

NFC와 ANN을 이용한 IPMSM 드라이브의 속도 추정 및 제어

李廷喆^{*}, 李洪鈞^{**}, 鄭東和[†]

Speed Estimation and Control of IPMSM Drive using NFC and ANN

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

요 약

본 논문에서는 NFC(Neuro-Fuzzy Controller)와 ANN(Artificial Neural network) 제어를 이용한 IPMSM의 속도 제어 및 추정을 제시한다. PI 제어기에서 나타나는 문제점을 해결하기 위하여 신경회로망과 퍼지제어를 혼합 적용한 NFC를 설계한다. 신경회로망의 고도의 적응제어와 퍼지 제어기의 강인성 제어의 장점들을 접목한다. 다음은 ANN을 이용하여 IPMSM 드라이브의 속도 추정기법을 제시한다. 2층 구조를 가진 신경회로망에 BPA(Back Propagation Algorithm)를 적용하여 IPMSM 드라이브의 속도를 추정한다. 추정속도의 타당성을 입증하기 위하여 시스템을 구성하여 제어특성을 분석한다.

ABSTRACT

This paper proposes a fuzzy neural network controller based on the vector control for interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) drive system. The hybrid combination of neural network and fuzzy control will produce a powerful representation flexibility and numerical processing capability. This paper does not only presents speed control of IPMSM using neuro-fuzzy control(NFC) but also speed estimation using artificial neural network(ANN) controller. The back propagation neural network technique is used to provide a real time adaptive estimation of the motor speed.

The error between the desired state variable and the actual one is back-propagated to adjust the rotor speed, so that the actual state variable will coincide with the desired one. The back propagation mechanism is easy to derive and the estimated speed tracks precisely the actual motor speed. Thus, it is presented the theoretical analysis as well as the analysis results to verify the effectiveness of the proposed method in this paper.

Key Words : IPMSM Drive, NFC, ANN, BPA, Speed Estimation

1. 서 론

최근 벡터제어는 IPMSM(Interior Permanent magnet synchronous motor)의 고성능을 위한 드라이브 시스템에 광범위하게 적용되고 있다. 아직도 산업현장에서는 일반적으로 PI 제어기를 많이 사용하고 있다. 그러나 PI 제어기는 IPMSM 동적특성의 비선형 때문에 고성능 제어에서 많은 문제점이 나타나고 있다. 특히 외란, 속도 및 부하 등과 IPMSM의 파라미터가 변동할 경우 고성능 및 강인성 제어를 실현하기 어렵다.

[†]교신저자 : 정회원, 순천대 정보통신공학부 교수

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

^{*}정회원, 순천대 대학원 전기공학과 박사

^{**}정회원, 순천대 대학원 전기공학과 박사과정 수료

접수일자 : 2004. 4. 19 1차 심사 : 2004. 5. 20

2차 심사 : 2004. 10. 11 3차 심사 : 2005. 1. 19

심사완료 : 2005. 3. 23

IPMSM의 드라이브 시스템에서 속도와 위치의 정보를 얻기 위하여 엔코더와 리졸버와 같은 센서를 사용한다. 그러나 이러한 센서는 실제의 적용분야에서 많은 문제점이 도출되며 시스템의 적용분야가 제한된다. 이러한 센서는 값이 비싸고 시스템의 가격을 증가시킨다. 그리고 센서의 정밀도에 영향을 주는 온도, 습도 및 먼지 등 환경적인 요인에 민감하며 시스템의 강인성을 약화시킨다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다^{[1]-[2]}.

STC(Self Tuning Control)^[3], MRAC(Model Reference Adaptive Control)^[4], SMC(Sliding Mode Control)^[5] 및 EKF(Extended Kalman Filter)^[6] 등의 다양한 적응제어 기법이 제시되었다. 적응제어는 부하 토크 및 부하관성의 광범위한 동작변화에도 양호한 속도응답을 얻을 수 있는 우수한 기법으로 평가를 받았다. 그러나 수학적 모델링에 기초하고 계산시간이 많이 소요되는 알고리즘이기 때문에 매우 복잡하다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 직접 퍼지제어기가 개발되었으나 다양한 부하변동과 관성변화에 대하여 강인성의 응답특성을 기대하기가 어려우며 만족할만한 성능을 얻을 수 없다^[7].

