

## 지능형 디지털 재설계 기법을 이용한 전력 계통의 부하 주파수 제어를 위한 강인한 퍼지 제어기 설계

### Design of Robust Fuzzy Controller for Load-Frequency Control of Power Systems Using Intelligent Digital Redesign Technique

周永焄 · 田尙原\* · 權五臣\*\*

Young-Hoon Joo, Sang-Won Jeon\* and Oh-Sin Kwon\*\*

群山大 工大 電子情報工學部

\* 群山大 工大 電子情報工學部

\*\* 群山大 工大 電子情報工學部 教授

#### 요 약

본 논문은 조속기의 밸브 위치의 제한을 고려한 불확실 비선형 전력 시스템의 부파수 제어를 위한 강인 디지털 퍼지 제어기를 설계기법을 제시한다. TSK 퍼지 모델을 이용하여 비선형 전력 시스템을 모델링한다. 리아푸노프 안정도 해석 이론에 기반하여 파라미터 불확실성을 포함한 비선형 전력 시스템의 TSK 퍼지 모델을 위한 강인 안정 조건을 유도한다. 유도된 강인 안정 조건은 선형 행렬 부등식의 형태로 나타난다. 또한 지능형 디지털 재설계 기법을 이용하여 연속 시간상에서 운용되는 전력 시스템을 위한 디지털 제어기를 설계한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 본 논문에서 제안된 부하 주파수 제어기 설계 기법의 효용성을 보인다.

#### ABSTRACT

A new robust load-frequency control methodology is proposed for nonlinear power systems with the valve position limits of the governor in the presence of parametric uncertainties. The TSK fuzzy model is adopted and formulated for fuzzy modeling of the nonlinear power system. A sufficient condition of the robust stability is presented in the sense of Lyapunov for the TSK fuzzy model with parametric uncertainties. The intelligent digital redesign technique for the uncertain nonlinear power system is also studied. The effectiveness of the proposed robust digital fuzzy controller design method is demonstrated through a numerical simulation.

#### 1. 서 론

최근, 생활 수준의 향상으로 전기 에너지의 수요가 크게 증가하는 추세이며, 고도의 정보화에 따라 전기 에너지의 고품질과 고신뢰성이 강조되고 있다. 산업 사회의 발전과 다양화에 따라 전력 계통은 매우 복잡해지며, 부하 변동이나 전력 사고가 빈번하게 발생함과 동시에, 계통 내에 부하 주파수도 변동한다. 전력 계통의 부하 주파수의 변동은 전기 품질 변동에 매우 민감한 정밀 기기에 치명적인 손상을 야기할 뿐 만 아니라 전력 계통 내의 설비들의 수명을 단축시킬 수 있다. 따라서, 전력 계통의 부하 주파수 제어는 매우 중요한 연구 과제이며 다양한 제어 기법이 개발되었다[1-3,6-13].

실제 전력 시스템은 비선형성을 나타내는 동적 시스템임에도 불구하고, 비선형성을 고려한 전력 시스템

의 부하 주파수 제어에 관한 연구는 미미하며, 대부분 연구 결과는 선형 시불변 시스템으로 모델링된 전력 시스템을 기반으로 하여 수행되었다[1-3,6-9]. 그러나, 선형화된 모델을 기반으로 하여 설계된 부하 주파수 제어기는 실제 조속기 밸브의 위치 제한 요소가 존재하는 비선형 전력 시스템에 적용하였을 경우, 전력 시스템의 안정성과 제어 성능을 보장할 수 없다. 최근에 조속기의 밸브 위치 제한을 고려한 전력 시스템의 부하 주파수 제어에 관한 연구가 발표되었으나, 제어기 설계 알고리즘에는 전력 시스템의 비선형성이 고려되지 않았다[9]. 또한, Ha는 조속기의 밸브 위치에 의한 비선형성을 2차원의 백래쉬 비선형성으로 고려한 연구 결과를 발표하였다[11]. 그러나, Ha의 연구결과도 제어기 설계과정에서는 전력 시스템의 비선형성을 고려하지 않고 시뮬레이션 과정에서만 조속기의 밸브 위치에 의한 비선형성을 고려하였다. 따라서, 이러한 제

어 알고리즘에 의하여 설계된 부하 주파수 제어기가 비선형 전력 시스템의 안정성을 보장할 수 없는 단점이 있다.

상기 문제를 해결하기 위하여, 본 논문에서는 조속기의 밸브 위치 제한에 의한 비선형성을 제어기 설계 단계에서부터 고려하고, 최종적으로 비선형 전력 시스템의 부하 주파수의 제어 성능을 보장할 수 있는 제어기의 설계 방법을 제시하는 것이 목적이다. 전력 시스템의 주요한 비선형성은 조속기의 기계적 구조에 의한 밸브 위치의 제한과 발전을 제한(generation rate constraint)을 고려할 수 있다. 이러한 비선형성은 수학적으로 포화 함수로 표현할 수 있으며, 본 논문에서는 전력 시스템의 기계적 특성, 즉, 조속기의 밸브 위치 제한에 의하여 발생하는 비선형성을 고려한 전력 시스템을 모델로 한다. 이러한 비선형성은 제어기 설계 단계에서부터 고려될 것이며 설계된 제어기가 비선형 전력 시스템의 안정성을 보장할 수 있는 조건을 유도한다. 전력 시스템의 비선형성과 더불어 전력 시스템의 안정성을 저해하는 요소로 시스템의 불확실성을 고려할 수 있다. 특히, 전력 시스템은 시스템 파라미터의 부정확성이 불확실성의 주요 요소이다. 본 논문에서는 시스템 파라미터의 불확실성을 고려한 TSK 퍼지 모델을 강인 안정화할 수 있는 제어기를 설계할 수 있는 방법을 제시한다.

대부분의 전력 계통의 부하 주파수 제어는 연속 시간상에서 운용되며, 최근에 개발된 연속 시간 제어 이론을 적용하면, 전력 계통의 부하 주파수를 안정적으로 운용할 수 있다. 그러나, 연속 시간에서 설계된 제어기는 잡음에 민감할 뿐 아니라 그 유연성이 부족하다. 이에 반해 이산 시간 제어기는 잡음에 강할 뿐 아니라 범용성이 풍부하다. 최근에 컴퓨터 성능의 비약적인 발전에 따라 컴퓨터를 이용하여 전력 계통 시스템을 제어하려는 시도가 증가하고 있다. 이는 이산 시간상에서 처리되어지는 제어 신호로써 연속 시간상에서 운용되는 시스템을 제어함을 의미한다. 이러한 경우, 대부분 A/D 변환기를 이용한 제어기를 적용한다. 본 논문에서 제안하는 디지털 재설계(digital redesign) 기법은 이산 시간 제어기로써 연속 시간 시스템을 제어하는 경우에 매우 효과적인 방법으로 알려져 있다[14]. 그러나, 기존의 디지털 재설계 기법은 선형 시스템을 기반하여 개발된 기법으로, 비선형 시스템에의 적용은 많지 않은 실정이다[15-17]. 본 논문에서는 시스템에 불확실성이 존재하는 경우에도 강인한 제어 성능을 보장할 수 있는 전력 계통의 부하 주파수 제어를 위한 디지털 제어기 설계를 위하여 시스템의 응답을 정합하는 새로운 지능형 디지털 재설

계 기법을 제시한다.

## 2. TSK 퍼지 모델

일반적인 전력 계통 시스템은 일반적으로 다음과 같이 불확실성을 포함한 연속시간 비선형 동적 시스템으로 묘사될 수 있다.

