

유도전동기의 고성능 제어를 위한 적응 퍼지-뉴로 제어기

(Adaptive Fuzzy-Neuro Controller for High Performance of Induction Motor)

최정식 · 고재섭 · 정동화*

(Jung-Sik Choi · Jae-Sub Ko · Dong-Hwa Chung)

요 약

본 논문은 유도전동기 드라이브의 고성능 제어를 위한 적응 퍼지-뉴로 제어기를 제시한다. 이 알고리즘의 설계는 퍼지제어와 신경회로망을 사용하는 퍼지-신경회로망 제어기에 기초한다. 적응 퍼지-뉴로 제어기는 신경회로망의 학습패턴과 같은 퍼지 룰을 사용하고 또한 지령값과 실제값 사이의 오차를 최소화하기 위하여 신경회로망의 뉴런사이의 하중을 역전파 알고리즘 방법을 사용하여 조절한다.

적용 기준 모델 설계는 기준모델의 출력과 전동기 속도 사이의 오차와 오차 변화분을 기초로 한 퍼지 로직에 의하여 실행되는 적응 메카니즘을 제시한다. 적응 퍼지-뉴로 제어기의 제어 성능은 다양한 동작 상태에 대한 분석으로 평가한다. 제안한 제어시스템의 실험 결과는 고성능과 파라미터 변동과 정상상태 정확성, 순시응답의 강인성을 가진다.

Abstract

This paper is proposed adaptive fuzzy-neuro controller for high performance of induction motor drive. The design of this algorithm based on fuzzy-neural network controller that is implemented using fuzzy control and neural network. This controller uses fuzzy rule as training patterns of a neural network. Also, this controller uses the back-propagation method to adjust the weights between the neurons of neural network in order to minimize the error between the command output and actual output.

A model reference adaptive scheme is proposed in which the adaptation mechanism is executed by fuzzy logic based on the error and change of error measured between the motor speed and output of a reference model. The control performance of the adaptive fuzzy-neuro controller is evaluated by analysis for various operating conditions. The results of experiment prove that the proposed control system has strong high performance and robustness to parameter variation, and steady-state accuracy and transient response.

Key Words : Induction Motor Drive, Fuzzy Control, Neural Network, Adaptive Fuzzy-Neuro Controller, High Performance

* 주저자 : 순천대학교 공대 전기공학과 교수

Tel : 061-750-3543, Fax : 061-750-3508

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

접수일자 : 2005년 12월 30일

1차심사 : 2006년 1월 3일

심사완료 : 2006년 1월 27일

1. 서 론

최근 퍼지제어, 신경회로망 및 유전자 알고리즘

유도전동기의 고성능 제어를 위한 적응 퍼지-뉴로 제어기

등을 이용한 인공지능 제어는 전력전자 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 중요한 기법으로 인식되고 있다. 이러한 기법들은 적응제어 기법과 상호 혼합하여 적응-인공지능 제어기를 개발하고 있다. 그리고 이들 기법간의 상호 혼합한 방식은 적응성 및 강인성이 요구되는 유도전동기 드라이브에서 진가를 유감 없이 발휘할 전망이다[1-3].

간접 벡터제어는 유도전동기의 고성능을 위한 드라이브 시스템에 광범위하게 적용되고 있다. PI 제어기는 정상상태의 응답은 양호하게 나타나므로 산업현장에서는 PI 제어기를 많이 사용하고 있다. 그러나 PI 제어기는 유도전동기의 비선형 때문에 과도상태에서는 양호한 성능을 기대할 수 없다. 특히 외란, 속도 및 부하 등의 파라미터가 변동할 경우 고성능 및 강인성 제어를 실현하기 어렵다. PI 제어기의 비례이득 k_p 가 크면 상승시간이 작고 오버슈트는 커지며 안정시간이 길어진다. k_p 가 작으면 상승시간이 크고 오버슈트는 작으며 안정시간이 작아진다. 따라서 PI 제어기에서는 이득계수를 조절하여도 드라이브의 성능을 향상시키는데는 한계가 있다.

드라이브의 양호한 성능을 얻기 위하여 적응제어가 연구되었으며 적응제어는 종래의 PI 제어기에 비해 매우 양호한 성능을 얻을 수 있었다[4]. 이러한 적응제어 기법은 수학적인 모델링에 기초를 두고 있으며 다량의 알고리즘 때문에 매우 복잡하다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 직접 퍼지제어기가 개발되었으나 다양한 부하변동과 관성변화에 대하여 강인성의 응답특성을 기대하기가 어려우며 만족할만한 성능을 얻을 수 없다[5].

