



특이섭동을 포함한 타카기 – 수게노 형태의 비선형 시스템을 위한 새로운 샘플치 제어기의 설계기법 제안

Sampled-Data Controller Design for Nonlinear Systems Including Singular Perturbation in Takagi–Sugeno Form

문지현* · 이재준* · 이호재†

Ji Hyun Moon, Jaejun Lee, and Ho Jae Lee†

*인하대학교 전자공학과

†Department of Electronic Engineering, Inha University

요약

본 논문은 특이섭동을 포함한 비선형 시스템을 위한 샘플치 제어 기법을 논한다. 비선형 시스템은 타카기–수게노(Takagi–Sugeno: T–S) 퍼지모델 형태로 표현됨을 가정한다. 새로운 리아푸노프 함수와 추가적인 항등식을 이용하여 선형행렬부등식 형태의 샘플치 페루프 T–S 퍼지시스템의 점근적 안정도 조건을 제시한다. 분석결과에 대한 몇 가지 논의점을 언급한다. 모의실험에 의하여 제안된 기법의 타당성을 보인다.

키워드 : T–S 퍼지 시스템, 특이 섭동, 샘플치 제어, 선형행렬부등식

Abstract

This paper discusses a sampled-data controller design problem for nonlinear systems including singular perturbation. The concerned system is assumed to be modeled in Takagi–Sugeno (T–S) form. By introducing a novel Lyapunov function and an identity equation, the stability of the sampled-data closed-loop dynamics of the singularly perturbed T–S fuzzy system is analyzed. The design condition is represented in terms of linear matrix inequalities. A few discussions on the development are made that propose future research topics. Numerical simulation shows the effectiveness of the proposed method.

Key Words : Takagi–Sugeno (T–S) fuzzy systems, Singular perturbation, Sampled-data control, Linear matrix inequality

Received: Oct. 13, 2015

Revised : Jan. 22, 2016

Accepted: Feb. 11, 2016

†Corresponding author

mylchi@inha.ac.kr

1. 서론

특이섭동 시스템은 시간 스케일이 상대적으로 빠른 상태변수(빠른 모드(fast mode))와 느린 상태변수(느린 모드(slow mode))가 동시에 존재하는 동적시스템을 일컫는다. 특이섭동은 원래 유체역학등에서 근사해 계산에 활용되는 응용수학적 연산기법이었으나 Sannuti와 Kokotović가 최적제어문제에서 발생하는 리카티(Riccati) 미분방정식의 근사해를 구하는 문제에 적용하여 제어이론 연구에 처음 도입하는 업적을 이룬 후 [1], 많은 후속연구가 발표되었다. [2]는 시간지연을 고려한 시스템의 연구를 발표하였다.

특이섭동은 비선형 시스템에서도 많이 나타난다. 몇 가지 예를 설명하면, 독립진자 시스템의 구동에 사용되는 직류전동기의 관성모멘트(inertia)는 독립진자의 그것에 비하여 상대적으로 매우 작아 무시할 수 있다. 이 경우 빠른 모드와 느린 모드의 2개의 하위시스템으로 나눌 수 있다 [3]. 또한 기생(parasitic) 인덕턴스를 포함한 터널다이오드 회로도 특이섭동 시스템으로 모델링 된다 [4]. 이외에도 고이득 궤환시스템의 동역학이 특이섭동형 모델로 표현된다. 참고문헌 [5]에서는 특이섭동법에 의한 비행체 자동착륙 유도제어 알고리즘을 제안하였다.

타카기–수게노(Takagi–Sugeno: T–S) 퍼지모델은 비선형 시스템의 제어에 매우 효과적인 기법으로 알려져 있다 [6]. 이것은 퍼지규칙의 후반부가 시스템의 국부적인 선형 입/출력 관계로 표현되는 IF-THEN 규칙들의 비선형 결합에 의하여 시스템의 전역적 동특성을

이 논문은 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. NRF–2014R1A2A2A010 05664)

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.

