

퍼지 스위칭 모드를 이용한 하이브리드 제어기의 설계 Design of the Hybrid Controller using the Fuzzy Switching Mode

최창호* · 임화영

Chang-Ho Choi and Wha-Yeung Yim

광운대학교 제어계측공학과

ABSTRACT

The fuzzy and state-feedback control systems have been applied in various areas from non-linear to linear systems. A Fuzzy controller is endowed with control rules and membership function that are constructed on the knowledge of expert, as like intuition and experience. but It is very difficult to obtain the exact values which are the membership function and consequent parameters. though apply back-propagation algorithm to the system, the convergence time take a much. Besides, the state-feedback system is most widely used in industry due to its simple control structure and easily able to design the controller. but it is weak in complex system of higher degree and non-linear. In this paper presents the design of a fuzzy switching mode. it these two controllers work at different operation conditions, the advantages of both controller can be retained and the disadvantages can be removed. Between the Fuzzy and the State-feedback controls, the good outputs are selected by the switching mode. Moreover it is powerful in complex system of higher degree and non-linear. In these sense compared with the state-feedback controller, the performance of the proposed controller was improviden the section of linearization.

1. 서 론

고전적인 제어 방법으로서 선형 제어기인 상태 피드백은 간단한 제어 구조와 쉽게 안정적인 제어기의 설계가 가능하기 때문에 산업 현장에서 가장 광범위하게 쓰이고 있다. 그러나, 상태 피드백 제어기는 선형 제어기로서 비선형성을 지닌 시스템에서는 평형점 근처에서 선형화시킴으로서 그 구간내에서 시스템 고유의 특성을 정확히 구현하지 못한다. 따라서 불확실한 요소가 포함되어 있고 수식으로 표현할 수 없는 시스템에서는 좋은 성능을 기대하기 어렵다. 또 다른 제어기로서 퍼지 제어기는 플랜트의 복잡한 수학적 모델을 필요로 하지 않고 물리적인 수치와 양에 대한 인간의 불확실한 물리적 개념을 정연한 수학적 형태로 나타낼 수 있는 특징이 있어 불확실성과 비선형성을 지닌 많은 시스템에 적용되고 있으나 직관과 경험에 의존하여 시행 착오를 거쳐 소속함수의 결론부 파라미터를 정해야 하는 단점이 있다[1]. 또한, 선형 제어기와는 달리 설계상의 명백한 이론적 배경이 없고, 시스템을 안정화시키기 위한 다수의 파라미터를 설정하기 어렵다. 역 전파(Back-Propagation)학습 알고리즘을 사용하더라도 최적의 파라미터로의 수렴에는 장시간이 소요되는 단점이 있다[2].

본 논문에서는 앞에서 제시한 선형 제어기와 퍼지 제어기의 단점을 해소하고 장점을 부각시킴으로서 보

다 나은 제어기를 설계하였다.

첫째, 선형 제어기와 퍼지 제어기의 출력을 결론부 파라미터로 정의하여 더 좋은 출력이 선택되어지도록 하는 퍼지 스위칭 모드를 설계하여 평형점 근처에서 비선형 시스템의 고차항을 무시하고 선형화시켜 구현할 수 없었던 특성을 퍼지 제어기의 출력이 보완하는 방식으로 선형 제어기 보다 빨리 안정점에 수렴하게 하여 성능을 향상시켰다.

둘째, 고차의 복잡한 시스템에서의 비선형성과 부하의 변화에 따른 적응성을 필요로 하는 구간에서는 퍼지 제어기의 출력에 많은 비중을 주어 선형 제어기보다 적응성과 강건성을 향상시켰다.

셋째, 기존의 퍼지 제어기와 비교하여 적은 규칙과 소속함수를 가지고도 학습을 하지 않아도 진동을 없애고 빠른 시간내에 안정점으로 수렴할 수 있도록 개선했다.

2. 본 론

상태 피드백 제어기는 선형 제어기로서 비교적 쉽게 제어기를 설계할 수 있는 장점을 지니고 있지만 비선형 시스템을 리아프노프(Lyapunov) 선형화 이론을 통해 선형화시켜 적용할 때 평형점 근처에서 고차항을 무시하게 되므로 그 선형 구간 내에서의 비선형성을 포함한 시스템의 상태를 전부 포함하기에는 한

계가 있다[3]. 반면에 퍼지 제어기는 선형제어기와는 달리 복잡하고 불확실한 성분을 모두 포함한 안정한 제어기의 설계가 가능하지만 적은 규칙과 소속함수를 가지고 안정한 제어기를 설계하기가 어렵다.

본 논문에서는 두 제어기의 출력을 그림 7과 같이 퍼지 스위칭 모드를 이용하여 결합함으로써 비선형 제어기의 장점인 강건성과 적응성을 향상시키고, 또한, 평형점 근처에서 선형화시킴으로서 구현할 수 없었던 시스템의 특성을 퍼지 제어기가 보완함으로써 단 시간에 평형점에 도달할 수 있는 제어기를 제안하고자 한다. 이에 따른 상태 피드백 제어기와 퍼지 제어기, 그리고 퍼지 스위칭 모드의 설계과정에 대해 언급하고 제안한 제어기의 성능을 검증하기 위하여 비선형 플랜트로서 대표적인 도립전자에 적용함으로써 시뮬레이션 및 상태공간 해석, 실제 제작한 플랜트의 실험을 통해 제안한 제어기의 성능을 선형 제어기와 비교 평가 하였다.

2.1 상태 피드백 제어기의 설계

수식(1)은 선형 제어기를 설계하기 위한 선형 시불변 시스템의 일반적인 동적식이다.