신경회로망을 이용한 드라이브의 파라미터 추정이 적응 제어기에 광범위하게 이용되고 있다[6-7]. 신경회로망은 일반적인 벡터제어 방법과 비교하여 적응제어의 능력이 우수하였다. 그러나 퍼지제어에서 나타나는 특성인 고성능 및 강인성 제어에서는 취약한 문제점이 나타난다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 감안하여 유도전동기 드라이브의 고성능 제어를 위하여 퍼지제어와 신경회로망을 혼합 구성한 적응 퍼지-뉴로 제어기를 제시한다. 적응 퍼지-뉴로 제어기는 퍼지룰의 전반부와 후반부를 클러스터링 방법과 다층 신경회로

망으로 구성한다. 퍼지제어에서 나타나는 장점인 고성능 및 강인성 제어를 얻을 수 있으며 신경회로망에서 나타나는 장점인 고도의 적응제어의 능력을 얻을 수 있다. 더욱 성능 향상을 위하여 기준모델에 기초한 적응 메카니즘의 기법을 적용한다[8]. 퍼지-뉴로 제어기의 출력과 적응 퍼지제어의 출력을 합하여 최종 출력을 얻는다. 본 제어기를 유도전동기의 드라이브 시스템에 적용하여 파라미터의 변동, 정상상태 및 과도상태 등의 응답특성을 분석하고 본 제어기의 타당성을 입증한다.

2. 유도전동기의 모델링

그림 1은 동기 회전 좌표계에서 $d-q$ 축 등가회로를 나타낸다.

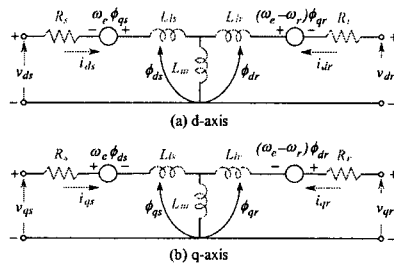


그림 1. 동기회전 좌표계에서 $d-q$ 등가회로

Fig. 1. $d-q$ equivalent circuit at synchronously rotating reference frame

그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하면 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_e L_s & L_m p & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & R_s + L_s p & \omega_e L_m & L_m p \\ L_m p & -\omega_e L_m & R_r + L_r p & -\omega_e L_r \\ \omega_e L_m & L_m p & \omega_e L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서

$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$: 슬립 각속도

i_{ds}, i_{qs} : d, q 축 전류

v_{ds}, v_{qs} : d, q 축 고정자 전압

R_s, L_s : 고정자의 저항 및 자기 인덕턴스
 R_r, L_r : 회전자의 저항 및 자기 인덕턴스
 L_m : 상호 인덕턴스

유도전동기의 기계적인 방정식은 다음과 같다.

$$T_c = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_l \quad (2)$$

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_m \quad (3)$$

여기서 T_c 는 발생토크, T_l 은 부하토크, J 는 관성 계수 및 B 는 마찰계수이다.

발생토크를 구하면 다음과 같다.

$$T_c = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (4)$$

3. 하이브리드 인공지능 제어기

유도전동기 드라이브의 속도를 추종 및 제어를 위하여 PI, PID 및 적응제어 기법이 많이 사용되었다. 그러나 이 기법들은 $d-q$ 축 파라미터를 구하는데 복잡하고 파라미터의 변동 및 부하변화에 매우 민감하였다.

유도전동기의 속도를 제어하기 위하여 적응 퍼지 제어기 및 신경회로망이 개발되었다. 이러한 기법들은 파라미터 변동, 부하변화 및 시스템 외란 등에 강한 특성을 발휘하였다. 그러나 이 제어기들의 특징에서 각각의 문제점이 내포되어 있으므로 더욱 더 새로운 방법의 기법들을 개발하기 위하여 새로운 방법들이 시도되고 있다. 적응, 퍼지제어, 신경회로망 및 유전자 알고리즘을 상호 혼합하여 각 제어기의 장점을 공유하는 혼합제어가 유력한 기법으로 평가 받을 것으로 예측된다.

그림 2는 하이브리드 인공지능 제어기의 연구에 대하여 도식적으로 표현을 해 보았다. 각 제어기들은 화살표 방향으로 상호 공유하여 혼합제어를 형성할 수 있다.

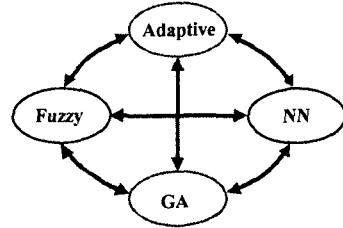


그림 2. 하이브리드 인공지능 제어기의 연구
 Fig. 2. Research of hybrid artificial intelligent controller

본 논문에서는 적응제어, 퍼지제어와 신경회로망을 혼합한 형태의 이용하여 하이브리드 인공지능 제어기를 구성하였다. 이를 이용하여 유도전동기의 고성능 제어를 하게 된다.

