

Sensorless Speed Control of IPMSM Drive with ANN-based

李洪鈞* · 李廷喆* · 鄭東和**

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

Abstract - This paper is proposed a ANN-based rotor position and speed estimation method for IPMSM by measuring the currents. Because the proposed estimator treats the estimated motor speed as the weights, it is possible to estimate motor speed to adapt back propagation algorithm with 2 layered neural network. The proposed control algorithm is applied to IPMSM drive system. The operating characteristics controlled by neural networks are examined in detail.

Key Words : IPMSM, Neural network, Back propagation algorithm, Sensorless control

1. 서 론

최근, IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 고성능을 발휘할 수 있고 효율 및 역률이 높은 장점 때문에 드라이브의 적용분야에 큰 호응을 받고 있다.[1] IPMSM의 특징은 광범위한 속도영역에서 토크 리플이 작고 자기 轉流능력을 가지고 있으며 기기의 체적이 축소되고 제어가 용이하다.[2] 회전자 내부에 영구자석을 부착하여 회전자 표면이 부드럽고 다양한 운전과 양호한 동적 성능에 의해 고속운전이 가능하기 때문에 공극을 저감시킬 수 있다.

대부분 가변속 드라이브 시스템에서 엔코더와 리졸버와 같은 센서를 사용하여 속도와 위치의 정보를 얻는다. 그러나 이러한 센서는 실제의 적용분야에서 많은 문제점이 도출되고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.[3]-[8]

MRAC(Model Reference Adaptive Control)[9]-[10], STC(Self Tuning Control)[11]-[12], VSAC(Variable Structure Adaptive Control)[13]-[14]과 같은 적응제어는 각광을 받았다. 이러한 연구들은 드라이브 시스템의 성능을 개선시킬 수 있는 방법이었다. 그러나 시스템의 동정 및 상태추정은 일반적으로 시스템 모델의 구조가 설정된 가정 에 기초한다. 특히 전동기와 부하의 동특성이 해석하기 어려운 경우 복잡한 계산을 필요로 한다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 최근에 각광을 받고 있는 신경회로망에 관심을 가지게 되었다. 비선형 시스템을 동정하고 제어하기 위하여 인공 신경회로망이 제시되었

다.[15]-[16] 그러나 이러한 연구도 갑작스런 부하 및 속도가 변화할 경우 시스템의 성능이 악화되는 문제점이 있다.

본 연구에서는 ANN을 이용한 IPMSM 드라이브의 속도 센서리스 제어를 제시한다. 2층 구조를 가진 신경회로망에 BPA(Back Propagation Algorithm)를 적용하여 IPMSM의 속도와 위치를 추정한다. 추정성능을 분석하고 그 결과를 제시한다.

2. IPMSM의 모델링

전기 각속도에 의해 동기회전 $d-q$ 기준축에서 IPMSM의 모델링을 구할 수 있다. 그림 1은 IPMSM의 d 와 q 축의 등가회로를 나타낸다.

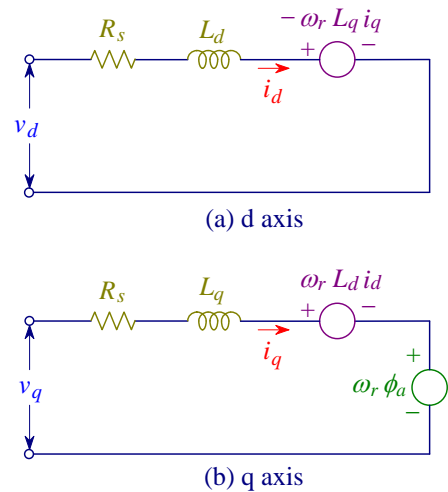


그림 1 IPMSM의 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of IPMSM

* 正 會 員 : 順天大 工大 情報通信工學部 博士課程

* 終身會員 : 順天大 工大 情報通信工學部 教授 · 工博

接受日字 : 2003年 7月 11日

最終完了 : 2003年 11月 25日

그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하면 다음과 같다.

