# 지능형 디지털 재설계 기법의 안정화 가능성에 대하여

# On the Stabilizability by the Intelligent Digital Redesign

**이호재**

인하대학교 전자공학과
mylchi@inha.ac.kr

**요 약**

지능형 디지털 재설계 기법의 중요한 가정은 퍼지 IF-THEN 규칙의 발화도가 샘플링 구간에서 샘플링 순간의 값으로 근사화 된다는 점이다. 본 논문은 퍼지 IF-THEN 규칙 발화도의 근사화 가정을 배제한 경우에 대하여 기존의 지능형 디지털 재설계 기법에 의하여 재설계된 디지털 제어기의 안정화 가능성을 조사한다.

**Key Words** : Intelligent digital redesign, Firing strength, approximation, Lagrange stability

## 1. 서 론

비선형 시스템을 효과적으로 제어하기 위한 복잡한 제어 알고리듬(algorithm)의 계산을 디지털(digital) 컴퓨터에 전담시키는 것은 시스템 내부에 연속 시간 신호와 이산 시간 신호의 혼재(hybridism)를 초래한다. 혼성 신호(hybrid signal) 시스템의 제어기 설계 및 안정도 해석은 한층 더 어려운 문제로 귀결되어 제어기 에뮬레이션(emulation) 등의 간편한 제어기 설계 기법이 주로 사용되고 있다. 제어기 에뮬레이션이란 연속 시간 미분 방정식으로 표현되는 시스템을 제어하기 위한 연속 시간, 즉 아날로그(analog) 제어기를 설계한 후, 이상적인 샘플링(ideal sampling)과 0차 홀드(hold)를 아날로그 제어기와 시스템의 접속 장치(interface)로 사용하여 디지털 제어 시스템을 구성하는 방법이다. 이 방법은 매우 간편하게 디지털 제어 시스템을 구성할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 안정화(stabilization)등의 제어 목적을 달성하기 위해서는 샘플링 시간이 충분히 작아야 한다는 단점이 있다. 특히 선형 시스템이 아닌 비선형 시스템에 에뮬레이션 기법을 적용할 경우 샘플링 시간은 더욱 작아야 하며 이는 현실적으로 구현(implementation) 불가능할 수 있다. 더욱이 제어 목적을 달성하더라도 그 성능은 매우 저하될 가능성이 많다.

이러한 제어기 에뮬레이션의 단점을 해결하기 위하여 디지털 재설계(digital redesign)이라는 기법이 연구되었다 [1-5]. 디지털 재설계 기법은 선형 시스템을 위한 디지털 제어기를 효율적으로 설계할 수 있는 기법으로서, 샘플링과 홀드를 사용하지 않은 아날로그 제어 시스템과 혼합 디지털 제어 시스템의 응답 특성을 정합(state-matching)함으로써 미리 설계된 아날로그 제어기를 디지털 제어기로 변환하는 기법이다.

비선형 시스템을 제어 대상으로 하는 디지털 재설계 기법은 아직까지 개발되지 않았다. 최근 개발된 지능형 디지털 재설계 기법(intelligent digital redesign)은 비선형 시스템중 특정한 형태, 구체적으로 타카기-수게노(Takagi-Sugeno: T-S) 퍼지 시스템으로 표현가능한 비선형 시스템에 적용가능한 디지털 재설계 기법이다 [1,2]. 디지털 재설계는 시스템을 표현하는 미분 방정식의 시간 이산화(time discretization) 과정이 필수적으로 포함된다. 시간 이산화는 시스템의 미분 방정식의 폐쇄형 해(closed-form solution)의 존재 여부와 밀접히 관련되어 있다. 선형 시불변(linear time-iniant) 시스템은 폐쇄형 해가 항상 존재하므로 디지털 재설계 문제에서 시간 이산화는 그다지 어렵지 않다. 그러나 비선형 시스템의 경우 폐쇄형 해가 항상 존재하는 것은 아니므로 정확한 시간 이산화가 불가능하다. 이러한 문제점은 지능형 디지털 재설계 문제에도 적용된다. 이를 해결하기 위하여 T-S 퍼지 시스템을 구성하는 퍼지 IF-THEN 규칙의 발화도(firing strength)를 샘플링 구간내에서 샘플링 순간의 값으로 고정됨(frozen)을 가정하였다. 이 가정을 도입함으로써 T-S 퍼지 시스템의 시간 이산화가 가능할 뿐 아니라 T-S 퍼지 시스템의 다각형 구조(polytopic structure)를 유지할 수 있으며 미리 설계된 아날로그 T-S 퍼지 모델 기반(fuzzy-model-based) 제어기의 구조와 동일한 구조의 디지털 T-S 퍼지 모델 기반 제어기를 재설계할 수 있다.