4. 퍼지-뉴로 제어기의 설계

퍼지-뉴로 제어기는 퍼지제어와 신경회로망을 혼합 구성하며 강력한 표현의 유연성과 수치 처리능력을 가지고 있다. 이 제어기는 퍼지룰의 전반부와 후반부를 클러스터링 방법과 다층 신경회로망으로 구성한다. 그리고 퍼지제어와 같은 강인성 제어와 신경회로망과 같은 고도의 적응능력을 장점을 가지게 된다.

유도전동기 드라이브의 제어를 위한 직접 퍼지 제어기의 구조는 그림 3과 같다.

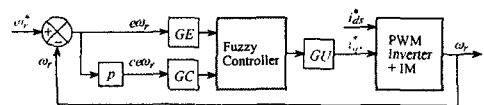


그림 3. 직접 퍼지제어기의 구조
 Fig. 3. Structure of direct fuzzy control

일반적으로 퍼지제어기의 동적인 동작은 전문지식에 기초한 언어 제어룰의 집합에 의해 특성화된다. 언어 제어룰은 다음과 같이 가정한다.

$$\text{If } E \text{ is } A_{i1} \text{ and } CE \text{ is } A_{i2} \text{ then } U \text{ is } B_i \quad (5)$$

여기서 E, CE 및 U 는 각각 오차, 오차의 변화 및 제어변수를 나타낸다. A_{in} 은 퍼지 멤버십 함수

유도전동기의 고성능 제어를 위한 적응 퍼지-뉴로 제어기

$\mu_A(x_j)$ 에 의해 특성화된 퍼지변수를 나타내고 B_i 는 실수로 된 상수이다. E, CE 및 U 의 퍼지집합은 {NL, NM, NS, ZE, PS, PM, PL}이다. 그림 4는 퍼지 집합의 멤버쉽 함수를 나타낸다.

유도전동기 드라이브의 고성능 및 강인성 제어를 위하여 동적 특성에서 다양한 속도 추정능력, 부하 변화에 적응하여 조절할 수 있는 양호한 응답특성이 요구된다. 따라서 일반적인 퍼지제어기에서는 이러한 요구에 만족할 수 없기 때문에 본 연구에서는 퍼지제어기와 신경회로망을 상호 혼합하여 퍼지-뉴로 제어기를 구성한다. 그림 5는 유도전동기 드라이브의 제어를 위하여 퍼지-뉴로 제어기의 구조를 나타낸다.

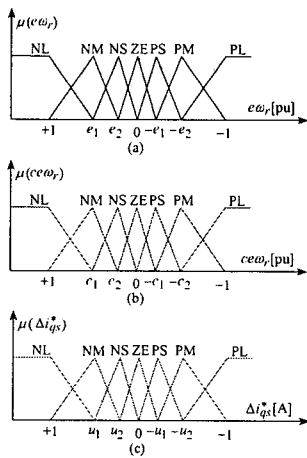


그림 4. 퍼지변수의 멤버쉽 함수
Fig. 4. Membership function of the fuzzy variables

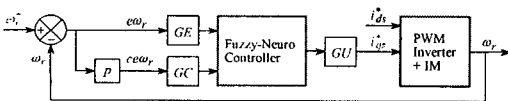


그림 5. 퍼지-뉴로 제어기의 구조
Fig. 5. Structure of fuzzy-neuro controller

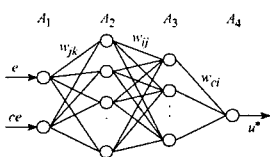


그림 6. 퍼지-뉴로 제어기의 구성
Fig. 6. The construction of fuzzy-neuro controller

그림 6은 퍼지-뉴로 제어기의 구성을 나타내며 여기서 두 개의 입력변수는 오차 e 와 오차의 변화분 ce 이고 출력변수는 제어변수 u 이다.

5. 퍼지-뉴로 제어기의 구현

5.1 전반부 구현

그림 6에서 나타난 A_1 층부터 A_3 층 사이의 신경회로망은 퍼지룰에 대한 전반부의 구현을 나타낸다. 전반부의 멤버쉽 함수를 효과적으로 설계하기 위하여 신경회로망의 구조를 간단하게 하고 수렴속도를 개선하기 위하여 클러스터링 방법을 적용한다. 표 1은 퍼지 제어룰의 집합을 나타낸다.

