論文99-36T-12-9

모델 기준 적응 퍼지 제어기를 이용한 DC 전동기 제어

(DC Servo Motor Control using Model Reference Adaptive Fuzzy Controller)

孫 宰 顯 *, 金 濟 泓 *

(Jae-Hyun Son and Je-Hong Kim)

요 약

본 논문에서는 FLC의 적응능력에 대한 단점과 제어규칙 도출의 어려움을 극복하기 위하여 모델기준 적응 퍼지제어기(MRAFC)를 제안하였다. MRAFC는 단순퍼지제어기와 플랜트로 구성된 내부 피드백 루프와 단순 퍼지제어기의 제어규칙을 동조시키는 외부 루프로 구성된다. 기준모델은 기준입력에 대해 전체 제어시스템에 요구되는 제어성능을 특성화하고 수량화하는 퍼지제어기 설계기준으로 사용되었다. 그리고 적응 매카니즘은 FLC 제어규칙을 동조하는 역할을 수행한다. 제안한 알고리즘의 성능은 DC 서보 전동기에 대한 실험에 의해 검증되었다.

Abstract

In this paper, model reference adaptive fuzzy controller (MRAFC) was proposed in order to overcome the difficulty of extracting rules and defects of the adaptation performance in the FLC. MRAFC comprised inner feedback loop consisting of the FLC and plant, and outer loop consisting of an adaptation mechanism which was designed for tuning a control rule of the FLC. A reference-model was used for design criteria of a fuzzy controller which characterizes and quantizes the control performance required in the overall control system. Tuning control rules of FLC is performed by the adaptation mechanism. The performance of proposed algorithm was verified through experiment for the DC servo motor.

Ⅰ. 서 론

퍼지 제어의 이론적 개념은 플랜트의 동특성에 대한 상세한 지식이 없어도 경험적인 지식 및 정보를 이용하여 효과적인 제어를 수행할 수 있다는 것에 그 근본을 둔다.[1-3] 그러나 퍼지제어기(fuzzy logic controller)는 설계를 위한 체계적인 방법론이 제시되지 않아서 많은 어려움이 따른다. 일반적으로 퍼지제어규칙은 숙련된 전문가의 제어지식과 경험을 퍼지 언어 형태로 번역하거나, 숙련된 전문가의 제어동작을 모델링하는 방법을 통하여 얻고 있다. 그러나 전문가로부터 제어규칙을 도출하는 것이 항상 가능한 것이 아니며, 전문가는 공정을 제어하는 과정의 일부를 부정확하게 표현하거나 누락시키는 경우가 있다. FLC의 또다른 한계는 공정제어에 있어서 플랜트의 동작조건의 변화가 전문가의 경험지식 밖의 경우에 예측과 적응이 어려우며, 전문가 이상의 제어효과를 기대하기가 어렵다. 따라서 FLC는 초기에 설계된 제어규칙 및 매개변수가 부적절할 경우 경험에 근거하여 성능을 향상시킬 수 있어야 하며, 플랜트의 동특성 변화에 적응하여 충분히 보상작용을 할 수 있고, 비선형 시스템의 운전 조건 변화에

* 正會員, 嶺東專門大學 電氣科

(Dept. of Electrical Engineering, YeongDong Junior College)

接受日字:1999年9月16日, 수정완료일:1999年11月29日

대한 적응 능력도 요구된다.

이러한 규칙도출의 어려움과 적응능력에 대한 단점을 극복하기 위하여 Procyk와 Mamdani는 자기구성제어기 (self organizing controller)[4]를 제안하였으며 Shao, Yamazaki, Tanscheit 와 Scharf 등 많은 연구자들에 의해 검증되고 개선되었다.[5,6,7] 전형적인 SOC는 플랜트를 제어하는 하위 레벨 규칙과 플랜트 응답에 대한 제어성능 평가에 따라 하위 레벨 규칙을 수정하는 상위 레벨 규칙 테이블(성능 지표 테이블)로 구성된다. 그러나 요구되는 성능규정을 정확하게 표현할 수 있는 성능지표 테이블을 설계한다는 것은 매우 어려운 작업이며, 숙련 운전자가 원하는 제어성능 곧, 상승시간, 오버슈트, 정착시간 등을 구체적으로 명시하여 제어에 반영할 수 없다. 또한, SOC는 기준입력의 변화 혹은 외란등에 부적절한 규칙수정이 발생되며[8], 정착시간이 길고 제어응답에 진동현상(cyclic phenomenon)이 나타나는 경우도 있으며, 불안정한 제어입력이 발생 할 수도 있다.[6,8]

본 논문에서는 기준모델에 근거한 퍼지규칙 도출법을 제안하고 이것을 모델기준 적응 퍼지제어기(model reference adaptive fuzzy controller)라고 명명한다.[11,12] MRAFC 는 단순 퍼지제어기와 플랜트로 구성된 내부 피드백 루프와 단순 퍼지 제어기의 제어규칙을 동조시키는 외부 루프로 구성하였다. 기준모델은 기준입력에 대해 전체 제어 시스템에 요구되는 제어성능을 특성화하고 수량화하는 퍼지 제어기 설계기준으로 사용되었다. 따라서 숙련전문가의 운전경험 및 지식을 기준모델로 표현하여 플랜트에서 요구되는 성능지표를 정량적으로 규정하는 것이 가능하였다. 또한, 이것은 미지 플랜트 동특성을 식별하기 위한 신호로 사용되어, 플랜트의 정보를 얻는데 이용되었다. 즉, 기준모델과 플랜트 출력사이의 추종 오차 정보가 적응메카니즘의 입력으로 사용되며 적응메카니즘은 플랜트 출력이 기준모델을 완벽하게 추종하기 위한 퍼지추론을 수행하고 규칙동조에 필요한 수정량을 발생한다. 이를 위해 오차정보의 특성에 근거한 제어규칙 동조모델을 설계하였다. 제안된 퍼지규칙 동조 알고리즘을 실제 산업 플랜트에 적용하는 사례 연구로서 로보트 매니플레이터용으로 널리 사용되는 직류 서보 전동기를 선정하여 속도 및 위치 명령의 변화가 빈번하고 부하가 심하게 변동하는 제어조건에 대해 심한 진동이나 오차없이 기준모델을 추종하는가를 확인하였다. 이를 위해 학습에 의한 서보 전동기용 제어규칙 도출, 목표값 변화에 대한 동조성능, 관성부하, 토크부하에 대한 적응 특성을 조사하고, 동일 조건하에서 기존의 PID, FLC 와 성능을 비교하여 평가하였다.