샘플링 시간이 증가함에 따라 재설계된 지능형 디지털 제어기는 상태 정합의 성능이 저하될 뿐 아니라 제어 시스템의 안정도조차 보장할 수 없다. 이러한 현상은 퍼지 IF-THEN 규칙의 발화도가 샘플링 구간(sampling interval)에서 고정된 값으로 근사됨과 관련있다. 규칙 발화도의 근사화에 의한 오차는 샘플링 시간이 작은 경우에 제어기의 견실성(robustness)에 의하여 시스템의 안정도가 보장될

수 있으나 모든 샘플링 시간에 대해서 성립하는 것이 아니다. 본 논문은 지능형 디지털 재설계 문제내에서 퍼지 IF-THEN 규칙의 발화도의 근사화에 의한 안정도의 영향을 조사한다. 구체적으로 퍼지 IF-THEN 규칙의 발화도의 근사화 가정을 배제한 경우 어떤 조건하에서 어떠한 안정도를 보장하는지를 조사한다.

## 2. 지능형 디지털 재설계

다음과 같은 함수 집합 $C^1$에 속하는 T-S 퍼지 시스템을 고려하자.

$$\dot{x}_c(t) = \sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(t))(A_i x_c(t) + B_i u_c(t)). \quad (1)$$

여기서 벡터 $x_c(t)\in R^n$는 상태 변수(state iable), $u_c(t)\in R^m$는 제어 입력이다. 퍼지 IF-THEN규칙에서 사용되는 $\Gamma_{ij}, (i,j)\in I_R\times I_P = \{1,2,...,r\}\times\{1,2,...,p\}$는 $i$번째 규칙에서 $j$번째 전반부 변수의 퍼지 집합이다. 함수 $\Gamma_{ij}: U_{z_j}\subset R\to R_{[0,1]}$는 $i$번째 퍼지 규칙의 $j$번째 전반부 변수(premise variable) $z_j(t)$의 퍼지 집합 $\Gamma_{ij}$에 대한 소속도(membership)를 나타내며

$\omega_i(z(t)) = \prod_{j=1}^{p}\Gamma_{ij}(z_h(t))$,

$\theta_i(z(t)) = \omega_i(z(t))/\sum_{j=1}^{r}\omega_j(z(t))$ 에 의한 중심값-평균 비퍼지화(defuzzification), 곱셈 추론(product inference), 싱글톤 퍼지화(singleton fuzzification)에 의한 퍼지 추론(fuzzy inference)을 수행한다.