표현하는 방법으로 복잡한 비선형 시스템의 해석적 모델링에 매우 효과적이며 제어기의 구조가 단순하여 설계가 용이하다는데 있다. 또한 제어입력의 계산부하가 여타 비선형 제어 방법론에 비하여 상대적으로 적다는 장점을 보인다 [7]. T-S 퍼지모델을 위한 다양한 형태의 제어기설계 연구가 수행되었으나 [8, 9] 특이섭동을 고려한 T-S 퍼지모델의 연구는 매우 적다 [10]. 특히 제어환경의 디지털화에 따라 샘플치 제어 기법이 매우 효과적인 방법론임에도 불구하고 [6, 11] 특이섭동을 포함한 T-S 퍼지모델의 샘플치 제어기 설계기법 개발에 관한 연구가 미진한 상황이다.

본 논문은 특이섭동을 포함한 비선형 시스템을 위한 샘플치 제어 기법을 논한다. 비선형 시스템은 T-S 퍼지모델 형태로 표현됨을 가정한다. 새로운 리아푸노프 함수와 추가적인 항등식을 이용하여 선형행렬부등식 형태의 샘플치 페루프 T-S 퍼지시스템의 점근적 안정도 조건을 제시한다. 분석결과에 대한 몇 가지 논의점을 언급한다. 모의실험에 의하여 제안된 기법의 효용성을 보인다.

2. 사전 지식

동역학이 다음의 퍼지규칙

$$R^i : \text{IF } z_1 \text{ is about } \Gamma_1^i \text{ and } \dots \text{ and } z_p \text{ is about } \Gamma_p^i \\ \text{THEN } \begin{cases} \dot{x}_1 = A_{i,11}x_1 + A_{i,12}x_2 + B_{i,1}u \\ \varepsilon \dot{x}_2 = A_{i,21}x_1 + A_{i,22}x_2 + B_{i,2}u \end{cases}$$

에 의하여 추론되는 T-S 퍼지모델로 표현가능한 특이섭동 시스템을 고려하자. 여기서 $x = (x_1, x_2) \in \mathbb{R}^n$ 는 상태변수, $u \in \mathbb{R}^m$ 는 제어입력이고, $i \in \{1, 2, \dots, r\} =: \mathcal{I}_R$ 이다. $z_j, j \in \{1, 2, \dots, p\} =: \mathcal{I}_P$ 는 전반부 변수이며 Γ_j^i 는 i 번째 규칙에서 j 번째 전반부변수의 퍼지집합이다. $A_{i,11}, A_{i,12}, A_{i,21}, A_{i,22}, B_{i,1}, B_{i,2}$ 는 각각 적절한 차원의 시스템행렬, 입력행렬의 분할행렬들이다. 또한 $\varepsilon \in \mathbb{R}_{>0}$ 은 특이섭동 과라미터이며 이것은 느린 모드와 빠른 모드를 분리하는 정도를 나타낸다. 싱글톤 퍼지화, 곱셈추론, 중심값 평균 비퍼지화에 의하여 전역 동특성은 아래와 같이 표현된다.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^r \theta_i(z) \left(\begin{bmatrix} A_{i,11} & A_{i,12} \\ A_{i,21} & A_{i,22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{i,1} \\ B_{i,2} \end{bmatrix} u \right) \\ =: \sum_{i=1}^r \theta_i(z) (A_i x + B_i u) \quad (1)$$

여기서

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

이고, $z := (z_1, \dots, z_h) \in \mathbb{R}^p$ 에 대하여

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

는 $\sum_{i=1}^r \theta_i = 1$ 을 만족한다. 여기서 $\Gamma_j^i(z_j)$ 는 z_j 의 Γ_j^i 에 대한 소속도를 나타낸다.

특이섭동시스템 (1)을 제어하기 위하여, 시간구간 $[kT, kT + T), k \in \mathbb{R}_{\geq 0}$ 에 대하여 다음 형태의

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

샘플치 제어기를 고려하자. 페루프 시스템은 다음과 같이 구성된다.

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

$\tilde{x} := x - x_{kT}$ 로 정의하면 (3)은 다음과 같이

$$E \dot{x} = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \theta_i(z) \theta_j(z_{kT}) (A_i + B_i K_j) x_{kT} \\ + \sum_{i=1}^r \theta_i(z) A_i \tilde{x} \quad (4)$$

재구성할 수 있다.