Ⅱ. 모델 기준 적응 퍼지제어

본 논문에서 제안한 모델기준 적응 퍼지제어기(model reference adaptive fuzzy controller:MRAFC)는 그림 1과 같이 퍼지 제어기와 기준모델, 적응 메카니즘의 3부분으로 구성되어 있다.[9]

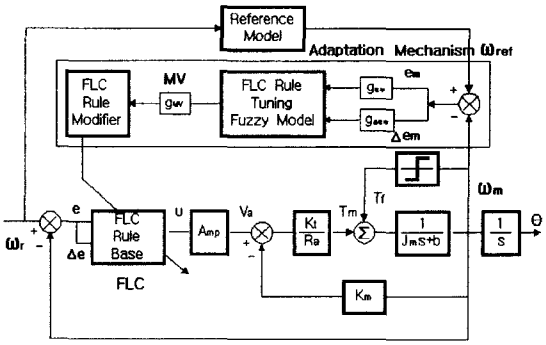


그림 1. 직류 전동기 속도 제어를 위한 MRAFC 의 블록선도

Fig. 1. Block diagram in MRAFC for speed control of DC motor.

1. 퍼지제어기의 설계

설계의 목적은 제어대상인 직류 서보 전동기의 속도 응답이 기준모델의 속도응답에 정상편차 없이 최적으로 추종하게 하는 것이다. 따라서 퍼지 제어기의 경우 기준속도 지령치 ωr과 실제 전동기 속도 ωm과의 오차 e 및 오차의 변화량 Δe를 입력 신호로 하고, 퍼지 추론 과정을 통해 출력되는 제어입력(비퍼지값)은 실제 전동기를 제어하는 토오크 전류 지령치 I(kT)를 출력변수로 선정하였다.

퍼지 제어기의 입출력 관계는 일반적으로 PI 제어기 형태가 많이 사용되나 서보 전동기와 같이 빠른 응답 특성이 요구되는 제어 대상에 대해서는 PI형 제어기의 증분형 출력으로는 대처하기 어렵다. 따라서 본 실험에서는 PD 제어기 형태로 표현되는 위치형 퍼지 제어기를 사용하였고, [e(kT), Δe(kT)] → I(kT)의 퍼지 함의 관계를 가지므로, k 번째 샘플링 시간에서 전동기에 입력되는 토크 전류 지령치는 k번째 샘플링 시간에서 추

론된 전류값 만이 사용된다.

$$\text{입력변수(전건부)} : e(kT) = \omega_r(kT) - \omega_m(kT)$$
$$\Delta e(kT) = e(kT) - e(kT-T)$$
$$\text{출력변수(후건부)} : I(kT) \quad (1)$$

여기서,

$\omega_r(kT)$: 기준속도 지령치,

$e(kT)$: 기준속도와 전동기 속도의 오차

$\omega_m(kT)$: 전동기 속도,

$\Delta e(kT)$: 기준속도와 전동기 속도의 오차변화,

$I(kT)$: 토오크 전류지령치, k : 샘플링 수,

T : 샘플링 주기 Ra : 전기자저항,

Kt : 전동기 토크 상수, Km : 역기전력 토크 상수,

Tm : 전동기 출력 토크, Jm : 전동기축의 관성 모멘트,

Tf : 마찰토크(미지외란)

정의된 입력변수는 매 샘플링 시간마다 측정되어 IF-THEN 형태의 퍼지규칙에 의하여 퍼지제어기의 출력을 결정한다. 규칙의 정성적 표현을 정량화하기 위해 전건부의 입력변수와 결론부 출력변수는 식(2)와 같은 언어집합을 사용한다.

$$\{NB\ NM\ NS\ ZO\ PS\ PM\ PB\} \quad (2)$$

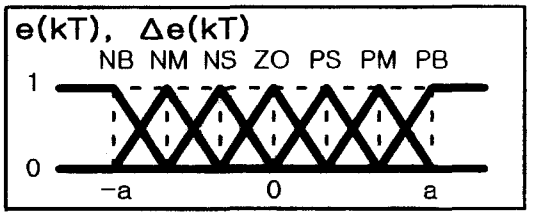
여기서, NB는 Negative Big, NM는 Negative Medium, NS는 Negative Small, ZO는 Zero, PS는 Positive Small, PM는 Positive Medium, PB는 Positive Big을 의미한다.

각 퍼지 추론규칙은 특정 플랜트의 제어를 위해 특성화한 제어규칙은 고려하지 않고, 임의의 플랜트에 대해 적합한 제어규칙을 MRAFC의 학습과정에서 도출하기 위해 초기 제어규칙은 일반적인 방법으로 설계하였다. 이를 위해 Mechicar-Whelan 이 제안한 meta-rule의 기본적인 제어특성을 바탕으로 표 1을 작성하였다.

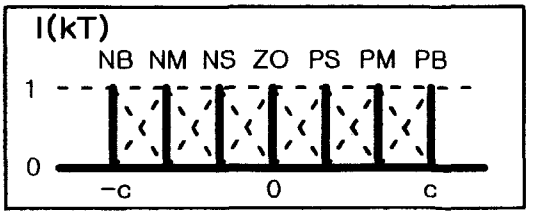
퍼지추론은 측정된 입력의 멤버쉽 함수값을 이용하여 제어입력의 멤버쉽 함수값을 구하는 과정으로, 구현하기 쉬운 단순퍼지 추론법(Simplified Fuzzy Reasoning Method)을 사용하였다. 멤버쉽함수의 전건부는 좌우대칭 삼각형 형태로 일곱부분으로, 결론부도 singleton 형태로 일곱부분으로 분할하여 설계하였다. 입·출력 변수 $e(kT)$, $\Delta e(kT)$, $I(kT)$ 에 대한 각 퍼지 멤버쉽 함수는 그림 2에 나타내었다. 퍼지제어기의 입·출력은 입·출력 이득(scaling factor)에 의해 전체논의(the universes of discourse)집합으로 정규화된다. 여기서, 입·출력 이득은 플랜트 응답이 초과량 없이 가장 빠른 상승시간을 나타내는 값으로 설정하였다.