본 논의에서는 적절히 미리 잘 설계된(pre-designed) T-S 퍼지 모델 기반 아날로그 제어기가 다음과 같은 형태로 주어짐을 가정한다.

$$u_c(t) = \sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(t))K_c^i x_c(t).$$

여기서 $K_c^i$, $i\in I_R$는 호환가능한(compatible) 차원의 아날로그 제어 입력 이득 행렬이다. 전체적인 아날로그 폐루프(closed-loop) 제어 시스템은 다음과 같이 표현된다:

$$\dot{x}_c(t) = \sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r}\theta_i(z(t))\theta_j(z(t))(A_i + B_i K_c^j)x_c(t). \quad (2)$$

이제 다음과 같은 디지털 제어 입력을 장착한 T-S 퍼지 시스템을 고려하자.

$$\dot{x}_d(t) = \sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(t))(A_i x_d(t) + B_i u_d(t)). \quad (3)$$

여기서 $u_d(t) = u_d(kT)$는 샘플링 구간 $[kT, kT+T)$에서 상수(constant) 벡터인 디지털 제어 입력이며 다음과 같은 상태 궤환(state-feedback)의 형태를 취한다.

$$u_d(t) = \sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(kT))K_d^i x_d(kT). \quad (4)$$

여기서 $K_d^i$는 디지털 제어 이득 행렬이다.

**가정 1**: 샘플링 구간 $t\in[kT, kT+T)$에서 $i$번째 퍼지 규칙의 발화도(firing strength) $\theta_i(z(t))$가 샘플링 순간 $t=kT$의 값 $\theta_i(z(t))\approx\theta_i(z(kT))$으로 근사화 가능함을 가정하자 [6]. 따라서 비선형성(nonlinearity)을 보이는 행렬 함수들 $\sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(t))A_i : U_z\to co\{A_1,...,A_r\}$, $\sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(t))B_i : U_z\to co\{B_1,...,B_r\}$은 샘플링 구간 $[kT, kT+T)$, $k\in Z_{\geq 0}$에서 상수 행렬들 $\sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(kT))A_i$, $\sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(kT))B_i$로 표현가능하다.

**정리 1**: 디지털 T-S 퍼지 시스템 (3)은 다음과 같이 근사적으로(approximately) 시간 이산화 가능하다.

$$\begin{aligned} x_d(kT+T) &\approx \sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(kT))(G_i x_d(kT) + H_i u_d(kT)) \\ &=: G_a(x_d(kT), u_d(kT)) \end{aligned}$$

여기서 $G_i = \exp(A_i T)$, $H_i = (G_i - I)A_i^{-1}B_i$이다.

시간 이산화된 디지털 T-S 퍼지 시스템 (5)와 디지털 제어기 (4)에 의한 이산시간(discrete-time) 시스템은 다음과 같이 구성된다:

$$\begin{aligned} x_d(kT+T) = &\sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r}\theta_i(z(kT))\theta_j(z(kT)) \\ &\times(G_i + H_i K_d^j)x_d(kT) \end{aligned}$$

**따름정리 1**: 유사하게 아날로그 제어 시스템 (2) 또한 다음과 같이 근사적으로 시간 이산화된다.

$$x_c(kT+T) \approx \sum_{i=1}^{r}\sum_{j=1}^{r}\theta_i(z(kT))\theta_j(z(kT))\Phi_{ij}x_c(kT)$$

여기서 $\Phi_{ij} = \exp((A_i + B_i K_c^j)T)$.

**정리 2**:([2]) 다음의 최소화 문제를 만족하는 호환가능한 적절한 차원의 행렬들 $Q = Q^T > 0$, $O = O^T > 0$, $F_i$이 존재한다면

$$\underset{Q, F_i}{\text{minimize}}\ \gamma \ \text{subject to}$$

$$\begin{bmatrix} -\gamma Q & (\bullet)^T \\ \Phi_{ij}Q - G_i Q - H_i F_j & -\gamma I \end{bmatrix} < 0$$

$$\begin{bmatrix} -Q(1-T) & (\bullet)^T \\ G_i Q + H_i F_i & -Q \end{bmatrix} < 0, \quad (i,j)\in I_R\times I_R$$

$$\begin{bmatrix} -Q(1-T) & (\bullet)^T \\ \dfrac{G_i Q + H_i F_j + G_j Q + H_j F_i}{2} & -Q \end{bmatrix} < 0, \quad (i,j)\in I_J\times I_R$$