표 1. 퍼지룰 표
Table 1. Fuzzy rule table

$e \omega_r$ / $ce \omega_r$	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NS	ZE
NM	NL	NL	NL	NM	NS	ZE	PS
NS	NL	NL	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL
PM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL	PL
PL	ZE	PS	PM	PL	PL	PL	PL

퍼지 룰베이스에서 입력공간은 49개의 부분 공간으로 나눈다. 룰이 동일한 동작일 경우 같은 입력공간으로 클러스터링한다. 그런 다음 새로운 클러스터링과 일치하는 룰은 전문가에 의해 재 설계되고 신경회로망으로 구현한다. 퍼지룰의 수는 클러스터링 방법에 의해 매우 감소시킬 수 있다. 또한 이러한 구현은 비선형 함수를 설계할 수 있으며 신경세포의 시그모이드 특성에 의해 퍼지의 입력공간을 분할한다. A_3 층에서 각 신경세포의 출력은 각 부분 공간에서 퍼지룰의 진리값이다. 퍼지 클러스터링과 학습을 실현하기 위하여 이전 49룰과 같은 효과를 얻는 퍼지-뉴로 제어기는 오차의 함수가 필요하다. 퍼지-뉴로 제어기가 입력 데이터를 위한 요구분할의 성취도

에 따라서 결정되는 오차함수는 다음과 같다.

$$E = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^r (T_i - O_i)^2 \quad (6)$$

$$T_i = \begin{cases} 1, & (x_1, x_2) \in R' \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

여기서 r 는 클러스터의 수를 나타내며 T_i 는 어떤 입력 데이터가 요구되는 클러스터에 포함되는지 여부를 결정하는 함수이다. 그리고 O_i 는 A_3 층에서 신경세포의 출력이다.

오차함수를 정의한 후, 오차를 최소화하기 위하여 다음 단계는 오차 역전파 알고리즘에 의해 A_4 층과 A_3 층 사이에 가중치 W_{jk} 와 W_{ij} 를 조절한다. 가중치 조절을 통하여 신경회로망은 클러스터 된 퍼지룰의 전반부를 완전하게 구현할 수 있다.

$$\Delta W_{jk} = -\eta \frac{\partial E}{\partial W_{jk}} = -\eta \delta_j X_k \quad (8)$$

$$\Delta W_{ij} = -\eta \frac{\partial E}{\partial W_{ij}} = -\eta \delta_i O_j \quad (9)$$

여기서

$$\delta_i = (T_i - O_i) f'(U_i) \quad (10)$$

$$\delta_j = f'(U_j) \sum \delta_i W_{ij} \quad (11)$$

O_j 는 A_2 층에서 신경세포의 출력이며 η 는 학습률, $f'(\cdot)$ 는 시그모이드 함수의 미분이며 U_i 와 U_j 는 각각 A_2 층과 A_3 층에서 각 신경세포에 대한 전체 입력을 나타낸다.

마지막으로 학습과정 동안 진동을 피하고 수렴속도를 개선하기 위하여 다음과 같은 모멘텀(momentum) 항으로 새로운 조절을 가정한다.

$$W_{jk}(t+1) = W_{jk}(t) + \Delta W_{jk} + \alpha[W_{jk}(t) - W_{jk}(t-1)] \quad (12)$$

$$W_{ij}(t+1) = W_{ij}(t) + \Delta W_{ij} + \alpha[W_{ij}(t) - W_{ij}(t-1)] \quad (13)$$

5.2 후반부의 구현

그림 6에서 A_3 층과 A_4 층 사이의 신경회로망은 퍼지룰의 후반부의 구현을 나타낸다. 학습 동안 가중치 W_{ci} 는 다음 오차 함수를 최소화하기 위하여 조절한다.

$$E^* = \frac{1}{2} \sum (U^* - U)^2 \quad (14)$$

여기서 U^* 와 U 는 퍼지-뉴로 제어기의 요구치와 실제치를 나타낸다.

일반적인 델타룰을 사용하여 가중치 W_{ci} 의 변화 ΔW_{ci} 는 오차함수인 식(14)을 최소화할 수 있고 퍼지룰의 후반부를 재 정의하여 다음 식을 결정한다.

$$\Delta W_{ci} = -\eta \frac{\partial E^*}{\partial W_{ci}} = -\eta \delta_c O_i \quad (15)$$

$$W_{ci}(t+1) = W_{ci}(t) + \Delta W_{ci} + \alpha[W_{ci}(t) - W_{ci}(t-1)] \quad (16)$$

여기서 δ_c 는 퍼지-뉴로 제어기의 출력에서 오차 신호이다.

6. 적응 퍼지-뉴로 제어기의 설계

유도전동기 드라이브는 과도 특성에서 다양한 속도 추정능력, 부하 및 관성 등 파라미터의 변동에도 고성능 및 강인성이 요구된다. 적응 퍼지-뉴로 제어기는 퍼지-뉴로 제어기에 기준 모델을 설계하여 퍼지추론으로 구현할 수 있는 적응 메카니즘으로 구성한다.

