

논문 2004-41SC-3-6

IPMSM 드라이브의 속도제어를 위한 적응 FNN 제어기의 설계

(Design of Adaptive FNN Controller for Speed Control of IPMSM Drive)

이 정 철*, 이 홍 균*, 정 동 화*

(Jung-Chul Lee, Hong-Gyun Lee, and Dong-Hwa Chung)

요 약

본 논문은 IPMSM 드라이브의 고성능 속도 제어를 위하여 퍼지제어와 신경회로망을 혼합 구성한 적응 FNN 제어기를 제시한다. 적응 FNN 제어기는 기준 모델에 기초한 적응 메카니즘을 적용하여 신경회로망의 고도의 적응제어와 퍼지제어의 강인성 제어의 장점들을 접목한다. 적응 FNN 제어기의 출력은 FNN 제어기의 출력과 적응 퍼지제어의 출력을 합하여 출력을 얻는다. 적응 FNN 제어기는 다양한 동작조건에서 응답특성을 분석하고 평가한다. 제시한 적응 FNN 제어기의 타당성은 IPMSM 드라이브 시스템에 적용하여 성능 결과로 입증한다.

Abstract

This paper is proposed adaptive fuzzy-neural network(FNN) controller for the speed control of interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) drive. The design of this algorithm based on FNN controller that is implemented by 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 among 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 FNN controller is evaluated by analysis for various operating conditions. The results of analysis prove that the proposed control system has strongly high performance and robustness in parameter variation, steady-state accuracy and transient response.

Keywords : IPMSM 드라이브, fuzzy control, neural network, adaptive FNN controller

I. 서 론

최근, 산업현장에서는 고 품질과 고 생산성을 창출할 수 있는 다양한 자동화 및 전력전자 기기가 요구되고 있으며 이에 부응하여 고성능을 발휘할 수 있는 전동기 드라이브의 개발이 필수적이다. IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 직류전동기 및 유도전동기와 비교하여 고 효율, 고 역률 및 고 토크밀도의 장점을 가지고 있으며 로봇, 전기자동차 및 공작기기와 같은 고성능 분야에 적용되고 있다.^[1]

IPMSM 드라이브의 적용분야에서는 일반적으로 PI 제어기를 많이 사용하고 있다. 그러나 PI 제어기는 유도전동기의 비선형 때문에 고성능 제어에서 많은 문제점이 나타나고 있다. 특히 외란, 속도 및 부하 등의 파라미터가 변동할 경우 고성능 및 강인성 제어를 실현하기 어렵다. 드라이브의 양호한 성능을 얻기 위하여 적응제어가 연구되었다. 적응제어는 부하토크 또는 관성과 같은 동작의 다양한 변동에도 양호한 속도응답을 얻을 수 있으며 종래의 PI 제어기 보다 매우 양호한 성능을 얻을 수 있다. 이러한 적응제어는 STC(Self Tuning Control), MRAC(Model Reference Adaptive Control), SMC(Sliding Mode Control) 및 EKF(Extended Kalman Filter) 등의 다양한 기법들이 제시되었다.^[2] 그러나 적응제어 기법은 수학적 모델링에 기초

* 정희원, 순천대학교 전기제어공학과
(Dept. of Electronic Control Eng., Sunchon University)
※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구 (R01-2001-000-00301-0 (2003)) 지원으로 수행되었음
접수일자: 2004년3월17일, 수정완료일: 2004년5월7일

를 두고 있으며 다량의 알고리즘 때문에 매우 복잡하다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 퍼지제어기가 개발되었으나 다양한 부하변동과 관성변화에 대하여 강인성의 응답특성을 기대하기가 어려우며 만족할만한 성능을 얻을 수 없다.^[3]

신경회로망은 드라이브의 파라미터 추정과 제어에 매우 유력한 기법으로 평가를 받았다.^[4-5] 신경회로망은 일반적인 벡터제어 방법과 비교하여 적응제어의 능력이 우수하였다. 그러나 퍼지제어에서 나타나는 특성인 고성능 및 강인성 제어에서는 취약한 문제점이 나타난다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 감안하여 IPMSM 드라이브의 속도 제어를 위하여 퍼지제어와 신경회로망을 혼합 구성한 적응 FNN 제어기를 제시한다. FNN 제어기는 퍼지러의 전반부와 후반부 클러스터링 방법과 다층 신경회로망으로 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.^[6] FNN 제어기의 출력과 적응 퍼지제어의 출력을 합하여 최종 출력을 얻는다. 본 제어기를 IPMSM의 드라이브 시스템에 적용하여 파라미터의 변동, 정상상태 및 과도상태 등의 응답특성을 분석하고 본 제어기의 타당성을 입증한다.

