시변 지연이 있는 비선형 시스템에 대한 H_∞ 퍼지 강인제어기 설계

김택룡*, 박진배*, 주영훈**
* 연세대학교 전기전자공학과 ** 군산대학교 전자정보공학부

Static Output Feedback Robust H_∞ Fuzzy Control of Nonlinear Systems with Time-Varying Delay

Taek Ryong Kim*, Jin Bae Park*, and Young Hoon Joo**
* Yonsei University ** Kunsan National University

Abstract - In this paper, a robust H_∞ stabilization problem to a uncertain fuzzy systems with time-varying delay via static output feedback is investigated. The Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy model is employed to represent an uncertain nonlinear systems with time-varying delayed state. Using a single Lyapunov function, the globally asymptotic stability and disturbance attenuation of the closed-loop fuzzy control system are discussed. Sufficient conditions for the existence of robust H_∞ controllers are given in terms of linear matrix inequalities.

Key Words : Time-varying Delay, Uncertain, Static Output Feedback, Fuzzy, Linear Matrix Inequality

1. 서 론

산업 현장에서 널리 쓰이는 대부분의 시스템은 강한 비선형성과 불확실성을 가지고 있다. 더불어 이를 제어할 때에 대부분은 어느 정도의 시변 지연이 발생 하게 된다. 따라서 이런 비선형성과 불확실성, 그리고 시변 지연의 상황에서 시스템을 제어하기 위한 많은 연구가 진행되어져 왔다. 그 중에서 퍼지 제어는 실제로 매우 복잡하고 불확실한 시스템을 제어하는데 성공적인 결과를 거두었다. 특히 시스템의 모델이 불확실하면 할수록 더 복잡할수록 퍼지 제어는 더욱 그 가치를 발휘한다.

시변 지연을 가진 선형 시스템을 강인 제어하는 논문은 많이 있다. 그러나 비선형 시스템에 대해서는 극히 드물다. 그것은 비선형 시스템의 복잡한 시스템 특성에 기인한다. 따라서 이런 복잡한 시변 지연의 비선형 시스템을 다루기 위해서 퍼지 기법을 도입한 논문이 몇 편 있다.

Cao는 [2]에서 처음으로 시변 지연이 있는 비선형 시스템을 Takagi-Sugeno (T-S) 퍼지 모델로 표현하고 그에 대한 안정도 분석을 하였다. 이를 바탕으로 Lee는 H_∞의미에서의 강인제어 기법을 동적 출력 궤한 제어기를 통해 달성하는 방법을 [3]에서 제시하였다. 그러나 이 논문에서는 비선형 행렬 부등식을 풀어야 하므로 제어기의 설계가 매우 복잡하다. Lo는 [1]에서 퍼지 기법을 이용하여 비선형 시스템을 H_∞의미에서 정적 출력 궤한 제어기를 통해 강인 제어하는 방법을 제시하였다. 이때 시스템을 안정화시키는 충분조건으로 제시된 것은 선형 행렬 부등식이다. 따라서 제어기의 설계 문제는 현재의 컨백스 알고리즘으로 쉽게 풀리질 수 있다.

본 논문에서는 [1]에서 제시한 방법을 시변 지연이 있는 시스템으로 확장한다. 즉 시변 지연을 가지는 비선형 시스템을 한정된 에너지를 가지는 외란이 있는 상황에서 H_∞의미에서 강인 제어하기 위한 퍼지 제어기를 설계한다. 먼저 비선형 시스템을 T-S 퍼지 모델로 표현한다. 그리고 PDC (Parallel Distributed Compensation) 기법을 사용하여 T-S 퍼지 모델을 제어하기 위한 퍼지 정적 출력 궤한 제어기를 설계한다. 하나의 Lyapunov 함수를 정하고 Lyapunov-Krasovskii 이론을 이용하여 폐루프 시스템이 안정하기 위한 충분조건을 양선형 행렬 부등식으로 제시한다. 그리고 이것을 동질성 변환법 (Similarity Transform)과 합동 변환법 (Congruence Transform)을 이용하여 선형 행렬 부등식의 형태로 바꾼다. 연속시간 시스템을 대상으로 이론을 전개하나 제시된 방법은 이산시간 시스템에도 쉽게 적용되어질 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 문제 설정을 하고 3장에서 연속시간 시스템에 대한 H_∞ 퍼지 제어기 설계를 다룬다. 그리고 4장에서 결론을 내린다.

