

T-S 퍼지모델을 이용한 이산 시간 비선형계통의 상태 궤환 선형화

State Feedback Linearization of Discrete-Time Nonlinear Systems via T-S Fuzzy Model

김태규 · 왕법광 · 박승규 · 윤태성 · 안호균 · 곽균평*

Tae Kue Kim, Faguang Wang, Seung Kyu Park, Tae Sung Yoon,
Ho Kyun Ahn and Gun Pyong Kwak*

* 창원대학교 전기공학과

요 약

본 논문은 이산 시간 비선형 시스템을 이산 시간 T-S 퍼지 모델에 의해 표현되는 새로운 궤환 선형화에 대해서 논한다. T-S fuzzy 모델의 국부적인 선형 모델들은 각각 가제어 표준형으로 변환되어지고, 그것들의 T-S 퍼지 결합은 궤환 선형화 가능한 T-S fuzzy 모델이 된다. 이 모델을 토대로 비선형 상태 궤환 선형 입력이 결정된다. 비선형 상태 변환은 가제어 표준형에 대한 선형 상태 변환으로부터 추론된다. 본 논문에서 제안하는 방법은 충분한 수학적 배경이 요구되는 고전적인 궤환 선형화 기법과 비교하여 수학적으로 보다 직관적이고 이해하기 쉽다. 본 논문의 궤환 선형화 조건은 고전적인 궤환 선형화와 비교하여 더 완화되었다. 이것은 고전적인 선형화방식 보다 더 큰 범주의 비선형 시스템이 선형화가 가능해진다는 것을 의미 한다.

키워드 : 이산 시간 비선형 시스템, T-S 퍼지 모델, 궤환 선형화, T-S fuzzy 궤환 선형화, 비선형 상태 변환

Abstract

In this paper, a novel feedback linearization is proposed for discrete-time nonlinear systems described by discrete-time T-S fuzzy models. The local linear models of a T-S fuzzy model are transformed to a controllable canonical form respectively, and their T-S fuzzy combination results in a feedback linearizable Tagaki-Sugeno fuzzy model. Based on this model, a nonlinear state feedback linearizing input is determined. Nonlinear state transformation is inferred from the linear state transformations for the controllable canonical forms. The proposed method of this paper is more intuitive and easier to understand mathematically compared to the well-known feedback linearization technique which requires a profound mathematical background. The feedback linearizable condition of this paper is also weakened compared to the conventional feedback linearization. This means that larger class of nonlinear systems is linearizable compared to the case of classical linearization.

Key Words : discrete-time nonlinear system, T-S fuzzy model, feedback linearization, T-S fuzzy feedback linearization, nonlinear state transformation

1. 서 론

비선형시스템의 제어에 있어서 선형제어이론을 적용할 수 있는 방법으로 궤환 선형화 기법과 T-S 퍼지제어 기법이 많이 이용되고 있다. 궤환 선형화는 일반적으로 비선형 좌표변환과 비선형 궤환을 사용하는 방법으로 비선형 제어분야에서 활발하게 연구되어 왔다[1]-[4]. 궤환 선형화 기법은 Lie 브라켓, Lie 미분과 같은 편미분 연산자를 사용하고 involutive와 같은 개념을 필요로 하기 때 문에 수학적으로 매우 어렵고 직관적인 개념으로 이해하기가 힘들다. 특히 이산

치 비선형 계통에 대한 궤환 선형화는 수학적으로 더욱 난해하고 선형화가 가능한 시스템의 범위를 수학적으로 파악하기도 힘들다. 최근에는 동적궤환을 사용함으로써 선형화가 가능한 시스템의 범위를 확대하기 위한 연구가 진행되고 있으며 어느 정도의 성과를 얻고 있다[5]-[17]. 그러나, 선형화에 필요한 비선형 좌표변환을 구하는데 있어서 편미분 방정식의 해를 구해야 하는데 편미분방정식의 해가 존재하는 영역이 여전히 제한되어 있을 뿐더러 그 범위를 파악하는 것이 풀리지 않는 문제로 남아있다.

한편, T-S 퍼지 모델은 비선형 모델의 근사화에 매우 유용하며, 여러 동작점을 기초로 하는 여러 개의 선형 모델들의 결합으로 구성된다. 그리고, T-S 퍼지 제어기는 각각의 선형모델에 대하여 설계된 여러 개의 선형 제어기들의 퍼지 결합으로 구성된다[18]-[19]. 이 방법은 여러 개의 선형모델에 대한 각각의 제어기를 설계함에 있어 전체계통에 대한 안

접수일자 : 2009년 9월 30일

완료일자 : 2009년 11월 30일

본 연구는 산업자원부 지방기술혁신사업[RTI004-01-03] 및 BK21사업에 의해 일부 지원 받았습니다.