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (1)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_a \quad (2)$$

식(1)과 (2)를 미분방정식의 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$p i_d = (-R_s i_d + \omega_r L_q i_q + v_d) / L_d \quad (3)$$

$$p i_q = (-R_s i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \phi_a + v_q) / L_q \quad (4)$$

식(3)과 (4)를 다시 정리하면 다음과 같다.

$$p \left(i_d + \frac{\phi_a}{L_d} \right) = -\frac{R_s}{L_d} \left(i_d + \frac{\phi_a}{L_d} \right) + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} \left(v_d + \frac{R_s \phi_a}{L_d} \right) \quad (5)$$

$$p i_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \omega_r \frac{L_d}{L_q} \left(i_d + \frac{\phi_a}{L_d} \right) + \frac{v_q}{L_q} \quad (6)$$

여기서 파라미터는 다음과 같다.

$$a = \frac{R_s}{L_d}, \quad b = \frac{R_s}{L_q}, \quad c = \frac{L_q}{L_d}$$

또한, i_x, i_y, v_x, v_y 를 다음과 같이 정의한다.

$$i_x = i_d + \frac{\phi_a}{L_d}, \quad i_y = i_q \quad (7)$$

$$v_x = \frac{1}{L_d} \left(v_d + \frac{R_s \phi_a}{L_d} \right), \quad v_y = \frac{v_q}{L_q} \quad (8)$$

식(5)-(8)은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$p i_x = -a i_x + c \omega_r i_y + v_x \quad (9)$$

$$p i_y = -\frac{\omega_r}{c} i_x - b i_y + v_y \quad (10)$$

식(9)와 (10)을 행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p \mathbf{i}_{xy} &= -\begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix} \mathbf{i}_{xy} - \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -c \\ 1/c & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{xy} + \mathbf{v}_{xy} \\ &= -\mathbf{A} \mathbf{i}_{xy} - \omega_r \mathbf{B} \mathbf{i}_{xy} + \mathbf{v}_{xy} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서,

$$\mathbf{i}_{xy} = \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}_{xy} = \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} a & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & -c \\ 1/c & 0 \end{bmatrix} \text{이다.}$$

연속식과 이산식의 관계는 다음과 같다.

$$\mathbf{i}_{xy}(k+1) = \mathbf{i}_{xy}(k) + T p \mathbf{i}_{xy}(k) \quad (12)$$

여기서 T 는 샘플링 주기이다.

식(11)을 식(12)에 대입하여 이산식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{i}_{xy}(k+1) = (1 - T\mathbf{A}) \mathbf{i}_{xy} - T\omega_r \mathbf{B} \mathbf{i}_{xy} + T\mathbf{v}_{xy} \quad (13)$$

식(13)을 이산형으로 표현하면 IPMSM의 수학적 모델 외 다른 표현으로 신경회로망 알고리즘의 도출할 수 있는 기본이 된다.

3. 속도추정 알고리즘

2축 추정좌표계에서 전압방정식은 식(3)과 (4)로부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$p \hat{i}_d = (-R_s \hat{i}_d + \hat{\omega}_r L_q \hat{i}_q + \hat{v}_d) / L_d \quad (14)$$

$$p \hat{i}_q = (-R_s \hat{i}_q - \hat{\omega}_r L_d \hat{i}_d - \hat{\omega}_r \phi_a + \hat{v}_q) / L_q \quad (15)$$

여기서 $\hat{\quad}$ 는 추정치를 나타낸다.