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX + DU \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, X 는 $n \times 1$ 의 상태 벡터이고, U 는 스칼라 제어 입력, Y 는 스칼라 출력, A 는 $n \times n$ 실상수 행렬, C 는 $1 \times n$ 의 실상수 행 벡터이다[6].

앞의 식(1)은 제어 가능하여야 하고 이득 K 값에 의한 상태 피드백 시스템의 블록도는 그림 1과 같다.

상태 피드백에서 모든 상태 변수는 이득(K)에 의해 곱해지고, 입력측으로 피드백 된다. i 번째 상태 변수 x_i 와 입력과의 이득을 k_i 라고 하면 K 는 수식(2)와 같이 정의 된다.

$$K = [k_1, k_2, k_3, \dots, k_n] \quad (2)$$

앞의 식(1)의 시스템이 제어 가능하고, 고유값의 집합 $\{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n\}$ 이라면 행렬 $(A - BK)$ 의 고유

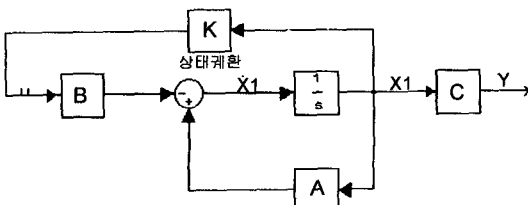


그림 1. 상태 피드백 시스템의 블록도

집합으로서 $\{\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n\}$ 를 갖게 하는 실수 벡터 $K(1 \times n)$ 은 다음과 같이 얻어 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{step 1} \\ (S - \bar{\lambda}_1)(S - \bar{\lambda}_2) \dots (S - \bar{\lambda}_n) &= S^n + \bar{a}_1 S^{n-1} + \dots + \bar{a}_n \\ \text{step 2} \\ \det(sI - (A - BK)) &= S^n + a_1 S^{n-1} + \dots + a_n \\ \text{step 3} \\ \bar{a}_1 &= \bar{a}_1, \bar{a}_2 = a_2, \dots, \bar{a}_n = a_n \end{aligned}$$

을 만족하는 K (시스템의 극점들을 S -평면의 좌반면에 존재하게 하는 상태 피드백 이득)를 구한 후 플랜트의 제어 입력 U 는 식(3)과 같이 정의 되어진다[7].

$$U = \sum_{i=1}^n k_i x_i \quad (3)$$

여기서, x_i 는 i 번째의 상태 입력 변수, k_i 는 각각의 상태 입력 변수에 해당하는 상태 피드백의 이득이다.

2.2 퍼지 제어기의 설계

그림 2는 기본적인 퍼지 제어기의 블록도로서 퍼지 시스템은 다음과 같은 함수 블록으로 구성되어 있다[1].

- 퍼지화기(Fuzzifier) : 제어 입력 변수를 측정하여 입력 변수값의 영역을 적절한 언어적인 값으로 변환시킨다.
- 퍼지 지식기반(Knowledge base) : 퍼지 규칙의 수와 소속 함수를 정한다.
- 추론 연산(decision-making unit) : 퍼지 규칙에 따른 연산을 수행한다.
- 비퍼지화기(Defuzzifier) : 퍼지 추론의 결과로 출력된 퍼지값을 정량값으로 변환한다.

안정한 퍼지 제어기를 설계하는 방법은 다음과 같다.

Step 1 : 입력에 대한 소속함수를 결정한다. 그림 3에서 보듯이 삼각 함수(기타 소속 함수)로서 normal, consistent, complete의 전체 상태에 대한 집합 U 안의

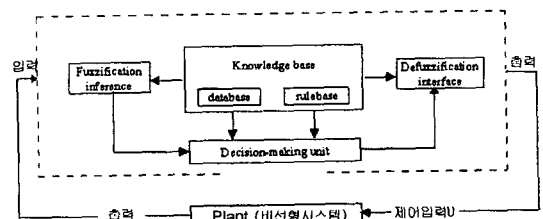


그림 2. 퍼지 제어기의 블록도

[소속 함수와 IF - THEN 규칙]

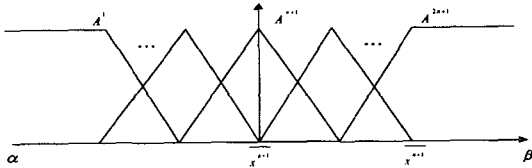


그림 3. 퍼지 제어기에서의 소속 함수

퍼지집합 $2N+1$ 개의 A^l 를 결정한다. ($U=[\alpha, \beta] \subset R$)
 $A^1 \sim A^N$ 까지의 N 개의 퍼지 집합은 음의 구간 $[\alpha, 0)$ 의 영역을 포함하고, 다른 N 개의 퍼지 집합은 양의 구간 $(0, \beta]$ 의 영역을 포함한다.

zero에서는 퍼지 집합 A^{N+1} (중심값은 \bar{x}^{N+1})을 선택한다.

Step 2: $2N+1$ 개의 퍼지 IF-THEN 규칙을 정한다.