정도를 고려해야만 하기 때문에 선형 제어 이론을 직접적으로 T-S 퍼지 제어기들에 이용할 수 없다는 어려움이 있다. T-S 퍼지제어는 제어기의 구조가 여러 개의 선형제어기의 퍼지결합으로 구성되어있기 때문에 선형제어기로 생각하기 쉬우나 T-S로 표현된 비선형 계통에 대한 비선형제어기를 설계하는 문제임으로 선형화를 통한 선형제어기의 설계와는 거리가 멀다.

본 연구에서는 비선형 시스템을 T-S 퍼지 모델로 표현한 후, T-S 퍼지 모델을 선형화 함으로써 기존의 케환선형화에 있어서의 편미분방정식의 해에 관한 수학적 어려움을 제거하였으며, T-S 퍼지제어에서와 같이 T-S 퍼지 모델을 사용하였지만 선형화를 통한 직접적인 선형제어기의 사용을 가능케 함으로써 기존의 T-S 퍼지 제어기법과는 완전히 차별되는 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 연속치 계통과 이산치 계통에 있어서 별다른 문제없이 적용시킬 수 있으며 본 논문에서는 이산치 계통을 기준으로 이론 전개를 하였다.

논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 T-S 퍼지 모델을 소개하고 그것을 이용하여 본 논문에서 해결해야 할 문제를 구체적으로 확립하였다. 3장에서는 T-S 퍼지모델을 이용한 새로운 케환 선형화 방법을 제안하였고 4장에서는 시뮬레이션을 통하여 제안된 방법의 타당성을 입증하였다. 마지막으로 5장에 결론을 기술하였다.

2. 문제의 설정

식(1)과 같은 비선형 시스템을 고려해보자.

$$x(k+1) = f(x(k)) + g(x(k))u(k) \quad (1)$$

여기서 $x(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k)]^T \in R^{n \times 1}$ 는 상태 벡터를 나타내고, $u(k) \in R$ 는 제어 입력을 나타낸다. 본 논문에서는 비선형 시스템이 T-S 퍼지 모델로 표현되고, 이를 기반으로 비선형 좌표변환과 비선형 케환제어 입력이 유도된다. T-S 퍼지 모델은 비선형 시스템을 국부적인(local) 선형 동특성들의 결합으로 나타내기 위해 Takagi와 Sugeno에 의해 제안되었다[1]. 국부적인 선형 모델은 퍼지 If-Then 규칙에 의해 기술되며, 식 (1)의 비선형 시스템의 제어기 설계 문제를 다루는데 이용된다. 비선형 시스템에 대한 퍼지 모델의 i 번째 규칙은 식(2)와 같이 표현된다.

Plant Rule i :

$$\begin{aligned} & \text{IF } w_1(k) \text{ is } F_{i1} \text{ and } \dots \text{ and } w_g(k) \text{ is } F_{ig} \\ & \text{Then } x(k+1) = A_i x(k) + B_i u(k) \\ & \text{For } i = 1, 2, \dots, L \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $w_1(k), w_2(k), \dots, w_g(k)$ 는 전반부 변수(premise variables), F_{ig} 는 퍼지 집합이며, $A_i \in R^{n \times n}$, $B_i \in R^{n \times m}$ 이다. 그리고 L 은 If-Then 규칙의 개수이다.

전체 퍼지 시스템은 식(3)과 같이 추론된다.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= \frac{\sum_{i=1}^L \mu_i(w(k)) \{A_i x(k) + B_i u(k)\}}{\sum_{i=1}^L \mu_i(w(k))} \\ &= \sum_{i=1}^L h_i(w(k)) \{A_i x(k) + B_i u(k)\} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $w(k) = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_g(k)]$ 이고,

$\mu_i(w(k)) = \prod_{j=1}^g F_{ij}(w_j(k))$ 이다. $F_{ij}(w_j(k))$ 는 퍼지 집합 F_{ij} 에 대한 $w_j(k)$ 의 소속 정도를 나타낸다.

