

입력지연을 갖는 T-S 퍼지 시스템의 관측기 기반 출력제한 안정화기 설계

Observer-Based Output Feedback Stochastic Stabilizer for T-S Fuzzy Systems with Input Delay

이 상 인*, 박 진 배*, 주 영 훈**
(Sang In Lee, Jin Bae Park and Young Hoon Joo)

* 연세대학교 전기전자공학부(전화:(02)2123-2773, E-mail : {casuist, jbpark}@yonsei.ac.kr)

** 군산대학교 전기전자정보통신공학부(전화:(063)469-4706, E-mail : yhjoo@kunsan.ac.kr)

Abstract: 본 논문은 임의의 입력지연을 갖는 Takagi-Sugeno (T-S) 퍼지 시스템의 관측기 기반 출력제한 제어 시스템을 논의한다. 설계된 연속시간 T-S 퍼지 관측기 시스템을 영차의 샘플/홀드 함수를 이용하여 이산시간 관측기를 설계한다. 이때 플랜트와 관측기의 출력에러가 제어기를 통하여 제한되기 때문에 이산화 과정에서 발생한 에러를 보정할 수 있다. 여기에서 시스템의 제어 입력은 임의로 변화하는 유한개의 상태를 갖는 마코프 확률과정으로 표현한다. 생성된 시스템의 확률적 안정 가능성 조건은 선형 행렬 부등식의 형태로 표현한다. 이러한 결과를 2자유도 헬리콥터의 모델에 대한 모의실험을 통하여 효용성을 확인한다.

Keywords: T-S fuzzy system, Markovian jump systems, Linear Matrix Inequality, Fuzzy observer

I. 서론

최근 정보통신기술의 발달에 힘입어 인터넷과 유사한 통신 네트워크를 이용한 원격제어 시스템의 구축의 시도가 증가추세이다. 네트워크 기반 원격제어 시스템은 통신 선로에 의하여 패루프 시스템을 구성하므로 시간 지연현상은 필연적으로 발생한다. 시스템의 제어 성능은 시간지연 현상과 상당히 관련 있다. 특히 시스템의 안정성은 시간지연현상과 매우 밀접하여 시간지연현상이 존재할 경우 시스템의 안정성의 여유이득 확보는 매우 어려운 문제로 알려져 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 전통적인 기법으로서, Lyapunov-Krasovskii 안정성 이론과 Lyapunov-Razumikhin 안정성 이론이 활용되었다. 이러한 기법은 시간지연의 보다 세밀한 정보를 활용하지 못하며, 단지 시간지연의 상한 값의 정보를 활용할 뿐이다. 최근에 매우 불확실하게 가변적으로 변화하는 시스템의 파라미터를 다루기 위하여 확률적인 접근방법이 개발되었다[1]. 확률적 접근방법을 도입함으로써 임의의 시간지연 현상에 강인한 시스템의 안정화 기법의 설계를 효율적으로 해결할 수 있다. 본 논문은 시간지연 현상을 마코프 체인을 통하여 확률적으로 모델링한다. 시간지연 현상의 확률적 모델을 기반으로 하여 제어 시스템을 확률적 가변 시스템으로 모델링한다. 또한 비선형시스템의 효과적이며 지능적인 제어를 위하여 Takagi-Sugeno (T-S) 퍼지 모델을 도입하였다. T-S 퍼지 모델로 표현되는 확률적 가변 비선형 시스템은 실제 산업현장의 시스템을 매우 효율적으로 표현할 수 있다[2-5]. 이

러한 제어를 설계할 때 실제로 모든 시스템 변수의 값을 측정하는 것이 어렵다는 문제가 발생한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 관측기를 사용하게 되는데 본 논문에서는 지능형 디지털 재설계 기법을 이용하여 연속시간 플랜트와 동일한 동특성을 가지는 이산시간 관측기를 설계하였다. 이렇게 설계된 이산시간 관측기의 출력을 제어기를 통하여 제어입력으로 반영하여 확률적으로 변동하는 입력지연 시스템의 안정화를 위한 제어기 설계 기법을 개발하였다. 제어기 설계 조건은 선형 행렬 부등식으로 표현되며, 수치적으로 매우 손쉽게 해를 구할 수 있다.

