

Takagi-Sugeno Fuzzy Sampled-data Filter for Nonlinear System

김호준* · 박진배*[†] · 주영훈**

Ho Jun Kim, Jin Bae Park, and Young Hoon Joo

- * 연세대학교 전기전자공학과, **국립군산대학교 제어로봇공학과
- * School of Electrical and Electroni Engineering, Yonsei University
- **School of Control and Robot Engineering, Kunsan National University

요 약

본 논문은 비선형 시스템을 위한 T-S 퍼지 샘플치 필터의 안정도 조건을 제시한다. 퍼지 시스템과 퍼지 필터 사이의 에러 시스템을 제시하며, 리아푸노프 안정도 해석 기법을 이용해 에러 시스템의 안정도 조건을 선형행렬부등식의 형태로 표현한다. 제안된 안정도 조건은 기존과는 다른 접근법을 이용하며, 더 나은 성능을 보인다. 모의실험을 통해 제안된 기법의 효용성을 검증한다.

키워드 : 타카기-수게노 (T-S) 퍼지 시스템, 샘플치 필터, 선형행렬부등식 (LMI), 리아푸노프 안정도 해석

Abstract

This paper presents the stability conditions of the Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy sampled-data filter. The error system between the T-S fuzzy system and fuzzy filter is presented. In the sense of the Lyapunov stability analysis, the stability conditions are given, which can be represented in terms of linear matrix inequalities (LMIs). The proposed stability conditions utilize the different approach from the conventional methods, and have better performance than that of the conventional ones. The simulation example is given to show the effectiveness of the proposed method.

Key Words : Takagi-Sugeno (T-S) Fuzzy System, Sampled-data Filter, linear Matrix Inequality (LMI), Lyapunov Stability Analysis

Received: Mar. 22, 2015

Revised : Apr. 5, 2015

Accepted: Jun. 4, 2015

[†] Corresponding author

jbpark@yonsei.ac.kr

1. 서 론

컴퓨터 및 디지털 기기의 발전에 따라 연속시간과 불연속시간이 공존하는 샘플치 시스템에 대한 관심이 점점 많아지고 있다 [1-2]. 샘플치 시스템에는 연속시간과 불연속시간 상태가 공존하기 때문에 시스템 해석에 어려움이 있다. 따라서 기존의 연속시간 혹은 불연속시간 시스템을 위한 제어 및 필터링 기법으로는 샘플치 시스템을 해석할 수 없다. 이것을 해결하기 위해 현재까지 크게 두 가지 방법을 이용해 샘플치 시스템을 해석하고 있다. 첫 번째 기법은 불연속시간 상태를 시간 지연 시스템으로 변환하여 샘플치 시스템을 해석한다 [3-4]. 이 방법은 비교적 많은 연구가 진행된 시간 지연 기법을 이용하기 때문에 샘플치 시스템 분야에서도 폭넓게 연구되고 있다. 하지만 시간 지연 시스템으로 시스템을 변환시키기 때문에 샘플치 시스템의 특성을 잃게 되며, 이로 인해 시스템 해석 영역이 감소된다. 두 번째 기법은 샘플치 시스템을 이산화하여, 이산화된 샘플치 시스템의 제어기 및 필터를 설계한다 [5-6]. 이 기법은 샘플치 시스템의 특성을 유지할 수 있으나, 이산화된 시스템이 매우 복잡하게 표현되며 이로 인해 시스템 해석 영역이 감소될 뿐 아니라 복잡한 시스템은 해석하기 어렵다는 단점이 있다.

한편, 비선형 시스템 해석에 대한 필요성이 높아짐에 따라 타카기-수게노 (T-S) 퍼지 시스템에 대한 연구가 많이 이루어지고 있다 [7-8]. T-S 퍼지 모델링 기법은 임의의 콤팩트 세트 내의 비선형 시스템을 임의의 정확도로 근사할 수 있기 때문에, 비선형 시스템을 효과

본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 ICT/SW 창의연구과정사업의 연구(NIPA-2014-(H0510-14-1021))와 2015년 정부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(과제번호: NRF-2015R1A2A2A05001610).

