스마트 스페이스 구축을 위한 지능형 디지털 분산 제어 시스템 개발

Intelligent Digital Decentralized Control System for Smart Space

주 영 훈*
(Young Hoon Joo)

Abstract : The smart space is composed of the wire and/or wireless network, multi-sensor-based environment, and many various controllers. For the smart space, this paper presents a new design method of multirate digital decentralized controller using the intelligent digital redesign technique. In specific, the proposed method is based on the delta-operator and the multirate sampling and takes the form of the LMIs. To shows the feasibility of the suggested method, the computer simulations for Heating, ventilating, and air conditioning (HVAC) system are provided.

Keywords : fuzzy modeling, digital control, multirate sampling, intelligent digital redesign, delta operator, smart space, heating, ventilating, and air conditioning (HVAC)

I. 서론

스마트 스페이스 환경은 유무선 네트워크기반과 다중 센서 기반이며 많은 제어기를 필요로 한다. 한편, 분산제어시스템은 peer-to-peer 방식, 네트워크 기반 환경, 다중 센서 및 엑튜에이터 기반 환경적 특성을 가지기 때문에 스마트 환경에 기존의 집중 제어 방식 보다 분산제어시스템 적용이 적절하다. 하지만 지금까지 분산제어 시스템연구는 전력시스템, 하수처리장치, 교통시스템, 공장 자동화 등과 같은 대규모 실계통에 한정되어왔다.

분산제어시스템은 전력계통 및 공장 자동화 시스템에 대한 많은 연구가 진행되어왔다[1-5]. 최근 스마트 스페이스 구축 관련 분산제어시스템이 다음과 같이 연구가 시작되고 있다. Jia [6]는 분산 제어 시스템에서 각 부시스템에서 발생할 수 있는 왜란을 예측하는 예측 제어기를 연구하였다. Chen [7]은 웹기반 분산 제어 시스템을 설계 및 구현하였다. Yang [8]은 작은 규모의 분산 제어 시스템을 하드웨어적으로 구현하였다. Lyshevskis [9]는 MEMS 기반 스마트 비행기의 분산 제어기의 설계에 대한 연구를 하였다. Bamieh [10]는 MEMS 및 스마트 스페이스 등과 같은 분야에 적용 가능한 최적 분산 제어기 설계에 관한 연구를 수행하였다. NASA에서는 1970년대부터 'distributed control of advanced life' 프로젝트를 수행중이다[11]. 이 프로젝트에서는 궁극적으로 인간의 삶을 향상시키기 위해 휴먼 인터액션, 네트워킹 센싱 기술 및 분산 제어를 연구 중이다.

국내외적으로 선행된 분산제어시스템은 전력 시스템 같은 대규모 실계통에 대한 연구가 대부분이었다. 따라서 기존 연구된 분산제어시스템을 스마트 스페이스 구축에 적용할 시 다음과 같은 문제점을 해결해야한다. 1) 모든 사물이 네트워크화된 스마트 스페이스에서는 실시간 원격 제어가 가능한 디지털 제어기가 필요하다. 2) 스마트 스페이스는 서로 다른 샘플링 비율 값 갖는 여러 다중 센서 기반으로 이루어진다. 따라서 디지털 제어 시스템을 설계하기 위해서는 서로 다른 값을 갖는 샘플링 비율을 처리하는 문제가 해결되어야한다. 이러한 문제 해결에 도움이 되는 디지털 제어 시스템에 관한 많은 연구 결과들이 있다[12-14].

스마트 스페이스 환경을 위해서 본 논문에서는 멀티레이트 지능형 디지털 분산 제어 제어기를 제안 한다. 제안된 제어기 설계 방법은 지능형 디지털 재설계 기법을 적용하는 것이다. 구체적으로 제안된 기법을 델타 연산자(delta-operator)와 멀티레이트를 기반으로 하며 선형 행렬 부등식 형태로 나타난다. 마지막으로, 제안된 기법의 우수성을 검증하기 위해서 스마트 스페이스에서 널리 사용되는 Heating, Ventilating, and Air Conditioning (HVAC) 시스템 [15]에 대해서 모의 실험한 결과를 제시한다.

II. HVAC 시스템의 퍼지 모델링

본 논문은 그림 1과 같은 단일 지역 HVAC 시스템을 고

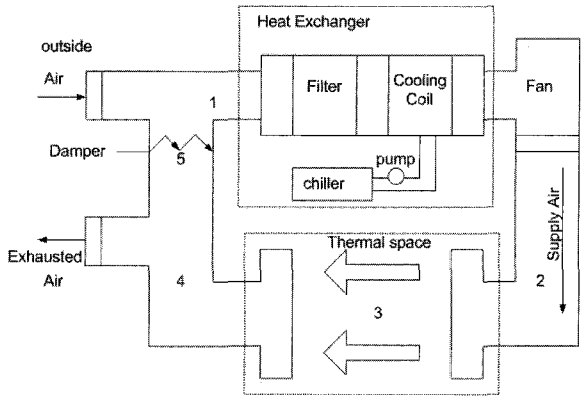


그림 1. HVAC 시스템의 모델.
Fig. 1. The model of HVAC system.