재설계된 디지털 제어기 (4)에 의하여 제어된 T-S 퍼지 시스템 (3)의 시간 이산화된 시스템 (6)의 상태 $x_d(kT)$는 아날로그 제어 시스템의 시간 이산화된 시스템 (7)의 상태 $x_c(kT)$와 가깝게 정합될 뿐 아니라 시간 이산화된 폐루프 디지털 T-S 퍼지 시스템 (6)은 전역적으로 점근적으로 안정(globally asymptotically stable)하다. 여기서 $(\bullet)^T$는 대칭위치의 전치된 요소를 의미한다.

## 3. 주요 결과: 지능형 디지털 재설계 기법의 완화된 가정에 의한 안정화 가능성 분석

가정 1은 지능형 디지털 재설계에서 매우 중요한 역할을 한다. 일반적으로 T-S 퍼지 시스템을 포함

한 비선형 시스템은 일반적인 폐쇄형 해를 구할 수 없다. 그러나 가정 1을 도입함으로써 T-S 퍼지 시스템의 일반적인 폐쇄형 해를 계산하여 시간 이산화를 행할 수 있을 뿐 아니라 이에 대응하는 시간 이산화된 T-S 퍼지 시스템의 다각형(polytopic) 구조를 동일하게 유지할 수 있다 [2]. 이에 따라 정리 2에 의한 간결한 구조의 지능형 디지털 재설계 조건을 유도할 수 있다.

더욱이 시간 이산화된 폐루프 디지털 T-S 퍼지 시스템의 안정도를 보장함과 동시에 모든 샘플링 구간에서의 해 $x_d(t;t_0,x_0)$의 균질한 유계(uniform boundedness) 성질을 증명함으로써 혼합 디지털 T-S 퍼지 시스템의 안정도를 증명할 수 있다.

실제적인 수치적 실험의 경험에 의하면 재설계된 지능형 디지털 제어기는 샘플링 시간이 어느 임계값(critical value)보다 큰 경우 실제 혼합 디지털 T-S 퍼지 시스템의 상태 정합뿐 아니라 안정도조차 보장할 수 없다. 이러한 현상은 가정 1과 관련있다. 가정 1은 샘플링 시간 $T$가 매우 작은 경우에는 정리들 1, 2이 매우 작은 오차를 포용하며 만족하거나 제어기의 견실성(robustness)에 의하여 시스템의 안정도가 보장될 수 있으나 모든 샘플링 시간에 대해서 성립하는 것이 아니다. 엄밀한 의미에서 가정 1은 비현실적이며 이를 배제한 경우 어떤 조건하에서 정리 2가 유용한 결과를 산출하며 어떠한 안정도를 보장하는지를 조사해야 한다.

재설계된 디지털 제어기 (4)와 디지털 T-S 퍼지 시스템 (3)으로 이루어지는 혼합 시스템

$$\dot{x}_d(t) = \sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(t))(A_i x_d(t) + B_i u_d(kT))$$

은 다음과 같이 샘플링 구간 $[kT, kT+T), k \in Z_{\geq 0}$에서 적분함으로써 정확한 이산 시간 시스템을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} &x_d(kT+T)\\ &= x_d(kT) + T\left(\sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(kT))(A_i x_d(kT) + B_i u_d(kT))\right)\\ &\quad + \int_{kT}^{kT+T}\sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(\tau))(A_i x_d(\tau) + B_i u_d(kT)))\\ &\quad - \sum_{i=1}^{r}\theta_i(z(kT))(A_i x_d(kT) + B_i u_d(kT)))d\tau\\ &=: G_e(x_d(kT), u_d(kT)) \end{aligned}$$

