

SPMSM 드라이브의 속도 센서리스를 위한 하이브리드 지능제어

論 文

53D-10-3

Hybrid Intelligent Control for Speed Sensorless of SPMSM Drive

李 廷 喆* · 李 洪 鈞* · 鄭 東 和†

(Jung-Chul Lee · Hong-Gyun Lee · Dong-Hwa Chung)

Abstract - This paper is proposed a hybrid intelligent controller based on the vector controlled surface permanent magnet synchronous motor(SPMSM) drive system. The hybrid combination of neural network and fuzzy control will produce a powerful representation flexibility and numerical processing capability. Also, this paper is proposed speed control of SPMSM using neural network-fuzzy(NNF) control and 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. This paper is proposed the theoretical analysis as well as the simulation results to verify the effectiveness of the new method.

Key Words : SPMSM Drive, Hybrid Intelligent Control, NNF, ANN, BPA, Speed Estimation

1. 서 론

최근, SPMSM(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)은 높은 에너지를 갖는 영구자석을 사용하여 전동기 자체의 무게, 부피 및 가격을 줄일 수 있는 경제적인 장점 때문에 로봇, 전기자동차 및 엘리베이터 등 산업용 드라이브의 적용분야에 호응을 받고 있다. SPMSM은 토크 및 전력 밀도가 높고 제어가 용이하며 효율 및 역률이 높은 특징을 가지고 있다. SPMSM은 회전자 위치의 정확한 정보를 알기 위하여 엔코더와 리졸버와 같은 위치센서를 사용한다. 이러한 센서는 무게와 부피가 증가하고 가격이 높으며 온도와 외란 등에 매우 민감하다. 그리고 센서와 신호선은 전자기적인 잡음 및 기계적인 충격에 약하기 때문에 시스템의 신뢰성을 저하시키며 센서의 장착으로 시스템의 공간을 많이 차지하게 된다.[1], [2] 따라서 AC 드라이브의 센서리스 벡터제어에 많은 관심을 가지게 되었다.[3]-[7]

STC(Self Tuning Control), MRAC(Model Reference Adaptive Control), SMC(Sliding Mode Control) 및 EKF(Extended Kalman Filter) 등의 다양한 적응제어 기법이 제시되었다.[8] 적응제어는 부하토크 및 부하관성과 같은 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 DFC(Direct Fuzzy Controller)가 개발되었으나 다양한 부하변동과 관성변화에 대하여 강인성의 응답특성을 기대하기가 어려우며 만족할만한 성능을 얻을 수 없다.[9]

최근, 인공 신경회로망의 진가가 인정되어 많은 관심을 가지게 되었으며 함수를 근사화하기 위하여 다양하게 연구되고 있다.[10]-[14] 이러한 방법들은 일반적인 백터제어 방법과 비교하여 우수한 성능을 얻을 수 있었다. 그러나 자속을 제어할 수 없으므로 포화의 영향이 나타나고 속도센서를 사용하고 있다.

본 연구에서는 이러한 문제점들을 해결하기 위하여 NNF(Neural Network-Fuzzy Controller)와 ANN(Artificial Neural network) 제어기를 이용한 SPMSM의 속도의 센서리스 제어를 제시한다. 먼저, 적응 제어기에서 나타나는 문제점을 해결하기 위하여 신경회로망과 퍼지제어를 하이브리드 적용한 NNF를 설계한다. 신경회로망의 고도의 적응제어와 퍼지제어의 강인성 제어의 장점들을 접목한다. 다음은 ANN을 이용하여 SPMSM 드라이브의 속도 추정기법을 제시한다. 신경회로망에 BPA(Back Propagation Algorithm)를 적용하여 SPMSM 드라이브의 속도를 추정한다. 추정속도의 타당성을 입증하기 위하여 시스템을 구성하여 제어특성을 분석한다. 그리고 추정된 속도를 지령속도와 비교하여 전류제어와 공간벡터 PWM을 통하여 SPMSM의 속도를 제어한다. 본 연구에서 제시한 하이브리드 지능제어기의 제어특성과 추정성능을 분석하고 그 결과를 제시한다.

