

# 스마트 스페이스를 위한 난방, 환기 및 공기조화 시스템의 지능형 디지털 제어

## Intelligent Digital Control of Heating, Ventilating, and Air Conditioning System for Smart Space

주영훈\*, 김도완, 박진배  
(Young Hoon Joo, Do Wan Kim, and Jin Bae Park)

**Abstract :** This paper studies an automation problem of a heating, a ventilating, and an air conditioning (HVAC) for the development of smart space. The HVAC system is described by the fuzzy system for the stability analysis and the controller design. The linear matrix inequalities (LMIs) conditions are derived for the stabilization problem of the closed-loop system under the analog control. Also, it is required to digitally redesign the pre-designed the analog HVAC control system in order to accomplish the remote control via web. It is shown the this digital redesign problem can be converted to the convex optimization problem with the LMI constraints. An example is provided to show the effectiveness of the proposed method.

**Keywords :** smart space, intelligent digital redesign, linear matrix inequality, HVAC system, stabilization

### I. 서론

인터넷과 컴퓨팅 기술의 현저한 발전으로, 스마트 스페이스를 위한 인터넷 기반 제어, 컴퓨터 기반 제어, 모니터링이 가능해졌다. 최근 스마트 스페이스를 위한 제어시스템에 대한 연구가 다음과 같이 이루어지고 있다. Jia [1]는 스마트 스페이스에서 각 시스템에서 발생할 수 있는 왜란을 예측하는 예측 제어를 연구하였다. Chen [2]은 웹기반 제어 시스템을 설계 및 구현 하였다. Yang [3]은 작은 규모의 분산 제어 시스템을 하드웨어적으로 구현하였다. Lyshevskis [4]는 MEMS 기반 스마트 비행기의 제어기 설계에 대한 연구를 하였다. Bamieh [5]는 MEMS 및 스마트 스페이스 등과 같은 분야에 적용 가능한 최적 제어기 설계에 관한 연구를 수행하였다. NASA에서는 1970년대부터 지금까지 'Distributed control of advanced life' 프로젝트를 수행중이다 [6]. 이 프로젝트에서는 궁극적으로 인간의 삶을 향상시키기 위해 휴먼 인터랙션, 네트워킹 센싱 기술 및 제어를 연구 중이다.

기존 연구된 분산제어시스템을 가지고 스마트 스페이스 구축에 적용할 시 다음과 같은 문제점을 해결해야 한다: 1) 기존 연구에서는 컴퓨터 기반 제어를 목표로 수행되었지만, 시스템의 아날로그 신호 기반으로 제어기 설계가 이루어졌다. 이로 인하여 샘플링 주기가 길어지면 구축된 제어시스템은 불안정해질 수 있다; 2) 대부분의 연구에서 비선형 수학적 모델을 선형화 또는 모델링 오차가 존재하는 비선형 모델로 변환하였다. 이럴 경우 시스템의 안정도는 초기

상태에 따라 많은 영향을 받는다. 이러한 문제에 대한 해결책이 될 수 있는 디지털 제어 기법과 지능형 제어 기법에 관한 많은 연구 결과들이 있다[7-13].

본 논문은 스마트 스페이스의 제어시스템인 난방, 환기, 공기조화(Heating, Ventilating, and Air Conditioning: HVAC) 시스템에 대한 안정화 문제를 소개한다. 우리는 수분부하(moisture load)와 현열부하(sensible heat load)를 가지는 복잡한 비선형 난방, 환기, 공기 조화 시스템을 안정도 분석 및 제어기 설계가 용이한 퍼지 시스템으로 모델링한다.

아날로그 퍼지 제어하의 페루프 시스템의 안정화 조건이 유도되며, 그 조건들은 선형 행렬 부등식(Linear Matrix Inequalities: LMIs)으로 표현된다. 또한, 웹을 통한 원격 제어 실현을 위해서 설계된 아날로그 난방, 환기, 공기조화 제어 시스템의 디지털화가 요구된다. 우리는 효과적인 디지털화 기법중 하나인 디지털 재설계(digital redesign) 기법을 사용한다. 이러한 디지털 재설계 기법을 이용하여, 우리는 미리 설계된 아날로그 제어기의 성능을 가지는 지능형 디지털 제어를 설계 한다.