식(3) 은 식(1)에 대한 근사적인 표현이다. 식 (3)에서 $i = 1, 2, \dots, L$ 에 대해 $\mu_i(w(k)) \geq 0$ 이고, 모든 시간에 대하여 $\sum_{i=1}^L \mu_i(w(k)) \geq 0$ 라고 가정한다. 그러므로 $i = 1, 2, \dots, L$ 에 대하여 $h_i(w(k)) \geq 0$ 이며 식(4)가 만족된다.

$$\sum_{i=1}^L h_i(w(k)) = 1 \quad (4)$$

T-S 퍼지 시스템의 제어 입력은 특정한 동작점에서의 국부적인 선형 모델에 대한 제어기들로 구성되며 전체 안정성을 보장하는 T-S 퍼지 제어기들의 입력을 구해야 하기 때문에, 이러한 어려움 없이 바로 선형 제어 이론을 적용시킬 수 있도록 하기 위하여 T-S 퍼지 시스템의 선형화가 필요하다.

본 논문에서는 식 (3)의 좌표 변환을 다루기 위해, 식 (1)과 같은 비선형 시스템의 퍼지 모델에 대한 i 번째 규칙을 식(5)와 같이 정한다.

i 번째 계통의 퍼지 규칙:

$$\begin{aligned} & \text{IF } w_1(k) \text{ is } F_{i1} \text{ and } \dots \text{ and } w_g(k) \text{ is } F_{ig} \\ & \text{Then } x(k+1) = A_i x(k) + B_i u(k) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} z(k) &= T_i x(k) \\ \text{and } z(k+1) &= A_{ci} z(k) + B_{ci} u(k) \end{aligned} \quad (6)$$

for $i = 1, 2, \dots, L$

여기서 $A_{ci} = T_i A_i T_i^{-1}$, $B_{ci} = T_i B_i$ 이다.

전체 퍼지 좌표 변환은 식(7)과 같이 추론된다.

$$z(k) = \sum_{i=1}^L h_i(w(k)) T_i x(k) \quad (7)$$

이것은 $x(k)$ 가 T_i 에 의한 변환을 통하여 h_i 의 비율로 더해진 것으로 생각할 수 있다. 좌표 변환 후, 전체 퍼지 시스템은 식 (6)로부터 식(8)과 같이 추론된다.

$$z(k+1) = \sum_{i=1}^L h_i(w(k)) \{A_{ci} z(k) + B_{ci} u(k)\} \quad (8)$$

식 (3)의 선형화는 식 (8)을 선형 모델이 되도록 하는 문제이다. 따라서 중요한 것은 T-S 퍼지 모델 식 (8)을 선형으로 만드는 T_i 와 $u(k)$ 를 유도하는 것이다.

본 논문에서 결과적으로 얻어지는 선형화된 모델은 다음의 Brunovsky 표준형 이다.

$$z(k+1) = A z(k) + B v(k) \quad (9)$$

$$\text{여기서 } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ 이다.}$$

3. 이산치 계통에 대한 T-S 퍼지 궤환 선형화

본 논문에서의 궤환 선형화는 다음의 가정을 필요로 한다.
 가정 1. 모든 선형 모델은 제어 가능하고, 식(10)의 조건을 만족한다.

$$\text{rank}[B_i \ A_i B_i \ \dots \ A_i^{n-1} B_i] = n \quad (10)$$

이것은 대부분의 제어 시스템이 만족시킬 수 있는 기본적인 조건이다.

가정 1 하에서 T_i 가 식(11)과 같이 구해진다.

$$T_i = [B_{ci} \ A_{ci} B_{ci} \ \dots \ A_{ci}^{n-1} B_{ci}] [B_i \ A_i B_i \ \dots \ A_i^{n-1} B_i]^{-1} \quad (11)$$

여기서 a_{ci} 안의 파라미터들은 다음 식과 같은 i 번째 국부 선형 모델에 대한 특성 방정식의 계수들로부터 구해진다.

$$zI - A_i = z^n - a_{i2}z^{n-1} - \dots - a_{i2}z - a_{i1} = 0 \quad (12)$$

식 (11)의 상태 변환 T_i 는 i 번째 선형 시스템을 식(13)의 가제어 표준형으로 변형시킨다.

$$z(k+1) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ a_{i1} & a_{i2} & a_{i3} & \dots & a_{in} \end{bmatrix} z(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \quad (13)$$

따라서, 식 (13)과 같은 국부 선형 모델들을 갖는 전체 T-S 퍼지 시스템은 식 (14)와 같이 된다.

$$\begin{aligned} z(k+1) &= \sum_{i=1}^L h_i(w(k)) A_{ci} z(k) + B_{ci} u(k) \\ &= \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^L h_i z_2 \\ \sum_{i=1}^L h_i z_3 \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^L h_i a_i z(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \sum_{i=1}^L h_i \end{bmatrix} u(k) \\ &= \begin{bmatrix} z_2 \\ z_3 \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^L h_i a_i z(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 $a_i = [a_{i1} \ a_{i2} \ \dots \ a_{in}]$ 이고, 식(4)로부터 $\sum_{i=1}^L h_i(w(k)) = 1$ 이다.