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + \Delta f(x(t)) + (g(x(t)) + \Delta g(x(t)))u(t) + d \quad (1)$$

여기서,  $x(t) \in \mathbb{R}^n$ 는 상태 변수 벡터,  $u(t) \in \mathbb{R}^m$ 는 제어 입력 벡터, 제어 입력이며  $f(x(t)) \in \mathbb{R}^n$ ,  $g(x(t)) \in \mathbb{R}^n$ 는 비선형 벡터 함수,  $\Delta f(x(t))$ ,  $\Delta g(x(t))$ 는 불확실 벡터 함수이며  $d \in \mathbb{R}^n$ 는 상수 바이어스 벡터이다. 이러한 형태의 비선형 불확실 시스템은 다음과 같은 형태의 TS 퍼지모델로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{Plant Rule } i: & \text{ IF } x_1(t) \text{ is } G_{1i} \text{ and } \dots \text{ and } x_n(t) \text{ is } G_{ni}, \\ & \text{ THEN } \dot{x}(t) = (A_i + \Delta A_i)x(t) + (B_i + \Delta B_i)u(t) + d_i \\ & (i = 1, 2, \dots, q) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, 규칙  $i$ 는  $i$ 번째 퍼지 추론 규칙,  $\Gamma_j^i (j=1, 2, \dots, n)$ 는 퍼지 집합을 나타내며,  $A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ,  $B_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$ 는 각각 시스템 행렬과 입력 행렬을 나타낸다.  $\Delta A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 와  $\Delta B_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$ 는 비선형 시스템의 파라미터 불확실성을 나타내는 시변 행렬이며  $d_i \in \mathbb{R}^n$ 는  $i$ 번째 규칙의 부 모델의 바이어스 상수 벡터이다.  $q$ 는 TSK 퍼지 모델의 IF-THEN 규칙의 개수이다. 식 (2)의 형태로 구성되는 TS 퍼지 시스템의 비퍼지화된 출력은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^q \mu_i(x(t))((A_i + \Delta A_i)x(t) + (B_i + \Delta B_i)u(t) + d_i) \quad (3)$$

여기서,

$$w_i(x(t)) = \prod_{j=1}^n \Gamma_j^i(x^{(j)}(t)), \quad \mu_i(x(t)) = \frac{w_i(x(t))}{\sum_{i=1}^q w_i(x(t))}$$

여기서,  $\Gamma_j^i(x(t))$ 는 퍼지 집합  $\Gamma_j^i$ 에서의  $x_j(t)$ 의 소속 정도이다. 또한, 위의 수식으로부터 다음과 같은 성질을 만족한다.

$$\begin{aligned} w_i(x(t)) & \geq 0, \quad \sum_{i=1}^q w_i(x(t)) > 0, \quad (i = 1, 2, \dots, q) \\ \mu_i(x(t)) & \geq 0, \quad \sum_{i=1}^q \mu_i(x(t)) = 1, \quad (i = 1, 2, \dots, q) \end{aligned}$$

이제, TSK 퍼지 모델로 표현된 시스템을 제어하기 위하여 다음과 같은 퍼지 규칙으로 나타나는 TSK 퍼지 모델 기반 상태 피드백 제어기를 고려하자.

Controller Rule  $i$ : IF  $x_1(t)$  is  $\Gamma_1^i$  and  $\dots$  and  $x_n(t)$  is  $\Gamma_n^i$ ,  
 THEN  $u(t) = K_i x(t)$  ( $i = 1, 2, \dots, q$ ) (4)

여기서,  $K_i \in R^{m \times n}$ 는 설계하여야 할 상수 제어 이득 행렬이다. 그러나, 플랜트 규칙 (1)은 시변 불확실 행렬을 포함한 형태이므로 제어 이득 행렬,  $K_i$ 을 구하는 것이 쉽지 않다. 본 논문에서는 시변 불확실 행렬  $\Delta A$ 와  $\Delta B$ 를 제거하여 제어 이득 행렬  $K_i$ 를 용이하게 계산하기 위하여 다음과 같은 가정을 도입한다.

가정 1: 파라미터 불확실성을 표현하는 행렬  $\Delta A_i$ ,  $\Delta B_i$ 는 다음과 같은 형태로 표현 할 수 있다.

$$[\Delta A_i \ \Delta B_i] = D_i F_i(t) [E_{1i} \ E_{2i}]$$

여기서,  $D_i$ ,  $E_{1i}$ ,  $E_{2i}$ 는 알려진 실수 행렬이며,  $F_i(t)$ 는  $F_i(t)^T F_i(t) \leq I$ 의 조건을 만족하는 Lebesgue 측정가능한 행렬함수이다. 또한,  $t$ 는 적절한 차원의 단위 행렬이다.

### 3. 조속기의 밸브 위치 제한을 고려한 비선형 전력 계통의 퍼지 모델링

본 논문에서는 실제 전력 계통에서 비선형성을 나타내는 조속기의 밸브 위치를 고려한 비선형 전력 계통을 고려한다. 그림 1은 조속기의 밸브 위치를 고려한 일반적인 전력 계통의 블록도를 나타낸다.

그림 1에 나타난 비선형 전력 시스템은 수식적으로 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_P} x_1(t) + \frac{K_P}{T_P} x_2(t) \\ -\frac{1}{T_T} x_2(t) + \frac{1}{T_T} \delta(x_3(t)) \\ -\frac{1}{RT_G} x_1(t) - \frac{1}{T_G} x_3(t) - \frac{1}{T_G} x_4(t) \\ K_E x_1(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_G} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} \frac{K_P}{T_P} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \rho(t) \quad (5)$$

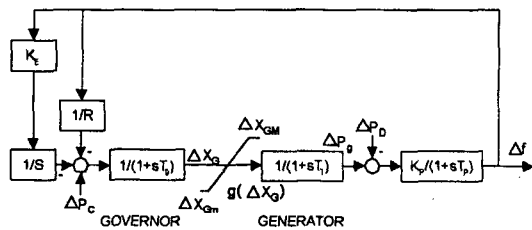


그림 1. 조속기의 밸브 위치를 고려한 전력 계통도  
 Fig. 1. Nonlinear power system with value positionlimits of governor

식 (5)에서 시스템의 상태 벡터는  $x(t) = [\Delta f(t) \ \Delta P_G(t) \ \Delta X_G(t) \ \Delta E(t)] \in R^4$ 이며, 제어 입력 벡터는  $u(t) = [\Delta P_C(t) \in R^1]$ , 섭동 외란 벡터는  $\rho(t) = [\Delta P_D(t) \in R^1]$ 으로 표현된다. 여기서,  $\Delta f(t)(Hz)$ 는 전력 계통 시스템의 주파수 증분,  $\Delta P_G(t)(p.u. MW)$ 는 발전기의 유효 발전 전력 증분,  $\Delta X_G(t)(p.u. MW)$ 는 조속기의 밸브 위치 증분,  $\Delta E(t)$ 는 적분 제어의 증분,  $\Delta P_D(t)(p.u. MW)$ 는 실 부하 전력 증분을 나타낸다.

본 논문에서는, 실 부하 전력 증분,  $\Delta P_D(t)$ 를 0.1 p.u. MW의 단위 계단 입력으로 가정한다. 그림 2는 실제 전력 발전 시스템에서 사용되는 조속기의 기계적 구조를 나타낸다. 실제 전력 발전 시스템의 기계적 구조에 의하여 발생하는 조속기의 밸브 위치의 제한 조건을 그림 3에 나타나는 비선형 함수로써 모델링한다. 여기서, 조속기의 밸브 위치의 증분은  $\delta(x_3(t))(p.u. MW)$ 로 표시한다. 전력 시스템의 계통 정수는 다음과 같다:  $R$ 은 제어기의 속도 조정 파라미터 (the speed regulation parameter),  $T_G$ 는 조속기의 시정수(the time constant of the governor),  $T_T$ 는 터빈의 시정수(the time constant of the turbine),  $T_p$ 는 부하 플랜트의 시정수(the time constant of the plant),  $K_E$ 는 적분 제어 이득(The integral control gain)을 나타낸다.

