

특이섭동 타카기 - 수게노 퍼지모델의 강인 \mathcal{H}_∞ 샘플치 제어

Robust \mathcal{H}_∞ Sampled-Data Control for Takagi - Sugeno Fuzzy Model with Singular Perturbation

강 형 빈* · 문 지 현** · 이 호 재†
(Hyoung Bin Kang · Ji Hyun Moon · Ho Jae Lee)

Abstract - This paper deals with a robust \mathcal{H}_∞ sampled-data controller design problem for nonlinear systems in Takagi - Sugeno fuzzy form with singular perturbation. The employed controller takes a state-feedback form. The design condition is represented in terms of linear matrix inequalities. A numerical examples is included to show the effectiveness of the theoretical development.

Key Words : Takagi - Sugeno fuzzy model, singular perturbation, \mathcal{H}_∞ sampled-data control, state feedback

1. 서 론

섭동(perturbation)은 안정된 궤적상의 운동상태에 미소한 충격을 가해 운동상태가 교란되는 현상이다. 섭동이론은 천왕성궤도의 이상을 새로운 행성을 이용하여 설명하기 위한 시도에서 도입되었다. 이후 섭동이론은 복잡한 시스템의 동적현상을 근사적으로 서술하는데 효과적으로 활용되었다[1]. 제어이론 관점에서의 섭동은 일반적으로 모델을 선형화하는 과정에서 예측하기 어려운 동특성을 일컫는다. 이러한 동특성을 배제한 시스템의 모델링은 고급제어 시스템의 성능을 기대할 수 없게 하는 요소 중의 하나이다. 따라서 최근 제어이론 학계는 섭동, 특히 특이섭동에 관한 연구에 집중하였다.

특이섭동 시스템은 상태변수의 시간 스케일이 상대적으로 빠른 모드(fast mode)와 느린 모드(slow mode)가 동시에 존재하는 동적시스템이다. 특이섭동 현상은 도립진자 시스템의 관성모멘트(inertia)[2], 터널다이오드 회로의 기생(parasitic) 인덕턴스 등 비선형시스템에서도 관찰된다[3]. 선형시스템에서의 특이섭동은 다수 연구되었으며[4-7], 비선형시스템, 특히 특이섭동 타카기 - 수게노(T-S) 퍼지모델의 제어에 관련된 연구도 수행되고 있다[8-10].

많은 제어응용분야에서 플랜트로의 외란(disturbance)의 유입은 빈번하다. 외란의 영향을 억제하는 강인제어 기법 중, \mathcal{H}_∞ 제어는 외란이 성능출력(performance output)에 미치는 영향의 정

도의 상한을 보장하는 제어기법이다. 특히 선형행렬부등식(linear matrix inequality) 형태의 설계조건을 제시한 \mathcal{H}_∞ 제어기 합성 기법이 많이 연구되었고, 이후 선형 특이섭동 시스템 [11], 비표준 특이섭동 시스템 [12], 퍼지 특이섭동 시스템 [13] 등, \mathcal{H}_∞ 제어기의 후속연구가 발표되었다.

연속시간뿐만 아니라 이산시간 시스템에 관한 안정도분석 연구도 수행되었다. 한편, 제어환경의 디지털화에 따라, 샘플치(sampled-data) 제어 [14,15] 및 추정 [16,17] 기법은 매우 효과적인 방법론으로 인식된다. 즉, 마이크로컨트롤러, 디지털컴퓨터를 활용하여 제어기 구현을 용이하게 하며, 개발시간을 절감케 하는 장점이 있다. 참고문헌 [18,19]에서 강인 \mathcal{H}_∞ 샘플치 제어에 관한 연구가 진행되었지만, 선형 시스템이라는 한계가 있다. 이러한 샘플치 제어 및 추정 기법의 장점에도 불구하고, 특이섭동을 포함한 T-S 퍼지모델의 강인 \mathcal{H}_∞ 샘플치 제어에 관한 연구는 미진한 상황이다[20].