* 교신저자, 終身會員 : 順天大 工大 情報通信工學部 教授 · 工博
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

* 正 會 員 : 順天大 工大 情報通信工學部 博士修了
接受日字 : 2004年 6月 24日
最終完了 : 2004年 9月 14日

2. 하이브리드 지능제어 및 드라이브 시스템

2.1 하이브리드 지능제어

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

SPMSM의 속도를 제어하기 위하여 퍼지제어기가 개발되었으며 속도 추정을 위한 ANN이 연구되었다. ANN은 파라미터 변동, 부하변화 및 시스템 외란 등에 강인한 특성을 발휘하였다. 이러한 제어기를 위한 설계연구는 더욱 더 새로운 방법을 모색하게 되었다. 적응, 퍼지제어, 신경회로망 및 유전자 알고리즘을 상호 혼합하여 각 제어기의 장점을 공유하는 하이브리드 지능제어가 유력한 기법으로 평가받을 것으로 예측된다.

그림 1은 하이브리드 지능제어의 연구에 대하여 도식적으로 표현을 해 보았다. 각 제어기들은 화살표 방향으로 상호 공유하여 혼합제어를 형성할 수 있다.

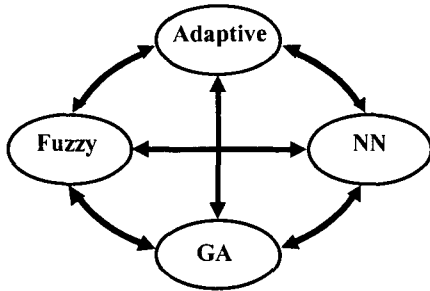


그림 1 하이브리드 지능제어의 연구
Fig. 1 Research of hybrid intelligent control

본 논문에서는 신경회로망과 퍼지제어를 이용한 NNF를 이용하여 SPMSM의 속도를 제어하는데 적용한다. 그리고 ANN을 이용하여 SPMSM의 속도 센서리스 제어를 위하여 속도를 추정하는 시스템을 구성한다.

2.2 SPMSM의 드라이브 시스템

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

그림 2는 공간벡터 PWM 인버터에 의하여 구동되는 일반적인 SPMSM 드라이브의 벡터제어 시스템을 나타낸다.

i_q^* 와 i_d^* 는 지령 토크 및 자속 성분의 전류를 나타내며 실제 전류 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 SPMSM을 제어한다. 회전자의 위치정보 θ 는 좌표변환에 이용한다. SPMSM은 $L_d = L_q = L_r$ 이다.

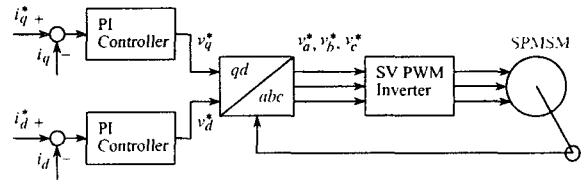


그림 2 SPMSM의 벡터제어 시스템
Fig. 2 Vector control system of SPMSM

동작특성을 분석하기 위한 SPMSM의 미분 방정식은 다음과 같다.

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

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

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

여기서, 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} P \phi_{af} i_q \tag{4}$$

3. NNF의 설계

NNF는 신경회로망과 퍼지제어를 혼합 구성하며 강력한 표현의 유연성과 수치 처리능력을 가지고 있다. NNF는 퍼지룰의 조건부와 결론부를 클러스터링 방법과 다층 신경회로망으로 구성한다. NNF는 신경회로망과 같은 고도의 적응제어의 능력 및 퍼지제어와 같은 강인성 제어의 장점을 가지게 된다.

그림 3은 NNF의 구성을 나타내며 여기서 두 개의 입력 변수는 오차 e 와 오차의 변화분 ce 이고 출력변수는 제어 변수 u^* 이다.

