt{\frac{1-g}{g}} G \text{ 로 놓으면,} \\
 & \left(\sqrt{\frac{g}{1-g}} \Delta G - \sqrt{\frac{1-g}{g}} G \right)^T P \left(\sqrt{\frac{g}{1-g}} \Delta G - \sqrt{\frac{1-g}{g}} G \right) \geq 0 \\
 & \text{전개하면, } \frac{g}{1-g} \Delta G^T P \Delta G - G^T P \Delta G - \Delta G^T P G + \frac{1-g}{g} G^T P G \geq 0 \\
 & \text{즉, } \frac{g}{1-g} \Delta G^T P \Delta G + \frac{1-g}{g} G^T P G \geq G^T P \Delta G + \Delta G^T P G
 \end{aligned}$$

부록 B: Lemma 3.1.2의 증명

$$\begin{aligned}
 & P \in R^{n \times n} \text{ 이고 } P > 0 \text{ 이라 생각한다. } \forall G_i, G_j \in R^{n \times n} \text{ 에 대하여,} \\
 & (G_i - G_j)^T P (G_i - G_j) = G_i^T P G_i - G_i^T P G_j - G_j^T P G_i + G_j^T P G_j \\
 & \text{따라서, } G_i^T P G_j + G_j^T P G_i - 2P = G_i^T P G_i + G_j^T P G_j - (G_i - G_j)^T P (G_i - G_j) - 2P \\
 & \leq G_i^T P G_i + G_j^T P G_j - 2P \quad (\because (G_i - G_j)^T P (G_i - G_j) > 0)
 \end{aligned}$$

부록 C: Lemma 3.1.3의 증명

$$\begin{aligned}
 & \forall X \in R^l \text{ 에 대하여, } \sigma_{\min}(P) \|X\|^2 \leq X^T P X \leq \sigma_{\max}(P) \|X\|^2 \tag{C-1} \\
 & \sigma_{\min}(Q) \|X\|^2 \leq X^T Q X \leq \sigma_{\max}(Q) \|X\|^2 \tag{C-2}^{121}
 \end{aligned}$$

(C-1)과(C-2)에 의해, $X^T(P-Q)X = X^T P X - X^T Q X \geq (\sigma_{\min}(P) - \sigma_{\max}(Q)) \|X\|^2$
 따라서, 만약 $\sigma_{\min}(P) > \sigma_{\max}(Q)$ 라면 $P > Q$

부록 D: Theorem 3.1.1의 증명

Theorem 3.1.1의 조건을 만족하는 ε 과 P 에 대하여, 다음과 같은 Lyapunov함수를 고려한다.

$$V(k) = X^T(k) P X(k) \text{ for } X(k+1) = \left\{ \sum_{j=1}^r w_j (G_j + \Delta G) X(k) \right\} / \sum_{j=1}^r w_j$$

이제 $\Delta V(k) = V(k+1) - V(k) = X^T(k+1) P X(k+1) - X^T(k) P X(k)$

$$= X^T(k) \left\{ \left(\frac{\sum_{i=1}^r w_i (G_i + \Delta G)^T}{\sum_{i=1}^r w_i} \right)^T P \left(\frac{\sum_{j=1}^r w_j (G_j + \Delta G)}{\sum_{j=1}^r w_j} \right) - P \right\} X(k)$$

$$= X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{i,j=1}^r w_i w_j (G_i^T P G_j + G_i^T P \Delta G + \Delta G^T P G_j + \Delta G^T P \Delta G - P) \right\} X(k) \quad (R = \sum_{i,j=1}^r w_i w_j)$$

$$= X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{j=1}^r (w_j)^2 (G_j^T P G_j + G_j^T P \Delta G + \Delta G^T P G_j + \Delta G^T P \Delta G - P) \right\} X(k)$$

$$+ X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{i < j} w_i w_j (G_i^T P G_j + G_j^T P G_i + G_i^T P \Delta G + G_j^T P \Delta G + \Delta G^T P G_i + \Delta G^T P G_j + 2 \Delta G^T P \Delta G - 2P) \right\} X(k)$$

$$\leq X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{j=1}^r (w_j)^2 (G_j^T P G_j + \Delta G^T P \Delta G - P + \frac{1-g}{g} G_j^T P G_j + \frac{g}{1-g} \Delta G^T P \Delta G) \right\} X(k)$$

$$+ X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{i < j} w_i w_j (G_i^T P G_j + G_j^T P G_i + 2 \Delta G^T P \Delta G - 2P + \frac{1-g}{g} G_i^T P G_i + \frac{1-g}{g} G_j^T P G_j + \frac{2g}{1-g} \Delta G^T P \Delta G) \right\} X(k) \quad (\text{by Lemma 3.1.1})$$