* 책임저자(Corresponding Author)
논문접수 : 2005. 9. 15., 채택확정 : 2005. 10. 25.
주영훈 : 군산대학교 전자정보공학부(yhoo@kunsan.ac.kr)
※ 본 논문은 학술진흥재단(R05-2004-000-10498-0) 프로젝트에서 지원하여 연구하였음.

려한다. 시스템의 기본적인 운영은 다음과 같다. 첫 번째, 25%의 신선한 공기가 시스템에 허용되며 75%의 재순환 공기와 혼합된다(위치 5). 두 번째, 혼합된 공기(위치 1)는 열 혼합기 (heat exchanger)에 들어간다. 세 번째, 열 혼합기로부터 방출된 공기는 열공간 (thermal space)에 들어간 준비를 하며, 이것을 공급 공기(위치 2)라 명명한다. 네 번째, 공급 공기는 시스템에 적정 공기 온도 및 습도에 맞추기 위해서 열공간으로 들어간다. 마지막으로, 팬을 통해 나온 열공간의 공기(위치 4)는 그것의 75%는 재순환 되면 나머지 25%는 시스템 밖으로 방출된다.

그림 1과 같은 HVAC은 다음과 같은 동적 미분 방정식으로 묘사 될 수 있다[15].

$$\dot{x} = Ax + \sum_{i=1}^{3} x_i B_i u + B_0 u \tag{1}$$

여기서,

$$A = \begin{bmatrix} -u_1^e \alpha_1 60 & u_1^e \alpha_2 60 & u_1^e \alpha_1 60 \\ 0 & -u_1^e \alpha_1 60 & 0 \\ u_1^e \beta_1 60 - u_1^e \beta_1 15 & -u_1^e \beta_3 45 & -u_1^e \beta_1 60 \end{bmatrix},$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} \alpha_1 60(x_3^e - x_1^e) - \alpha_2 60(W_s - x_2^e) & 0 \\ \alpha_1 60(W_s - x_2^e) & 0 \\ \beta_1 *60*(x_1^e - x_3^e) + 15*\beta_1 *(85 - x1e) & \\ -\beta_3 *60*(0.25*0.018 + 0.75*x_2^e - w_s) & -\beta_2 6000 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} -\alpha_1 60 & 0 \\ 0 & 0 \\ \beta_1 45 & 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \alpha_2 60 & 0 \\ -\alpha_1 60 & 0 \\ -\beta_3 45 & 0 \end{bmatrix}, B_3 = \begin{bmatrix} \alpha_1 60 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\beta_1 60 & 0 \end{bmatrix}$$

$\alpha_1 = 1/V_s$, $\alpha_2 = h_{fg}/C_p V_s$, $\alpha_3 = 1/\rho C_p V_s$, $\alpha_4 = 1/\rho V_s$, $\beta_1 = V_{he}$, $\beta_2 = 1/\rho C_p V_{he}$, 그리고 $\beta_3 = h_w / C_p V_{he}$. 모의실험에 사용된 파라미터 값들은 표 1에 주어져 있으며 동작 점은 표 2에 제시되어 있다.

제어기 설계를 용이하게 하기위해서 우리는 주어진 HVAC 시스템 (1)을 두 개의 규칙으로 이루어진 퍼지모델로 변환한다. 그러기 위해서 비선형 요소 x_1u_1, x_2u_1, 그리고 x_3u_1 다음과 같이 표현한다.

$$u_1 x_1 = \Gamma_{11}(u_1) \cdot u_{1\min} x_1 + \Gamma_{21}(u_1) \cdot u_{1\max} x_1 \tag{2}$$

$$u_1 x_2 = \Gamma_{11}(x_1) \cdot u_{1\min} x_2 + \Gamma_{21}(u_1) \cdot u_{1\max} x_2 \tag{3}$$

표 1. 실험에 사용된 시스템 파라미터 값.

Table 1. Numerical values for system parameters.

시스템 파라미터	값
ρ	0.074 lb/ft^3
C_p	0.24 Btu/lb.$^\circ$ F
f_{ref}	17000 cfm
f_{0ref}	4250 cfm
t_f	24 hours
T_{2ref}	55° F
T_{3ref}	71° F
W_s	0.0070 lb/lb
W_{3ref}	0.0088 lb/lb
V_{he}	60.75 ft^3
V_s	58464 ft^3

표 2. HVAC 시스템의 평형 점.

Table 2. Equilibrium conditions of the HVAC system.