그림 7은 퍼지-뉴로 제어기를 설계하고, 적응 퍼지제어기인 AFC(Adaptive Fuzzy Controller)[8]를 병렬로 연결하여 적응 퍼지-뉴로 제어기를 구성한다. 퍼지-뉴로 제어기에서 나타나는 오차를 보상하기 위하여 AFC를 사용하며 AFC는 기준 모델을 고려한 적응 메카니즘을 나타낸다.

유도전동기의 고성능 제어를 위한 적응 퍼지-뉴로 제어기

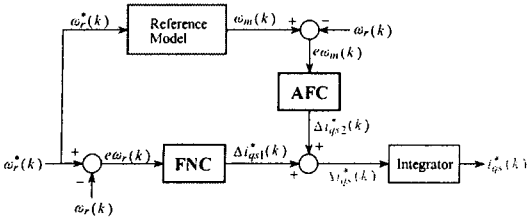


그림 7. 제시한 적응 퍼지-뉴로 제어기의 알고리즘
Fig. 7. Algorithm of proposed adaptive fuzzy-neuro controller

FNC(Fuzzy-Neuro Controller)에 의한 출력은 $\Delta i_{qs1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령 q 축 전류를 얻는다.

AFC는 기준모델을 사용하여 그림 7에서 전동기의 출력 $\omega_r(k)$ 는 기준모델의 출력 $\omega_m(k)$ 와 비교하여 오차 $e\omega_m(k)$ 는 AFC에 의해 수행된다. 기준모델은 안정화 시간 및 오버슈트와 같은 설계기준을 만족하는 요구성능을 충족시키기 위하여 사용하며 1차 시스템을 사용한다. 그림 8은 기준모델에 의한 AFC를 나타낸다. AFC의 루프는 FNC 루프와 병렬로 연결한다.

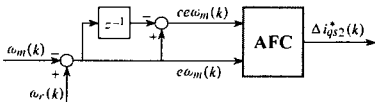


그림 8. 기준모델에 의한 AFC
Fig. 8. AFC with reference model

AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 를 발생시킨다. $\Delta i_{qs1}^*(k)$ 과 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 를 합하여 $i_{qs}^*(k)$ 를 구하여 이를 적분기를 통해 $i_{qs}^*(k)$ 를 발생시켜 플랜트에 인가한다.

AFC의 입력은 기준모델의 출력과 실제속도의 오차($e\omega_m(k)$)와 오차의 변화분($ce\omega_m(k)$)을 사용한다. 오차와 오차의 변화분은 다음과 같다.

$$e\omega_m(k) = \omega_m(k) - \omega_r(k) \quad (17)$$

$$ce\omega_m(k) = e\omega_m(k) - e\omega_m(k-1) \quad (18)$$

위의 두 입력은 적응 퍼지의 룰 베이스에 의해 지령 q 축 전류에 보상되는 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 가 발생된다. 여기서 $\omega_m^*(k)$ 는 기준모델에 의한 지령속도이며 $\omega_r(k)$ 는 실제 회전자 속도이다.

퍼지-뉴로의 출력에서 $\Delta i_{qs1}^*(k)$ 을 얻어 AFC에서 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 와 합하면 퍼지제어기의 지령 q 축 전류를 얻을 수 있다.

$$i_{qs}^*(k) = i_{qs}^*(k-1) + [\Delta i_{qs1}^*(k) + \Delta i_{qs2}^*(k)] \quad (19)$$

퍼지-뉴로 제어기에 의해 제어되는 유도전동기의 드라이브 시스템은 그림 9와 같고 인버터는 공간벡터 PWM 방식을 사용한다.

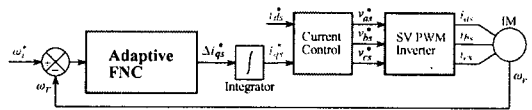


그림 9. 유도전동기의 드라이브 시스템의 구성도
Fig. 9. Configuration diagram of induction motor drive

7. 시스템의 성능결과

그림 10은 본 논문에서 실험을 위해 제작된 유도전동기 구동시스템을 나타낸다.

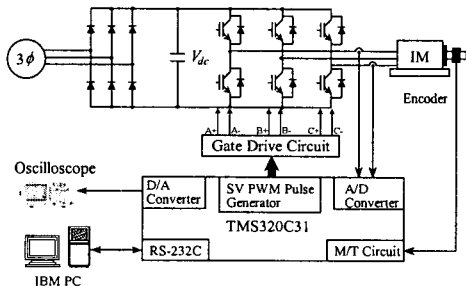


그림 10. 시스템 구성도
Fig. 10. system configuration

유도전동기의 다양한 운전조건에서 FNC 제어기와 본 논문에서 제시한 AFNC 제어기의 실험 결과를 비교하였다.