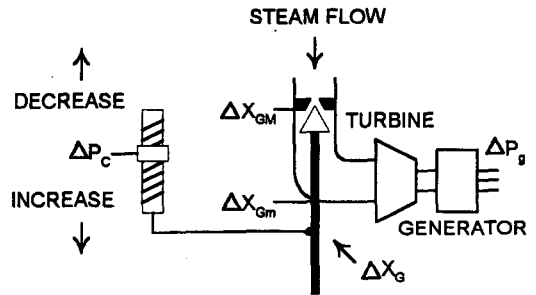


그림 2. 조속기의 기계적 구조  
 Fig. 2. Mechanical structure of governor

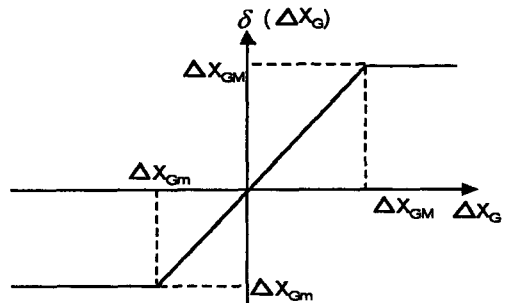


그림 3. 밸브 위치 제한  
 Fig. 3. The valve position limitation

식 (5)는 비선형 요소,  $1/T_T \delta(\Delta X_G(t))$ 를 포함하므로 식 (6)과 같이 선형 시스템과 비선형 함수 벡터로 나눌 수 있다.

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_P}x_1(t) + \frac{K_P}{T_P}x_2(t) \\ \frac{1}{T_T}x_2(t) + \frac{1}{T_T}\delta(x_3(t)) \\ \frac{1}{RT_G}x_1(t) - \frac{1}{T_G}x_3(t) - \frac{1}{T_G}x_4(t) \\ K_E x_1(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_G} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} \frac{K_P}{T_P} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \rho(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_T}\delta(x_3(t)) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

식 (6)과 같이 조속기의 밸브 위치의 비선형 특성을 고려한 비선형 전력 계통의 TSK 퍼지 모델을 구성하기 위해서는, 비선형 항  $\delta(x_3(t))$ 를 시스템의 상태 변수에 관한 선형 함수의 선형 함수로 표현해야 한다. 이를 위하여 다음과 같이 표현되는 비선형 함수를 고려한다.

$$\delta(x_3(t)) = \begin{cases} \Delta X_{Gm} & -\infty < x_3(t) < \Delta X_{Gm} \\ x_3(t) & \Delta X_{Gm} \leq x_3(t) \leq \Delta X_{GM} \\ \Delta X_{GM} & \Delta X_{GM} < x_3(t) < \infty \end{cases} \quad (7)$$

비선형 함수 (7)은 다음과 같이 상태 변수  $x_3(t)$ 의 함수의 선형 함수로 표현될 수 있다.

$$\delta(x_3(t)) = \sum_{i=1}^2 \mu_i(x_3(t)) \lambda_i(x_3(t)), \quad (8)$$

여기서

$$\lambda_1(x_3(t)) = x_3(t), \quad \lambda_2(x_3(t)) = \alpha x_3(t),$$

$$\omega_i(x_3(t)) = \prod_{j=1}^2 \Gamma_j^i(x_3(t)), \quad \mu_i(x_3(t)) = \frac{\omega_i(x_3(t))}{\sum_{i=1}^2 \omega_i(x_3(t))},$$

또한,  $\Gamma_1(x_3(t))$ 와  $\Gamma_2(x_3(t))$ 는 다음과 같이 정의한다:

$$\Gamma_1(x_3(t)) = \begin{cases} \frac{\Delta X_{Gm} - \alpha x_3(t)}{(1 - \alpha x_3(t))} & \frac{\Delta X_{Gm}}{\alpha} < x_3 < \Delta X_{Gm} \\ 1 & \Delta X_{Gm} \leq x_3 \leq \Delta X_{GM} \\ \frac{\Delta X_{GM} - \alpha x_3(t)}{(1 - \alpha x_3(t))} & \Delta X_{GM} < x_3 < \frac{\Delta X_{GM}}{\alpha} \end{cases}$$

$$\Gamma_2(x_3(t)) = 1 - \Gamma_1(x_3(t))$$

$$\begin{cases} 1 - \frac{\Delta X_{Gm} - \alpha x_3(t)}{(1 - \alpha x_3(t))} & \frac{\Delta X_{Gm}}{\alpha} < x_3 < \Delta X_{Gm} \\ 0 & \Delta X_{Gm} \leq x_3 \leq \Delta X_{GM} \\ 1 - \frac{\Delta X_{GM} - \alpha x_3(t)}{(1 - \alpha x_3(t))} & \Delta X_{GM} < x_3 < \frac{\Delta X_{GM}}{\alpha} \end{cases}$$

여기서,  $\alpha$ 는 임의의 양의 상수이다.

참고 1: 가중치 함수  $\Gamma_1(x_3(t))$ ,  $\Gamma_2(x_3(t))$ 가 퍼지 논리의 의미에 부합하기 위해서는  $\Gamma_1(x_3(t))$ ,  $\Gamma_2(x_3(t))$ 는 구간  $[\Delta X_{Gm}/\alpha, \Delta X_{GM}/\alpha]$ 의 모든  $x_3(t)$ 에 대하여 양의 반한정이어야 한다. 제어기 설계 파라미터  $\alpha$ 는 가중치 함수  $\Gamma_1(x_3(t))$ ,  $\Gamma_2(x_3(t))$ 가 구간  $[\Delta X_{Gm}/\alpha, \Delta X_{GM}/\alpha]$ 의 모든  $x_3(t)$ 에 대하여 양의 반한정이 되도록 결정한다.

상기의 수식을 이용하면 비선형 전력 계통 (6)은 다음과 같은 TSK 퍼지 시스템으로 모델링 할 수 있다.

Plant Rules :

Rule 1: IF  $x_3(t)$  is  $\Gamma_1(x_3(t))$  THEN  $\dot{x}(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t) + d_1$

Rule 2: IF  $x_3(t)$  is  $\Gamma_2(x_3(t))$  THEN  $\dot{x}(t) = A_2 x(t) + B_2 u(t) + d_2$

여기서,

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_P} & \frac{K_P}{T_P} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_T} & \frac{\alpha}{T_T} & 0 \\ -\frac{1}{RT_G} & 0 & \frac{1}{T_G} & \frac{1}{T_G} \\ K_E & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_P} & \frac{K_P}{T_P} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_T} & \frac{\alpha}{T_T} & 0 \\ \frac{1}{RT_G} & 0 & -\frac{1}{T_G} & -\frac{1}{T_G} \\ K_E & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_G} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad d_1 = d_2 = \begin{bmatrix} \frac{K_P}{10T_P} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

그림 4는 소속함수를 나타낸다.

참고 2: 비선형 전력 계통 (5)의 TSK 퍼지 모델은 시스템의 비퍼지화된 출력이 실제 비선형 시스템과 일치하므로 모델링 불확실성이 존재하지 않는 정확한 TSK 퍼지 모델이다.

