

적응퍼지제어를 이용한 전력계통 안정화 Stabilization of Power Systems with an Adaptive Fuzzy Control

박영환* · 박귀태**

Young-Hwan Park* and Gwi-Tae Park**

*서남대학교 전자전기공학과, **고려대학교 전기전자전공공학과

요 약

전력계통은 번개, 폭우, 고장등의 여러요인으로 인해 변화하는 동특성을 갖는다. 전송선로의 리액턴스가 사고로 인해 변하는 것도 그 대표적인 예이며 전력계통에 불확실성을 야기시키는 원인이 된다. 이 경우, 이와같은 불확실성에 대해 견실한 성능을 발휘하는 제어가 필요하다. 한편, 최근의 연구들을 통해 비파라미터적인 불확실성을 갖는 계통에 대해 퍼지제어기가 우수한 성능을 발휘함이 입증되었다. 따라서, 본 논문에서는 선로의 고장 발생시, 전력계통의 발전기 단자전압을 일정값으로 유지하며 계통을 안정화시킬 수 있는 적응퍼지제어기를 궤환선형화 기법에 근거하여 설계하고자 한다. 아울러 본 논문에서는 불확실한 계통에 있어서, 리아프노프 안정도를 보장 받기위해 필요한 불확실한 항의 상계를 퍼지계통에 의해 추정하는 방법을 제안한다. 시뮬레이션 결과, 설계된 제어기가 선로고장에도 불구하고 계통의 전압유지와 과도 안정도를 잘 보장해 줌을 확인할 수 있었다.

Abstract

Power systems have uncertain dynamics due to a variety of effects such as lightning, severe storms and equipment failures. The variation of the effective reactance of a transmission line due to a fault is an example of uncertainty in power system dynamics. Hence, a robust controller to cope with these uncertainties is needed. Recently, fuzzy controllers are becoming quite popular for robust control due to its potential of dealing with uncertain systems. Thus in this paper we design an adaptive fuzzy controller based on an input-output linearization approach for the transient stabilization and voltage regulation of a power system under a sudden fault. Also this paper proposes a fuzzy system that estimates the upper bound of uncertain term in the system dynamics to guarantee the Lyapunov stability. Simulation results show that good performance is achieved by the proposed controller.

1. 서 론

지금까지 전력계통의 안정화를 위해 많은 형태의 제어기들이 제안되어 왔다. 기본적으로 전력계통은 번개, 폭우, 폭설등의 기상변화와 고장등으로 인해 동특성상에 여러 가지 불확실성을 포함 하게 된다. 따라서 제어기는 이러한 불확실성에 대해 견실한 성능을 발휘해야 하며 특히 선로고장으로 인한 리액턴스 변화와 같은 파라미터적인 불확실성

에 대처하는 방식으로 적응제어기법이 적용된 바 있다 [1]. 한편 전력계통은 비선형 계통이며 동작점 부근에서 선형근사화시킨(linearly approximated) 모델을 사용하는 전통적인 방식으로는 국부적으로만 유효한 제어기를 설계할 수 있을 뿐이며 선로고장과 같은 급격한 교란 발생 시에는 문제가 될 수도 있을 것이다. 따라서 동작점에 무관하게 제어 성능을 발휘하는 비선형 제어기법을 적용할 필요가 있으며 본 논문에서는 입출력 선형화기법과 결

합된 적응퍼지제어기 [2,3] 를 사용함으로써 전력 계통의 파라미터적 불확실성에 대처할 수 있는 비선형 제어 기법을 제시하고자 한다. 설계된 제어기는 정확한 모델을 필요로하지 않는 적응퍼지제어기를 입출력 선형화기법과 결합시킴으로써 기존의 적응 입출력 선형화 제어방식의 제한인, 계통의 선형파라미터화(linear parameterization) 조건 [4]을 피할 수 있으며 시뮬레이션 결과는 설계된 제어기가 만족할 만한 제어성을 발휘함을 보여준다. 또한 본 연구에서는 퍼지기법을 도입하여 [2,3] 에서 필요로하는 불확실한 함수의 상하한 값을 구하기 위한 복잡한 off-line 계산과정이 생략될 수 있도록 한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 우선 제 2 절에서 전력계통 모델 및 제어목적에 대해 설명하고 제 3 절에서는 필요한 적응퍼지제어기를 입출력선형화 기법과 결합하여 설계한다. 제 4 절에서는 설계된 제어기의 효용성을 확인하기 위한 시뮬레이션 결과를 제시하며 마지막으로 제 5 절에서 결론이 주어진다.

2. 전력계통 모델 및 제어목적

본 논문에서는 다음 그림과 같은 1기 무한모선 전력계통 모델을 고려한다.

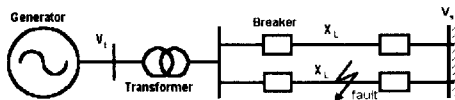


그림 1 1기 무한 모선 계통
Fig. 1 Single machine-infinite bus model

위와 같은 1기 무한모선계통은 다음과 같은 비선형 상태방정식으로 표현되며 전송선로에 대칭 3상단락고장(symmetric three-phase short circuit fault)이 발생하면 파라미터 x_s , 즉 전송선로 리액턴스 값이 변하게 된다. 제어목적은 이와같은 교란, 즉 파라미터 x_s 의 변동에도 불구하고 전력 계통의 단자전압을 안정화시키고 동기상태를 유지하는 것이다.

2.1 상태 방정식(state equations)

1기 무한모선계통은 다음과 같은 상태 방정식

들로 표현할 수 있다 [1].

$$\dot{\delta}(t) = \omega(t) \tag{1}$$

$$\dot{\omega}(t) = -\frac{D}{H}\omega(t) + \frac{\omega_0}{H}P_m - \frac{\omega_0 V_s E_q(t)}{Hx_{ds}} \sin \delta(t) \tag{2}$$

$$\dot{E}_q(t) = -\frac{1}{T'_{do}}E_q(t) + \frac{x_d - x'_d}{x'_d}V_s\omega(t)\sin \delta(t) + \frac{k_c}{T'_{do}}u_f(t) \tag{3}$$

여기서

$\delta(t)$: 발전기의 부하각

$\omega(t)$: 발전기의 동기각속도

$E_q(t)$: 횡축의 기전력

D : 계동상수의 pu 값

H : 관성상수의 pu 값

P_m : 기계적 입력

V_s : 무한모선전압

ω_0 : 동기각속도

k_c : 여자기의 이득

$u_f(t)$: 발전기의 SCR 증폭기의 제어입력

x_d : 발전기 직축의 리액턴스

x'_d : 발전기 직축의 과도 리액턴스

이며 단자전압 V_t 는 다음과 같이 표현된다.

$$V_t(t) = \frac{1}{x_{ds}} \left\{ x_{ds}^2 E_q^2(t) + V_s^2 x_d^2 + 2x_s x_d V_s E_q(t) \cos \delta(t) \right\}^{\frac{1}{2}} \tag{4}$$

여기서 x_d, x'_d, T'_{do}, x_s 는 선로사고발생시 영향을 받는 파라미터들로서 이들에 대해서는 다음 절에서 자세히 설명되어 있다.