### II. 난방, 환기, 공기조화 시스템의 퍼지 모델링

#### 1. HVAC 시스템

본 논문은 그림 1과 같은 난방, 환기, 공기조화 시스템을 고려한다. 시스템의 기본적인 운영은 다음과 같다: 첫 번째, 25%의 신선한 공기가 시스템에 허용되며 75%의 재순환 공기와 혼합된다(위치 5); 두 번째, 혼합된 공기(위치1)는 열 혼합기에 들어간다; 세 번째, 열 혼합기로부터 방출된 공기는 열 공간에 들어간 준비를 하며, 이것을 급기(위치 2)라 명명한다; 네 번째, 급기는 시스템의 적정 온도 및 습도를 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 2는 난방,

\* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2006. 12. 25., 채택확정 : 2007. 3. 1.

주영훈 : 군산대학교 전자정보공학부(yhjoo@kunsan.ac.kr)

김도완, 박진배 : 연세대학교 전기전자공학과

(dskim@control.yonsei.ac.kr/jbpark@control.yonsei.ac.kr)

※ 본 연구는 학술진흥재단(R05-2004-000-10498-0) 프로젝트에 의해 일부 지원 받았음.

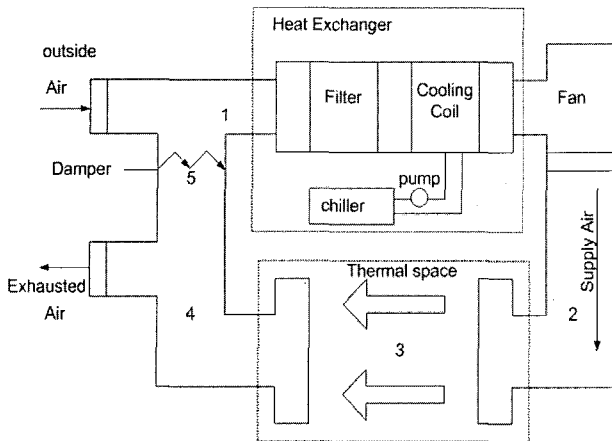


그림 1. HVAC 시스템.  
Fig. 1. HVAC system.

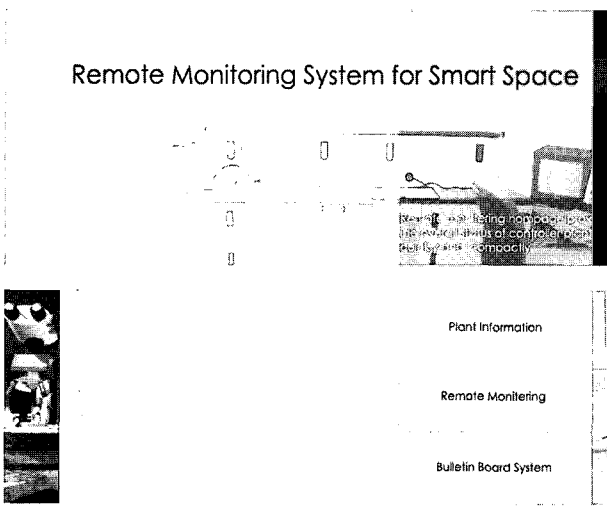


그림 2. HVAC 시스템의 웹 모니터링 및 제어 환경.  
Fig. 2. Web-based monitoring and control environment for HVAC system.

환기, 공기조화 시스템의 웹 모니터링 및 웹 제어를 위한 구축 환경을 보여준다. 그림 1에 나타난 HVAC 시스템의 수학적 모델링을 위하여 다음과 같은 가정이 요구된다[14].

가정 1: 그림 1에 나타난 HVAC 시스템은 다음과 같은 성질을 갖는다.

- 1) 이상적 기체동태.
- 2) 완전혼합.
- 3) 고정압력과정.
- 4) 무시가능한 벽과 열축적.
- 5) 구성요소 사이의 무시 가능한 열 손실.
- 6) 무시 가능한 침기(infiltration)와 누기(exfiltration) 효과.
- 7) 흐름 분할기와 혼합기에서 무시가능한 과도 효과.

에너지 보존의 법칙과  $\alpha_1 = 1/V_s$ ,  $\alpha_2 = h_{fg}/C_p V_s$ ,  $\alpha_3 = 1/\rho C_p V_s$ ,  $\alpha_4 = 1/\rho V_s$ ,  $\beta_1 = 1/V_{he}$ ,  $\beta_2 = 1/\rho C_p V_{he}$ ,  $\beta_3 = h_w/C_p V_{he}$  을 이용하여, HVAC 시스템은 가정 1하에 다음과 같은 미분 방정식으로 표현된다[14].

$$\dot{x} = \bar{A}x + \sum_{i=1}^3 x_i \bar{B}_i u + \bar{B}_0 u + \bar{E}v \quad (1)$$

