

타카기-수게노 형태의 비선형 시스템의 효율적 분산 샘플치 제어: 중복 지능형 디지털 재설계 접근법

Effective Decentralized Sampled-Data Control for Nonlinear Systems in T - S' Form: Overlapping IDR Approach

이호재*, 김도완***

Ho Jae Lee and Do Wan Kim

*인하대학교 전자공학부

**한밭대학교 전기공학과

요 약

본 논문은 대규모 비선형 시스템의 분산 샘플치 제어 문제를 논한다. 대상 시스템은 타카기-수게노 퍼지모델로 표현된다. 중복분해 기법을 이용하여 아날로그 분산 제어기를 설계하고 이것은 지능형 디지털 재설계 기법에 의하여 샘플치 제어기로 변환된다. 설계조건은 선형행렬부등식으로 표현된다. 모의실험 결과에 의하여 제안된 기법의 효용성을 입증한다.

키워드: 대상 시스템, 타카기-수게노 퍼지모델, 중복분해 기법, 지능형 디지털 재설계 기법

Abstract

This paper discusses a decentralized sampled-data control problem for large-scale nonlinear systems. The system is represented in Takagi-Sugeno's form. Next, we design a decentralized analog controller based on the overlapping decomposition technique. The final step is to apply the intelligent digital redesign scheme for converting the analog controller into the sampled-data one. Design condition is represented in terms of linear matrix inequalities. A simulation result is provided for the effectiveness of the proposed design method.

Key Words: Large-scale system, Takagi-Sugeno fuzzy model, overlapping decomposition, intelligent digital redesign.

1. 서론

다수의 소규모 시스템이 상호연결된 대규모 시스템의 제어를 위하여 시스템의 모든 상태변수의 정보를 사용하는 집중제어 방식은 비현실적이다 [1]. 이와 달리 각 소규모 시스템 내부의 이용가능한 정보만을 이용하는 분산제어 방식이 현실적인 대처법으로 간주된다 [2]. 분산제어기 설계시 시스템의 고차원을 해결하는 일반적인 방법은 전체 대규모 시스템을 소규모 하부시스템이 상호연결된 형태로 재구성하는 것이다 [3]. 그러나 하부시스템간의 연결은 외란으로 간주되어 제어기의 설계가 불가능하거나 보수적인 설계결과를 초래한다. 이와 더불어 비선형성을 포함한 시스템의 분산제어기 설계의 어려움을 더욱 가중시킨다. 또한 산업기술의 디지털화

에 대응하기 위하여 대규모 시스템의 효과적인 샘플치 제어기법이 필요하나 관련 연구결과는 매우 드물다 [4, 5, 6].

본 논문은 대규모 비선형 시스템의 분산 샘플치 제어문제를 다룬다. 대규모 비선형 시스템은 타카기-수게노(Takagi-Sugeno: T-S) 퍼지모델로 표현되며, 효율적인 분산제어를 위해 중복분해(overlapping decomposition) 기법을 활용한다. 중복분해는 분산제어기의 이득행렬의 특수한 구조에 의한 설계조건을 보수성을 완화하기 위하여 이득행렬을 대각행렬의 형태로 구성하기 위한 시스템 변환기법이다 [7, 8]. 샘플치 제어기를 효율적으로 설계하기 위하여 지능형 디지털 재설계 (intelligent digital redesign) 기법을 사용한다 [4, 5, 6]. 설계조건은 선형행렬부등식(LMI: linear matrix inequality) 형태로 제시된다.

본 논문은 표준적인 표기법을 따른다. $\|x\|_p := \sqrt{x^T P x}$ 으로 정의하며 대칭행렬 표기에 대하여 다음 생략법을 사용한다.

$$K \begin{bmatrix} \text{He}\{S\} & * \\ M & Q \end{bmatrix} * := K \begin{bmatrix} S+S^T & M^T \\ M & Q \end{bmatrix} K^T$$

접수일자: 2011년 6월 28일

심사(수정)일자: 2011년 10월 19일

게재확정일자: 2012년 2월 5일

* 교신저자

이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2011-0005656).

2. 아날로그 중복 퍼지제어기 설계

다음의 T-S 퍼지모델을 고려하자.

