

미지의 시간지연을 갖는 비선형 시스템의 이산시간 퍼지 출력 궤환 제어

Discrete-Time Output Feedback Control of Nonlinear Systems with Unknown Time-Delay : Fuzzy Logic Approach

신 현 석, 김 은 태, 박 민 용
(Hyunseok Shin, Euntai Kim, and Mignon Park)

Abstract : A new discrete-time fuzzy output feedback control method for nonlinear systems with unknown time-delay is proposed. Ma *et al.* proposed an analysis and design method of fuzzy controller and observer and Cao *et al.* extend this result to be applicable for the nonlinear systems with known time-delay. For the case of unknown time-delay, we derive the sufficient condition for the asymptotic stability of the equilibrium point by applying Lyapunov-Krasovskii theorem and convert this condition into the LMI problem.

Keywords : T-S fuzzy system, time-delay, output feedback control, LMI

I. 서론

기존의 연구에 의하면, 만일 시스템의 상태변수 또는 입력 신호에 시간지연이 존재하는 경우에는 진동 또는 다른 성능의 저하를 야기할 수 있는 여러가지 현상들이 관측되며, 심지어 매우 작은 크기의 시간지연이 시스템을 불안정하게 만드는 경우도 있다는 것이 알려져 있다[5]. 그러므로 시간지연이 존재하는 비선형 시스템의 제어기 설계에 있어서 그 성능을 보장하기 위해서는 이러한 시간지연을 반드시 고려해야만 한다.

시간지연 시스템은 뉴트럴(neutral) 타입과 리타디드(retarded) 타입의 두 개의 그룹으로 나누어볼 수 있다[6]. 두 가지 타입 각각에 대하여 Lyapunov 방법의 일반화를 이용한 방법이 제안되어왔으며, 특히 2 차 Lyapunov-Krasovskii 범함수가 널리 사용되어왔다[10][11]. 예를 들어, Bliman 은 뉴트럴 타입과 리타디드 타입의 각각에 대하여 시간지연에 비종속인 안정성을 위한 조건을 제시하였고[6], Su 등은 불확실한 선형 시간지연 시스템에 대한 지연-종속 안정성을 위한 조건을 제시하였다[9].

반면, 퍼지논리는 비선형제어를 위한 강력한 도구로서 제어이론가들에게 많은 주목을 받아왔다. 다양한 퍼지모델 중에서 Takagi-Sugeno (T-S) 퍼지 시스템은 가장 널리 쓰여지고 있는 퍼지 제어시스템이다[7]. T-S 퍼지모델을 비선형시스템에 적용한 사례는 매우 많은 논문에서 찾아볼 수 있다[1][3][7][8][14]. T-S 퍼지모델에서는 각기 다른 상태공간영역에서의 국소 동역학이 선형모델로 나타나며 이론적 해석이 가능하다는 특징을 갖는다. T-S 퍼지모델에서 전체 시스템은 이러한 선형모델의 “퍼지혼합(fuzzy blending)”을 통하여 얻어지게 되며 상대적으로 적은 수의 규칙의 구현으로도 비선형성이 강한 함수를 표현할 수 있다[12].

최근들어 이러한 T-S 퍼지제어이론을 비선형 시간지연 시스템에 응용한 논문들이 발표되고 있다[1][2][3]. Cao 등은 연속시간과 이산시간의 경우에 대하여 시간지연시스템의 제어

를 위하여 퍼지 관측기를 설계하여 이에 기반한 병렬분산보상(PDC) 제어를 제안하였다[1]. Lee 등은 시간지연을 지닌 불확실한 퍼지 시스템을 위한 강인한 출력 피드백 H_{∞} 제어를 설계하는 알고리즘을 제안하였고[2], 최근에는 Zhang Yi 등이 불확실한 시간지연을 지닌 퍼지 시스템에 대하여 전역 지수적 안정성을 보장할 수 있는 조건을 유도하였다[3].