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

적으로 표현할 수 있다. 특히, 기존에 비교적 연구가 많이 진행된 선형 기법을 일부 적용할 수 있기 때문에, 해석이 어려운 비선형 시스템을 선형 시스템 기법을 통해 해석할 수 있다는 장점이 있다. 이러한 T-S 퍼지 시스템과 샘플치 시스템의 결합을 통해 비선형 샘플치 시스템의 해석을 효과적으로 수행할 수 있으며, 최근 들어 많은 연구가 이루어지고 있다 [9-16]. 특히 [10]에서는 기존의 두 가지 샘플치 해석 기법을 보완한 새로운 형태의 제어기 설계 기법을 제안하였다. 이 기법을 통해 기존의 두 기법보다 안정도 해석 영역을 확장하였으며, 수식의 복잡성 또한 줄여냈다. 하지만 비선형 시스템의 샘플치 필터에 대한 연구는 그 효용성에도 불구하고 제어기에 비해 거의 이루어지지 않았다.

본 논문에서는 이러한 점에 착안하여 비선형 시스템을 위한 T-S 퍼지 샘플치 필터를 설계한다. 시스템과 필터사이의 에러 시스템을 제시하며, 리아푸노프 안정도 기법을 이용해 에러 시스템의 안정도를 해석한다. 제안된 안정도 조건은 선형 행렬부등식 (LMI)의 형태로 주어져 쉽게 해를 구할 수 있다. 모의실험을 통해 제안한 기법의 효용성을 검증한다.

2. 퍼지 모델

다음과 같은 퍼지 IF-THEN 규칙을 고려하자.

Plant Rule i :

$$\begin{aligned} \text{IF } & z_1(t) \text{ is } \Omega_1^i \text{ and } \dots \text{ and } z_l(t) \text{ is } \Omega_l^i \\ \text{THEN } & \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i w(t) \\ & s(t) = C_{1i} x(t) + D_i w(t) \\ & y(t) = y(kT) = C_{2i} x(kT) \end{aligned} \quad (1)$$

이때, Ω_h^i : i 번째 규칙($i=1,2,\dots,r$)에서 h 번째 퍼지 집합, $A_i, B_i, C_{1i}, D_i, C_{2i}$: 적절한 차원을 가진 상수 행렬,

$z_h(t)$: h 번째 전반부 변수의 퍼지 집합, $x(t) \in R^n$: 상태 벡터, $w(t) \in L_2^q$: 외란, $s(t) \in R^{m1}$: 추정되어야 할 출력, $y(t) \in R^{m2}$: 측정된 출력, $t \in [kT, kT+T)$, T : 샘플링 간격, $k \in Z_{\geq 0}$, 이다.

중심값-평균 비퍼지화, 곱셈추론, 싱글톤 퍼지화를 사용하여 식 (1)를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i x(t) + B_i w(t)) \\ s(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(C_{1i} x(t) + D_i w(t)) \\ y(t) = y(kT) &= \sum_{i=1}^r h_i(z(kT)) C_{2i} x(kT) \end{aligned} \quad (2)$$

이때,

$$\begin{aligned} w_i(z(t)) &= \prod_{j=1}^l \Omega_j^i(z_j(t)), \\ w_i(z(t)) &\geq 0, \sum_{i=1}^r w_i(z(t)) > 0, \\ h_i(z(t)) &= \frac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))}, \\ h_i(z(t)) &\geq 0, \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) = 1 \end{aligned}$$

다음, parallel distributed compensation (PDC) 기법을 이용해 식 (3)과 같이 플랜트와 동일한 방법으로 필터를 설계한다.

$$\begin{aligned} \hat{x}(t) &= \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(kT)) \\ &\quad \times (\hat{A}_i \hat{x}(t) + \hat{G}_{ij} \hat{x}(kT) + \hat{B}_i y(t)) \\ \hat{s}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \hat{C}_{1i} \hat{x}(t) \end{aligned} \quad (3)$$

이때, $\hat{x}(t) \in R^n$: 필터의 상태벡터, $\hat{s}(t) \in R^{m1}$: 필터 출력, $\hat{A}_i, \hat{G}_{ij}, \hat{B}_i, \hat{C}_{1i}$: 필터 이득 값이다.