IF y is A^l , THEN U is B^l

($l=1, 2, \dots, 2N+1, \bar{y}_l$ 은 퍼지 집합 B^l 의 중심)

Step 3: singleton fuzzifier, product inference engine, center average defuzzifier를 이용하여 $2N+1$ 개의 퍼지 IF-THEN 규칙으로부터 제어기를 설계한다.

$$\bar{y} \text{ 는 } \begin{cases} \leq 0 & l=1, \dots, N \\ = N+1 & l=N+1 \\ \geq 0 & l=N+2, \dots, 2N+1 \end{cases} \text{ 을 만족하고,}$$

설계된 제어기로부터의 출력은 식(4)와 같이 정의된다.

$$U = f(x) = \frac{\sum_{l=1}^{2N+1} \bar{y}^l (\mu_{A^l}^l(x))}{\sum_{l=1}^{2N+1} (\mu_{A^l}^l(x))} \quad (4)$$

2.3 퍼지 스위칭 모드의 설계

상태 입력 변수에 대한 퍼지 제어기와 상태 피드백

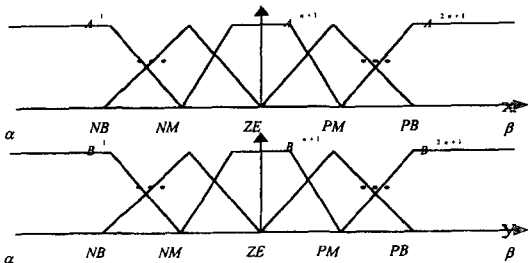


그림 4. 퍼지 스위치의 소속 함수

제어기의 출력을 퍼지 스위칭 모드의 결론부 파라미터로 정의하여 더 좋은 출력이 선택되어지도록 하는 퍼지 스위칭 모듈을 설계한다. 퍼지 스위치를 설계하기 위하여 모든 상태 입력을 포함하는 소속함수를 그림 4와 같이 정의한다.

소속함수는 모두 complete, normal, consistent한 삼각함수와 사다리꼴 함수(선형화 구간의 폭을 결정)를 정한다.

표 1과 같이 규칙의 총 개수는 3개이며 각각의 상태에 대한 규칙들은 다음과 같이 표현되어진다.

Rule: IF x_1 is NB, x_2 is NB and y_1 is NB and y_2 is NB, ..., THEN U_i is U_j

와 같이 규칙들이 정해진다. 이 규칙들을 기반으로 singleton fuzzifier, product inference engine, center average defuzzifier를 이용하여 앞의 수식(4)와 같이 최종적인 퍼지 스위치의 출력을 정함으로써 퍼지 스위치를 설계할 수 있다.

표 1. 상태에 대한 퍼지 스위치의 규칙 table

	상대 피드백 제어기의 출력을 결론부 파라미터로 설정하는 구간. ($\bar{y} = U_p$)
	상대 피드백과 퍼지 제어기의 출력의 평균값을 결론부 파라미터로 설정하는 구간. ($\bar{y} = (U_f + U_p)/2$)
	퍼지 제어기의 출력을 결론부 파라미터로 설정하는 구간 ($\bar{y} = U_f$)

$y \backslash x$	NB	NM	ZE	PM	PS
NB					
NM					
ZE					
PM					
PB					

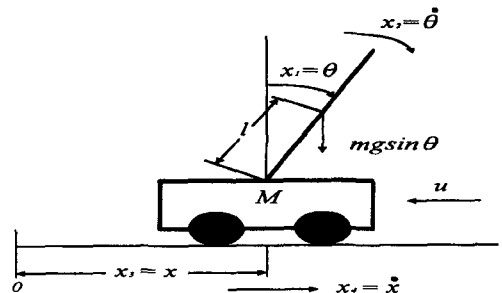


그림 5. 도립 전자 시스템

2.4 도립 진자에의 적용

제안안 제어 알고리즘의 성능을 비교 평가하기 위해서 비선형 시스템의 모델로 대표적으로 사용되는 도립 진자에 적용을 하였다. 그림 5는 시뮬레이션을 위한 도립 진자의 모델이다.

그림 5에서 x_1 은 진자의 각도, x_2 는 진자의 각속도, x_3 는 cart의 기준으로부터의 위치, x_4 는 cart의 속도를 나타내는 상태변수이고, 도립진자 시스템의 모델링 수식은 수식(5)와 같은 상태 방정식으로 표현할 수 있다.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ g \sin x_1 + \cos x_1 \left(\frac{-u - mlx_2^2 \sin x_1}{M+m} \right) \\ l \left(\frac{4}{3} \frac{m \cos^2 x_1}{M+m} \right) x_4 \\ \frac{u + ml(x_2^2 \sin x_1 - \dot{x}_2 \cos x_1)}{M+m} \end{bmatrix} \quad (5)$$

[Step1 : 상태 피드백 제어기의 설계]

선형 시스템을 안정하게 하는 상태 피드백의 이득 K를 구하기 위해서 우선 시스템이 임의의 안정한 극점을 갖게 하는 상태 피드백의 이득 K를 구한다.

도립 진자는 비선형 시스템이기에 리아프노프 선형화 기법을 사용하여 상태 방정식을 재구성하면 수식(6)과 같이 구해진다.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 100 \\ g(M+m) & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{mg}{M} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ \frac{1}{M} \end{bmatrix} \quad (6)$$

시뮬레이션을 하기 위한 플랜트의 파라미터는 표 2과 같다.

식(6)에 표 2의 플랜트 파라미터를 대입한 후 임의

표 2. 도립진자 플랜트 파라미터

기호	설명	파라미터
g	중력가속도	9.8 m/s ²
l	카트와 진자의 관절로부터 진자의 무게 중심간 거리	0.5 m
M	Cart의 질량	0.186 kg
m	진자의 질량	0.1 kg

의 안정한 극점인 -50, -3, -1+i, -1-i 에 위치시키는데 필요한 상태 피드백 이득인 K를 2.1절에서 제시한 step 1~step 3을 이용하여 구하면 식 (7)과 같이 K 값을 구하여 상태 피드백 시스템을 구현 할 수있다.

$$K = [10.6909 \quad 1.8505 \quad 0.9184 \quad 1.2429] \quad (7)$$

상태 피드백 제어기의 출력은 수식(8)과 같다.

$$U_p = 10.6909x_1 + 1.8505x_2 + 0.9184x_3 + 1.2429x_4 \quad (8)$$

[Step 2 : 퍼지 제어기의 설계]

안정적인 퍼지 제어기를 설계하기 위하여 진자의 각도, 각속도, 카트의 거리, 속도에 대한 소속 함수는 그림 6과 같이 상태 변수의 전체 영역을 포함할 수 있는 S 자형과 Z 자형의 소속 함수를 사용하였다.