표 1. 퍼지제어규칙
Table 1. control rules in FLC.

de \ e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZO
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZO	PS
MS	NB	NB	NM	NS	ZO	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZO	PS	PM	PB	PB	PB	PB



(a) 전건부



(b) 결론부

그림 2. 퍼지 제어규칙의 멤버쉽 함수
(a) 전건부 (b) 결론부

Fig. 2. Membership function for the control rules (a) antecedent (b) consequent.

추론과정을 통해 얻어진 출력값은 퍼지 값이므로 실제 플랜트를 제어하는 물리량으로 변환하기 위하여 비퍼지화 해야한다. 즉, 비퍼지값 $e(kT)$, $\Delta e(kT)$가 퍼지 제어기에 입력되면, 퍼지 추론을 거쳐 비퍼지 값 $I(kT)$는 무게중심법(center of gravity method)으로 다음 식(3)과 같이 구한다.

$$I(kT)=\frac{\sum_{i=1}^{N} DOFi\cdot Ii}{\sum_{i=1}^{N} DOFi} \quad (3)$$

여기서, 적합도(degree of fitness,DOF_i) = min [$\mu_{Ei}(e(kT))$, $\mu\Delta_{Ei}(\Delta e(kT))$]

I_i : i 번째 규칙 결론부의 실제값.

2. 기준모델

기준모델을 결정하기에 앞서 고려되는 설계사양은 계단 응답파형 또는 주파수 응답파형으로 표현되는 특징에 따라서 지정하는 것이 일반적이다. 계단응답 파형의 오버슈트는 안정도, 지연시간(delay time)과 최대치까지의 시간은 속응성, 정착시간은 속응성과 안정성을 표현할 수 있으며, 주파수 응답파형의 공진 첨두치(resonant peak)는 안정도, 대역폭(band width)은 속응성 등의 특성을 표현한다. 이러한 설계 사양들을 표현할 수 있고, 이에따라 기준모델을 결정하는 것도 간단하지 않다. 그런데, 물리 시스템에서 특별한 경우를 제외하고, 페루프 시스템은 대부분 감쇠진동 특성을 갖는다. 따라서 가장 단순한 표현으로 2차 진동 시스템의 전달 함수는 다음과 같다.

$$G_D(s)=\frac{w_n^2}{s^2+2\zeta w_n s+w_n^2} \quad (4)$$

즉, 앞에서 기술한 설계 사양들은 감쇠비 ζ (damping ratio)와 비감쇠 자연주파수 ωn(undamped natural frequency)로 해석적 표현이 가능하므로, 요구출력 성능을 규정할 수 있다. 또한 FLC와 같이 특정 플랜트에 대한 전문가의 경험및 지식에 근거한 제어기에서는 플랜트 운전자 또는 전문가가 요구성능을 쉽게 표현할 수 있어야 하며 이해하기가 용이해야한다. 따라서 본 논문에서는 기준입력에 대한 전체 제어 시스템에 요구되는 제어성능(오버슈트, 지연시간, 상승시간, 정착시간 등)을 특성화하고, 수량화하기 위해 2차 진동 시스템의 표현을 기준모델로 사용하였다. 즉, 기준모델은 제어대상의 특성에 따라 원하는 성능을 이러한 방법으로 설정된 기준모델은 퍼지제어기의 설계기준으로 사용되며, 숙련 전문가의 운전경험 및 지식을 기준모델로 표현하여 플랜트에 요구되는 성능지표를 정량적으로 규정하는 것이 가능하다. 그리고 SOC와는 달리 입출력 변수들은 과도상태 및 정상상태에서 항상 비슷한 정도의 작은 값들을 갖게되므로 기준입력 변화 및 외란 투입시에도 제어규칙 수정의 정도가 크게 변하지 않게되어 안정된 학습을 보장할 수 있다. 또한, 기준모델은 미지의 플랜트의 동특성을 식별하기 위한 신호로 사용되어, 플랜트의 정보를 얻는데 이용된다. 즉, 기준모델과 플랜트 출력사이의 추종오차에 관련된 정보는 기준모델을 완벽하게 추종하여 기준모델과 같은 제어성능을 얻기 위하여 퍼지제어기의 규칙을 어떻게 변화시켜야 할지를 나타내는 값을 계산하기 위하여 사용된다.

3. 적응 메카니즘

적응 메카니즘은 폐루프 시스템이 기준모델과 같이 동작하도록 퍼지 제어기의 규칙을 동조(tuning)하는 역활을 수행하며, 규칙 동조는 기준모델과 플랜트 출력의 오차에 대해 동작한다. 적응 메카니즘은 퍼지 제어기의 규칙동조를 위한 퍼지 추론 모델과 추론된 수정량에 따라 수정을 실행하고, 저장하는 규칙동조 실행부로 구성된다.

제어규칙을 동조하기 위한 퍼지모델의 입·출력변수는 식(5)로 정의되며, 입·출력 이득 gem, gΔem, gMV에 의해 전체논의 집합으로 정규화 된다. 그림 3 은 입·출력 변수(em(kT), Δem(kT), MV(kT))에 대한 멤버쉽 함수를 나타내며 좌우 대칭형이다. 규칙동조 퍼지 모델은 다음과 같은 IF-THEN 형태로 표현되고, 표 2 와 같이 추종 오차정보의 특성에 따라 분류할 수 있다.

IF $e_m(kT)$ is Positive Big and $\Delta e_m(kT)$ is Negative small

THEN MV(kT) is Positive Medium.

$$e_m(kT) = \omega_{ref}(kT) - \omega_m(kT) \quad (5)$$
$$\Delta e_m(kT) = e_m(kT) - e_m(kT-T)$$

여기서, $e_m(kT)$: 기준모델과 플랜트 출력의 추종오차,

$\Delta e_m(kT)$: 추종 오차의 변화,

$\omega_{ref}(kT)$: 기준모델의 출력,

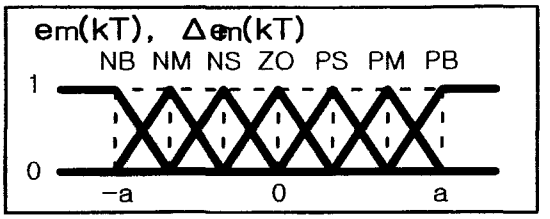
$\omega_m(kT)$: 플랜트 출력,

MV(kT) : 제어규칙의 결론 부 수정값

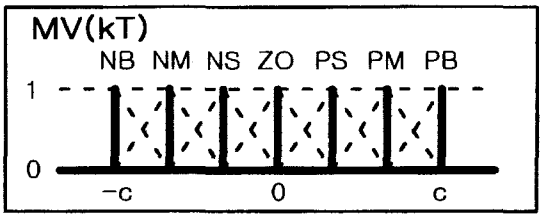
규칙 동조모델의 각 규칙군의 특성은 다음과 같이 기술 할 수 있다.