3. 주요 결과

보조정리 1(12): 적절한 차원의 임의의 벡터 x 와 행렬 $P = P^T \succ 0$, 그리고 상수 $t_0, t_f \in \mathbb{R}_{\geq 0}$ 에 대하여, 다음의 부등식이 성립한다.

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

다음과 같은 리아푸노프(Lyapunov) 함수후보를 도입하자.

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

여기서 $P = P^T \succ 0$ 이고 $R = R^T \succ 0$ 이다. 동역학 (3)의 궤적을 따라 계산한 V 의 시간에 대한 미분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{x}^T P x + x^T P \dot{x} \\ &+ T^2 \dot{x}^T R \dot{x} - T \int_{t-T}^t \dot{x}^T(\tau) R \dot{x}(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (5)$$

이에 대한 자세한 유도는 부록에 있다. 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

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

은 자명하다. 이것과 보조정리 1을 (5)에 적용하면, 다음과 같이

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \dot{x}^T P x + x^T P \dot{x} \\ &+ T^2 \dot{x}^T R \dot{x} - T \int_{t-T}^t \dot{x}^T(\tau) R \dot{x}(\tau) d\tau - \tilde{x}^T R \tilde{x} \\ &+ (t - kT) \int_{t-T}^t \dot{x}^T(\tau) R \dot{x}(\tau) d\tau \\ &\leq \dot{x}^T P (x_{kT} + \tilde{x}) + (x_{kT} + \tilde{x})^T P \dot{x} + T^2 \dot{x}^T R \dot{x} \\ &\quad - \tilde{x}^T R \tilde{x} \\ &= \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & 0 & P \\ 0 & -R & P \\ P & P & T^2 R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

부등식의 관계가 성립함을 알 수 있다.

표기를 간단히 하기 위하여 다음과 같이 정의하면

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

(4)로부터

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

이므로 적절한 비특이행렬 $N \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 과 $c_1, c_2 \in \mathbb{R}$ 에 대하여

$$\begin{aligned} &(A_K(z, z_{kT}) x_{kT} + A(z) \tilde{x} - E \dot{x})^T \\ &\quad \times (N x_{kT} + c_1 N \tilde{x} + c_2 N \dot{x}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ (N x_{kT} + c_1 N \tilde{x} + c_2 N \dot{x})^T \\ &\quad \times (A_K(z, z_{kT}) x_{kT} + A(z) \tilde{x} - E \dot{x}) = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

이 성립한다. 따라서 (7)은 다음과 동가이다.

$$\begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \text{He} \{ A_K(z, z_{kT})^T N \} \\ A(z)^T N + c_1 N^T A_K(z, z_{kT}) \\ -EN + c_2 N^T A_K(z, z_{kT}) \\ * & * \\ c_1 \text{He} \{ A(z)^T N \} & * \\ -c_1 EN + c_2 N^T A(z) & -c_2 \text{He} \{ EN \} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \end{bmatrix} = 0$$

이것을 (6)에 대입하면

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \text{He} \{ A_K(z, z_{kT})^T N \} \\ A(z)^T N + c_1 N^T A_K(z, z_{kT}) \\ P - EN + c_2 N^T A_K(z, z_{kT}) \\ * & * \\ -R + c_1 \text{He} \{ A(z)^T N \} & * \\ P - c_1 EN + c_2 N^T A(z) & T^2 R - c_2 \text{He} \{ EN \} \end{bmatrix} \\ &\quad \times \begin{bmatrix} x_{kT} \\ \tilde{x} \\ \dot{x} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

의 부등식을 유도할 수 있다.

정리 1: 적절한 상수 c_1, c_2 에 대하여, 다음의 선형행렬부 등식을 만족하는 $S, M_i, X = X^T \succ 0, Y = Y^T \succ 0$ 가 존재하면 샘플치 제어기 (2)는 특이점동 T-S 퍼지시스템 (1)을 점근적으로 안정화한다.

$$\begin{bmatrix} \text{He} \{ S^T A_i^T + M_j^T B_i^T \} & * \\ S^T A_i^T + c_1 (A_i S + B_i M_j) & -Y + c_1 \text{He} \{ S^T A_i^T \} \\ X - S^T E + c_2 (A_i S + B_i M_j) & X - c_1 S^T E + c_2 A_i S \\ * & * \\ * & * \\ T^2 Y - c_2 \text{He} \{ S^T E \} \end{bmatrix} \prec 0, \quad (i, j) \in \mathcal{I}_R \times \mathcal{I}_R \quad (9)$$