2.2 선로사고 발생시 계통이 받는 영향

그림 1과 같은 1기 무한모선계통에서 전송선로에 3상단락고장이 발생할 경우 선로의 리액턴스 값이 변화한다. 전체전송선로의 길이를 1로 보았을 때 발전기 단자에서 사고 발생지점까지의 거리를 λ 로 정의한다. 예를 들면 발전기 단자에서 사고가 발생할 경우 $\lambda=0$ 이고, 사고가 선로의 중앙에서 발생할 경우 $\lambda=0.5$ 가 된다. 그러면 사고 발생

시 선로의 리액턴스 x_L 은

$$x_L = x_{L_0} \cdot \lambda \quad (5)$$

와 같이 표현되며, 여기서 x_{L_0} 는 사고발생 이전의 선로 리액턴스값이다. 이러한 x_L 의 영향을 받는 상수들은 다음과 같다.

$$x_{ds} = x_T + \frac{1}{2}x_L + x_d, \quad x'_{ds} = x_T + \frac{1}{2}x_L + x'_d$$

$$T_{d0}' = \frac{x_{ds}'}{x_{ds}} T_{d0}, \quad x_s = x_T + \frac{1}{2}x_L$$

여기서 T_{d0} 와 x_T 는 각각 직축의 과도 단락회로 시정수와 변압기의 리액턴스값이다.

2.3 제어목적

제어목적은 선로사고 발생시 2.2절에서 설명된 바와 같이 계통 파라미터들이 변함에도 불구하고 2.1절의 계통이 동기상태와 일정전압을 유지하도록 발전기 SCR 증폭기 제어입력 u_f 를 결정하는 것이다. 즉, 2.1절의 비선형 상태방정식에서 여러 가지 파라미터들이 변함에도 불구하고 $\omega=0$, $V_t=1.0$ p.u.가 되도록 u_f 를 결정하는 것이며 기계적 입력 P_m 은 0.9 p.u.로 고정시킨다. 참고로, 설정된 전력 계통모델은 $\delta_0=72^\circ$, $P_m=0.9$ p.u., $V_{t0}=1.0$ p.u.,의 공칭동작점을 갖는다고 가정한다. 이와같은 제어 목적을 달성하기 위해 3절에서는 입출력 선형화 기법에 근거한 적응퍼지제어기를 설계하기로 한다.

3. 입출력 선형화기법에 근거한 적응 퍼지제어기 설계

3.1 입출력선형화제어(input-output linearizing control)

편의상 방정식 (1)~(3)을 다음과 같은 일반적인 형태로 다시 쓴다. 즉,

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u_f(t) \quad (6)$$

$$y = h(x(t))$$

여기서

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta \\ \omega \\ E_q \end{bmatrix}$$

$$y = V_t = h(x) = c_7 \{c_8 x_3^2(t) + c_9 + c_{10} x_3(t) \cos x_1(t)\} \quad (7)$$

$$f(x(t)) \triangleq \begin{bmatrix} x_2 \\ c_1 x_2 + c_2 x_3 \sin x_1 + c_3 P_m \\ c_4 x_3 + c_5 x_2 \sin x_1 \end{bmatrix}$$

$$g(x(t)) \triangleq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ c_6 \end{bmatrix}$$

$$c_1 \triangleq \frac{D}{2H}, \quad c_2 \triangleq -\left(\frac{w_0}{2H}\right)\left(\frac{v_s}{x_{ds}}\right), \quad c_3 \triangleq \frac{w_0}{2H},$$

$$c_4 \triangleq -\frac{1}{T_{d0}}, \quad c_5 \triangleq \frac{x_d - x'_d}{x_{ds}}, \quad c_6 \triangleq \frac{k_c}{T_{d0}},$$

$$c_7 \triangleq \frac{1}{x_{ds}}, \quad c_8 \triangleq x_{ds}^2, \quad c_9 \triangleq V_s^2 x_d^2, \quad c_{10} \triangleq 2x_s x_d V_s,$$

이다. 입출력 선형화를 위해 출력식 (7)을 미분하면 다음과 같다.

$$\dot{y}(t) = L_f y(t) + L_g y(t)u(t) \quad (8)$$

여기서 $L_f y$, $L_g y$ 는 y 의 f 와 g 에 대한 Lie도함수로서,

$$L_f y = \frac{\partial y}{\partial x} f$$

$$= \frac{1}{2} c_7 \{c_8 x_3^2 + c_9 + c_{10} x_3 \cos x_1\}^{-1/2}$$

$$\times \{-c_{10} x_3 x_2 \sin x_1 + (2c_8 x_3 + c_{10} \cos x_1)(c_4 x_3 + c_5 x_2 \sin x_1)\}$$

$$L_g y = \frac{\partial y}{\partial x} g$$

$$= \frac{1}{2} c_7 \{c_8 x_3^2 + c_9 + c_{10} x_3 \cos x_1\}^{-1/2}$$

$$\times \{2c_8 x_3 + c_{10} \cos x_1\} c_6$$

이며, $L_g y(t) \neq 0$ 이므로 이계통은 상대차수(relative degree)가 1인 비선형 계통이다. 따라서 2차의 내부 동특성식이 존재하고 이의 안정도는 안정한 입출력 궤환 선형화 제어의 전제이다. 여기서 내부 동특성식의 안정도를 고찰하기 위해 [5,6]에서 처럼 다음과 같은 좌표변환을 고려한다.