정리 1. 다음의 비선형 궤환 입력은 식 (14)의 T-S 퍼지 시스템을 Brunovsky 표준형으로 선형화 한다.

$$u(k) = - \sum_{i=1}^L h_i(w(k)) a_i z(k) + v(k) \quad (15)$$

증명: 식 (14)에서 자명함을 알 수 있다.

다음 그림 1은 본 논문에서 제안한 방법에 대한 전체적인 개념을 보여준다.

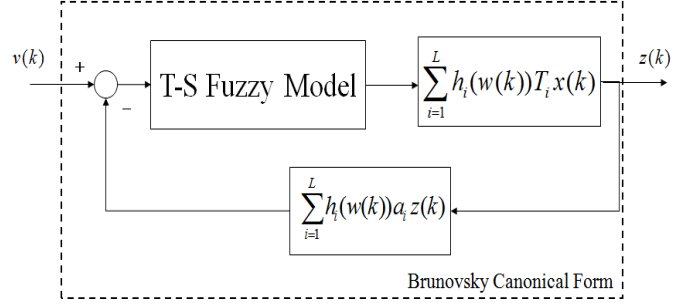


그림 1. T-S 퍼지 궤환 선형화 전체 구성도
 Fig. 1. T-S fuzzy feedback linearization schematic

4. 시뮬레이션

본 연구에서 제안된 선형화 이론의 정당성을 보이기 위한 시뮬레이션에 대한 개념도는 다음 그림 2와 같다. 기존의 궤환 선형화기법에 의한 비선형시스템의 선형화 결과는 Brunovsky 표준형과 같다, 그러므로 본 논문에서 제안된 방법을 이용하여 비선형 계통을 선형화 시킨 다음에 Brunovsky 표준형과 비교함으로써 그 타당성을 입증하기로 한다.

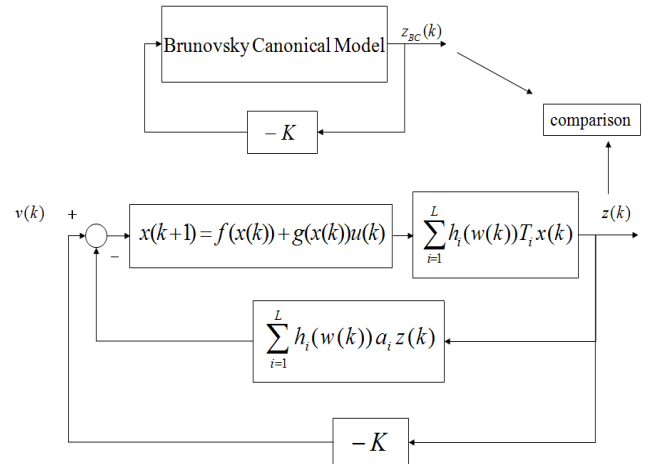


그림 2. 시뮬레이션 개념도
 Fig. 2. Simulation schematic

사용된 시뮬레이션 예제는 톱니 바퀴 시스템을 통해 직류 전동기로 구동되는 역 진자의 운동에 대한 것이다. 식 (16)은 이 경우에 대한 비선형 이산 시간 형태의 운동 방정식을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(k-1) + T x_2(k-1) \\ 9.8 T \sin x_1(k-1) + x_2(k-1) + T x_3(k-1) \\ -10 T x_2(k-1) + (1-10 T) x_3(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 10e^6 T \end{bmatrix} u(k) \quad (16)$$

여기서 $x_1(k)$ 는 진자의 각, $x_2(k)$ 는 진자 각의 가속도 이고, $x_3(k)$ 는 전동기의 전류이다. 그리고 T는 샘플링 주기이다.