여기서

$$v^T v \leq Q_0^e T Q_0^e + M_0^e T M_0^e,$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} -u_1^e \alpha_1 60 & u_1^e \alpha_2 60 & u_1^e \alpha_3 60 \\ 0 & -u_1^e \alpha_1 60 & 0 \\ u_1^e \beta_1 60 - u_1^e \beta_2 15 - u_1^e \beta_3 45 & -u_1^e \beta_1 60 & -u_1^e \beta_2 60 \end{bmatrix},$$

$$\bar{E} = \begin{bmatrix} \alpha_3 - 1078.25 \alpha_3 \\ 0 & \alpha_4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\bar{B}_0 = \begin{bmatrix} \alpha_1 60 (x_3^e - x_1^e) - \alpha_2 60 (W_s - x_2^e) & 0 \\ \alpha_1 60 (W_s - x_2^e) & 0 \\ \beta_1 60 (x_1^e - x_3^e) + 15 \beta_1 (T_0 - x_1^e) & -\beta_2 6000 \\ -\beta_3 60 (0.25 W_0 + 0.75 x_2^e - W_s) & \end{bmatrix},$$

$$\bar{B}_1 = \begin{bmatrix} -\alpha_1 60 & 0 \\ 0 & 0 \\ \beta_1 45 & 0 \end{bmatrix}, \bar{B}_2 = \begin{bmatrix} \alpha_2 60 & 0 \\ -\alpha_1 60 & 0 \\ -\beta_3 45 & 0 \end{bmatrix}, \bar{B}_3 = \begin{bmatrix} \alpha_1 60 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\beta_1 60 & 0 \end{bmatrix}$$

## 2. 퍼지 모델링

우리는 (1)을 제어기 설계가 용이한 퍼지시스템으로 변환하고자 한다. 그러기 위해서 비선형 요소  $x_1 u_1$ ,  $x_2 u_1$ , 그리고  $x_3 u_1$  다음과 같이 표현하자.

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

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

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

여기서  $u_1 \in R_{[u_{1\min}, u_{1\max}]}$ . 방정식 (2), (3), 또는 (4)와  $\Gamma_{11} + \Gamma_{21} = 1$ 를 이용해서, 우리는 다음과 같은 소속함수 (membership function)을 얻을 수 있다:

$$\mu_{\Gamma_{11}}(u_1(t)) = \frac{-u_1(t) + u_{1\max}}{u_{1\max} - u_{1\min}},$$

$$\mu_{\Gamma_{21}}(u_1(t)) = \frac{u_1(t) - u_{1\min}}{u_{1\max} - u_{1\min}}$$

따라서 (2), (3), 그리고 (4)를 이용하여, (1)은 두개의 퍼지 규칙

$$R_1: \text{If } u_1 \text{ is about } \Gamma_{11}, \text{ then } \dot{x} = A_1 x + B u + E v$$

$$R_2: \text{If } u_1 \text{ is about } \Gamma_{21}, \text{ then } \dot{x} = A_2 x + B u + E v$$

으로 표현된다, 여기서

$$A_1 = 15 \begin{bmatrix} -4\alpha_1(u_1^e + u_{1\min}) & 4\alpha_2(u_1^e + u_{1\min}) & 4\alpha_3(u_1^e + u_{1\min}) \\ 0 & -4\alpha_1(u_1^e + u_{1\min}) & 0 \\ \beta_1(4u_1^e - u_1^e + 3u_{1\min}) - 3\beta_3(u_1^e + u_{1\min}) & -4\beta_1(u_1^e + u_{1\min}) \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -u_1^e \alpha_1 60 - \alpha_1 60 u_{1\max} & u_1^e \alpha_2 60 + \alpha_2 60 u_{1\max} & u_1^e \alpha_3 60 + \alpha_3 60 u_{1\max} \\ 0 & -u_1^e \alpha_1 60 - \alpha_1 60 u_{1\max} & 0 \\ u_1^e \beta_1 60 - u_1^e \beta_1 15 + \beta_1 45 u_{1\max} & -u_1^e \beta_3 45 - \beta_3 45 u_{1\max} & -u_1^e \beta_1 60 - \beta_1 60 u_{1\max} \end{bmatrix},$$

$B = \bar{B}_0$ , 그리고  $E = \bar{E}$ . 따라서 중심값-평균 비퍼지화,

곱셈추론, 싱글톤 퍼지화를 이용하여 두 개의 규칙으로부터 우리는 (1)과 등가인 HVAC 퍼지시스템을 얻는다.

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^2 \theta_i(u_1(t))(A_i x(t) + B u(t) + E v(t)) \quad (5)$$

여기서  $\theta_i(u_1(t)) = \mu_{F_{i1}}(u_1(t)) \in R_{[0,1]}$ .

