

불확실성을 갖는 비선형 시스템을 위한 퍼지 모델 기반 제어기의 지능형 디지털 재설계

Intelligent Digital Redesign of a Fuzzy-Model-Based Controllers for Nonlinear Systems with Uncertainties

장 권 규, 주 영 훈*, 권 오 신
(Kwon Kyu Jang, Young Hoon Joo, and Oh Shin Kwon)

Abstract : In this paper, we propose a systematic method for intelligent digital redesign of a fuzzy-model-based controller for continuous-time nonlinear system which may also contain system uncertainties. The continuous-time uncertain TS fuzzy model is first constructed to represent the uncertain nonlinear system. A parallel distributed compensation(PDC) technique is then used to design a fuzzy-model-based controller for both stabilization. The designed continuous-time controller is then converted to an equivalent discrete-time controller by using a globally intelligent digital redesign method. This new technique is designed by a global matching of state variables between analog control system and digital control system. This new design technique provides a systematic and effective framework for integration of the fuzzy-model-based control theory and the advanced digital redesign technique for nonlinear systems with uncertainties. Finally, Chaotic Lorenz system is used as an illustrative example to show the effectiveness and the feasibility of the developed design method.

Keywords : intelligent digital redesign, fuzzy-model-based controller, LMI, PDC, TS fuzzy, nonlinear system, uncertainty

I. 서론

산업 현장에서 대부분의 실제 시스템은 강한 비선형성과 불확실성을 내재하고 있기 때문에 일반적인 비선형 시스템의 제어 이론과 제어기 설계에 많은 어려움을 더하고 있다. 따라서, 새롭게 거론된 여러 지능형 제어 방법들 중 퍼지 제어는 내재된 비선형성 때문에 제어 대상 시스템이 수학적으로 모델링하기 어렵거나 강한 비선형성을 보이는 경우, 또는 외부 환경이 불확실한 경우 등에 대해 강인함을 보이는 것으로 알려져 있다.

퍼지 논리 제어 연구에 있어서의 최근 동향은 비용면에서 효과적이고, 계산상으로 간단하며, 안정성이 보장된 제어기 설계를 위한 조직적 방법을 개발하는데 있다. 이러한 노력으로, 간단하지만 아주 효과적인 Takagi-Sugeno(TS) 퍼지 모델이 제안되었고, 이는 시스템 동역학 [3]의 전체적 표현을 위해 국부적 선형 상태 공간 모델을 가진 퍼지 추론 규칙들을 조합한다. TS 퍼지 모델에 기반을 두고 개발된 퍼지 제어 이론은 복잡한 비선형 시스템의 지능적인 제어를 위한 견고한 기초를 제시하고 있다.

복잡한 동적 시스템을 포함한 실제 제어 시스템의 대부분은 연속 시간 모델에 의해서 표현된다. 연속시간 제어기를 증가의 디지털 제어기로 전환하는 것을 디지털 재설계라 하며, Kuo에 의해 처음으로 소개되었다[6]. 그러나, 이러한 디지털 재설계 기법은 선형 시스템에서 대해서는 많은 연구가 되어 있으나, 비선형 시스템에 대해서는 연구가 미

흡한 실정이다. 복잡한 비선형 시스템에 대한 지능형 디지털 재설계 방법은 불확실성이 없는 경우에 대해서는 Joo [2]에 의해서 처음으로 시도되었다.

본 논문에서는 불확실성을 포함할 지도 모르는 복잡한 비선형 동적 시스템에 대한 퍼지 모델 기반 제어기의 지능형 디지털 재설계 기법을 제안한다. 제안된 방법은 퍼지 모델 기반 제어기의 디지털 재설계 시 전역적인 증가성을 유지하도록 한다. 본 논문에서 전역적인 증가성은 아날로그 제어되는 시스템의 상태 변수와 디지털 제어되는 시스템의 상태 변수가 서로 정확히 정합되도록 유지하는 것을 의미한다. 본래의 연속 시간 시스템을 표현하기 위해 불확실 TS 퍼지 모델이 구성되고, 그 다음, 대응하는 퍼지 모델 기반 제어기는 병렬 분산 보상 (Parallel Distributed Compensation; PDC) 기법을 사용하여 설계된다. 이 제어기를 바탕으로 상태 정합에 의해 증가의 디지털 퍼지 모델 기반 제어기가 설계된다. 본 논문에서는 Chaotic Lorenz 시스템에 대한 모의 실험을 통하여 제안된 방법의 효용성과 우수성을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 연속시간 불확실 TS 퍼지 모델이 기술되고, 3장에서는 지능형 디지털 재설계를 이용한 제어기 설계와 LMI를 이용한 안정도 분석에 관해 논하고, 4장에서는 Lorenz 시스템의 컴퓨터 모의 실험을 통해 제안된 제어기 설계 기법의 효용성을 입증한다. 마지막으로 5장에서 결론을 유도한다.