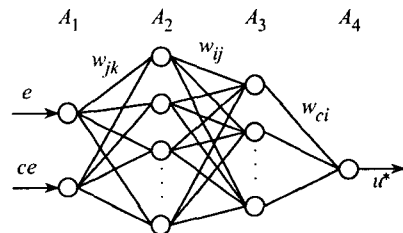


그림 3 NNF 제어기의 구성
Fig. 3 The construction of NNF controller

3.1 제어기의 조건부의 구현

그림 3에서 A_1 층에서 A_3 층 사이에 신경회로망은 퍼지룰의 조건부의 구현을 나타낸다. 조건부의 멤버십 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

$e \backslash ce$	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 sigmoid 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 NNF 제어기는 오차의 함수가 필요하다.

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

학습과정 동안 진동을 피하고 수렴속도를 개선하기 위하여 다음과 같은 모멘텀(momentum) 향으로 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 3에서 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 구조

로 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 입력·출력에서 시스템을 표현할 수 있는 NARMAX (Nonlinear AutoRegressive Moving Average with eXogenous inputs) 모델에 의해서 나타낼 수 있다.[15] 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 최대 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 기지양으로 표현되기 때문에 시스템의 추정을 추구하는데 이상적이다. 그림 4는 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 에뮬레이트하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전과 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

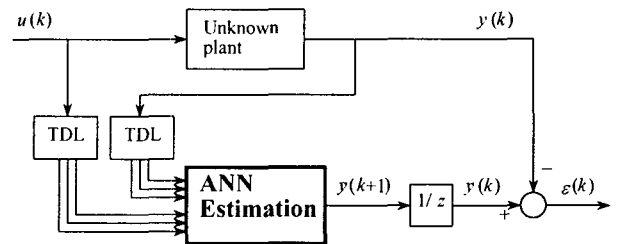


그림 4 ANN을 이용한 시스템 추정
Fig. 4 System estimation using ANN

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

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} [i_q(k) - \hat{i}_q(k)] \left[\hat{i}_d(k-1) + \frac{\phi_a}{L_a} \right] \\ &\quad - \frac{1}{T} [i_d(k) - \hat{i}_d(k)] \hat{i}_q(k-1) - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (9)$$

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 η 는 현재 하중에서 변동하는 과거 하중의 영향을 결정한다.

추정속도를 이용한 회전자 자속의 위치는 다음과 같다.

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

그림 5는 NNF와 ANN 제어기를 이용하여 속도를 추정하고 드라이브 시스템을 제어할 수 있는 블록도를 나타낸다. ANN에 의해 속도를 추정하고 추정속도와 지령속도를 비교하여 오차를 구하고 그 오차는 NNF에 입력한다. NNF에서 지령 q 축 전류를 구한다. 전류제어에 의하여 지령전압을 구한 다음, SV PWM 인버터를 구동시켜 SPMSM을 제어한다.

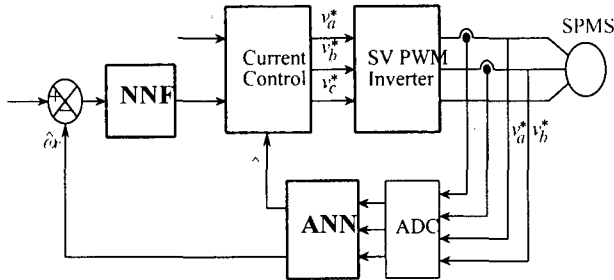


그림 5 SPMSM의 벡터제어 시스템
Fig. 5 Vector control system of SPMSM

5. 시스템의 성능결과

본 연구에서 사용한 SPMSM의 파라미터는 표 2와 같다.