변수	평형 조건
x_1^e	71° F
x_2^e	0.0092 lb/lb
x_3^e	55° F
T_0^e	85° F
W_0^e	0.018 lb/lb
M_0^e	166.06 lb/hr
u_1^e	17000 cfm
u_2^e	58 gpm
Q_0^e	289,897.52
W_s^e	0.0070 lb/lb

$$u_1 x_3 = \Gamma_{11}(u_1) \cdot u_{1\min} x_3 + \Gamma_{21}(u_1) \cdot u_{1\max} x_3 \tag{4}$$

(2)-(4)를 이용해서 우리는 다음과 같은 퍼지 모델 기반 HVAC 시스템을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} R_1&: \textit{IF } u_1(t) \textit{ is about } \Gamma_{11}, \\ &\textit{THEN } \dot{x}(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t) \\ R_2&: \textit{IF } u_1(t) \textit{ is about } \Gamma_{21}, \\ &\textit{THEN } \dot{x}(t) = A_2 x(t) + B_2 u(t) \end{aligned} \tag{5}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -u_1^e \alpha_1 60 - \alpha_1 60 u_{1\min} & u_1^e \alpha_2 60 + \alpha_2 60 u_{1\min} & u_1^e \alpha_1 60 + \alpha_1 60 u_{1\min} \\ 0 & -u_1^e \alpha_1 60 - \alpha_1 60 u_{1\min} & 0 \\ u_1^e \beta_1 60 - u_1^e \beta_1 15 + \beta_1 45 u_{1\min} & -u_1^e \beta_3 45 - \beta_3 45 u_{1\min} & -u_1^e \beta_1 60 - \beta_1 60 u_{1\min} \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -u_1^e \alpha_1 60 - \alpha_1 60 u_{1\max} & u_1^e \alpha_2 60 + \alpha_2 60 u_{1\max} & u_1^e \alpha_1 60 + \alpha_1 60 u_{1\max} \\ 0 & -u_1^e \alpha_1 60 - \alpha_1 60 u_{1\max} & 0 \\ u_1^e \beta_1 60 - u_1^e \beta_1 15 + \beta_1 45 u_{1\max} & -u_1^e \beta_3 45 - \beta_3 45 u_{1\max} & -u_1^e \beta_1 60 - \beta_1 60 u_{1\max} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \alpha_1 60(x_3^e - x_1^e) - \alpha_2 60(W_s - x_2^e) & 0 \\ \alpha_1 60(W_s - x_2^e) & 0 \\ \beta_1 *60*(x_1^e - x_3^e) + 15*\beta_1 *(85 - x1e) & \\ -\beta_3 *60*(0.25*0.018 + 0.75*x_2^e - w_s) & -\beta_2 6000 \end{bmatrix} B_2 = \begin{bmatrix} \alpha_1 60(x_3^e - x_1^e) - \alpha_2 60(W_s - x_2^e) & 0 \\ \alpha_1 60(W_s - x_2^e) & 0 \\ \beta_1 *60*(x_1^e - x_3^e) + 15*\beta_1 *(85 - x1e) & \\ -\beta_3 *60*(0.25*0.018 + 0.75*x_2^e - w_s) & -\beta_2 6000 \end{bmatrix}$$

여기서, $\Gamma_{11}(u_1(t))=\frac{-u_1(t)+u_{1\max}}{u_{1\max}-u_{1\min}}$, $\Gamma_{21}(u_1(t))=\frac{u_1(t)-u_{1\min}}{u_{1\max}-u_{1\min}}$, 그리고 로컬시스템과 입력행렬은 페이지하단에 제시되어있다.

III. 지능형 디지털 재설계

아날로그 제어기와 플랜트 (5)로 구성된 퍼지 모델 기반 제어시스템은 다음과 같다:

$$\frac{d}{dt}x_c(t)=\sum_{i=1}^{q}\theta_i(u_c(t))(A_i x_c(t)+Bu_c(t)) \tag{6}$$

여기서, $x_c(t)$는 상태 벡터이고 $u_c(t)$ 는 아날로그 제어 입력이며, $\theta_i(z(t))=w_i(z(t))/\sum_{i=1}^{q}w_i(z(t))$, $w_i(z(t))=\prod_{r=1}^{p}\Gamma_{ir}(z_r(t))$, 그리고, $\Gamma_{ir}(z_r(t))$은 소속 도를 나타낸다. PDC [17]기반 퍼지 제어기는 다음과 같다.

$$u_c(t)=\sum_{i=1}^{q}\theta_i(u_c(t))K_{ci}x_c(t) \tag{7}$$

본 논문에서는 아날로그 제어기는 기존 기법을 통해서 미리 잘 설계 되어있다고 가정한다.