필터 에러 $e(t) = s(t) - \hat{s}(t)$ 를 정의하고 식 (2)와 (3)를 결합하면 다음과 같은 에러 시스템을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\epsilon}(t) &= \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(kT)) \\ &\quad \times (\overline{A}_{ij} \epsilon(t) + \overline{G}_{ij} \epsilon(kT) + \overline{B}_i w(t)) \\ e(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) \\ &\quad \times (\overline{C}_{1i} (\epsilon(t) - \epsilon(kT)) + \overline{C}_{1i} \epsilon(kT) + D_i w(t)) \end{aligned} \quad (4)$$

이때,

$$\begin{aligned} \overline{A}_{ij} &= \begin{bmatrix} A_i & 0 \\ A_i - \hat{A}_i \hat{A}_j \end{bmatrix}, \overline{G}_{ij} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\hat{G}_{ij} - \hat{B}_i C_{2j} \hat{G}_{ij} \end{bmatrix}, \\ \overline{B}_i &= \begin{bmatrix} B_i \\ B_i \end{bmatrix}, \overline{C}_{1i} = [C_{1i} - \hat{C}_{1i} \quad \hat{C}_{1i}], \\ \epsilon^T(t) &= [x(t) \quad x(t) - \hat{x}(t)]^T, \end{aligned}$$

3. 안정도 해석

에러 시스템 (4)의 안정도 조건을 구하기 위해 $w(t) = 0$ 이라 가정한다. 정리 1을 유도하기 위해 다음과 같은 두 개의 식을 이용한다.

$$2(M\epsilon(kT) + \alpha M\tilde{\epsilon}(t) + \beta M\dot{\epsilon}(t))^T \times (-\dot{\epsilon}(t) + \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(kT))) \times (\overline{A}_i \tilde{\epsilon}(t) + (\overline{A}_i + \overline{G}_{ij})\epsilon(kT)) = 0 \tag{5}$$

$$\tilde{\epsilon}^T(t) Q \tilde{\epsilon}(t) - \left(\int_{kT}^t \dot{\epsilon}(\tau) d\tau \right)^T Q \left(\int_{kT}^t \dot{\epsilon}(\tau) d\tau \right) = 0 \tag{6}$$

이때, α, β 는 임의의 스칼라, $Q = Q^T > 0$ 를 만족하는 양한정 행렬이다.

안정도 조건을 구하기 위해 다음과 같은 보조정리가 필요하다.

보조정리 1 [11]: 임의의 함수 벡터 $x(t)$ 와 양한정 행렬 $P = P^T > 0$, 그리고 $t_0, t_f \in R, t_0 < t_f$ 가 존재할 때, 다음과 같은 부등식이 성립 한다.

$$\left(\int_{t_0}^{t_f} x(\tau) d\tau \right)^T P \left(\int_{t_0}^{t_f} x(\tau) d\tau \right) \leq (t_f - t_0) \int_{t_0}^{t_f} x^T(\tau) P x(\tau) d\tau \tag{7}$$

리아푸노프 안정도 해석 기법을 이용하여 아래 정리 1에서 에러시스템 (4)의 안정도 조건을 구한다.