### III. 아날로그 퍼지 제어시스템의 디지털화

#### 1. 아날로그 퍼지제어기 설계

다음의 상태제한 형태의 아날로그 퍼지제어기를 생각한다.

$$u_a(t) = \sum_{i=1}^2 \theta_i \hat{K}_i x_a(t) + \hat{F} v \quad (6)$$

아날로그 제어기 설계의 주요목적은 (5)와 (6)의 페루프 시스템

$$\dot{x}_a(t) = \sum_{i=1}^2 \theta_i (A_i + B \hat{K}_i) x_a(t) + (E + B \hat{F}) v \quad (7)$$

의 평형점을 리아프노브 안정도 기준 관점에서 안정화시키는 것이다. 리아프노브 함수  $V = x_a^T(t) P x_a(t)$ 를 고려하자, 여기서  $P = P^T > 0$ . 그때, 리아프노브 함수의 시간미분 값은 다음과 같다:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \dot{x}^T(t) P x(t) + x^T(t) P \dot{x}(t) \\ &= \sum_{i=1}^2 \theta_i \begin{bmatrix} x_a(t) \\ 1 \end{bmatrix}^T \left( \begin{bmatrix} A_i + B \hat{K}_i & (E + B \hat{F}) \end{bmatrix}^T \right. \\ &\quad \times P \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} P \left. \begin{bmatrix} A_i + B \hat{K}_i & (E + B \hat{F}) v \end{bmatrix} \right) \\ &\quad \times \begin{bmatrix} x_a(t) \\ 1 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

따라서, 만약

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} A_1 + B \hat{K}_1 & (E + B \hat{F}) v \end{bmatrix}^T P \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} A_1 + B \hat{K}_1 & (E + B \hat{F}) v \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} A_1 + B \hat{K}_1 & (E + B \hat{F}) v \end{bmatrix} \leq 0 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} A_2 + B \hat{K}_2 & (E + B \hat{F}) v \end{bmatrix}^T P \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} A_2 + B \hat{K}_2 & (E + B \hat{F}) v \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} A_2 + B \hat{K}_2 & (E + B \hat{F}) v \end{bmatrix} \leq 0 \end{aligned} \quad (9)$$

만족된다면,  $\dot{V} \leq 0$  됨을 알 수 있다. 부등식 (8)과 (9)는 다음과 같은 선형 행렬 부등식으로 쉽게 변환된다:

$$\begin{bmatrix} Q A_1^T + \hat{M}_1^T B^T + A_1 Q + B \hat{M}_1 & (E + B \hat{F}) v \\ v^T (E^T + \hat{F}^T B^T) & 0 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} Q A_2^T + \hat{M}_2^T B^T + A_2 Q + B \hat{M}_2 & (E + B \hat{F}) v \\ v^T (E^T + \hat{F}^T B^T) & 0 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (11)$$

여기서  $Q = P^{-1}$ ,  $\hat{M}_1 = \hat{K}_1 P^{-1}$ , 그리고  $\hat{M}_2 = \hat{K}_2 P^{-1}$ . 결국, 우리는 다음과 같은 결과에 도달할 수 있다:

정리 1: 선형행렬부등식 (10)과 (11)을 만족시키는  $Q = Q^T > 0$ ,  $\hat{M}_1$ ,  $\hat{M}_2$ 가 존재한다면, (7)의 평형점은 리아프노브 안정도 관점에서 안정하다. 그때,  $\hat{K}_1 = M_1 Q^{-1}$ ,  $\hat{K}_2 = M_2 Q^{-1}$ .

#### 2. 지능형 디지털 재설계

다음의 상태제한 형태의 디지털 퍼지제어기를 고려한다.

$$u_d(t) = \sum_{i=1}^2 \theta_i(kT) K_i x_d(kT) + F v \quad (12)$$

여기서  $t \in [kT, kT + T]$ 일때  $u_d(t) = u_d(kT)$ . (5)와 (12)로부터, 페루프 시스템은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_d(t) &= \sum_{i=1}^2 \theta_i(t) A_i x_d(t) + \sum_{i=1}^2 \theta_i(kT) B K_i x_d(kT) \\ &+ (E + B F) v \end{aligned} \quad (13)$$

아날로그와 디지털 제어하의 페루프 시스템 (7)과 (13)으로부터, 본 논문의 지능형 디지털 재설계 (Intelligent Digital Redesign: IDR) 문제는 다음과 같다:

문제 1: 페루프 시스템 (13)의 응답을 안정한 페루프 시스템 (7)의 응답으로 가능한 가까이 정합시키는, 혹은 적어도 페루프 시스템 (13)을 안정화 시키는 디지털 제어기 (12)를 설계하시오.