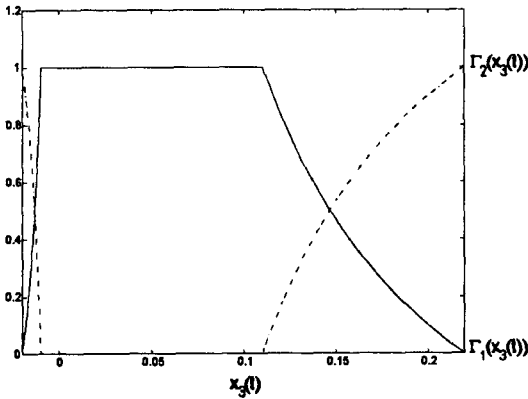


그림 4. 소속 함수  
Fig. 4. Membership functions

#### 4. 시스템의 파라미터 불확실성을 포함한 TSK 퍼지 시스템의 강인 안정화

본 절은 시스템의 파라미터 불확실성을 고려한 TSK 퍼지 모델의 강인 안정화시킬 수 있는 충분조건을 제시한다. 먼저, 다음과 같은 불확실한 시스템의 파라미터를 포함하는 연속 시간 TSK 퍼지 모델을 고려한다.

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^q \mu_i(x(t))((A_i + \Delta A_i)x(t) + (B_i + \Delta B_i)u(t)) \quad (9)$$

참고 3: 동적 시스템 (9)는 비선형 전력 계통 시스템의 TS 퍼지 시스템 (3)에서 상수 바이어스 행렬  $d_i$ 를 생략한 형태이다. 상수 행렬  $d_i$ 의 유계는 항상 존재하므로, 동적 시스템 (9)가 점근적으로 안정하다면 시스템 (3)의 유계는 항상 존재한다.

시스템 (9)를 안정화시키기 위하여 본 논문에서는 다음과 같은 형태의 TSK 퍼지 모델 기반의 상태 제환 제어기를 설계한다.

$$u(t) = \sum_{i=1}^q \mu_i(x(t))K_i x(t). \quad (10)$$

시스템 (9)와 제어기 (10)으로 구성되는 폐루프 시스템은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^q \mu_i(x(t))\mu_j(x(t))(A_i + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_j)x(t) \\ &= \sum_{i=1}^q (\mu_i(x(t)))^2 (A_i + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_i)x(t) \\ &\quad + 2 \sum_{i < j} \mu_i(x(t))\mu_j(x(t)) \\ &\quad \times \left( \frac{A_i + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_j + A_j + \Delta A_j + (B_j + \Delta B_j)K_i}{2} \right) x(t) \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)로 표현되는 폐루프 시스템의 강인 안정화

조건을 논하기 위해 다음과 같은 보조 정리를 고려한다.

보조 정리 1: 적절한 차원의 대칭 행렬,  $N$ ,  $O$ 와 행렬  $L$ 이 주어질 때, 다음과 같은 두 개의 행렬 부등식은 상등이다.

$$\begin{aligned} (a) \quad & O > 0, N + L^T O L < 0, \\ (b) \quad & \begin{bmatrix} N & L^T \\ L & -O^{-1} \end{bmatrix}, \text{ 또는 } \begin{bmatrix} -O^{-1} L \\ L^T N \end{bmatrix} < 0. \end{aligned}$$

보조 정리 2: 적절한 차원의 행렬  $D$ 와  $E$ , 그리고 대칭 행렬  $S$ 가 주어졌을 때, 조건  $F^T F \leq R$ 을 만족하는 다음의 행렬 부등식은  $S + DFE + E^T F^T D^T < 0$ 과 임의의 상수  $\epsilon > 0$ 이 존재하는 행렬 부등식  $S + \begin{bmatrix} \epsilon^{-1} E^T \epsilon D \\ \epsilon D^T \end{bmatrix}$

$$\begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon^{-1} E \\ \epsilon D^T \end{bmatrix} < 0 \text{은 상등이다.}$$

상기 보조정리를 사용하면 시스템 파라미터의 불확실성을 포함하는 TSK 퍼지 모델의 점근적 안정성 (asymptotical stable)을 보장하는 충분 조건은 다음과 같이 정리할 수 있다.

정리 1: 다음 두 개의 선형 행렬 부등식을 만족하는 양한정 (positive-definite)의 대칭 행렬  $P$ 와 행렬  $K_i$ 와 적절한 양의 상수  $\epsilon_{ij}$ , ( $i, j = 1, \dots, q$ )가 존재한다면, TSK 퍼지 시스템 (9)는 TSK 퍼지 모델 기반 상태 제환 제어기 (10)에 의하여 점근적으로 안정 가능하다.

$$a) \begin{bmatrix} \Psi_{ii} & * & * \\ E_{1i}Q + E_{2i}M_i - \epsilon_{ii}I & * & * \\ D_i^T & 0 & -\epsilon_{ii}^{-1}I \end{bmatrix} < 0 \quad (12)$$

$$b) \begin{bmatrix} Y_{ij} & * & * & * & * \\ E_{1i}Q + E_{2i}M_j - \epsilon_{ij}I & * & * & * & * \\ E_{1j}Q + E_{2j}M_i & 0 & -\epsilon_{ij}I & * & * \\ D_i^T & 0 & 0 & -\epsilon_{ij}^{-1}I & * \\ D_j^T & 0 & 0 & 0 & -\epsilon_{ij}^{-1}I \end{bmatrix} < 0 \quad (13)$$

여기서,  $\Psi_{ii} = QA_i^T + A_iQ + M_i^T B_i^T + B_i M_i$ ,  $Y_{ij} = QA_i^T + A_iQ + QA_j^T + A_jQ + M_j^T B_i^T + B_i M_j + M_i^T B_j^T + B_j M_i$ ,

$Q = P^{-1}$ ,  $M_i = K_i P^{-1}$ 이며, \*는 대칭되는 위치의 전치 요소를 나타낸다.

증명: 다음과 같은 리아푸노프 함수 후보를 고려하자.

$$V(t) = x(t)^T P x(t). \quad (14)$$

여기서,  $P$ 는 시불변 양한정 대칭 행렬이다. 따라서,  $V(t)$ 는 양한정이며 유계가 존재하지 않는다.  $V(t)$ 의 시간에 대한 미분은 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{V}(t) = \dot{x}(t)^T P x(t) + x(t)^T P \dot{x}(t). \quad (15)$$

식 (11)을 식 (15)에 대입하면, 다음의 결과를 얻는다.

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & \sum_{i=1}^q (\mu_i(x(t))^2 x(t)^T ((A_i + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_i)^T P \\ & + P(A_i + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_i))x(t) + 2 \sum_{i < j}^q \mu_i(x(t))\mu_j(x(t)) \\ & \times \left( \frac{A_i + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_j + A_j + \Delta A_j + (B_j + \Delta B_j)K_i}{2} \right)^T P \\ & + P \frac{A_i + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_j + A_j + \Delta A_j + (B_j + \Delta B_j)K_i}{2} \Big) x(t) \end{aligned} \quad (16)$$

여기서,  $x(t) = 0$ 인 경우를 제외하고 모든 시간  $t \geq 0$ 에 대하여 식 (14)의 미분값이 음한정 (negative-definite) 라면 동적 시스템 (11)의 평형점은 점근적으로 안정하다. 따라서, 식 (16)의 두 개의 합이 각각 음한정이라면 연속 시간 불확실 TS 퍼지 시스템은 점근적으로 안정하다.