도립진자의 경우 진자의 각도, 각속도, 카트의 거리, 속도의 네가지 상태가 입력되는 하나의 퍼지 제어기가 아닌 각도, 각속도의 상태가 입력되는 각도에 대한 제어기와 거리, 속도의 상태가 입력되는 거리에 대한 제어기로 분리한 후 두 개의 제어기로부터 출력되는 두 개의 제어입력의 합으로 도립진자 플랜트에 가해지는 제어 입력을 정할 수 있다.

각도에 대한 퍼지 제어기와 거리에 대한 퍼지 제어기의 각각의 규칙은 표 3과 표 4에 나타내었다.

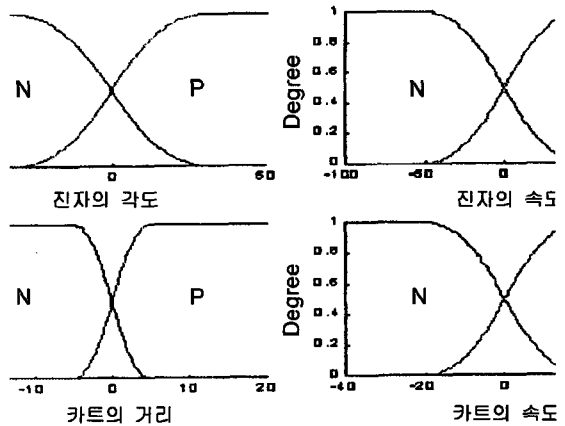


그림 6. 퍼지 제어기의 상태에 대한 소속 함수

표 3. 각도,각속도에 대한규칙 table

		x_2	NB	PB
x_1	NB		-6.925	-4.874
	PB		4.874	6.925

표 4. 거리, 속도에 대한규칙 table

	y_2	NB	PB
y_1			
NB		-0.495	-0.25
PB		0.25	0.495

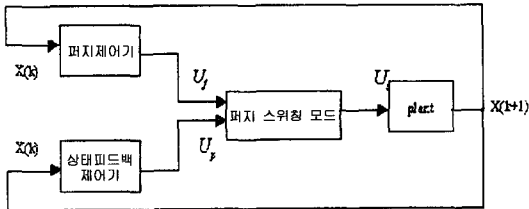


그림 7. 제안한 제어기의 블록도

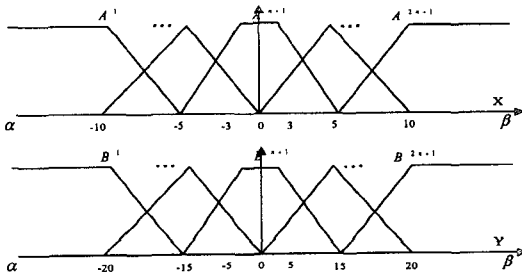


그림 8. 스위칭 모드의 각도, 거리에 대한 소속함수

이와 같이 각 상태에 대한 퍼지 제어기의 출력은 다음과 같다.

Rule1: IF x_1 is NB, x_2 is NB and y_1 is NB and y_2 is NB
THEN U_1 is $-6.925 - 0.495$

Rule16:
IF x_1 is PB, x_2 is PB and y_1 is PB and y_2 is PB
THEN U_{16} is $+6.925 + 0.495$

[Step3 : 퍼지 스위칭 모드의 설계]

제안한 제어기의 전체적인 블록도를 보면 그림 7과 같다.

퍼지 제어기와 상태 피드백 제어기의 출력(U_f, U_p)을 그림 7과 같이 상태 변수 진자의 각도, 각속도, 카트의 거리, 속도에 대한 퍼지 스위치 소속 함수의 결론부 파라미터로 정의하여 스위칭 작용을 한 출력이 다시 플랜트(도립진자)를 거쳐 새로운 상태가 제어기들의 입력으로 피드백된다.

본문 2.3에서 언급한 것과 같이 표 5, 표 6에서 보듯이 각 블록의 색깔에 따라서 총 3개의 규칙을 정할 수 있다.

표 5. 각도, 각속도에 대한 퍼지 스위치의 규칙 table

	x_2	NB	NM	ZE	PM	PS
x_1						
NB						
NM						
ZE						
PM						
PB						

표 6. 거리, 속도에 대한 퍼지 스위치의 규칙 table

	y_2	NB	NM	ZE	PM	PS
y_1						
NB						
NM						
ZE						
PM						
PB						

Rule1 :

IF x_1 is NB, x_2 is NB and y_1 is NB and y_2 is NB,
..., THEN U_s is U_f

Rule2 :

IF x_1 is ZE, x_2 is ZE and y_1 is ZE and y_2 is ZE,
..., THEN U_s is U_p

Rule3 :

IF x_1 is NM, x_2 is PM and y_1 is NM and y_2 is PM,
..., THEN U_s is $(U_p + U_f)/2$

여기서, U_s 는 스위칭 모드에서의 출력이며, U_f 는 퍼지 제어기의 출력, U_p 는 상태 피드백 제어기의 출력이다.