이러한 지능형 디지털 재설계 문제를 이산 시간에서 고려하기 위해서 충분히 작은 샘플링 주기에서 (7)과 (13)의 이산시간 모델은 다음으로 가정하자[7-15].

$$x_a(kT + T) = \sum_{i=1}^2 \theta_i(kT) \{ \hat{G}_i x_a(kT) + (\hat{J}_i + \hat{H}_i \hat{F}) v \} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} x_d(kT + T) &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \theta_i(kT) \theta_j(kT) \{ (G_i + H_i K_j) \\ &\quad \times x_d(kT) + (J_i + H_i F) v \} \end{aligned} \quad (15)$$

여기서,

$$\hat{G}_i = \exp((A_i + B \hat{K}_i) T),$$

$$\hat{J}_i = (\hat{G}_i - I)(A_i + B \hat{K}_i)^{-1} E,$$

$$\hat{H}_i = (\hat{G}_i - I)(A_i + B \hat{K}_i)^{-1} B,$$

$$G_i = \exp(A_i T), \quad H_i = (G_i - I) A_i^{-1} B,$$

그리고  $J_i = (G_i - I)(A_i)^{-1} E$ .

문제 1을 해결하기위해서 주어진 이산시간 모델 (14)와 (15)의 상태정합 (state-matching) 조건이 요구된다. 만약 가능한 작은  $\gamma > 0$ 에 대한 부등식

$$(\hat{G}_1 - G_1 - H_1 K_1)^T (\hat{G}_1 - G_1 - H_1 K_1) < \gamma^2 R \quad (16)$$

$$(\hat{G}_1 - G_1 - H_1 K_2)^T (\hat{G}_1 - G_1 - H_1 K_2) < \gamma^2 R \quad (17)$$

$$(\hat{G}_2 - G_2 - H_2 K_1)^T (\hat{G}_2 - G_2 - H_2 K_1) < \gamma^2 R \quad (18)$$

$$(\hat{G}_2 - G_2 - H_2K_2)^T(\hat{G}_2 - G_2 - H_2K_2) < \gamma^2 R \quad (19)$$

$$(\hat{J}_1 + \hat{H}_1\hat{F} - J_1 - H_1F)^T(\hat{J}_1 + \hat{H}_1\hat{F} - J_1 - H_1F) < \gamma^2 I \quad (20)$$

$$(\hat{J}_2 + \hat{H}_2\hat{F} - J_2 - H_2F)^T(\hat{J}_2 + \hat{H}_2\hat{F} - J_2 - H_2F) < \gamma^2 I \quad (21)$$

이 만족된다면, (14)의  $x_a(kT+T)$ 와 (15)의  $x_a(kT+T)$ 는 가정  $x_a(kT) = x_d(kT)$ 하에 매우 가깝게 정합될 것이다. 여기서  $R = R^T > 0$ . 부등식 (16)부터 (21)은 다음과 같은 선형행렬부등식으로 표현될 수 있다:

$$\begin{bmatrix} -\gamma S & (\hat{G}_1S - G_1S - H_1M_1)^T \\ \hat{G}_1S - G_1S - H_1M_1 & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} -\gamma S & (\hat{G}_1S - G_1S - H_1M_2)^T \\ \hat{G}_1S - G_1S - H_1M_2 & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} -\gamma S & (\hat{G}_2S - G_2S - H_2M_1)^T \\ \hat{G}_2S - G_2S - H_2M_1 & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} -\gamma S & (\hat{G}_2S - G_2S - H_2M_2)^T \\ \hat{G}_2S - G_2S - H_2M_2 & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} -\gamma I & (\hat{J}_1 + \hat{H}_1\hat{F} - J_1 - H_1F)^T \\ \hat{J}_1 + \hat{H}_1\hat{F} - J_1 - H_1F & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} -\gamma I & (\hat{J}_2 + \hat{H}_2\hat{F} - J_2 - H_2F)^T \\ \hat{J}_2 + \hat{H}_2\hat{F} - J_2 - H_2F & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (27)$$

여기서,  $S = R^{-1}$ ,  $M_1 = K_1R^{-1}$ ,  $M_2 = K_2R^{-1}$ .