그림 11과 12는 무부하 상태에서 스텝 지령속도를 정격인 1720[rpm]으로 운전시켰을 경우의 FNC 제어기와 AFNC 제어기의 응답특성 결과이다. 그림 (a)는 지령속도와 실제속도, 그림 (b)는 q 축 전류를 나타내고 그림 (c)는 발생토크를 나타낸다. 스텝 지령속도에 대한 실험결과는 AFNC 제어기의 속도가 FNC 제어기에 비해 오버슈트가 크게 감소하고, 상승 시간이 빠르며, 정상상태에 빠르게 도달한다.

그림 13과 14는 부하토크를 4[N·m] 인가한 상태에서 정격속도로 운전하였을 경우의 FNC 제어기와 AFNC 제어기의 응답특성을 나타낸다. 부하를 인가한 상태에서 정격속도로 운전시켰을 경우에도 AFNC 제어기의 성능은 FNC 제어기 보다 오버슈트가 적고 속도 응답성능이 양호하게 나타난다.

그림 15과 16은 무부하 상태에서 1000[rpm]으로 운전 중, 부하토크를 10[N·m] 인가 한 경우의 FNC 제어기와 AFNC 제어기의 응답특성을 나타낸다. 일정한 속도로 운전 중, 부하토크를 인가한 경우 AFNC 제어기의 응답특성은 FNC 제어기 보다 속도 변화가 감소하고 빠르게 지령속도에 도달한다.

그림 17와 18은 무부하 상태에서 스텝 지령속도를 1200[rpm]과 600[rpm]으로 반복적으로 변화시켰을 경우의 FNC 제어기와 AFNC 제어기의 응답특성이다. 무부하 운전상태에서 스텝 지령속도를 작게 변화시켰을 경우 AFNC 제어기의 속도가 정상상태에 빠르게 추종하지만 응답특성은 거의 유사하게 나타난다.

그림 19과 20에서 스텝 지령속도를 -1200[rpm]과 1200[rpm]으로 정·역회전시켰을 경우의 FNC 제어기와 AFNC 제어기의 응답특성을 나타낸다. AFNC 제어기의 속도는 FNC 제어기의 속도에 비하여 오버슈트가 감소하며 정상상태에 빠르게 도달한다.

AFNC 제어기의 속도는 FNC 제어에 비교하여 스텝 지령속도 변화와 부하 인가시 속도 변화, 정·역회전 운전 등에 오버슈트가 감소하고 상승시간이 빠르며 정상상태에 빠르게 도달하였다. 그리고 정속도 운전에서 부하를 인가한 경우에 속도변화의 폭이 감소하고 빠르게 지령속도에 추종하였다. 따라서 본 논문에서 제시한 AFNC 제어기가 지령속도의 변화, 부하변화 등의 광범위한 운전조건에서 FNC 제어기

보다 응답특성이 매우 향상되므로 AFNC 제어기의 타당성을 입증할 수 있었다.

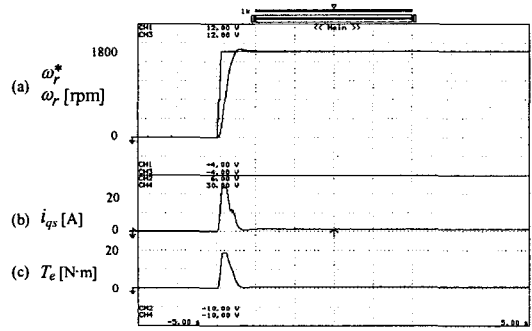


그림 11. 스텝 지령속도에 대한 FNC 제어기의 응답특성
Fig. 11. Response characteristics of FNC controller with step command speed

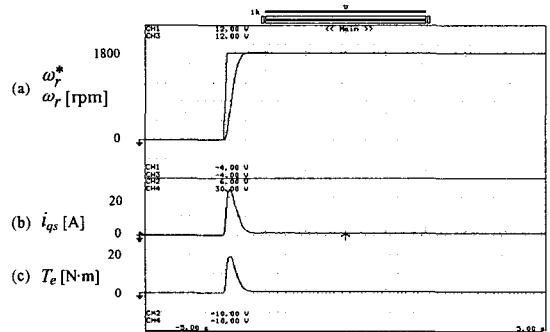


그림 12. 스텝 지령속도에 대한 AFNC 제어기의 응답특성
Fig. 12. Response characteristics of AFNC controller with step command speed

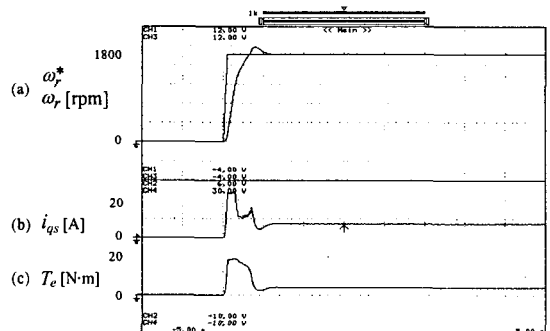


그림 13. 부하 인가에 대한 FNC 제어기의 응답특성
Fig. 13. Response characteristics of FNC controller with load torque