정리 1. 양한정 행렬 P_j, Q_j , 임의의 행렬 $S_i, Y_i, U_{ij}, M_1, M_2$ 이 존재하고, 주어진 스칼라 값 α, β 가 있을 때, 다음 선형행렬부등식 (LMI)를 만족하면 에러 시스템 (5)는 점근적으로 안정하다.

$$\begin{bmatrix} A_{11} & * & * \\ A_{21} & A_{22} & * \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} < 0 \tag{8}$$

이때,

$$\begin{aligned} M &= \text{diag}(M_1, M_2), \\ A_{11} &= M^T(\overline{A}_i + \overline{G}_{ij}) + (\overline{A}_i + \overline{G}_{ij})^T M, \\ A_{21} &= (\overline{A}_i)^T M + \alpha M^T(\overline{A}_i + \overline{G}_{ij}), \\ A_{22} &= -Q_j + \alpha(M^T \overline{A}_i + (\overline{A}_i)^T M), \\ A_{31} &= P_j - M + \beta M^T(\overline{A}_i + \overline{G}_{ij}), \\ A_{32} &= P_j - \alpha M + \beta M^T \overline{A}_i, \\ A_{33} &= T^2 Q_j - \beta(M + M^T) \text{ 이며,} \end{aligned}$$

$$S_i = M_2^T \widehat{A}_i, \quad V_i = M_2^T \widehat{B}_i, \quad U_{ij} = M_2^T \widehat{G}_{ij}, \quad \text{필터 이득 값은 } \widehat{A}_i = (M_2^T)^{-1} S_i, \widehat{B}_i = (M_2^T)^{-1} V_i, \widehat{G}_{ij} = (M_2^T)^{-1} U_{ij} \text{ 이다.}$$

증명: 다음과 같은 리아푸노프 후보 함수를 고려하자.

$$V(\epsilon(t)) = \sum_{j=1}^r h_j(z(kT))(\epsilon^T(t) P_j \epsilon(t) + T \int_{t-T}^t \int_s^t \dot{\epsilon}^T(\tau) Q_j \dot{\epsilon}(\tau) d\tau ds) \tag{9}$$

식 (9)을 미분하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\dot{V}(\epsilon(t)) = \sum_{j=1}^r h_j(z(kT))(\dot{\epsilon}^T(t) P_j \epsilon(t) + \epsilon^T(t) P_j \dot{\epsilon}(t) + T^2 \dot{\epsilon}^T(t) Q_j \dot{\epsilon}(t) - T \int_{t-T}^t \dot{\epsilon}^T(\tau) Q_j \dot{\epsilon}(\tau) d\tau) \tag{10}$$

식 (6)을 (10)에 대입하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(\epsilon(t)) &= \sum_{j=1}^r h_j(z(kT))(\dot{\epsilon}^T(t) P_j \epsilon(t) + \epsilon^T(t) P_j \dot{\epsilon}(t) \\ &+ T^2 \dot{\epsilon}^T(t) Q_j \dot{\epsilon}(t) - T \int_{t-T}^t \dot{\epsilon}^T(\tau) Q_j \dot{\epsilon}(\tau) d\tau \\ &- \tilde{\epsilon}^T(t) Q_j \tilde{\epsilon}(t) + \left(\int_{kT}^t \dot{\epsilon}(\tau) d\tau \right)^T Q_j \left(\int_{kT}^t \dot{\epsilon}(\tau) d\tau \right) \end{aligned} \tag{11}$$

보조정리 1을 (11)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(\epsilon(t)) &\leq \sum_{j=1}^r h_j(z(kT))(\dot{\epsilon}^T(t) P_j \epsilon(t) + \epsilon^T(t) P_j \dot{\epsilon}(t) \\ &+ T^2 \dot{\epsilon}^T(t) Q_j \dot{\epsilon}(t) - T \int_{t-T}^t \dot{\epsilon}^T(\tau) Q_j \dot{\epsilon}(\tau) d\tau \\ &- \tilde{\epsilon}^T(t) Q_j \tilde{\epsilon}(t) + (t - kT) \int_{kT}^t \dot{\epsilon}^T(\tau) Q_j \dot{\epsilon}(\tau) d\tau \end{aligned} \tag{12}$$