표 2 SPMSM의 파라미터
Table 2 Parameters of SPMSM

극수	4
전기자 저항 R_s	2.125[Ω]
영구자석 쇄교자속 ϕ_a	0.189[Wb]
정격 주파수	60[Hz]
전기자 최대전류 I_{am}	15[A]
전기자 최대전압 V_{am}	200[V]
인덕턴스 L_u	11.6[mH]
정격 속도	1800[rpm]

그림 6은 PI, DFC 및 NNF 제어기의 샘플링 주기 변화에 대한 속도의 응답특성을 나타낸다. 그림 6(a)는 샘플링 주기를 0.2[msec]로 주었을 때 1800[rpm]으로 운전 중, 0.5[sec]에서 0.7[sec]까지 부하토크를 3[N·m]으로 인가하였을 경우 응답특성이다. NNF 제어기의 속도가 종래의 PI 및 DFC의 속도에 비해 고속으로 추종하며 오버슈트가 매우 작게 나타난다. 그림 6(b) 그림 6(a)와 같은 조건에서 샘플링 주기를 0.5[msec]로 하였을 경우에는 오버슈트가 커지고 정상상태에 늦게 도달한다. 샘플링 주기를 크게 할 경우 NNF 제어기의 응답특성이 더욱 양호하게 나타나는 결과를 확인

할 수 있다.

그림 7은 1000[rpm]으로 운전 중 0.5[sec]에서 0.7[sec]까지 지령속도를 1800[rpm]으로 변화시켰을 경우 관성 변화에 대한 PI, DFC 및 NNF 제어기의 속도의 응답특성을 나타낸다. 그림 7(a)는 정격 관성에 대한 응답특성으로 NNF 제어기의 속도가 지령속도 변화에 양호한 응답특성을 나타낸다. 그림 7(b)는 그림 7(a)와 같은 조건에서 관성을 5배 증가시켰을 경우에도 종래의 PI 및 DFC에 비해 NNF 제어기의 응답특성이 양호하게 나타난다. 따라서 NNF 제어기의 속도는 종래의 PI 및 DFC의 속도에 비해 지령속도의 변화에 고속으로 추종하며 오버슈트가 매우 작게 나타나며 부하변화에 대한 속도의 변화도 매우 양호하게 나타난다.

본 연구에서 제시한 NNF와 ANN를 이용하여 속도 추종과 제어에 대하여 다양한 운전조건에서 검토한다. 그림 8은 스텝 지령속도를 정격속도인 1800[rpm]하였을 경우의 응답특성이다. 그림 8(a)는 지령속도, 실제속도 및 추종속도를 나타낸다. 스텝 지령속도와 부하토크를 인가하였을 경우 실제속도와 추종속도는 지령속도에 양호한 응답특성을 나타낸다. 그림 8(b)는 실제 q 축 전류와 추종 q 축 전류, 그림 8(c)는 실제 회전각과 추종 회전각을 나타내며 그림 8(d)는 실제속도와 추종속도의 오차를 나타낸다. 실제속도와 추종속도의 오차는 과도상태에서 1[%] 이하로 나타나며 정상상태에서는 거의 근접하게 나타난다.

그림 9는 스텝 지령속도를 100[rpm]에서 -100[rpm]으로 반복적으로 변화시켰을 때의 응답특성이다. 저속에서 정·역회전 시켰을 경우에도 지령속도에 대한 실제속도와 추종속도의 응답특성은 양호하며 추종속도와 추종 회전각은 실제속도와 실제 회전각에 양호하게 추종되고 있다.

그림 10은 1800[rpm]으로 운전 중 0.5[sec]에서 부하토크를 3[N·m]인가하고 0.8[sec]에서 지령속도를 1000[rpm]으로 변화시켰을 경우의 응답특성이다. 정상상태에서 부하를 인가하고 지령속도를 변화시켰을 경우에도 속도추종 특성이 양호하게 나타난다. 그림 11은 관성을 5배 증가시킨 상태에서 4상한 운전하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 관성을 증가하여 4상한 운전시킬 경우에도 추종속도와 실제속도는 지령속도에 양호한 추종성을 나타낸다.