최근, 인공 신경회로망의 진가가 인정되어 많은 관심을 가지게 되었으며 함수를 근사화하기 위하여 다양하게 연구되고 있다^{[8]-[10]}. 이러한 방법들은 일반적인 벡터제어 방법과 비교하여 우수한 성능을 얻을 수 있었다. 그러나 자속을 제어할 수 없으므로 포화의 영향이 나타나고 속도센서를 사용하고 있다.

본 연구에서는 이러한 문제점들을 해결하기 위하여 NFC(Neuro-Fuzzy Controller)와 ANN (Artificial Neural network) 제어를 이용한 IPMSM의 속도 제어 및 추정을 제시한다. 먼저, PI 제어기에서 나타나는 문제점을 해결하기 위하여 신경회로망과 퍼지제어를 혼합 적용한 NFC를 설계한다. 신경회로망의 고도의 적응제어와 퍼지제어의 강인성 제어의 장점들을 접목한다. 다음은 ANN을 이용하여 IPMSM 드라이브의 속도 추정기법을 제시한다. 2층 구조를 가진 신경회로망에 BPA(Back Propagation Algorithm)를 적용하여 IPMSM 드라이브의 속도를 추정한다. 추정속도의 타당성을 입증하기 위하여 시스템을 구성하여 제어특성을 분석한다. 그리고 추정된 속도를 지령속도와 비교하여 전류제어와 공간벡터 PWM을 통하여 IPMSM의 속도를 제어한다. 본 연구에서 제시한 NFC와 ANN 제어기의 제어특성과 추정성능을 분석하고 그 결과를 제시한다.

2. 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.

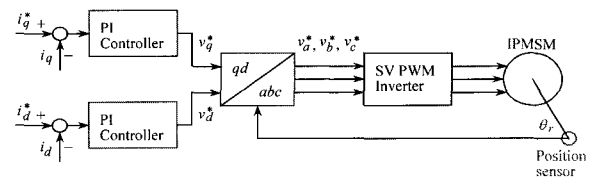


그림 1 IPMSM의 벡터제어 시스템
Fig. 1 Vector control system of IPMSM

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 변환되어 공간벡터 PWM 인버터에 의해 IPMSM을 제어한다. 회전자의 위치정보 θ_r 은 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.

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

3. NFC의 설계

NFC는 신경회로망과 퍼지제어를 혼합 구성하며 강력한 표현의 유연성과 수치 처리능력을 가지고 있다. NFC는 퍼지룰의 조건부와 결론부를 클러스터링 방법과 다층 신경회로망으로 구성한다. NFC는 신경회로망

과 같은 고도의 적응제어의 능력 및 퍼지제어와 같은 강인성 제어의 장점을 가지게 된다.

그림 2는 NFC의 구성을 나타내며 여기서 두 개의 입력변수는 오차 e 와 오차의 변화분 ce 이고 출력변수는 제어변수 u^* 이다.

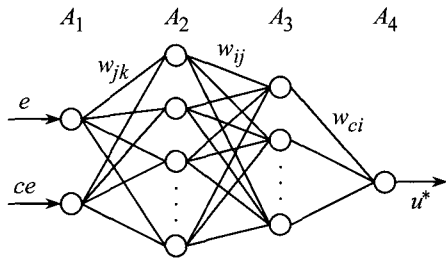


그림 2 NFC 제어기의 구성
Fig. 2 The construction of NFC controller

3.1 제어기의 조건부의 구현

그림 2에서 A_4 층에서 A_3 층 사이에 신경회로망은 퍼지룰의 조건부의 구현을 나타낸다. 조건부의 멤버쉽 함수를 효과적으로 설계하기 위하여 신경회로망의 구조를 간단하게 하고 수렴속도를 개선하기 위하여 클러스터링 방법을 적용한다. 표 1은 퍼지제어룰의 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 sigmoid 특성에 의해 퍼지의 입력공간을 분할한다. A_3 층에서 각 신

표 1 퍼지룰 표
Table 1 Fuzzy rule table

$\begin{matrix} e\omega_1 \\ ce\omega_2 \end{matrix}$	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

경세포의 출력은 각 부분 공간에서 퍼지룰의 진리값이다. 퍼지 클러스터링과 학습을 실현하기 위하여 이전 49룰과 같은 효과를 얻는 NFC 제어기는 오차의 함수가 필요하다.