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^r \theta_i (A_i x + B_i u + D_i w) \quad (1)$$

여기서 $x \in \mathbb{R}^n$ 는 상태, $u \in \mathbb{R}^m$ 는 제어입력, $w \in \mathbb{R}^p$, $\|w\|_{\mathcal{L}^\infty} = \zeta$ 은 외란이다. 시스템 행렬들이

$$A_i = \left[\begin{array}{cc|c} A_{i11} & A_{i12} & 0 \\ A_{i21} & A_{i22} & A_{i23} \\ \hline 0 & A_{i32} & A_{i33} \end{array} \right]$$

$$B_i = \left[\begin{array}{c|c} B_{i11} & 0 \\ B_{i21} & B_{i22} \\ \hline 0 & B_{i32} \end{array} \right], \quad D_i = \left[\begin{array}{c|c} D_{i11} & 0 \\ D_{i21} & D_{i22} \\ \hline 0 & D_{i32} \end{array} \right]$$

의 형태라면 (1)은 분할된 행렬들로 표현되는 h 차원과 $n-h-1$ 차원의 소규모 시스템들이 $A_{i22} \in \mathbb{R}$ 에 대응되는 상태변수로 상호연결된 대규모 시스템을 표현한다. 따라서 다음의 아날로그 퍼지제어기

$$u_c = \sum_{i=1}^r \theta_i K_c^i x_c \quad (2)$$

의 이득행렬이 블록대각 형태가 아니라 다음의 형태

$$K_c^i = \left[\begin{array}{cc|c} K_{c11}^i & K_{c12}^i & 0 \\ \hline 0 & K_{c22}^i & K_{c23}^i \end{array} \right] \quad (3)$$

를 취해도 (1)의 분산제어가 가능하다. 페루프시스템은

$$\dot{x}_c = \sum_{i,j=1}^r \theta_i \theta_j ((A_i + B_i K_c^j) x_c + D_i w) \quad (4)$$

이다.

A_{i22} 에 대응되는 상태변수를 중복하여 확장된 상태를 $\tilde{x}_c \in \mathbb{R}^{n+1}$ 라 하자. 확장변환 $x_c \in \mathbb{R}^n \rightarrow \tilde{x}_c \in \mathbb{R}^{n+1}$ 의 표준행렬은 다음과 같이 정의되며

$$V := \left[\begin{array}{cc|c} I & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & I \end{array} \right]$$

(1)은 다음과 같이 등가적으로 확장된다.

$$\dot{\tilde{x}}_c = \sum_{i,j=1}^r \theta_i \theta_j ((\tilde{A}_i + \tilde{B}_i \tilde{K}_c^j) \tilde{x}_c + \tilde{D}_i w) \quad (5)$$

여기서

$$\tilde{A}_i = \left[\begin{array}{ccc|c} A_{i11} & A_{i12} & 0 & 0 \\ A_{i21} & A_{i22} & 0 & A_{i23} \\ A_{i21} & 0 & A_{i22} & A_{i23} \\ \hline 0 & 0 & A_{i32} & A_{i33} \end{array} \right]$$

는 $\tilde{A}_i V = V A_i$ 를 만족하며

$$\tilde{B}_i = V B_i = \left[\begin{array}{cc|c} B_{i11} & 0 \\ B_{i21} & B_{i22} \\ B_{i21} & B_{i22} \\ \hline 0 & B_{i32} \end{array} \right], \quad \tilde{D}_i = V D_i = \left[\begin{array}{cc} D_{i11} & 0 \\ D_{i21} & D_{i22} \\ D_{i21} & D_{i22} \\ \hline 0 & D_{i32} \end{array} \right]$$

이다. 또한 \tilde{K}_c^i 는 $\tilde{K}_c^i V = K_c^i$ 관계로부터 다음과 같이 블록대각 형태로 확장된다.

$$\tilde{K}_c^i := \left[\begin{array}{cc|cc} K_{c11}^i & K_{c12}^i & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & K_{c22}^i & K_{c23}^i \end{array} \right]$$

정리 1: 주어진 $\gamma_1 \in \mathbb{R}_{>0}$ 에 대해서 다음 선형행렬부등식

$$\left[\begin{array}{cc} Z^T (\text{He} \{ \tilde{A}_i P_c + \tilde{B}_i M_c^j \} + \gamma_1 P_c) * & * \\ \tilde{D}_i^T Z & -I \end{array} \right] < 0 \quad (6)$$

을 만족하는 $P_c = P_c^T \succ 0$ 과

$$M_c^i := \left[\begin{array}{ccc|c} M_{c11}^i & M_{c12}^i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{c22}^i & M_{c23}^i \end{array} \right]$$

가 존재하면, 페루프시스템 (4)는 균일종국유계 (uniformly ultimately bounded)된다. 여기서 $Z \in \mathbb{R}^{(n+1) \times n}$ 는 적절한 비특이행렬 $N \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 에 대하여 $P_c^{-1} V = ZN$ 를 만족한다. 이 때, $\tilde{K}_c^i = M_c^i P_c^{-1}$ 로 주어진다.