II. 임의의 입력 지연을 갖는 T-S 퍼지 시스템

입력지연을 갖는 비선형 시스템을 효율적으로 표현할 수 있는 다음과 같은 T-S 퍼지 시스템을 고려하자.

Plant Rule i :

IF $x_1(t)$ is $\Gamma_1^i, \dots, x_n(t)$ is Γ_n^i

THEN $\dot{x}(t) = A x(t) + B u(t - r_k)$ (1)

여기서 Γ_k^i ($k=1, 2, \dots, q$)는 k 번째 전만부 변수의 퍼지 집합이다. $x(t) \in R^n$ 는 상태변수, $u(t) = u(kT)$ 는 시간 구간 $[kT, kT + T)$ 에서 일정한 디지털 제어 입력이다. $T > 0$ 는 샘플링 시간이며, r_k 는 마코프 체인에 의해 변화하는 k 번째 시간지연을 나타낸다. 중심값-평균 비퍼지화, 곱셈 추론, 싱글톤 퍼지화를 사용하면 시스템 (1)의 전역 동특성은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \sum_{i=1}^n \theta_i(x(t)) (A_i x(t) + B_i u(t - \tau_k)) \\ y &= Cx(t) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $\omega_i(x(t)) = \prod_{h=1}^n \Gamma_h^i(x_h(t))$,

$\theta_i(x(t)) = \omega_i(x(t)) / \sum_{j=1}^n \omega_j(x(t))$ 그리고 $\Gamma_h^i(x_h(t))$ 는 h 번째 전반부 변수 $x_h(t)$ 의 퍼지집합 Γ_h^i 에 대한 소속도를 나타낸다.

가정 1 논의의 단순함을 위하여 제어 입력 신호의 시간지연 τ_k 은 샘플링 시간 T 보다 작다고 가정한다.

일반적으로 모든 상태변수의 값을 관측할 수 없기 때문에 연속시간 플랜트와 동일한 시스템 파라미터를 가지는 관측기를 설계하면 다음과 같은 퍼지모델기반 관측기를 얻을 수 있다.

Observer Rule i :

IF $\widehat{x}_1(t)$ is $\Gamma_1^i, \dots, \widehat{x}_n(t)$ is Γ_n^i

THEN $\dot{\widehat{x}}(t) = A_i \widehat{x}(t) + B_i u(t - \tau_k) + F_i^i (y(t) - \widehat{y}(t))$ (3)

여기서 F_i^i 는 연속시간 관측기의 i 번째 규칙의 이득이다. 동적 시스템 (2)의 안정화를 위하여 제어 입력 신호의 시간 구간 $[kT, kT+T)$ 에서 다음 형태의 제어를 고려하자.

$$u(t) = \sum_{i=1}^n \theta_i(\widehat{x}(kT)) (K_i \widehat{x}(kT) + L_i u(t - T)) \quad (4)$$

선형 시불변 연속 시간 시스템의 이산화는 여러 가지 방법이 알려져있다. 그러나 T-S 퍼지 시스템은 본질적으로 비선형 시스템이므로 기개발된 기법들은 연속시간 T-S 퍼지 시스템에 적용할 수 없다. 더욱이 디지털 퍼지 제어를 구성하기 위해서는 이산화 결과 또한 블록 조합의 형태를 가져야 한다. 따라서 연속시간 T-S 퍼지 시스템의 이산화를 보다 심도 있게 논의하기 위해서는 다음의 해석기법이 필요하다.

가정 2 i 번째 발화도 $\theta_i(z(t))$ 는 시간 구간 $[kT, kT+T)$ 동안 시간 $t=kT$ 에서의 값으로 근사화될 수 있다고 가정하자.

$$\theta_i(x(t)) \approx \theta_i(x(kT)),$$

결과적으로 비선형 행렬 $\sum_{i=1}^n \theta_i(x(t)) A_i$ 와 $\sum_{i=1}^n \theta_i(x(t)) B_i$ 는 시간 구간 $[kT, kT+T)$ 에서 각각 $\sum_{i=1}^n \theta_i(x(kT)) A_i$ 와 $\sum_{i=1}^n \theta_i(x(kT)) B_i$ 형태의 상수 행렬로 근사화될 수 있다.

참고 1 충분히 작은 샘플링 시간 T 가 선택된다면 가정 2는 만족될 수 있다.