증명 다음의 행렬부등식

$$\begin{aligned} &\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \theta_i(z) \theta_j(z_{kT}) \begin{bmatrix} \text{He} \{ (A_i + B_i K_j)^T N \} \\ A_i^T N + c_1 N^T (A_i + B_i K_j) \\ P - EN + c_2 N^T (A_i + B_i K_j) \\ * & * \\ -R + c_1 \text{He} \{ A_i^T N \} & * \\ P - c_1 EN + c_2 N^T A_i & T^2 R - c_2 \text{He} \{ EN \} \end{bmatrix} \prec 0 \end{aligned} \quad (10)$$

이 참이면 (8)의 우변은 임의의 $(x_{kT}, \tilde{x}, \dot{x}) \in \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^n$ 에 대하여 음한정이다. 따라서 \dot{V} 은 음한정이며 (3)은 점근적으로 안정하다. 행렬부등식 (10)은 행렬변수에 대하여 선형이 아니다. 행렬 $\text{diag} \{ N^{-1}, N^{-1}, N^{-1} \}$ 로 합동변환하고,

$N^{-1} = S, K_j N^{-1} = M_j, N^{-T} P N^{-1} = X, N^{-T} R N^{-1} = Y$ 로 치환하면 (9)를 유도할 수 있다.

참고 1: 행렬부등식 (10)은

$$\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \theta_i(z) \theta_j(z) \Upsilon_{ij} = \begin{bmatrix} \theta_1(z)I \\ \vdots \\ \theta_r(z)I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Upsilon_{11} & \cdots & \Upsilon_{1r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Upsilon_{r1} & \cdots & \Upsilon_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1(z)I \\ \vdots \\ \theta_r(z)I \end{bmatrix} < 0$$

의 형태가 아닌

$$\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \theta_i(z) \theta_j(z_{kT}) \Upsilon_{ij} = \begin{bmatrix} \theta_1(z)I \\ \vdots \\ \theta_r(z)I \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Upsilon_{11} & \cdots & \Upsilon_{1r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Upsilon_{r1} & \cdots & \Upsilon_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1(z_{kT})I \\ \vdots \\ \theta_r(z_{kT})I \end{bmatrix} < 0$$

의 형태로 주어지므로 부정확 전반부 정합(imperfect premise matching)의 문제점을 내포한다 [13,14]. 따라서 퍼지모델기반 제어기 설계조건을 완화할 수 없다. 이 문제점을 해결하기 위해서는 관련 참고문헌에서 도입하였듯이

$$\theta_i(z) \leq \gamma \theta_i(z_{kT}), \quad \gamma \in \mathbb{R}_{(0,1]}$$

형태의 가정을 도입할 수 있으나, 이 조건 또한 설계조건 보수화의 요소로 작용할 수 있다.

다른 방안으로 (4)를 다음의 동역학

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

으로 재구성하여 설계조건을 유도하면 부정확 전반부 정합(imperfect premise matching)의 문제점을 해결할 수 있다. 여기서

$$\mathcal{E}(z, z_{kT}) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \theta_i(z) (\theta_j(z_{kT}) - \theta_j(z)) \times (A_i + B_i K_j) x_{kT}$$

이다. 많은 경우에 사상들 $x \rightarrow z, z \rightarrow \theta_i$ 이 립슈츠(Lipschitz)이다 [15]. 이것을 가정으로 도입하면 사상 $x \rightarrow \theta_i$ 도 x 에 대한 립슈츠 비선형함수로 다룰 수 있으므로 [11] 유사한 설계조건을 유도할 수 있다.

참고 3: 선형행렬부등식에서 C_1, C_2 를 변수로 간주하는 경우, 설계조건은 더 이상 선형행렬부등식이 아니다. 따라서 C_1, C_2 를 사전에 적절히 선정해야 한다. 이것들은 다행히 스

칼라변수이므로 이분법(bisection method)을 사용하면 어렵지 않게 선정할 수 있다.