식 (16)에 대한 T-S 퍼지 모델은 식(17)과 같다.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 9.8T & 1 & T \\ 0 & -10T & 1-10T \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & -10T & 1-10T \end{bmatrix}, \quad (17)$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 10T \end{bmatrix}$$

$h_1(x_1(k)), h_2(x_2(k))$ 는 각 모델에 대한 소속함수로 식 (18)과 같이 정의된다.

$$h_1(x_1(k)) = \begin{cases} \frac{\sin(x_1(k))}{x_1(k)}, & x_1(k) \neq 0 \\ 1, & x_1(k) = 0 \end{cases} \quad (18)$$

$$h_2(x_1(k)) = 1 - h_1(x_1(k))$$

식 (17) 및 식 (18)에 의해서 얻어지는 식 (3) 형태의 퍼지 모델은 $-\pi \leq x_1(k) \leq \pi$ 에서 비선형 기계 시스템의 동특성을 정확하게 나타낸다.

이 경우 식 (11)에 의해 구한 상태 변환 행렬은 다음과 같이 얻어진다. 여기서 샘플링 시간 T 는 0.0001[sec]로 주어진다.

$$T_1 = \begin{bmatrix} 100000 & 0 & 0 \\ 100000 & 10 & 0 \\ 100000 & 20 & 0.001 \end{bmatrix}, \quad (19)$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} 100000 & 0 & 0 \\ 100000 & 10 & 0 \\ 100000 & 20 & 0.001 \end{bmatrix}$$

각각의 선형 모델에 대한 가제어 표준형은 식(20)과 같다.

$$A_{c1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1.11e^{-16} & 1 \\ 0.9990 & -2.999 & 2.999 \end{bmatrix}$$

$$A_{c2} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1.11e^{-16} & 1 \\ 0.9990 & -2.999 & 2.999 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$B_{c1} = B_{c2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

위 식으로부터, 식(21)의 벡터들을 구할 수 있다.

$$a_1 = [0.999 \ -2.998 \ 2.999] \quad (21)$$

$$a_2 = [0.999 \ -2.998 \ 2.999]$$

선형 입력은 식(22)와 같다.

$$v(k) = [0.25 \ 1.34e^{-16} \ -0.5] \quad (22)$$

이 때 시스템의 고유치는 $0.5+0.5j, 0.5-0.5j, -0.5$ 이다. 비선형 시스템의 완벽한 선형화는 Brunovsky 표준형과 같아짐으로 제안된 방법에 의한 선형화된 시스템의 응답을 Brunovsky 표준형의 응답과 비교함으로써 충분한 선형화가 이루어지는지를 확인하였다. 오차를 식(23)과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} e_1(k) &= z_1(k) - z_{BC1}(k) \\ e_2(k) &= z_2(k) - z_{BC2}(k) \\ e_3(k) &= z_3(k) - z_{BC3}(k) \end{aligned} \quad (23)$$

여기서 $z_1(k), z_2(k), z_3(k)$ 는 제안된 제어기를 이용하여 생성된 상태들이며, $z_{BC1}(k), z_{BC2}(k), z_{BC3}(k)$ 는 Brunovsky 표

준형 시스템에 의해 직접적으로 생성된 상태들 이다.