또한, 식 (16)에서 첫 번째 합을 다음과 같이 음한정이라 가정하자.

$$(A_i P + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_i)^T P + P(A_i + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_i) < 0. \quad (17)$$

가정 1을 식 (17)에 적용하면 다음의 결과를 얻는다.

$$\Phi_{ii} + P D_i F_i(t) (E_{1i} + E_{2i} K_i) + (E_{1i} + E_{2i} K_i)^T F_i(t)^T D_i^T P < 0 \quad (18)$$

여기서,  $\Phi_{ii} = A_i^T P + P A_i + K_i^T B_i^T P + P B_i K_i$ 이다.

보조정리 2를 적용하면, 식 (18)은 조건  $F_i(t)^T F_i(t) \leq I$ 를 만족하는 모든  $F_i(t)$ 에 대하여 상수  $\epsilon_{ii}^{1/2} > 0$ 가 존재하는 경우에 다음의 행렬 부등식과 상등이다.

$$\begin{aligned} & \Phi_{ii} + [\epsilon_{ii}^{-1/2} (E_{1i} + E_{2i} K_i)^T \epsilon_{ii}^{1/2} P D_i] \begin{bmatrix} \epsilon_{ii}^{-1/2} (E_{1i} + E_{2i} K_i) \\ \epsilon_{ii}^{1/2} (P D_i)^T \end{bmatrix} \\ & = \Phi_{ii} + [(E_{1i} + E_{2i} K_i)^T P D_i] \begin{bmatrix} \epsilon_{ii}^{-1} I & 0 \\ 0 & \epsilon_{ii} I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{1i} + E_{2i} K_i \\ (P D_i)^T \end{bmatrix} < 0 \end{aligned} \quad (19)$$

보조 정리 1을 식 (19)에 적용하면 다음의 식을 얻

는다.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ii} & * & * \\ E_{1i} + E_{2i} K_i - \epsilon_{ii} I & * & \\ D_i^T P & 0 & -\epsilon_{ii}^{-1} I \end{bmatrix} < 0 \quad (20)$$

식 (20)은 선형 행렬 부등식의 형태가 아니므로 변환 행렬을 사용하여 다음과 같이 선형 부등식의 형태로 변환한다.

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} P^{-1} 0 0 \\ 0 I 0 \\ 0 0 I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ii} & * & * \\ E_{1i} + E_{2i} K_i - \epsilon_{ii} I & * & \\ D_i^T P & 0 & -\epsilon_{ii}^{-1} I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^{-1} 0 0 \\ 0 I 0 \\ 0 0 I \end{bmatrix}^T \\ & = \begin{bmatrix} P^{-1} \Phi_{ii} P^{-1} & * & * \\ E_{1i} P^{-1} + E_{2i} K_i P^{-1} - \epsilon_{ii} I & * & \\ D_i^T & 0 & -\epsilon_{ii}^{-1} I \end{bmatrix} < 0 \end{aligned} \quad (21)$$

식 (21)에서,  $Q = P^{-1}$ ,  $M_i = K_i P^{-1}$ 로 변수 치환을 하면 정리 1의 첫 번째 선형 행렬 부등식 (12)를 얻는다.

두 번째 선형 행렬 부등식 (13)도 유사한 방법으로 증명할 수 있다. -Q.E.D-

참고 4: 정리 1의 두 번째 선형 행렬 부등식들 중에서, 첨자 ( $i, j$ )로 구성되는 선형 행렬 부등식은 모든 시간  $t \geq 0$ 에 대하여  $\mu_i(x(t))\mu_j(x(t)) = 0$ 라면 시스템 (9)의 안정도를 판별할 필요가 없다.

참고 5: 정리 1에서 시스템 파라미터의 불확실성을 표현하기 위한 행렬들  $D, E_j$ 는 임의로 정할 수 있으나, 이러한 요소들은 제어기의 성능에 영향을 미칠 수 있다.

### 5. 지능형 디지털 재설계 기법을 이용한 디지털 제어기 설계

지금까지 연속 시간상에서 시스템 파라미터의 불확실성을 포함한 TS 퍼지 시스템을 점근적으로 안정시킬 수 있는 제어기 설계 방법에 대해 논의하였다. 본 절에서는 연속 시간상에서 설계된 TSK 퍼지 모델 기반 제어기를 이용하여 디지털 퍼지 제어기를 설계하는 방법을 제시한다. 제안된 방법은 연속 시간 시스템과 이산 시간 시스템의 상태 정합(state matching) 방법에 기반한 지능형 디지털 재설계 방법을 이용한다.

먼저, 다음과 같은  $n$ 번째 규칙에 의하여 기술되는 다음과 같은 부 시스템을 고려한다.

$i$ -th subsystem:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= (A_i + \Delta A_i)x(t) + (B_i + \Delta B_i)u(t) \\ u(t) &= K_i x(t) \end{aligned} \quad (22)$$

식 (22)는 다음과 같은 페루프 시스템을 나타낸다.

$$\dot{x}(t) = (A_i + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_i)x(t) \quad (23)$$

여기서, 다음과 같은 연속 시간 부 시스템과 시간  $kT \leq t < kT + T$  동안 구간적으로 고정된 값을 제어 입력력으로 갖는 시스템을 고려하자.

$i$ -th subsystem:

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= (A_i + \Delta A_i)z(t) + (B_i + \Delta B_i)u_d(t) \\ u_d(t) &= u_d(kT) = K_i^d z(kT) \end{aligned} \quad (24)$$

지능형 디지털 재설계의 목적은 미리 설계된 연속 시간 TSK 퍼지 모델 기반 제어기를 이용하여 연속 시간 TSK 퍼지 시스템을 제어할 퍼지 모델 기반 디지털 제어기를 설계하는 것이다. 식 (24)로 이루어진 페루프 시스템의 이산화된 시스템은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$z(kT + T) = (G_i + \Delta G_i + (H_i + \Delta H_i)K_i^d)z(kT) \quad (25)$$

여기서,

$$\begin{aligned} G_i &= \exp(A_i T) \\ \Delta G_i &= \exp((A_i + \Delta A_i)T) - \exp(A_i T) \\ H_i &= (G_i - I)A_i B_i \\ \Delta H_i &= (\exp((A_i + \Delta A_i)T) - I)(A_i + \Delta A_i)^{-1}(B_i + \Delta B_i) - H_i \end{aligned}$$

$i$ 번째 페루프 부 시스템 (22)의 상태  $x(t)$ 와 식 (24)의 상태  $z(t)$ 를 정합시키기 위하여, 시간  $t = kT + T$ 에서 시스템 (23)의 상태  $x(t) = x(kT + T)$ 를 식 (26)으로부터 구한다.

$$x(kT + T) = G_i + \Delta G_i + \int_{kT}^{kT+T} \exp((A_i + \Delta A_i)(kT + T - \lambda)) (B_i + \Delta B_i)K_i x(\lambda) d\lambda \quad (26)$$

식 (27)을 이용하여 식 (26)에서의 적분항을 계산한다[14].

$$\frac{1}{T} \int_{kT}^{kT+T} x(\lambda) d\lambda = (A_{C.L.i} T)^{-1} (x(kT + T) - x(kT)). \quad (27)$$

여기서,  $A_{C.L.i} = (A_i + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_i)$ 이다. 또한, 식 (25)의 이산 시스템은 다음과 같이 표현 가능하다.

$$x(kT + T) = G_{C.L.i} x(kT). \quad (28)$$

여기서,  $G_{C.L.i} = \exp(A_{C.L.i} T)$ 이다. 식 (28)을 식 (27)에 대입하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\int_{kT}^{kT+T} \exp(A_i + \Delta A_i)(kT + T - \lambda)(B_i + \Delta B_i)K_i x(\lambda) d\lambda = (H_i + \Delta H_i)K_i (A_{C.L.i} T)^{-1} (G_{C.L.i} - I)x(kT). \quad (29)$$

여기서,

$$\begin{aligned} A_{C.L.i} &= A_i + \Delta A_i + (B_i + \Delta B_i)K_i \\ G_{C.L.i} &= \exp(A_{C.L.i} T) \end{aligned}$$

식 (34)와 (31)을 결합하면 다음과 같다.