II. 불확실 TS 퍼지 모델 기반 제어기

다음과 같이 불확실성을 갖는 연속시간 비선형 동적 시스템을 고려한다.

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2005. 11. 15., 채택확정 : 2006. 2. 5.

장권규, 주영훈, 권오신 : 군산대학교 전자정보공학부

(lucifer@kunsan.ac.kr/yhjoo@kunsan.ac.kr/kos@kunsan.ac.kr)

$$\tilde{x}_c(t) = f(x_c(t)) + \Delta f(x_c(t)) + (g(x_c(t)) + \Delta g(x_c(t)))u_c(t) \quad (1)$$

여기서, $x_c(t) \in R^n$ 은 상태 벡터, $u_c(t) \in R^m$ 은 제어 입력, $f(x_c(t))$, $g(x_c(t))$ 는 비선형 연속함수, $\Delta f(x_c(t))$, $\Delta g(x_c(t))$ 는 불확실 함수이다. 이 비선형 시스템은 연속 시간 TS 퍼지모델에 의해 근사화 될 수 있다. (1)의 불확실 비선형 시스템을 다음과 같은 TS 퍼지 모델을 사용하여 퍼지 모델링 한다.

Rule IF $z_1(t)$ is F_1^i and \dots and $z_n(t)$ is F_n^i ,
THEN $\tilde{x}_c(t) = (A_i + \Delta A_i)x_c(t) + (B_i + \Delta B_i)u_c(t)$ $(i=1, 2, \dots, q)$ (2)

여기서, $F_j^i (j=1, 2, \dots, n)$ 는 퍼지 집합, q 는 퍼지 규칙 수, $A_i \in R^{n \times n}$, $B_i \in R^{n \times m}$, $z_1(t), \dots, z_n(t)$ 는 전건부 변수이고, $\Delta A_i, \Delta B_i$ 는 시스템에서 불확실성으로 나타내는 미지의 시변 행렬이다. 시스템 (2)의 비퍼지화된 출력은 다음과 같다.

$$\tilde{x}_c(t) = [A(\mu(z(t))) + \Delta A(\mu(z(t)))]x_c(t) + [B(\mu(z(t))) + \Delta B(\mu(z(t)))]u_c(t) \quad (3)$$

여기서,

$$\begin{aligned} z(t) &= (z_1(t), z_2(t), \dots, z_n(t)) \\ A(\mu(z(t))) &= \sum_{i=1}^q \mu_i(z(t))A_i, \\ B(\mu(z(t))) &= \sum_{i=1}^q \mu_i(z(t))B_i, \\ \Delta A(\mu(z(t))) &= \sum_{i=1}^q \mu_i(z(t))\Delta A_i, \\ \Delta B(\mu(z(t))) &= \sum_{i=1}^q \mu_i(z(t))\Delta B_i, \\ \mu(z(t)) &= (\mu_1(z(t)), \mu_2(z(t)), \dots, \mu_n(z(t))) \\ \mu_i(z(t)) &= \frac{w_i(z(t))}{\sum_{i=1}^q w_i(z(t))} \\ w_i(z(t)) &= \prod_{j=1}^n F_j^i(z_j(t)) \end{aligned}$$

또한, 불확실 행렬 ΔA_i 와 ΔB_i 는 norm bounded 이고, 다음과 같은 구조를 갖는다고 가정한다.

$$[\Delta A_i \ \Delta B_i] = D_i F_i(t) [E_{i1} \ E_{i2}] \quad (4)$$

(4)에서 D_i, E_{i1}, E_{i2} 는 적당한 크기의 미리 정해진 상수 실체 행렬이며, 시스템 불확실성의 구조를 표현한다. 그리고, $F_i(t) \in R^{k_i \times k_i}$ 는 미지의 행렬 함수이고, 다음 식을 만족한다.

$$F_i^T(t)F_i(t) \leq I \quad (5)$$

우리는 PDC 기법을 사용하는 다음과 같은 퍼지 모델 기반 제어기를 사용한다.