$d-q$ 축 좌표계에서와 같은 방법으로 $\hat{d}-\hat{q}$ 축에서의 전압방정식을 이산식 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{i}}_{xy}(k+1) = (1 - T\mathbf{A}) \hat{\mathbf{i}}_{xy} - T\hat{\omega}_r \mathbf{B} \hat{\mathbf{i}}_{xy} + T\hat{\mathbf{v}}_{xy} \quad (16)$$

식(16)은 신경회로망에 적용하기 위하여 다음 식으로 표현한다.

$$\hat{\mathbf{i}}_{xy}(k+1) = W_1 \hat{\mathbf{i}}_{xy} + W_2 \mathbf{B} \hat{\mathbf{i}}_{xy} + W_3 \hat{\mathbf{v}}_{xy} \quad (17)$$

여기서 $W_1 = (1 - T\mathbf{A})$, $W_2 = -T\hat{\omega}_r$, $W_3 = T$ 이다.

신경회로망 모델을 나타내는 추정치는 다음 식과 같다.

$$\hat{\mathbf{i}}_{xy}(k) = W_1 \mathbf{x}_1 + W_2 \mathbf{x}_2 + W_3 \mathbf{x}_3 \quad (18)$$

여기서 $\mathbf{x}_1 = \hat{\mathbf{i}}_{xy}(k-1)$, $\mathbf{x}_2 = \mathbf{B} \hat{\mathbf{i}}_{xy}(k-1)$, $\mathbf{x}_3 = \hat{\mathbf{v}}_{xy}(k-1)$

식(18)은 그림 2와 같이 2층 구조의 선형 신경회로망 모델로 표현할 수 있다. 신경회로망 모델이 IPMSM 모델을 추정하도록 가중치 W_1, W_2, W_3 를 조절해야 한다. 전동기 정수가 일정하면 W_1, W_3 은 항상 일정한 값이므로 속도정보가 있는 W_2 만 조절하면 신경회로망 모델이 IPMSM 모델과 같게 될 수 있으며 속도정보 $\hat{\omega}_r$ 를 얻을 수 있다.

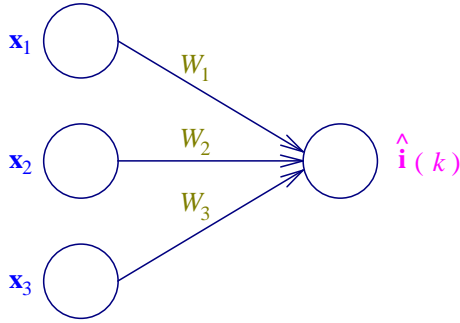


그림 2 2층 선형 신경회로망
Fig. 2 Double layer linear neural network

그림 3은 속도추정을 위한 신경회로망의 시스템을 나타낸다.

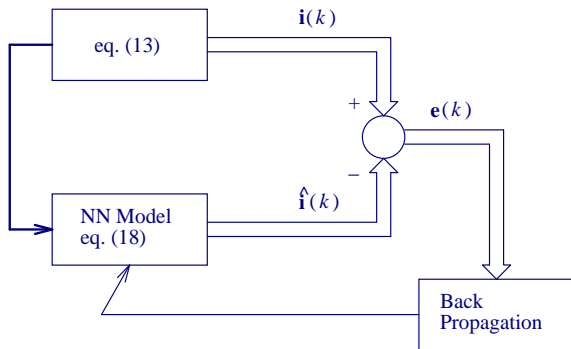


그림 3 속도추정을 위한 신경회로망의 시스템 블록도
Fig. 3 System block diagram of neural network for speed estimation

역전과 알고리즘을 이용하여 가중치 W_2 를 찾는 방법에 대하여 설명한다. 역전과 알고리즘에 의하면 출력값의 오차에 따라 신경회로망의 가중치를 조절하고 이 오차가 영이 되면 신경회로망 모델과 IPMSM 모델이 같게 된다. 이를 위하여 다음의 출력오차를 이용한다.