1) R_{ij} 규칙군 : $e_m(kT) < 0 \Rightarrow e_m(kT) << 0$, $\Delta e_m(kT) < 0$

플랜트 출력이 기준모델 출력보다 크고, 추종오차가 증가하므로 제어입 력을 감소시킨다.



(a) 전건부



(b) 결론부

그림 3. 제어규칙동조 퍼지모델의 멤버쉽함수
(a) 전건부 (b) 결론부

Fig. 3. Membership function of the fuzzy model for tuning the control rules.
(a) antecedent (b) consequent

표 2. 오차정보의 특성에 따라 분류된 규칙군

Table 2. The classified groups of control rules according to the features of error information.

	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB				C1			
NM		R_{ij}		C2		R_{ik}	
MS				C3			
ZO	A1	A2	A3	ZO	B3	B2	B1
PS				D3			
PM		R_{in}		D2		R_{im}	
PB				D1			

2) C_i 규칙군 : C_1 : $e_m(kT) <<< 0$, $\Delta e_m(kT) \approx 0$
C_2 : $e_m(kT) << 0$, $\Delta e_m(kT) \approx 0$
C_3 : $e_m(kT) < 0$, $\Delta e_m(kT) \approx 0$
플랜트 출력이 기준모델 출력보다 크고, 추종오차의 변화가 영이므로 추 종오차의 크기에 비례하여 제어입력을 감소시킨다.

3) R_{ik} 규칙군 : $e_m(kT) <<0 \Rightarrow e_m(kT) < 0$, $\Delta e_m(kT) > 0$, 플랜트 출력이 기준모델 출력보다 큰 상태이고, 추종오차가 감소하여 기준모델에 접근하므로 추종 오차의 크기 및 추종 오차변화의 속도에 비례하여 제어입력을 감소시킨 다. 그러나 추종오차에 비해 추종오차 변화속도가 큰 경우, 관성에 의한 미달량을 예측하여 제어입력을 증가시키거나 현 상태를 유지시킨다.

4) A_i 규칙군 : A_1 : $e_m(kT) > 0 \Rightarrow e_m(kT) \approx 0$, $\Delta e_m(kT) <<< 0$
A_2 : $e_m(kT) > 0 \Rightarrow e_m(kT) \approx 0$, $\Delta e_m(kT) << 0$
A_3 : $e_m(kT) > 0 \Rightarrow e_m(kT) \approx 0$, $\Delta e_m(kT) < 0$
플랜트 출력이 기준모델 출력 보다 작은 상태에서 제어입력이 증가되어 기준모델을 추종한 경우이므로 관성에 의한 초과량을 예측하여 추종오차 변화의 속도에 비례해서 제어입력을 감소시킨다.

5) B_i 규칙군 : B_1 : $e_m(kT) < 0 \Rightarrow e_m(kT) \approx 0$, $\Delta e_m(kT) >>> 0$
B_2 : $e_m(kT) < 0 \Rightarrow e_m(kT) \approx 0$, $\Delta e_m(kT) >> 0$
B_3 : $e_m(kT) < 0 \Rightarrow e_m(kT) \approx 0$, $\Delta e_m(kT) > 0$
플랜트 출력이 기준모델 출력 보다 큰 상태에서 제어입력이 감소되어 기 준모델을 추종한 상태이므로 관성에 의한 미달량을 예측하여 추종오차 변화의 속도에 비례해서 제어입력을 증가시킨다.

6) R_{in} 규칙군 : $e_m(kT) >> 0 \Rightarrow e_m(kT) > 0$, $\Delta e_m(kT) < 0$
플랜트 출력이 기준모델 출력보다 작은 상태이고, 추종오차가 감소하여 기준모델에 접근하므로 추종오차의 크기 및 오차변화의 속도에 비례하여 제어입력을 증가시킨다. 그러나 추종오차에 비해 추종오차 변화속도가 큰 경우, 관성에 의한 초과량을 예측하여 제어입력을 감소시키거나 현상태를 유지한다.

7) D_i 규칙군 : D_1 : $e_m(kT) >>> 0$, $\Delta e_m(kT) \approx 0$
D_2 : $e_m(kT) >> 0$, $\Delta e_m(kT) \approx 0$
D_3 : $e_m(kT) > 0$, $\Delta e_m(kT) \approx 0$
플랜트 출력이 기준모델 출력보다 작고,

추종오차의 변화가 영이므로 추 종오차의 크기에 비례해서 제어입력을 증가시킨다.

8) R_{im} 규칙군 : $e_m(kT) > 0 \Rightarrow e_m(kT) >> 0$, $\Delta e_m(kT) > 0$
플랜트 출력이 기준모델 출력보다 작은 상태이고, 추종오차가 증가하므로 제어입력을 증가시킨다.

이와같은 특성의 규칙군을 다시 Positive, Medium, Small 로 세분화하여 표 3과 같은 규칙동조 퍼지모델을 설계하였다.