참고 4: 정리 1에서 유도한 제어기 설계조건은 ε 을 포함하며, 이 상수는 페루프 시스템의 안정도와 밀접히 관련된다. 특히 ε 이 매우 작은 값인 경우 (9)의 타당성(feasibility)이 잘 보장되지 않는다. 참고문헌 [16]은 연속시간 T-S 퍼지시스템에 대하여 ε 에 독립적인 안정도 조건을 선형행렬부등식의 형태로 제시하였다. 즉 $\varepsilon = 0$ 인 경우의 안정도를 조사하고 이것을 보존하는 적절한 $\varepsilon^* \in \mathbb{R}_{>0}$ 이 존재함을 증명하였다. 그러나 이 결과는 임의의 ε 에 대하여 독립적인 안정도 조건을 제시한 것은 아니다.

4. 수치적 예제

제안한 기법의 효용성을 보이기 위하여 다음의 파라미터로 구성되는 (1) 형태의 2-규칙 T-S 퍼지모델을 고려하자.

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

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \varepsilon = 0.01$$

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

샘플치 제어기 (2)의 샘플링 주기를 $T = 0.02$ 로 선정하자. 이제 $c_1 = 0.05, c_2 = 0.05$ 로 선정하고 정리 1의 선형행렬부등식을 풀면

$$S = \begin{bmatrix} 6.7556 & 0.3157 \\ -34.8752 & 32.9473 \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} 9.8453 & -3.0783 \\ -3.0783 & 2.4517 \end{bmatrix}$$

$$Y = \begin{bmatrix} 207.9050 & -42.1749 \\ -42.1749 & 43.0205 \end{bmatrix}$$

$$M_1 = [-269.8101 \quad -268.2412]$$

$$M_2 = [-269.8101 \quad -268.2412]$$

의 해를 구하여 다음의 샘플치 제어이득을 설계한다.

$$K_1 = [-78.1057 \quad -7.3932]$$

$$K_2 = [-78.1057 \quad -7.3932]$$

초기상태를 $x(0) = (1, 1)$ 로 선정한다. 그림 1은 페루프시스템의 시간응답을 보이며 상태가 영-평형점으로 점근적으로 수렴함을 알 수 있다.

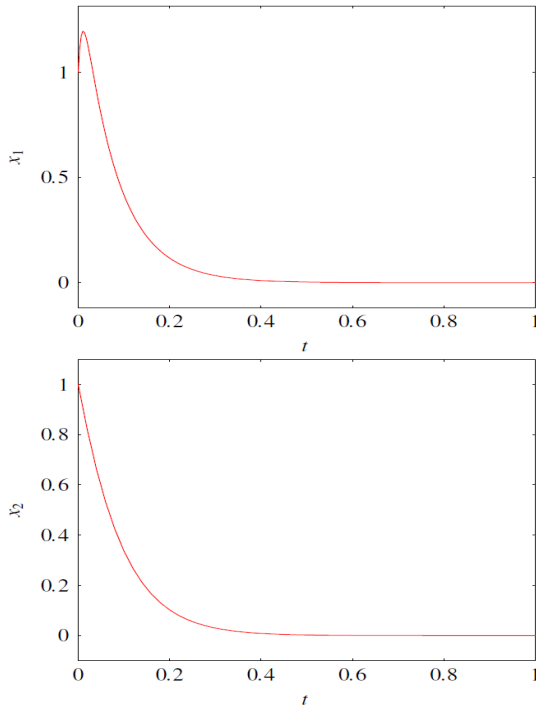


그림 1. 시간 응답
Fig. 1. Time response

5. 결론

본 논문은 특이섭동을 포함한 T-S 퍼지시스템의 샘플치 제어기 설계기법을 논하였다. 새로운 리아푸노프 함수와 추가적인 항등식을 이용하여 페루프시스템의 점근적 안정도 조건을 분석하였다. 제어기 설계조건은 선형행렬부등식의 형태로 유도되었으며 모의실험에서 제안된 기법의 효용성을 입증하였다.

부록

$z_3 \in \mathcal{C}^2$ 에 대하여, $\frac{d}{dt} z_3 =: z_2$, $\frac{d}{dt} z_2 =: z_1$ 를 정의하면

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

의 관계가 성립한다. 이제 다음 함수

$$T \int_{t-T}^t \int_s^t \dot{x}^T(\tau) R \dot{x}(\tau) d\tau ds$$

의 시간에 대한 미분은 $z_1 = T \dot{x}^T R \dot{x}$, $a = T$ 인 경우를 고려하면

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

로 유도할 수 있다.