오차함수를 정의한 후, 오차를 최소화하기 위하여 다음 단계는 오차 역전과 알고리즘에 의해 A_4 층과 A_3 층 사이에 가중치 W_{jk} 와 W_{ij} 를 조절한다. 가중치 조절을 통하여 신경회로망은 클러스터 된 퍼지룰의 조건부를 완전하게 구현할 수 있다^[9].

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

$$W_{jk}(t+1) = W_{jk}(t) + \Delta W_{jk} + \alpha[W_{jk}(t) - W_{jk}(t-1)] \quad (5)$$

$$W_{ij}(t+1) = W_{ij}(t) + \Delta W_{ij} + \alpha[W_{ij}(t) - W_{ij}(t-1)] \quad (6)$$

3.2 제어기의 결론부의 구현

그림 2에서 A_3 층과 A_4 층 사이의 신경회로망은 퍼지룰의 결론부의 구현을 나타낸다. 오차함수를 정의한 후, 오차를 최소화하기 위하여 다음 단계는 오차 역전과 알고리즘에 의해 A_3 층과 A_4 층 사이에 가중치 W_{ci} 를 조절한다.

$$W_{ci}(t+1) = W_{ci}(t) + \Delta W_{ci} + \alpha[W_{ci}(t) - W_{ci}(t-1)] \quad (7)$$

4. ANN에 의한 속도 추정

ANN은 인간 두뇌의 간단한 모델에 의해 사고하는 구조로 이루어진 컴퓨팅 시스템이다. ANN은 비선형 동적 시스템의 파라미터를 추정 및 제어를 하는데 사용한다.

ANN을 위한 이상적인 적용은 비선형 시스템의 추정분야에 있다. 실질적으로 어떤 이산 비선형 시스템은 지연 입·출력에서 시스템을 표현할 수 있는 NARMAX (Nonlinear AutoRegressive Moving Average with eXogenous inputs) 모델에 의해서 나타낼 수 있다^[11]. 일반적으로 NARMAX 모델은 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d_y), u(k), \dots, u(k-d_u)) \quad (8)$$

여기서 d_u 와 d_y 는 입력과 출력 벡터 u 와 y 에서 최

대 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 기지 양으로 표현되기 때문에 시스템의 추정을 추구하는데 이상적이다. 그림 3은 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸다. ANN은 시스템의 NARMAX 모델을 추정하는데 사용하며 이를 위해 식 (8)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터 $\hat{y}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 이산시간 $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력벡터와 비교하여 식 (8)에서 함수 $f(\cdot)$ 를 에블레이터하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전파 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

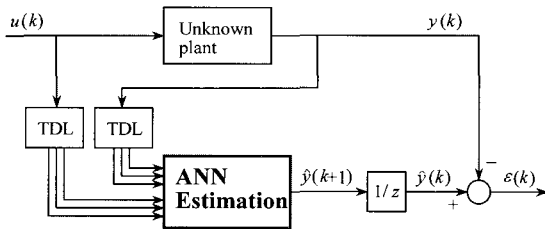


그림 3 ANN을 이용한 시스템 추정
Fig. 3 System estimation using ANN

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 IPMSM의 최종 추정속도는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta\hat{\omega}_r(k) = \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \{ [\phi_q(k) - \hat{\phi}_q(k)] [\hat{\phi}_d(k-1)] - [\phi_d(k) - \hat{\phi}_d(k)] [\hat{\phi}_q(k-1)] \} \\ &\quad - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 T 는 샘플링 주기를 나타내며 η 는 학습계수이며 학습과정에서 학습율을 나타낸다. 이 계수가 크면 하중 변화가 크다. 실제 구현을 위하여 학습율은 진동이 유발되지 않는 범위에서 큰 값으로 선정한다. 계수 α 는 현재 하중에서 변동하는 과거 하중의 영향을 결정한다. $\phi_{d,q}$ 는 d, q 축 실제 자속을 나타내며 $\hat{\phi}_{d,q}$ 는 추정 자속을 나타낸다.

추정속도를 이용한 회전자 자속의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (10)$$

그림 4는 NFC와 ANN 제어기를 이용하여 속도를

추정하고 드라이브 시스템을 제어할 수 있는 블록도를 나타낸다. ANN에 의해 속도를 추정하고 추정속도와 지령속도를 비교하여 오차를 구하고 그 오차는 NFC에 입력한다. NFC에서 지령 q 축 전류를 구한다. 전류제어에 의하여 지령전압을 구한 다음, SV PWM 인버터를 구동시켜 IPMSM을 제어한다.