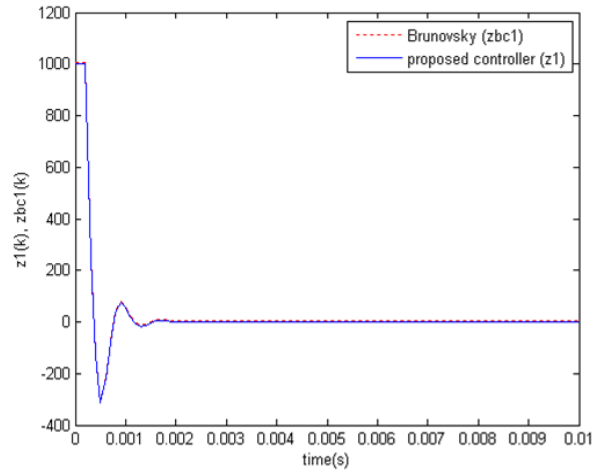


그림 3. $Z_1(k), Z_{BC1}(k)$ 에 대한 결과
Fig. 3. Results of $Z_1(k), Z_{BC1}(k)$

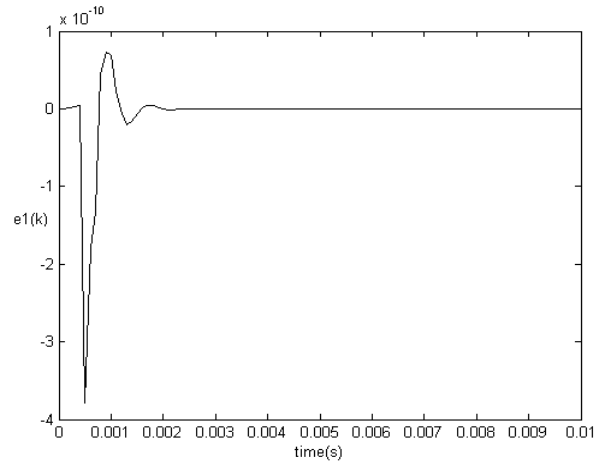


그림 4. $e_1(k)$ 에 대한 결과
Fig. 4. Results of $e_1(k)$

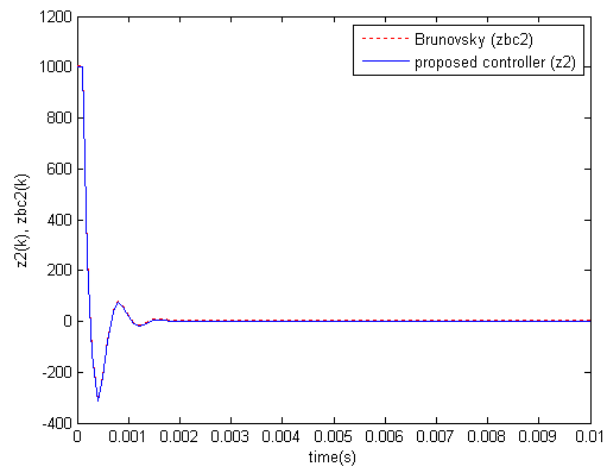


그림 5. $Z_2(k), Z_{BC2}(k)$ 에 대한 결과
Fig. 5. Results of $Z_2(k), Z_{BC2}(k)$

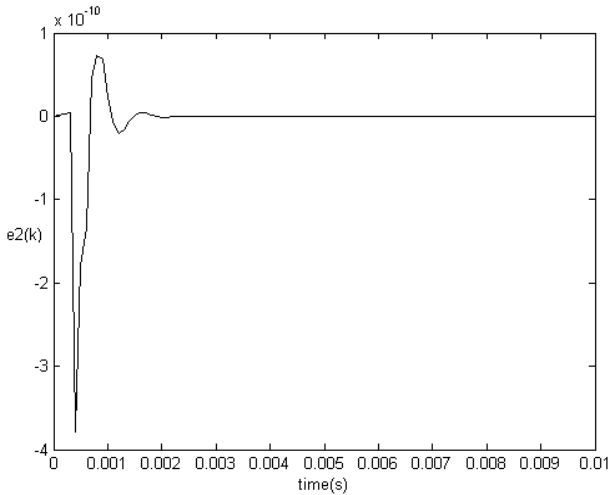


그림 6. $e_2(k)$ 에 대한 결과
Fig. 6. Results of $e_2(k)$

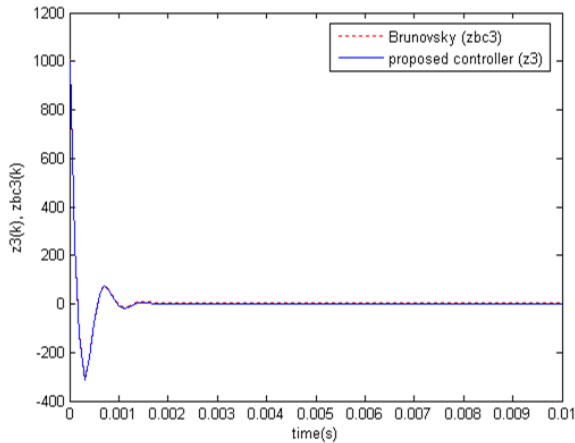


그림 7. $Z_3(k)$, $Z_{BC3}(k)$ 에 대한 결과
Fig. 7. Results of $Z_3(k)$, $Z_{BC3}(k)$

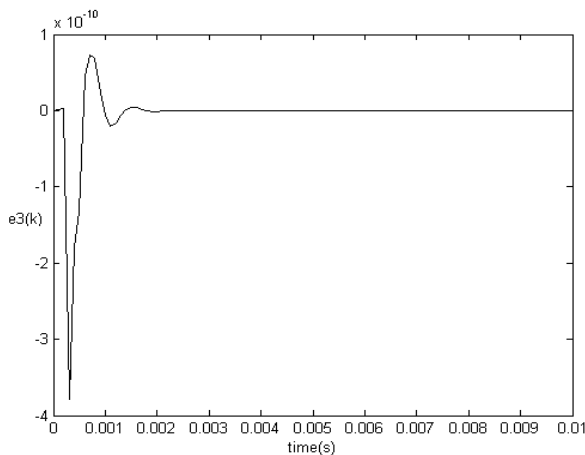


그림 8. $e_3(k)$ 에 대한 결과
Fig. 8. Results of $e_3(k)$

Brunovsky 표준형 모델과 제안된 방법에 의해 선형화된 시스템의 응답을 시뮬레이션 한 결과 그림 3~8에 보여지듯

이, 두 응답간의 오차가 아주 작음을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안한 방법에 의한 비선형시스템의 선형화가 잘 이루어 졌음을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서 제안된 상태 궤환 선형화 방법은 비선형 시스템을 이산 시간 T-S 퍼지 시스템으로 모델링한 후 이를 다시 Brunovsky 표준형의 선형 모델로 바꾸어 줌으로써 비선형제어시스템을 제어하는데 있어 선형제어이론을 적용할 수 있도록 해준다. Brunovsky 표준형으로 만들어주는 T-S 퍼지 비선형 상태 변환과 비선형 궤환 제어기는 가제어 표준형 이산 시간 T-S 퍼지 모델로부터 유도된다. 수학적인 관점에서 제안된 방법은 기존의 이산 시스템의 궤환 선형화 방법보다 훨씬 이해하기 쉽다. 또한, 비선형 시스템이 T-S 퍼지 모델로 충분히 근사화될 수 있다는 가정하에 이산 시간 시스템에 대한 고전적 궤환 선형화 방법의 모든 결과들을 대신할 수가 있다

참 고 문 헌

- [1] R. Su, "On the linear equivalents of nonlinear systems," *Systems & Control Letters*, vol. 2, pp. 48-52, 1982.
- [2] L. R. Hunt, R. Su, and G. Meyer, "Design for multi-input nonlinear system," in *Differential Geometric Control Theory*, R.W. Brockett, et al. (ed), Boston: Birkhauser, pp. 268-293, 1983.
- [3] B. Jakubczyk and W. Respondek, "On the linearization of control systems," *Bull. Acad. Polon. Sci. Ser. Math.Astron. Physics*, vol. 28, pp. 517-522, 1980.