본 논문은 특이섭동을 포함한 비선형시스템의 \mathcal{H}_∞ 샘플치 제어기 설계기법을 논한다. 비선형시스템은 T-S 퍼지모델 형태로 표현됨을 가정한다. 제어기 설계조건은 리아푸노프(Lyapunov) 안정도 이론을 기반으로 유도되며, 선형행렬부등식으로 표현된다.

표기의 간략함을 위하여 연속시간 신호 $x(t)$ 와 샘플치 신호 $x(kT)$ 를 x 와 x_k 로 표기한다. *는 대칭행렬의 전치요소를 나타내고, $\text{He}\{X\} := X + X^T$ 로 정의한다.

2. 사전 지식

2.1 T-S 퍼지 모델

다음의 특이섭동 T-S 퍼지모델을 고려하자.

† Corresponding Author : Dept. of Electronic Engineering, Inha University, Incheon, Korea.
E-mail: mylchi@inha.ac.kr
* Dept. of Electronic Engineering, Inha University, Incheon, Korea
Received : April 28, 2016; Accepted : August 18, 2016

$$\begin{cases} E\dot{x} = \sum_{i=1}^r \theta_i(z)(A_i x + B_i u + w) \\ y = \sum_{i=1}^r \theta_i(z)C_i x \end{cases} \quad (1)$$

여기서 $x \in \mathbb{R}^n$ 는 상태, $u \in \mathbb{R}^m$ 는 입력, $w \in \mathbb{R}^n$ 는 외란, $y \in \mathbb{R}^p$ 는 출력이다. 행렬

$$E = \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & \varepsilon I \end{bmatrix}$$

에서 $\varepsilon \in \mathbb{R}_{>0}$ 는 고속모드와 저속모드의 분리도를 나타낸다. 전반 부변수 $z = (z_1, \dots, z_q) \in \mathbb{R}^q$ 는 y 의 단사함수이다. i 번째 규칙의 발화도 θ_i 는 다음과 같이

$$\theta_i(z) := \frac{\prod_{j=1}^q \Gamma_j^i(z_j)}{\sum_{i=1}^r \left(\prod_{j=1}^q \Gamma_j^i(z_j) \right)} \in \mathbb{R}_{[0,1]}$$

로 정의되며, $\sum_{i=1}^r \theta_i = 1$ 을 만족한다. 여기서 $\Gamma_j^i(z_j)$ 는 z_j 가 i 번째 규칙의 j 번째 퍼지집합 Γ_j^i 에 대한 소속도를 나타낸다.

2.2 샘플치 제어기

시간구간 $t \in [kT, kT + T)$ 에 대하여 다음의 상태궤환 샘플치 제어기를 도입하자.

$$u_{kT} = \sum_{i=1}^r \theta_i(z_{kT})K_i x_{kT} \quad (2)$$

여기서 $T \in \mathbb{R}_{>0}$ 는 샘플링주기이며 K_i 는 설계할 제어기 이득이다.

변수 $\tilde{x} := x - x_{kT}$ 를 정의하자. 시스템 (1)과 (2)로부터 페루프 시스템

$$E\dot{\tilde{x}} = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \theta_i(z)\theta_j(z_{kT})(A_i \tilde{x} + B_i K_j x_{kT} + w) \quad (3)$$

이 표현된다.

본 논문의 주요결과의 증명을 위하여 다음의 보조정리들을 상기하자.

보조정리 1: 적절한 차원의 임의의 행렬 R 에 대하여, 다음 관계식

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left\{ T \int_{t-T}^t \int_s^t \dot{x}^T(\tau) R \dot{x}(\tau) d\tau ds \right\} \\ = T^2 \dot{x}^T R \dot{x} - T \int_{t-T}^t \dot{x}^T(\tau) R \dot{x}(\tau) d\tau \end{aligned}$$

이 성립한다.