II. IPMSM의 드라이브 시스템

본 논문에서는 공간벡터 PWM 인버터에 의해 구동되는 고성능 IPMSM의 벡터제어 시스템을 고려한다. 이러한 시스템 구성은 로봇, 항공기 및 전기자동차 등의 드라이브와 같은 고성능 제어 시스템에 응용된다.

그림 1은 공간벡터 PWM 인버터에 의하여 구동되는 일반적인 IPMSM 드라이브의 벡터제어 시스템을 나타낸다.

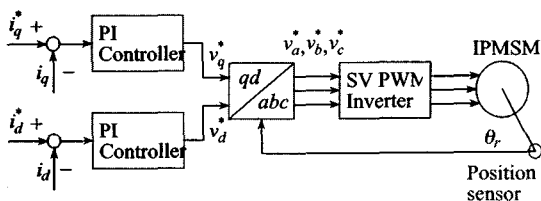


그림 1. IPMSM의 벡터제어 시스템
Fig. 1. Vector control system of IPMSM.

i_q^* 와 i_d^* 는 지령 토크 및 자속 성분의 전류를 나타내며 실제전류 i_q 와 i_d 와 비교하여 종래의 PI 제어기를 이용하여 제어한다. PI 제어기의 출력은 v_q^* 와 v_d^* 이며 이는 좌표변환에 의해 v_a^*, v_b^*, v_c^* 로 변환하여 공간벡터 PWM 인버터에 의해 IPMSM을 제어한다. 회전자의 위치정보 θ_r 는 좌표변환에 이용한다.

동작특성을 분석하기 위한 IPMSM의 미분 방정식은 다음과 같다.

$$p i_d = (v_d - R i_d + \omega_r L_q i_q) / L_d \tag{1}$$

$$p i_q = (v_q - R i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \phi_{af}) / L_q \tag{2}$$

$$p \omega_r = (T_e - T_L - B \omega_r) / J \tag{3}$$

여기서, 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} P [\phi_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \tag{4}$$

III. FNN 제어기의 설계

FNN 제어기는 퍼지제어와 신경회로망을 혼합 구성하며 강력한 표현의 유연성과 수치 처리능력을 가지고 있다. 이 제어기는 퍼지러의 전반부와 후반부를 클러스터링 방법과 다층 신경회로망으로 구성한다. 그리고 퍼지제어와 같은 강인성 제어와 신경회로망과 같은 고도의 적응능력이 유력한 장점이다.

IPMSM 드라이브의 제어를 위한 직접 퍼지제어기의 구조는 그림 2와 같다.

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

$$\text{If } E \text{ is } A_1 \text{ and } CE \text{ is } A_2 \text{ then } U \text{ is } B_i \tag{5}$$

여기서 E, CE 및 U 는 각각 오차, 오차의 변화 및 제어변수를 나타낸다. A_n 은 퍼지 멤버쉽 함수 $\mu_A(x_j)$

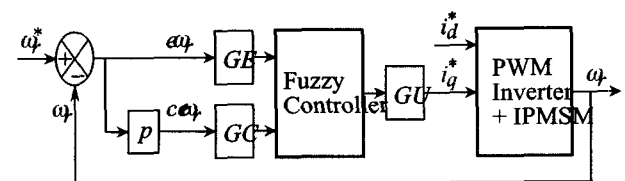


그림 2. 직접 퍼지제어기에 의한 드라이브 시스템
Fig. 2. Drive system with direct fuzzy control.