정리 1 디지털 T-S 퍼지 제어 시스템 (1), 관측기 시

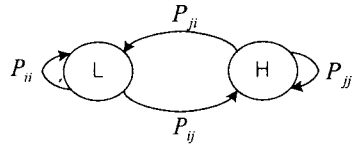


그림 1. 2가지 상태를 가지는 임의의 입력지연 마코프 체인의 모델

Figure 1. Markov chain modeling of random delay with 2 states.

스템 (3)의 동특성은 다음과 같이 근사화가 가능하다.

$$x_{k+1} \approx \sum_{i=1}^n \theta_i(x_k) (G_i x_k + H_{i1}(\tau_k) u_k + H_{i2}(\tau_k) u_{k-1}) \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \widehat{x}_{k+1} \approx & \sum_{i=1}^n \theta_i(x_k) (G_i \widehat{x}_k + H_{i1}(\tau_k) u_k \\ & + H_{i2}(\tau_k) u_{k-1} + F_i (y(t) - \widehat{y}(t))) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $G_i = \exp(A_i T)$, $H_{i1}(\tau_k) = \int_0^{T-\tau_k} \exp(A_i \lambda) d\lambda B_i$, $H_{i2}(\tau_k) = \int_{T-\tau_k}^T \exp(A_i \lambda) d\lambda B_i$ 이고, F_i 는 이산시간 관측기의 이득, x_k 와 u_k 는 $x(kT)$ 와 $u(kT)$ 의 생략형이다.

플랜트와 관측기의 상태변수 값의 차이를 $e(t) = x(t) - \widehat{x}(t)$ 라고 정의하고 상태변수 $x_k = [\widehat{x}_k^T \ u_{k-1}^T \ e_k^T]^T$ 를 도입하면 다음의 페루프 시스템을 구성할 수 있다.

$$x_{k+1} = \sum_{i=1}^n \theta_i(x_k) \theta_i(x_k) G_{\bar{i}}(\tau_k) x_k \quad (7)$$

여기서 공칭 시스템 행렬은

$$\widehat{G}_{\bar{i}}(\tau_k) = \begin{bmatrix} G_i + H_{i1}(\tau_k) K_i & H_{i2}(\tau_k) L_i & 0 \\ K_j & L_j & 0 \\ 0 & 0 & G_i - F_i C_j \end{bmatrix}$$

의 형태로 표현된다. 여기서 시간지연 τ_k 은 임의로 변하기 때문에 결정할 수 없다. 임의로 변화하는 시간지연을 수학적으로 표현하기 위한 한가지 방법은 적절한 확률적 과정을 도입하는 것이다. 본 논문에서는 유한개의 시간 지연을 가정하고 이의 천이 상태는 마코프 확률 과정에 의하여 결정된다고 가정할 것이다. s 개의 상태를 갖는 마코프 확률 과정을 고려하자. 상태 천이 확률은 다음과 같이 계산된다.

$$\Pr(\tau_{k+1} = m | \tau_k = l) = p_{lm} \quad (8)$$

여기서 $p_{lm} \geq 0$, $\sum_{m=1}^s \forall l \in L$ 이다. 제어 시스템이 l 번째 모드(mode)에서 동작된다면, 즉 제어 입력 신호가 $\tau_k = l$ 의 시간지연을 포함한다면, 활성화되는 T-S 퍼지 시스템은 $x_{k+1} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \widehat{G}_{\bar{i}j} x_k$ 이다. 여기서 $\widehat{G}_{\bar{i}j} = \widehat{G}_{\bar{i}}(\tau_k = l)$ 이다. 시스템 (7)은 도약 T-S 퍼지 시스템이라 칭할 것이다. 그림 1은 두 종류의 임의의

시간 지연을 마코프 확률과정으로 표현한 예이다. 여기서 대문자 L은 상대적으로 큰 시간지연, H는 작은 시간 지연을 의미한다. 마코프 확률과정에서 많은 상태를 사용할수록 더욱 정확한 시간 지연 모델을 구성할 수 있다.