증명: 변수 $z_3 \in \mathcal{C}^2$ 에 대하여 위상변수들 $z_1 := \dot{z}_2$, $z_2 := \dot{z}_3$ 를 정의하면, 다음 식

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \int_{t-a}^t \int_s^t z_2(\tau) d\tau ds &= \frac{d}{dt} \left\{ \int_{t-a}^t z_2(t) - z_2(s) ds \right\} \\ &= \frac{d}{dt} \{ a z_2(t) - (z_3(t) - z_3(t-a)) \} \\ &= a z_1(t) - (z_2(t) - z_2(t-a)) \\ &= a z_1(t) - \int_{t-a}^t z_1(\tau) d\tau \end{aligned}$$

이 성립한다. 변수들을 $z_1 = T \dot{x}^T R \dot{x}$, $a = T$ 로 치환하면 증명된다.

보조정리 2([21]): 적절한 차원의 임의의 벡터 x 와 행렬 $R = R^T > 0$, 그리고 상수 $t_0, t_f \in \mathbb{R}_{\geq 0}$ 에 대하여, 다음의 부등식

$$\begin{aligned} \left(\int_{t_0}^{t_f} x(\tau) d\tau \right)^T R \left(\int_{t_0}^{t_f} x(\tau) d\tau \right) \\ \leq (t_f - t_0) \int_{t_0}^{t_f} x^T(\tau) R x(\tau) d\tau \end{aligned}$$

이 성립한다.

3. 강인 \mathcal{H}_∞ 제어기 설계

정의 1: 페루프시스템 (3)의 강제응답이 주어진 감쇠상수 $\gamma \in \mathbb{R}_{>0}$ 에 대하여 다음의 조건을 만족하면

$$\mathcal{P} := \frac{\int_0^{t_f} x^T W x d\tau}{\int_0^{t_f} w^T H w d\tau} < \gamma^2 \quad (4)$$

(3)은 강인 γ - \mathcal{H}_∞ 외란감쇠 성능을 보장한다. 여기서 $W = W^T > 0$ 와 $H = H^T > 0$ 는 가중(weighting) 행렬이다.

정리 1: 적절한 상수 $\{c_1, c_2, c_3\}$ 에 대하여, 다음의 선형행렬부등식을 만족하는 $N, M_j, Q = Q^T > 0, Y = Y^T > 0, U = U^T > 0, O = O^T > 0$ 가 존재하면

$$\begin{bmatrix} \left(\begin{array}{c} Q \\ + \text{He} \{ N^T A_i^T + M_j^T B_i^T \} \\ \left(\begin{array}{c} Q + N^T A_i^T \\ c_1(A_i N + B_i M_j) \end{array} \right) \\ U - N^T E \\ + c_2(A_i N + B_i M_j) \\ N^T \\ + c_3(A_i N + B_i M_j) \end{array} \right) & * \\ * & \left(\begin{array}{c} Q - Y \\ + c_1 \text{He} \{ N^T A_i^T \} \\ U \\ - c_1 N^T E \\ + c_2 A_i N \\ c_1 N^T \\ + c_3 A_i N \end{array} \right) \\ * & * \\ * & * \\ \left(\begin{array}{c} T^2 Y \\ - c_2 \text{He} \{ N^T E \} \\ c_2 N^T \\ - c_3 E N \end{array} \right) & \left(\begin{array}{c} * \\ * \\ -\gamma^2 O \\ + c_3 \text{He} \{ N \} \end{array} \right) \end{bmatrix} < 0 \quad (5)$$

샘플치 제어기 (2)는 외란을 동반한 특이섭동 T-S 퍼지모델 (1)을 강인 γ - \mathcal{H}_∞ 외란감쇠 안정화한다.