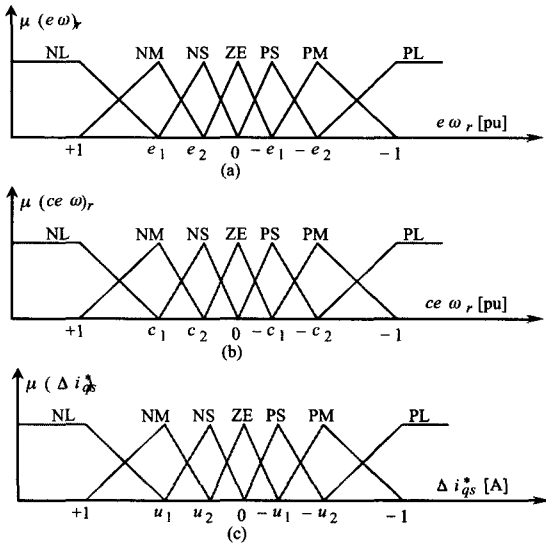


그림 3. 퍼지변수의 멤버십 함수
Fig. 3. Membership function of the fuzzy variables.

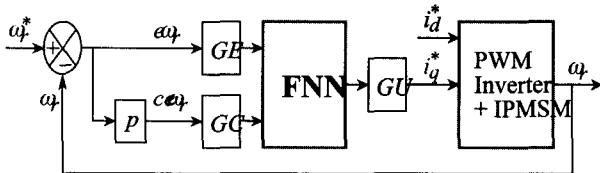


그림 4. FNN 제어기에 의한 드라이브 시스템
Fig. 4. Drive system with FNN controller.

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 3은 퍼지집합의 멤버십 함수를 나타낸다.

IPMSM 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 FNN 제어기를 구성한다. 그림 4는 IPMSM 드라이브의 제어를 위하여 FNN 제어기의 구조를 나타낸다. 그림 5는 FNN 제어기의 구성을 나타내며 여기서 두 개의 입력변수는 오차 e 와 오차의 변화분 ce 이고 출력변수는 제어변수 u 이다.

IV. FNN 제어기의 구현

1. 전반부 구현

그림 5에 나타낸 A_1 층부터 A_3 층 사이의 신경회로망은 퍼지룰을 위한 전반부의 구현을 나타낸다. 전반부의

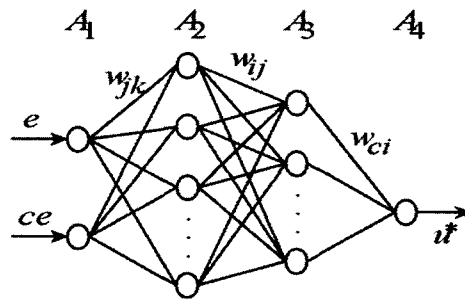


그림 5. FNN 제어기의 구성
Fig. 5. The construction of FNN controller.

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

멤버십 함수를 효과적으로 설계하기 위하여 신경회로망의 구조를 간단하게 하고 수렴속도를 개선하기 위하여 클러스터링 방법을 적용한다. 표 1은 퍼지제어물의 집합을 나타낸다.

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 FNN 제어기는 오차의 함수가 필요하다. FNN 제어기가 입력 데이터를 위한 요구분할의 성취도에 따라서 결정되는 오차함수는 다음과 같다.

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

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

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_1 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.

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

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

2. 후반부의 구현

그림 5에서 A_3 층과 A_4 층 사이의 신경회로망은 퍼지룰의 후반부의 구현을 나타낸다. 학습 기간동안 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 FNN 제어기의 요구치와 실제치를 나타낸다.

일반적인 델타룰을 사용하여 가중치 W_{ci} 의 변화

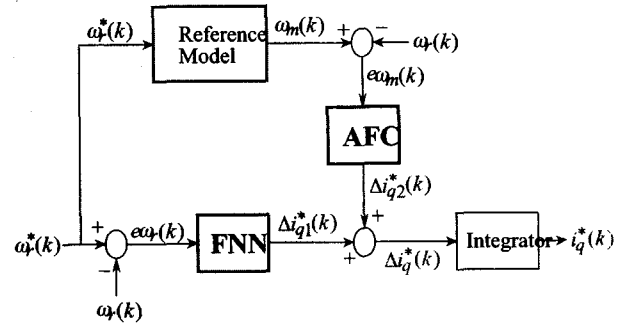


그림 6. 제시한 적응 FNN 제어기의 알고리즘

Fig. 6. Algorithm of proposed adaptive FNN controller.

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 FNN 제어기 출력의 오차신호이다.

V. 적응 FNN 제어기의 설계

IPMSM 드라이브는 과도 특성에서 다양한 속도 추종능력, 부하 및 관성 등 파라미터의 변동에도 고성능 및 강인성이 요구된다. 적응 FNN 제어기는 FNN 제어기에 기준 모델을 설계하여 퍼지추론으로 구현할 수 있는 적응 메카니즘으로 구성한다.