$t - kT \leq T$ 를 만족하기 때문에, 식 (12)을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(\epsilon(t)) &\leq \sum_{j=1}^r h_j(z(kT))(\dot{\epsilon}^T(t) P_j \epsilon(t) + \epsilon^T(t) P_j \dot{\epsilon}(t) \\ &+ T^2 \dot{\epsilon}^T(t) Q_j \dot{\epsilon}(t) - \tilde{\epsilon}^T(t) Q_j \tilde{\epsilon}(t) \\ &= \sum_{j=1}^r h_j(z(kT))(\dot{\epsilon}^T(t) P_j (\epsilon(kT) + \tilde{\epsilon}(t)) \\ &+ (\epsilon(kT) + \tilde{\epsilon}(t))^T P_j \dot{\epsilon}(t) \\ &+ T^2 \dot{\epsilon}^T(t) Q_j \dot{\epsilon}(t) - \tilde{\epsilon}^T(t) Q_j \tilde{\epsilon}(t)) \end{aligned} \tag{13}$$

식 (13)에 식 (5)을 대입하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(\epsilon(t)) &\leq \sum_{j=1}^r h_j(z(kT))(\dot{\epsilon}^T(t) P_j (\epsilon(kT) + \tilde{\epsilon}(t)) \\ &+ (\epsilon(kT) + \tilde{\epsilon}(t))^T P_j \dot{\epsilon}(t) \\ &+ T^2 \dot{\epsilon}^T(t) Q_j \dot{\epsilon}(t) - \tilde{\epsilon}^T(t) Q_j \tilde{\epsilon}(t)) \\ &+ 2(M\epsilon(kT) + \alpha M\tilde{\epsilon}(t) + \beta M\dot{\epsilon}(t))^T \\ &\times (-\dot{\epsilon}(t) + \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(kT))) \\ &\times (\overline{A}_i \tilde{\epsilon}(t) + (\overline{A}_i + \overline{G}_{ij})\epsilon(kT)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(kT)) \\
 &\quad \times (\epsilon^T(t)P_j(\epsilon(kT) + \tilde{\epsilon}(t)) \\
 &\quad + (\epsilon(kT) + \tilde{\epsilon}(t))^T P_j \tilde{\epsilon}(t) \\
 &\quad + T^2 \dot{\epsilon}^T(t)Q_j \dot{\epsilon}(t) - \dot{\epsilon}^T(t)Q_j \tilde{\epsilon}(t)) \\
 &\quad - 2\epsilon^T(kT)M^T \tilde{\epsilon}(t) + 2\epsilon^T(kT)M^T \overline{A}_i \tilde{\epsilon}(t) \quad (14) \\
 &\quad + 2\epsilon^T(kT)M^T (\overline{A}_i + \overline{G}_{ij}) \tilde{\epsilon}(t) \\
 &\quad - 2\tilde{\epsilon}^T(t)\alpha M^T \tilde{\epsilon}(t) + 2\tilde{\epsilon}^T(t)\alpha M^T \overline{A}_i \tilde{\epsilon}(t) \\
 &\quad + 2\tilde{\epsilon}^T(t)\alpha M^T (\overline{A}_i + \overline{G}_{ij}) \tilde{\epsilon}(t) \\
 &\quad - 2\dot{\epsilon}(t)\beta M^T \tilde{\epsilon}(t) + 2\dot{\epsilon}(t)\beta M^T \overline{A}_i \tilde{\epsilon}(t) \\
 &\quad + 2\dot{\epsilon}(t)\beta M^T (\overline{A}_i + \overline{G}_{ij}) \tilde{\epsilon}(t)
 \end{aligned}$$

식 (14)를 정리하면 최종적으로 다음과 같은 부등식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 &\dot{V}(\epsilon(t)) \\
 &\leq \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z(t))h_j(z(kT)) \begin{bmatrix} \epsilon(kT) \\ \tilde{\epsilon}(t) \\ \dot{\epsilon}(t) \end{bmatrix}^T \Omega_{ij} \begin{bmatrix} \epsilon(kT) \\ \tilde{\epsilon}(t) \\ \dot{\epsilon}(t) \end{bmatrix} \quad (15)
 \end{aligned}$$

이때, 식 (15)의 Ω_{ij} 는 식 (8)의 행렬과 동일하다. 따라서 식 (8)를 만족하면 리아푸노프 안정도 해석기법에 의해 예러 시스템 (4)는 안정하다.