증명: 간결한 논의를 전개하기 위하여, 표기법

$$A_K(z, z_{kT}) := \sum_{i,j=1}^r \theta_i(z)\theta_j(z_{kT})(A_i + B_i K_j)$$

$$A(z) := \sum_{i=1}^r \theta_i(z)A_i$$

을 정의하면, (3)은 다음과 같이 표현된다.

$$0 = A_K(z, z_{kT})x_{kT} + A(z)\tilde{x} - E\dot{x} + w$$

동역학 (3)의 안정도를 증명하기 위하여, 리아푸노프 함수 후보

$$V(x) := x^T P x + T \int_{t-T}^t \int_s^t \dot{x}^T(\tau) R \dot{x}(\tau) \tau s$$

를 도입하자. 여기서 $P = P^T \succ 0$ 이고 $R = R^T \succ 0$ 이다. 보조정리 1을 이용하여 (1)의 동역학의 궤적을 따른 $V(x)$ 의 시간에 대한 미분은 다음과 같다.

$$\dot{V}(x) = \text{He} \left\{ \dot{x}^T P x \right\} + T^2 \dot{x}^T R \dot{x} - T \int_{t-T}^t \dot{x}^T(\tau) R \dot{x}(\tau) d\tau \quad (6)$$

\tilde{x} 의 성질

$$x = x_{kT} + \int_{kT}^t \dot{x}(\tau) d\tau \Rightarrow \tilde{x} = \int_{kT}^t \dot{x}(\tau) d\tau$$

로부터 다음의 식

$$0 = -\tilde{x}^T R \tilde{x} + \left(\int_{kT}^t \dot{x}(\tau) d\tau \right)^T R \left(\int_{kT}^t \dot{x}(\tau) d\tau \right)$$

은 자명하다. 위의 식과 보조정리 2를 (6)에 적용하면 아래의 부등식

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &\leq \text{He} \left\{ \dot{x}^T P x \right\} + T^2 \dot{x}^T R \dot{x} \\ &\quad - T \int_{t-T}^t \dot{x}^T(\tau) R \dot{x}(\tau) d\tau - \tilde{x}^T R \tilde{x} \\ &\quad + (t - kT) \int_{t-T}^t \dot{x}^T(\tau) R \dot{x}(\tau) d\tau \quad (7) \\ &\leq \text{He} \left\{ \dot{x}^T P (x_{kT} + \tilde{x}) \right\} + T^2 \dot{x}^T R \dot{x} - \tilde{x}^T R \tilde{x} \\ &= \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & * & * \\ 0 & -R & * \\ P & P & T^2 R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

을 유도할 수 있다. 또한 (3)으로부터, 호환가능한 차원의 임의의 비특이행렬 N_1^{-1} 와 임의의 $c_1, c_2 \in \mathbb{R}$ 에 대하여 다음의 식

$$\begin{aligned} &\text{He} \left\{ (A_k(z, z_{kT})x_{kT} + A(z)\tilde{x} - E\dot{x} + w)^T \right. \\ &\quad \left. \times (N^{-1}x_{kT} + c_1 N^{-1}\tilde{x} + c_2 N^{-1}\dot{x} + c_3 N^{-1}w) \right\} = 0 \\ &\Leftrightarrow \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \\ w \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} \text{He} \left\{ A_k(z, z_{kT})^T N^{-1} \right\} & * \\ \begin{pmatrix} A(z)^T N^{-1} \\ +c_1 N^{-T} A_k(z, z_{kT}) \\ -EN^{-1} \\ +c_2 N^{-T} A_k(z, z_{kT}) \\ N^{-1} \\ +c_3 N^{-T} A_k(z, z_{kT}) \end{pmatrix} & c_1 \text{He} \left\{ A(z)^T N^{-1} \right\} \\ * & \begin{pmatrix} -c_1 EN^{-1} \\ +c_2 N^{-T} A(z) \\ c_1 N^{-1} \\ +c_3 N^{-T} A(z) \end{pmatrix} \\ * & * \\ -c_2 \text{He} \left\{ EN^{-1} \right\} & * \\ c_2 N^{-1} - c_3 N^{-T} E & c_3 \text{He} \left\{ N^{-1} \right\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \\ w \end{bmatrix} = 0 \quad (8) \end{aligned}$$