그때, 폐루프 시스템은 다음과 같은 형태를 가진다.

$$\begin{aligned}&\frac{d}{dt}x_c(t)\\&=\sum_{i=1}^{q}\sum_{j=1}^{q}\theta_i(u_c(t))\theta_j(u_c(t))(A_i+B_iK_{cj})x_c(t)\\&=\sum_{i=1}^{q}\sum_{j=1}^{q}\theta_i(u_c(t))\theta_j(u_c(t))\Phi_{ij}x_c(t)\end{aligned} \tag{8}$$

디지털 피드백 제어기와 플랜트로 구성된 멀티레이트 피드백 제어시스템은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt}x_d(t)=\sum_{i=1}^{q}\theta_i(u_d(t))(A_i x_d(t)+Bu_d(t)) \tag{9}$$

여기서 $x_d(t)$ 는 상태 벡터 이고 $u_d(t)$는 디지털 제어 입력이다. $u_d(t)$ 는 A/D 와 D/A 컨버터 사이에 교차 연결되어있다. 주목할 점은 멀티레이트 시스템은 일반적으로 제어성능 향상을 위해서 A/D 컨버터보다 빠른 주기를 가지는 D/A 컨버터를 사용한다. A/D 와 D/A의 주기가 각각 T 와 T'으로 주어진다면 제어 입력 신호는 샘플링 시간보다 N 배 빠르게 작동한다. 즉 T 와 T'의 관계는 수식적으로 접근하기 쉽게 $T'=T/N$의 관계를 가진다. 또한, 본 논문에서는 샘플러와 ZOH(Zero Order Hold)는 이상적이라고 가정한다. 이때, 시간 $t\in[kT+lT', kT+lT'+T')$와 $l\in Z_{[0,N-1]}=\{0,1,\cdots,N-1\}$에 대해서 디지털 제어 입력 $u_d(t)$는 다음과 같다.

$$u_d(t)=u_d(kT,lT') \tag{10}$$

여기서, $u_d(kT,lT')=\sum_{i=1}^{q}\theta_i(u_d(kT))K_{di}^{(l)}x(kT,0)$.

(9)의 이산화 모델 기반 멀티레이트 디지털 제어기 설계를 위해서, 본 논문에서는 빠른 이산화 (fast discretization: FD) [14]을 적용한다. (9)에 대해서 FD는 싱글레이트로 리프트 될 수 있는 다중레이트 이산-시간 모델을 이끌 수 있다. 본 논문에서는 매우 작은 T'에 대해서 정확한 이산화 모델을 얻기 위해서 delta-operator를 적용한다.

빠른 샘플러와 홀더를 (4)에 연결함으로써 다음과 같은 멀티레이트 이산-시간 시스템을 구할 수 있다.

제안 1: 샘플치 시스템 (4)가 주어진다면 멀티레이트 이산-시간 모델은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}&\delta x_d(kT,lT')\\&\cong\sum_{i=1}^{q}\theta_i(u_d(kT))(G_{\delta i}x_d(kT,lT')+H_{\delta i}u_d(kT,lT'))\end{aligned} \tag{11}$$

여기서 $G_{\delta i}=\frac{G_i-I}{T'}$ 이고 $H_{\delta i}=(G_i-I)A_i^{-1}B_iT'$.

멀티레이트 이산 시간 시스템 (11)을 싱글레이트 형태로 변환 하기 위해서, 우리는 이산-시간 리프팅을 (11)에 적용한다.

제안 2: 리프트된 입력

$$\tilde{u}_d(kT,0)=\begin{bmatrix}u_d(kT,0)\\u_d(kT,T')\\\vdots\\u_d(kT,NT'-T')\end{bmatrix} \tag{12}$$

은 멀티레이트 이산 시간 시스템 (6)을 리프트된 시스템

$$\begin{aligned}&\delta x_d(kT,0)\\&\cong\sum_{i=1}^{q}\theta_i(u_d(kT))(\tilde{G}_{\delta i}x_d(kT,0)+\tilde{H}_{\delta i}\tilde{u}_d(kT,0))\end{aligned} \tag{13}$$

만든다. 여기서

$$\tilde{G}_{\delta}=\frac{G_i^N-I}{T}$$

$$\tilde{H}_{\delta i}=\frac{1}{T}[\,G_i^{N-1}H_i\;\;G_i^{N-2}H_i\cdots H_i]$$

아날로그 시스템 (6)에 대한 이산시간 모델을 구하는데 제안 1과 2의 결과를 이용할 수 있다

보조정리 1: 아날로그 폐루프 시스템 (8)에서,

1) 멀티레이트 이산-시간 모델은 다음과 같은 형태를 가진다.

$$\begin{aligned}&\delta x_c(kT,lT')\\&=\sum_{i=1}^{q}\sum_{j=1}^{q}\theta_i(u_d(kT))\theta_j(u_d(kT))\Phi_{\delta ij}x_c(kT,lT')\end{aligned} \tag{14}$$

여기서 $\phi_{\delta ij}=\frac{\Phi_{ij}-I}{T'}$.

2) 리프트된 시스템은 다음과 같은 형태를 가진다.

$$\delta x_c(kT,0)=\sum_{i=1}^{q}\sum_{j=1}^{q}\theta_i(u_d(kT))\theta_j(u_d(kT))\tilde{\Phi}_{\delta ij}x_c(kT,0) \tag{15}$$

여기서 $\widetilde{\Phi}_{\delta ij}=\frac{\Phi_{ij}^{N}-I}{T}$.