본 논문에서는 이산시간영역에서, 시간지연을 지닌 비선형 시스템을 위한 새로운 퍼지 제어기와 관측기의 해석 및 설계 방법을 제안한다. 실제적으로 시간지연을 정확히 측정한다는 것은 쉽지않은 일이므로 기존의 논문과는 달리 본 논문에서는 시간지연을 알려지지 않은 시변신호로 가정한다. 안정도 해석의 과정에서 시스템의 점근적 안정성을 위한 충분조건이 유도되며, 제어기와 관측기의 이득을 각각 극배치법에 의해 설계한 후 적용하여 유도된 충분조건을 선형행렬부등식(Linear matrix Inequality, LMI[13])의 문제로 변환하고, 이 선형행렬부등식의 해의 존재가 설계된 이득의 타당성을 보장함을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. □장에서는 비선형 시간지연 시스템의 T-S 퍼지모델을 위한 기초이론을 소개한다. 제안된 제어기와 관측기를 적용한 전체 폐루프 시스템의 안정도 해석이 □장에서 소개되며, □장에서는 모의실험을 통하여 제안된 방법의 유용성을 검증한다. 마지막으로 본 논문의 내용을 정리한 결론이 □장에서 주어진다.

표기 본 논문에서는 다음과 같은 표기방법을 사용하도록 한다. \mathbf{R} 은 실수집합이고, \mathbf{R}^n 은 n 차 유클리디안 공간이다. X 와 Y 가 대칭행렬일 때, $X \geq Y$ ($X > Y$)는 $X - Y$ 가 양의 반한정(양의 한정)임을 의미한다.

$C_{n,r} = C([-r, 0], \mathbf{R}^n)$ 는 구간 $[-r, 0]$ 을 고른 수렴의 위상기하로 \mathbf{R}^n 으로 사상하는 연속벡터함수로 이루어진 Banach 공간을 의미한다. 노름(norm)은 다음과 같이 쓰여진다. $\|\cdot\|$ 는 유클리디안 벡터노름이거나 유도행렬 2-노름이며, $\|\phi\|_c = \sup_{-r \leq t \leq 0} \|\phi(t)\|$ 는 함수 $\phi \in C_{n,r}$ 의 노름을 나타낸다.

나아가 $C_{n,r}^v = \{\phi \in C_{n,r} : \|\phi\|_c < v\}$ 로 정의된 집합을 $C_{n,r}^v$ 로 나타내며, 여기서 v 는 양의 실수이다.

II. T-S 퍼지 시스템

T-S 퍼지시스템은 일반적인 비선형시스템을 표현할 수 있다. 이 모델링방법에 의하여 이산시간 비선형 시간지연시스템을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

IF-THEN form

$$PR_i : \text{If } z_1(t) \text{ is } M_{i1} \text{ and } z_2(t) \text{ is } M_{i2}, \dots, z_p(t) \text{ is } M_{ip}$$

$$\text{Then } x(t+1) = A_i x(t) + A_{di} x(t-\tau) + B_i u(t) \quad (1)$$

$$y(t) = C_i x(t)$$

초기조건은 다음과 같다.

$$x(t_0 + \theta) = \phi(\theta), \quad \forall \theta \in [-\tau, 0], \quad (t_0, \phi) \in \mathbf{R}^+ \times C_r^v \quad (2)$$

여기서, $x(t) \in \mathbf{R}^n$ 은 상태변수, $z = [z_1, z_2, \dots, z_p]$ 는 측정 가능한 전진부 변수, $R_i (i=1,2,\dots,r)$ 은 i 번째 퍼지규칙, r 은 규칙의 수, $M_{i1}, M_{i2}, \dots, M_{ip}$ 은 퍼지변수들이다. 시간 지연 $\tau(t) \leq \tau_0$ 은 알려지지 않았지만 유계되어있다. $\phi(t)$ 은 초기 연속 함수이다. 위 퍼지 시스템의 출력은 다음과 같이 나타내어질 수 있다.

Input-Output form

$$x(t+1) = \frac{\sum_{i=1}^r w_i(z(t)) \{A_i x(t) + A_{di} x(t-\tau(t)) + B_i u(t)\}}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))} \quad (3)$$

$$= \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) [A_i x(t) + A_{di} x(t-\tau(t)) + B_i u(t)]$$

여기서,

$$w_i(z(t)) = \prod_{j=1}^p M_{ij}(z_j(t)), \quad \sum_{i=1}^r w_i(z(t)) > 0, \quad w_i(z(t)) > 0 \quad (4)$$

그리고,

$$h_i(z(t)) = \frac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(z(t))}, \quad h_i(z(t)) \geq 0, \quad \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) = 1 \quad (5)$$

$h_i(z(t))$ 은 퍼지 기저함수이다.