Controller Rule i
IF $z_1(t)$ is F_1^i and \dots and $z_n(t)$ is F_n^i
THEN $u_c(t) = -K_i^i x_c(t)$, $(i=1, 2, \dots, q)$ (6)

여기서, K_i^i 는 i 번째 부분공간에서의 게환 이득이다. 퍼지 모델 기반 제어기의 비퍼지화된 출력은 다음과 같다.

$$u_c(t) = -K_c(\mu(z(t)))x_c(t) \quad (7)$$

여기서, $K_c(\mu(z(t))) = \sum_{i=1}^q \mu_i(z(t))K_i^i$ 이다.

III. 지능형 디지털 재설계

1. 불확실 TS 퍼지 시스템의 강인 안정화

본 절은 불확실 퍼지 모델의 안정화를 위한 충분 조건을 제시한다.

시스템의 전체적인 폐루프 시스템은 다음과 같다.

$$\tilde{x}_c(t) = \sum_{i=1}^q \mu_i(z(t))((A_i + \Delta A_i)x_c(t) + (B_i + \Delta B_i)u_c(t)) \quad (8)$$

시스템 (8)의 강인 안정화를 위한 TS 퍼지 모델 기반 제어기는 다음과 같다.

$$u_c(t) = - \sum_{i=1}^q \mu_i(z(t))K_i^i x_c(t) \quad (9)$$

시스템 파라미터의 불확실성을 포함하는 TS 퍼지 모델의 점근적 안정성을 보장하는 충분 조건은 다음과 같이 정리할 수 있다.

정리 1: 다음 두 개의 선형행렬부등식(LMI)을 만족하는 양한정 대칭행렬 P 와 행렬 K_i 와 적절한 양의 상수 γ_j ($i, j = 1, \dots, q$)가 존재한다면, TS 퍼지 시스템 (8)은 TS 퍼지 모델 기반 상태 게환 제어기 (9)에 의해서 점근 안정하다.

$$\begin{bmatrix} E_{i1}Q - E_{i2}M_i & * & * \\ D_i^T & 0 & -\gamma_i^{-1}I \end{bmatrix} < 0 \quad (10)$$

$(1 \leq i \leq q)$

$$\begin{bmatrix} Y_{ij} & * & * & * & * \\ E_{i1}Q - E_{i2}M_j & -\gamma_j I & * & * & * \\ E_{i1}F - E_{i2}M_i & 0 & -\gamma_j I & * & * \\ D_i^T & 0 & 0 & -\gamma_j^{-1}I & * \\ D_j^T & 0 & 0 & 0 & -\gamma_j^{-1}I \end{bmatrix} < 0 \quad (11)$$

$(1 \leq i \leq j \leq q)$

여기서, ϕ_{ii} 와 Y_{ij} 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \phi_{ii} &= QA_i^T + A_i Q - M_i^T B_i^T - B_i M_i \\ Y_{ij} &= QA_i^T + A_i Q + QA_j^T + A_j Q - M_i^T B_j^T \\ &\quad - B_i M_j - M_i^T B_j^T - B_j M_i \end{aligned}$$

그리고, $Q = P^{-1}$, $M_i = K_i P^{-1}$ 이고, *는 전치 요소를 나타낸다.

증명: 참고문헌 [6] 참조

2. 상태 정합에 의한 디지털 재설계

디지털 재설계는 주어진 아날로그 시스템과 적절히 설계된 아날로그 제어기를 이용해 아날로그 제어되는 시스템의 상태 변수 $x_c(t)$ 와 디지털 제어되는 시스템의 상태 변수 $x_d(t)$ 가 정합되도록 하는 디지털 제어기를 설계하는 것이다.