좌표변환 :

$$\begin{aligned} z_1 &\triangleq y(x_1, x_2, x_3) \\ z_2 &\triangleq x_1 \\ z_3 &\triangleq x_2 \\ z &= \Phi(x) = [z_1, z_2, z_3]^T \\ \Phi(x) &= \begin{bmatrix} y(x_1, x_2, x_3) \\ x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

이며, 이로부터

$$L_x Z_i = 0, i = 2, 3$$

이 성립하며 다음과 같은 정규형(normal) 상태 방정식이 얻어진다.

정규형 :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= b(z) + a(z)u \\ \dot{z}_2 &= q_2(z) \\ \dot{z}_3 &= q_3(z) \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} b(z) &= L_f y(\Phi^{-1}(z)) \\ a(z) &= L_g y(\Phi^{-1}(z)) \end{aligned}$$

벡터 $\zeta(t), \eta(t)$ 를 아래와 같이 정의하면

$$\begin{aligned} \zeta(t) &\triangleq z_1(t) \\ \eta(t) &\triangleq [z_2(t) \quad z_3(t)]^T \end{aligned}$$

(10)은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}(t) &= b(\zeta, \eta) + a(\zeta, \eta)u \\ \dot{\eta}(t) &= q(\zeta, \eta) \end{aligned} \tag{11}$$

여기서

$$q \triangleq [q_2 \quad q_3]^T$$

입출력 선형화 입력 u 는

$$u = \frac{1}{a(\zeta, \eta)} \{-b(\zeta, \eta) + \dot{y}_R - c_0(z_1 - y_R)\} \tag{12}$$

이며, 여기서

$$b(\zeta, \eta) = L_f y(\Phi^{-1}(z)) \tag{13}$$

$$a(\zeta, \eta) = L_g y(\Phi^{-1}(z)) \tag{14}$$

이고, y_R 은 원하는 출력이다.

그러면 추종오차 $e(t) = y(t) - y_R(t)$ 가 다음과 같은 선형방정식을 만족하여

$$\dot{e}(t) + c_0 e = 0 \tag{15}$$

C_0 를 잘 선정함으로써 오차를 0으로 수렴시킬 수 있다. 한편, 페루프계통은 다음과 같이 표현되며

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= -c_0 e \\ \dot{\eta}(t) &= q(\zeta_R(t) + e(t), \eta(t)) \\ \dot{\zeta}_R(t) &= y_R(t) \end{aligned} \tag{16}$$

[5, 6]에 의하면 다음과 같은 방정식

$$\dot{\eta}(t) = q(\zeta_R(t), \eta) \tag{17}$$

가 안정하면 페루프계통 (16)의 신호 e, η 가 유계임을 보일 수 있다. 그런데 (17)을 선형근사화 시킨 계통의 Jacobian 행렬

$$\begin{aligned} Q &\triangleq \frac{\partial q}{\partial \eta} \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ c_2 x_3 \cos x_1 & c_1 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{18}$$

의 특성방정식은

$\Delta(s) = s^2 - c_1 s - c_2 x_3 \cos x_1$ 이며 가정된 운전영역 $0 < x_1 < 90^\circ, x_3 > 0$ 에서 $-c_1 > 0, -c_2 x_3 \cos x_1 > 0$ 으로써 Routh-Hurwitz 판별법에 의하면, (18)은 안정한 고유치를 가지게 되어 결국 (17)은 국부적으로 안정하다. (16)~(18)로부터 내부동특성식(internal dynamics)이 국부적으로 안정하다고 할 수 있다.

3.2 입출력선형화에 근거한 적응퍼지제어

선로고장발생시에는 2절에서 설명된 바와 같이 선로리액턴스 x_L 값이 변하며 따라서 계통방정식 (6), (7)과 입출력선형화 제어입력 (12), (13), (14) 에서 x_L 을 포함한 파라미터 $C_2, C_4, C_5, C_6, C_7, C_{10}$ 등은 불확실한 값이 된다. 이 경우 (12), (13), (14)의 $L_f y(\Phi^{-1}(z))$ 와 $L_{cy}(\Phi^{-1}(z))$ 는 추정을 해야하며 $L_f y(\Phi^{-1}(z))$ 와 $L_{cy}(\Phi^{-1}(z))$ 가 불확실한 파라미터값들을 선형적으로 포함한 경우(linear parameterization)는 기존의 적응 입출력선형화 제어방법(adaptive input-output linearization)을 사용할 수 있다. 그러나 (13), (14)는 이 조건을 만족시키지 못하므로 [4] 에서와 같은 적응제어 방법을 사용할 수 없으며, 따라서 여기서는 선형파라메타화 조건이 필요없는 퍼지추정법을 사용하기로 한다.

3.2.1 확정성등가제어법칙(certainty equivalent control law)

$L_f y(x)$ 와 $L_{cy}(x)$ 를 추정하기 위한 퍼지논리 계통의 구성과정은 다음과 같다.

가정 1: 전문가의 지식 (13), (14)로부터 불확실한 함수 $L_f y(x)$ 와 $L_{cy}(x)$ 에 대한 다음과 같은 퍼지 제어규칙을 만들 수 있다. 즉,

(R1) $R_{L_f}^{(l_1, l_2, l_3)} : \text{if } x_1 \text{ is } F_1^{l_1} \text{ and } x_2 \text{ is } F_2^{l_2} \text{ and } x_3 \text{ is } F_3^{l_3}, \text{ then } L_f y(x) \text{ is } \tilde{\theta}_1^{(l_1, l_2, l_3)}$

(R2) $R_{L_{cy}}^{(l_1, l_3)} : \text{if } x_1 \text{ is } F_1^{l_1} \text{ and } x_3 \text{ is } F_3^{l_3}, \text{ then } L_{cy} y(x) \text{ is } \tilde{\theta}_2^{(l_1, l_3)}$ (19)

여기서 $F_i^{l_i}$, $\tilde{\theta}_i^{(l_i)}$ 는 실수에 속하는 퍼지집합들이고

$l_1 = 1, \dots, m_1$
 $l_2 = 1, \dots, m_2$
 $l_3 = 1, \dots, m_3$ 이다.