증명: 페루프시스템(4)에 대한 리아푸노프(Lyapunov) 함수를 $W_c := x_c^T V^T P_c^{-1} V x_c$ 으로 정의하자. 식 (5)와 $P_c^{-1} V = ZN$ 를 이용하면

$$\begin{aligned} \dot{W}_c &= \sum_{i,j=1}^r \theta_i \theta_j \left(x_c^T V^T P_c^{-1} (\text{He} \{ (\tilde{A}_i + \tilde{B}_i \tilde{K}_c^j) P_c \} \right. \\ &\quad \left. + \gamma_1 P_c) P_c^{-1} V x_c + \text{He} \{ w^T \tilde{D}_i^T P_c^{-1} V x_c \} - w^T w \right) \\ &\quad - \gamma_1 x_c^T V^T P_c^{-1} V x_c + w^T w \\ &= \sum_{i,j=1}^r \theta_i \theta_j \begin{bmatrix} N x_c \\ w \end{bmatrix}^T \\ &\quad \times \left[\begin{array}{cc} Z^T (\text{He} \{ \tilde{A}_i P_c + \tilde{B}_i M_c^j \} + \gamma_1 P_c) Z & * \\ \tilde{D}_i^T Z & -I \end{array} \right] * \\ &\quad - \gamma_1 x_c^T V^T P_c^{-1} V x_c + w^T w \end{aligned}$$

이 계산된다. 따라서

$$(6) \Rightarrow \dot{W}_c < -\gamma_1 \lambda_{\min}(V^T P_c V) \|x_c\|^2 + \zeta^2$$

이 유도되며, $\tilde{x} \notin \mathcal{B}_{c_1} \Rightarrow \dot{W}_c < 0$ 가 성립한다. 여기서 $\mathcal{B}_{c_1} := \{x_c : \|x_c\| \leq c_1\}$, $c_1 := \sqrt{\zeta^2 / \gamma_1 \lambda_{\min}(V^T P_c V)}$ 다. 따라서 리아푸노프 안정도 정리에 의해, 시간구간 $t \in \mathbb{R}_{\geq t_1}$ 에서 x_c 가 종국적으로 \mathcal{B}_{c_1} 으로 균일하게 유계되는 $t_1 \in \mathbb{R}_{>0}$ 가 존재한다.

참고 1: 적절한 $\beta_j \in \mathbb{R}$, $j \in \{1, \dots, n\}$ 에 대하여

$$Z^T := \left[\begin{array}{cccc|ccc} 1 & \cdots & 0 & \beta_1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 & & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \beta_n & 0 & \cdots & 1 \end{array} \right]$$

로 정하자. 제약조건 $P_c^{-1} V = ZN \Rightarrow Z^T P_c = N^T V^T$ 에 의하여 $Z^T P_c$ 의 A_{i22} 에 대응하는 열과 인접한 열이 동일해야 하며 따라서 $P_c = P_{c1} + P_{c2}$ 형태의 블록대각 행렬이어야 한다. 여기서

$$P_{c1} = \left[\begin{array}{ccc} P_{c111} & * & * \\ 0 & 0 & * \\ 0 & 0 & P_{c133} \end{array} \right]$$

이고 $P_{c111} \in \mathbb{R}^{h \times h}$ 와 $P_{c133} \in \mathbb{R}^{(n-h-1) \times (n-h-1)}$ 이며

$$P_{c2} = \begin{bmatrix} 0 & * & * & * & * & * & * & * \\ \vdots & \ddots & * & * & * & * & * & * \\ 0 & \cdots & 0 & * & * & * & * & * \\ \beta_1 & \cdots & \beta_h & \beta_{h+1} & * & * & * & * \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 1 & * & * & * \\ \vdots & \ddots & & \vdots & -\beta_{h+2} & 0 & * & * \\ \vdots & & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & * \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & -\beta_n & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

이다.