2. 문제 설정

T-S 퍼지 모델은 일반적으로 비선형 시스템의 범용 근산자로 알려져 있다. 따라서 다음 T-S 퍼지 모델로 표현 되어지는 시간 지연을 가지는 비선형 시스템에 대해서 고려한다.

Plant Rule i

IF $z_1(t)$ is M_{i1} and $\cdots$ and $z_n(t)$ is M_{in}
THEN

$$\begin{aligned}
\dot{x}(t) &= (A_i+\Delta A(t))x(t)+(A_{di}+\Delta A_d(t))x(t-d(t)) \\
&\quad +(B_{1i}+\Delta B_1(t))w(t)+(B_{2i}+\Delta B_2(t))u(t) \\
z(t) &= (C_i+\Delta C(t))x(t)+(C_{di}+\Delta C_d(t))x(t-d(t)) \\
&\quad +(D_{1i}+\Delta D_1(t))w(t)+(D_{2i}+\Delta D_2(t))u(t) \\
y(t) &= Ex(t), \qquad\qquad i=1,\cdots,r \\
x(t) &= 0, \qquad\qquad t\le 0.
\end{aligned} \tag{1}$$

여기서 $z(t)=(z_1(t),\cdots,z_n(t))$는 상태 변수 $x\in R^n$와 관계

되는 입력 변수들이며, $w(t)\in R^q$는 한정된 에너지를 가진 외란, $u(t)\in R^q$는 제어 입력 벡터, $M_{i1},\cdots,M_{in}$은 입력 퍼지 집합, $(A_i, A_{di}, B_{1i}, B_{2i}, C_i, C_{di}, D_{1i}, D_{2i})$는 적절한 치수를 가진 상수 행렬들이다. 시변 지연을 나타내는 $d(t)$는 다음을 만족한다고 가정 한다:

$$0\le d(t)<\infty,\quad \dot{d}(t)\le\beta<1. \tag{2}$$

모델의 불확실성을 나타내는 시변 행렬 $(\Delta A(t),\Delta A_d(t),\Delta B_1(t),\Delta B_2(t),\Delta C(t),\Delta C_d(t),\Delta D_1(t),\Delta D_2(t))$은 다음과 같이 정의 된다 [1]:

$$\begin{pmatrix}\Delta A(t) & \Delta A_d(t) & \Delta B_1(t) & \Delta B_2(t)\\ \Delta C(t) & \Delta C_d(t) & \Delta D_1(t) & \Delta D_2(t)\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}M\Delta(t) & (N_1\ N_2\ N_3\ N_4)\\ M_z\Delta_z(t) & (N_{z1}\ N_{z2}\ N_{z3}\ N_{z4})\end{pmatrix}.$$

여기서 $(M, M_z, N_1, N_2, N_3, N_4, N_{z1}, N_{z2}, N_{z3}, N_{z4})$는 알려진 적절한 치수를 가진 상수 행렬들이며, (Δ,Δ_z)는 Lebesgue-measurable 요소를 가지는 다음을 만족하는 시변 행렬이다: $\Delta'(t)\Delta(t)\le I,\quad \Delta_z'(t)\Delta_z(t)\le I.$

Remark 1: [1]에서 설명한 것처럼 퍼지 모델 (1)은 원래의 비선형 시스템을 포함한다.