(R1)과 (R2)에서 l_i 는 x_i 에 대한 퍼지집합 $F_i^{l_i}$ 의 종류를 나타내며 규칙기반 (R1)에 대한 규칙의 개수는 $m_1 \times m_2 \times m_3$ 개이고, (R2)에 대한 규칙의 개수는 $m_1 \times m_3$ 개다. 그리고 (R1)에서 $\theta_1^{(l_1, l_2, l_3)}$ 를 x_i ($i = 1, 2, 3$)가 (R1) 전건부의 각 퍼지집합들에 멤버쉽함수값 1로 속할 때의 $L_f y(x)$ 값이라 하면

는 $\theta_1^{(l_1, l_2, l_3)}$ 의 멤버쉽함수값이 최대가 되는 퍼지 집합으로 정의 된다. (R2)의 $\tilde{\theta}_2^{(l_1, l_3)}$ 도 유사하게 정의된다. x_i 에 대한 퍼지집합들의 소속함수는 다음과 같다.

$$\mu_{F_i^{l_i}}(x_i) = \exp\left[-\left(\frac{x_i - \bar{x}_i}{\delta_i^{l_i}}\right)^2\right] \quad (20)$$

여기에서 $\delta_i^{l_i}$ 는 가우시안 멤버쉽함수 $\mu_{F_i^{l_i}}$ 의 첨예도를 결정하며 \bar{x}_i 는 소속함수값이 최대로 되는 x_i 값이다. 일반적으로 퍼지논리계통의 기본구성은 그림 2와 같고 [2, 3]에 의하면, 싱글톤 퍼지화기 (singleton fuzzifier), sup-star합성 (sup-star composition)의 추론엔진(inference engine), 중심 평균 비퍼지화기(center average defuzzifier)를 사용할 경우 $L_f y(x)$, $L_{cy} y(x)$ 의추정치 $\widehat{L_f y}(x)$, $\widehat{L_{cy} y}(x)$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

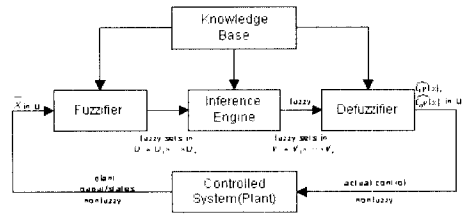


그림 2 퍼지논리 계통의 기본구성
 Fig. 2 Basic structure of fuzzy logic system

즉, (R1)에서 $m_l = m_1 \times m_2 \times m_3$ 개의 퍼지규칙중 l 번째 퍼지규칙을 파라미터 $l = (l_1, l_2, l_3)$ 에 의해 나타내기로서 하면 m_l 개의 규칙전체에 위한 $L_f y(x)$ 의 추론결과는

$$\widehat{L_f y}(x) = \frac{\sum_{l=1}^{m_l} \theta_l^{(l)} \left[\prod_{i=1}^3 \mu_{F_i^{l_i}}(x_i) \right]}{\sum_{l=1}^{m_l} \left[\prod_{i=1}^3 \mu_{F_i^{l_i}}(x_i) \right]} \quad (21)$$

이고 (R2)의 $m_s = m_1 \times m_3$ 개의 퍼지규칙중 p 번째 퍼지규칙을 파라미터 $p = (l_1, l_3)$ 에 의해 나타내기로서 하면 m_s 개의 규칙전체에 위한 $L_{cy} y(x)$ 의 추론결과는

$$\widehat{L}_g y(x) = \frac{\sum_{p=1}^{m_g} \theta_2^p \left[\mu_{F_1^p}(x_1) \cdot \mu_{F_3^p}(x_3) \right]}{\sum_{p=1}^{m_g} \left[\mu_{F_1^p}(x_1) \cdot \mu_{F_3^p}(x_3) \right]} \quad (22)$$

이다. 여기서 $\mu_{F_i^l}(x_i) = \mu_{F_i^h}(x_i)$ 이고 $\mu_{F_1^p}(x_1) = \mu_{F_1^l}(x_1)$, $\mu_{F_3^p}(x_3) = \mu_{F_3^l}(x_3)$ 이다. 이 때 θ_1^l , θ_2^p 는 (13), (14)에 대한 전문가의 지식으로부터 추정되며, (13), (14)에 포함된 파라미터 c_i 들의 불확실성 때문에 적절한 추정알고리즘에 의해 추정되어야 할 값들이다. 뒤에 적응알고리즘에 의해 추정되어질 값들을 $\hat{\theta}_1^l$, $\hat{\theta}_2^p$ 이라하면 (21), (22)는 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$\widehat{L}_f y(x) = \sum_{l_1=1}^{m_1} \sum_{l_2=1}^{m_2} \sum_{l_3=1}^{m_3} \hat{\theta}_1^{(l_1, l_2, l_3)} \times \frac{\left[\prod_{i=1}^3 \mu_{F_i^{l_i}}(x_i) \right]}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \sum_{l_2=1}^{m_2} \sum_{l_3=1}^{m_3} \prod_{i=1}^3 \mu_{F_i^{l_i}}(x_i)} \quad (23)$$

$$\widehat{L}_g y(x) = \sum_{l_1=1}^{m_1} \sum_{l_3=1}^{m_3} \hat{\theta}_2^{(l_1, l_3)} \times \frac{\mu_{F_1^{l_1}}(x_1) \mu_{F_3^{l_3}}(x_3)}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \sum_{l_3=1}^{m_3} \mu_{F_1^{l_1}}(x_1) \mu_{F_3^{l_3}}(x_3)} \quad (24)$$

이제 다음과 같은 퍼지기저함수(fuzzy basis function)를 정의하자.

$$\xi^{(l_1, l_2, l_3)}(x) \triangleq \frac{\left(\prod_{i=1}^3 \mu_{F_i^{l_i}}(x_i) \right)}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \sum_{l_2=1}^{m_2} \sum_{l_3=1}^{m_3} \prod_{i=1}^3 \mu_{F_i^{l_i}}(x_i)} \quad (25)$$

$$\xi^{(l_1, l_3)} \triangleq \frac{\mu_{F_1^{l_1}}(x_1) \mu_{F_3^{l_3}}(x_3)}{\sum_{l_1=1}^{m_1} \sum_{l_3=1}^{m_3} \mu_{F_1^{l_1}}(x_1) \mu_{F_3^{l_3}}(x_3)} \quad (26)$$

그러면 $\xi^{(l_1, l_2, l_3)}(x)$ 를 원소로 하는 $m_f (=m_1 \times m_2 \times m_3)$ 차원 벡터 $\xi_f(x)$ 와 $\xi^{(l_1, l_3)}$ 를 원소로 하는 $m_s (=m_1 \times m_3)$ 차원 벡터 $\xi_s(x)$ 를 만들 수 있고 이를 $\xi_g(x)$ 이용하여 (23), (24)는 다음과 같이 표현된다.