표 3. 규칙동조 퍼지모델
Table 3. Fuzzy model for tuning the control rules.

de / e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZO
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZO	PS
MS	NB	NB	NM	NS	ZO	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZO	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZO	PS	PM	PB	PB	PB	PB

규칙동조 모델은 매 샘플링 시간마다 $e_m(kT)$가 입력되어 기준모델과 플랜트 출력사이의 오차가 영이 되도록 하는데 필요한 수정값(MV(kT))을 무게중심법을 통해 발생시켜 전 단계의 제어입력(I(kT-T))을 변화시키도록 작용한다. 즉, 현재의 제어성능은 전 단계의 제어입력에 기인한 결과이므로 기준모델을 추종하기 위한 수정값은 전 단계의 제어입력을 변화시키도록 (I(kT-T)+MV(kT))의 형태로 나타낼 수 있으나, 이런 경우 제어동작에 대한 일시적인 보상에 그치는 결과가 된다. 따라서 제어시스템의 성능을 더욱 개선시키기 위한 근본적인 방법으로서 과거의 제어결과를 사용하여 제어기의 기본제어방식을 변화시켜야한다. 이것은 과거의 제어결과에서 전 단계의 제어입력 I(kT-T)을 발생시키는데 기여하고 퍼지함의 관계가 있는 규칙 결론부 집합 U_n의 멤버쉽함수의 중심값을 이동시킴으로서 가능하다. 이러한 과정은 궁극적으로 퍼지 제어규칙의 수정을 의미하며, 규칙수정은 전 단계의 샘플링에서 제어동작에 사용되었던 규칙 결론부의 멤버쉽함수의 중심값을 수정값(MV(kT))을 사용하여 이동시킬 수 있다. 즉, 전 단계의 샘플링에서 발화되었던 규칙만이 수정되며, 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$Ci(kT)=Ci(kT-T)+MV(kT) \quad (6)$$

여기서, Ci(kT-T) : (kT-T)번째 샘플링 시간에서 사용되었던 규칙의 결론부 값
Ci(kT) : i 번째 규칙의 수정된 결론부 값

이러한 규칙동조 과정은 퍼지제어기 규칙동조 실행부에 의해 수행되며, 동조된 규칙은 새로운 규칙 수정값이 발생되어 다시 동조 될 때까지 기억하여 저장하는 기능도 포함한다.

Ⅲ. 실험 및 결과

본 논문에서 직류 서보전동기의 고성능 운전을 위하여 부하 변동에 강인한 적응제어 시스템 구현을 목적으로 MRAFC를 적용하였다. 이를 위해 디지틀 서보 시스템을 제작하였고, 실험은 서보전동기 시스템에 대해 MRAFC의 학습에 의한 퍼지규칙 도출이 가능한지를 고찰하였으며, 목표치 변화 및 관성부하, 토크부하 등의 부하외란에 대한 적응능력을 검증하기 위해 기존의 PID 및 FLC 와 동일 조건하에서 제어를 수행하여 그 성능을 비교하였다.

1. 실험장치 및 방법

실험을 위하여 제작한 디지틀 서보 시스템은 HITACHI 의 고성능 마이크로 프로세서인 H8/532를 적용한 디지틀 토크 서보 시스템(digital touqe servo system)으로, PWM주파수는 6.7[kHz]이며, PWM 펄스의 on-time 조정에 따라 전동기에 가해지는 전류를 조절하여 전동기의 회전을 제어하는 방식이다. 전동기 구동을 의한 증폭은 MOS-FET을 사용하고 별도의 전원공급기(최대 75V) 를 통해 전동기를 구동한다.

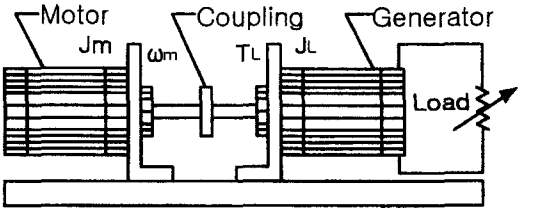


그림 4. 제어대상 시스템 구성도
Fig. 4. Configuration of control object system.

실험에서 사용한 전동기는 최대출력 200W(LG 기전, FMD-E20EA)이며, 속도및 위치 측정을 위한 센서로 1000[펄스/회전]의 분해능을 갖는 엔코더(LG 기전, TRD-J1000-RZ)를 사용하였다. 또한, 두 개의 직류 서보전동기를 구동용과 부하용으로 결합시킨 모델을 제어 대상 시스템으로 하였으며, 그림 4는 제어대상 시스템의 구성도를 나타낸다.

제어대상이 추종하여야 할 기준모델은 실제 적용되는 플랜트를 담당하는 전문가가 경험과 제어 지식에 근거하여 선정해야 하므로 본 실험에서는 설계자가 임의로 선정 하였다. 즉, $\zeta = 1$, $\omega n = 2$ 인 2 차 시스템을 기준모델로 선정하였다.

실험에서의 샘플링 시간은 실시간제어 및 알고리즘의 연산시간을 고려하여 5[ms]로 설정하였다. FLC 와 규칙동조모델의 입·출력 이득은 초과량없이 가장 빠른 상승시간을 나타내는 값으로 설정하였다.

2. 실험결과

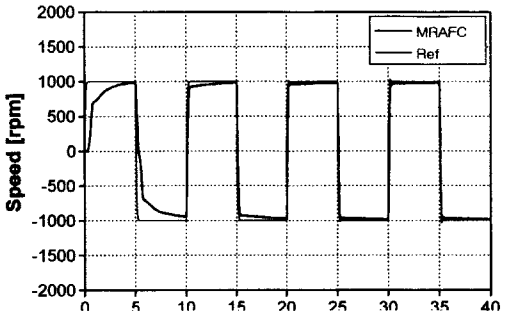
그림 5(a)는 반복학습을 위한 학습입력으로서 구형파를 1000 ⇒ 0 ⇒ -1000 [rpm]의 형태로 연속적인 변화를 주었을 경우의 MRAFC에 의한 전동기의 출력응답을 나타낸 것이다. MRAFC의 제어응답은 첫 번째 구형파에 대한 응답에서 지연현상이 나타났으나, 두 번째 학습주기에서부터 기준모델을 추종하여 지연현상이 현저히 감소하였으며, 세번째 주기에서 완전히 추종하여 학습이 완료되었다. 그림 5(b)(c)는 MRAFC 의 제어입력(지령전류)과 추종오차의 변화과정이다. 초기에 임의로 선정된 제어기 매개변수값으로 인해 기준입력을 추종하기에 지령전류가 미약하여 지연현상이 발생하였으나, 학습이 거듭될수록 제어규칙이 동조되어 충분한 전류지령값이 발생되었고 학습이 완료된 후에는 안정한 상태로 변화하였으며, 추종오차의 크기는 학습에 따라 현저히 감소되는 것을 보여주었다. 표 4는 학습종료 후 MRAFC로부터 얻어진 새로운 제어규칙표이다. 본 알고리즘의 학습으로 도출된 새로운 제어규칙의 타당성을 검증하기 위하여 적응기능을 차단하고 단순퍼지 제어기(FLC)의 제어규칙으로 사용하여 새로운 작업조건 및 동작점에 대한 제어성능을 조사하였다. 즉, 랜덤입력에 대한 궤적 추종 문제에 적용하였으며, 그림 6 은 랜덤입력에 대한 새로운 제어 규칙의 응답결과를 나타낸다. 전체 제어과정 동안 거의 모든 동작점에서 100 [rpm] 이내의 추종오차로 랜덤 궤적을 추종하는 결과를 나타내었으며, 도출된 새로운 제어규칙이 레귤레이션 문제만으로 한정되지 않고 불확실한 동적 시스템의 궤적 추종 문제에 대해서도 새로운 학습없이 적용할 수 있음을 보여주었다.