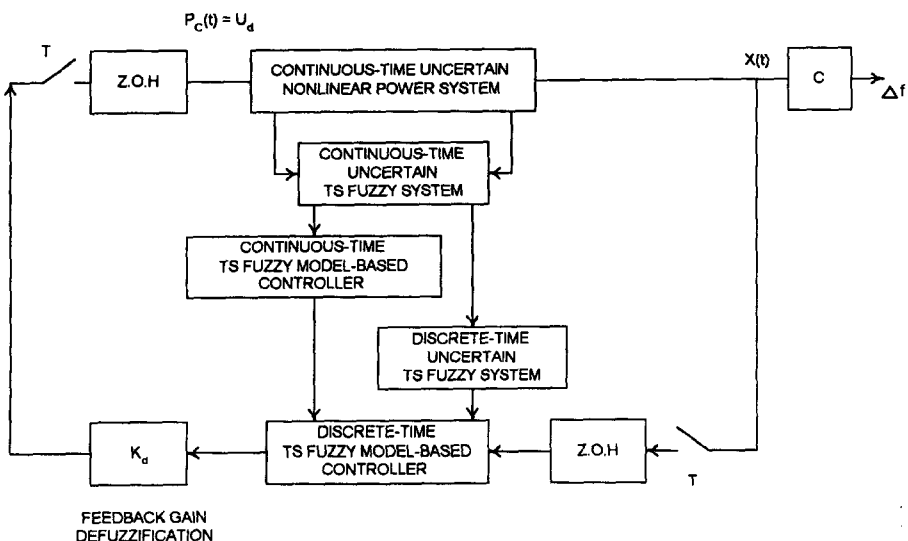


그림 5. 강인한 퍼지 제어기 블록도  
Fig. 5. Block diagram of robust fuzzy controller

$$x(kT+T) \approx (G_i + \Delta G_i + (H_i + \Delta H_i)K(A_{CLi}T)^{-1}(G_{CLi} - I))x(kT). \quad (30)$$

여기서,  $x(kT+T)$ 와  $x(kT)$ 를 각각,  $z(kT+T)$ ,  $z(kT)$ 와 일치한다고 가정하면 다음의 등식을 얻을 수 있다.

$$(G_i + \Delta G_i + (H_i + \Delta H_i)K_i^d \approx (G_i + D_i + (H_i + \Delta H_i)K_i (A_{CLi}T)^{-1}(G_{CLi} - I)). \quad (31)$$

$K_i^d$ 에 대하여 풀면 다음과 같다.,

$$K_i^d \approx \frac{1}{T} K_i A_{CLi}^{-1} (G_{CLi} - I) = \frac{1}{T} K_i (I + A_{CL0i}^{-1} (I - \frac{1}{T} w_{CLi}) \Delta_i)^{-1} A_{CL0i}^{-1} (G_{CL0i} - I) \quad (32)$$

여기서,

$$G_{CLi} = \exp(A_{CLi}T) \\ G_{CL0i} = \exp(A_{CL0i}T) \\ A_{CL0i} = A_i + BiK_i \\ \Delta_i = \Delta A_i + \Delta B_i K_i \\ w_{CLi} = (G_{CL0i} - I)A_{CL0i}^{-1}$$

이때, 제어 입력 이득은 인터벌 대수를 사용하여 계산하므로  $K_{di}^I = [K_i^d \ K_i^d]$  형태로 얻어진다. 그러나, 설계된 제어를 구현하기 위해서는 고정된 제어 입력 이득이 필요하다. 따라서 공칭 값을  $K_i^d = \frac{1}{2}(K_i^d + \overline{K_i^d})$ 로 정한다.

그림 5는 본 논문에서 제안한 지능형 디지털 재설계에 의한 강인한 퍼지 제어기 설계 블록도를 나타낸다.

### 6. 모의 실험 및 결과 고찰

본 절에서는 조속기의 밸브 위치 제한을 고려한 비선형 전력 계통 시스템의 디지털 제어기 설계의 예를 보인다. 제어 목적은 부하 주파수 증분  $\Delta f(t)$ 를 0으로 유도하는 것이다. 모의 실험을 위하여 참고문헌 [6]으로부터 다음과 같은 공칭 시스템 파라미터를 사용한다:

$T_p = 20 \text{ sec}$ ,  $T_r = 0.3 \text{ sec}$ ,  $T_G = 0.08 \text{ sec}$ ,  $K_p = 120$ , Hz/p.u.MW,  $R = 2.4$ , Hz/p.u.MW,  $K_E = 0.423$ p.u.MW, 또한, 조속기의 밸브 위치 증분의 상한,  $\Delta X_{Gm}$ 과 하한,  $\Delta X_{Gm}$ 은 각각 0.11과 0로, 설계 파라미터  $\alpha$ 는  $x_3(t) \in [\Delta X_{Gm}/\alpha, \Delta X_{Gm}/\alpha]$ 가 되도록 정한다. 시스템 파라미터  $1/T_B$ ,  $K_p/T_B$ ,  $1/T_G$ ,  $1/RT_G$ 는 모두 공칭 값에서 60% 내의 불확실한 값을 갖는 것으로 가정한다. 가정 1에 의하여 시스템 파라미터의 불확실성을 표현한 행렬  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $E_{11}$ ,  $E_{12}$ ,  $E_{21}$ ,  $E_{22}$ 를 다음과 같이 정한다.

$$D_1 = D_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_p} & \frac{1}{T_p} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ E_{11} = E_{12} = \begin{bmatrix} \frac{6}{10} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{6}{10K_p} & 0 & 0 \\ \frac{6}{10R} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{6}{10T_G} & \frac{6}{10T_G} \end{bmatrix}, E_{21} = E_{22} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{6}{10T_G} \\ 0 \end{bmatrix}$$

TSK 퍼지 모델 기반 제어기 규칙은 다음과 같다.

Controller Rules:

Rule 1: IF  $x_3(t)$  is about  $\Gamma_1(x_3(t))$  THEN  $u(t) = K_1 x(t)$

Rule 2: IF  $x_3(t)$  is about  $\Gamma_2(x_3(t))$  THEN  $u(t) = K_2 x(t)$

정리 1을 이용하여 다음과 같은 제어 이득 행렬을 구할 수 있다.

$$K_1 = [-257.4606 \ -384.1145 \ -48.4245 \ -205.7265] \\ K_2 = [-257.4242 \ -384.0600 \ -48.4182 \ -205.6972],$$

또한, 전력 시스템의 TSK 퍼지 모델의 안정성을 보장하는 양한정 대칭 행렬  $P$ 는 다음과 같다.

$$P = \begin{bmatrix} 0.0037 & -0.0011 & -0.0015 & -0.0023 \\ -0.0011 & 0.0017 & -0.0080 & 0.0001 \\ -0.0015 & -0.0080 & 0.0724 & 0.0009 \\ -0.0023 & 0.0001 & 0.0009 & 0.0024 \end{bmatrix}$$

따라서, 본 논문에서 제안한 방법이 리아프노프 의미에서 안정하다는 것을 의미한다. 여기서, 샘플링 시간  $T$ 는 0.01로 정하였다. 앞 절에서 논의한 지능형 디지털 재설계 기법을 이용한 TSK 퍼지 모델 기반 디지털 제어기를 설계하면 다음과 같은 제어 이득 행렬을 구할 수 있다.