본 논문의 최종 목적은 모든 샘플링 타임 T'에 대해서 폐루프 상태 $x_d(t)$와 $x_c(t)$ 가능한 정확히 정합 할수 있는 멀티레이트 디지털 제어 이득을 찾는 것이다. 이러한 목적을 가지고 디지털 제어기를 설계하는 것이 디지털 재설계의 기본 개념이다. 모든 샘플링 시간 T'에 대해서 폐루프 상태 $x_c(t)$를 고려하기 위해서, (15) 의 T를 T'로 변환 하면 (15)은 다음과 변환된다.:

$$\delta\widetilde{x}_c(kT,0) = \sum_{i=1}^{q}\sum_{j=1}^{q}\theta_i(u_c(kT))\,\theta_j(u_d(kT))\;\overline{\Phi}_{\delta ij}x_c(kT,0) \tag{16}$$

여기서,

$$\delta\widetilde{x}_c(kT,0)=\begin{bmatrix}\frac{x_c(kT,T')-x_c(kT,0)}{T'}\\ \vdots \\ \frac{x_c(kT,NT')-x_c(kT,0)}{NT'}\end{bmatrix}$$

그리고

$$\overline{\Phi}_{\delta}=\begin{bmatrix}\frac{\Phi_{ij}-I}{T'}\\ \frac{\Phi_{ij}^{2}-I}{2T'}\\ \vdots \\ \frac{\Phi_{ij}^{N}-I}{NT'}\end{bmatrix}$$

같은 방식으로 (13)은 다음과 같은 모델로 변한다.

$$\delta\widetilde{x}_d(kT,0)=\sum_{i=1}^{q}\theta_i(u_d(kT))(\overline{G}_{\delta i}x_d(kT,0)+\overline{H}_{\delta i}\widetilde{u}_d(kT,0)) \tag{17}$$

여기서,

$$\delta\widetilde{x}_d(kT,0)=\begin{bmatrix}\frac{x_d(kT,T')-x_d(kT,0)}{T'}\\ \vdots \\ \frac{x_d(kT,NT')-x_d(kT,0)}{NT'}\end{bmatrix}$$

$$\overline{G}_{\delta}=\begin{bmatrix}\frac{G_i-I}{T'}\\ \frac{G_i^{2}-I}{2T'}\\ \vdots \\ \frac{G_i^{N}-I}{NT'}\end{bmatrix}$$

그리고,

$$\overline{H}_{\delta}=\begin{bmatrix}\frac{H_i}{T'} & 0 & \cdots & \cdots & 0\\ \frac{G_iH_i}{2T'} & \frac{H_i}{2T'} & 0 & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \cdots & \cdots & 0\\ \frac{G_i^{N-1}H}{NT'} & \frac{G_i^{N-2}H}{NT'} & \cdots & \cdots & \frac{H_i}{NT'}\end{bmatrix}$$

결국, 디지털 재설계 문제는 (17)에 대한 다음과 같은 멀티레이트 디지털 제어기를 설계하는 것이다.

$$\widetilde{u}_d(kT,0)=\sum_{i=1}^{q}\theta_i(u_d(kT))\;\widetilde{K}_{di}x(kT,0) \tag{18}$$

여기서, $\widetilde{K}_{di}=[K_{di}^{(0)T}K_{di}^{(1)T}\cdots K_{di}^{(N-1)T}]^{T}$이다. 따라서 디지털 폐루프 시스템은 다음과 같다:

$$\delta\widetilde{x}_d(kT,0)=\sum_{i=1}^{q}\sum_{j=1}^{q}\theta_i(u_d(kT))\theta_j(u_d(kT))\;(\overline{G}_{\delta i}+\overline{H}_{\delta i}\widetilde{K}_{dj})x_d(kT,0) \tag{19}$$

구체적으로, 아날로그 와 디지털 폐루프 시스템 (16)와 (19)에서 디지털 재설계문제는 $x_c(kT,0)=x_d(kT,0)$가 성립한다는 가정 하에 $\delta\widetilde{x}_c(kT,0)=\delta\widetilde{x}_d(kT,0)$ 이 성립되도록 한다.

본 논문에서는 $\|\delta\widetilde{x}_c(kT,0)-\delta\widetilde{x}_d(kT,0)\|$의 크기를 최대한 줄이는 문제를 수치적 설계 기법인 GEVPs를 이용하여 해결한다.

다음 정리는 본 논문의 핵심 정리이다.

정리 1: 시스템 (12) 와 (14), 다음 선형 행렬 부등식을 만족하는 행렬 $\widetilde{K}_d$ 가 존재 한다면

$$\begin{bmatrix}-\alpha I & * \\ \overline{\Phi}_{\delta ij}-\overline{G}_{\delta ij}-\overline{H}_{\delta ij}\widetilde{K}_{dij} & -\alpha I\end{bmatrix}<0 \tag{20}$$

그때, $\delta\widetilde{x}_c(kT,0)$와 $\delta\widetilde{x}_d(kT,0)$는 정밀하게 정합될 수 있다.