그림 7은 일정한 관성부하 상태에서 3000[rpm]의 속도지령으로 기동 할 경우의 속도응답 이다. 일정한 관성 부하로는 전동기 축을 부하용 전동기의 축과 연결하여 부하용 전동기(FMD-E20EA)의 관성 모멘트(1.33×10^{-3} kgf · cm Sec^2)를 이용하였다. 응답 결과는 MRAFC 의 경우 기동을 시작하여 125[ms] 후에 기준모델을 추종하여 기준속도에 도달하였고, 기존의 PID 는 제어기 이득을 K_p=1, K_i=0.2, K_d=0.025로 설정한 경우로서 85[ms]의 상승시간을 나타냈으며, FLC는 90[ms]의 상승시간으로 2[%] (약 60rpm)의 초과량 및 미달량을 나타낸후 기준속도에 도달하였다. 이 결과에서 관성부하에 대한 기존 제어기의 응답특성은 본 알고리즘에 의한 결과보다 약간 우수함을 보였으나, 본 알고리즘이 관성부하인 경우에도 기준모델을 정확히 추종하였다.

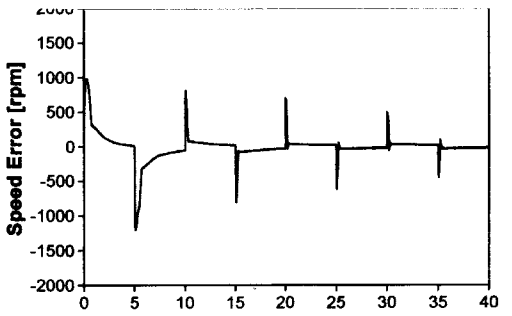
전동기의 동특성은 출력토크에 의해 좌우되며 토크는 전류성분에 의해 결정된다. 따라서 토크 부하를 인가하고 변동시키는 방법으로 전동기 축에 연결된 부하용 전동기(발전기)의 두 출력 단자에 저항부하, 즉 60[w] 백열전구 3개를 병렬로 연결하고 각각에 대한 스위치를 직렬로 연결하여 t=10, 15, 20 [sec](그림에서 1'st, 2'nd, 3'rd ON 으로 표시) 에서 각각 하나씩 인가하였다. 또한 t=25 [sec] 에서 모든 부하를 제거하고(그림에서 1+2+3 OFF 로 표시), t=30[sec] 에서 세개의 부하를 동시에 인가하는(그림에서 1+2+3 ON으로 표시) 방법으로 부하를 변동시켰다. 응답결과는 그림 8에서와 같이 부하를 인가하는 순간의 충격으로 약간의 미달량이 발생되었으나 0.32[sec]만에 기준모델에 복귀하여 부하변동에 대해 빠르게 대처하는 적응 특성을 나타냈다. 또한 세개의 전등부하를 동시에 제거한 경우도 약간의 초과량을 나타낸후 1.1[sec] 만에 적응하여 기준모델을 추종하였으며, 세개의 부하를 동시에 투입하였을 경우에도 1.3[sec]후에 기준모델에 복귀하였다. 반면에 그림 9 에서 기존의 PID는 제어기 이득을 K_p=1.2, K_i=0.4, K_d=0.03으로 설정한 경우의 응답으로서 세개의 부하를 동시에 인가한 경우 약 20[%](600[rpm])의 미달량과 약 9[%](270[rpm]) 정도의 정상상태 오차가 발생하였으며, 기존 FLC의 경우는 약 8.3[%](250[rpm])의 미달량과 4.3[%](130[rpm]) 정도의 정상상태 오차가 발생하였다.

그림 10은 일정한 관성부하를 가지며 속도가 빈번하게 변화하는 조건에서 토크부하를 인가하였을 경우에 대한 응답이다. 즉, 1800[rpm]의 기준속도로 기동시켜 5[sec] 동안 운전하고 3000[rpm]으로 기준속도가 변화되는 순간에 토크부하를 인가하는(그림에서 1'st ON 으로 표시) 방법으로 각각 t=5, 10, 15 [sec]에서 토크부하를 하나씩 인가하였으며, t=20[sec]에서 세개의 토크부하를 모두 제거하였고 t=25[sec]에서 다시 인가하였다. 부하 인가 순간에 약간의 미달량과 지연이 발생하였으나 신속하게 적응하여 모든 시점에서 기준모델을 정상상태오차 없이 양호하게 추종하였다. 그림 11에서 PID와 FLC 는 변속점 부근에서 약간의 초과량 및 미달량이 발생되었으며, 특히 정상상태오차가 약 250[rpm] 정도 발생하여 지속적으로 유지되었다.

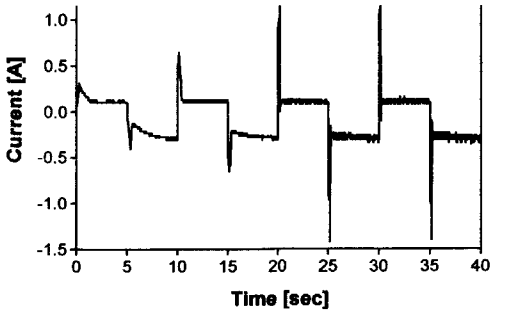
이들 결과로부터 본 알고리즘은 일정부하 보다는 예측하기 어려운 불확실한 부하나 동작점이 심하게 변화하는 부하, 비선형 특성이 내재하는 동적 시스템의 제어에 대해 기존의 제어기법보다 우수함을 확인하였다.



(a) 구형파 입력 및 응답



(b) 추종오차



(c) 제어입력

그림 5. 직류 서보 전동기에 대한 MRAFC 의 응답
Fig. 5. Response of the MRAFC for DC servo motor.