퍼지 모델 (1)의 최종 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t)&=\sum_{i=1}^{r}\mu_i(z(t))[(A_i+\Delta A(t))x(t)+(A_{di}+\Delta A_d(t))x(t-d(t))\\&\qquad+(B_{1i}+\Delta B_1(t))w(t)+(B_{2i}+\Delta B_2(t))u(t)]\\ z(t)&=\sum_{i=1}^{r}\mu_i(z(t))[(C_i+\Delta C(t))x(t)+(C_{di}+\Delta C_d(t))x(t-d(t))\\&\qquad+(D_{1i}+\Delta D_1(t))w(t)+(D_{2i}+\Delta D_2(t))u(t)]\\ y(t)&=Ex(t)\end{aligned} \tag{3}$$

여기서 $\mu_i(z(t))=\dfrac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^{r}w_i(z(t))}$, $w_i(z(t))=\prod_{k=1}^{n}M_{ik}(z(t))$이다.

PDC 기법을 이용한 정적 출력 궤한 퍼지 제어기의 최종 출력 형태는 다음과 같다:

$$u(t)=\sum_{i=1}^{r}\mu_i(z(t))K_iy(t) \tag{4}$$

여기서 K_i는 결정되어져야 하는 각 퍼지 룰의 국부 이득이다. 표현의 간편성을 위해서 앞으로 μ_i는 $\mu_i(z(t))$를 나타내며, 시변행렬에서 연속 시간을 나타내는 인자 t는 생략한다.

퍼지 제어기 (4)를 (3)에 대입함으로써 폐루프 시스템을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t)&=[A_\mu+B_{2\mu}K_\mu E+M\Delta(N_1+N_4K_\mu E)]x(t)\\&\quad+(A_{d\mu}+M\Delta N_2)x(t-d(t))+(B_{1\mu}+M\Delta N_3)w(t)\\ z(t)&=[C_\mu+D_{2\mu}K_\mu E+M_z\Delta_z(N_{z1}+N_{z4}K_\mu E)]x(t)\\&\quad+(C_{d\mu}+M_z\Delta_zN_{z2})x(t-d(t))+(D_{1\mu}+M_z\Delta_zN_{z3})w(t)\\ y(t)&=Ex(t)\end{aligned} \tag{5}$$

여기서 $Y_\mu=\sum_{i=1}^{r}\mu_iY_i$, $Y_i\in\{A_i, A_{di}, B_{1i}, B_{2i}, C_i, C_{di}, D_{1i}, D_{2i}\}$이다.

본 논문에서 고려하는 H∞ 의미에서의 강인 제어는 다음을 의미한다.

$$\int_0^\infty z'(\tau)z(\tau)d\tau<\gamma^2\int_0^\infty w'(\tau)w(\tau)d\tau \tag{6}$$

정의 1 : H∞ 퍼지 제어기

1) 시스템 (1), (3)을 외란 $w(t)$가 존재하는 상황에서도 안정하게 한다.

2) 주어진 γ에 대하여 초기조건이 0인 상황에서 폐루프 시스템 (5)가 (6)를 만족하도록 해야 한다.

3. 연속시간 모델에 대한 H∞ 퍼지 제어기 설계

이 장에서는 시변 지연이 있는 비선형 시스템을 제어하기 위한 정의 1을 만족하는 H∞ 퍼지 제어기 설계를 고려한다. 제어기를 설계하는 방식은 이산시간 시스템에 대해서도 쉽게 적용되어질 수 있다. 그러나 여기에서는 연속시간에 대해서만 고려한다. 정리 1에서 증명의 결과로 나오는 것은 흔히 정적 출력 궤한 안정화 문제에서 일어나는 양선형 행렬 부등식이다. 즉 현재의 컨백스 알고리즘으로는 풀려질 수 없으며, 따라서 더 많은 작업이 요구된다.