III. 디지털 T-S 퍼지 시스템의 확률적 안정성

정의 1 도약 T-S 퍼지 시스템은 모든 초기 모드 $\tau_0 \in L$ 에서 적절한 상한값 $\overline{M}(\tau_0) > 0$ 이 존재하여 다음을 만족시킬 때 확률적으로 안정하다고 한다.

$$\lim_{N \rightarrow \infty} E \left\{ \sum_{k=0}^N x_k^T(\tau_0) x_k(\tau_0) | \tau_0 \right\} < \overline{M}(\tau_0) \quad (9)$$

참고 2 정의 1은 평균 제곱의 측정을 사용했을 때, 영평형점에서의 점근적 수렴을 의미한다. 즉 식 (9)의 확률적 안정성은 다음을 의미한다.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E \{ x^T(\tau_0) x_k(\tau_0) | \tau_0 \} = 0 \quad (10)$$

정리 2 다음의 조건을 만족하는 양한정 대칭 행렬 $P_l > 0, l=1, 2, \dots, s$ 이 존재한다면 도약 T-S 퍼지 시스템은 안정 가능하다.

$$\mathcal{Z}_l = \begin{bmatrix} -P_l & \star \\ G_{ij} & P_l^{-1} \end{bmatrix} < 0, \quad i, j=1, 2, \dots, q. \quad (11)$$

여기서 $\overline{P}_l = \sum_{m=1}^s p_{lm} P_m$ 이며 \star 는 대칭행렬의 전치요소를 나타낸다.

정리 3 양한정 행렬 P_n, P_e, P_d 와 행렬 M_j, L_j, D_j 가 존재하여 다음의 선형 행렬 부등식을 만족시킨다면 도약 T-S 퍼지 시스템은 근사적으로 안정하다.

$$\begin{bmatrix} -P_n^{-1} & \star & \star \\ 0 & -P_e^{-1} & \star \\ G_n P_n^{-1} + H_n^1 M_j^1 & H_n^2 N_j^1 & -p_n^{-1} P_{11}^{-1} \\ M_j^1 & N_j^1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ G_n P_n^{-1} + H_n^1 M_j^1 & H_n^2 N_j^1 & 0 \\ M_j^1 & N_j^1 & 0 \\ \star & \dots & \star & \star \\ \star & \dots & \star & \star \\ -p_n^{-1} P_{12}^{-1} & \dots & \star & \star \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & -p_n^{-1} P_{s1}^{-1} & \star \\ 0 & \dots & 0 & -p_n^{-1} P_{s2}^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} -P_d & \star & \dots & \star \\ P_d G_i - P_d D_i C_j & -p_d^{-1} P_{13}^{-1} & \dots & \star \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ P_d G_i - P_d D_i C_j & 0 & \dots & -p_d^{-1} P_{s3}^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (13)$$

여기서 $i, j=1, 2, \dots, q, l=1, 2, \dots, s$ 이다.

증명: 선형 행렬 부등식 (12), (13)에서 양한정 행렬 P_l 을 $P_n > 0, P_e > 0, P_d > 0$ 을 만족하는 대각행렬 $diag(P_n, P_e, P_d)$ 을 선택한다. (12)에서는 변환행렬 $diag(P_n^{-1}, P_e^{-1}, I_{s \times 2})$ 에 의한 쾨그루언스(congruence)

변환을 수행하고, $K_1^1 \cdot P_n^{-1} = M_j^1, L_j^1 \cdot P_e^{-1} = N_j^1$ 의 변수치환을 수행하면 얻을 수 있고 (13)에서는 변환행렬 $diag(I_{s \times s}, \overline{P}_d)$ 에 의한 쾨그루언스 변환을 수행하고, $P_d \cdot D_j^1 = Z_j^1$ 의 변수치환을 수행하면 얻을 수 있다.

참고 3 [분리 성질] 관측기와 제어를 설계할 때 중요한 점은 관측기의 이득과 제어기의 이득을 독립적으로 설계할 수 있다는 것이다. 즉, (12)에서 제어기의 이득을 구할 수 있고, (13)에서 관측기의 이득을 구할 수 있다. 이러한 성질은 공칭 시스템 행렬의 고유값을 관측기에 의하여 발생하는 고유값과 제어기에 의해 발생하는 고유값으로 분리해도 변하지 않기 때문이다[6, 7].