III. 퍼지 제어기와 관측기의 설계

[8]에서 퍼지관측기에 기반한 퍼지제어기가 제안되었으며 Cao 등은 이 결과를 확장하여 미지의 시간지연이 존재할 경우의 비선형시스템에 적용하였다[1]. 그러나, 시간지연은 일반적으로 알기가 매우 어려우며 이 사실은 Cao 의 제어기와 관측기를 실제적으로 적용하기 힘들다는 것을 의미한다.

그러므로, 이 장에서는 추정된 시간지연을 이용한 새로운 퍼지 피드백 제어기와 관측기를 제안한다. 제안된 퍼지 관측기는 다음과 같은 퍼지 규칙으로 표현되었다.

$$OR_i : \text{If } z_1(t) \text{ is } M_{i1} \text{ and } z_2(t) \text{ is } M_{i2}, \dots, z_p(t) \text{ is } M_{ip}$$

$$\text{Then } \hat{x}(t+1) = A_i \hat{x}(t) + A_{di} \hat{x}(t-\hat{\tau}(t)) + B_i u(t) \quad (6)$$

$$+ L_i (y(t) - \hat{y}(t))$$

$$\hat{y}(t) = C_i \hat{x}(t)$$

$\hat{\tau}(t)$ 은 단지 추정된 시간지연일뿐이며, 주어진 플랜트에 대하여 아무런 정보도 없다면 0 으로 간주할 수도 있다. 전체 퍼지 관측기는 다음과 같이 정리된다.

$$\hat{x}(t+1) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) [A_i \hat{x}(t) + A_{di} \hat{x}(t-\hat{\tau}(t)) + B_i u(t) + L_i (y(t) - \hat{y}(t))] \quad (7)$$

이때, $\hat{y}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) C_i \hat{x}(t)$.

같은 방식으로 관측된 상태변수에 의한 PDC 제어기는 다음과 같이 표현된다.

$$CR_i : \text{If } z_1(t) \text{ is } M_{i1} \text{ and } z_2(t) \text{ is } M_{i2}, \dots, z_p(t) \text{ is } M_{ip}$$

$$\text{Then } u_i(t) = -K_i \hat{x}(t) \quad (8)$$

$$\therefore u(t) = -\sum_{i=1}^r h_i(z(t)) K_i \hat{x}(t). \quad (9)$$

제안된 제어기와 관측기를 적용한 전체 폐루프 시스템은 다음과 같은 확장 상태 방정식으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} x(t+1) \\ \hat{x}(t+1) \end{bmatrix} = \sum_{j=1}^r \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) h_j(z(t)) \left\{ \begin{bmatrix} A_i & -B_i K_j \\ L_i C_j & A_i - B_i K_j - L_i C_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \hat{x}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_{di} & 0 \\ 0 & A_{di} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t-\tau) \\ \hat{x}(t-\hat{\tau}) \end{bmatrix} \right\} \quad (10)$$

$x - \hat{x} = \tilde{x}$ 로 정의하면, 폐루프 시스템은 다음과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$\xi(t+1) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z) h_j(z) \left\{ \bar{A}_{ij} \xi(t) + \bar{A}_{di1} \xi(t-\tau) + \bar{A}_{di2} \xi(t-\hat{\tau}) \right\} \quad (11)$$

이때, $\xi(t) = [x^T(t) \quad \tilde{x}^T(t)]^T$ 이다. 또한,

$$\bar{A}_{ij} = \begin{bmatrix} A_i - B_i K_j & B_i K_j \\ 0 & A_i - L_i C_j \end{bmatrix}, \quad \bar{A}_{di1} = \begin{bmatrix} A_{di} & 0 \\ A_{di} & 0 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$\bar{A}_{di2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -A_{di} & A_{di} \end{bmatrix}$$

(11)은 또한 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\xi(t+1) = \sum_{i=1}^r h_i^2(z) \left\{ \bar{A}_{ii} \xi(t) + \bar{A}_{di1} \xi(t-\tau) + \bar{A}_{di2} \xi(t-\hat{\tau}) \right\}$$

$$+ 2 \sum_{i < j \leq r} h_i(z) h_j(z) \left\{ \left(\frac{\bar{A}_{ij} + \bar{A}_{ji}}{2} \right) \xi(t) + \left(\frac{\bar{A}_{di1} + \bar{A}_{di1}}{2} \right) \xi(t-\tau) + \left(\frac{\bar{A}_{di2} + \bar{A}_{di2}}{2} \right) \xi(t-\hat{\tau}) \right\}$$

다음은 본 논문의 이론적 증명에 쓰일 보조정리이다.