정리 1 : 주어진 $\gamma>0$에 대하여 만약 다음 부등식을 만족하는 양한정 대칭 행렬 P, S와 K_j가 존재한다면 시스템 (1)은 H∞ 의미에서 강인하게 안정화 되어 질수 있다. 즉 (4)는 정의 1을 만족하는 H∞ 퍼지 제어기이다.

$$\begin{cases}M_{ii}<0, & i=1,\cdots,r\\ \dfrac{1}{r-1}M_{ii}+\dfrac{1}{2}(M_{ij}+M_{ji})<0, & 1\le i\ne j\le r\end{cases} \tag{7}$$

$$M_{ij}=\begin{bmatrix}
\Phi_{ij} & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * & *\\
A'_{di}P & -S & * & * & * & * & * & * & * & * & * & *\\
B'_{1i}P & 0 & -\gamma^2 I & * & * & * & * & * & * & * & * & *\\
\Gamma_{ij} & C_{di} & D_{1i} & -I & * & * & * & * & * & * & * & *\\
\varepsilon_1M'P & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_1 I & * & * & * & * & * & * & *\\
\Psi_j & N_2 & N_3 & 0 & 0 & -\varepsilon_1 I & * & * & * & * & * & *\\
0 & 0 & 0 & \varepsilon_2M & 0 & 0 & -\varepsilon_2 I & * & * & * & * & *\\
\Psi_{zj} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_2 I & * & * & * & *\\
0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_3M & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_3 I & * & * & *\\
N_{z2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_3 I & * & *\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_4M & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_4 I & *\\
N_{z3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_4 I
\end{bmatrix}$$

여기서 $\Phi_{ij}=A'_iP+EK_jB_{2i}P+PA_i+PB_{2i}K_jE+\frac{1}{1-\beta}S$, $\Gamma_{ij}=C_i+D_{2i}K_jE$, $\Psi_j=N_1+N_4K_jE$, $\Psi_{zj}=N_{z1}+N_{z4}K_jE$ 이다.

증 명 : 여백의 부족으로 증명은 생략함. [1]을 참고

식 (7)은 앞에서 말한 바와 같이 현재의 컨백스 알고리즘으로는 풀 수 없는 양선형 행렬 부등식이다. 따라서 이를 선형 행렬 부등식으로 바꾸는 작업이 필요하다. 여기에서는 [1]에서 제시된 방법과 유사하게 동질성 변환법과 합동 변환법을 통해 (7)을 선형 행렬 부등식 형태로 바꾼다.

먼저 새로운 상태 변수를 다음과 같이 정의 한다: $x=T\bar{x}$. 그러면 폐루프 시스템 (5)는 다음과 같이 변환 된다.

$$\dot{\tilde{x}}=[\tilde{A}_{\mu}+\tilde{B}_{2\mu}K_{\mu}\tilde{E}+\tilde{M}\Delta(\tilde{N}_1+N_4K_{\mu}\tilde{E})]\tilde{x}+(\tilde{A}_{d\mu}+\tilde{M}\Delta\tilde{N}_2)\tilde{x}(t-d(t))+(\tilde{B}_{1\mu}+\tilde{M}\Delta N_3)u(t)$$

$$z=[\tilde{C}_{\mu}+D_{2\mu}K_{\mu}\tilde{E}+M_z\Delta_z(\tilde{N}_{z1}+N_{z4}K_{\mu}\tilde{E})]\tilde{x}+(\tilde{C}_{d\mu}+M_z\Delta_z\tilde{N}_{z2})\tilde{x}(t-d(t))+(D_{1\mu}+M_z\Delta_zN_{z3})u(t) \quad (8)$$

여기서 변환된 시스템의 행렬들은 다음과 같이 정의 되어진다. $\tilde{A}_{\mu}=T^{-1}A_{\mu}T$, $\tilde{B}_{2\mu}=T^{-1}B_{2\mu}$, $\tilde{A}_{d\mu}=T^{-1}A_{d\mu}T$, $\tilde{B}_{1\mu}=T^{-1}B_{1\mu}$, $\tilde{C}_{\mu}=C_{\mu}T$, $\tilde{C}_{d\mu}=C_{d\mu}T$, $\tilde{E}=ET$, $\tilde{M}=T^{-1}M$, $\tilde{N}_1=N_1T$, $\tilde{N}_2=N_2T$, $\tilde{N}_{z1}=N_{z1}T$, $\tilde{N}_{z2}=N_{z2}T$.