감사의 글

본 연구에 도움을 주신 구근범 박사에게 감사를 포함합니다.

References

- [1] P. Sannuti and P. V. Kokotović, "Near optimum design of linear systems by a singular perturbation method," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 14, no. 1, pp. 15-21, 1969.
- [2] B. S. Kim, "Stabilizing Controller Design for Time-delay Singularly Perturbed Systems by H_∞ Norm and Lambert W Function," *Transactions of the Korea Institute of Electrical Engineers*, vol. 62, no. 8, pp. 1144-1150, 2013.
- [3] W. Assawinchaichote and S. Nguang, " H_∞ fuzzy control design for nonlinear singularly perturbed systems with pole placement constraints: an LMI approach," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B*, vol. 34, no. 1, pp. 579-588, Feb 2004.
- [4] 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, no. 12, pp. 2147-2152, 2004.
- [5] C. K. Ha and H. S. Choi, "Design of autoland guidance and control algorithm using singular perturbation," *Journal of Control, Automation and Systems Engineering*, vol. 11, no. 8, pp. 726-732, 2005.
- [6] D. W. Kim and H. J. Lee, "Direct discrete-time design approach to robust H_∞ sampled-data observer-based output-feedback fuzzy control," *Int. J. Syst. Sci.*, pp.

1-15, Apr 2015.

[7] S. W. Jun, D. W. Kim, and H. J. Lee, "Design of T-S Fuzzy-Model-Based Controller for Control of Autonomous Underwater Vehicles," *Journal of Korean Institute of Intelligent System*, vol. 21, no. 3, pp. 302-306, 2011.

[8] D. W. Kim and H. J. Lee, "Stability connection between sampled-data fuzzy control systems with quantization and their approximate discrete-time model," *Automatica*, vol. 45, pp. 1518-1523, 2009.

[9] 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, pp. 251-260, 2010.

[10] S. H. Yoo and B. J. Choi, "An H_∞ Output Feedback Control for Singularly Perturbed Fuzzy Systems," *Korean Institute of Intelligent Systems*, vol. 14, no. 3, pp. 316-323, 2004.

[11] H. J. Lee and D. W. Kim, "Performance recoverable intelligent digital redesign for fuzzy tracking controllers," *Information Sciences*, vol. 326, pp. 350-367, 2016.

[12] K. Gu, "An integral inequality in the stability problem of time-delay systems," in *Proceedings of the 39th IEEE conference on decision and control*, 2000, pp. 2805-2810.

[13] 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, no. 2, pp. 956-968, Feb 2014.

[14] 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, Apr 2015.

[15] D. Zhang and Q.-L. Han, " H_∞ control design for network-based T-S fuzzy systems with asynchronous constraints on membership functions," in *IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, VIC, 2011, pp. 2548-2549.

[16] 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



문지현(Ji Hyun Moon)

2012년 : 인하대학교 전자공학부 (공학사)

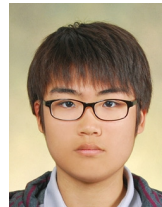
2014년 : 인하대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)

2014년~현재 : 동 대학원 전자공학과 박사과정

관심분야 : 퍼지제어, 디지털 재설계, 다개체 시스템

Phone : +82-32-860-7425

E-mail : moonjh87@inha.edu



이재준(JaeJun Lee)

현재 : 인하대학교 전자공학과 학사과정

관심분야 : 퍼지제어, 비선형 제어

Phone : +82-32-860-7425

E-mail : wowns1821@hanmail.net



이호재(Ho Jae Lee)

1998년 : 연세대학교 전기공학과 (공학사)

2000년 : 연세대학교 전기컴퓨터공학과 (공학석사)

2004년 : 동대학원 전기전자 공학과 (공학박사)

2005년 : University of Houston, Houston, Tx, USA 방문조교수

2006년~현재 : 인하대학교 전자공학과 부교수

관심분야 : 비선형 샘플치 제어, 편대비행 제어, 디지털 재설계

Phone : +82-32-860-7425

E-mail : mylchi@inha.ac.kr