참고 4 실제 제어 시스템을 구축할 경우, 마코프 확률 과정에 의하여 제어를 선택하기 위해서 시간지연을 확인해야 한다. 이를 구현하기 위하여 제어 플랜트로 부터 전송되는 모든 정보는 시간 정보를 포함하여야 한다. 또한 정확한 시간 지연을 측정하기 위하여 플랜트와 제어기간의 동기화가 되어야 한다.

IV. 모의실험

본 장에서 2자유도 헬리콥터 모델에 대하여 모의실험을 수행하였다[8]. 모델은 6개의 상태변수를 가지고 있고, 1, 2, 5, 6번째 상태변수의 값을 측정할 수 있다고 가정한다. 샘플링 주기를 $T=0.05$, 입력 지연이 $\tau_k = \{0.02 \ 0.03\}$, 마코프 상태 전환 행렬이 다음과 같다고 가정한다.

$$\begin{bmatrix} 0.7 & 0.3 \\ 0.55 & 0.45 \end{bmatrix}$$

가정 1, 2와 정리 1, 2, 3에 의하여 다음과 같은 제어기, 관측기 이득을 얻을 수 있다.

$$K_1^1 = \begin{bmatrix} -0.5921 & 0.6705 & -0.7643 & 0.3350 \\ 0.5974 & -3.7148 & -0.1174 & -2.0883 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} -0.3345 & 0.0767 \\ -0.0650 & -0.4494 \end{bmatrix}$$

$$K_2^1 = \begin{bmatrix} -0.8776 & 0.6747 & -0.7742 & 0.3342 \\ 0.5456 & -3.7115 & -0.1207 & -2.0883 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} -0.3366 & 0.0762 \\ -0.0672 & -0.4495 \end{bmatrix}$$

$$K_1^2 = \begin{bmatrix} -0.5469 & 0.6479 & -0.7107 & 0.3257 \\ 0.5627 & -3.4852 & -0.1053 & -1.9672 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} -0.3121 & 0.0748 \\ -0.0596 & -0.4254 \end{bmatrix}$$

$$K_2^2 = \begin{bmatrix} -0.8106 & 0.6541 & -0.7210 & 0.3263 \\ 0.5213 & -3.4814 & -0.1068 & -1.9664 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} -0.3142 & 0.0744 \\ -0.0608 & -0.4254 \end{bmatrix}$$

$$L_1^1 = \begin{bmatrix} 0.0107 & -0.0001 \\ -0.0005 & 0.0113 \end{bmatrix}, \quad L_2^1 = \begin{bmatrix} 0.0114 & 0.0001 \\ 0.0002 & 0.0116 \end{bmatrix}$$

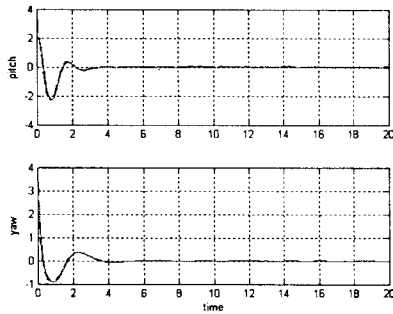


그림 2. 2자유도와 입력지연을 가지는 헬리콥터 시스템의 시뮬레이션 결과

Figure 2. Simulation result of helicopter system with 2 degree of freedom and input delay

$$L_1^2 = \begin{bmatrix} 0.0213 & -0.0003 \\ -0.0011 & 0.0230 \end{bmatrix}, \quad L_2^2 = \begin{bmatrix} 0.0217 & -0.0001 \\ -0.0001 & 0.0234 \end{bmatrix}$$

$$F_1^1 = \begin{bmatrix} 1.6003 & 0 & 0.1564 & 0 \\ 0 & 1.6488 & 0 & 0.1622 \\ 11.3156 & 0 & 3.0727 & 0 \\ 0 & 12.9461 & 0 & 3.2365 \\ 0.6526 & 0 & 1.0393 & 0 \\ 0 & 0.6622 & 0 & 1.0406 \end{bmatrix}$$

$$F_2^1 = \begin{bmatrix} 1.6114 & 0 & 0.1569 & 0 \\ 0 & 1.6488 & 0 & 0.1622 \\ 11.7923 & 0 & 3.1011 & 0 \\ 0 & 12.9461 & 0 & 3.2365 \\ 0.6544 & 0 & 1.0393 & 0 \\ 0 & 0.6622 & 0 & 1.0406 \end{bmatrix}$$