증명: 다음과 같은 부등식이 주어진다면

$$\|\delta\widetilde{x}_c(kT,0)-\delta\widetilde{x}_d(kT,0)\|_2<\alpha^2 I$$

2-놈의 정의에 따라 다음 부등식이 만족된다.

$$(\overline{\Phi}_{\delta ij}-\overline{G}_{\delta i}-\overline{H}_{\delta i}\widetilde{K}_{dj})^{T}(\overline{\Phi}_{\delta ij}-\overline{G}_{\delta i}-\overline{H}_{\delta i}\widetilde{K}_{dj})<\alpha^2 I$$

Schur complement를 이용해서 주어진 선형행렬 부등 (20)으로 변환 할 수 있다. ■

참고 1 (분산 제어 시스템): 분산제어기 설계문제는 추가적인 구조적 제약조건을 가진 일반적인 피드백 제어기 설계 문제로 볼 수 있다[16]. 예를 들면, 구조적 제약조건을 가진 제어 게인 $K_{di}=\begin{bmatrix}\bigstar & 0\\ \bigstar & \bigstar\end{bmatrix}$을 구하는 제어 문제이다. 여기서, ★는 어떤 제약 조건도 없음을 나타낸다.

IV. 모의실험

아날로그 제어 이득은 [17,Th.5]로부터 다음과 같이 주어진다.

$$K_{c1}=10^{3}\times\begin{bmatrix}-0.0000 & -0.0333 & -0.0000\\ 0.0010 & 6.6210 & 0.0007\end{bmatrix}$$

$$K_{c2}=10^{3}\times\begin{bmatrix}-0.0000 & -0.0241 & -0.0000\\ 0.0011 & 6.4419 & 0.0007\end{bmatrix}$$

지능형 디지털 재설계의 성능을 알아보기 위하여 다음과 같은 함수를 정의 한다.

$$J=\sum_{i=1}^{n}\left(\int_{0}^{1}|x_{c_i}(t)-x_{d_i}(t)|dt\right). \tag{21}$$

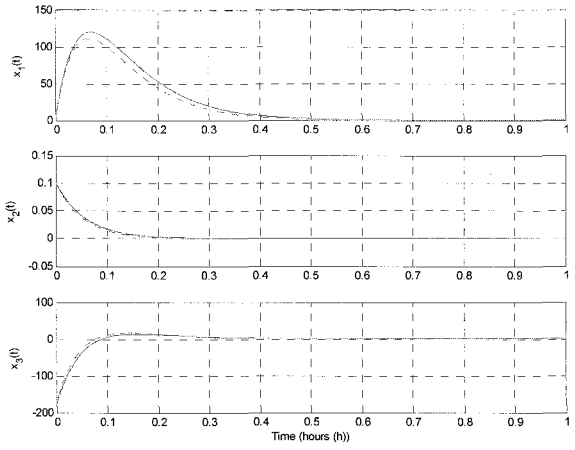


그림 2. 샘플링 시간 $T=0.001(h)$에 대해서 아날로그 제어기 (실선)와 N=1을 가지는 디지털 제어기 (점선)를 사용한 폐루프 시스템의 시간 응답.

Fig. 2. For $T=0.001(h)$, time responses of the closed-loop systems using analog controller (solid line) and digital controller (dotted line) with N=1.

샘플링 타임 $T=0.001(h)$ 로 주어지며, N을 1부터 2까지 증가시킬 때 정리 1을 적용하면 다음과 같은 디지털 제어 이득 값을 얻을 수 있다.

N=1이 주어졌을 때

$$K_{d1}^{(0)}=10^{5}\begin{bmatrix}0.0003 & 1.9220 & 0.0003\\ 0.0000 & 0.0601 & 0.0000\end{bmatrix}$$
$$K_{d2}^{(0)}=10^{5}\begin{bmatrix}0.0003 & 1.9648 & 0.0003\\ 0.0000 & 0.0578 & 0.0000\end{bmatrix}$$

N=2 일 때는 다음과 같은 제어 이득 값을 얻을 수 있다.

$$K_{d1}^{(0)}=10^{5}\times\begin{bmatrix}0.0004 & 3.6354 & 0.0006\\ 0.0000 & 0.0661 & 0.0000\end{bmatrix}$$
$$K_{d2}^{(0)}=10^{5}\times\begin{bmatrix}0.0005 & 3.7829 & 0.0006\\ 0.0000 & 0.0641 & 0.0000\end{bmatrix}$$
$$K_{d1}^{(1)}=10^{3}\times\begin{bmatrix}0.0025 & -0.2776 & 0.0004\\ 0.0012 & 5.3608 & 0.0000\end{bmatrix}$$
$$K_{d2}^{(1)}=10^{3}\times\begin{bmatrix}0.0028 & -1.2013 & 0.0003\\ 0.0013 & 5.1119 & 0.0000\end{bmatrix}$$

그림 2와 3은 설계된 디지털 제어기를 사용한 폐루프 시스템의 시간 응답을 나타낸다. 여기서 성능을 체크해보면 (21)로부터 N이 1과 2일때 J는 각각 1.3570과 1.5508를 얻는다. 이것으로부터 제안된 기법의 우수성을 알 수 있으며, 멀티레이트 기법을 적용하여도 성능의 변화가 거의 없음을 알 수 있다.