이 성립함을 알 수 있다. (8)을 (7)에 대입하면 다음의 부등식을 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &\leq \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \\ w \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \text{He} \left\{ A_k(z, z_{kT})^T N^{-1} \right\} \\ \begin{pmatrix} A(z)^T N^{-1} \\ +c_1 N^{-T} A_k(z, z_{kT}) \\ P - EN^{-1} \\ +c_2 N^{-T} A_k(z, z_{kT}) \\ N^{-1} \\ +c_3 N^{-T} A_k(z, z_{kT}) \end{pmatrix} \\ * \\ * \\ * \\ * \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \\ w \end{bmatrix} \\ &\quad \begin{pmatrix} * \\ -R \\ c_1 \text{He} \left\{ A(z)^T N^{-1} \right\} \\ \begin{pmatrix} P - c_1 EN^{-1} \\ +c_2 N^{-T} A(z) \\ c_1 N^{-1} \\ +c_3 N^{-T} A(z) \end{pmatrix} \\ * \\ * \end{pmatrix} \begin{pmatrix} * \\ T^2 R \\ -c_2 \text{He} \left\{ EN^{-1} \right\} \\ c_2 N^{-1} - c_3 N^{-T} E \\ * \\ * \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \\ w \end{bmatrix} \quad (9) \end{aligned}$$

리아푸노프 함수 (9)가 (3)의 궤적을 따른 모든 (x, w) 에 대하여 해밀턴-자코비-벨만(Hamilton - Jacobi - Bellman) 부등식

$$\dot{V}(x) + x^T W x - \gamma^2 w^T H w < 0 \quad (10)$$

을 만족함을 가정하자. 양변에 시간구간 $[0, t_f]$ 에 대하여 적분을 취하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} &\int_0^{t_f} x^T W x d\tau - \gamma^2 \int_0^{t_f} w^T H w d\tau \\ &\quad < V(x(0)) - V(x(t_f)) \leq V(x(0)) \end{aligned}$$

초기값 $x(0) = 0$ 에 대하여 다음은 자명하다.

$$\int_0^T x^T W x d\tau - \gamma^2 \int_0^T w^T H w d\tau < 0$$

이는 (4)와 같다. 이제 (10)은 다음과 같이 재구성할 수 있다.

그러나 위의 제어기는 샘플치를 궤환하는 연속시간 제어기의 형태로 완전한 의미의 샘플지 제어기는 아니다.

참고 2: 행렬방정식 (8)을 이용하여 유도된 설계조건 보다는

$$\text{He} \left\{ (A_k(z, z_{kT})x_{kT} + A(z)\tilde{x} - E\dot{\tilde{x}} + w)^T \times (N_1x_{kT} + c_1N_2\tilde{x} + c_2N_3\dot{\tilde{x}} + c_3N_4w) \right\} = 0$$

와 같이 적절한 차원의 행렬 N_1, N_2, N_3, N_4 을 포함한 일반화된 행렬방정식을 도입하여 유도된 설계조건이 보다 완화될 것임을 예상할 수 있다. 그러나 이 경우 선형행렬부등식을 유도할 수 없다. 대신 이중선형(bilinear)부등식을 반복적으로 풀어 설계조건을 해를 구할 수 있다. 하지만 이것에 의하여 다시, 설계조건이 완화되었다는 보장을 할 수 없으며 수치적 계산부하가 증가할 것이다.

참고 3: 정리 1에서 유도한 제어기 설계조건은 ε 을 포함하고, ε 은 페루프 시스템의 안정도와 밀접한 관련이 있다. 특히 ε 이 매우 작을 경우 (5)의 타당성(feasibility)이 잘 보장되지 않는다. 참고문헌 [29]는 $\varepsilon=0$ 인 경우의 안정도를 조사하고 이것을 보존하는 적절한 $\varepsilon^* \in \mathbb{R}_{>0}$ 이 존재함을 증명함으로써 연속시간 T-S 퍼지모델에 대하여 ε 에 독립적인 안정도 조건을 선형행렬부등식의 형태로 제시하였다. 그러나 이 결과는 임의의 ε 에 대하여 독립적인 안정도 조건을 제시한 것은 아니다.