시스템 (15)에 대한 리아프노브 안정도 관점에서 안정화 (stabilization) 문제를 고려하자. 리아프노브 함수는  $U(kT) = x_a^T(kT)Rx_a(kT)$ 로 정의하자. (15)와 정의된 리아프노브 함수를 이용하여, 우리는 다음을 보일 수 있다:

$$\begin{aligned} \Delta U(kT) &= U(kT+T) - U(kT) \\ &\leq \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \theta_i(kT)\theta_j(kT) \begin{bmatrix} x_d(kT) \\ 1 \end{bmatrix}^T \\ &\quad \times \left\{ \begin{bmatrix} G_i + H_iK_j & (J_i + H_iF)v \end{bmatrix}^T R \right. \\ &\quad \times \left. \begin{bmatrix} G_i + H_iK_j & (J_i + H_iF)v \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} R \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \right\} \\ &\quad \times \begin{bmatrix} x_d(kT) \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

따라서, 다음 부등식이 만족된다면  $\Delta U(kT) \leq 0$ 임을 알 수 있다.

$$\begin{bmatrix} G_1 + H_1K_1 & (J_1 + H_1F)v \end{bmatrix}^T R \begin{bmatrix} G_1 + H_1K_1 & (J_1 + H_1F)v \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} R \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (28)$$

표 1. 실험에 사용된 시스템 파라미터 값.

Table 1. Numerical values for system parameters.

시스템 파라미터	값
$\rho$	0.074 lb/ft <sup>3</sup>
$C_p$	0.24 Btu/lb.° F
$f_{ref}$	17000 cfm
$f_{0ref}$	4250 cfm
$T_{2ref}$	55.° F
$T_{3ref}$	71.° F
$W_s$	0.0070 lb/lb
$W_{3ref}$	0.0088 lb/lb
$V_{he}$	60.75 ft <sup>3</sup>
$V_s$	58464 ft <sup>3</sup>

$$\begin{bmatrix} G_1 + H_1K_2 & (J_1 + H_1F)v \end{bmatrix}^T R \begin{bmatrix} G_1 + H_1K_2 & (J_1 + H_1F)v \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} R \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (29)$$

$$\begin{bmatrix} G_2 + H_2K_1 & (J_2 + H_2F)v \end{bmatrix}^T R \begin{bmatrix} G_2 + H_2K_1 & (J_2 + H_2F)v \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} R \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (30)$$

$$\begin{bmatrix} G_2 + H_2K_2 & (J_2 + H_2F)v \end{bmatrix}^T R \begin{bmatrix} G_2 + H_2K_2 & (J_2 + H_2F)v \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} R \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (31)$$

결국  $\Delta U(kT) \leq 0$ 로부터 리아프노브 안정도 관점에서 (15)의 평형점은 안정하다. 부등식 (28)부터 부등식 (31)을 만족하는 변수들을 쉽게 찾기 위해서 우리는 (28)부터 (31)을 다음과 같은 선형 행렬 부등식으로 변환한다:

$$\begin{bmatrix} -S & 0 & (G_1S + H_1M_1)^T \\ 0 & 0 & ((J_1 + H_1F)v)^T \\ G_1S + H_1M_1 & (J_1 + H_1F)v & -S \end{bmatrix} \leq 0 \quad (32)$$

$$\begin{bmatrix} -S & 0 & (G_1S + H_1M_2)^T \\ 0 & 0 & ((J_1 + H_1F)v)^T \\ G_1S + H_1M_2 & (J_1 + H_1F)v & -S \end{bmatrix} \leq 0 \quad (33)$$

$$\begin{bmatrix} -S & 0 & (G_2S + H_2M_1)^T \\ 0 & 0 & ((J_2 + H_2F)v)^T \\ G_2S + H_2M_1 & (J_2 + H_2F)v & -S \end{bmatrix} \leq 0 \quad (34)$$

$$\begin{bmatrix} -S & 0 & (G_2S + H_2M_2)^T \\ 0 & 0 & ((J_2 + H_2F)v)^T \\ G_2S + H_2M_2 & (J_2 + H_2F)v & -S \end{bmatrix} \leq 0 \quad (35)$$

결국, 우리는 다음과 같은 결과에 도달할 수 있다:

정리 2: 선형행렬부등식 (22)부터 (27)과 (32)부터 (35)을 만족시키는  $S = S^T > 0$ ,  $M_1$ ,  $M_2$ 가 존재한다면, 페루프 시스템 (13)의 응답은 페루프 시스템 (7)의 응답과 유사한

표 2. HVAC 시스템의 평형 조건.

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
$M_0^e$	0.1
$u_1^e$	17000 cfm
$u_2^e$	58 gpm
$Q_0^e$	0.1
$W_s^e$	0.0070 lb/lb

궤적을 나타내며, (15)의 평형점은 리아프노프 안정도 관점에서 안정하다. 그때,  $K_1 = M_1 S^{-1}$ ,  $K_2 = M_2 Q^{-1}$ .