$$K_1^d = [-15.0802 \ -24.5656 \ -5.8218 \ -12.4786] \\ K_2^d = [-16.7938 \ -27.9606 \ -5.8031 \ -13.8689]$$

모의 실험 과정에서 시스템 파라미터  $1/T_B$ ,  $K_p/T_B$ ,  $1/T_G$ ,  $1/RT_G$ 는 공칭값의 60%의 유계내에서 변화하도록 하였으며, 시스템 상태 변수의 초기값은  $x(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ 로 정하였다. 그림 6-11은 모의실험 결과를



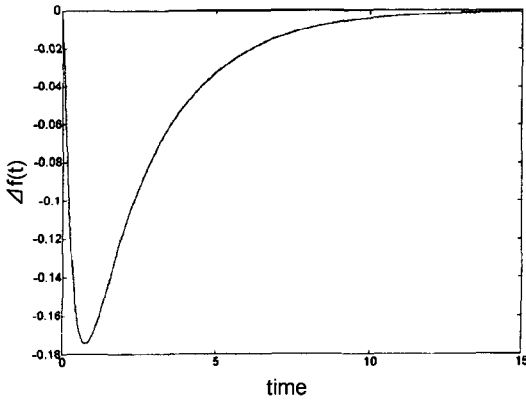


그림 6. 불확실성을 포함한 주파수 증분,  $\Delta f(t)$   
Fig. 6. Deviation in frequency,  $\Delta f(t)$ , with parametric uncertainties

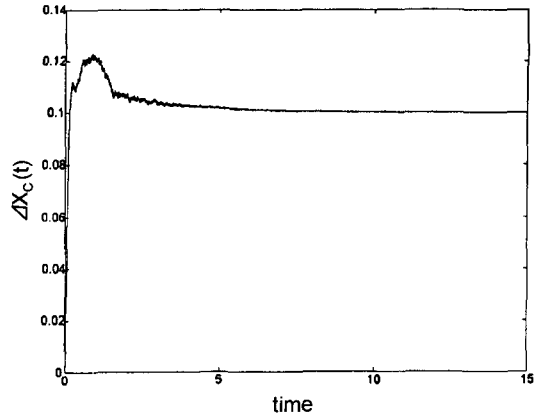


그림 8. 불확실성을 포함한 조속기의 밸브위치 증분,  $\Delta X_G(t)$   
Fig. 8. Incremental change in governor valve position,  $\Delta X_G(t)$ , with parametric uncertainties

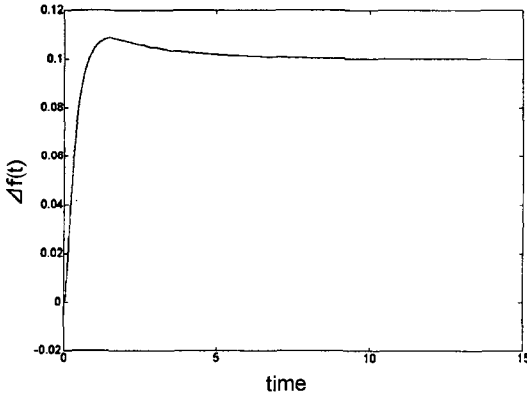


그림 7. 불확실성을 포함한 발전기의 유효전력 증분,  $\Delta P_G(t)$   
Fig. 7. Incremental change in generator output,  $\Delta P_G(t)$ , with uncertainties

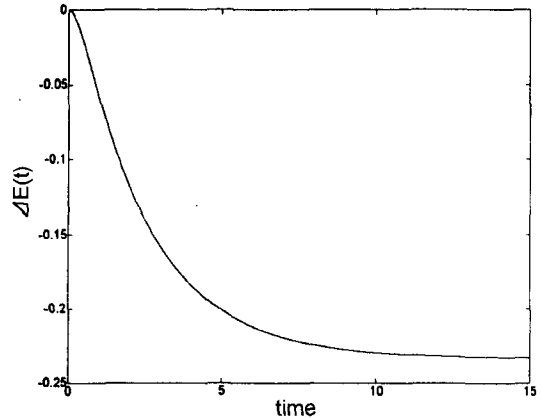


그림 9. 불확실성을 포함한 적분제어의 증분,  $\Delta E(t)$   
Fig. 9. Incremental change in integral control,  $\Delta E(t)$ , with parametric uncertainties

나타낸다. 모의 실험 결과는 전력 시스템의 연속 시간 TSK 퍼지 시스템을 디지털 재설계된 제어기으로써 제어한 결과이다. 그림 6은 부하 주파수 증분  $\Delta f(t)$ 의 응답 특성을 나타낸다. 모의 실험을 수행하는 동안 시스템 파라미터가 불규칙하게 변동하지만 수렴 특성은 매우 우수함을 보이고 있다. 그림 7과 8에서,  $\Delta P_G(t)$ 와  $\Delta X_G(t)$ 는 빠른 속도로 0.1, 즉,  $\Delta P_G(t)$ 의 값으로 수렴함을 알 수 있다. 또한, 그림 7로부터  $\alpha(x_3(t))$ 는 구간  $[\Delta X_{GM}, \Delta X_{GM}]$ 에 존재함을 유추할 수 있다. 따라서, 앞 절에서 제시한 조속기의 밸브위치 제한을 고려한 시스템의 모델링이 타당함을 알 수 있다. 또한, 그림 8에 의하여 모든  $\Delta X_G(t)$ 는 구간  $[\Delta X_{GM}/\alpha, \Delta X_{GM}/\alpha]$ 에 포함됨을 알 수 있으며, 이는 설계 파라미터  $\alpha$ 를 0.5로 결정한 것이 적절하였음을 입증한다. 그림 10은 재설계된 디지털 제어 입력

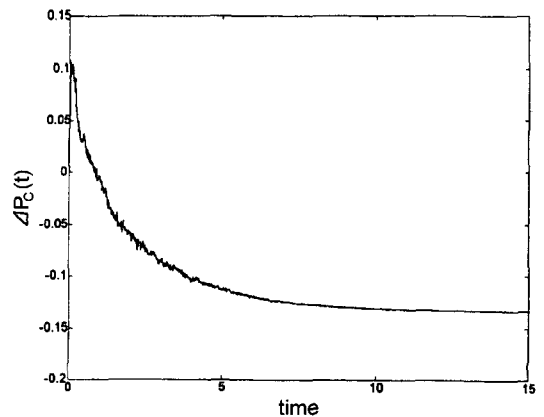


그림 10. 디지털 재설계된 제어 입력,  $\Delta P_C(t)$   
Fig. 10. Digitally redesigned control input,  $\Delta P_C(t)$

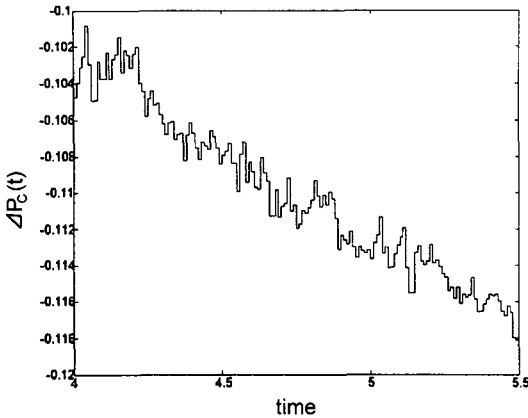


그림 11. 확대된 제어입력,  $\Delta P_C(t)$   
 Fig. 11. The magnified control input  $\Delta P_C(t)$

을 나타내며, 그림 11은 그림 10의 일정 시구간을 확대한 것이다.