그림 6은 FNN 제어기를 설계하고, 적응 퍼지제어기인 AFC(Adaptive Fuzzy Controller)^[6]를 병렬로 연결한다. FNN에서 나타나는 오차를 보상하기 위하여 AFC를 사용하며 AFC는 기준 모델을 고려한 적응 메카니즘을 나타낸다.

FNN 알고리즘에 의한 출력은 $\Delta i_{q1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령 q 축 전류를 얻는다.

AFC는 기준모델을 사용하여 그림 6에서 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 7은 기준모델에 의한 AFC를 나타낸다. AFC의 루프는 FNN 루프와 병렬로 연결한다.

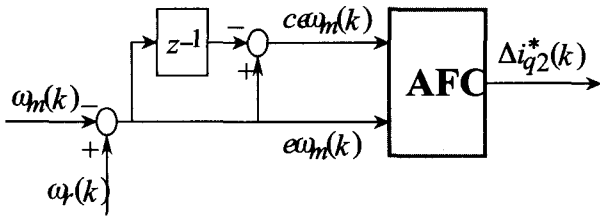


그림 7. 기준모델에 의한 AFC
Fig. 7. AFC with reference model.

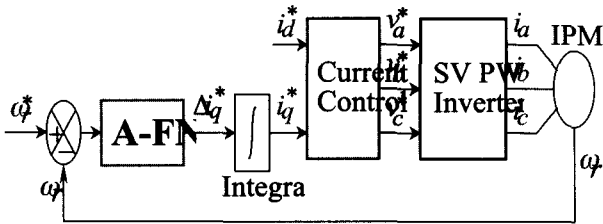


그림 8. IPMSM의 드라이브 시스템의 구성도
Fig. 8. Configuration diagram of IPMSM drive.

표 2. IPMSM의 파라미터
Table 2. Parameters of IPMSM

극수	4
전기자 저항 R_s	0.98[Ω]
영구자석 쇄교자속 ϕ_a	0.147[Wb]
정격 주파수	60[Hz]
전기자 최대전류 I_{am}	15[A]
전기자 최대전압 V_{am}	200[V]
d 축 인덕턴스 L_d	9.1[mH]
q 축 인덕턴스 L_q	18.82[mH]
정격 속도	1800[rpm]

AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 를 발생시킨다. $\Delta i_{q1}^*(k)$ 과 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 를 합하여 $\Delta i_q^*(k)$ 를 구하여 이를 적분기를 통해 $i_q^*(k)$ 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 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 가 발생된다. 여기서 $\omega_m^*(k)$ 는 기준모델에 의한 지령속도이며 $\omega_r(k)$ 는 실제

회전자 속도이다.

FNN의 출력에서 $\Delta i_{q1}^*(k)$ 을 얻어 AFC에서 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 와 합하면 퍼지제어기의 지령 q 축 전류를 얻을 수 있다.

$$i_q^*(k) = i_q^*(k-1) + [\Delta i_{q1}^*(k) + \Delta i_{q2}^*(k)] \quad (19)$$

적용 FNN 제어기에 의해 제어되는 IPMSM의 드라이브 시스템은 그림 8과 같고 인버터는 공간벡터 PWM 방식을 사용한다.

VI. 시스템의 성능결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 2와 같다.

그림 9는 PI, FNN 및 적응 FNN(A-FNN) 제어기의 속도와 q 축 전류를 비교한 결과이다. 0.2[sec]에서 스텝 지령속도를 1800[rpm]으로 운전하다가 0.6[sec]에서 지령속도를 1000[rpm]을 변화하였을 경우의 응답특성이다. 그림 9(a)는 종래의 PI, FNN 제어기 및 적응 FNN 제어기의 속도를 나타내고, 그림 9(b)는 q 축 전류를 나타낸다.

그림 10은 그림 9를 명확하게 비교하기 위하여 확대한 그림이다. 그림 10(a)는 스텝 지령속도를 상승시킬 때 적응 FNN 제어기에서 속도는 종래의 PI 및 FNN 제어기의 속도에 비해 고속으로 추종하며 오버슈트가 매우 작게 나타난다. 그림 10(b)는 지령속도변화에 대한 속도의 추종도 매우 양호하게 나타난다.