그림 12는 속도 변화에 대한 계수 α 값의 변화에 따른 응답특성을 나타낸다. α_1 은 9×10^{-2} 값으로 설정하였으며 그림 12(a)는 $\alpha = \alpha_1$ 이고 그림 12(b)는 $\alpha = 10 \times \alpha_1$ 이다. 그림 12(a)에서 α 의 작은 값으로 인해 큰 진동이 나타나고 속도의 오차도 증가하였다. 이 진동을 감소시키고 속도 오차를 감소시키기 위하여 그림 12(b)에서 10배로 증가시켰다. α 값을 증가시키면 추종속도의 진동은 더욱 작게 나타난다. 추정속도가 실제속도에 양호하게 추정하고 추종속도에 의한 벡터제어가 양호하게 이루어지기 위하여 반복시험으로 $\alpha = 10 \times \alpha_1$ 값이 가장 좋은 값으로 나타났다. 따라서 본 연구에서는 이 값을 이용하여 성능결과를 얻었다.

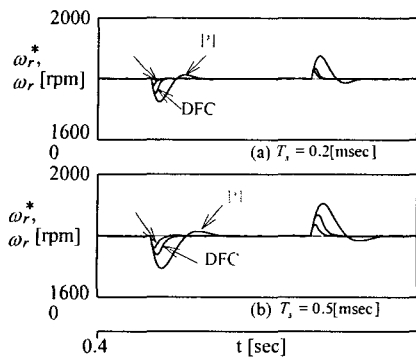


그림 6 부하토크 변동에 대한 응답특성의 비교
 Fig. 6 The comparison of response characteristics with load torque change

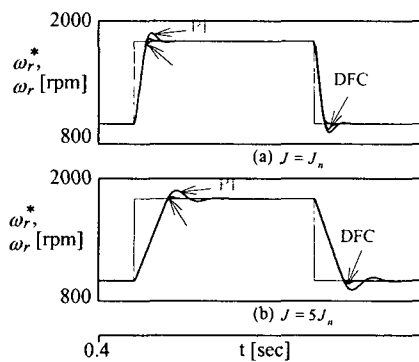


그림 7 관성 변화에 대한 응답특성의 비교
 Fig. 7 The comparison of response characteristics with inertia change

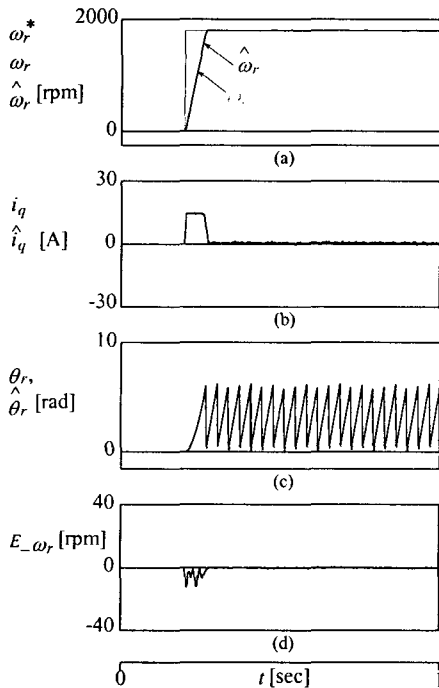


그림 8 스텝 지령속도 변화에 대한 응답특성
 Fig. 8 Response characteristics with change of step command speed