유도전동기의 고성능 제어를 위한 적응 퍼지-뉴로 제어기

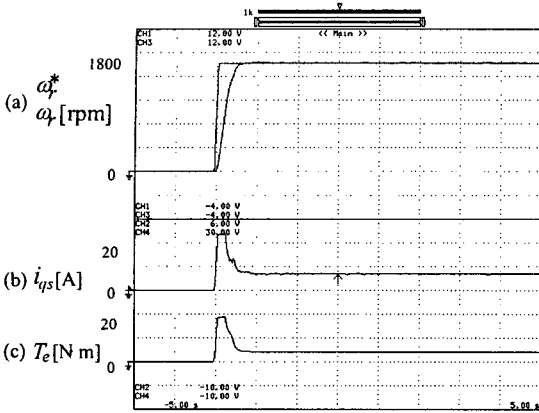


그림 14. 부하 인가에 대한 AFNC 제어기의 응답특성
Fig. 14. Response characteristics of AFNC controller with load torque

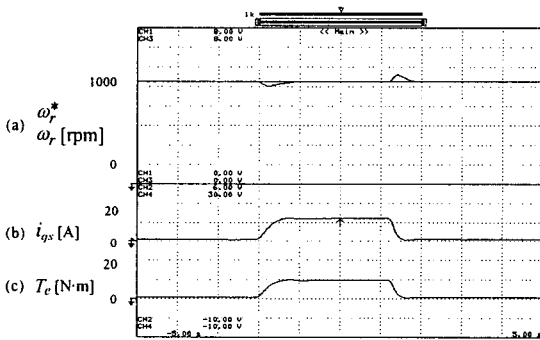


그림 15. 부하토크 변화에 대한 FNC 제어기의 응답특성
Fig. 15. Response characteristics of FNC controller with change of load torque

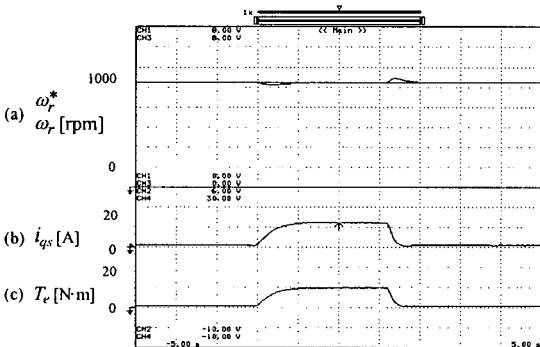


그림 16. 부하토크 변화에 대한 AFNC 제어기의 응답특성
Fig. 16. Response characteristics of AFNC controller with change of load torque

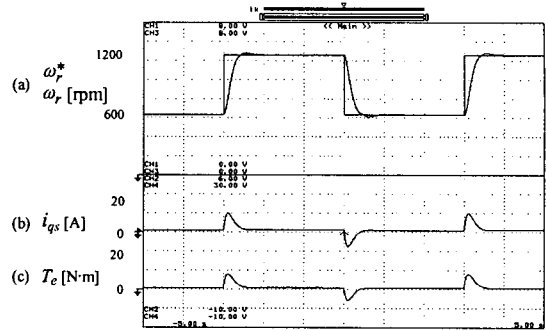


그림 17. 스텝 지령속도의 변화에 대한 FNC 제어기의 응답특성
Fig. 17. Response characteristics of FNC controller with change of step command speed

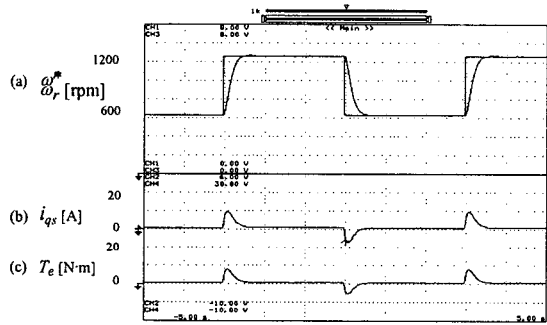


그림 18. 스텝 지령속도의 변화에 대한 AFNC 제어기의 응답특성
Fig. 18. Response characteristics of AFNC controller with change of step command speed