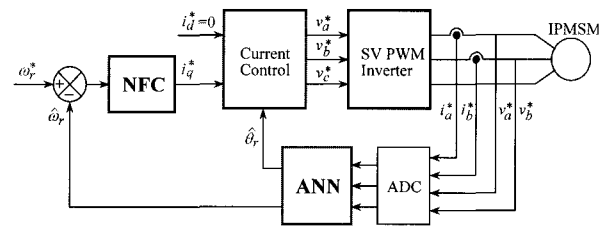


그림 4 IPMSM의 벡터제어 시스템
Fig. 4 Vector control system of IPMSM

5. 시스템의 성능결과

5.1 시뮬레이션 결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 2와 같다.

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}	14 [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]
정격 토크	11.9 [N·m]
정격 출력	2.5 [kW]

그림 5는 PI, 직접 피지제어기 및 NFC 제어기의 스텝 지령속도 변화와 부하토크 인가하였을 경우의 속도를 비교한 시뮬레이션의 결과이다. 0.2[sec]에서 스텝 지령속도를 1000[rpm]으로 운전하다가 0.6[sec]에서 지

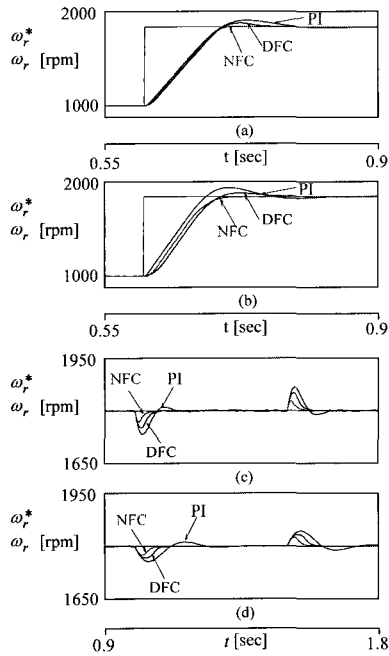


그림 5 PI, 직접 Fuzzy 및 NFC 제어기의 응답특성의 비교
 Fig. 5 The comparison of response characteristics with PI, direct Fuzzy and NFC controller

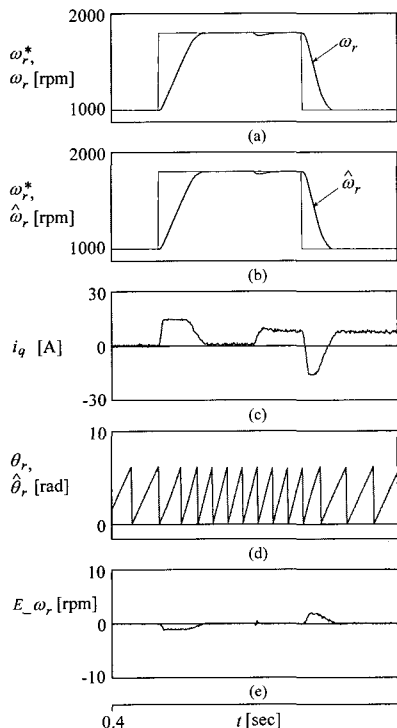


그림 6 스텝 지령속도 부하토크 변화에 대한 응답특성
 Fig. 6 Response characteristics with change of step command speed and load torque

령속도를 1800[rpm]으로 변화시키고 1.0[sec]에서 1.5[sec]까지 부하토크를 3[N·m]인가하였을 경우의 응답특성이다. 그림 5(a)는 샘플링 주기를 $T_s = 1[msec]$ 로 하고 스텝 지령속도를 상승시킬 때 NFC 제어기의 속도는 종래의 PI 제어기와 직접 퍼지제어기의 속도에 비해 고속으로 추종하며 오버슈트가 매우 작게 나타난다. 그림 5(b)는 샘플링 주기를 $T_s = 3[msec]$ 로 하고 그림 5(a)와 같이 스텝 지령속도를 변화시켰을 경우의 특성이다. 그림 5(c)는 부하토크 변화에 대한 속도의 추종도 NFC 제어기가 속도 변화도 작고 정상상태에 고속으로 추종하고 있다. 그림 5(d)는 관성을 3배 증가시켜 그림 5(c)와 같이 부하를 인가하였을 경우의 응답특성이다. 샘플링 주기를 길게 하거나 관성을 증가시켰을 때 제어기는 속도변화의 폭이 증가하고 안정화 시간이 약간 길어진다. 그러나 NFC 제어기는 파라미터의 변동에도 양호하게 추종하며 PI 및 직접 퍼지제어기 보다 매우 양호한 응답특성이 나타난다.