$$\leq X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{j=1}^r (w_j)^2 \left(\frac{1}{g} G_j^T P G_j + \frac{1}{1-g} \Delta G^T P \Delta G - P \right) \right\} X(k)$$

$$+ X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{i < j} w_i w_j (G_i^T P G_j + G_j^T P G_i + 2 \Delta G^T P \Delta G - 2P + \frac{1-g}{g} G_i^T P G_i + \frac{1-g}{g} G_j^T P G_j + \frac{2g}{1-g} \Delta G^T P \Delta G) \right\} X(k) \quad (\text{by Lemma 3.1.2})$$

$$= X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{j=1}^r (w_j)^2 \left(\frac{1}{g} G_j^T P G_j + \frac{1}{1-g} \Delta G^T P \Delta G - P \right) \right\} X(k)$$

$$+ X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{i < j} w_i w_j \left(\frac{1}{g} G_i^T P G_j + \frac{1}{1-g} \Delta G^T P \Delta G - P \right) \right\} X(k)$$

$$+ X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{i < j} w_i w_j \left(\frac{1}{g} G_j^T P G_i + \frac{1}{1-g} \Delta G^T P \Delta G - P \right) \right\} X(k)$$

$$= X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{j=1}^r (w_j)^2 \left(\frac{1}{g} G_j^T P G_j + \frac{1}{1-g} \Delta G^T P \Delta G - P \right) \right\} X(k)$$

$$+ X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{i > j} w_i w_j \left(\frac{1}{g} G_j^T P G_i + \frac{1}{1-g} \Delta G^T P \Delta G - P \right) \right\} X(k)$$

$$+ X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{i < j} w_i w_j \left(\frac{1}{g} G_i^T P G_j + \frac{1}{1-g} \Delta G^T P \Delta G - P \right) \right\} X(k) \quad (\text{exchange of } i \text{ and } j)$$

$$= X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{i,j=1}^r w_i w_j \left(\frac{1}{g} G_j^T P G_j + \frac{1}{1-g} \Delta G^T P \Delta G - P \right) \right\} X(k)$$

$$= X^T(k) \left\{ \frac{1}{R} \sum_{i,j=1}^r w_i w_j \left(-Q_j + \frac{1}{1-g} \Delta G^T P \Delta G \right) \right\} X(k)$$

$$= \frac{1}{R} \sum_{i,j=1}^r w_i w_j \left\{ X^T(k) \left(-Q_j + \frac{1}{1-g} \Delta G^T P \Delta G \right) X(k) \right\}$$

만약 $\frac{1}{1-g} \sigma_{\max}(\Delta G^T P \Delta G) < \sigma_{\min}(Q_j)$ for $j=1, 2, \dots, r$ 라면 $\Delta V(k) < 0$ (by Lemma 3.1.3)

특히 $\frac{1}{1-g} \sigma_{\max}(\Delta G^T P \Delta G) < \min_j(\sigma_{\min}(Q_j))$ 라면, 식(3.1.8)에 주어지는 시스템은 안정하다.

부록 E: Theorem 3.2.1의 증명

다음 증명은 수학적 귀납법에 의해서 수행된다.

① $n = 1$ 인 경우, $\Delta A_1 = \Delta a_1$, $P_1 = p_{11}$, $\Delta A_1^T P_1 \Delta A_1 = \Delta a_1^2 p_{11}$

① 특성 방정식은 $\det(\lambda I_1 - \Delta A_1^T P_1 \Delta A_1) = \lambda - p_{11} \Delta a_1^2 = 0$ 으로 주어지며

따라서, $\sigma_{\max}(\Delta A_1^T P_1 \Delta A_1) = p_{11} \Delta a_1^2$

② 위의 정리 $n = k$ 인 경우에 대하여 성립한다면,

$$\det(\lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k) = \lambda^{k-1} (\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2) \tag{E-1}$$

$n = k+1$ 인 경우에 대하여, 다음을 정의한다.

$$I_{k+1} = \begin{bmatrix} I_k & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, P_{k+1} = \begin{bmatrix} P_k & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix}, \Delta A_{k+1} = \begin{bmatrix} \Delta A_k & \Delta a_{k+1} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Delta a_{k+1} = [\Delta a_{k+1} \ 0 \ \dots \ 0]^T$$

여기서 $I_k, P_k, \Delta A_k : (k+1) \times (k+1)$ 행렬, $I_k, P_k, \Delta A_k : k \times k$ 행렬,

$0, P_{12}, \Delta a_{k+1} : k \times 1$ 영 행렬, $0, P_{21}, 0_3 : 1 \times k$ 행렬,

$P_{22}, 0_4 : 스칼라$.