2.5 시뮬레이션

제안한 제어기의 성능과 강건성을 비교 평가하기 위해서 각각의 다른 초기 조건에서의 시뮬레이션 결과는 다음과 같다.

그림 9와 그림 10는 표 7의 조건에 따른 상태 피드백 제어기와 제안한 제어기의 궤적, 그리고 퍼지 제어기의 궤적을 나타낸 것으로서 모든 제어기가 과도 응답과 수렴 시간의 차이는 있지만 안정적으로 수렴함을 알 수 있다. 그러나, 다른 제어기들에 비해서 제안한 제어기가 작은 과도응답과 함께 보다 빨리 안정점으로 수렴함을 알 수 있다.

또한 상태 피드백 제어기와 제안한 제어기의 성능과 강건성을 검증해 보고자 표 8처럼 초기상태의 각

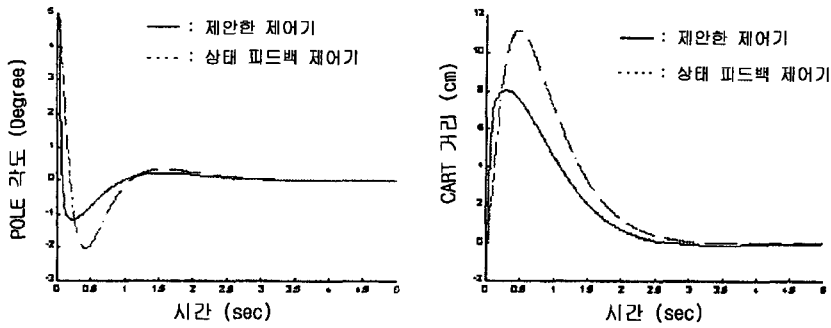


그림 9. 상태 피드백 제어기와 제한한 제어기의 각도와 각속도에 대한 궤적

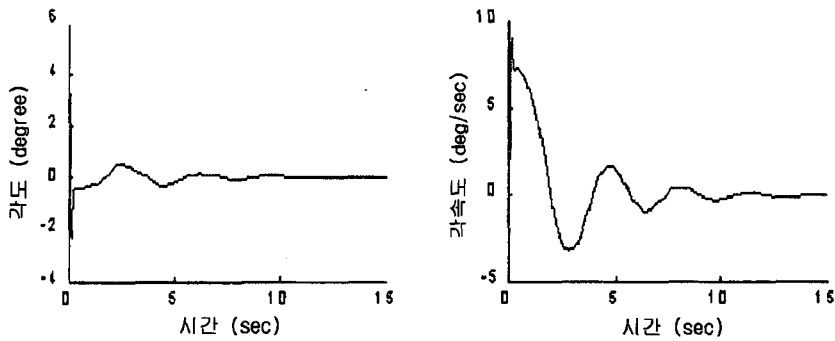


그림 10. 퍼지 제어기의 각도, 거리에 대한 궤적

도는 3배 증가시키고, 관절로부터 진자의 중심까지의 거리를 1/2로 줄였을 때의 각도와 거리에 대한 궤적

은 그림 11에 나타내었다. 두 제어기 모두 안정적으로 수렴은 하지만 그림에서 보듯이 부하의 변화가 일

표 7. 시뮬레이션의 초기상태

초기상태	각도	각속도	위치	속도
1 (___)	5(deg)	0(deg/s)	0(cm)	0(cm/s)
2 (___)	5(deg)	0(deg/s)	0(cm)	0(cm/s)

표 8. 부하(각도, 로드의 길이)의 변화를 주었을 때 초기상태

초기상태	각도	각속도	위치	속도
1 (___)	15(deg)	0(deg/s)	0(cm)	0(cm/s)
2 (___)	15(deg)	0(deg/s)	0(cm)	0(cm/s)

로드의 길이를 1/2로 감소, 각도를 3배 증가

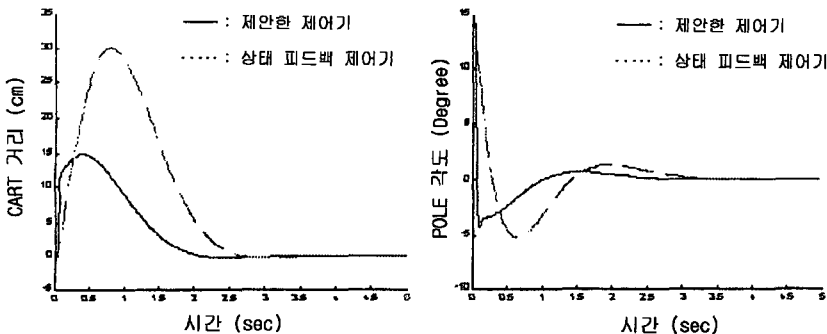


그림 11. 부하의 변화에 따른 상태 피드백 제어기와 제한한 제어기의 각도와 각속도에 대한 궤적

어남에도 불구하고 제안한 제어기의 궤적이 상태 피드백 제어기보다 더 나음을 알 수 있다.

상태 피드백과 제안한 제어기의 강건성을 뚜렷이 비교 하고 퍼지 제어기와 제안한 제어기의 성능을 비교 하기 위해 표 9와 같이 변화를 주어 시뮬레이션을 한

표 9. 부하의 극단적인 변화를 주었을 때

초기상태	각도	각속도	위치	속도
1()	5(deg)	0(deg/s)	-10(cm)	0(cm/s)
2()	5(deg)	0(deg/s)	-10(cm)	0(cm/s)

로드의 길이를 1/5로 감소, 거리를 -10 cm로 변화

결과는 그림 12, 그림 13, 그림 14에서 잘 보여지고 있다. 상태 피드백 제어기는 발산하고, 퍼지 제어기는 수렴은 하지만 오랜 시간이 걸리고 심한 진동이 생기지만 이에 반해 제안한 제어기는 작은 진동은 생기지만 빠른 시간내에 안정점으로 수렴함을 보여주고있어, 제안한 제어기의 성능과 강건성이 우수해짐을 알 수 있다.