본 연구에서 제시한 NFC와 ANN를 이용하여 속도 추종과 제어에 대하여 다양한 운전조건에서 검토한다. 그림 6은 1000[rpm]으로 운전 중, 0.5[sec]에서 0.8[sec]까지 스텝 지령속도를 1800[rpm]으로 증가시키고 0.7[sec]에서 부하토크를 3[N·m]인가하였을 경우의 응답특성이다. 그림 6(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내고 그림 6(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 스텝 지령속도의 변화와 부하를 인가하였을 경우에 실제속도와 추정속도는 지령속도에 양호한 응답특성을 나타낸다. 그림 6(c)는 q축 전류, 그림 6(d)는 실제 회전각과 추정 회전각을 나타내며 그림 6(e)는 실제속도와 추정속도의 오차를 나타낸다. 실제속도와 추정속도의 오차는 과도상태에서 1[%] 이하로 나타나며 정상상태에서는 0[%]에 근접하게 나타난다.

그림 7은 스텝 지령속도를 5[rpm]에서 -5[rpm]으로 반복적으로 변화시켰을 때의 응답특성이다. 저속에서 정·역회전 시켰을 경우에도 지령속도에 대한 실제속도와 추정속도의 응답특성은 양호하며 추정속도와 추정 회전각은 실제속도와 실제 회전각에 양호하게 추종되고 있다.

그림 8은 4상한 운전 중, 0.7[sec]에서 부하토크를 3[N·m]인가하였을 때의 응답특성을 나타낸다. 부하토크를 인가한 상태에서 속도를 변화시킨 경우에도 지령속도에 대한 속도 응답특성과 실제속도에 대한 속도 추종능력이 양호하게 나타난다.

그림 9는 계수 α 값의 변화에 따른 응답특성을 나

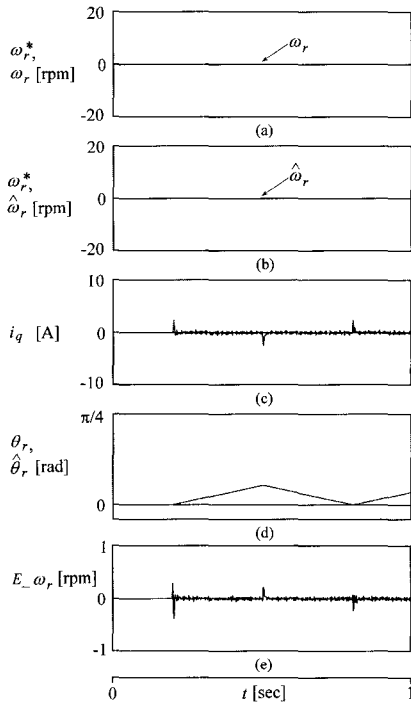


그림 7 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성
 Fig. 7 Response characteristics with change of step command speed (5[rpm]→-5[rpm])