보조정리 1[7] : $A \in \mathbf{R}^{m \times n}$, $B \in \mathbf{R}^{m \times n}$ 와 두 양의 한정인 행렬 $P \in \mathbf{R}^{m \times m}$, $Q \in \mathbf{R}^{m \times m}$ 에 대해서 만일,

$$A^T P A - Q \leq 0, \text{ and } B^T P B - Q \leq 0$$

이라면 아래의 관계가 성립한다. ■

$$A^T P B + B^T P A - 2Q \leq 0 \tag{13}$$

다음의 정리는 제안된 퍼지제어기(9), 퍼지관측기(7)와 플랜트(3)로 이루어진 페루프 시스템의 안정성을 위한 조건을 제시한다.

정리 1 : (3)과 같이 표현된 비선형 시간지연 시스템을 제어하고자 할 때, $\forall i, j \in \{1, 2, \dots, r\}$ 에 대해서 양의 한정이며 대칭인 행렬 P 와 S 가 만일 다음의 행렬부등식을 만족한다면 전체 시스템의 평형점은 점근적으로 안정하다.

$$i) \Xi_{ii}^T P \Xi_{ii} - \Gamma < 0 \tag{14}$$

$$ii) \left(\frac{\Xi_{ij} + \Xi_{ji}}{2} \right)^T P \left(\frac{\Xi_{ij} + \Xi_{ji}}{2} \right) - \Gamma < 0, (i < j) \tag{15}$$

이때, $\Xi_{ij} = [\bar{A}_{ij} \quad \bar{A}_{d1i} \quad \bar{A}_{d2i}]$, $\Gamma = \text{diag}(P - 2S, S, S)$.

증명 : 2 차의 Lyapunov 함수를 다음과 같이 정의하자.

$$V(\xi(t)) = \xi^T(t) P \xi(t) + \sum_{\sigma=i-1}^{i-1} \xi^T(\sigma) S \xi(\sigma) + \sum_{\sigma=i-1}^{i-1} \xi^T(\sigma) S \xi(\sigma) \tag{16}$$

다음과 같은 σ_1, σ_2 를 쉽게 찾을 수 있다.

$$\sigma_1 \|\xi(t)\|^2 \leq V(\xi(t)) \leq \sigma_2 \|\xi(t)\|^2 \tag{17}$$

$\zeta(t) = [\xi(t)^T \quad \xi(t-\tau)^T \quad \xi(t-\hat{\tau})^T]^T$ 라고 정의하자.

(16)으로부터 Lyapunov 함수의 차분을 구하여 전개하고 보조정리 1 을 적용하면,

$$\begin{aligned} \Delta V(\xi(t)) &= V(\xi(t+1)) - V(\xi(t)) \\ &= \xi(t+1)^T P \xi(t+1) - \xi(t)^T P \xi(t) + 2\xi^T(t) S \xi(t) \\ &\quad - \xi^T(t-\tau) S \xi(t-\tau) - \xi^T(t-\hat{\tau}) S \xi(t-\hat{\tau}) \\ &= \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \sum_{k=1}^r \sum_{l=1}^r h_i(z) h_j(z) h_k(z) h_l(z) \left[\zeta^T(t) (\Xi_{ij}^T P \Xi_{kl} - \Gamma) \zeta(t) \right] \\ &= \frac{1}{4} \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \sum_{k=1}^r \sum_{l=1}^r h_i(z) h_j(z) h_k(z) h_l(z) \\ &\quad \cdot \left[\zeta^T(t) (\Xi_{ij} + \Xi_{ji})^T P (\Xi_{kl} + \Xi_{lk}) - 4\Gamma \right] \zeta(t) \\ &\leq \frac{1}{4} \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z) h_j(z) \left[\zeta^T(t) (\Xi_{ij} + \Xi_{ji})^T P (\Xi_{ij} + \Xi_{ji}) - 4\Gamma \right] \zeta(t) \\ &= \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(z) h_j(z) \left[\zeta^T(t) \left(\left(\frac{\Xi_{ij} + \Xi_{ji}}{2} \right)^T P \left(\frac{\Xi_{ij} + \Xi_{ji}}{2} \right) - \Gamma \right) \zeta(t) \right] \\ &= \sum_{i=1}^r h_i^2(z) \left[\zeta^T(t) (\Xi_{ii}^T P \Xi_{ii} - \Gamma) \zeta(t) \right] \\ &\quad + \sum_{i,j \leq r} 2h_i(z) h_j(z) \left[\zeta^T(t) \left(\left(\frac{\Xi_{ij} + \Xi_{ji}}{2} \right)^T P \left(\frac{\Xi_{ij} + \Xi_{ji}}{2} \right) - \Gamma \right) \zeta(t) \right] \end{aligned}$$