참조 1. 기존 퍼지 샘플치 시스템 해석에서 주로 사용되었던 시간 지연 변환 기법은 상태벡터 변환에 따른 안정도 해석 범위 감소 문제가, 이산화 기법은 시스템의 복잡성에 의해 야기된 해석 범위 감소 문제가 존재하였다. 정리 1에서 사용된 기법은 앞서 설명한 두 가지의 기법과 다른 접근법을 이용해 시스템을 해석하였고, 기존 기법들의 약점을 보완하였다.

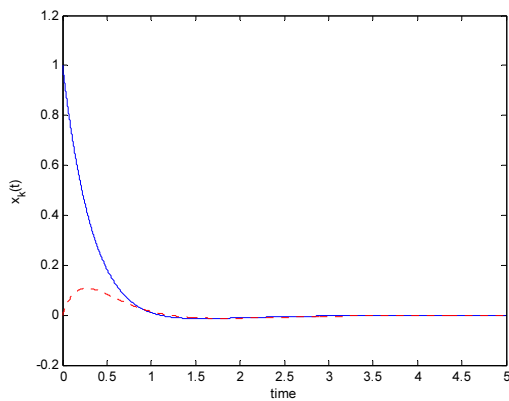


그림 1. 시스템 및 필터의 상태벡터
 실선: $x_1(t)$, 점선: $\hat{x}_1(t)$
 Fig. 1. The states of the system and filter
 solid line: $x_1(t)$, dotted line: $\hat{x}_1(t)$

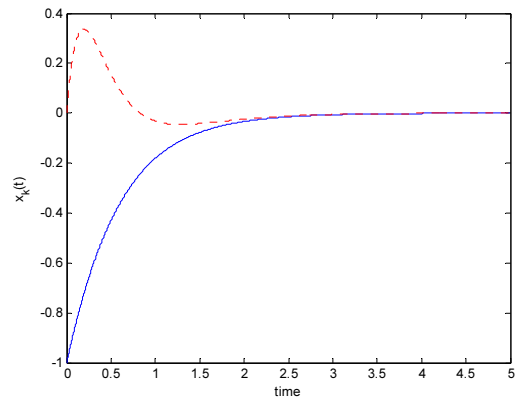


그림 2. 시스템 및 필터의 상태벡터
 실선: $x_2(t)$, 점선: $\hat{x}_2(t)$
 Fig. 2. The states of the system and filter
 solid line: $x_2(t)$, dotted line: $\hat{x}_2(t)$

참조 2. 식 (9)에서 볼 수 있듯이, 본 논문에서 리아푸노프 함수에 사용된 소속 함수는 불연속 함수에 기반하고 있다. 따라서 미분과정에서 생기는 소속 함수의 일차 미분 함수 형태가 발생하지 않으며, 일반적으로 리아푸노프 함수에 소속 함수를 사용했을 때 필요로 되는 소속함수의 일차 미분 값의 norm 상한 값을 알아야 한다는 가정을 필요로 하지 않게 된다.

4. 모의실험

이번 장에서는 모의실험을 통해 정리 1의 효용성을 보인다. 다음과 같은 T-S 퍼지 시스템을 고려하자. 시스템 행렬과 소속 함수는 다음과 같으며,

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \begin{bmatrix} -3 & 0.6 \\ 0.2 & -2 \end{bmatrix}, & A_2 &= \begin{bmatrix} -2 & 0.4 \\ -0.2 & -1 \end{bmatrix}, \\
 C_{11} &= [0.3 \ 0.5], & C_{12} &= [0.3 \ 0.2], \\
 C_{21} &= [1.5 \ 0.5], & C_{22} &= [1 \ 0.1]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 h_1(z(t)) &= 0.8 \exp(-x_1(t)/2(1.5)^2), \\
 h_2(z(t)) &= 1 - h_1(z(t))
 \end{aligned}$$