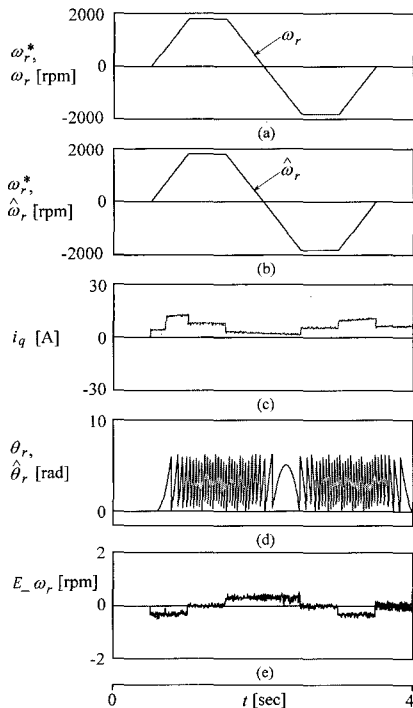


그림 8 4상한 운전에 대한 응답특성
 Fig. 8 Response characteristics with quadrant drive

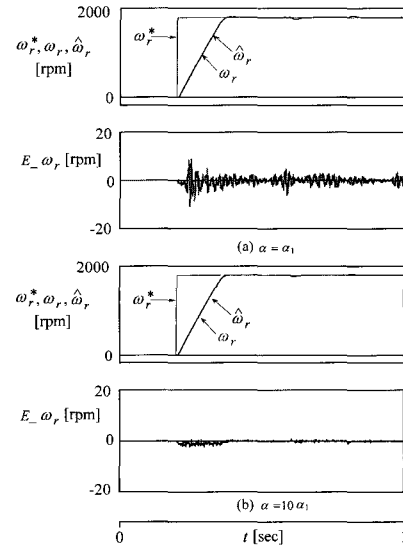


그림 9 계수 α 값의 변화에 따른 응답특성
 Fig. 9 Response characteristics with change of constant α

타낸다. α_1 은 -8×10^{-2} 값으로 설정하였으며 그림 9(a)는 $\alpha = \alpha_1$ 이고 그림 9(b)는 $\alpha = 10 \times \alpha_1$ 이다. 그림 9(a)에서 α 의 작은 값으로 인해 큰 진동이 나타나고 속도의 오차도 증가하였다. 이 진동을 감소시키고 속도 오차를 감소시키기 위하여 그림 9(b)에서 10배로 증가시켰다. α 값을 증가시키면 추정속도의 진동은 더욱 작게 나타난다. 추정속도가 실제속도에 양호하게 추정하고 추종속도에 의한 백터제어가 양호하게 이루어지기 위하여 반복시험으로 $\alpha = 10 \times \alpha_1$ 값이 가장 좋은 값으로 나타났다. 따라서 본 연구에서는 이 값을 이용하여 성능결과를 얻었다.

5.2 실험 결과

본 연구에서 제안한 알고리즘은 시뮬레이션과 같은 조건에서 TMS320C31 DSP로 구현되었다.

그림 10은 스텝 지령속도를 1800[rpm]과 -1800[rpm]으로 정역회전 시켰을 경우의 직접퍼지 제어기의 실험 결과이다. 그림 11은 그림 10과 같은 조건에서 운전하였을 경우 NFC 제어기의 실험결과이다. 스텝 지령속도를 변화시켰을 경우 NFC 제어기는 DFC에 비해 오버슈트가 감소하고 정상상태에 빠르게 도달한다.

그림 12는 4상한 운전시 ANN에 의한 센서리스 제어의 응답특성을 나타내고 있다. 4상한 운전시 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정되고 있다.

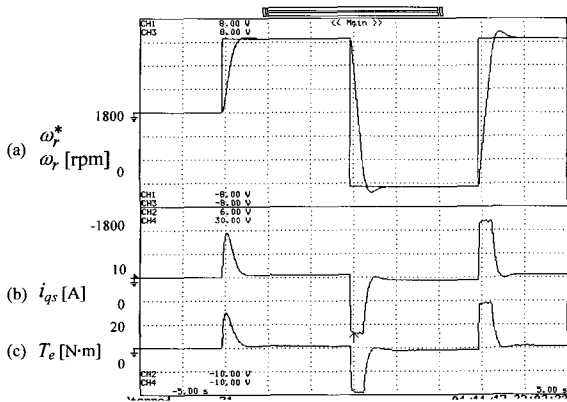


그림 10 지령속도의 변화에 대한 DFC의 응답특성
 Fig. 10 Response characteristics of DFC with change of command speed

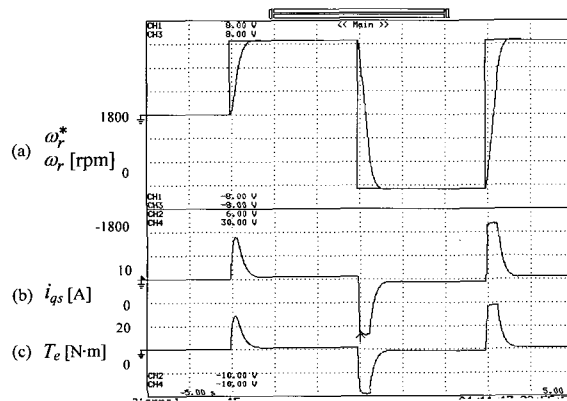


그림 11 지령속도의 변화에 대한 NFC 제어기의 응답특성
 Fig. 11 Response characteristics of NFC controller with change of command speed