만일 양의 한정이며 대칭인 P 와 S 가 $\forall i, j \in \{1, 2, \dots, r\}$ 에 대해서 (14)과 (15)를 만족한다면 ΔV 는 음의 한정이다. 이러한 사실과 (17)으로부터 Lyapunov-Krasovskii 정리에 의하여 전체 페루프 시스템의 평형점은 점근안정임을 알 수 있다. ■

$X = P^{-1}$, $Q = XSX$ 로 정의하고 (14), (15)에 Schur complement 를 적용하면 다음의 행렬부등식을 얻을 수 있다.

$$i) \begin{bmatrix} -X + 2Q & 0 & 0 \\ 0 & -Q & 0 & * \\ 0 & 0 & -Q \\ \bar{A}_{ij} X & \bar{A}_{d1i} X & \bar{A}_{d2i} X & -X \end{bmatrix} < 0 \tag{18}$$

$$ii) \begin{bmatrix} -4X + 8Q & 0 & 0 \\ 0 & -4Q & 0 & * \\ 0 & 0 & -4Q \\ (\bar{A}_{ij} + \bar{A}_{ji}) X & (\bar{A}_{d1i} + \bar{A}_{d1j}) X & (\bar{A}_{d2i} + \bar{A}_{d2j}) X & -4X \end{bmatrix} < 0, (i < j) \tag{19}$$

(18), (19)는 선형행렬부등식이 아니며, 직접 해를 구할 수 없다. 본 논문에서는 (18), (19)를 풀기 위하여 극배치법과 LMI 를 병행하는 방법을 취한다. 극배치법에 의하여 제어기의 피드백 이득 K_i 와 관측기 이득 L_i 가 각각의 국소 모델에 대하여 결정되면, 위의 행렬부등식은 공통 행렬 X (그러므로, P) 와 Q (그러므로, S) 를 구하는 LMI 문제로 변환된다. 만일 X 와 Q 가 LMI 를 통하여 구해지지 않으면 좀더 안정한 근으로 극을 배치한 후 LMI 의 해를 구하도록 한다.

IV. 예제와 모의실험

이 장에서는 비선형 시간지연 시스템에 대해 제안된 방법의 타당성을 검증하기 위한 컴퓨터 모의실험 예제를 소개한다. 다음과 같은 시스템의 제어를 목적으로 하였다.

$$\begin{aligned} PR_i : & \text{If } x_2(t) \text{ is } M_{i1} \\ & \text{Then } x(t+1) = A_i x(t) + A_{di} x(t-\tau) + B_i u(t) \\ & y(t) = C_i x(t) \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} 0.99888 & 0 \\ 0.010045 & 1.0101 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 0.99882 & -0.015116 \\ 0.0099444 & 0.98997 \end{bmatrix}, \\ A_{d1} &= \begin{bmatrix} -0.0125 & -0.005 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, A_{d2} = \begin{bmatrix} -0.0125 & -0.023 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ B_1 &= \begin{bmatrix} 0.0099944 \\ 5.0148 \times 10^{-5} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0.0099941 \\ 4.9815 \times 10^{-5} \end{bmatrix}, C_1 = C_2 = [0 \quad 1]. \end{aligned}$$