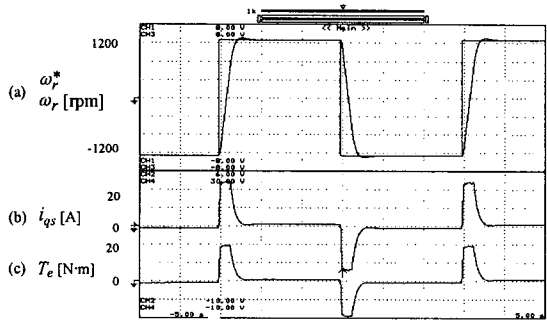


그림 19. 정·역 스텝 지령속도의 변화에 대한 FNC 제어기의 응답특성
Fig. 19. Response characteristics of FNC controller with change of forward reverse step command speed

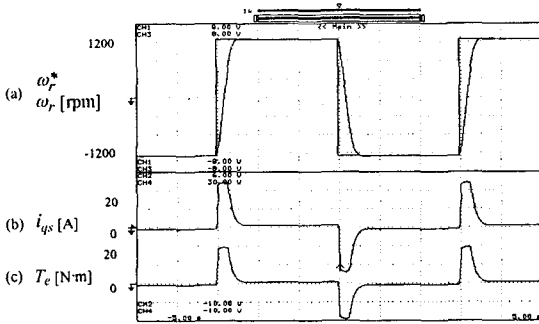


그림 20. 정·역 스텝 지령속도의 변화에 대한 AFNC 제어기의 응답특성
 Fig. 20. Response characteristics of AFNC controller with change of forward reverse step command speed

8. 결 론

본 연구에서는 유도전동기 드라이브의 고성능 제어를 위하여 AFNC 제어기를 제시하였다. FNC 제어기는 퍼지룰의 조건부와 결론부를 클러스터링 방법과 다층 신경회로망으로 구성하였다. 이 제어기는 퍼지제어에서 나타나는 장점인 고성능 및 강인성 제어를 얻을 수 있으며 신경회로망에서 나타나는 장점인 고도의 적응제어의 능력을 얻을 수 있다. 더욱 성능 향상을 위하여 기존모델에 기초한 적응 메카니즘의 기법을 적용해 보았다.

AFNC 제어기를 유도전동기의 드라이브 시스템에 적용하여 파라미터의 변동, 정상상태 및 과도상태 등의 응답특성을 분석하였다. 샘플링 시간, 속도, 부하토크 및 관성의 변화에도 AFNC 제어기는 FNC 제어기 보다 상승시간은 빠르고 오버슈트는 작게 나타나며 고성능으로 적응 추정할 수 있었다. 그리고 전동기의 정·역회전인 4상한 운전에서도 AFNC의 성능은 우수하게 나타났다.

본 연구에서는 제시한 AFNC 제어기는 파라미터의 변동 및 과도상태에서 드라이브의 응답특성이 양호하게 나타났으며 속도의 추정도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다.

본 과제는 교육인적자원부와 산업자원부의 출연금 및 보조금으로 수행한 산학협력중심대학육성사업의 연구결과입니다.

References

- [1] E. Cerruto, A. Consoil, A. Raciti and A. Testa, "Adaptive fuzzy control of high performance motion systems," in Proc. IEEE IECON Conf. Rec., San Diego, CA, Nov. 9-13, pp. 88-94, 1992.
- [2] H. Hong, et al., "A design of auto-tuning PID controller using fuzzy logic," in Proc. IEEE IECON Conf. Rec., San Diego, CA, Nov. 9-13, pp. 971-976, 1992.
- [3] E. Cerruto, A. Consoil, P. Kucer and A. Testa, "A fuzzy logic quasi sliding-mode controlled motor drive," in Proc. IEEE ISIE Conf. Rec., Budapest, Hungary, June 1-3, pp. 652-657, 1993.
- [4] K. J. Astrom and B. Wittenmark, "Adaptive control," Addison-Wesley, 1989.
- [5] D. H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system," KIEE, vol. 47, no. 12, pp. 2171-2180, 1998.
- [6] M. G. Simoes and B. K. Bose, "Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive," IEEE Trans. IA, vol. 31, no. 3, pp. 620-629, 1995.
- [7] M. T. Wishart and R. G. Harley, "Identification and control of induction machines using neural networks," IEEE Trans. IA, vol. 31, no. 3, pp. 612-619, 1995.
- [8] D. H. Chung, et al., "MRAC fuzzy control of induction motor," The Trans. of KIEE, vol. 7, no. 3, pp. 215-223, 2002.

◆ 저자소개 ◆

최정식 (崔正植)

1980년 2월 9일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업. 2005년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : 061-750-3543

Fax : 061-752-9841

E-mail : 1108cjs@daum.net

고재섭 (高在涉)

1980년 2월 2일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업. 2005년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : 061-750-3543

Fax : 061-752-9841

E-mail : kokos22@naver.com

정동화 (鄭東和)

1955년 8월 15일생. 1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년~현재 순천대학교 정보통신공학부 교수.

Tel : 061-750-3543

Fax : 061-752-9841

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

WebPage: <http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777>