$$\widehat{L}_f y(x) = \theta_f^T \xi_f(x) \quad (27)$$

$$\widehat{L}_g y(x) = \theta_g^T \xi_g(x) \quad (28)$$

여기서 $\theta_f = (\theta_1^1, \dots, \theta_1^{m_f})$, $\theta_g = (\theta_2^1, \dots, \theta_2^{m_s})$ 이고 추정된 $\widehat{L}_f y(x)$, $\widehat{L}_g y(x)$ 을 (12)에 대입하여 얻어지는 확정성 등가제어입력(certainty equivalent controller)은 다음과 같다.

$$u_c = \frac{1}{\widehat{L}_g y(x)} \left\{ -\widehat{L}_f y(x) + \dot{y}_R - C_0(Z_1 - Z_R) \right\} \quad (29)$$

3.2.2 Lyapunov안정도 해석법에 근거한 감독 제어입력(supervisory control input)과 적응칙(adaptive law)의 결정

(29)를 (8)에 적용하면 다음과 같은 오차방정식을 얻는다.

$$\dot{e} = -c_0 e + (L_f y - \widehat{L}_f y) + ((L_g y - \widehat{L}_g y) u_c) \quad (30)$$

$V_e = \frac{1}{2} e^2$ 라 하면 오차방정식에 따른 V_e 의 시간 미분은 다음과 같다.

$$\dot{V}_e = -c_0 e^2 + e(L_f y - \widehat{L}_f y) + (L_g y - \widehat{L}_g y) u_c \quad (31)$$

$y = y_R + e$ 가 유계이려면 V_e 가 유계이어야 하며, 이것은 V_e 가 어떤 상수 보다 커지면 $\dot{V}_e \leq 0$ 일 것을 필요로 한다. 그러나 (30)의 마지막 항을 영보다 작게하는 u_c 를 결정하기는 어려우며 따라서 새로운 제어입력항 u_s 를 u_c 에 추가하기로 한다. 즉, 제어입력은

$$u = u_c + u_s \quad (32)$$

가 되며 새로운 입력항 u_s 를 감독제어입력 [2,3]이라 한다. (32)를 (8)에 적용하면 새로운 오차방정식이 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_e = & -c_0 e^2 + e \left\{ (L_f y - \hat{L}_f y) \right. \\ & \left. + (L_g y - \hat{L}_g y) u_c + L_g y u_s \right\} \end{aligned} \quad (33)$$

(33)에 따른 \dot{V}_e 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_e = & -c_0 e^2 + e \left\{ (L_f y - \hat{L}_f y) \right. \\ & \left. + (L_g y - \hat{L}_g y) u_c + L_g y u_s \right\} \\ \leq & -c_0 e^2 + e \left\{ |L_f y| + |L_f y| \right. \\ & \left. + |\hat{L}_g y u_c| + |L_g y u_c| \right\} + e L_g y u_s \end{aligned} \quad (34)$$

위 부등식 우변을 영보다 크지 않게 하기 위한 u_s 를 정하려면 $|L_f y|$ 와 $|L_g y|$ 의 한계를 알아야 하며 [2,3]은 다음과 같은 가정을 하였다.

가정 2: $x \in U_c$ 에서 다음과 같은 함수 $L_f y^U(x)$, $L_g y^U(x)$, $L_g y^L(x)$ 를 결정할 수 있다. 즉,

$$\begin{aligned} |L_f y(x)| & \leq L_f y^U(x), \\ 0 < L_g y^L(x) & \leq L_g y(x) \leq L_g y^U(x), \text{ for } x \in U_c \end{aligned}$$

$$\text{여기서 } L_f y^U(x) < \infty, \quad L_g y^U(x) < \infty,$$

$L_g y^L(x) > 0$, for $x \in U_c$ 이며
윗 첨자 U 와 L 은 각각 상계(upper bound)와 하계(lower bound)를 의미한다.

위의 가정에 근거하여 다음과 같이 감독제어입력을 정하면 (34)에서 $V_c > \bar{V}$ 일 때 $\dot{V}_e \leq 0$ 가 보장된다 [2,3].

$$\begin{aligned} u_s = & -I_1^* \operatorname{sgn}(e) \frac{1}{L_g y^L(x)} \\ & \times \left\{ \left| \widehat{L}_f y(x) \right| + L_g y^U(x) + \left| \widehat{L}_g y(x) u_c \right| \right. \\ & \left. + |L_g y^U(x) u_c| \right\} \\ I_1^* = & \begin{cases} 1, & \text{if } V_c > \bar{V} \\ 0, & \text{if } V_c \leq \bar{V} \end{cases} \end{aligned} \quad (35)$$

그러나 가정 2에서 $L_f y^U(x)$, $L_g y^U(x)$, $L_f y^L(x)$ 의 off-line 계산과정은 복잡한 계통에 대해서는 간단하지가 않고 정확성도 떨어지므로 좀 더 간편한 방법을 본 논문에서는 제안하기로 한다. 즉, 가정 2와 (35)에서 필요로 하는 $L_f y^U(x)$, $L_g y^U(x)$, $L_f y^L(x)$ 를 추종에러의 크기 $|e|$ 에 근거하여 실시간(on-line)으로 퍼지추론 함으로써 번거롭고 부정확한 off-line 계산과정을 생략하는 방법으로써 구체적인 설계 과정은 다음과 같다.

가정 3: $|L_f y(x)|$ 와 $|L_g y(x)|$ 가 다음과 같이 유계되어 있다고 가정한다.

$$|L_f y(x)| < \infty, \quad \forall x \in U_c \subset R^n$$

$$0 < |L_g y(x)| < \infty, \quad \forall x \in U_c \subset R^n$$

위의 가정하에서 $L_f y(x)$ 와 $L_g y(x)$ 에 대해 다음의 부등식을 만족시키는 ϑ^U , ϑ^L 을 고려하자.

$$\begin{aligned} \exists \vartheta^U \text{ and } \vartheta^L \text{ s.t. } \forall x \in U_c \subset R^n, \\ |L_f y(x)| < L_f y^U(x) & \leq \tan \vartheta^U \cdot |x| < \infty, \\ |L_g y(x)| < L_g y^U(x) & \leq \tan \vartheta^U \cdot |x| < \infty, \\ 0 < \tan \vartheta^L \cdot |x| < L_g y^L(x) & \leq |L_g y(x)|, \end{aligned} \quad (36)$$

여기서,

$$0 < \vartheta^U < \frac{\pi}{2} [\text{rad}], \quad 0 < \vartheta^L < \frac{\pi}{2} [\text{rad}]$$

ϑ^U , ϑ^L 을 추정하기 위해 다음과 같은 퍼지규칙 기반 (R3)를 추정에러 e 와 관련된 그림 3의 퍼지 집합과 각도에 관련된 그림 4의 퍼지 집합에 대해 제안한다.