그리고 퍼지집합의 멤버쉽함수는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} M_{11}(x_2(t)) &= \begin{cases} 1 - x_2^2(t)/2.25 & \text{if } |x_2(t)| \leq 1.5 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, \\ M_{21}(x_2(2)) &= 1 - M_{11}(x_2(t)) \end{aligned}$$

마지의 시간지연은 다음과 같이 가정한다

$$\tau(t) = 1 + 0.5\cos(0.9t)$$

제어기와 관측기의 극점을 각각 (0.9500, 0.9501)과 (0.9000, 0.9001)로 재배치되도록 극배치법을 쓴 결과 제어기와 관측기의 이득이 다음과 같이 결정되었다.

$$K_1 = [20.2929 \quad 119.8627], \quad K_2 = [18.4803 \quad 80.3465],$$

$$L_1 = [2.2051 \quad 0.3088], \quad L_2 = [2.2106 \quad 0.2887].$$

LMI 에 의해 공통행렬 P 와 S 를 얻을 수 있다.

$$P = \begin{bmatrix} 0.0403 & 0.1272 & -0.0129 & 0.0700 \\ 0.1272 & 1.9856 & -0.1723 & 0.8728 \\ -0.0129 & -0.1723 & 0.1109 & -0.5979 \\ 0.0700 & 0.8728 & -0.5979 & 8.2923 \end{bmatrix},$$

$$S = \begin{bmatrix} 0.0041 & 0.0142 & -0.0028 & -0.0115 \\ 0.0142 & 0.0718 & -0.0123 & -0.0410 \\ -0.0028 & -0.0123 & 0.0043 & -0.0029 \\ -0.0115 & -0.0410 & -0.0029 & 0.5329 \end{bmatrix}.$$

모든 모의실험에 대하여 초기값은 (1, 1)로 설정되었다.

그림 1은 입력이 가해지지 않았을 경우의 시스템의 출력으로 발산함을 알 수 있다. 실선은 x_1 , 점선은 x_2 를 나타낸다.

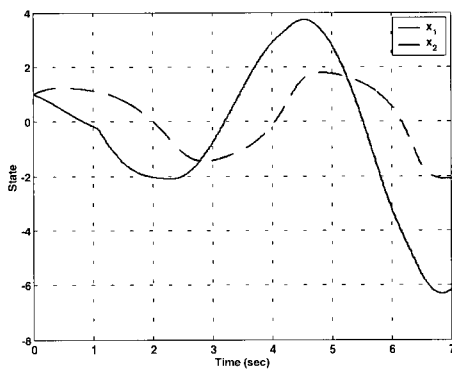


그림 1. 무입력 응답.
Fig. 1. Unforced System Output.

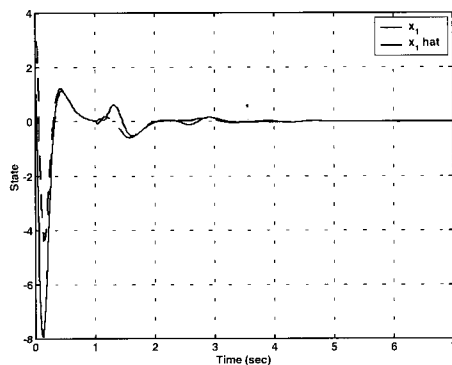


그림 2. x_1 과 \hat{x}_1 응답 ($\hat{\tau} = 1$).
Fig. 2. Time history of x_1 and \hat{x}_1 ($\hat{\tau} = 1$).

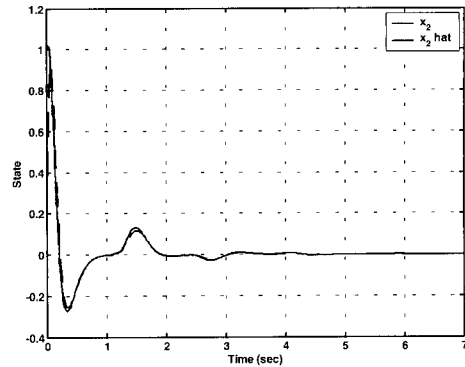


그림 3. x_2 과 \hat{x}_2 응답 ($\hat{\tau} = 1$).
Fig. 3. Time history of x_2 and \hat{x}_2 ($\hat{\tau} = 1$).