- [4] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems*, 3rd ed., Springer-Verlag London Ltd., 1995.
- [5] E. Aranda-Bricaire, C. H. Moog, and J. B. Pomet, "A linear algebraic framework for dynamic feedback linearization," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 40, pp. 127 - 132, Jan. 1995.
- [6] B. Charlet, J. Levine, R. Marino, "Sufficient conditions for dynamic state feedback linearization," *SIAM J. Control Optim.*, vol. 29, pp. 38 - 57, 1991.
- [7] B. Jakubczyk, "Remarks on equivalence and linearization of nonlinear systems," in *Proc. 2nd IFAC NOLCOS*, Bordeaux, France, pp. 393 - 397, 1992.
- [8] W. F. Shadwick, "Absolute equivalence and dynamic feedback linearization," *Syst. Control Lett.*, vol. 15, pp. 35 - 39, 1990.
- [9] W. M. Sluis, "A necessary condition for dynamic feedback linearization," *Syst. Control Lett.*, vol. 21, pp. 277 - 283, 1993.
- [10] H. G. Lee, Y. M. Kim, and H. T. Jeon, "On the linearization via a restricted class of dynamic feedback," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 45, pp. 1385 - 1391, July 2000.
- [11] Hong-Gi Lee, Ari Arapostathis, and Steven I.

Marcus, "Linearization of Discrete-Time Systems via Restricted Dynamic Feedback," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 48, no. 9, Sep. 2003.

[12] J. P. Barbot, S. Monaco, and D. Normand-Cyrot, "Quadratic forms and feedback linearization in discrete time," *Int. J. Control*, vol. 67, no. 4, pp. 567 - 586, 1997.

[13] J. P. Barbot, S. Monaco, and D. Normand-Cyrot, "Discrete-time approximated linearization of SISO systems under output feedback," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 44, pp. 1729 - 1733, Sept. 1999.