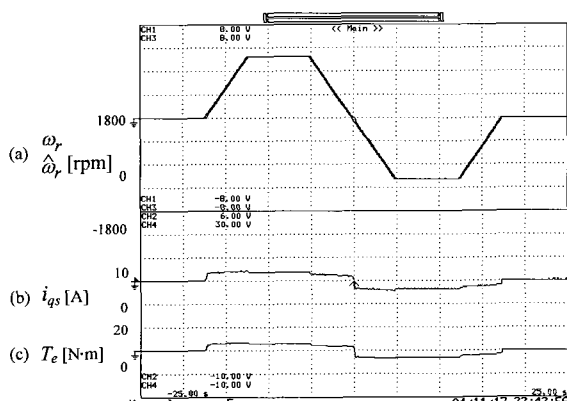


그림 12 4상한 운전에 대한 ANN의 응답특성
 Fig. 12 Response characteristics of ANN controller with quadrant drive

6. 결 론

본 연구에서는 NFC와 ANN을 이용한 IPMSM의 속도 추정과 제어를 제시하였다. NFC를 이용하여 속도를 제어하였으며 2층 구조를 가진 신경회로망에 BPA를 적용하여 IPMSM 드라이브의 속도를 추정하였다.

NFC-ANN 제어기는 종래의 PI 및 직접 퍼지제어기보다 성능이 우수한 결과를 얻었으며 고성능 및 강인성 제어를 확인할 수 있었다. ANN을 이용하여 다양한 지령속도의 변화에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 지령속도를 정·역회전 운전 및 4상한 운전시켰을 경우에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 그리고 부하토크, 샘플링 시간 및 관성의 변화에도 추정속도는 실제속도에 양호한 추정성능을 확인할 수 있었다.

본 연구에서는 제시한 NFC와 ANN은 시스템의 응답특성이 양호하게 나타났으며 속도의 추정 및 제어도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 연구에서 제시한 NFC와 ANN의 타당성을 입증할 수 있었다.

본 결과물은 교육인적자원부와 산업자원부의 출연금 및 보조금으로 수행한 산학협력중심대학 육성사업의 연구결과입니다.

참 고 문 헌

- [1] A. Consolim G. Scarcella and A. Testa, "Sensorless control of PM synchronous motors at zero speed," IEEE IAS Conf. Rec. Ann. Meet., pp. 1033-1040, 1999.
- [2] K. R. Shouse and D. G. Taylor, "Sensorless velocity control of permanent magnet synchronous motors," IEEE Trans. on CST, Vol. 6, No. 3, pp. 313-324, 1998.
- [3] B.K. Bose, "Intelligent control and estimation in power electronics and drives," Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conf. TA2-2.1-TA2-2.6, 1997.
- [4] T. L. Chen and Y. C. Wu, "Design of integral variable structure controller and application to electrohydraulic velocity servo system." Proc. Inst. Elect. Eng., Vol. 138, No. 5, pp. 439-444, 1991.
- [5] Y. R. Kim, S. K. Sul and M. H. Park, "Speed sensorless vector control of induction motor using extended kalman filter," IEEE Trans. IA, Vol. 30, No. 5, pp. 1225-1233, 1994.

- [6] B.K. Bose, "Expert systems, fuzzy logic and neural network applications in power electronics and motion control," Proc. of the IEEE, 82, pp.1303-1323, 1994.
- [7] D. H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system," KIEE, Vol. 47, No. 12, pp. 2171-2180, 1998.
- [8] A. K. Toh, E. P. Nowicki and F. Ashrafzadeh, "A flux estimator for field oriented control of an induction motor using an artificial neural network," IEEE IAS Conf. Rec. Ann. Meet., Vol. 1, pp. 585-592, 1994.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] I. J. Leontaritis and S. A. Billings, "Input-output parametric models for nonlinear systems," Int. J. Contr., Vol. 41, pp. 303-344, 1985.

저 자 소 개



이정철(李廷喆)

1970년 2월 23일생. 1995년 순천대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 순천대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기공학과 박사.



이홍균(李洪鈞)

1973년 7월 15일생. 1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 박사과정 수료.



정동화(鄭東和)

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