이때, 샘플링 주기 $T=0.02$ 이고 $\alpha=\beta=1$ 이다. 시스템 초기 값은 $x(0) = [x_1(0) \ x_2(0)]^T = [1 \ -1]^T$ 이고 정리 1을 통해 필터 이득 값을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \hat{A}_1 &= \begin{bmatrix} -1.7117 & 0.3199 \\ 0.1668 & -1.1214 \end{bmatrix}, & \hat{A}_2 &= \begin{bmatrix} -1.4045 & 0.1727 \\ 0.0577 & -0.7561 \end{bmatrix}, \\
 \hat{B}_1 &= \begin{bmatrix} 1.4279 \\ 0.1018 \end{bmatrix}, & \hat{B}_2 &= \begin{bmatrix} 1.2597 \\ 0.1303 \end{bmatrix}, \\
 \hat{G}_{11} &= \begin{bmatrix} -0.9218 & -0.5008 \\ -0.1412 & 0.0966 \end{bmatrix}, & \hat{G}_{12} &= \begin{bmatrix} -0.9218 & -0.5008 \\ -0.1412 & 0.0966 \end{bmatrix},
 \end{aligned}$$

$$\widehat{G}_{21} = \begin{bmatrix} -1.0778 & -0.5008 \\ -0.0883 & -0.2112 \end{bmatrix}, \widehat{G}_{22} = \begin{bmatrix} -1.0778 & -0.5008 \\ -0.0883 & -0.2112 \end{bmatrix},$$

얻어진 필터 이득 값을 이용해 모의실험을 수행하면 그림 1-2 와 같은 결과를 얻을 수 있다. 시스템과 필터의 상태 벡터가 모두 0으로 수렴함을 확인할 수 있으며, 이는 에러 시스템의 상태 벡터가 모두 0으로 수렴함을 의미한다. 따라서 제안한 필터가 효과적으로 시스템을 추종함을 확인할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 비선형 시스템을 위한 T-S 퍼지 샘플치 필터의 안정도 조건을 제시했다. 퍼지 시스템과 퍼지 필터 사이의 에러 시스템을 제시하며, 리아푸노프 기법을 이용해 에러 시스템의 안정도 조건을 LMI 형태로 제시하였다. 제시된 안정도 조건은 기존의 방법과는 다른 접근법을 이용하여, 기존 기법들의 단점들을 보완하였다. 모의실험을 통해 제안한 기법의 효용성을 검증했다.

References

[1] L. S. Hu, T. Bai, P. Shi, and Z. Wu, "Sampled-data control of networked linear control systems", *Automatica*, vol. 43, no. 5, pp. 903-911, 2007.

[2] S. Almer, S. Mariethoz, and M. Morari, "Sampled data model predictive control of a voltage source inverter for reduced harmonic distortion", *IEEE Trans. Control Syst. Technology*, vol. 21, no. 5, pp. 1907-1915, 2013.

[3] H. K. Lam, and F. H. F. Leung, "Sampled-data fuzzy controller for time-delay nonlinear systems: Fuzzy-model-based LMI approach", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 37, no. 3, pp. 617-629, 2007.

[4] C. Peng, Q.-L. Han, D. Yue, and E. Tian, "Sampled-data robust H_∞ control for T-S fuzzy systems with time delay and uncertainties", *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 179, pp. 20-33, 2011.

[5] D. W. Kim, H. J. Lee, and M. Tomizuka, "Fuzzy stabilization of nonlinear systems under sampled-data feedback: An exact discrete-time model approach", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 18, no. 2, pp. 251-260, 2010.

[6] D. W. Kim, and H. J. Lee, "Sampled-data observer-based output-feedback fuzzy stabilization of nonlinear systems: Exact discrete-time design approach", *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 201, pp. 20-39, 2012.