IV. 모의실험

본 절의 주요 목적은 시스템 (1)에 대한 제안된 디지털 재설계 기법을 이용한 디지털 제어기 설계이다. 표 1과 2에서는 실험에 사용된 파라미터 값을 제시하였다. 우선 정리 1을 사용하여 우리는 다음과 같은 아날로그 제어 이득을 얻을 수 있다.

$$\hat{K}_1 = 10^6 \times \begin{bmatrix} 0.0016 & 7.4390 & 0.0027 \\ 0.0000 & 0.0256 & 0.0000 \end{bmatrix}$$

$$\hat{K}_2 = 10^6 \times \begin{bmatrix} 0.0015 & 7.0133 & 0.0026 \\ 0.0000 & 0.0242 & 0.0000 \end{bmatrix}$$

$$\hat{F} = \begin{bmatrix} -26.6160 & -22.8711 \\ 17.6144 & -17.7821 \end{bmatrix}$$

주어진 아날로그 이득을 가지고 정리 2에 적용하면, 우리는 다음과 같은 디지털 제어 이득을 얻을 수 있다.

샘플링 시간  $T = 10^{-3}$ 일 때,

$$K_1 = 10^6 \times \begin{bmatrix} 0.0022 & 5.3530 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0195 & 0.0000 \end{bmatrix}$$

$$K_2 = 10^6 \times \begin{bmatrix} 0.0022 & 5.3530 & 0.0000 \\ 0.0000 & 0.0195 & 0.0000 \end{bmatrix}$$

$$F = 10^4 \times \begin{bmatrix} -4.0848 & 4.0801 \\ -0.0087 & 0.0087 \end{bmatrix}$$

샘플링 시간  $T = 10^{-2}$ 일 때,

$$K_1 = 10^6 \times \begin{bmatrix} 0.0031 & 7.6973 & 0.0001 \\ 0.0000 & 0.0276 & 0.0000 \end{bmatrix}$$

$$K_2 = 10^6 \times \begin{bmatrix} 0.0031 & 7.6973 & 0.0001 \\ 0.0000 & 0.0276 & 0.0000 \end{bmatrix}$$

$$F = 10^4 \times \begin{bmatrix} -3.5634 & 3.5585 \\ -0.0071 & 0.0071 \end{bmatrix}$$

그림 3과 4는 아날로그 제어기 (실선)와 디지털 제어기 (점선)를 사용한 폐루프 시스템의 시간 응답 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 상대적으로 긴 샘플링 시간에서도 디지털 제어 시스템은 안정하며 아날로그 제어 시스템의 시간응답과 매우 유사함을 알 수 있다. 이러한 실험 결과를 토대로 제안된 디지털 제어기 설계 기법이 매우 효과적이며 실제 적용 가능함을 알 수 있다.

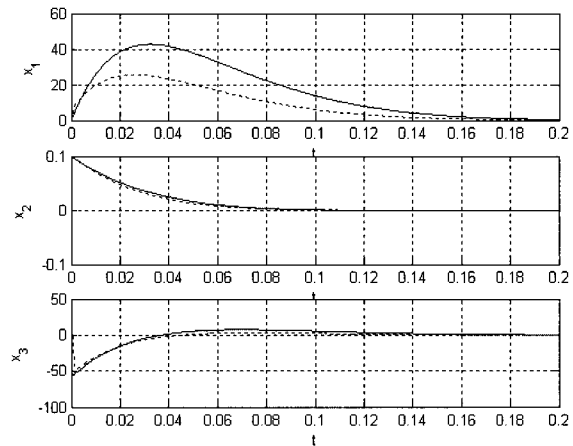


그림 3. 샘플링 시간  $T = 10^{-3}$ 에서 아날로그 제어기 (실선)와 디지털 제어기 (점선)를 사용한 폐루프 시스템의 시간 응답.

Fig. 3. For  $T = 10^{-3}$ , time responses of the closed-loop systems using analog controller (solid line) and digital controller (dotted line).