표 4. 직류 서보 전동기에 대한 초기규칙 및 학습으로 도출된 새로운 규칙표
Table 4. Initial control rules and new control rules derived from learning for DC servo motor (a) 초기 제어규칙표 (b) 새로운 제어규칙표.

(a) 초기 제어규칙표

e \ de	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	-1.00	-1.00	-1.00	-1.00	-0.66	-0.33	+0.00
NM	-1.00	-1.00	-0.66	-0.66	-0.33	+0.00	+0.33
NS	-1.00	-0.66	-0.33	-0.33	+0.00	+0.33	+0.66
ZO	-0.66	-0.66	-0.33	+0.00	+0.33	+0.66	+0.66
PS	-0.66	-0.33	+0.00	+0.33	+0.33	+0.66	+1.00
PM	-0.33	+0.00	+0.33	+0.66	+0.66	+1.00	+1.00
PB	+0.00	+0.33	+0.66	+1.00	+1.00	+1.00	+1.00

(b) 새로운 제어규칙표

e \ Δe	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	-1.09	-1.00	-1.00	-0.66	-0.66	-0.33	+0.00
NM	-1.00	-1.00	-0.66	-0.66	-0.33	+0.00	+0.33
NS	-0.19	-0.28	-1.35	-0.42	+1.08	+0.60	+2.13
ZO	-2.44	-1.44	-4.53	-0.35	+4.02	+1.29	+2.85
PS	-2.31	-0.63	-1.18	+0.18	+1.13	+0.21	+0.22
PM	-0.33	+0.00	+0.33	+0.66	+0.66	+1.00	+1.00
PB	+0.00	+0.33	+0.66	+0.66	+1.00	+1.00	+1.12

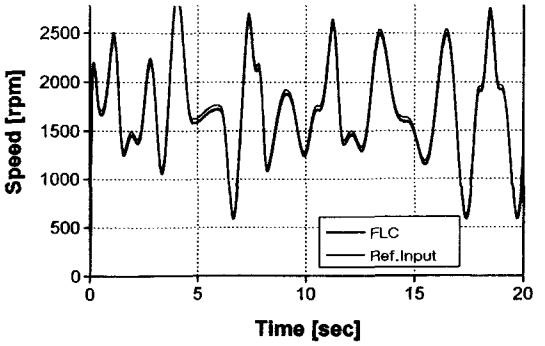


그림 6. 새로운 규칙의 랜덤입력에 대한 응답
Fig. 6. Response of the new control rules for random input

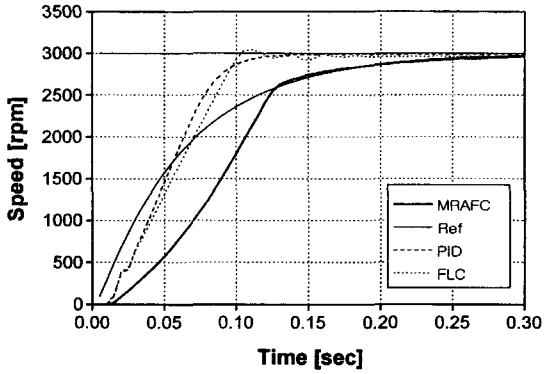


그림 7. 관성 부하에 대한 기동특성 실험결과
Fig. 7. Experimental results of MRAFC, PID, FLC for the constant speed with the inertia load.

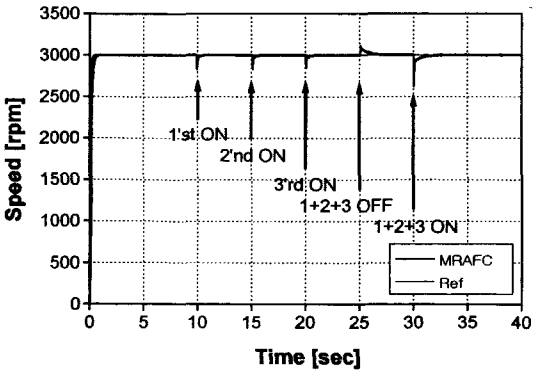


그림 8. 정상상태 동작하에서의 관성 및 토크부하에 대한 실험결과(MRAFC)
Fig. 8. Experimental results of MRAFC for the changes of the torque and inertia load with the constant speed.

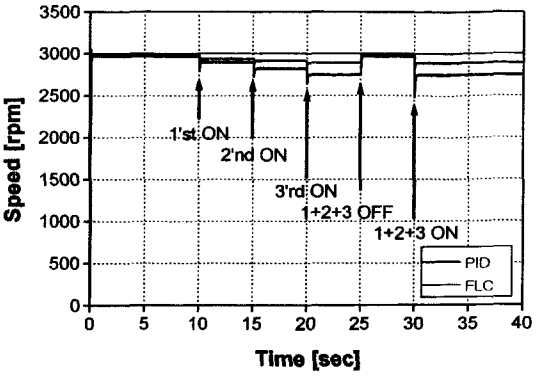


그림 9. 정상상태 동작하에서의 관성 및 토크부하에 대한 실험 결과 (PID 와 FLC)
Fig. 9. Experimental results of PID and FLC for the changes of torque and inertia load with the constant speed.

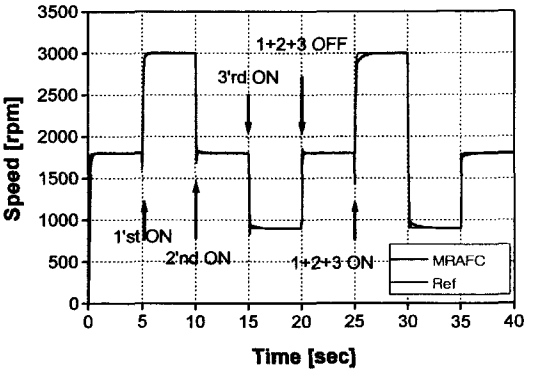


그림 10. 관성 부하시 속도와 토크부하 변동에 대한 실험 결과(MRAFC)
Fig. 10. Expemental results of MRAFC for the the changes of speed and the torque load with inertia load.