**보조정리 1**: 가정 1을 도입함으로써 획득한 시간 이산화된 T-S 퍼지 시스템 (5)와 정확한 이산 시간 T-S 퍼지 시스템 (8)은 임의의 옹골 집합 (compact set) $U_x$ 상에서 모든 $T \in R_{(0,T_1]}$에 대하여 다음의 조건식을 만족하는 상수들 $T_1 \in R_{(0,1]}$, $\nu_1 \in R_{>0}$이 존재함을 보장한다.

$$\sup_{x_d(kT)\in U_x} \| G_a(x_d(kT), u_d(kT)) - G_e(x_d(kT), u_d(kT))\| \leq \nu_1 T^2$$

보조정리 1로부터 규명된 정확한 시간 이산화 모델과 근사 시간 이산화 모델의 관계로부터 라그랑지 안정도(Lagrange stability)를 증명한다.

**정리 3**: 샘플링 시간 $T$가 충분히 작다면 재설계된 지능형 디지털 제어기 (4)에 의하여 제어된 T-S 퍼지 시스템 (3)의 상태 $x_d(t;t_0,x_0)$는 라그랑지의 의미에서 안정하다.

**증명**: 정리 2로부터 리아푸노프(Lyapunov) 함수 $V(x_d(kT))$가

$\kappa_1\|x_d(kT)\|^2 \leq V(x_d(kT)) \leq \kappa_2\|x_d(kT)\|^2$,

$\Delta V(x_d(kT))|_{(6)} \leq -\kappa_3 T\|x_d(kT)\|^2$을 만족하는 양의 상수들 $\{\kappa_1, \kappa_2, \kappa_3\}$이 존재함을 알 수 있다. 샘플링 시간 $T < T_1$이 주어졌을때 시스템 (8)의 상태 궤적을 따라는 리아푸노프 함수 $V(x_d(kT))$의 전방향 차분(forward difference)은 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \Delta V(x_d(kT))|_{(8)} &= V(x_d(kT+T))|_{(6)} - V(x_d(kT)).\\ &\quad + V(x_d(kT+T))|_{(8)}\\ &\quad - V((x_d(kT+T))|_{(6)}\\ &\leq -\kappa_3 T\|x_d(kT)\|^2 + \nu_1 l_2 T^2 \end{aligned}$$

여기서 상수 $l_2 \in R_{>0}$는 옹골집합 $U_x$상의 리아푸노프 함수 $V(\cdot)$의 인자 $x_d(kT)$에 대한 립쉬츠(Lipschitz) 상수이다. 임의의 옹골집합 $S \subset \Sigma_R$에 대하여 두개의 상수 $c_2 > c_1 > \max_{x_0 \in S} V(x_0)$를 선택하자. 다음과 같이 정의되는 동위 집합 (level set) $\Sigma_{c_2} = x_d(kT) | V(x_d(kT)) \leq c_2,\ k \in Z_{\geq 0}$은 $n$차원 유클리디안(Euclidian) 공간의 옹골집합이며 집합 $S$는 집합 $\Sigma_{c_2}$의 내부(interior)에 위치한다. 이제 리아푸노프 함수의 유계 가능성을 조사해보자. 상태 $x_d(kT)$의 초기위치 $x_0$가 동위 집합 $\Sigma_{c_1} = x_d(kT) | V(x_d(kT)) \leq c_1, k \in Z_{\geq 0}$의 내부에 속한다면 샘플링 시간 $T$가 다음 식을 만족하도록 충분히 작을 경우,

$$T < T_6 := \frac{\kappa_1^{-1}\kappa_3\nu_1^{-1}c_1 l_2^{-1}}{2} + \frac{\sqrt{(\kappa_1^{-1}\kappa_3\nu_1^{-1}c_1 l_2^{-1})^2 + 4\nu_1^{-1}(c_2 - c_1)l_2^{-1}}}{2}$$

시스템 (8)을 따르는 전방향 궤적은 동위집합 $\Sigma_{c_2}$을 벗어날 수 없음을 다음과 같이 보일 수 있다.