그러면

$$\begin{aligned} \lambda I_{k+1} - \Delta A_{k+1}^T P_{k+1} \Delta A_{k+1} &= \lambda \begin{bmatrix} I_k & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta A_k^T & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_k & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta A_k & \Delta a_{k+1} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k & -\Delta A_k^T P_k \Delta a_{k+1} \\ -\Delta a_{k+1}^T P_k \Delta A_k & \lambda - \Delta a_{k+1}^T P_k \Delta a_{k+1} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

따라서, $\det(\lambda I_{k+1} - \Delta A_{k+1}^T P_{k+1} \Delta A_{k+1}) = \det \begin{bmatrix} \lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k & -\Delta A_k^T P_k \Delta a_{k+1} \\ -\Delta a_{k+1}^T P_k \Delta A_k & \lambda - \Delta a_{k+1}^T P_k \Delta a_{k+1} \end{bmatrix}$

$= \det(\lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k) \times$ (by Lemma 3.2.1)

$$\det(\lambda - \Delta a_{k+1}^T P_k \Delta a_{k+1}) (\Delta a_{k+1}^T P_k \Delta A_k) (\lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k)^{-1} (\Delta A_k^T P_k \Delta a_{k+1}) \tag{E-2}$$

(E 2)의 $(\lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k)^{-1}$ 항을 해석하기 위하여, $(\lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k)$ 을 Jordan canonical form으로 변환한다.

$(\lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k)$ 의 특성 방정식은

$$\begin{aligned} \det(z I_k - \lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k) &= \det((z - \lambda) I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k) \\ &= (z - \lambda)^{k-1} (z - \lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2) = 0 \end{aligned} \tag{by E-1}$$

$(\lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k)$ 의 고유치는 $z = \lambda, \lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2$ 이다.

고유치 $\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2$ 에 해당하는 고유 벡터는

$$\begin{aligned} & [p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_1 \ p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_2 \ \dots \ p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_k]^T \text{이며 이는} \\ (\lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k) \begin{bmatrix} p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_1 \\ p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_2 \\ \vdots \\ p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_k \end{bmatrix} & \text{와 } (\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2) \begin{bmatrix} p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_1 \\ p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_2 \\ \vdots \\ p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_k \end{bmatrix} \text{이 같다는 것을 보임에 의해 증명} \end{aligned}$$

할 수 있다.

$$\therefore (\lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k) = E \begin{bmatrix} \lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2 & & 0 \\ & \lambda & \\ & & \ddots \\ 0 & & & \lambda \end{bmatrix} E^T$$

여기서 $E = [\hat{e}_1 \ \hat{e}_2 \ \dots \ \hat{e}_k]$ 은 $k \times k$ 실유니터리(real unitary)행렬이며, \hat{e}_i 는 $k \times 1$ normalized matrices이며 상호 orthonormal하다 즉 $\hat{e}_i^T \hat{e}_j = \delta_{ij}$ (δ_{ij} 는 Kronecker delta이다.)

$$\hat{e}_1 = [p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_1 \ p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_2 \ \dots \ p_{11} \Delta a_{k+1} \Delta a_k]^T / \sqrt{p_{11}^2 \Delta a_{k+1}^2 \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2} \tag{E-3}$$

$$\text{따라서 } (\lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k)^{-1} = E \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2} & & 0 \\ & \frac{1}{\lambda} & \\ & & \ddots \\ 0 & & & \frac{1}{\lambda} \end{bmatrix} E^T \quad (\because EE^T = I_k)$$

(E 2)에서, $(\Delta a_{k+1}^T P_k \Delta A_k) (\lambda I_k - \Delta A_k^T P_k \Delta A_k)^{-1} (\Delta A_k^T P_k \Delta a_{k+1})$ (E-4)

$$= (\Delta a_{k+1}^T P_k \Delta A_k) E \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2} & \frac{1}{\lambda} & 0 \\ & \frac{1}{\lambda} & \\ & & \ddots \\ 0 & & & \frac{1}{\lambda} \end{bmatrix} E^T (\Delta A_k^T P_k \Delta a_{k+1}) \tag{E-4-1}$$

$$= (\Delta a_{k+1}^T P_k \Delta A_k) E \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda} & & 0 \\ & \frac{1}{\lambda} & \\ & & \ddots \\ 0 & & & \frac{1}{\lambda} \end{bmatrix} E^T (\Delta A_k^T P_k \Delta a_{k+1}) \tag{E-4-2}$$