그림 11은 샘플링 주기를 $T_s = 2[\text{msec}]$ 로 하고 1000[rpm]으로 운전 중, 0.7[sec]에서 1.0[sec]까지 지령속도를 1800[rpm]으로 변화시켰을 때 FNN 및 A-FNN 제어기의 응답특성을 비교하여 나타낸다. 속도 변화에도 적응 FNN 제어기의 응답 특성이 양호하게 나타난다.

그림 12는 그림 11과 같은 조건에서 샘플링 주기를 $T_s = 0.5[\text{msec}]$ 로 변화 시켰을 때 FNN 및 적응 FNN 제어기의 속도와 q 축 전류를 비교한 결과이다. 샘플링 주기를 길게 하였을 경우 오버슈트가 커지고 정상상태에 늦게 도달한다. 샘플링 주기를 크게 할 경우에는 적응 FNN 제어기의 응답특성이 더욱 양호하게 나타나는 결과를 확인할 수 있다.

그림 13은 1800[rpm]으로 운전 중, 0.6[sec]에서 부하 토크를 3[N·m] 인가한 상태에서 0.8[sec]에서 스텝 지

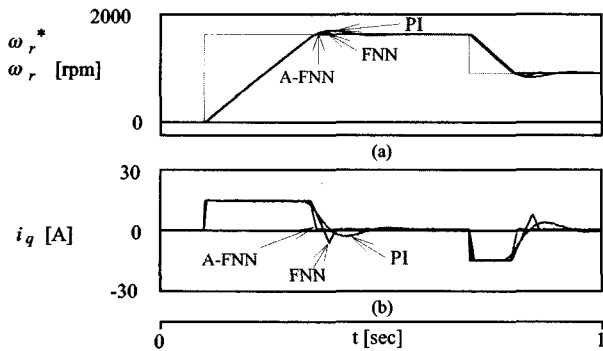


그림 9. PI, FNN 및 적응 FNN 제어기의 응답특성의 비교
Fig. 9. The comparison of response characteristics with PI, FNN and Adaptive-FNN controller.

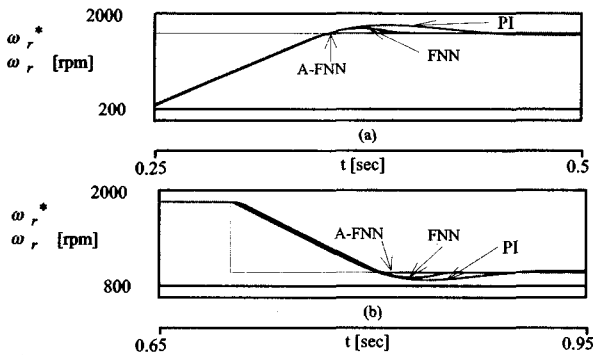


그림 10. PI, FNN 및 적응 FNN 제어기의 응답특성의 비교
Fig. 10. The comparison of response characteristics with PI, FNN and Adaptive-FNN controller.

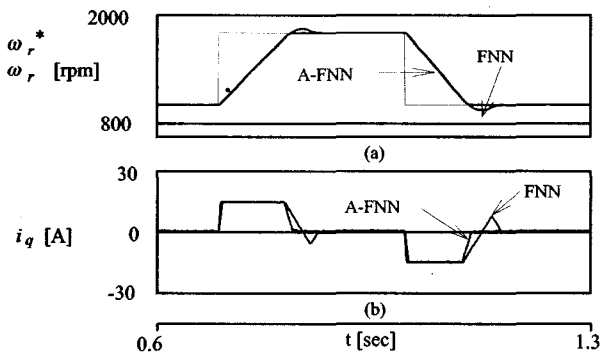


그림 11. 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답비교
Fig. 11. Response comparison with change of step comm and speed $T_s = 2$ [msec].

령속도를 1000[rpm]으로 변화하였을 때의 응답특성을 비교한다. 부하토크를 인가하였을 경우에도 적응 FNN 제어기의 출력이 속도 변화가 적고 정상상태에 빠르게 도달하며 부하를 인가한 상태에서 속도를 변화시켰을 경우 응답특성이 매우 향상되고 있다.