$$\begin{aligned} V(x_d(kT+T))|_{(8)} &\leq V(x_d(kT)) - \kappa_3 T\|x_d(kT)\|^2\\ &\quad + \nu_1 l_2 T^2\\ &\leq c_1 - \kappa_1^{-1}\kappa_3 c_1 T + \nu_1 l_2 T^2 \leq c_2 \end{aligned}$$

상보인(complementary, 相補) 경우, 즉 상태가 집합 $x_d(kT) \in \Sigma_{c_2} \setminus \Sigma_{c_1}$에 위치한다면, 샘플링 시간이 $T < T_7 := \kappa_1^{-1}\kappa_3\nu_1^{-1}c_2 l_2^{-1}$인 경우 다음의 부등식

$$\begin{aligned} V(x_d(kT+T))|_{(8)} &\leq c_2 - \kappa_1^{-1}\kappa_3 c_2 T + \nu_1 l_2 T^2\\ &\leq c_2 \end{aligned}$$

을 만족한다. 샘플링 시간 $T_5 := \min\{T_1, T_6, T_7\}$보다 작은 값으로 취하면 집합 $\Sigma_{c_2}$가 양의 정규부분(positive iniance)임을 보장한다.

이제 궁극적 유계성(ultimate boundedness)을 조사해보자. 이를 위하여 다음의 부등식을 고려하자:

$$\begin{aligned} V(x_d(kT+T))|_{(8)} &\leq V(x_d(kT)) - \frac{\kappa_3 T}{2}\|x_d(kT)\|^2\\ &\quad - T\left(\frac{\kappa_3}{2}\|x_d(kT)\|^2 - \nu_1 l_2 T\right) \end{aligned}$$

상수 $c_3 = \max_{\kappa_3\|x_d\|^2 \leq 2\nu_1 l_2 T} V(x_d(kT)) = 2\kappa_2\kappa_3^{-1}\nu_1 l_2 T$를 도입하자. 상태 $x_d(kT)$가 옹골 집합

$\Sigma_{c_3} = x_d(kT) | V(x_d(kT)) \le c_3, k \in Z_{\ge 0}$외부에 위치한 경우는 언제나 부등식 $\kappa_3 T \|x_d(kT)\| > 2\nu_1 l_2 T$이 만족되며 다음의 부등식이 성립한다:

$$V(x_d(kT+T))|_{(8)} \le V(x_d(kT)) - \frac{T}{2}\kappa_3 \|x_d(kT)\| .$$

초기 위치 $x_0 \in \Sigma_{c_2} \setminus \Sigma_{c_3}$에서 출발한 상태가 시간 $t=kT$까지 집합 $\Sigma_{c_3}$외에만 위치한다면 리아푸노프 함수 $V(x_d(kT))$는 다음의 부등식

$$\begin{aligned} V(x_d(kT+T))|_{(8)} &\le V(x_0) - \frac{T}{2}\sum_{j=0}^{k} 2\nu_1 l_2 T \\ &\le V(x_0) - \nu_1 (1+k) l_2 T^2 \end{aligned}$$

에 의하여 $V(x_d(k_{\mathrm{uub}}T)) \le c_3$ 이거나 동등하게 $x_d(k_{\mathrm{uub}}T)$가 집합 $\Sigma_{c_3}$의 내부로 들어오는 유한한 수 $k_{\mathrm{uub}}$가 존재할 것이다. 집합 $\Sigma_{c_3}$ 내부에 진입한 상태 $x_d(k_{\mathrm{uub}}T)$는 다음과 같은 두가지 경우를 생각할 수 있다. 만일 $\kappa_3 \|x_d(k_{\mathrm{uub}}T)\| > 2\nu_1 l_2 T$라면

$$\begin{aligned} V(x_d(k_{\mathrm{uub}}T+T))|_{(8)} \le\ & V(x_d(k_{\mathrm{uub}}T)) \\ & - \frac{T}{2}\kappa_3 \|x_d(k_{\mathrm{uub}}T)\|^2 \\ \le\ & c_3 \end{aligned}$$