본론에서 설계한 제어기들을 도립 진자에 적용하여 각도, 각속도, 거리, 속도에 대한 제어기들의 입출력 상태 공간들을 해석함으로써 제안한 제어기가 더욱 안정함을 볼 수 있다. 그림 15는 상태 피드백 제어기의 입출력 공간으로서 선형적 평면으로 입출력 공간이 형

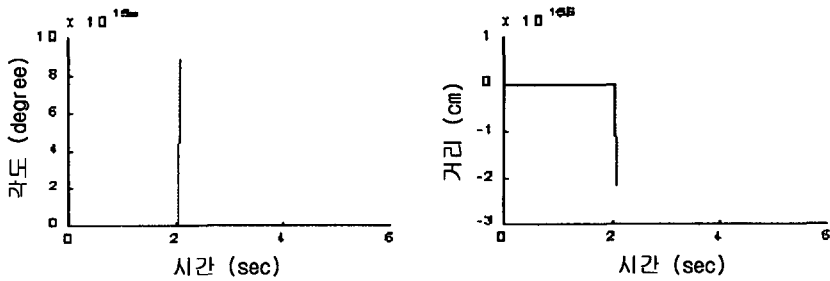


그림 12. 상태 피드백 제어기의 각도, 거리에 대한 궤적

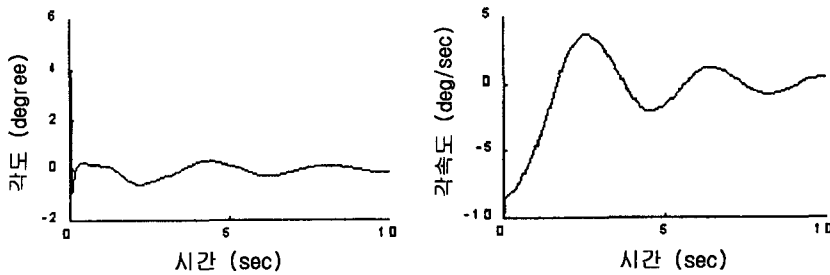


그림 13. 퍼지 제어기의 각도와 거리에 대한 궤적

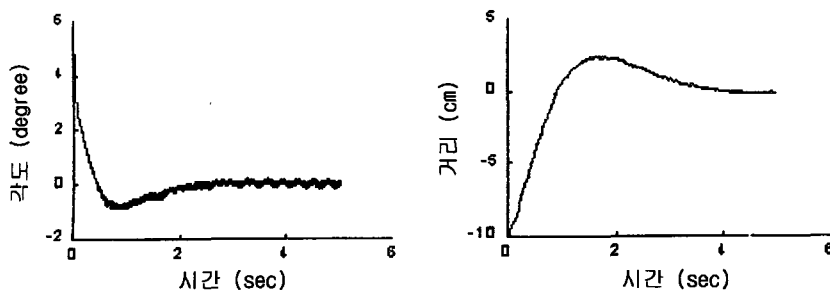


그림 14. 제안한 제어기의 각도, 거리에 대한 궤적

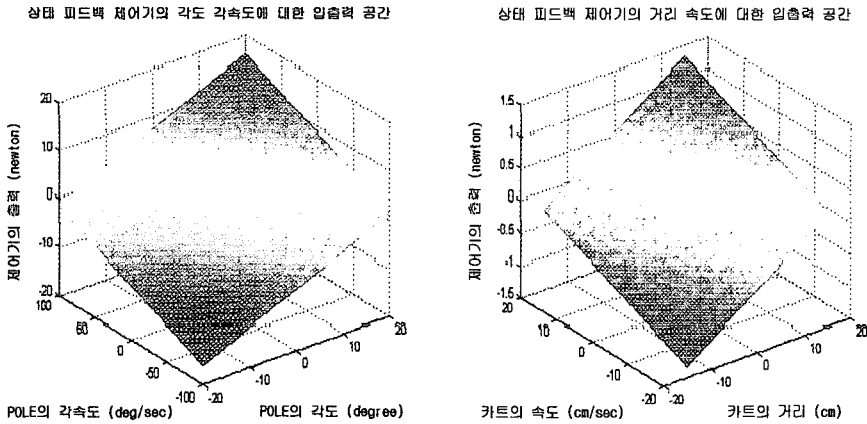


그림 15. 상태 피드백 제어기의 각도와 거리에 대한 입출력 공간

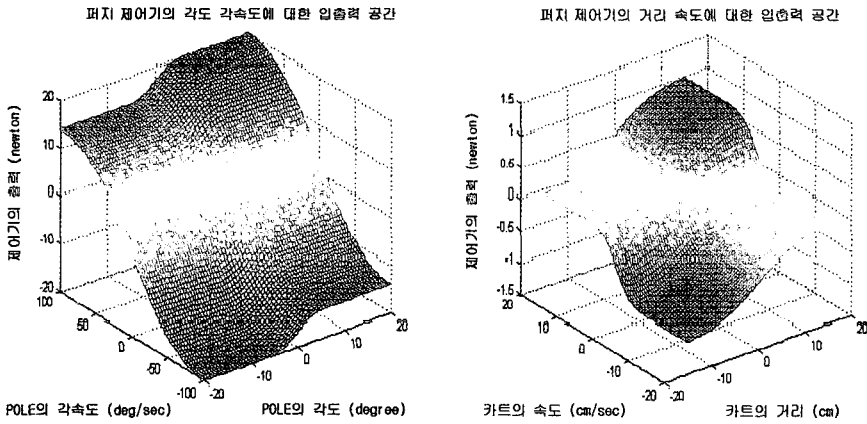


그림 16. 퍼지 제어기의 각도와 거리에 대한 입출력 공간

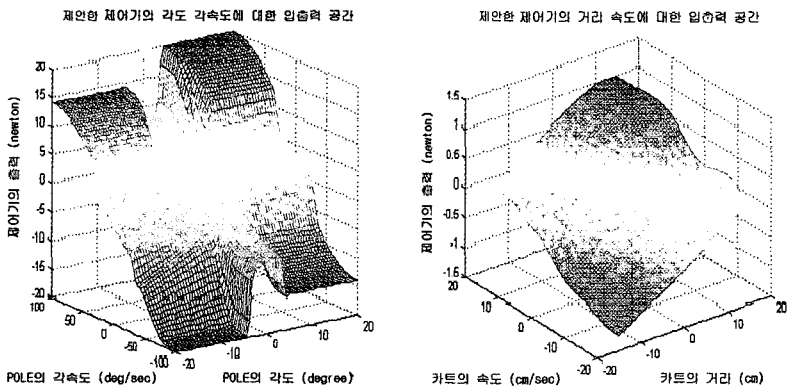


그림 17. 제한한 제어기의 각도와 거리에 대한 입출력 공간

성됨을 알 수 있다. 그림 16는 퍼지 제어기의 입출력 공간으로서 상태 피드백 제어기와는 달리 곡면을 형