그림 2와 3은 대략적인 시간지연의 값인 1을 알고 있다고 가정하여 이를 관측기에 적용한 결과를 보여주고 있다. 두 그림에서 각각 실선은 x_1 과 x_2 , 점선은 \hat{x}_1 과 \hat{x}_2 을 나타낸다. 시간지연의 영향에도 불구하고 x_1 과 x_2 는 평형점으로 수렴하고 있으며, \hat{x}_1 과 \hat{x}_2 도 각각 x_1 과 x_2 를 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 비선형 시간지연 시스템을 제어하기 위한 이산 퍼지 제어기와 관측기의 설계를 제안하였다. 제안된 방법은 기존의 방법과는 달리 알려지지 않은 시간지연을 관측기의 상태변수에 포함할 필요가 없다는 장점이 있으며 Lyapunov-Krasovskii 정리에 의하여 페루프 시스템의 평형점이 점근적으로 안정할 충분조건을 유도하였고, 이 충분조건이 LMI 형태가 아니기 때문에 극배치법을 통하여 제어기의 이득과 관측기의 이득을 결정함으로써 이를 LMI 문제로 변환할 수 있음을 보였다. 본 연구결과를 바탕으로 향후 제어기와 관측기가 독립적으로 설계된 경우에 대해서 전체 시스템이 안정화되는지의 여부를 판단할 수 있는 separation principle의 증명이 가능하리라 기대된다.

참고문헌

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] Z. Yi and P. A. Heng, "Stability of fuzzy control systems with bounded uncertain delays," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 10, no. 1, pp. 92-92, 2002.
- [4] D. Ivinescu, J. -M. Dion, L. Dugard and S. -I. Niculescu, "Delay effects and dynamical compensation for time-delay systems," *Proc. Of the 38th Conf. on Decision & Control*, pp. 1999-2004, 1999.
- [5] V. B. Komanovskii, S. -I. Niculescu and K. Gu, "Delay

- effects on stability: a survey," *Proc. of the 38th Conf. on Decision & Control*, pp. 1993-1998, 1999.
- [6] P. -A. Bliman, "Lyapunov equation for the stability of linear delay systems of retarded and neutral type," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 47, no. 2, pp. 327-335, 2002.
- [7] K. Tanaka and M. Sugeno, "Stability analysis and design of fuzzy control systems," *Fuzz Sets and Syst.*, vol. 45, no. 2, pp. 135-156, 1992.
- [8] X. -J. Ma, Z. -Q. Sun, and Y. -Y. He, "Analysis and design of fuzzy controller and fuzzy observer," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 6, no. 1, pp. 41-51, 1998.
- [9] T. -J. Su, C. -Y. Lu and J. S. -H. Tsai, "LMI approach to delay-dependent robust stability for uncertain time-delay systems," *IEE Proc.-Control Theory Appl.*, vol. 148, no. 3, pp. 209-212, 2001.
- [10] N. N. Krasovskii, *Stability of Motion*, CA: Standford Univ. Press, Stanford, 1963.
- [11] J. K. Hale, *Theory of Functional Differential Equations*, Applied Mathematical Sciences 3. Springer-Verlag, New York, 1977.
- [12] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [13] S. Boyd, L. E. Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear matrix inequalities in systems and control theory*, PA: SIAM, Philadelphia, 1994.
- [14] C. S. Tseng, B. S. Chen, and H. J. Uang, "Fuzzy tracking control design for nonlinear dynamic systems via T-S fuzzy model," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 9, no. 3, pp. 381-392, 2001.



신 현 석

1996년 연세대학교 전자공학과 학사.
1998년 연세대학교 전자공학과 석사.
1998년-현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 지능 제어 및 비선형 제어, 로봇제어.



김 은 태

1992년 연세대학교 전자공학과 학사.
1994년 연세대학교 전자공학과 석사.
1999년 연세대학교 전자공학과 박사.
1999년-2002년 국립한경대 교수. 2002년-현재 연세대학교 전기전자공학부 조교수. 관심분야는 로보틱스.



박 민 용

1973년 연세대학교 전자공학과 학사.
1977년 연세대학교 전자공학과 석사.
1999년 연세대학교 전자공학과 박사.
1982년-현재 연세대학교 전기전자공학부 교수. 관심분야는 퍼지 제어 및 응용, 로보틱스, 퍼지 바이오메디칼 시스템.