따라서 $x_d(k_{\mathrm{uub}}T+T)$는 집합 $\Sigma_{c_3}$내부에 존재할 것이다. 혹은 $\kappa_3 \|x_d(k_{\mathrm{uub}}T)\| \le 2\nu_1 l_2 T$라면 부등식

$$\begin{aligned} V(x_d(k_{\mathrm{uub}}T+T)) &\le V(x_d(k_{\mathrm{uub}}T)) + \nu_1 l_2 T^2 \\ &\le c_3 + \nu_1 l_2 T^2 \\ &=: c_4 \end{aligned}$$

에 의하여 $x_d(k_{\mathrm{uub}}T+T)$는 집합 $\Sigma_{c_3}$을 벗어나지만 집합 $\Sigma_{c_4}$ 내부에 위치할 것이다. 그러나 이후 샘플링 순간에 리아푸노프 함수 $V(x_d(k_{\mathrm{uub}}T+2T))$는 감소하여 $x_d(k_{\mathrm{uub}}T+jT)$, $j \in Z_{>2}$는 다시 집합 $\Sigma_{c_3}$ 내부로 진입할 것이다. 모든 경우를 고찰한 결과 샘플링 순간들 $k \in Z_{\ge k_{\mathrm{uub}}}$에서 $V(x_d(kT)) \le c_4$를 만족한다. 실제적으로 상수들 $c_3, c_4$는 샘플링 시간 $T$의 $K_\infty$ 함수들이므로 샘플링 시간을 충분히 작게 함으로써 집합들 $\Sigma_{c_3}, \Sigma_{c_4}$을 임의로 작게 선정할 수 있다. 이는 임의의 영역 내부로 궁극적으로 수렴하는 유한한 샘플링 순간이 존재함을 의미한다.

한편 혼합 디지털 T-S 퍼지 시스템의 상태 $x_d(t)$는 샘플링 구간 $t \in R_{[kT, kT+T)}$에서 $\|x_d(t)\|$가 균일하게 유계됨을 쉽게 보일 수 있다. 따라서 재설계된 지능형 디지털 퍼지 모델 기반 제어기에 의한 T-S 퍼지 시스템은 라그랑지의 의미에서 안정하다.


### 감사의 글

이 논문은 2005년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음 (KRF-2005-214- D00085).


## 참 고 문 헌


[1] Y. H. Joo, L. S. Shieh, and G. Chen, ''Hybrid state-space fuzzy model-based controller with dual-rate sampling for digital control of chaotic systems," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 7, no. 4, pp. 394--408, 1999.

[2] H. J. Lee, H. Kim, Y. H. Joo, W. Chang, and J. B. Park, ''A new intelligent digital redesign: Global approach,'' IEEE Trans. Fuzzy Syst., IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 12, no. 2, pp. 274--284, 2004.

[3] H. J. Lee, J. B. Park, and Y. H. Joo, ''An effecient observer-based sampled-data control: Digital redesign approach,'' IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 50, no. 12, pp. 1595--1601, 2003.

[4] J. W. Sunkel, L. S. Shieh, and J. L. Zhang, ''Digital redesign of an optimal momentum management controller for the space station,'' J. Guid. Control Dyn., vol. 14, no. 4, pp. 712--723, 1991.

[5] C. A. Rabbath and N. Hori, ''Reduced-order PIM methods for digital redesign,'' IEE Proc. Control Theory Appl., vol. 150, no. 4, pp. 335--346, 2003.

[6] P. Apkarian, ''On the discretization of LMI-synthesized linear parameter-ying controllers,'' Automatica, vol. 33, no. 4, pp. 655--661, 1997.