[14] J. W. Grizzle, *Feedback Linearization of Discrete-Time Systems*, ser. Lecture Notes in Control and Information Science. New York: Springer-Verlag, vol. 83, pp. 273 - 281, 1986.

[15] B. Jakubczyk, "Feedback linearization of discrete-time systems," *Syst. Control Lett.*, vol. 9, pp. 411 - 416, 1987.

[16] H. G. Lee, A. Arapostathis, and S. I. Marcus, "On the linearization of discrete-time systems," *Int. J. Control*, vol. 45, pp. 1803 - 1822, 1987.

[17] K. Nam, "Linearization of discrete-time nonlinear systems and a canonical structure," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 34, pp. 119 - 122, Jan. 1989.

[18] J. C. Lo and M. L. Lin, "Robust H_∞ nonlinear control via fuzzy static output feedback Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications", *IEEE Trans.* Vol. 50, 1494 - 1502, Nov. 2003.

[19] 구근범, 김진규, 주영훈, 박진배, "이산 시간 비선형 상호 결합 시스템의 T-S 퍼지 모델을 위한 분산 동적 출력 제한 제어기 설계," 퍼지 및 지능시스템학회 논문지, Vol. 17, No. 6, pp. 780-785, 2007.

저 자 소 개



김태규(Tae Kue Kim)
 2006년 : 창원대학교 전기공학과 졸업 (공학사)
 2008년 : 창원대학교 전기공학과 졸업 (공학석사)
 2009년 ~ 현재 : 창원대학교 전기공학과 박사과정

관심분야 : 비선형제어, 신경회로망, 모션제어
 Phone : 055-285-7508
 Fax : 055-263-9956
 E-mail : teakueda@nate.com



왕법광(Faguang Wang)
 2006년 : Huazhong대학교 자동제어 공학과 졸업(공학사)
 2008년 : 창원대학교 전기공학과 졸업 (공학석사)
 2008년 ~ 현재 : 창원대학교 전기공학과 박사과정

관심분야 : 비선형제어, 적응제어, 퍼지제어
 Phone : 055-285-7508
 Fax : 055-263-9956
 E-mail : wfaguang@gmail.com



박승규(Seung Kyu Park)
 1984년 : 고려대학교 전기공학과 졸업 (공학사).
 1986년 : 고려대학교 전기공학과 졸업 (공학석사)
 1990년 : 고려대학교 전기공학과 졸업 (공학박사)
 1995년 ~ 1996년 : 영국 Starthclyde 대 visiting scholar
 2003년 ~ 2004년 : 미국 Wisconsin대 visiting professor
 1990년 ~ 현재 : 창원대학교 전기공학과 교수

관심분야 : 퍼지제어, 강인제어, 비선형제어
 Phone : 055-213-3634
 Fax : 055-263-9956
 E-mail : skpark@changwon.ac.kr



윤태성(Tae Sung Yoon)
 1978년 : 연세대학교 전기공학과 졸업 (공학사)
 1980년 : 연세대학교 전기공학과 졸업 (공학석사)
 1988년 : 연세대학교 전기공학과 졸업 (공학박사)
 1994년 ~ 1995년 : 미국 Vanderbilt대 visiting professor
 1989년 ~ 현재 : 창원대학교 전기공학과 교수

관심분야 : 퍼지제어, 신경회로망, 신호처리
 Phone : 055-213-3633
 Fax : 055-263-9956
 E-mail : tsoyon@changwon.ac.kr



안호균(Ho Kyun Ahn)
 1981년 : 고려대학교 전기공학과 졸업 (공학사)
 1989년 : 고려대학교 전기공학과 졸업 (공학석사)
 1992년 : 고려대학교 전기공학과 졸업 (공학박사)
 1992년 ~ 현재 : 창원대학교 전기공학과 교수

관심분야 : 전력전자, 모션제어, 대체에너지
Phone : 055-213-3636
Fax : 055-263-9956
E-mail : ahog@changwon.ac.kr



곽균평 (Gun Pyoung Kwak)

1982년 : 고려대학교 전기공학과 졸업
(공학사)

1985년 : 고려대학교 전기공학과 졸업
(공학석사)

1990년 : 고려대학교 전기공학과 졸업
(공학박사)

1990년~1997년 : LG산전 연구소 CNC팀 팀장

1998년~현재 : 창원대학교 전기공학과 교수

관심분야 : 강인제어, 슬라이딩모드제어, 모션제어
Phone : 055-213-3637
Fax : 055-263-9956
E-mail : kwak@changwon.ac.kr