[7] C. W. Chen, C. L. Lin, C. Y. Chen, and K. Yeh, "A

novel delay-dependent criterion for time-delay T-S fuzzy systems using fuzzy Lyapunov method", *Int. J. Artificial Intelligence Tools*, vol. 16, no. 03, pp.545-552, 2007.

[8] L. A. Mozelli, R. M. Palhares, and G. S. Avellar, "A systematic approach to improve multiple Lyapunov function stability and stabilization conditions for fuzzy systems," *Information Sciences*, vol. 179, no. 8, pp. 1149-1162, 2009.

[9] D. W. Kim, H. J. Lee, "Improved digital redesign: integral approach", *Electronics Letters*, vol. 49, pp. 787-789, 2013.

[10] G. B. Koo, J. B. Park, and Y. H. Joo, "LMI condition for sampled-data fuzzy control of nonlinear systems," *Electronics Letters*, vol. 51, pp. 29-31, 2014.

[11] Gu, K.: 'An integral inequality in the stability problem of time-delaysystems'. *Proc. 39th IEEE Conf. on Decision Control*, Sydney, Australia, December 2000, pp. 2805-2810.

[12] G. B. Koo, J. B. Park, and Y. H. Joo, "Intelligent digital redesign for nonlinear systems using a guaranteed cost control method," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 11, no. 6, pp. 1075-1083, 2013.

[13] M. K. Song, J. B. Park, and Y. H. Joo, "Stability and stabilization for discrete-time Markovian jump fuzzy systems with time-varying delays; Partially known transition probabilities case," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 11, no. 1, pp. 136-146, 2013.

[14] D. H. Lee, M. H. Tak, and Y. H. Joo, "A Lyapunov functional approach to robust stability analysis of continuous-time uncertain linear systems in polytopic domains," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 11, no. 3, pp. 460-469, 2013.

[15] D. H. Lee and Y. H. Joo, "On the generalized local stability and local stabilization conditions for discrete-time Takagi-Sugeno fuzzy systems," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 22, no. 6, pp. 1654-1668, 2014.

[16] G. B. Koo, J. B. Park, and Y. H. Joo, "Decentralized Fuzzy Observer-Based Output-Feedback Control for Nonlinear Large-Scale Systems: An LMI Approach," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 22, no. 2, pp. 406-419, 2014

저 자 소 개



김호준(Ho Jun Kim)

2011년 : 연세대학교 전기전자공학과 졸업
2013년 : 동 대학원 전기전자공학과 석사과정 졸업
2013년~현재 : 동 대학원 전기전자공학과 박사과정

관심분야 : T-S Fuzzy, Sampled-data system, Robust control

Phone : +82-2-2123-2773

E-mail : khj08121@yonsei.ac.kr



박진배(Jin Bae Park)

1977년 : 연세대학교 전기공학과 졸업
1985~1990년 : Kansas State University 전기 및 컴퓨터 공학과 졸업 (공학박사)
1990~1991년 : Kansas State University 전기 및 컴퓨터 공학과 조교수

2013: 제어로봇시스템학회 회장

2014~현재: 연세대학교 부총장

1992~현재 : 연세대학교 전기전자공학과 교수

Phone : +82-2-2123-2773

E-mail : jbpark@yonsei.ac.kr



주영훈(Young Hoon Joo)

1982년 : 연세대학교 전기공학과 졸업 (공학사)
1984년 : 연세대학교 전기공학과 졸업 (공학석사)
1995년 : 연세대학교 전기공학과 졸업 (공학박사)

1986~1995년 : 삼성전자 (주) 생산기술센터 팀장

1995년~현재 : 군산대학교 제어로봇공학과 정교수

1998~1999년 : 미국 휴스턴대학 박사후과정

2009년 : 한국지능시스템학회 회장

2013~2014: 대한전기학회 부회장

2014~현재: Int. Journal of Control, Robot, and Systems, Editor-in-Chief

Phone : +82-63-469-4706

E-mail : yhjoo@kunsan.ac.kr