3. 지능형 디지털 재설계

이제 (2)를 상태정합의 의미에서 성능을 보존하는 시간구간 $[kT, kT+T)$, $k \in \mathbb{Z}_{>0}$ 에서 다음 형태의

$$u_d = \sum_{i=1}^r \theta_i(kT) K_d^i x_d(kT) \quad (7)$$

샘플치 중복 퍼지제어기로 변환하자. 이것은 다음 문제로 정식화된다.

문제 1: 정리 2.1에 의하여 잘 설계된 아날로그 중복 퍼지제어기 (2)를 다음 조건들을 만족시키는 샘플치 중복 퍼지제어기 (7)로 재설계하라. 여기서

$$K_d^i := \left[\begin{array}{cc|c} K_{d11}^i & K_{d12}^i & 0 \\ \hline 0 & K_{d22}^i & K_{d23}^i \end{array} \right]$$

이다.

C1) 페루프시스템

$$\dot{x}_d = \sum_{i,j=1}^r \theta_i(t)\theta_j(kT) (A_i x_d(t) + B_i K_d^j x_d(kT) + D_i w) \quad (8)$$

를 균일중국유계하라.

C2) $w = 0$ 일 때, $x_c(kT) = x_d(kT)$ 의 가정하에

$$\|x_c(kT+T) - x_d(kT+T)\|_{V^T P_d^{-1} V} \quad (9)$$

를 최소화하라.

페루프 시스템 (8)과 (4)의 근사 이산시간 모델은

$$x_d(kT+T) \approx \sum_{i,j=1}^r \theta_i(kT)\theta_j(kT) ((G_i + H_i K_d^j) x_d(kT) + F_i w(kT)) \quad (10)$$

$$x_c(kT+T) \approx \sum_{i,j=1}^r \theta_i(kT)\theta_j(kT) (\phi_{ij} x_c(kT) + F_i w(kT)) \quad (11)$$

이다. 여기서 $G_i := e^{TA_i}$, $H_i := TB_i$, $F_i := TD_i$, $\phi_{ij} := e^{T(A_i+B_i K_c^j)}$ 다. 이것들은 V 에 의하여 다음과 같이 확장된다.

$$\tilde{x}_d(kT+T) \approx \sum_{i,j=1}^r \theta_i(kT)\theta_j(kT) ((\tilde{G}_i + \tilde{H}_i \tilde{K}_d^j) \tilde{x}_d(kT) + \tilde{F}_i w(kT)) \quad (12)$$

$$\tilde{x}_c(kT+T) \approx \sum_{i,j=1}^r \theta_i(kT)\theta_j(kT) (\tilde{\phi}_{ij} \tilde{x}_c(kT) + \tilde{F}_i w(kT)) \quad (13)$$

여기서

$$\tilde{K}_d^i := \left[\begin{array}{cc|c} K_{d11}^i & K_{d12}^i & 0 \\ \hline 0 & K_{d22}^i & K_{d23}^i \end{array} \right]$$

는 $\tilde{K}_d^i V = K_d^i$ 을 만족한다.

정리 2: 임의의 $\gamma_2, \gamma_3 \in \mathbb{R}_{>0}$ 에 대해서 다음 선형 행렬 부등식

Minimize γ_2 subject to

$$\begin{bmatrix} -\gamma_2 P_d & * \\ \tilde{\phi}_{ij} P_d - \tilde{G}_i P_d - \tilde{H}_i M_d^j & -\gamma_2 I \end{bmatrix} \prec 0 \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} -Z^T P_d Z & * & * & * \\ 0 & -I & * & * \\ \tilde{G}_i P_d Z + \tilde{H}_i M_d^j Z & \tilde{F}_i & -P_d & * \\ P_d Z & 0 & 0 & -\gamma_3^{-1} P_d \end{bmatrix} \prec 0 \quad (15)$$

을 만족하는 $P_d = P_d^T \succ 0$ 과

$$\tilde{M}_d^i := \left[\begin{array}{cc|c} M_{d11}^i & M_{d12}^i & 0 \\ \hline 0 & M_{d22}^i & M_{d23}^i \end{array} \right]$$

가 존재한다면, 페루프시스템 (10)은 균일중국유계된다. 이 때, $\tilde{K}_d^i = M_d^i P_d^{-1}$ 다.