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{i}_{xy}(k) - \hat{\mathbf{i}}_{xy}(k) \quad (19)$$

출력오차의 에너지 함수를 E 라고 두면 다음과 같다.

$$E(k) = \frac{1}{2} \mathbf{e}^2(k) = \frac{1}{2} [\mathbf{i}_{xy}(k) - \hat{\mathbf{i}}_{xy}(k)]^2 \quad (20)$$

신경 사이의 하중은 에너지 함수를 최소화하기 위하여 동조한다. 따라서 역전과 알고리즘에 의한 가중치 변동 ΔW_2 와 W_2 는 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta W_2 = -\eta \Delta E(k) + \alpha \Delta W_2(k-1) \quad (21)$$

$$W_2(k+1) = W_2(k) + \Delta W_2(k) \quad (22)$$

여기서 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. $\Delta E(k)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta E(k) &= \frac{\partial E(k)}{\partial W_2} = \frac{\partial E(k)}{\partial \hat{i}_{xy}} \cdot \frac{\partial \hat{i}_{xy}}{\partial W_2} \\ &= -\frac{1}{c} [i_q(k) - \hat{i}_q(k)] \left[\hat{i}_d(k-1) + \frac{\phi_a}{L_d} \right] + c [i_d(k) - \hat{i}_d(k)] \hat{i}_q(k-1) \end{aligned} \quad (23)$$

식(23)을 식(21)에 대입하여 $\Delta W_2(k)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta W_2(k) &= \eta \left\{ \frac{1}{c} [i_q(k) - \hat{i}_q(k)] \left[\hat{i}_d(k-1) + \frac{\phi_a}{L_d} \right] \right. \\ &\quad \left. - c [i_d(k) - \hat{i}_d(k)] \hat{i}_q(k-1) \right\} + \alpha \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (24)$$

결과적으로 식(17), (22) 및 (24)를 이용하여 추정속도를 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \left\{ \frac{1}{c} [i_q(k) - \hat{i}_q(k)] \left[\hat{i}_d(k-1) + \frac{\phi_a}{L_d} \right] \right. \\ &\quad \left. - c [i_d(k) - \hat{i}_d(k)] \hat{i}_q(k-1) \right\} - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (25)$$

추정속도를 이용하여 구한 회전자 자극의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (26)$$

그림 4는 신경회로망을 이용한 IPMSM의 벡터제어 시스템을 나타낸다.

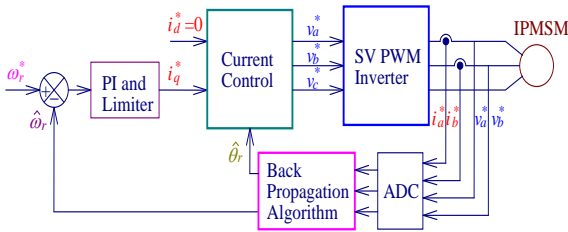


그림 4 IPMSM의 벡터제어 시스템
Fig. 4 Vector control system of IPMSM

그림 5는 위치제어를 위한 블록도이다. 지령위치를 추정 위치를 비교하여 지령속도를 구하고 지령속도를 추정속도와 비교하여 제어한다. 속도제어기는 PI 제어기와 리미터로 구성되어 있으며 출력은 지령 q 축 전류 i_q^* 를 발생시킨다. 지령 q 축 전류를 SV(Space Vector) PWM 인버터의 블록에서 전류제어기와 좌표변환을 수행하고 PWM에 의해 실제 3상 전류를 발생시킨다.

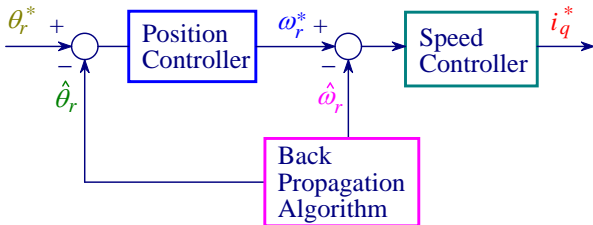


그림 5 위치제어기의 블록도
Fig. 5 Block diagram of position controller

4. 시스템의 성능결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1 IPMSM의 파라미터
Table 1 Parameter of IPMSM