3. 모의실험

제안된 기법의 효용성을 검증하기 위하여 다음의 파라미터로 구성되는 (1)형태의 T-S 퍼지모델을 고려하자.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -1 & 2 \\ 2 & -1 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_1 = C_2 = [1 \quad 0]$$

$$\varepsilon = 0.01, \quad \theta_i = \begin{cases} \frac{1}{1 + e^{-x_1}}, & \text{for } i = 1; \\ 1 - \theta_1, & \text{otherwise} \end{cases}$$

$c_1 = c_2 = c_3 = 0.05$ 로 정하고, $\gamma = 0.5$, $T = 0.01$ 로 선정하자. 정리

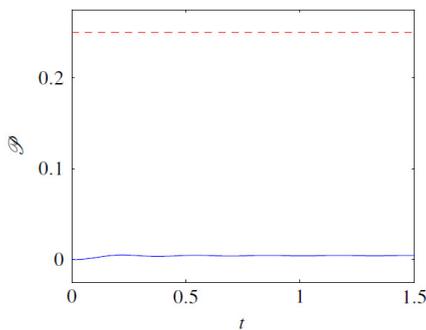


그림 1 외란감쇠 성능. (청색-실선: $\frac{\int_0^t x^T W x d\tau}{\int_0^t w^T H w d\tau}$, 적색-꺾선: γ^2)

Fig. 1 Disturbance attenuation performance. (blue-solid: $\frac{\int_0^t x^T W x d\tau}{\int_0^t w^T H w d\tau}$, red-dashed: γ^2)

1에 의하여

$$K_1 = K_2 = [-64.2429 \quad -13.9183]$$

와 같은 제어이득을 구할 수 있다. 모의실험을 위하여 초기상태

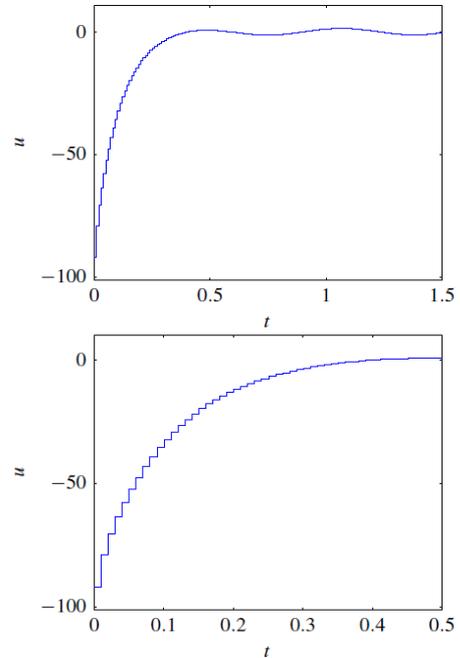


그림 2 제어입력과 확대한 그림.

Fig. 2 Control input and expanded illustration.

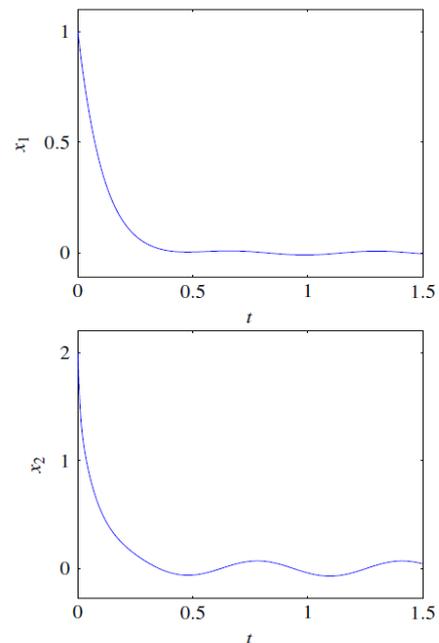


그림 3 시간응답.

Fig. 3 Time response.