먼저 구간 연속 제어 입력 $u_d(t)$ 에 의한 시스템 (3)의 샘플치 데이터 시스템은 다음과 같다.

$$\dot{\bar{x}}_d(t) = [(A(\mu(z(t))) + \Delta A(\mu(z(t))))x_d(t) + [B(\mu(z(t))) + \Delta B(\mu(z(t)))]u_d(t) \quad (12)$$

$$u_d(t) = u_d(kT) = -K_d(\mu(z(t)))x_d(kT), \quad \text{for } kT \leq t < kT + T \quad (13)$$

여기서, $x_d(t)$ 는 샘플치 데이터 시스템의 상태 변수이고, $u_d(t) = u_d(kT)$ 는 제어 입력이고, $K_d(\mu(z(t)))$ 는 디지털로 재설계된 이득이다.

(13)에서의 디지털 이득 $K_d(\mu(z(t)))$ 를 찾기 위해 다음을 가정한다.

가정 1: 임의의 구간 $[kT, kT + T]$ 내에서 i 번째 규칙 $\mu_i(t)$ 의 발화도가 $\mu_i(kT)$ 로 근사화 될 수 있도록 샘플링 주기 T 는 충분히 짧다.

또한, 이에 따라 $A(\mu(z(t))), B(\mu(z(t))), K_c(\mu(z(t))), \Delta A(\mu(z(t))), \Delta B(\mu(z(t)))$ 는 임의의 구간 $[kT, kT + T]$ 내에서 각각 $A(\mu(z(kT))), B(\mu(z(kT))), K_c(\mu(z(kT))), \Delta A(\mu(z(kT))), \Delta B(\mu(z(kT)))$ 로 근사화된다.

가정 1에 근거해 (12)의 등가 이산 시간 페루프 시스템은 다음과 같이 근사화된다.

$$\begin{aligned} x_d(kT + T) &= \Phi(kT + T, kT)x_d(kT) \\ &+ \int_{kT}^{kT+T} \Phi(kT + T, \tau)\Delta A(\mu(z(\tau)))x_d(\tau)d\tau \\ &+ \int_{kT}^{kT+T} \Phi(kT + T, \tau)[B(\mu(z(\tau))) + \Delta B(\mu(z(\tau)))]u_d(\tau)d\tau \\ &\cong \exp(A(\mu(z(kT)))T)x_d(kT) \\ &+ [\exp^{A(\mu(z(kT)))T} - I]A(\mu(z(kT)))^{-1}\Delta A(\mu(z(kT)))x_d(kT) \\ &+ [\exp(A(\mu(z(kT)))T) - I_n]A(\mu(z(kT)))^{-1} \\ &\times [B(\mu(z(kT))) + \Delta B(\mu(z(kT)))]u_d(kT) \\ &= [I_n + A(\mu(z(kT)))T + \mathcal{O}(T^2)]x_d(kT) \\ &+ [A(\mu(z(kT)))T + \mathcal{O}(T^2)]A(\mu(z(kT)))^{-1} \\ &\times \Delta A(\mu(z(kT)))x_d(kT) \\ &+ [A(\mu(z(kT)))T + \mathcal{O}(T^2)]A(\mu(z(kT)))^{-1} \\ &\times [B(\mu(z(kT))) + \Delta B(\mu(z(kT)))]u_d(kT) \\ &\cong [I_n + (A(\mu(z(kT))) + \Delta A(\mu(z(kT))))T]x_d(kT) \\ &+ [B(\mu(z(kT))) + \Delta B(\mu(z(kT)))]Tu_d(kT) \\ &= \sum_{i=1}^q \mu_i(z(kT))[(I_n + A_i T + \Delta A_i T)x_d(kT) + (B_i + \Delta B_i)Tu_d(kT)] \\ &\cong \sum_{i=1}^q \mu_i(z(kT))[(G_i + \Delta A_i T)x_d(kT) + (H_i + \Delta B_i T)u_d(kT)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\cong [G(\mu(z(kT))) + \Delta A(\mu(z(kT)))T]x_d(kT) \\ &+ [H(\mu(z(kT))) + \Delta B(\mu(z(kT)))T]u_d(kT) \quad (14) \end{aligned}$$

여기서, I_n 은 $n \times n$ 단위 행렬이며, $\mathcal{O}(T^2)$ 는 고차항을 의미한다.