성하고 있어 비선형적인 요소가 포함되어 있어 적용성을 어느정도 내포 함을 보이고 있고, 그림 17는

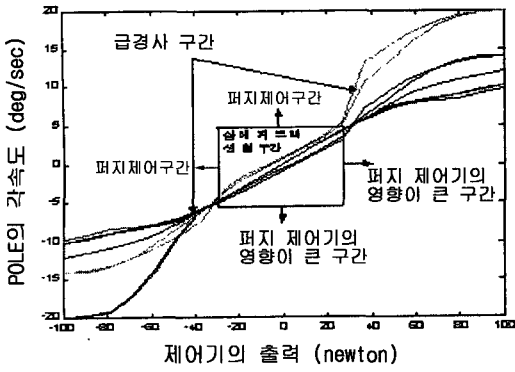


그림 18. 제안한 제어기의 각속도에 대한 입출력 단면도

제안한 제어기의 상태에 대한 입출력 공간으로서 퍼지 스위치의 동작에 의존하여 상태 피드백 제어기에 의한 선형성이 강한 구간, 선형성과 비선형성을 함께 포함하는 구간, 그리고 비선형 구간으로 구분되어 곡면을 형성하고 있어 본 논문에서 제시한 선형성과 비선형성을 모두 포함하고 있고 또한 상태공간상에서 선형화 구간 밖으로 벗어나지 않으려는 성질을 가지고

표 10. 실제 도립 진자의 초기 상태

초기상태	각도	각속도	위치	속도
1(상태 피드백)	7(deg)	0(deg/s)	-18(cm)	0(cm/s)
2(제안한 제어기)	10(deg)	0(deg/s)	-18(cm)	0(cm/s)

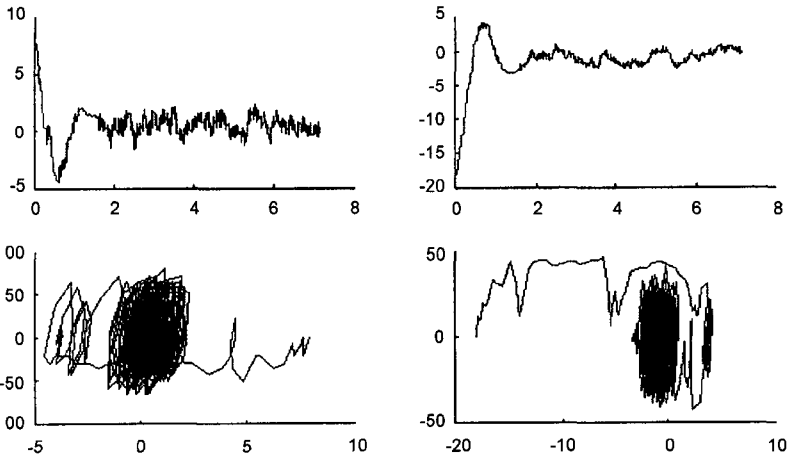


그림 19. 상태 피드백 제어기의 각도, 거리 각도와 각속도, 거리와 속도의 상태공간

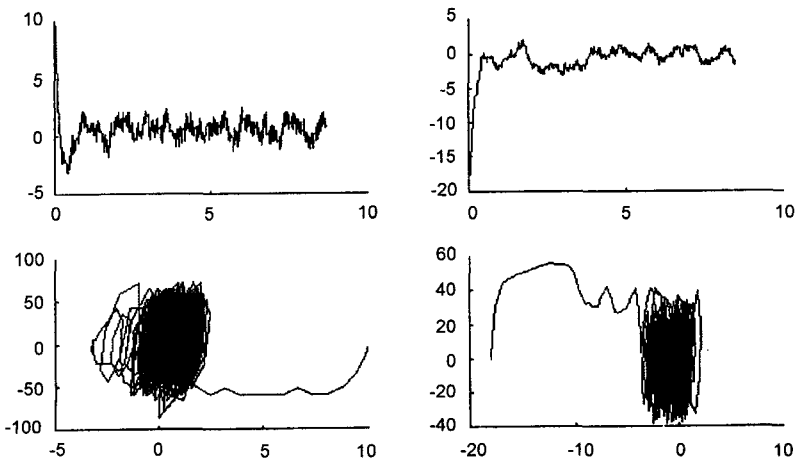


그림 20. 제안한 제어기의 각도, 거리 각도와 각속도, 거리와 속도의 상태공간

있어 강건함을 보여주고 있다.