좀 더 긴샘플링 타임 $T=0.1(h)$로 주어졌을 때 N이 1부터 2까지 증가시키자 정리 1을 적용해서 N=1이 주어졌을 때 infeasible 해를 얻지만 N=2 일 때는 다음과 같은 제어 이득 값을 얻을 수 있다.

$$K_{d1}^{(0)}=10^{-118}\times\begin{bmatrix}-0.0001 & -0.6670 & -0.0000\\ -0.0000 & -0.0023 & -0.0000\end{bmatrix}$$

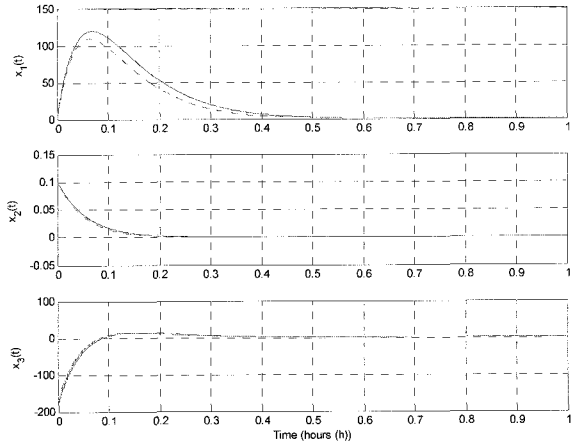


그림 3. 샘플링 시간 $T=0.001(h)$에 대해서 아날로그 제어기 (실선)와 N=2을 가지는 디지털 제어기 (점선)를 사용한 폐루프 시스템의 시간 응답.

Fig. 3. For $T=0.001(h)$, time responses of the closed-loop systems using analog controller (solid line) and digital controller (dotted line) with N=2.

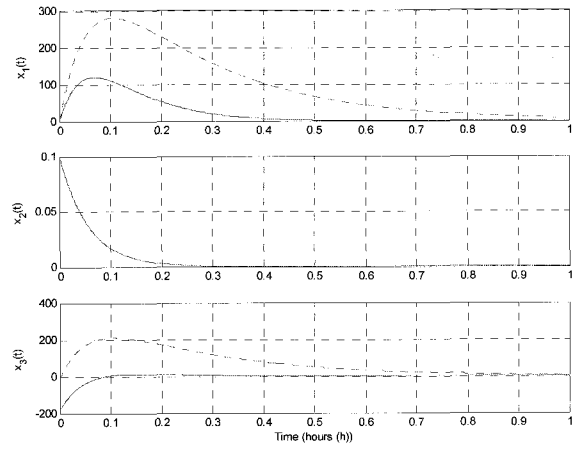


그림 4. 샘플링 시간 $T=0.1(h)$에 대해서 아날로그 제어기 (실선)와 N=2를 가지는 디지털 제어기 (점선)를 사용한 폐루프 시스템의 시간 응답.

Fig. 4. For $T=0.1(h)$, time responses of the closed-loop systems using analog controller (solid line) and digital controller (dotted line) with N=2.

$$K_{d2}^{(0)}=10^{-118}\times\begin{bmatrix}-0.0001 & -0.6637 & -0.0000\\ -0.0000 & -0.0022 & -0.0000\end{bmatrix}$$
$$K_{d1}^{(1)}=10^{-118}\times\begin{bmatrix}-0.0001 & -0.6613 & -0.0000\\ -0.0000 & -0.0022 & -0.0000\end{bmatrix}$$
$$K_{d1}^{(1)}=10^{-118}\times\begin{bmatrix}-0.0001 & -0.6663 & -0.0000\\ -0.0000 & -0.0023 & -0.0000\end{bmatrix}$$

그림 4는 설계된 디지털 제어기를 사용한 폐루프 시스템의 시간 응답을 나타낸다. 여기서 성능을 체크해보면 (21)로부터 우리는 $J=51.7052$ 을 얻을 수 있다.