증명: 디지털재설계조건 C1)을 제약조건

$$\begin{aligned} & (x_c(kT+T) - x_d(kT+T))^T V^T P_d^{-1} V \\ & \times (x_c(kT+T) - x_d(kT+T)) \\ & \leq \gamma_2^T x_d^T(kT) P_d^{-1} x_d(kT) \end{aligned} \quad (16)$$

하에서 γ_2 의 최소화 문제로 변환하자. 식 (10), (11), (12), (13), 합동변환(congruence transformation), 그리고 슈어여수법(Schur complement)을 이용하면

$$(16) \Leftrightarrow (\tilde{\phi}_{ij} P_d - \tilde{G}_i P_d - \tilde{H}_i M_d^j)^T \times (\tilde{\phi}_{ij} P_d - \tilde{G}_i P_d - \tilde{H}_i M_d^j) \leq \gamma_2^2 P_d^{-1}$$

은 (14)와 동치임이 유도된다. C2)의 증명은 정리 2.1과 유사하다. 리아푸노프 함수를 $W_d := x_d^T V^T P_d^{-1} V x_d$ 로 정의하고 식 (12)와 $P_d^{-1} V = ZN$ 를 이용하면, (15)가 성립하는한

$$\begin{aligned} \Delta W_d &= W_d(kT+T) - W_d(kT) \\ &\leq \sum_{i=1}^r \theta_i(kT) \left(\begin{bmatrix} N x_d(kT) \\ w \end{bmatrix} \right)^T \\ &\times \left(\begin{bmatrix} \tilde{G}_i P_d Z + \tilde{H}_i M_d^j Z & \tilde{F}_i \\ P_d Z & 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} P_d & 0 \\ 0 & \gamma_3^{-1} P_d \end{bmatrix}^{-1} \right. \\ &\left. - \begin{bmatrix} Z^T P_d Z & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \right)^* \\ &- \gamma_3 x_d(kT)^T V^T P_d^{-1} V x_d(kT) + w^T w \\ &< -\gamma_3 \lambda_{\min}(V^T P_d^{-1} V) \|x_d(kT)\|^2 + \xi^2 \end{aligned}$$

이 성립하며 이는 $x_d(kT)$ 의 균일중국유계성을 의미한다.

참고 2: 참고문헌 [9]의 결과를 이용하면 충분히 작은 T 에 대해서 (12)가 균일중국유계된다면 (8) 또한 균일중국유계됨을 증명할 수 있다.

4. 모의실험

다음 2쪽 뒤의 행렬과 다음 데이터에 의하여 4개의 규칙으로 구성되는 퍼지모델을 고려하자.

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 12.5000 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 10.0000 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} -6.0000 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -5.6818 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

여기서 $(2, 3)_1 = (2, 3)_2 = 3.3333$,
 $(2, 3)_3 = (2, 3)_4 = 0.6667$, $(7, 8)_1 = (7, 8)_3 = 5$,
 $(7, 8)_2 = (7, 8)_4 = 1.5$ 다.

규칙의 발화도는 $\theta_1 = \tilde{\theta}_1 \tilde{\theta}_3$, $\theta_2 = \tilde{\theta}_1 \tilde{\theta}_4$, $\theta_3 = \tilde{\theta}_2 \tilde{\theta}_3$,
 $\theta_4 = \tilde{\theta}_2 \tilde{\theta}_4$ 로 계산되며 여기서

$$\tilde{\theta}_1 = \frac{\frac{\text{sat}(x_3, -0.02, 0.11)}{x_3} - 0.2}{0.8}, \quad \tilde{\theta}_2 = 1 - \tilde{\theta}_1$$

$$\tilde{\theta}_3 = \frac{\frac{\text{sat}(x_8, -0.03, 0.11)}{x_8} - 0.3}{0.7}, \quad \tilde{\theta}_4 = 1 - \tilde{\theta}_3$$

이고

$$\text{sat}(x, L, U) := \begin{cases} L, & \text{if } x \leq L \\ x, & \text{if } L < x < U \\ U, & \text{otherwise} \end{cases}$$