그림 18은 제안한 제어기가 평형점 근처에서는 상태 피드백 제어기의 요소가 강하며 그 범위를 벗어나면 퍼지 제어기의 요소로써 강건함을 유지함을 알 수 있을 뿐만 아니라 선형화 구간을 벗어나서는 기울기가 더 급경사를 이루고 있어 그 범위를 벗어나지 않으려는 성질을 가지고 있어 더욱 안정적이고 강건함을 알 수 있다.

2.6 실험결과

시뮬레이션이 아닌 제안한 제어기의 우수성을 입증하고자 실제 제작한 도립 진자에 적용을 하여 성능을 비교해 보았다. 표 10과 같이 초기 상태 값을 주고 실험한 결과 그림 19과 그림 20에서 보듯이 초기 각도가 상태 피드백 제어기 보다 큰 각도에서 시작 하였음에도 불구하고 작은 과도 응답과 함께 보다 빨리 수렴해 가는 특징이 잘 나타나 있다. 상태 공간에서도 마찬가지로 보다 평형점으로부터 멀리 벗어나지 않으며 빨리 안정점으로 수렴하려는 성질을 갖고 있음을 알 수 있다.

3. 결 론

비교적 간단한 제어 구조와 쉬운 설계가 가능한 상태 피드백 제어기는 리아프노프의 선형화 이론을 통해 고차항을 상쇄하는 방법으로 비선형 시스템에 많이 적용되어지고 있다. 그러나 선형화 구간내에서 고차항을 무시하기 때문에 시스템 고유의 특성을 정확히 구현하기 힘들다. 이에 반해 퍼지 제어기는 수학적 모델이 필요치 않고 인간의 불확실한 물리적 개념을 정연한 수학적 형태로 표현되어 비선형 시스템에 많이 적용되고 있지만 적은 규칙과 소속함수를 가지고 단시간내에 평형점으로 수렴하는 안정한 제어기를 설계하기가 어렵다. 이런 선형과 비선형 제어기들의 출력을 퍼지 스위칭 모드를 이용하여 결합함으로써 비선형 제어기의 장점인 강건성과 적응성을 선형 제어기에 비해 향상시키고, 또한, 평형점 근처에서 선형화 시킴으로서 구현할 수 없었던 시스템의 특성을 퍼지 제어기가 보완하는 방식으로 단 시간에 평형점에 도달할 수 있는 제어기를 설계하였다. 그리고 적은 규칙과 소속함수로 설계되었지만 기존의 퍼지 제어기 보다 빨리 안정화 되어짐을 시뮬레이션과 실험 및 상태 공간적 해석을 통해서 기존의 제어기에 비해 보다 강건하며 적응성이 개선되었으며 빠른 시간내에 평형점

에 수렴함을 시뮬레이션과 실험등을 통해 확인 할 수 있었다.

감사의 글

이 논문은 1999년도 광운대학교 교내학술연구비 지원에 의해 연구되었음

참고문헌

- [1] Li-Xin Wang, "A Course In Fuzzy Systems & Control", Prentice Hall PTR Prentice-Hall Inc., 1997
- [2] J.-S.R. JANG, "Neuro-Fuzzy and Soft Computing", Prentice Hall PTR Prentice-Hall Inc, 1997.
- [3] J. J. E. Slotine, Weiping Li, "Applied Nonlinear Control", Prentice-Hall Inc., 1991
- [4] Li-Xing Wang, "Adaptive Fuzzy Systems And Control", Prentice Hall PTR Prentice-Hall Inc., 1994.
- [5] Astrom, Karl J. "Adaptive Control", Addison Wesley, 1989.
- [6] Charles L. Phillips, H. Troy Nagle, "Digital Control System Analysis and Design", Prentice-Hall, Inc, 1995.
- [7] William L. Brogan, Ph.D. "Modern Control Theory", Prentice-Hall Inc.1997.
- [8] George J. Klir and Tina A. Folger, "Fuzzy sets, Uncertainty, and Information", Prentice Hall Inc, 1988.
- [9] Li-Xing Wang, "Stable Adaptive Fuzzy Controllers with Application to Inverted Pendulum Tracking", *IEEE Trans. on Sys. Man & Cybern.*, Part B, Vol. 26, no. 5, 677-691, 1996
- [10] M. Vidyasagar, "Nonlinear Systems Analysis", Prentice-Hall, Inc., 1993.
- [11] Lotfi A. Zadeh, "Fuzzy and Neural Approaches in Engineering", A Wiley-Interscience Publication, 1996.

최창호 (Chang-Ho Choi)

1999년 : 광운대학교 제어계측공학과 졸업
 1999년 : 동대학원 제어계측공학과 입학
 2000년 : 동대학원 석사과정



임화영 (Wha-Yeung Yim)

1973년 : 한양대학교 전기과 졸업
 1976년 : 동대학원 전기과 졸업(석사)
 1984년 : 동대학원 전기과 졸업(박사)
 1982년~1998년 : 광운대학교 전기과 교수
 2000년~현재 : 광운대학교 제어계측공학과 교수 및 공대학장
 제9권 5호 참조