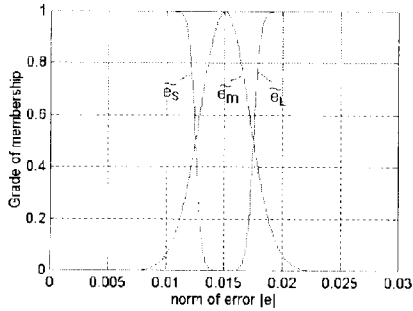


그림 3 퍼지 집합 $\tilde{e}_s, \tilde{e}_m, \tilde{e}_L$
 Fig 3 Fuzzy sets $\tilde{e}_s, \tilde{e}_m, \tilde{e}_L$

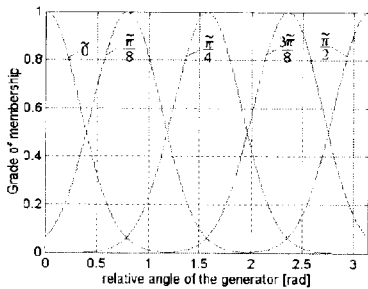


그림 4 퍼지 집합 $0, \frac{\pi}{8}, \frac{3\pi}{8}$
 Fig 4 Fuzzy sets $0, \frac{\pi}{8}, \frac{3\pi}{8}$

(R3)

- if $|e|$ is \tilde{e}_s , then ϑ^U is $\frac{\pi}{4}$, ϑ^L is $\frac{\pi}{4}$
- if $|e|$ is \tilde{e}_m , then ϑ^U is $\frac{3\pi}{8}$, ϑ^L is $\frac{\pi}{8}$
- if $|e|$ is \tilde{e}_L , then ϑ^U is $\frac{\pi}{2}$, ϑ^L is 0

여기서 (R3)는 오차의 크기 $|e|$ 가 규정된 값보다 커지면 ϑ^U 를 $\frac{\pi}{2}$ 에, ϑ^L 을 0에 가깝게 수렴시킴으로써 (38)로 정해지는 $L_f y^U, L_g y^U$ 를 무한대에, $L_g y^L$ 은 0에 가까워 지도록 해주는 전문가적 지식을 나타낸다. 구체적으로, 규칙기반 (R3)에 근거해 추론되는 ϑ^U, ϑ^L 과 (36)의 부등식을 만족시키는 $L_f y^U(x), L_g y^U(x), L_g y^L(x)$ 를 각각 (37), (38)로 제한한다.

$$\vartheta^U = \frac{\mu_{\tilde{e}_s}(|e|) \cdot \frac{\pi}{4} + \mu_{\tilde{e}_m}(|e|) \cdot \frac{3\pi}{8} + \mu_{\tilde{e}_L}(|e|)}{\mu_{\tilde{e}_s}(|e|) + \mu_{\tilde{e}_m}(|e|) + \mu_{\tilde{e}_L}(|e|)} \quad (37)$$

$$\vartheta^L = \frac{\mu_{\tilde{e}_s}(|e|) \cdot \frac{\pi}{4} + \mu_{\tilde{e}_m}(|e|) \cdot \frac{\pi}{8}}{\mu_{\tilde{e}_s}(|e|) + \mu_{\tilde{e}_m}(|e|) + \mu_{\tilde{e}_L}(|e|)}$$

$$L_f y^U(x) = L_g y^U(x) = \tan \vartheta^U \times |x|$$

$$L_g y^L(x) = \tan \vartheta^L \times |x| \quad (38)$$

(37)의 ϑ^U, ϑ^L 를 $|e|$ 에 대해 그리면 그림 5와 같고

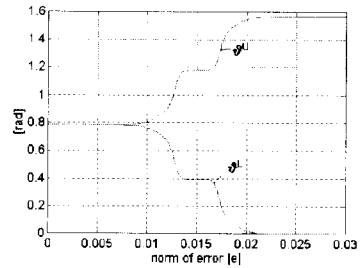


그림 5 ϑ^U, ϑ^L
 Fig 5 ϑ^U, ϑ^L

그림 5에서 $|e| > e_L$ 이면 $\vartheta^U \rightarrow \frac{\pi}{2}, \vartheta^L \rightarrow 0$ 이므로 (38)은 $L_f y^U(x) (=L_g y^U(x)) \rightarrow \infty, L_g y^L(x) \rightarrow 0$ 가 되어 (37), (38)로 추론된 $L_f y^U(x), L_g y^U(x), L_g y^L(x)$ 는 $|e| > e_L$ 이면 (36)의 부등식을 만족시킨다. 따라서 (38)로 추론된 $L_f y^U(x), L_g y^U(x), L_g y^L(x)$ 를 (35)의 U 에 사용할 경우 $|e| > e_L$ 일 때 (34)의 \dot{V}_e 는 양이 아니게 되어 $V_e < \bar{V}, (\bar{V} = \frac{1}{2}e_L^2)$ 가 보장된다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &\leq -c_0 e^2 + e \{ |L_f y| + |\widehat{L_f y}| \} \\ &\quad + |\widehat{L_g y} u_c| + |L_g y u_c \} + e L_g y u_s \\ &= -c_0 e^2 - e \{ |L_f y| + |\widehat{L_f y}| \} \\ &\quad + |\widehat{L_g y} u_c| + |L_g y u_c \} \\ &\quad - |e| \frac{L_g y(x)}{L_g y^L(x)} \\ &\quad \times \{ |L_f y| + |L_f y^U(x)| + |\widehat{L_g y} u_c| \\ &\quad + |L_g y^U(x) u_c \} \\ &\leq 0 \end{aligned} \quad (39)$$

다음으로 해야할 일은 (27), (28)에 포함된 파라미터 벡터 θ_f , θ_g 를 추정하는 적응알고리즘을 만드는 것이다. 다음과 같이 최적의 파라미터 벡터 θ_f^* 와 θ_g^* 를 정의하자.