극수	4
전기자 저항 R_s	0.57 [Ω]
영구자석 쇠교자속 ϕ_a	0.108[Wb]
정격 주파수	60[Hz]
d 전기자 인덕턴스 L_d	8.72[mH]
q 전기자 인덕턴스 L_q	22.8[mH]
정격 토크	3.5[N·m]
정격 속도	1800[rpm]

그림 6은 본 연구에서 제시한 센서리스 벡터제어의 결과이다. 지령속도는 0.2[sec]에서 기동하여 정격속도인 1800[rpm]로 스텝으로 증가시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 6(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 추종속도는 지령속도 및 실제속도

에 양호하게 추종되고 있다. 그림(c)는 실제 q 축 전류, 그림(d)는 추정 q 축 전류를 나타내고 그림(e) 실제 회전각과 추정 회전각을 나타낸다. 추정 q 축 전류 및 회전각도 실제 q 축 전류 및 회전각에 양호하게 추정하고 있다.

그림 7은 지령속도를 0.2[sec]에서 기동하여 저속인 -500[rpm]로 스텝으로 역회전시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. 역회전을 경우, 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종하고 있으며 추정 q 축 전류 및 회전각도 실제 q 축 전류 및 회전각에 양호하게 추정하고 있다.

그림 8은 0.2[sec]에서 지령속도를 -1000[rpm]로 운전하다가 0.5[sec]에서 지령속도를 1000[rpm]으로 변화시켰을 때의 응답특성을 나타낸다. 그림 8(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 속도의 변화에도 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 그림(c)는 실제 q 축 전류, 그림(d)는 추정 q 축 전류를 나타내고 그림(e) 실제 회전각과 추정 회전각을 나타낸다. 추정 q 축 전류 및 회전각도 실제 q 축 전류 및 회전각에 양호하게 추정하고 있다.

그림 9는 무부하 상태에서 1800[rpm]으로 정상상태로 운전 중 0.5[sec]에서 0.7[sec]까지 부하토크 2[N·m]인가했을 경우 나타나는 응답결과를 나타낸다. 부하토크를 인가한 경우에도 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 또한 추정 q 축 전류 및 회전각도 실제 q 축 전류 및 회전각에 양호하게 추정하고 있다.

그림 10은 지령위치를 0.1[sec]에서 8π [rad]로 운전 중 1.0[sec]에서 -8π [rad]로 지령위치를 변화시켜 운전했을 경우의 응답과형을 나타낸다. 그림 10(a)는 지령위치, 실제 위치 및 추정위치를 나타낸다. 그림(b)는 실제속도와 추정속도를 나타내고 그림(c)는 실제각과 추정각을 나타낸다. 그림(d)는 실제 q 축 전류를 나타내며 그림(e)는 추정 q 축 전류를 나타낸다. 추정위치 및 실제위치는 지령위치에 양호하게 추정되고 있으며 추정속도도 실제속도에 매우 양호하게 추정되고 있다. 그리고 실제 q 축 전류와 추정 q 축 전류는 유사하게 나타나고 있다.

이러한 응답특성에서 추정성능을 더욱 명확하게 파악하기 위하여 오차를 구해 보았다. 그림 11은 그림 6에서 그림 9까지 실제 속도와 추종 속도의 오차를 나타낸다.

그림 11(a)는 그림 6의 실제속도와 추정속도의 오차이고 그림 (b)는 그림 7의 오차이다. 그리고 그림 (c)는 그림 8의 실제속도와 추종속도의 오차이며 그림 (d)는 그림 9의 오차를 나타낸다. 이러한 오차는 2[%] 이내로 존재하므로 추종성능이 매우 양호하다는 것을 알 수 있다.

그림 12는 그림 10에 대한 오차를 나타낸다. 그림 12(a)는 지령위치와 추종위치의 오차를 나타내고 그림 (b)는 실제위치와 추종위치의 오차를 나타낸다. 그리고 그림 (c)는 실제속도와 추종속도의 오차를 나타내고 그림 (d)는 실제각과 추정각의 오차를 나타낸다. 여기서 구한 오차도 2[%] 이내로 존재한다. 따라서 본 연구에서 제시한 알고리즘의 타당성을 입증할 수 있었다.