샘플링 시간이 0으로 감에 따라 설계된 디지털 이득이 아날로그 제어 이득으로 수렴함을 보이기 위해서 샘플링타임을 $T=0.00001(h)$ 설정한다. 정리 1을 이용하면 N이 1일 때는 다음과 같이 아날로그 제어 이득과 거의 같은 값을 가진다.

$$K_{d1}^{(0)}=10^3\times\begin{bmatrix}0.0060 & 2.7443 & -0.0070\\ 0.0010 & 6.5108 & 0.0006\end{bmatrix}$$
$$K_{d2}^{(0)}=10^3\times\begin{bmatrix}-0.2142 & 2.9449 & 0.2112\\ 0.0004 & 6.3226 & 0.0014\end{bmatrix}$$

지금까지 알아본 실험을 통해서 보단 긴 샘플린 타임에 대해서 멀티레이트 제어기는 우수한 성능을 가졌으며, 제안된 delta-operator의 도움으로 샘플링 타임이 0으로 수렴 함에 따라 설계된 디지털 제어 이득은 아날로그 제어 이득으로 수렴함을 알 수 있다.

V. 모의실험

스마트 스페이스 환경 구축을 위해서 본 논문에서는 멀티레이트 디지털 분산 제어 제어기를 제안하였다. 제안된 제어기 설계 방법은 델타연산자와 멀티레이트를 기반한 디지털 재설계 기법을 적용한 것이다. 또한, 제안된 기법은 선형 행렬 부등식 형태로 나타난다. 제안된 기법의 우수성을 검증하기 위해서 스마트 스페이스에서 널리 사용되는 HVAC 시스템[15]에 대해서 모의 실험한 결과 그 우수성과 실제 응용가능성을 입증하였다.

참고문헌

[1] J. R. Luo, H. Z. Wang, Z. S. Ji, L. Zhu, F. Wang, and Y. Shu, "The distributed control and data system in HT-7 tokamak," *IEEE Trans. Nuclear Science,* vol. 49, pp. 496-500, 2002.

[2] N. C. Scott, D. J. Atkinson, J. E. Morrell, "Use of load control to regulate voltage on distribution networks with embedded generation," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 17, pp. 510-515, 2002.

[3] C. S. Chen, Y. L. Ke, J. S. Wu, and M. S. Kang, "Application of Petri nets to solve distribution system contingency by considering customer load patterns," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 17, pp. 417-423, 2002.

[4] S. J. Huang and C. C. Lin, "Application of ATM-based network for an integrated distribution SCADA-GIS system," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 17, pp. 80-86, 2002.

[5] R. S. Weissbach, G. G. Karady, and R. G. Farmer, "A combined uninterruptible power supply and dynamic voltage compensator using a flywheel energy storage system," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 16, pp. 265-270, 2001.

[6] D. Jia, B. H. Krogh, and S. Talukdar, "Distributed model predictive control," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 22, pp. 44-52, 2002.

[7] L. Chen and Y. Wang, "Design and implementation of a web-based distributed control system," *IEEE CCECE*, vol. 2, pp. 681-686, 2002.

[8] Y. Yang and S. Zhu, "Small smart distributed control system," *Intelligent Control and Automation*, vol. 3, pp. 1976-1979, 2002.

[9] S. E. Lyshevski, "Distributed control of MEMS-based smart flight surfaces," *American Control Conference*, vol. 3, pp. 2351-2356, 2001.

[10] B. Bamieh, F. Paganini, and M. A. Dahleh, "Distributed control of spatially invariant systems," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 47, pp. 1091-1107, 2002.

[11] http://advlifesupport.jsc.nasa.gov/

[12] 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.

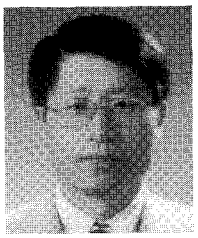
[13] W. Chang, J. B. Park, Y. H. Joo, and G. Chen, "Design of sampled-data fuzzy-model-based control systems by using intelligent digital redesign," *IEEE Trans. Circ. Syst. I,* vol. 49, no. 4, pp. 509-517, 2002.

[14] T. Chen and B. Francis, "Optimal sampled-data control systems," *Springer*, 1995.

[15] B. A. Serrano and M. V. Reyes, "Nonlinear control of a heating, ventilating, and air conditioning system with thermal load estimation," *IEEE Trans. Contr. syst. Tech.*, vol. 7, no. 1, 1999.

[16] C. A. R. Crusius and A. Trofino, "Sufficient LMI conditions for output feedback control problems," *IEEE Trans. Automatic Contr.* vol. 44, no. 55, 1999.

[17] K. Tananka, T. Ikeda, and H. O. Wang, "Fuzzy regulators and fuzzy obserbers: relaxed stability conditions and LMI-based designs," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 6, no. 2, pp. 250-265, 1998.



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 휴스톤대학 전기 및 컴퓨터공학과 박사후 박사과정. 1995년~현재까지 군산대학교 전자정보공학부 교수. 현 한국퍼지및지능시스템학회 편집위원장. 대한전기학회 D부문 편집이사. 제어·자동화·시스템공학회 전북제주지부장. 분부이사. 관심분야는 지능형로봇, 지능제어, 퍼지 분류기, 모델링, 인공지능, 감정인식 등.