$$\begin{aligned} & \text{한편, (E-4-1) (E-4-2)의 } \Delta \vec{a}_{k-1}^T P_k \Delta A_k \\ & = [\Delta a_{k-1} \ 0 \ \dots \ 0] \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1k} \\ p_{21} & p_{22} & \dots & p_{2k} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{k1} & p_{k2} & \dots & p_{kk} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta a_1 & \Delta a_2 & \dots & \Delta a_k \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \\ & = [p_{11} \Delta a_{k-1} \Delta a_1 \quad p_{11} \Delta a_{k-1} \Delta a_2 \quad \dots \quad p_{11} \Delta a_{k-1} \Delta a_k] \end{aligned} \tag{E-5}$$

$$\begin{aligned} \text{이제 (E-4-1)} & = [p_{11} \Delta a_{k-1} \Delta a_1 \quad p_{11} \Delta a_{k-1} \Delta a_2 \quad \dots \quad p_{11} \Delta a_{k-1} \Delta a_k] \begin{bmatrix} \hat{e}_1 \\ \hat{e}_2 \\ \vdots \\ \hat{e}_k \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2} - \frac{1}{\lambda} & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{e}_1^T \\ \hat{e}_2^T \\ \vdots \\ \hat{e}_k^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} \Delta a_{k-1} \Delta a_1 \\ p_{11} \Delta a_{k-1} \Delta a_2 \\ \vdots \\ p_{11} \Delta a_{k-1} \Delta a_k \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{by E-5}$$

$$\begin{aligned} & = \left(\frac{1}{\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2} - \frac{1}{\lambda} \right) [p_{11} \Delta a_{k-1} \Delta a_1 \quad \dots \quad p_{11} \Delta a_{k-1} \Delta a_k] \begin{bmatrix} \hat{e}_1 \\ \hat{e}_2 \\ \vdots \\ \hat{e}_k \end{bmatrix} \\ & = \left(\frac{1}{\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2} - \frac{1}{\lambda} \right) p_{11}^2 \Delta a_{k-1}^2 \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2 \tag{by E-3} \end{aligned} \tag{E-6}$$

$$\text{이제 (E-4-2)} = (\Delta \vec{a}_{k-1}^T P_k \Delta A_k) E \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda} & 0 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & \frac{1}{\lambda} \end{bmatrix} E^T (\Delta A_k^T P_k \Delta a_{k-1}) = \frac{1}{\lambda} p_{11}^2 \Delta a_{k-1}^2 \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2 \tag{E-7}$$

($\because EE^T = I_k$) (by E-5)

$$\begin{aligned} \therefore (E-2) & = \det(\lambda I_k - \lambda A_k^T P_k \Delta A_k) \det \left(\left(\lambda - p_{11} \Delta a_{k-1}^2 \right) - \frac{1}{\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2} p_{11}^2 \Delta a_{k-1}^2 \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2 \right) \\ & = \lambda^{k-1} \left(\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2 \right) \left(\lambda - p_{11} \Delta a_{k-1}^2 \right) - \frac{p_{11}^2 \Delta a_{k-1}^2 \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2}{\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2} \\ & = \lambda^{k-1} \left(\lambda^2 - p_{11} \sum_{i=1}^{k-1} \Delta a_i^2 \lambda - p_{11}^2 \Delta a_{k-1}^2 \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2 - p_{11}^2 \Delta a_{k-1}^2 \sum_{i=1}^{k-1} \Delta a_i^2 \right) = \lambda^k \left(\lambda - p_{11} \sum_{i=1}^k \Delta a_i^2 \right) \end{aligned} \tag{by E-4, E-4-1, E-4-2, E-6, E-7}$$

이는 (E-1)이 $n=k$ 인 경우에 성립한다면 $n = k+1$ 인 경우에도 성립함을 보인 것이다. ①과 ②로부터 위의 정리는 모든 경우 n 에 대하여 성립한다.

부록 F: Corollary 3.2.1의 증명

반지름의 길이가 r 인 n 차원 하이퍼스피어는 다음의 식으로 표현된다.

$$\Delta a_1^2 + \Delta a_2^2 + \dots + \Delta a_n^2 = \sum_{i=1}^n \Delta a_i^2 < r^2 \tag{F-1}$$

이제 원점을 중심으로 한변의 길이가 $\frac{2r}{\sqrt{n}}$ 인 n 차원 하이퍼큐브는 다음의 식으로 표현된다.

$$-\frac{r}{\sqrt{n}} < \Delta a_i < \frac{r}{\sqrt{n}}, \text{ for } i=1, 2, \dots, n \tag{F-2}$$

(F-2)의 하이퍼큐브안에 있는 임의의 점 $(\Delta a_1 \ \Delta a_2 \ \Delta a_3 \ \dots \ \Delta a_n)$ 에 대하여, 제곱값의 합

$$\Delta a_1^2 + \Delta a_2^2 + \dots + \Delta a_n^2 < \frac{r^2}{n} + \frac{r^2}{n} + \dots + \frac{r^2}{n} = r^2 \tag{by F-2}$$

즉, (F-2)로 표현 되는 하이퍼큐브는 (F-1)의 하이퍼스피어에 포함된다.