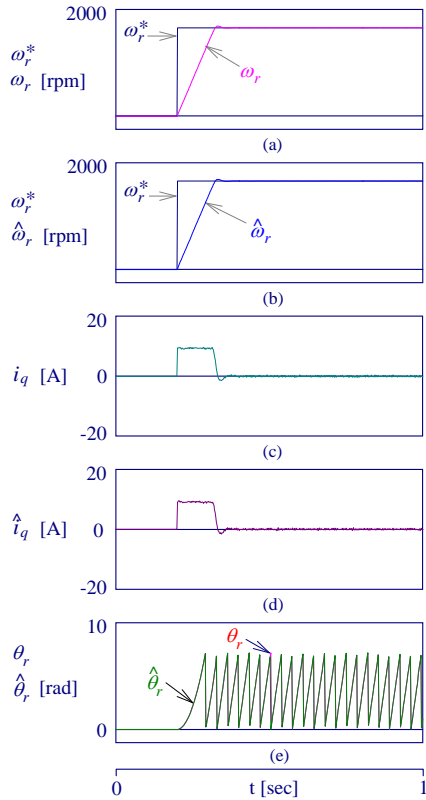


그림 6 스텝 지령속도에 의한 응답특성 (정격속도)
 Fig. 6 Response characteristics with step command speed

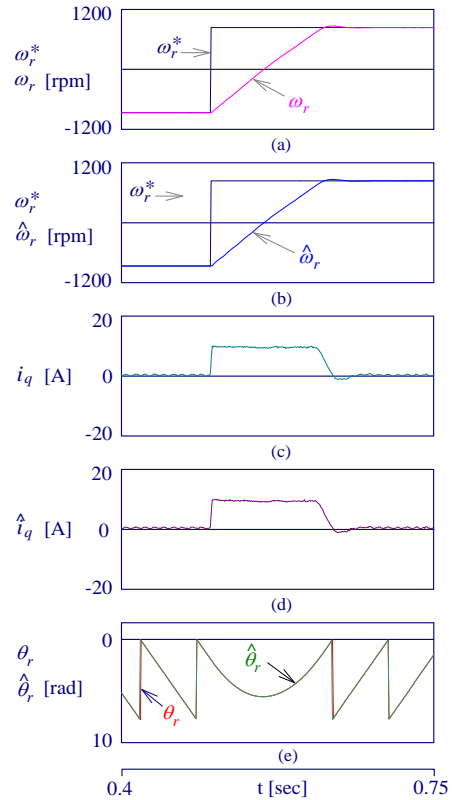


그림 8 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성
 Fig. 8 Response characteristics with change of step command speed

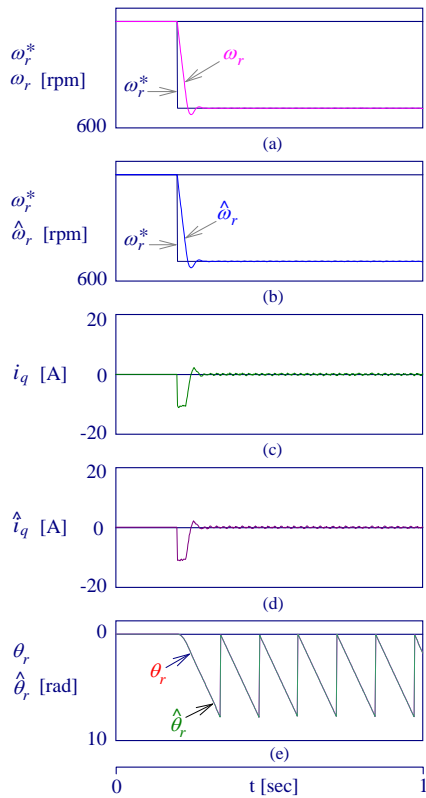


그림 7 스텝 지령속도에 의한 응답특성 (저속)
 Fig. 7 Response characteristics with step command speed