상기 그림에서 알 수 있듯이, 본 논문에서 제안한 방법이 비선형을 갖는 전력 계통의 부하 주파수 제어에도 잘 적용됨을 알 수 있으며, 시간에 따라 변하는 파라미터에 대해서도 매우 강인한 제어 성능을 보임을 알 수 있다.

## 7. 결 론

본 논문에서는, 조속기의 밸브 위치의 제한을 고려한 불확실 비선형 전력 시스템의 부하 주파수 제어를 위한 디지털 제어기 설계 기법을 제한하였다. 불확실 비선형 전력 시스템을 모델링하기 위하여 TSK 퍼지 모델링 기법을 도입하였으며, 시스템 파라미터의 불확실성을 고려한 TSK 퍼지 모델 제어기 설계 기법을 제안하였다. 기존의 부하 주파수 제어기 설계 기법은 조속기의 밸브 위치 제한을 고려하였을 경우에 전력 시스템의 안정성을 보장하지 못하였으나, 본 논문에서는 조속기의 밸브 위치 제한을 직접 시스템 모델링 단계에서 고려하였으므로 시스템의 안정성을 보장할 수 있다. 또한 시간에 따라 변화하는 시스템의 파라미터가 시간에 따라 불규칙하게 변화하는 상황에서도 전력 시스템의 안정성을 보장할 수 있다. 특히, 모의 실험 결과에 의하여 제안된 제어 기법은 매우 우수한 성능을 나타냄을 입증하였다.

## 감사의 글

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력 공학공동연구소 주관으로 수행되었음(과제번호:99-009).

## 참고문헌

- [1] C. E. Fosha, Jr. and O. I. Elgerd, "The Megawatt-Frequency Control Problem: A New Approach via Optimal Control Theory," *IEEE Trans. on Apparatus and Systems*, Vol. 89, No. 4, pp. 563-571, April, 1970.
- [2] K. Y. Lim, Y. Wang and R. Zhou, "Robust Decentralised Load-Frequency Control of Multi-Area Power Systems," *IEE Proc. C, Gen., Trans., & Distrib.*, Vol. 143, No. 5, pp. 377-386, Sep., 1993.
- [3] Y. Wang, R. Zhou and C. Wen, "Robust Load-Frequency Controller Design for Power Systems," *IEE Proc. C, Gener., Transm., & Distrib.*, Vol. 140, No. 1, pp. 11-16, Jan., 1993.
- [4] K. Tanaka, T. Ikeda, and H. O. Wang, "Fuzzy Regulators and Fuzzy Observers: Relaxed Stability Conditions and LMI-Based Designs," *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, Vol. 6, No. 2, pp. 250-265, 1998.
- [5] H. J. Lee, J. B. Park and G. Chen, "Robust Fuzzy Control of Nonlinear Systems with Parametric Uncertainties," *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, 2000, submitted.
- [6] O. I. Elgerd, *Electrical Energy System Theory-an Introduction*, McGraw-Hill, New Delhi, 1983.
- [7] G. Ray, A. N. Prasad and G. D. Prasad, "A New Approach to the Design of Robust Load-Frequency Controller for Large Scale Power Systems," *Electric Power Systems Research*, Vol. 51, No. 1, July, pp. 13-22, 1999.
- [8] K. Y. Lim, Y. Wang and R. Zhou, "Decentralized Robust Load-Frequency Control in Coordination with Frequency-Controllable HVDC Links," *Electrical Power & Energy Systems*, Vol. 19, No. 7, pp. 426-431, Oct. 1997.
- [9] Y. H. Moon, H. S. Ryu, B. K. Choi and B. H. Cho, "Modified PID Load-Frequency Control with the consideration of Valve Position Limits," *Proc. of PES/IEEE, 1999 Winter Meeting*, Vol. 1, pp. 701-706, 1999.
- [10] C. T. Pan and C. M. Liaw, "An Adaptive Controller for Power System Load-Frequency Control," *IEEE Tran. on Power Systems*, Vol. 4, No. 1, pp. 122-128, Feb., 1989.
- [11] Q. P. Ha, "A Fuzzy Sliding Mode Controller for Power System Load-Frequency Control," *Proc. of 1998 second Int. Conf. on Knowledge-Based Intelligent Electronic Systems*, Vol. 1, pp. 149-154, April, 1998.
- [12] A. Rubaai and V. Udo, "Self-Tuning Load Frequency control: Multilevel Adaptive Approach," *IEE Proc. C, Gener., Transm., & Distrib.*, Vol. 141, No. 4, pp. 285-290, July, 1994.
- [13] P. Dangprasert and V. Avatchanakorn, "Genetic Algorithms Based on an Intelligent Controller," *Expert Systems with Applications*, Vol. 10, No. 3-4, pp. 465-470, 1996.
- [14] L. S. Shieh, W. M. Wang and J. S. H. Tsai, "Digital Modeling and Digital Redesign of Sampled Data Uncertain Systems," *IEE Proc. D*, Vol. 142, No. 6, pp. 585-594, Nov., 1995.
- [15] 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. on Fuzzy Systems*, Vol 7, No. 4, Aug., 1999.

- [16] W. Chang, J. B. Park, Y. H. Joo, and G. Chen, "Intelligent Digital Redesign of Fuzzy Model-Based Controllers for Dynamical Systems with Uncertainties," *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics*, Part B, 1999, submitted.
- [17] H. J. Lee, Y. H. Joo, J. B. Park, and L. S. Shieh, "Intelligent Digitally Redesign PAM Fuzzy Controller for Nonlinear Systems," *Proc. of IEEE Int. Conf. Fuzzy Syst.*, Vol. 2, pp. 904-909, Seoul, Korea, Aug., 1999.
- [18] L. Xie, "Output Feedback  $H_\infty$  Control of Systems with Parameter Uncertainties," *Int. J. Contr.*, Vol. 63, No. 4, pp. 741-750, 1996.



**전 상 원 (Sang-Won Jeon)**

2000년 : 군산대 제어계측공학과 졸업  
 2000년~현재 : 군산대 전자정보공학과 석사과정  
 관심분야 : 퍼지제어, 지능제어, 유전알고리즘, 신경회로망, 지능형 로봇



**주 영 훈 (Young-Hoon Joo)**

1978년 : 연세대 전기공학과 졸업  
 1984년 : 연세대 대학원 전기공학과 졸업  
 1995년 : 동 대학원 전기공학과 졸업 (공학박)  
 1986년~1995년 8월 : 삼성전자(주) 자동화연구소(선임 연구원)  
 1998년~1999년 : 미국 휴스턴대학 전기 및 컴퓨터공학과 교환교수  
 1995년 9월~현재 : 군산대 공대 전자정보공학부 조교수  
 2000년~현재 : 한국퍼지 및 지능시스템학회 이사 및 편집위원  
 관심분야 : 퍼지제어, 지능제어, 유전알고리즘, 신경회로망, 지능형 로봇



**권 오 신 (Oh-Shin Kwon)**

1982년 : 전북대 전기공학과 졸업  
 1984년 : 전북대 대학원 전기공학과 졸업  
 1988년 : 전북대 대학원 전기공학과(공학박)  
 1978년~1988년 : 전주공업대 전자계산학과 교수  
 1993년~1994년 : 일본 Osaka Electro-Communication University 객원 교수  
 1997년~1999년 : 군산대 공학연구소 소장  
 1989년~현재 : 군산대학교 제어계측공학과 교수  
 1999년~현재 : 군산대학교 공과대학장, BK사업팀장  
 관심분야 : 지능제어, 퍼지 제어, 신경회로망 응용