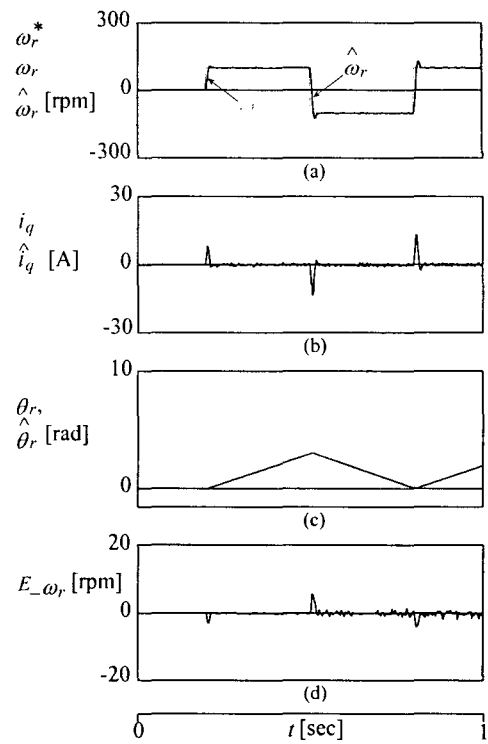


그림 9 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성(100[rpm]→-100[rpm])
 Fig. 9 Response characteristics with change of step command speed

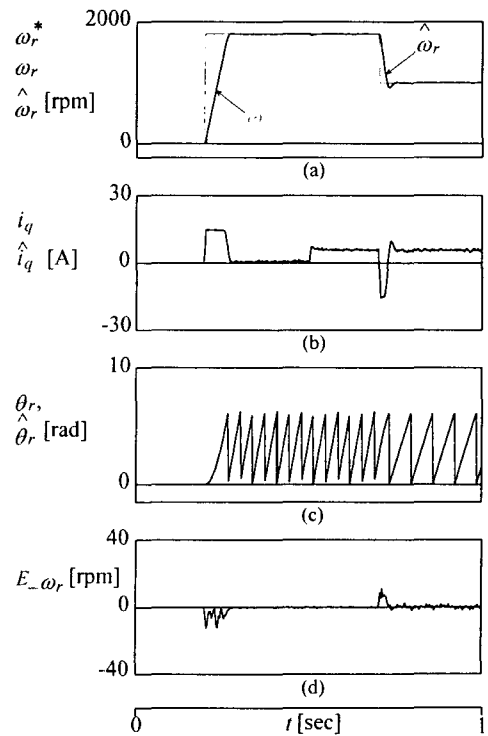


그림 10 부하토크와 스텝 지령속도 변화에 대한 응답비교
 Fig. 10 Response comparison with change of load torque and step command speed

6. 결 론

본 연구에서는 하이브리드 지능제어를 이용한 SPMSM의 속도 추정과 제어를 제시하였다. NNF를 이용하여 SPMSM의 속도를 제어하였으며 ANN에 BPA를 적용하여 속도를 추정하였다.

NNF 제어기는 종래의 PI 및 DFC 보다 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 하이브리드 지능제어는 시스템의 응답특성이 양호하게 나타났으며 속도의 추정 및 제어도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 연구에서 제시한 하이브리드 지능제어의 타당성을 입증할 수 있었다.

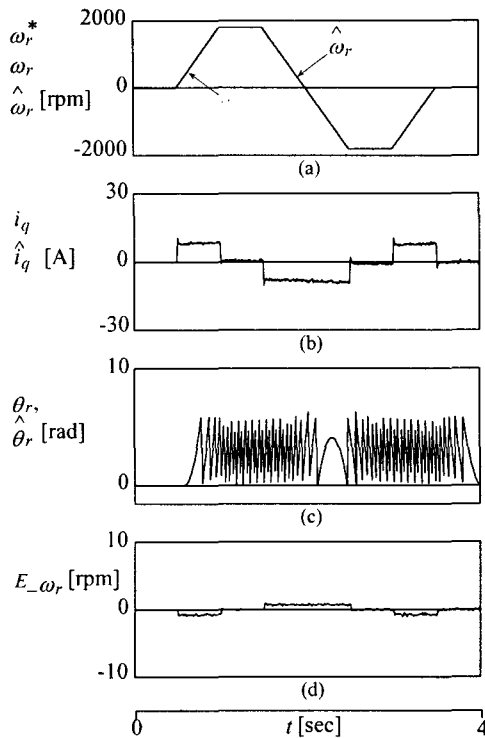


그림 11 4상한 운전에 대한 응답특성
Fig. 11 Response characteristics with quadrant drive

감사의 글

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구 (R01-2001-000-00301-0 (2003)) 지원으로 수행되었음