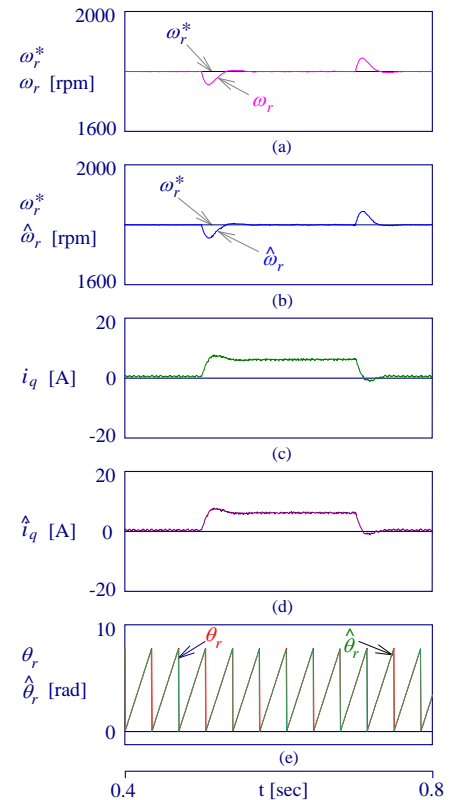


그림 9 부하토크의 스텝변화에 대한 응답
 Fig. 9 Response with step variation of load torque

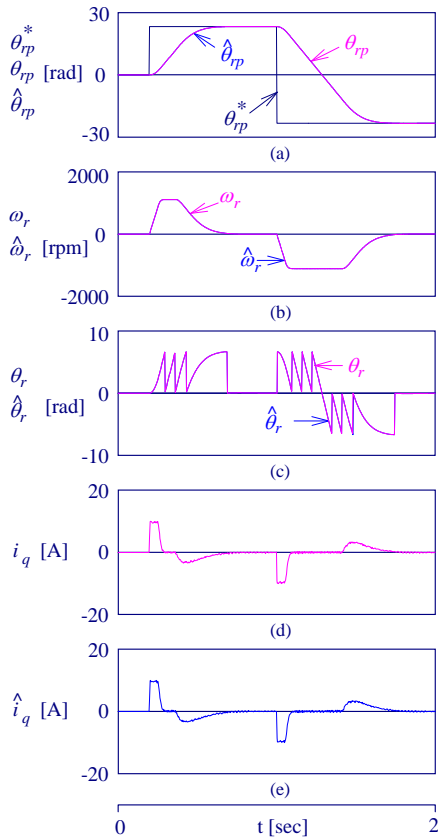


그림 10 위치제어의 응답특성($8\pi[rad] \rightarrow -8\pi[rad]$)
 Fig. 10 Response characteristics of position control