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left[\sup_{x \in U_c} |L_f y(x) - \widehat{L}_f y(x)| \right]$$

$$\theta_g^* = \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} \left[\sup_{x \in U_c} |L_g y(x) - \widehat{L}_g y(x)| \right]$$

여기서 Ω_f 와 Ω_g 는 설계자가 정하는 집합이다. 그러면 오차방정식 (33)은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{e} &= -c_0 e + (L_f y - \widehat{L}_f y) + (L_g y - \widehat{L}_g y) u_c \\ &\quad + L_g y u_s \\ &= -c_0 e + L_g y u_s + \{L_f y - \widehat{L}_f y(x|\theta_f^*) \\ &\quad + \widehat{L}_f y(x|\theta_f) - \widehat{L}_f y(x|\theta_f)\} \\ &\quad + \{L_g y - \widehat{L}_g y(x|\theta_g^*) + \widehat{L}_g y(x|\theta_g) \\ &\quad - \widehat{L}_g y(x|\theta_g)\} u_c \\ &= -c_0 e + L_g y u_s + w + \phi_f^T \xi_f(x) \\ &\quad + \phi_g^T \xi_g(x) u_c \end{aligned} \quad (40)$$

여기서

$$\begin{aligned} \phi_f &= \theta_f^* - \theta_f, \quad \phi_g = \theta_g^* - \theta_g \\ w &= (L_f y(x) - \widehat{L}_f y(x|\theta_f^*) \\ &\quad + (L_g y(x) - \widehat{L}_g y(x|\theta_g^*)) u_c \end{aligned}$$

w 는 최소근사오차 [3] 라 하며 퍼지추정 때문에 본질적으로 생기는 오차라 할 수 있다. 이제 리아프노프함수를 $V = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2r_1} \phi_f^T \phi_f + \frac{1}{2r_2} \phi_g^T \phi_g$ 로 선정하면 감속제어입력 (35)와 아래와 같은 적응칙을 사용할 경우 오차방정식 (40)에 따른 V 의 시간미분은 다음과 같고 따라서 V 가 유계임을 보일 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_f &= -\dot{\theta}_f = r_1 e \xi_f(x) \\ \dot{\phi}_g &= -\dot{\theta}_g = r_2 e \xi_g(x) \end{aligned} \quad (41)$$

[2]에 따르면 Projection 알고리즘을 사용할 경우 (41)을 다음과 같이 변경할 수 있으며 $|\theta_f|$ 와 $|\theta_g|$ 를

설계자가 정하는 임의의 크기 M_g , M_f 이하로 유계시킬 수 있다.

$$\dot{\theta}_f = \begin{cases} r_1 e \xi_f(x) \\ \text{if } (|\theta_f| < M_f) \\ \text{or } (|\theta_f| = M_f \text{ and } e \theta_f^T \xi_f(x) \leq 0) \\ r_1 e \xi_f(x) - r_1 e \frac{\theta_f \theta_f^T \xi_f(x)}{|\theta_f|^2} \\ \text{if } (|\theta_f| = M_f) \text{ and } e \theta_f^T \xi_f(x) > 0 \end{cases} \quad (42)$$

$$\dot{\theta}_g = \begin{cases} r_2 e \xi_g(x) u_c \\ \text{if } (|\theta_g| < M_g) \\ \text{or } (|\theta_g| = M_g \text{ and } e \theta_g^T \xi_g(x) u_c \leq 0) \\ r_2 e \xi_g(x) u_c - r_2 e \frac{\theta_g \theta_g^T \xi_g(x) u_c}{|\theta_g|^2} \\ \text{if } (|\theta_g| = M_g) \text{ and } e \theta_g^T \xi_g(x) u_c > 0 \end{cases}$$

if $\theta_{gi} = \varepsilon$,

$$\theta_{gi} = \begin{cases} r_2 e \xi_{gi}(x) u_c & \text{if } e \xi_{gi}(x) u_c > 0 \\ 0 & \text{if } e \xi_{gi}(x) u_c \leq 0 \end{cases}$$

여기서 M_g , M_f 는 설계자가 정하는 값이며 θ_{gi} , ξ_{gi} 는 각 벡터의 i 번째 원소를 나타낸다. 참고로 전체 적응 퍼지제어계통의 블록도는 그림 6과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e \dot{e} + \frac{1}{r_1} \phi_f^T \dot{\phi}_f + \frac{1}{r_2} \phi_g^T \dot{\phi}_g \\ &= e(-c_0 e + L_g y u_s + w \\ &\quad + \phi_f^T \xi_f(x) + \phi_g^T \xi_g(x) u_c) \\ &\quad + \frac{1}{r_1} \phi_f^T \dot{\phi}_f + \frac{1}{r_2} \phi_g^T \dot{\phi}_g \\ &= -c_0 e^2 + e L_g y u_s + e w \\ &\quad + \frac{1}{r_2} \phi_g^T (\dot{\phi}_g + r_2 e \xi_g(x)) \\ &\quad + \frac{1}{r_1} \phi_f^T (\dot{\phi}_f + r_1 e \xi_f(x)) \\ &= -c_0 e^2 + e L_g y u_s + e w \\ &\leq -c_0 e^2 + e w \end{aligned} \quad (43)$$

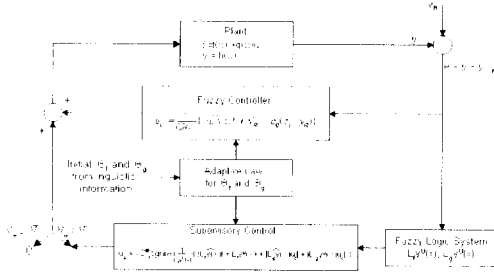


그림 6 적응 퍼지 제어기의 구조도
 Fig. 6 The overall scheme of adaptive fuzzy control systems

4. 시뮬레이션

3절에서 제시된 제어기의 성능을 확인하기 위해 1기 무한모션계통 (1), (2), (3)에서 전송선로 3 상 단락고장이 발생했을 경우의 안정화 문제를 시뮬레이션하였다. 계통 파라미터들은 표 1과 같고, 고장으로 인한 선로 리액턴스 변화는 (5)를 사용하였다. 고장은 [1] 에서 제시된 다음과 같은 일시적 고장(temporary fault)을 가정하였다.