참 고 문 헌

- [1] A. B. Kulkarni and M. Ehsani, "A novel position sensor elimination technique for interior permanent magnet synchronous motor," IEEE IAS Conf. Rec. Meet., pp. 773-779, 1989.
- [2] A. P. Alves and S. Sathiakumar, "Brushless permanent magnet motor position estimator," IEEE IECON Conf. Rec. Meet., vol. 2, pp. 808-813, 1995.
- [3] D. Antic, J. B. Klaassens and W. Deleroi, "Side effects in low speed AC drives," IEEE PESC '94 Rec., pp. 998-1002, 1994.
- [4] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method," IEEE IAS Conf. Rec. Ann. Meet., pp. 270-277, 1996.
- [5] F. Profumo, G. Griva, C. Ilas, R. Magureanu and P. Vranka, "A unitary approach to speed sensorless induction motor field oriented drive based on various model reference schemes," IEEE IAS Conf. Rec. Ann. Meet., pp. 1594-1599, 1996.
- [6] R. Dhaouadi, N. Mohan and L. Norum, "Design and implementation of an extended kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor," IEEE Trans. on PE, Vol. 6, No. 3, pp. 491-497, 1991.

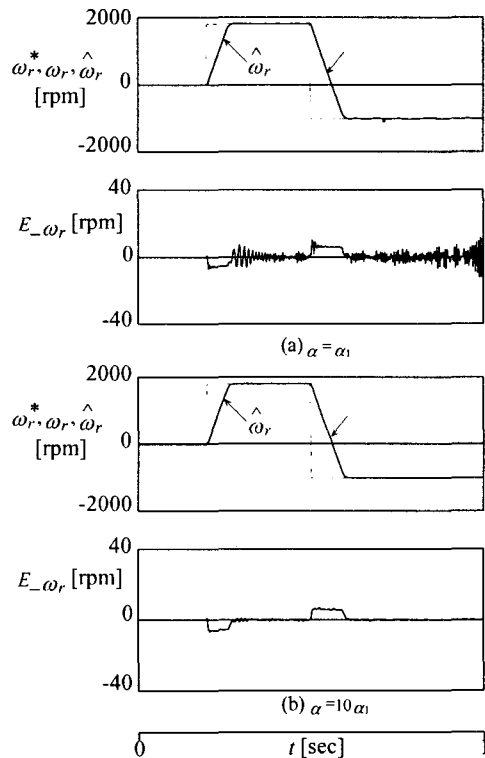


그림 12 계수 α값의 변화에 따른 응답특성
Fig. 12 Response characteristics with change of constant α

[7] Q. Li, "Theory, design and application of adaptive control systems," Science Press, Beijing, 1990.

[8] K.J. Astron and B. Wittenmark, "Adaptive control," Addison-Wesley, 1989.

[9] D. H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system," KIEE, Vol. 47, No. 12, pp. 2171-2180, 1998.

[10] K. S. Narendra and K. Parthasarthy, "Identification and control of dynamical system using neural network," IEEE Trans. Neural Networks, Vol. 1, No. 1, pp. 4-27, 1990.

[11] Cybenko, "Approximations by superposition of a sigmoidal function," Mathematics of Contr., Signals and Syst., Vol. 2, pp. 303-314, 1989.

[12] 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.

[13] 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.

[14] 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.

[15] 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



이 정 철 (李 廷 喆)

1995년 순천대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 순천대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 박사과정수료.
Tel :061-750-3543, Fax :061-752-9841
E-mail : jcleee0123@hanmail.net



이 홍 균 (李 洪 鈞)

1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 동 대학원 정보통신공학부 박사과정수료
Tel : 061-750-3543, Fax : 061-752-9841
E-mail : phoenix5@sunchon.ac.kr



정 동 화 (鄭 東 和)

1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988년~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