아날로그로 제어되는 시스템 (3)의 상태 변수와 디지털로 제어되는 시스템 (14)의 상태 변수 정합을 위해 (3)의 이산 시간 상태 변수 $x_c(kT)$ 를 다음과 같이 구한다.

$$\begin{aligned} x_c(kT + T) &= \Phi(kT + T, kT)x_c(kT) \\ &+ \int_{kT}^{kT+T} \Phi(kT + T, \tau)\Delta A(\mu(z(\tau)))x_c(\tau)d\tau \\ &+ \int_{kT}^{kT+T} \Phi(kT + T, \tau)[B(\mu(z(\tau))) + \Delta B(\mu(z(\tau)))]u_c(\tau)d\tau \quad (15) \end{aligned}$$

가정 1과 블록 펄스 함수 방법 [9]을 사용하면,

$$\begin{aligned} u_c(\tau) &\cong \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{2} [u_c(kT) + u_c(kT + T)]\phi_i(\tau) \\ &\cong \sum_{i=0}^{\infty} -\frac{1}{2} K_c(\mu(z(kT)))[x_c(kT) + x_c(kT + T)] \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned} \phi_i(\tau) &= 1, \quad \text{for } i T \leq \tau < (i+1)T \\ \phi_i(\tau) &= 0, \quad \text{otherwise} \end{aligned}$$

따라서, 우리는 다음 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} &\int_{kT}^{kT+T} \Phi(kT + T, \tau)[B(\mu(z(\tau))) + \Delta B(\mu(z(\tau)))]u_c(\tau)d\tau \\ &\cong \frac{1}{2} \int_{kT}^{kT+T} \Phi(kT + T, \tau) \\ &\times [B(\mu(z(\tau))) + \Delta B(\mu(z(\tau)))] [u_c(kT) + u_c(kT + T)]d\tau \\ &\cong \frac{1}{2} [\exp(A(\mu(z(kT)))T) - I_n]A(\mu(z(kT)))^{-1} \\ &\times [B(\mu(z(kT))) + \Delta B(\mu(z(kT)))] [u_c(kT) + u_c(kT + T)] \\ &= \frac{1}{2} [A(\mu(z(kT)))T + \mathcal{O}(T^2)]A(\mu(z(kT)))^{-1} \\ &\times [B(\mu(z(kT))) + \Delta B(\mu(z(kT)))] [u_c(kT) + u_c(kT + T)] \\ &\cong -\frac{1}{2} [B(\mu(z(kT))) + \Delta B(\mu(z(kT)))] \\ &\times TK_c(\mu(z(kT)))[x_c(kT) + x_c(kT + T)] \\ &= -\frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^q \mu_i(z(kT))(B_i + \Delta B_i)T \right. \\ &\quad \left. \times K_c(\mu(z(kT)))[x_c(kT) + x_c(kT + T)] \right] \\ &\cong -\frac{1}{2} \left[\sum_{i=1}^q \mu_i(z(kT))(H_i + \Delta B_i T) \right. \\ &\quad \left. \times K_c(\mu(z(kT)))[x_c(kT) + x_c(kT + T)] \right] \\ &\cong -\frac{1}{2} [H(\mu(z(kT))) + \Delta B(\mu(z(kT)))T] \\ &\times K_c(\mu(z(kT)))[x_c(kT) + x_c(kT + T)] \quad (16) \end{aligned}$$

(16)을 (15)에 대입하고 정리하면 (17)을 얻을 수 있다.

$$x_c(kT + T) \cong [I_n + \frac{1}{2}[H(\mu) + \Delta B(\mu)T]K_c(\mu)]^{-1} \times [G(\mu) + \Delta A(\mu)T - \frac{1}{2}[H(\mu) + \Delta B(\mu)T]K_c(\mu)]x_c(kT)$$

상태 변수 $x_c(kT)$ 와 $x_d(kT)$ 를 정합시키기 위해 (17)과 (14)를 이용하여 풀면 우리는 다음을 얻을 수 있다.

$$K_d(\mu) \cong \frac{1}{2}[I_m + \frac{1}{2}K_c(\mu)(H(\mu) + \Delta B(\mu)T)]^{-1} \times K_c(\mu)[I_n + G(\mu) + \Delta A(\mu)T]$$

따라서, 디지털 퍼지 모델 기반 제어기는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$u_d(t) = u_d(kT) = -\frac{1}{2}[\sum_{i=1}^q \mu_i(z(kT))(I_m + \frac{1}{2}K_c^i(H_i + \Delta B_i T))]^{-1} \times [\sum_{i=1}^q \mu_i(z(kT))K_c^i] \times [\sum_{i=1}^q \mu_i(z(kT))(I_n + G_i + \Delta A_i T)]x_d(kT)$$