$Q=P^{-1}$를 다음과 같이 두자.

$$Q_{n\times n}=\begin{bmatrix} Q_{1p\times p} & 0 \\ 0 & Q_2 \end{bmatrix}$$

변환 행렬 T는 다음 식을 만족하도록 정의 된다:

$$\tilde{E}=ET=[I_p\ 0]$$

즉 $T=[E(EE')^{-1}|_{n-p}\ ortc(E)]$이다. 여기서 $ortc(E)$은 E의 직교여공간의 벡터들을 뜻한다.

정리 1을 식 (8)에 적용시키면 (8)을 안정화시키는 충분조건은 다음과 같이 된다.

$$\begin{cases} \tilde{M}_{ii}<0, & i=1,\cdots,r \\ \dfrac{1}{r-1}\tilde{M}_{ii}+\dfrac{1}{2}(\tilde{M}_{ij}+\tilde{M}_{ji})<0, & 1\le i\ne j\le r \end{cases} \quad (9)$$

$$\tilde{M}_{ij}=\begin{bmatrix}
\tilde{\Phi}_{ii} & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * \\
\tilde{A}_{di}^{T}P & -S & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * \\
\tilde{B}_{1i}^{T}P & 0 & -\gamma^2 I & * & * & * & * & * & * & * & * & * \\
\tilde{\Gamma}_{ii} & \tilde{C}_{di} & D_{1i} & -I & * & * & * & * & * & * & * & * \\
\varepsilon_1\tilde{M}^{T}P & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_1 I & * & * & * & * & * & * & * \\
\tilde{\Psi}_i & \tilde{N}_2 & N_3 & 0 & 0 & -\varepsilon_1 I & * & * & * & * & * & * \\
0 & 0 & 0 & \varepsilon_2 M & 0 & 0 & -\varepsilon_2 I & * & * & * & * & * \\
\tilde{\Psi}_{zi} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_2 I & * & * & * & * \\
0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_3 M & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_3 I & * & * & * \\
\tilde{N}_{z2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_3 I & * & * \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_4 M & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_4 I & * \\
N_{z3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_4 I
\end{bmatrix}$$

$$\tilde{\Phi}_{ij}=\tilde{A}_i^{T}P+\tilde{E}^{T}K_j^{T}\tilde{B}_{2i}^{T}P+P\tilde{A}_i+P\tilde{B}_{2i}K_j\tilde{E}+\frac{1}{1-\beta}S,$$

$$\tilde{\Gamma}_{\mu}=\tilde{C}_i+D_{2i}K_j\tilde{E},\quad \tilde{\Psi}_j=\tilde{N}_1+N_4K_j\tilde{E},\quad \tilde{\Psi}_{zj}=\tilde{N}_{z1}+N_{z4}K_j\tilde{E}$$

$\Theta=\mathrm{diag}[Q\,Q\,I\,I\,I\,I\,I\,I\,I\,I\,I\,I]$를 정의하고 (9)의 양쪽에 곱하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{cases} \overline{M}_{ii}<0, & i=1,\cdots,r \\ \dfrac{1}{r-1}\overline{M}_{ii}+\dfrac{1}{2}(\overline{M}_{ij}+\overline{M}_{ji})<0, & 1\le i\ne j\le r \end{cases} \quad (10)$$

$\overline{M}_{ij}=\Theta\tilde{M}_{ij}\Theta$는 오른쪽 위에 나와 있다.