參考文獻

[1] S.W.Kim and M.Park, "Fuzzy Compliance Robot Control Using Multi-Rule Base", *IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, pp. 1343-1348, March 1992.
 [2] G.Langari and M.Tomizuka, "Self

Organizing Fuzzy Linguistic Control with Application to Arc Welding", *IROS '90*, pp. 1007-1014, 1990.
 [3] K.Tanaka and M.Sugeno, "Stability Analysis and Design of Fuzzy Control Systems", *Fuzzy Sets And Systems* 45, pp. 135-156, 1992.
 [4] M.Vukobratovic, Non-Adaptive and

- Adaptive Control of Manipulation Robots, New York, Springer, 1985.
- [5] K.Tanaka and M.Sano. "Stability Conditions for Design Problem of Fuzzy Controllers", CONFUSE pp. 1-4, 1992.
- [6] R.M.Yedavally. "Improved Measure of Stability Robustness for Linear State Space Models". *IEEE Trans. on Automatic Control*, Vol. AC-30, no.6, pp. 577-579, 1985.
- [7] G.C.Goodwin and K.S.Sin, Adaptive Filtering Prediction and Control, Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-hall, Inc... 1984.
- [8] B.C.Kuo, Digital Control Systems Holt-Saunders, 1980.
- [9] K. strom and B.Wittenmark, Adaptive Control, Addison Wesley, 1988.
- [10] T.Takagi and M.Sugeno. "Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control". *IEEE Trans. Systems Man and Cybernet*. Vol.15 pp. 116-132, 1985.
- [11] S.Barnett and C.Storey, Matrix Methods in Stability Theory, Barnes & Noble, Inc., 1973.
- [12] Chi-Tsong Chen, Linear System Theory and Design, HRW, 1970.
- [13] M.Sugeno and G.T.Kang, "Structure Identification of Fuzzy Model", *Fuzzy Sets And Systems* 28, pp. 15-33, 1988.
- [14] B.P.Graham and R.B.Newell. "Fuzzy Adaptive Control of a First-order Process". *Fuzzy Sets and Systems* 31, pp. 47-65, 1989.
- [15] N.Matsunaga and S.Kawaji. "Hybrid Controller with Fuzzy and PD Control". *Proc. of IEEE International Workshop on Advanced Motion Control* pp. 99-106, 1990.
- [16] Y.F.Li and C.C.Lau. "Development of Fuzzy Algorithms for Servo Systems". *IEEE Control Systems Magazine*, pp. 65-71, 1989.
- [17] D.Rutherford G.Z.Carter. "A Heuristic Adaptive Controller for a Sinter Plant". *Proc. 2nd IFAC Symp.. Johannesburg*, 1976.
- [18] S.W.Kim. M.Park and S.B.Lee. "A Study on Compliance Robot Using a PID Adaptive Controller". *J. of the Korean Inst. of Telematics and Electronics* 27, pp. 105-110, 1990.
- [19] M.Sugeno. *Fuzzy Control*, Nikan, 1988 (in Japanese).
- [20] G.J.Klir and T.A.Folger, *Fuzzy Sets, Uncertainty and Information*, Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice Hall, 1988.

著 者 紹 介



金 承 禹(正會員)

1961年 10月 15日生. 1987年 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1989年 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학석사). 1989년 ~ 1990年 삼성 종합기술원 연구원. 1990年 ~현재까지 연세대학교 대

학원 박사과정. 주관심분야는 퍼지 이론 및 응용, 퍼지 제어, 적응 제어, 로봇트 제어, 모터제어, 제어 시스템 Architecture 등임.



金 股 泰(正會員)

1970年 10月 15日生. 1987年 연세대학교 전자공학과 졸업.(전체수석 졸업,공학사). 1992年~현재 연세대학교 대학원 석사과정. 주관심 분야는 퍼지 제어 및 모델링, 적응 제어, 신호해석 및 신경 회로망 등임.

朴 玟 用(正會員) 第 29卷 B編 第 3號 參照

현재 연세대학교 전자공학과 교수