IV. 모의 실험

제안된 지능형 디지털 재설계 기법의 효용성을 입증하기 위해 Chaotic Lorenz 시스템에 이를 적용한다. Lorenz 시스템은 몇 개의 간단한 비선형 항을 가지고, 매우 전형적인 혼돈 현상을 보이는 시스템이다. 시스템의 동력학 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sigma x + \sigma y \\ rx - y - xz \\ xy - bz \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

여기서, $\sigma, r, b > 0$ 이고, σ 는 Prandtl number, r 은 Rayleigh number, b 는 scaling constant이다. 위의 시스템은 불확실성을 포함하고 있다 가정하면, $\sigma = \sigma_0 + \Delta\sigma$, $r = r_0 + \Delta r$, $b = b_0 + \Delta b$, $(\sigma_0, r_0, b_0) = (10, 28, 8/3)$ 이고, 불확실 파라미터는 명목상의 값의 30% 이내에서 제한된다고 가정한다.

대응하는 TS 퍼지 모델은 다음과 같이 표현될 수 있다.

IF x is F_1^i
 THEN $\dot{x}_c(t) = (A \Delta A_i)x_c(t) + Bu_c(t), i = 1, 2$ (21)

여기서, $x_c = [x \ y \ z]^T$ 이고,

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\sigma_0 & \sigma_0 & 0 \\ r_0 & -1 & -M_1 \\ 0 & M_1 & -b_0 \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\sigma_0 & \sigma_0 & 0 \\ r_0 & -1 & -M_2 \\ 0 & M_2 & -b_0 \end{bmatrix}$$

$\Delta A_i = D_i F_i E_{i1}$ 으로 다음과 같다.

$$D_1 = D_2 = \begin{bmatrix} -0.3 & 0 & 0 \\ 0 & 0.3 & 0 \\ 0 & 0 & 0.3 \end{bmatrix}$$

$$E_{11} = E_{21} = \begin{bmatrix} \sigma_0 & -\sigma_0 & 0 \\ r_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_0 \end{bmatrix}$$

$$F_1 = F_2 = \begin{bmatrix} \delta_1(t) & 0 & 0 \\ 0 & \delta_2(t) & 0 \\ 0 & 0 & \delta_3(t) \end{bmatrix}$$

소속 함수는 다음과 같이 주어지고,

$$F_1^1 = \frac{-x + M_2}{M_2 - M_1}, \quad F_1^2 = \frac{x - M_1}{M_2 - M_1} \quad (22)$$

$(M_1, M_2) = (-20, 30)$ 이다.

정해진 연속시간 TS 퍼지 모델을 가지고, Chaotic Lorenz 시스템의 제어성을 위해 디지털로 재설계된 퍼지 모델 기반 제어기를 구성한다.

정리 1과 LMI 풀이에 의해, 다음과 같이 연속 시간 제어기의 이득 행렬을 구할 수 있다.

$$K_c^1 = [631.1504 \ 178.1875 \ -5.7239]$$

$$K_c^2 = [632.6517 \ 178.5805 \ -5.9236]$$

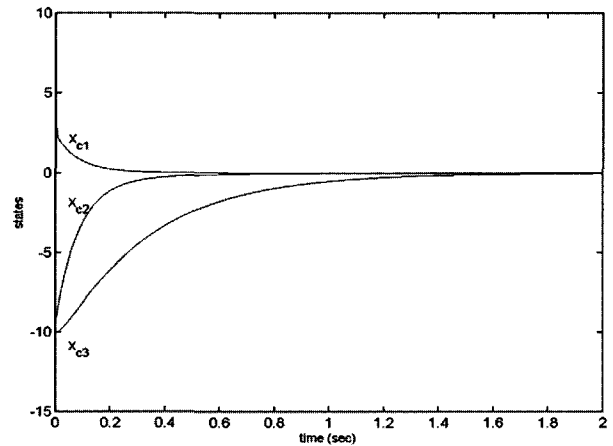


그림 1. 연속시간 Lorenz 시스템의 상태 궤도.
 Fig. 1. The state trajectory of the continuous time Lorenz system.