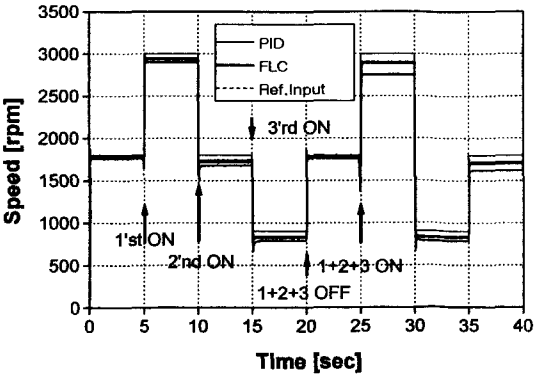


그림 11. 관성 부하시 속도와 토크부하에 대한 실험결과 (PID 와 FLC)
Fig. 11. Expemental results of PID and FLC for the changes of speed and the torque load with inertia load.

Ⅳ. 결 론

본 논문은 기존의 FLC 에 대한 제어규칙 도출의 어려움과 적응능력에 대한 단점을 극복하기 위해서, 모델 기준 적응 퍼지 제어기(MRAFC)를 제안하였다. 본 제어기는 퍼지 제어기와 플랜트로 구성된 내부 피드백 루프와 퍼지 제어기의 제어규칙을 동조하도록 설계된 적응 기구의 외부 루프로 구성하였다. 퍼지 제어기의 규칙을 동조시키기 위하여 추종오차의 크기, 극성 및 오차변화의 속도와 같은 추종오차 정보에 근거한 제어규칙 동조모델을 설계하였다. 제안한 MRAFC의 퍼지 규칙 도출성능 및 적응 제어성능을 평가하기 위해 실제 직류 서보 전동기를 대상으로 다양한 부하 실험을 수행하고 검증하여 다음의 결과를 얻었다.

(1) 기준모델을 도입함으로서 기존의 성능지표 나열 방식과는 달리 기준입력에 대해 전체 제어 시스템에 요구되는 제어성능을 구체적으로 명시하여 제어규칙을 동조함으로서 제어에 반영할 수 있었으며, 기준 모델과 같은 특성을 갖는 제어규칙을 구축할 수 있었다.

(2) 추종오차정보에 근거한 규칙동조모델은 기준모델의 출력을 추종하는데 타당하였으며 추종오차정보를 학습 및 동조 자료로 사용하므로 학습이 완료된 후의 정상상태에서는 불필요한 수정이 발생하지 않음으로서, 수렴특성 및 학습속도가 개선됨을 확인하였다.

(3) 기준모델을 반복 학습하여 도출한 퍼지 제어 규칙의 타당성을 검증하기 위하여 랜덤입력에 대한 궤적 추종문제에 적용한 결과 추종오차가 1.5[%] 정도로 우수한 추종성능을 나타내었다. 이 결과로 도출된 새로운 규칙이 레귤레이션 문제뿐만 아니라 불확실한 동적 시스템의 궤적 추종 문제에 대해서도 새로운 적응과정 없이 적용될 수 있음을 알았다.

(4) 관성부하에 대한 적응실험을 통하여 기동특성은 본 알고리즘이 PID 보다 수렴속도가 늦었지만, 다양한 속도 변화와 토크부하를 누적 시키는 경우에는 오히려 수렴특성 및 동조속도가 증가되고 전체적인 적응제어 성능이 개선되어 변동이 심한 부하에 대해 건장한 특성을 갖는 것으로 나타났다.

이들 결과로 부터 본 알고리즘은 외란 및 변동이 큰 부하에 대해서 건장한 특성이 요구되는 서보 시스템 및 로보트 매니플레이터의 제어, 다양한 산업제어에 적용되어 유용하게 활용될 수 있을 것으로 생각되며 그 성과가 기대된다.

참 고 문 헌

[1] L. A. Zadeh, "Fuzzy set," *Information and Control*, Vol. 8, pp. 308-353, 1965.

[2] E. H. Mamdani and S. Assilian,"An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller," *Int. J. Man-Machine Studies.*,Vol. 7, pp. 1-13, 1975.

[3] Y. F. Li and C. C. Lau, "Development of Fuzzy Algorithms for Servo Systems," *IEEE Control Systems* Mag., Vol. 9, No. 3, pp. 65-72, 1989.

[4] T.J. Procyk and E.H. Mamdani, "A Linguistic self-Organizing Process Controller," *Automatica*, Vol.15, pp. 15-30, 1979.

[5] S. Shao, "Fuzzy Self-Organizing Controller and its Application for Dynamic Process," *Fuzzy Sets and Systems*. Vol. 26, pp. 151-164 ,1988.

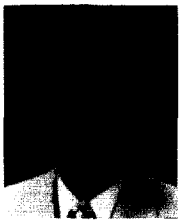
[6] M. Maeda, T. Sato, and S. Murakami, "Design of self tuning fuzzy controller," *In Proc. of Inter. Conf. on Fuzzy Logic & Neural Networks*, pp. 393-396, Iizuka, Japan, July, 1990.

[7] R.Tanscheit and E.M. Scharf "Experiments with the use of a rule-based Self-Organising controller for Robotics applications," *Fuzzy Sets Sys.* Vol. 26, pp. 195-214, 1988.

[8] B. S. Zhang, J. M. Edmunds, "Self-Organizing Fuzzy Logic Controller," *IEE Proc.-D*, Vol. 139, no.5, pp. 460-464, 1992.

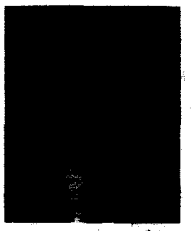
[9] J.H.Son, B.T.Jeon, L.K.Kim, M.H.Nam, "Weight Tuning for Adaptive Fuzzy Controller following Model Reference" *in Proc. of Inter. Joint Tech. Conf. on Circuits/Systems, Computers and Communications*, Vol.1, pp.57-61, Kongju, Korea, July, 1994.

저 자 소 개



孫 宰 顯(正會員)

1960년 4월 22일생. 1987년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1989년 동대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1995년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1995~1998년 한국전기안전공사 부설 전기안전시험연구원 선임연구원. 1998년~현재 영동전문대학 전기과 전임강사. 주 관심분야 : 인공지능을 이용한 적응제어, 고조파 저감대책



金 濟 泓(正會員)

1965년 11월 23일생. 1988년 2월 충북대학교 전기공학과 졸업. 1990년 2월 충북대학교 대학원 전기공학과(공학석사). 1998년 2월 충북대학교 대학원 전기공학과(공학박사). 1996년 2월~현재 영동전문대 전기과 조교수. 주 관심분야 : 전력전자, 전기기기