그림 14는 무부하 상태로 4상한 운전 중, 0.7[sec]에서 부하토크를 3[N·m] 인가한 상태에서 FNN 및 적응

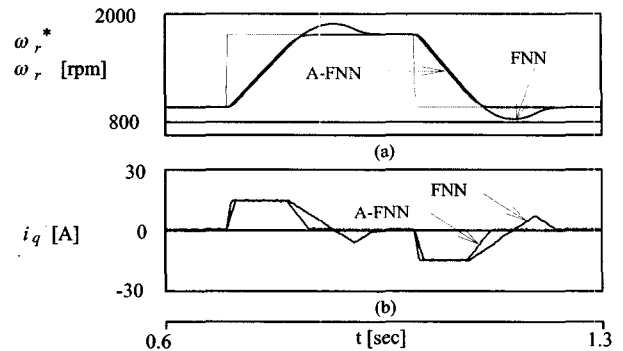


그림 12. 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답비교
Fig. 12. Response comparison with change of step command speed $T_s = 5$ [msec].

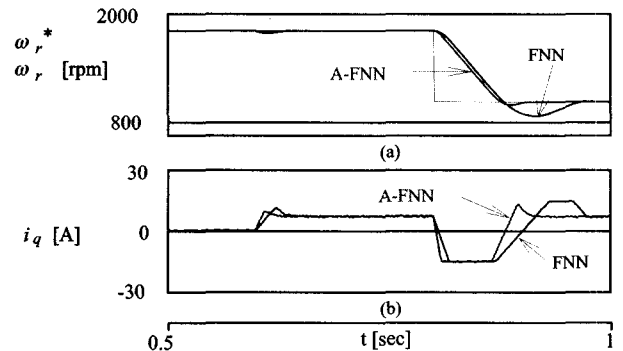


그림 13. 부하토크와 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답비교
Fig. 13. Response comparison with change of load torque and step command speed.

FNN 제어기의 응답특성을 나타낸다. 그림 14(a)는 FNN 제어기의 지령속도와 실제속도를 나타내고 (b)는 적응 FNN 제어기의 지령속도와 실제속도를 나타내며 실제속도는 지령속도에 양호하게 추종하고 있다. 그림 (c)는 FNN 제어기의 q 축 전류, (d)는 적응 FNN 제어기의 q 축 전류이다. 그림(e)는 지령속도와 실제속도의 오차를 나타내며 적응 FNN 제어기의 속도오차가 FNN 제어기에 비해 매우 감소하고 있다.

그림 15는 관성을 3배 증가시키고 그림 14와 같은 조건에서 운전하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 관성의 증가에 따라 지령 속도변화에 대한 실제속도는 크게 변화한다. 그러나 적응 FNN 제어기는 FNN 제어기 보다 속도변화의 폭은 감소되고 실제속도가 지령속도에 양호하게 추종하고 있다. 따라서 본 논문에서 제시한 적응 FNN 제어기가 속도의 변화, 부하변화 및 관성변화 등의 광범위한 운전조건에서 FNN 제어기보다 응답특성이 매우 향상된다.

VII 결 론

본 연구에서는 IPMSM 드라이브의 속도제어를 위하여 적응 FNN 제어를 제시하였다. FNN 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 기준모델에 기초한 적응 메카니즘의 기법을 적용해 보았다.

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

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

참 고 문 헌

- [1] B. K. Bose, "Power electronics and AC drives," Englewood Cliffs. Ed. Prentice Hall, 1986.]
- [2] K. J. Astrom and B. Wittenmark, "Adaptive control," Addison-Wesley, 1989.
- [3] F. Mrad, Z. Gao and N. Dhayagyagude, "Fuzzy logic control of automated screw fastening," IEE E IAS Ann. Meet., pp. 1673-1680, 1985.
- [4] Q. Guo, R. Luo and L. Wang, "Neural network adaptive observer based position and velocity sensorless control of PMSM," AMC '96-MIE. Pro ceedings., 1996 4th International Workshop, vol. 1, pp. 41-46, 1996.
- [5] R. Krishnan, R. Monajemy and N. Tripathi, "Neural control of high performance drives: an application to the PM synchronous motor drive," IEE E IECON Conference, vol. 1, pp. 38-43, 1995.
- [6] D. H. Chung, J. C. Lee and H. G. Lee, "Adaptive fuzzy controller for high performance PMSM drive," KIEE Trans., vol. 51D, no. 12, pp. 535-541, 2002.