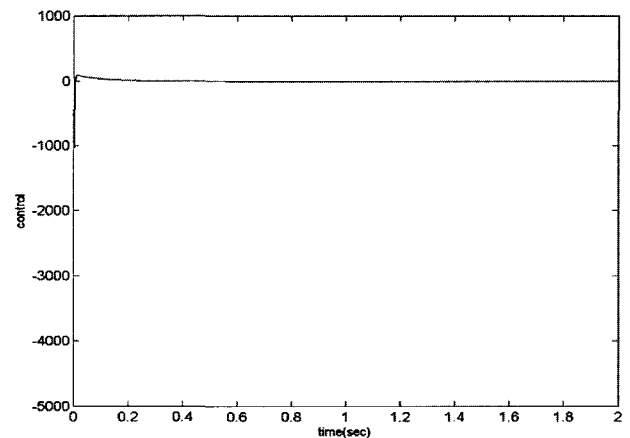


그림 2. 연속시간 제어기의 제어 입력.
 Fig. 2. Control input of the continuous time controller.

그림 1과 2는 설계된 Lorenz 시스템의 상태 벡터와 제어 입력을 보여준다. 모의 실험 시간은 2 s로 하였고, 초기 조건은 $x_c(0)=[10 \ -10 \ -10]^T$ 이다. 모의 실험에서, 모든 시스템 매개변수들은 명목상의 값의 30% 이내에서 제한된다고 가정하였다. 그림 1에서 보는 바와 같이, 모든 시스템의 상태 궤도는 시스템 불확실성에도 불구하고 영으로 수렴함을 알 수 있다.

구해진 연속 시간 제어기를 등가의 디지털 제어기로 전환한다. 샘플링 주기는 $T=0.01\text{sec}$ 로 하였다. (18)을 적용하면 다음과 같이 디지털 이득을 구할 수 있다.

$$K_d=[152.8029 \ 49.6853 \ -1.3424]$$

그림 3과 4는 모의 실험 결과를 보여 준다. 그림 3은 아날로그 시스템과 기존의 지능형 디지털 재설계와 제안된 방법에 의해 재설계된 시스템의 상태 궤도를 비교한 것이고, 그림 4는 제안된 방법과 기존의 지능형 디지털 재설계, 아날로그 제어기에 의한 제어 입력의 변화를 보인 것이다.

모의 실험 결과에서 알 수 있듯이 제안된 제어기는 불확실성을 포함하는 아날로그 제어기에 의한 시스템 응답을 매우 정확하게 추종함을 알 수 있다.

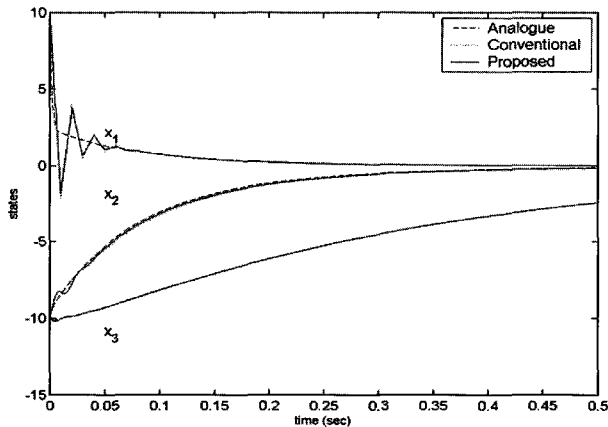


그림 3. Lorenz 시스템의 상태 궤도($T=0.01\text{sec}$).
Fig. 3. The state trajectory of the Lorenz system.

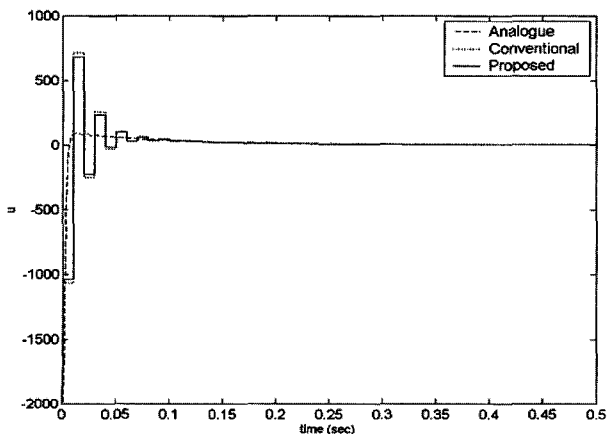


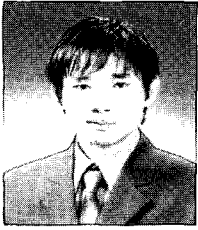
그림 4. Lorenz 시스템의 제어 입력.
Fig. 4. Control input of the Lorenz system.