로 정의된다. 외란 $w = (0.1, 0.1)$ 이 주어졌을 때, $\gamma_1 = 10^{-1}$ 과 $\beta = (-0.1, 0.1, 0.1, 0, 0.1, 0.1, 0.1, 0.1, 0)$ 를 선정 후 정리 1을 이용하여 (2)를 위한 아날로그 제어 이득은 다음 2쪽 뒤의 첫 번째 행렬들과 같이 계산된다. 또한 $\gamma_3 = 10^{-3}$, $T = 0.02$ 로 선정하면 정리 2에 의하여 샘플치 제어이득은 다음 쪽의 두 번째 행렬들과 같이 재설계한다. 그림 1은 초기치 $x(0) = 0$ 에 대한 모의실험 결과를 보인다. 여기서 재설계된 샘플치 제어 성능은 상태정합의 의미에서 아날로그 제어와 유사함을 알 수 있다. 한 편 모든 변수들이 유계되어 정리 2와 참고 2에서 조사한 균일중국유계성이 만족됨을 확인한다.

5. 결론

본 논문은 T-S 형태로 표현되는 대규모 비선형 시스템의 분산샘플치 제어문제를 다루었다. 중복분해 기법을 사용하여 아날로그 분산 제어를 설계하고 이것은 지능형 디지털 재설계 기법에 의하여 샘플치 제어기로 변환된다. 제안된 기법은 페루프시스템의 균일중국유계성을 보장한다.

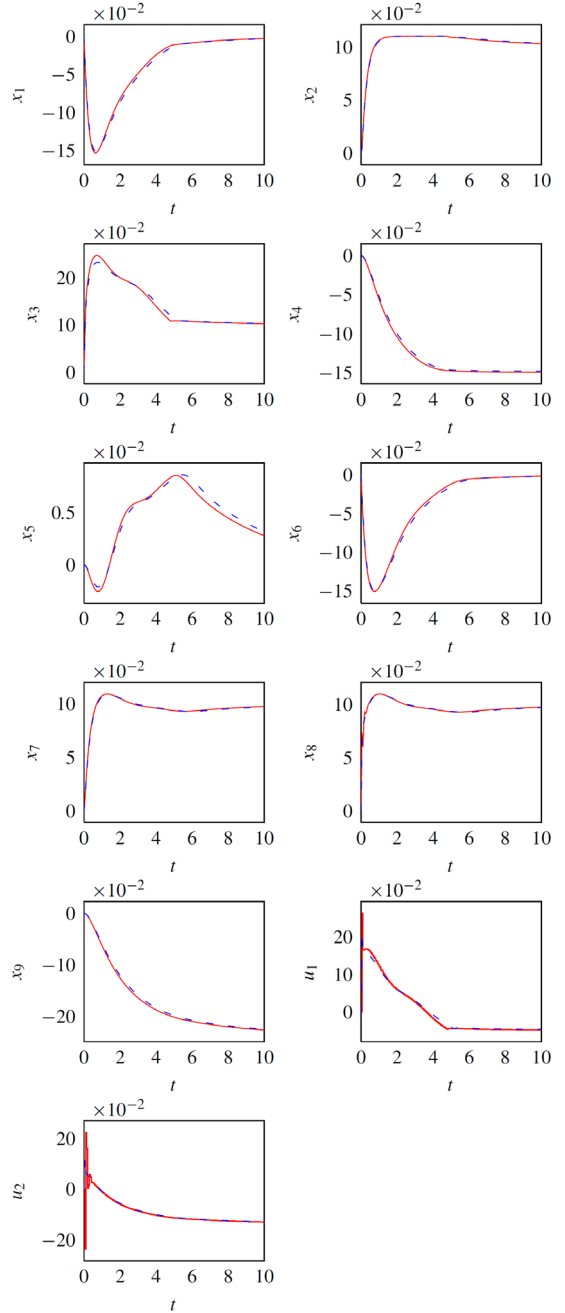


그림 1. 시간응답 (점선: 아날로그 제어, 실선: 샘플치 제어).
 Fig 1. Time response (solid: analog control, dashed: sampled-data control).

참고 문헌

[1] Y.-H. Moon, H.-S. Ryu, J.-G. Lee, K.-B. Song, and M.-C. Shin, "Extended integral control for load frequency control with the consideration of generation-rate constraints," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 24, pp. 263-269, 2002.
 [2] A. I. Zecevic and D. D. Siljak, "A new approach to

control design with overlapping information structure constraints,” *Automatica*, vol. 41, pp. 265-272, 2005.

[3] D. D. Siljak, *Decentralized Control of Complex System*, ser. Mathematics in Science and Engineering. Academic Press, 1991, vol. 184.