를 $x(0) = (1, 2)$, 유입된 외란 $w = (0.1 \cos(10t), 0.1 \sin(10t))$ 로 선정한다. 그림 1은 모의실험에서 비-영 초기조건을 고려했음에도 불구하고 정리 1의 γ - \mathcal{H}_∞ 외란감쇠 성능을 만족함을 보인다. 그림 2는 제어입력, 그림 3은 폐루프시스템의 시간응답을 나타낸다.

4. 결 론

본 논문은 특이섭동을 포함한 T-S 퍼지모델의 샘플치 \mathcal{H}_∞ 제어기 설계기법을 논하였다. 리아푸노프 함수와 추가적인 항등식을 이용하여 폐루프시스템의 점근적 안정도 조건을 개발하였다. 제안한 제어기는 γ - \mathcal{H}_∞ 외란감쇠 성능을 보장하도록 설계되었다. 모의실험을 통하여 제안된 기법의 효용성을 보였다.

감사의 글

이 논문은 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. NRF-2014R1A2A2A01005664).

References

- [1] W. D. McComb, "The physics of fluid turbulence," Chem. Phys., vol. 1, 1990.
- [2] W. Assawinchaichote and S. K. Nguang, " \mathcal{H}_∞ fuzzy control design for nonlinear singularly perturbed systems with pole placement constraints: an LMI approach," IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, vol. 34, pp. 579-588, 2004.
- [3] W. Assawinchaichote, S. K. Nguang, and P. Shi, " H_∞ output feedback control design for uncertain fuzzy singularly perturbed systems: an LMI approach," Automatica, vol. 40, pp. 2147-2152, 2004.
- [4] M. Suzuki and M. Miura, "Stabilizing feedback controllers for singularly perturbed linear constant systems," IEEE Trans. Autom. Control, vol. 21, pp. 123-124, 1976.
- [5] J. O'Reilly, "Full-order observers for a class of singularly perturbed linear time-varying systems," Int. J. Control, vol. 30, pp. 745-756, 1979.
- [6] Z. H. Shao and M. E. Sawan, "Robust stability of singularly perturbed systems," Int. J. Control, vol. 58, pp. 1469-1476, 1993.
- [7] T. Grodt and Z. Gajic, "The recursive reduced-order numerical solution of the singularly perturbed matrix differential Riccati equation," IEEE Trans. Autom. Control, vol. 33, pp. 751-754, 1988.
- [8] W. Assawinchaichote and S. K. Nguang, "Fuzzy observer-based controller design for singularly perturbed nonlinear systems: An LMI approach," Proc. of the 41th IEEE Conf. on Decision and Control, vol. 2, pp. 2165-2170, 2002.
- [9] T. H. S. Li and K. J. Lin, "Composite fuzzy control of nonlinear singularly perturbed systems," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 15, pp. 176-187, 2007.
- [10] M. H. Asemani and V. J. Majd, "A robust H_∞ non-pdc design scheme for singularly perturbed T-S fuzzy systems with immeasurable state variables," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 23, pp. 525-541, 2015.
- [11] E. Fridman, "Near-optimal H_∞ control of linear singularly perturbed systems," IEEE Trans. Autom. Control, vol. 41, no. 2, pp. 236-240, 1996.
- [12] W. Tan, T. Leung, and Q. Tu, " H_∞ control for singularly perturbed systems," Automatica, vol. 34, no. 2, pp. 255-260, 1998.
- [13] H. Liu, F. Sun, and Y. Hu, " H_∞ control for fuzzy singularly perturbed systems," Fuzzy Sets Syst., vol. 155, no. 2, pp. 272-291, 2005.
- [14] D. W. Kim and H. J. Lee, "Direct discrete-time design approach to robust \mathcal{H}_∞ sampled-data observer-based output-feedback fuzzy control," Int. J. Syst. Sci., vol. 47, pp. 1-15, 2015.
- [15] H. J. Lee and D. W. Kim, "Performance -recoverable intelligent digital redesign for fuzzy tracking controllers," Inform. Sci., vol. 326, pp. 350-367, 2016.
- [16] S. C. Jee and H. J. Lee, "Sampled-data $\mathcal{H}_1\mathcal{H}_\infty$ fault detection and isolation for nonlinear systems in T-S form: An approximate model approach," Fuzzy Sets Syst., 2016.
- [17] S. C. Jee, H. J. Lee, and D. W. Kim, "Detecting sensor fault for nonlinear systems in T-S form under sampled-data measurement: exact direct discrete-time design approach," Int. J. Control Autom. Syst., vol. 14, no. 2, pp. 1-9, 2016.
- [18] E. Fridman, "Robust sampled-data control of linear singularly perturbed systems," in Proceedings of the 44th IEEE conference on decision and control, 2005, pp. 4324-4329.
- [19] E. Fridman, "Robust H_∞ sampled-data control of linear singularly perturbed systems," IEEE Trans. Autom. Control, vol. 51, no. 3, pp. 470-475, 2006.
- [20] J. H. Moon, J. J. Lee and H. J. Lee, "Sampled-Data Controller Design for Nonlinear Systems Including Singular Perturbation in Takagi-Sugeno Form," Journal of Korean Institute of Intelligent Systems, vol. 26, pp. 050-055, 2016.
- [21] K. Gu, "An integral inequality in the stability problem of time-delay systems," in Proc. of the 39th IEEE Conf. on Decision and Control, 2000, pp. 2805-2810.
- [22] B.-S. Chen, C.-S. Tseng, and H.-J. Uang, "Robustness