표 1. 계통 파라미터들
 Table 1. System parameters

w_0	314.159	w_0	5.0	w_0	8.0
T_d'	6.9	w_0	1	w_0	1.863
$x_{d'}$	0.257	w_0	0.127	w_0	0.4853

1. 고장전 정상상태(prefault steady state)
2. $\lambda = 0.1$ 인 선로상에서 3상단락고장 발생 (t=6 sec 에서)
3. breaker 개방에 의한 고장분리(t=6.25 sec 에서)
4. 고장제거로 인한 선로복구(t=6.7 sec 에서)
5. 고장후 상태(postfault state)

확정성 등가 제어입력 (29)에 필요한 $\hat{L}_g y(x)$ 와 $\hat{L}_g y(x)$ 의 언어적 퍼지규칙들(linguistic fuzzy rules)은 그림 7, 그림 8과 같다. 감속제어입력 (35)에서 필요한 \bar{V} 는 $\bar{V} = \frac{1}{2}(0.01)^2$ 로 선정하였고, 확정성 등가제어입력 (29)에 $y_R(t) = V_{IR}(t) = 1, c_0 = \frac{1}{0.05}$ 로 정하였으며 적응칙 (42)에서 $M_f = 274 \times 1.5,$

$M_g = 3.5 \times 1.5, \varepsilon = 0.2256, \gamma_1 = \gamma_2 = 2$ 로 선정하였다. 시뮬레이션 결과는 그림 9와 같으며 고장으로 인한 선로 리액턴스 변화에도 불구하고 발전기 단자전압 $V_l (=y)$ 와 발전기 상대속도 $\omega (=x_2)$ 가 각각 1과 0으로 잘 유지됨을 알 수 있다.

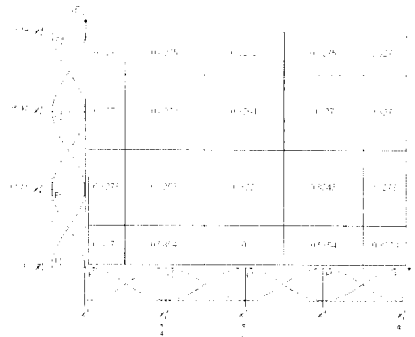


그림 7 $L_g y(x)$ 에 대한 언어적 퍼지 규칙들
 Fig. 7 Linguistic fuzzy rules for $L_g y(x)$

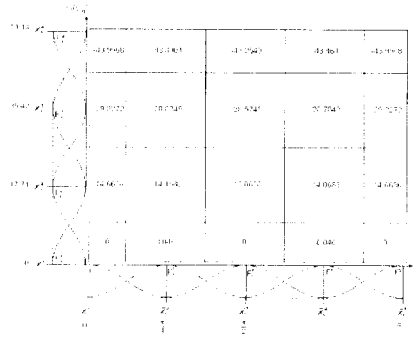


그림 8. $L_g y(x)$ 에 대한 언어적 퍼지 규칙들
 Fig. 8 Linguistic fuzzy rules for $L_g y(x)$

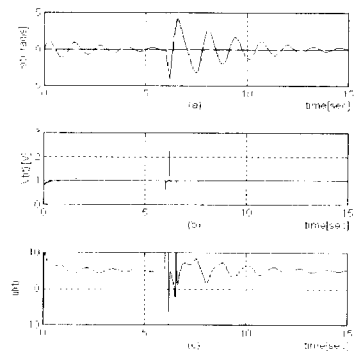


그림 9 (a) 발전기 상대 각속도 $w(t)$
 (b) 단자전압 $V_l(t)$

(c) 제어입력 $u_f(t)$

Fig. 9 (a) Relative speed $w(t)$

(b) Terminal voltage $V_f(t)$

(c) Control input $u_f(t)$

5. 결론

본 논문에서는 입출력 선형화 개념에 근거한 적응 퍼지 제어를 전력계통 과도안정도와 전압 제어에 적용하는 문제를 다루었다. 제시된 제어기는 전송선로에서의 고장발생에도 불구하고 전력 계통 발전기 단자전압과 상대속도를 원하는 값으로 잘 유지시켜줄을 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있었다. 특히 본 논문에서 제안된 방법은 감속 제어입력 설계시 off-line 계산과정을 생략시킴으로써 설계과정을 단순화시켰다고 볼 수 있으며 퍼지시스템의 특성상 파라미터적인 불확실성 뿐만 아니라 상태변수나 기타 비구조화된 불확실성이 존재하는 경우도 전력계통 안정화를 이룰 수 있을 것으로 기대된다. 향후 전체 페루프계통의 안정도에 대한 해석적 연구가 좀더 이루어져야 할 것으로 생각된다.

참고문헌

- [1] Y. Wang, D. J. Hill, R. H. Middleton, L. Gao, "Transient stability enhancement and voltage regulation of power systems," IEEE Trans. Power Sys., Vol. 8, No. 2, pp. 620-626, May 1993.
- [2] Li-Xin Wang, "Adaptive fuzzy systems and control of linearizable systems," IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. 34, pp. 1123-1131, 1989.
- [3] Li-Xin Wang, "Stable adaptive fuzzy controllers with application to inverted tracking," IEEE Trans., Syst., Man, Cybern., Vol. 26, No. 5, pp 677-691, 1996.
- [4] S. S. Sastry and A. Isidori, "Adaptive control of linearizable systems," IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. 34, pp. 1123-1131, 1989.
- [5] A. Isidori, Nonlinear Control Systems, New York:Springer Verlag, 1989.
- [6] Slotine and Li, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall Inc., 1991.



박 영 환(Young-Hwan Park) 정회원

1986년 : 고려대 전기공학과 졸업(학사)
 1990년 : 고려대 전기공학과 졸업(석사)
 1998년 : 고려대 전기공학과 졸업(박사)
 1986년~1987년 : 동양정밀 중앙연구소 연구원
 1993년~현재 : 서남대학교 전자전기공학과 조교수



박 귀 태(Gwi-Tae Park) 정회원

1975년 : 고려대 전기공학과 졸업(학사)
 1981년 : 고려대 전기공학과 졸업(박사)
 1975년 : 한국 에너지 연구소 연구원
 1978년 : 광운대 공대 전기공학과 조교수
 1980년~현재 : 고려대 전기전자전파공학부 교수