$$F_1^0 = \begin{bmatrix} 1.5942 & 0 & 0.1549 & 0 \\ 0 & 1.6415 & 0 & 0.1604 \\ 11.2041 & 0 & 3.0448 & 0 \\ 0 & 12.8093 & 0 & 3.2023 \\ 0.6511 & 0 & 1.0389 & 0 \\ 0 & 0.6604 & 0 & 1.0401 \end{bmatrix}$$

$$F_2^0 = \begin{bmatrix} 1.6054 & 0 & 0.1554 & 0 \\ 0 & 1.6415 & 0 & 0.1604 \\ 11.6818 & 0 & 3.0733 & 0 \\ 0 & 12.8093 & 0 & 3.2023 \\ 0.6529 & 0 & 1.0390 & 0 \\ 0 & 0.6604 & 0 & 1.0401 \end{bmatrix}$$

이와같이 얻어진 이득을 이용하여 시스템 변수의 초기 값을 $x(0) = [2 \ 2 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$, 관측기 변수의 초기값을 $\hat{x}(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ 으로 설정했을 경우 주 날개와 꼬리 날개의 각도를 측정하면 그림 2과 같이 0 평형점으로 수렴하는 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문은 임의로 변화하는 입력지연을 포함하는 연속시간 T-S 퍼지 시스템의 확률적 안정화기의 설계를 논의하였다. 임의의 입력지연은 유한 상태의 마코프 확률적 과정으로 표현하였다. 또한 실제 시스템에서 모든 시스템 변수들의 값을 관측할 수 없기 때문에 플랜트와 동가인 동특성을 가지는 이산시간 관측기를

설계하여 시스템 변수의 값을 측정하였다. 그리고 관측기의 출력을 바탕으로 임의의 입력지연을 보상하기 위한 이산시간 제어기를 설계하였다. 결과적으로 이산시간 마코프 도약 파라미터를 포함하는 T-S 퍼지 시스템으로 변환하였다. 퍼지모델기반 안정화기의 설계 조건은 유한개의 선형행렬부등식으로 표현하였다.

감사의 글: 이 논문은 2002년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음 (KRF-2002-041-D00212).

참고문헌

- [1] W. Zhang, M. S. Branicky, and S. M. Phillips, "Stability of networked control systems," IEEE Control Systems Magazine, pp. 84-99, Feb., 2001.
- [2] Z. Li, J. B. Park, and Y. H. Joo, "Chaotifying continuous-time TS fuzzy systems via discretization," IEEE Trans. on Circ. and Syst. I, Vol. 48, No. 10, pp. 1237-1243, 2001.
- [3] Y. H. Joo, G. Chen, and L. S. Shieh, "Hybrid state-space fuzzy model-based controller with dual-rate sampling for digital control of chaotic systems," IEEE Trans. on Fuzzy Systems, vol. 7, pp. 394-408, Aug., 1999.
- [4] W. Chang, J. B. Park, Y. H. Joo, and G. Chen, "Design of sampled-data fuzzy-model-based control systems by using intelligent digital redesign," IEEE Trans. on Circ. and Syst. I, Vol. 49, No. 4, pp. 509-517, April, 2002.
- [5] L. S. Shieh, W. M. Wang, and J. B. Zheng, "Robust control of sampled-data uncertain systems using digitally redesigned observer-based controllers," Int. J. Control, Vol. 66, No. 1, pp. 43-64, 1997.
- [6] K. Tanaka, T. Ikeda, and H. O. Wang, "Fuzzy regulator and fuzzy observers: relaxed stability conditions and LMI-based designs," IEEE Trans. on Fuzzy Systems, vol. 6, pp. 250-265, May., 1998.
- [7] X. J. Ma, Z. Q. Sun, Y. Y. He "Analysis and design of fuzzy controller and fuzzy observer," IEEE Trans. on Fuzzy Systems, vol. 6, pp. 41-51, Feb., 1998.
- [8] H. J. Lee, Y. H. Joo, S. Y. Lee and J. B. Park, "Stochastic stabilization of TS fuzzy system with markovian input delay," J. of Fuzzy Logic and Intelligent Systems, Vol. 11, No. 6, pp.459-464, 2001.