여기서 $\overline{\Phi}_{ij}=Q\tilde{A}_i^{T}+\begin{bmatrix}F_j^{T}\\0\end{bmatrix}\tilde{B}_{2i}^{T}+\tilde{A}_iQ+\tilde{B}_{2i}[F_j\ 0]+\frac{1}{1-\beta}X$, $\overline{\Gamma}_{ij}=\tilde{C}_iQ+D_{2i}[F_j\ 0]$, $\overline{\Psi}_j=\tilde{N}_1+N_4[F_j\ 0]$, $\overline{\Psi}_{zj}=\tilde{N}_{z1}+N_{z4}[F_j\ 0]$, $X=QSQ>0$, $F_j=K_jQ_1$이다.

Remark 2: X와 Q는 독립변수 이다.

Remark 3: 새로운 변수 $F_j=K_jQ_1$를 정의함으로써 (10)은 $(Q,X,F_j,\varepsilon_1,\varepsilon_2,\varepsilon_3,\varepsilon_4)$을 변수로 가지는 선형 행렬 부등식이다. 즉 현재 나와 있는 여러 컨백스 알고리즘 툴로써 (10)을 풀 수 있다.

$$\overline{M}_{ij}=\begin{bmatrix}
\overline{\Phi}_{ii} & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * \\
Q\tilde{A}_{di}^{T} & -X & * & * & * & * & * & * & * & * & * & * \\
B_{1i}^{T} & 0 & -\gamma^2 I & * & * & * & * & * & * & * & * & * \\
\overline{\Gamma}_{ii} & \tilde{C}_{di}Q & D_{1i} & -I & * & * & * & * & * & * & * & * \\
\varepsilon_1 M^{T} & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_1 I & * & * & * & * & * & * & * \\
\overline{\Psi}_i & \tilde{N}_2Q & N_3 & 0 & 0 & -\varepsilon_1 I & * & * & * & * & * & * \\
0 & 0 & 0 & \varepsilon_2 M & 0 & 0 & -\varepsilon_2 I & * & * & * & * & * \\
\overline{\Psi}_{zi} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_2 I & * & * & * & * \\
0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_3 M & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_3 I & * & * & * \\
\tilde{N}_{z2}Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_3 I & * & * \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon_4 M & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_4 I & * \\
N_{z3}Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\varepsilon_4 I
\end{bmatrix}$$

4. 결 론

본 논문에서는 시변 지연이 있는 비선형 시스템을 H_∞ 의미에서 강인 제어하는 것을 퍼지 제어 기법을 이용하여 제시하였다. 하나의 Lyapunov 함수를 정하고 Lyapunov-Krasovskii 이론을 이용하여 제어기 설계의 충분조건을 유도하였다. 최종적으로 나온 형태는 선형 행렬 부등식이다. 그러므로 현재의 컨백스 알고리즘으로 쉽게 제어기를 설계할 수 있다.

감사의 글: 이 논문은 2003년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-2003-041-D20212).

참 고 문 헌

[1] J. C. Lo and M. L. Lin, ''Robust H_∞ nonlinear control via fuzzy static output feedback,'' IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 50, no. 11, pp. 1494-1502, 2003.

[2] Y. Y. Cao and P. M. Frank, ''Analysis and synthesis of nonlinear time-delay systems via fuzzy control approach,'' IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 8, no. 2, pp. 200-211, 2000.

[3] K. R. Lee, J. H. Kim, E. T. Jeung, and H. B. Park, ''Output feedback robust H_∞ control of uncertain fuzzy dynamic systems with time-varying delay,'' IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 8, no. 6, pp. 657-664, 2000.

[4] H. J. Lee, J. B. Park, and G. Chen, ''Robust fuzzy control of nonlinear systems with parametric uncertainties,'' IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 9, no. 2, pp. 369-379, 2001.

[5] H. D. Tuan, P. Apkarain, T. Narikiyo, and Y. Yamamoto, "Parameterized linear matrix inequality techniques in fuzzy control system design," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 9, no. 2, pp. 324-332, 2001.

[6] Y. C. Chang, S. S. Chen, S. F. Su, and T. T. Lee, "Static output feedback stabilization for nonlinear interval time-delay systems via fuzzy control approach," Fuzzy Sets and Systems,. vol. 54, no. 6, pp. , 2004.