[4] H. J. Lee and D. W. Kim, “Intelligent digital redesign revisited: approximate discretization and stability limitation,” *Fuzzy sets syst.*, vol. 159, pp. 3221-3231, 2008.

[5] H. J. lee, J. B. Park, and Y. H. Joo, “Digitalizing a fuzzy observer-based output-feedback control: intelligent digital redesign approach,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 13, no. 5, pp. 701-716, 2005

[6] Y. H. Joo, L.-S. Shieh, and G. Chen, “Hybrid statespace 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.

[7] D. D. Siljak and A. I. Zecevic, “Control of large-scale systems: Beyond decentralized feedback,” *Annu Rev. Control*, vol. 29, pp. 169-179, 2005.

[8] D. M. stipanovic, G. Inalhan, R. Teo, and C. J. Tomlin, “Decentralized overlapping control of a formation of unmanned aerial vehicles,” *Automatica*, vol. 40, pp. 1285-1296, 2004.

[9] D. W. Kim and H. J. Lee, “Stability connection between sampled-data fuzzy control systems with quantization and their approximate discrete-time model,” *Automatica*, vol. 45, pp. 1518-1523, 2009

저 자 소 개



이 호 재 (Ho Jae Lee)
 인하대학교 전자공학부 조교수
 관심분야: 비선형 샘플치 제어, 편대 비행 제어, 디지털 재설계
 Phone: 032-860-7425
 Fax: 032-868-3694
 E-mail: mylchi@inha.ac.kr



김 도 완 (Do Wan Kim)
 한밭대학교 전임강사
 관심분야: 비선형 샘플치 제어, 지능제어, 디지털 재설계
 Phone: 042-821-1097
 Fax: 042-821-1088
 E-mail: dowankim@hanbat.ac.kr

$$A_i = \left[\begin{array}{cccc|cccc}
 -0.0500 & 6.0000 & 0 & 0 & -6.0000 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -3.3333 & (2,3)_i & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -5.2083 & 0 & -12.5000 & -12.5000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0.4230 & 0 & 0 & 0 & 0.4230 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0.5450 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.5450 & 0 & 0 & 0 \\
 \hline
 0 & 0 & 0 & 0 & 5.6818 & -0.0455 & 5.6818 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -5.0000 & (7,8)_i & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -4.0000 & 0 & -10.0000 & -10.0000 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -0.5000 & 0.5000 & 0 & 0 & 0
 \end{array} \right]$$

$$K_c^1 = \left[\begin{array}{cccc|cccc}
 -16.397 & -22.336 & -2.175 & -16.221 & 9.101 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 12.223 & -46.960 & -74.917 & -8.735 & -34.837
 \end{array} \right]$$

$$K_c^2 = \left[\begin{array}{cccc|cccc}
 -16.381 & -22.362 & -2.175 & -16.209 & 9.089 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 2.476 & -11.881 & -19.904 & -1.542 & -8.214
 \end{array} \right]$$

$$K_c^3 = \left[\begin{array}{cccc|cccc}
 -1.742 & -3.835 & 0.505 & -1.168 & 2.570 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 12.192 & -46.929 & -74.858 & -8.727 & -34.807
 \end{array} \right]$$

$$K_c^4 = \left[\begin{array}{cccc|cccc}
 -1.742 & -3.883 & 0.502 & -1.173 & 2.566 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 2.463 & -11.885 & -19.905 & -1.541 & -8.212
 \end{array} \right]$$

$$\begin{aligned}
K_d^1 &= \left[\begin{array}{cccc|cccc} -16.542 & -22.332 & -2.290 & -16.163 & 8.033 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 12.144 & -46.294 & -74.058 & -8.759 & -34.469 \end{array} \right] \\
K_d^2 &= \left[\begin{array}{cccc|cccc} -16.504 & -22.353 & -2.291 & -16.198 & 8.422 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2.469 & -12.473 & -20.304 & -1.665 & -8.514 \end{array} \right] \\
K_d^3 &= \left[\begin{array}{cccc|cccc} -2.293 & -4.295 & 0.353 & -1.724 & 2.868 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -2.293 & -4.295 & 0.353 & -1.724 & 2.868 \end{array} \right] \\
K_d^4 &= \left[\begin{array}{cccc|cccc} -2.265 & -4.327 & 0.348 & -1.669 & 2.933 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2.452 & -12.470 & -20.299 & -1.664 & -8.506 \end{array} \right]
\end{aligned}$$