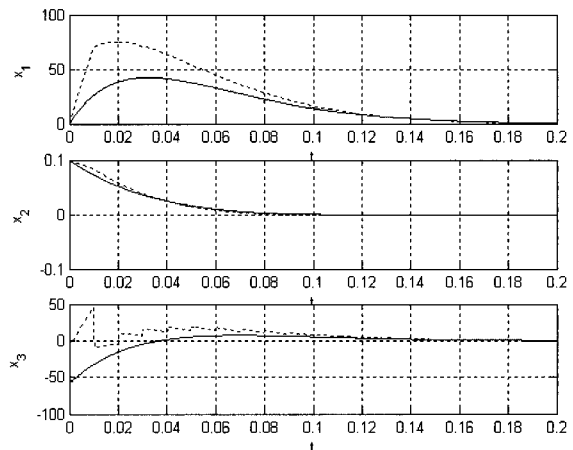


그림 4. 샘플링 시간  $T = 10^{-2}$ 에서 아날로그 제어기 (실선)와 디지털 제어기 (점선)를 사용한 폐루프 시스템의 시간 응답.

Fig. 4. For  $T = 10^{-2}$ , time responses of the closed-loop systems using analog controller (solid line) and digital controller (dotted line).

### V. 결론

본 논문은 스마트 스페이스의 제어시스템인 난방, 환기, 공기조화(Heating, Ventilating, and Air Conditioning: HVAC) 시스템에 대한 디지털 재설계 문제를 고려하였다. 이를 위해 먼저, 수분부하와 현열부하를 갖는 복잡한 비선형 난방, 환기, 공기 조화 시스템의 안정도 분석 뿐 만 아니라 제어기 설계가 용이한 퍼지 시스템으로 모델링 방법을 제안했다. 이 퍼지 모델을 이용하여 아날로그 퍼지 제어하의 폐루프 시스템의 안정화 조건이 유도되며, 그 조건들은 선형 행렬 부등식으로 표현됨을 보였다. 또한, 아날로그 및 디지털 퍼지 제어하의 폐루프 시스템의 안정화 조건들을 유도하였으며, 두 시스템의 상태 정합 조건들 또한 유도하였다. 마지막으로 본 논문에서 제안한 방법은 시뮬레이션을 통해서 그 응용 가능성과 우수성을 검증하였다.

### 참고문헌

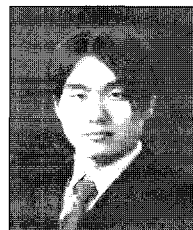
- [1] D. Jia, B. H. Krogh, and S. Talukdar, "Distributed model predictive control," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 22, pp. 44-52, 2002.
- [2] L. Chen and Y. Wang, "Design and implementation of a web-based distributed control system," *IEEE CCECE*, vol. 2, pp. 681-686, 2002.
- [3] Y. Yang and S. Zhu, "Small smart distributed control system," *Intelligent Control and Automation*, vol. 3, pp. 1976-1979, 2002.
- [4] S. E. Lyshevski, "Distributed control of MEMS-based smart flight surfaces," *American Control Conference*, vol. 3, pp. 2351-2356, 2001.
- [5] B. Bamieh, F. Paganini, and M. A. Dahleh, "Distributed control of spatially invariant systems," *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 47, pp. 1091-1107, 2002.
- [6] <http://advlifsupport.jsc.nasa.gov/>
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] W. Chang, J. B. Park, and Y. H. Joo, "GA-based intelligent digital redesign of fuzzy-model-based controllers," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 11, no. 1, pp. 35-44, 2003.
- [10] W. Chang, J. B. Park, H. J. Lee, and Y. H. Joo, "LMI approach to digital redesign of linear time-invariant systems," *IEE Proc., Control Theory Appl.*, vol. 149, no. 4, pp. 297-302, 2002.
- [11] H. J. Lee, J. B. Park, and Y. H. Joo, "An efficient observer-based sampled-data control: Digital redesign approach," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 50, no. 12, pp. 1595-1601, 2003.
- [12] H. J. Lee, H. Kim, Y. H. Joo, W. Chang, and J. B. Park, "A new intelligent digital redesign for T-S fuzzy systems: global approach," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 12, no. 2, pp. 274-284, 2004.
- [13] D. W. Kim, J. B. Park, H. J. Lee, and Y. H. Joo, "Discretisation of continuous-time T-S fuzzy system: global approach," *IEE Proc. Control Theory Appl.*, vol. 153, pp. 237-246, 2006.
- [14] 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.

### 주 영 훈

2007년 제 13 권 제 3 호(2007년 3월호) 참조.

### 박 진 배

2006년 제 12 권 제 11 호(2006년 11월호) 참조.



### 김 도 완

2001년 연세대학교 전기전자공학과 졸업. 2003년 동 대학교 대학원 공학석사. 2004년~현재 동 대학원 박사과정 재학. 관심분야는 지능제어, 지능형 디지털 재설계, 지능형 로봇, 유전알고리즘. 비선형 시스템.