V. 결론

본 논문에서는 불확실성을 가진 연속시간 비선형 시스템에 대하여 전역적인 상태 변수의 정합을 고려한 디지털 재설계 기법을 제안하였다. 제안된 방법은 퍼지 모델 기반 제어기의 디지털 재설계 시 아날로그 제어되는 시스템의 상태 변수와 디지털 제어되는 시스템의 상태 변수를 전역적으로 정합하도록 구성되었다. 제안된 방법은 불확실성을 가진 복잡한 비선형 시스템의 디지털 제어기를 용이하게 설계할 수 있는 기법이다. 제안된 방법을 Chaotic Lorenz 시스템에 적용한 결과 그 유용성을 확인 하였다.

참고문헌

- [1] W. Chang, Y. H. Joo, J. B. Park, "Digital control of an inverted pendulum by using intelligent digital redesign" 대한전기학회 논문지, vol. 50D, pp. 457-463, 2001, 10.
- [2] Y. H. Joo, Y. W. Lee, D. B. Cha, and J. H. Oh, "Intelligent Digitally Redesigned Fuzzy Controller," *Int. Journal of Fuzzy logic and Intelligent Systems*, vol. 2, no. 3, pp. 221-226, 2002, 12.
- [3] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [4] H. O. Wang, K. Tanaka, and M. Griffin, "An approach of fuzzy control of nonlinear systems: stability and design issues," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 4, pp. 14-23, Feb. 1996.
- [5] K. Tanaka, T. Ikeda, and H. O. Wang, "Robust stabilization of a class of uncertain nonlinear systems via fuzzy control: quadratic stabilizability, H_∞ control theory, and linear matrix inequalities," *IEEE Transactions on Fuzzy systems*, vol. 86, no. 3, pp. 279-288, 1997.
- [6] H. J. Lee, J. B. Park, and G. Chen, "Robust fuzzy control of nonlinear systems with parametric uncertainties," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2000. (to be published).
- [7] 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 Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 7, pp. 394-408, Aug. 1999.
- [8] J. Li, D. Niemann and H. O. Wang, "Parallel distributed compensation for Takagi-Sugeno fuzzy models: multi-objective controller design," *Proc. of ACC*, pp. 1832-1836, San Diego, California, June, 1999.
- [9] K. Tanaka and M. Sugeno, "Stability analysis and design of fuzzy control systems," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 45, no. 2, pp. 134-156, 1992.
- [10] K. L. Cho, Y. H. Joo and J. B. Park, "Intelligent Digital Redesign for Dynamical Systems with Uncertainties," *퍼지 및 지능시스템학회 논문지* 2003, vol. 13, no 6, pp. 667-672.



장 권 규

2004년 군산대 전자정보공학부 졸업.
2005년 동 대학원 석사. 관심분야는 퍼지 제어 및 응용, 인공지능, 관절 로봇.



권 오 신

1954년 11월생. 1978년 전북대 전기공학과(공학사). 1982년 전북대 전기공학과(공학석사). 1988년 전북대 전기공학과(공학박사). 1988년~현재 군산대 전자정보공학부 교수. 관심분야는 신경 회로망, 적응필터, 제어 이론.



주 영 훈

1958년 6월 출생. 1982년, 1984년, 1995년 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사, 공학석사, 공학박사). 1986년~1995년 (주)삼성전자 자동화연구소 팀장. 1998년 2월~1999년 1월 휴스턴 대학 전기 및 컴퓨터공학과 박사후 박사과정. 1995년~현재까지 군산대학교 전자정보공학부 교수. 현 한국퍼지및지능시스템학회 부회장. 대한전기학회 D부문 총무이사. 제어 · 자동화 · 시스템공학회 국문지담당 편집이사. 분부이사. 관심분야는 지능형로봇, 지능제어, 퍼지 분류기, 모델링, 인공지능, 감정인식 등.