design of nonlinear dynamic systems via fuzzy linear control,” IEEE Trans. FuzzySyst., vol. 7, no.5, pp. 571-585, 1999.

- [23] K. Tanaka, T. Ikeda, and H. O. Wang, “Fuzzy regulators and fuzzy observers: relaxed stability conditions and LMI-based designs,” IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 6, pp. 250-265, 1998
- [24] D. W. Kim and H. J. Lee, “Comments on “T-S fuzzy model-based robust H_{∞} design for networked control systems with uncertainties,” IEEE Trans. Ind. Informat., vol. 5, no. 4, p. 507, 2009.
- [25] H. K. Lam, H. Li, C. Deters, E. L. Secco, H. A. Wurdemann, and K. Althoefer, “Control design for interval type-2 fuzzy systems under imperfect premise matching,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, pp. 956-968, 2014.
- [26] W.-J. Chang, C.-P. Kuo, and C.-C. Ku, “Intelligent fuzzy control with imperfect premise matching concept for complex nonlinear multiplicative noised systems,” Neurocomputing, vol. 154, pp. 276-283, 2015.
- [27] D. Zhang and Q.-L. Han, “ H_{∞} control design for network-based T-S fuzzy systems with asynchronous constraints on membership functions,” IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 2584-2589, 2011.
- [28] H. K. Lam and W. K. Ling, “Sampled-data fuzzy controller for continuous nonlinear systems,” IET Control Theory Appl., vol. 2, no. 1, pp. 32-39, 2008.
- [29] H. Liu, F. Sun, and Z. Sun, “Stability analysis and synthesis of fuzzy singularly perturbed systems,” IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 13, no. 2, pp. 273-284, Apr 2005.

저 자 소 개



강 형 빈(Hyoung Bin Kang)

2016년 인하대 전자공학과 졸업. 2016년~현재 동 대학원 석사. 관심분야는 특이섭동 시스템, 퍼지제어, 비선형 샘플치 제어



문 지 현(Ji Hyun Moon)

2012년 인하대 전자공학과 졸업. 2014년 동 대학원 석사. 2014년~현재 동 대학원 박사. 관심분야는 퍼지제어, 디지털 재설계, 다개체 시스템



이 호 재(Ho Jae Lee)

1998년 연세대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 석사. 2004년 동 대학원 박사. 2005년 University of Houston, Houston, Tx, USA 방문조교수. 2006년~현재 인하대학교 전자공학과 부교수. 관심분야는 비선형 샘플치 제어, 편대비행 제어, 디지털 재설계