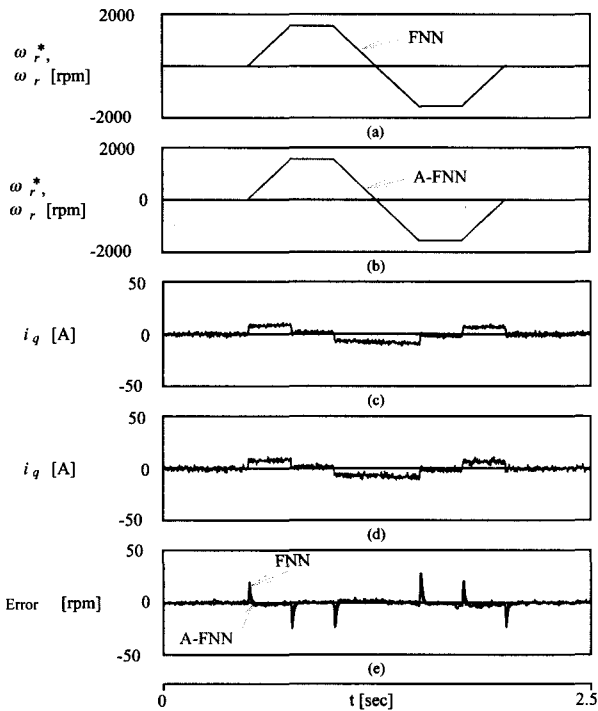


그림 14. 상한 동작에서 FNN 제어기와 적응 FNN 제어기의 응답비교

Fig. 14. Response comparison with FNN controller and adaptive FNN controller in quadrant operation ($J = J_n$).

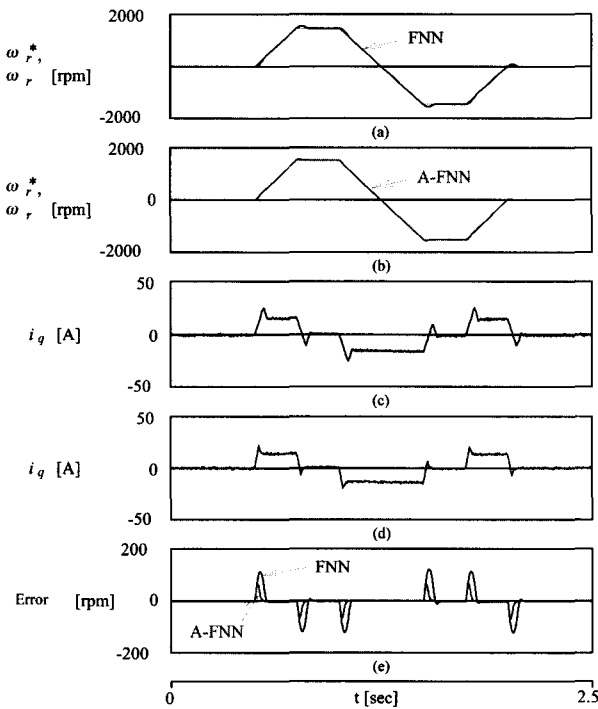


그림 15 상한 동작에서 FNN 제어기와 적응 FNN 제어기의 응답비교

Fig. 15 Response comparison with FNN controller and adaptive FNN controller in quadrant operation ($J = 3J_n$).

 저 자 소 개



이 정 철(정회원)

1995년 순천대 전기공학과 졸업
 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사)
 2003년 동 대학원 박사수료
 2001년~현재 제일대학 차량기계학부 겸임교수

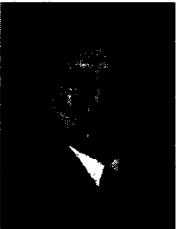
<주관심분야: 전기자동차, 인공지능제어, 최적제어, 강인제어>



이 흥 균(정회원)

1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업
 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사)
 2004년 동 대학원 정보통신공학부 박사수료

<주관심분야: 전기자동차, 인공지능제어, 최적제어, 강인제어, >



정 동 화(정회원)

1979년 영남대 전기공학과 졸업
 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사)
 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사)
 1988년~1989년 현대중전기(주)

기술연구소 책임연구원

1989년~현재 순천대학교 전기제어공학과 교수
 <주관심분야: 전기자동차, 인공지능 제어, 최적제어, 강인제어, 산업공정제어>