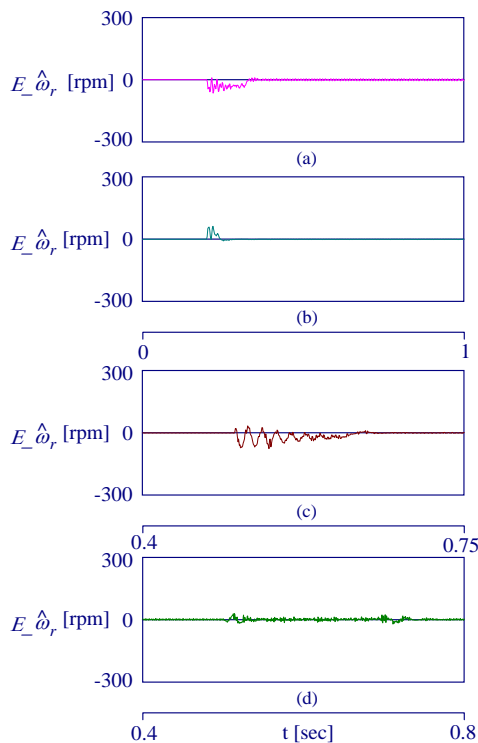


그림 11 실제 속도와 추종 속도의 오차
 Fig. 11 Error of actual speed and estimated speed

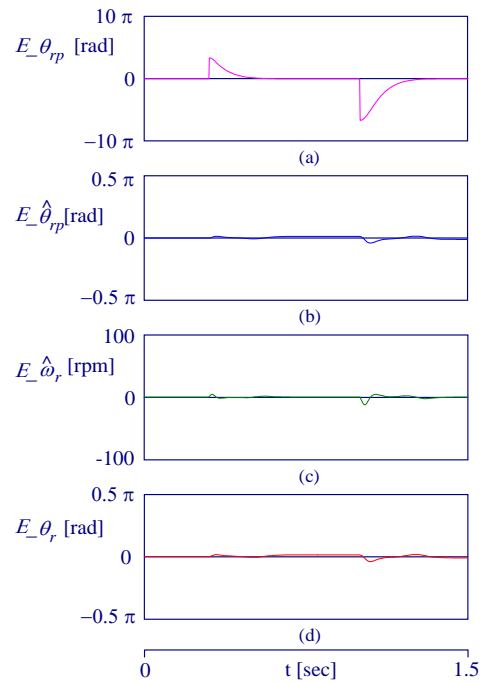


그림 12 그림 10의 오차계산
 Fig. 12 Error calculation of Fig. 9

5. 결 론

본 논문에서는 신경회로망을 이용한 IPMSM의 속도 및 위치 센서리스 제어를 제시하였다. 본 논문에서 얻은 결론은 다음과 같다.

- (1) 스텝 지령속도가 기동에서 정격속도까지 추정 속도, q 축 전류 및 회전각은 실제 속도, q 축 전류 및 회전각에 양호하게 추정하였다.
- (2) 저속의 경우에도 추정 속도, q 축 전류 및 회전각은 실제 속도, q 축 전류 및 회전각에 양호하게 추정하였다.
- (3) 속도의 변화에도 추정 속도, q 축 전류 및 회전각은 실제 속도, q 축 전류 및 회전각에 양호하게 추정하였다.
- (4) 부하토크를 인가할 경우에도 추정 속도, q 축 전류 및 회전각은 실제 속도, q 축 전류 및 회전각에 양호하게 추정하였다.
- (5) 지령위치를 스텝으로 변화시켰을 경우에도 추종위치는 양호하게 추종하였으며 위치제어의 응답특성도 양호하였다.
- (6) 이러한 성능을 명확하게 확인하기 위하여 오차를 구하였으며 이 오차는 2[%] 범위 내에서 존재하므로 추종성능이 우수하다는 것을 확인하였다.

본 논문에서는 다양한 속도 및 토크의 변화에도 속도 및 위치의 추종성능이 양호하게 나타났으며 제시한 센서리스 알고리즘의 타당성을 입증할 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구 (R01 - 2001 - 000 - 00301 - 0 (2002)) 지원으로 수행되었음

참 고 문 헌

[1] G. R. Slemon, "Electric Machines and Drives", Reading, MA: Addison Wesley, 1992

[2] T. J. E. Miller, "Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives", Oxford, U.K. : Clarendon, 1989

[3] 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.

[4] A. Consolimi G. Scarcella and A. Testa, "Sensorless control of PM synchronous motors at zero speed," IEEE IAS Conf. Rec. Ann. Meet., pp. 1033-1040, 1999.

[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.

[7] R. B. Sepe and J. H. Lang, "Real-time observer based (adaptive) control of a permanent magnet synchronous motor without mechanical sensors," IEEE Trans. on IA, vol. 28, no. 6, pp. 1345-1352, 1992.

[8] L. A. Jones and J. H. Lang, "A state observer for permanent synchronous motor," IEEE Trans. on IA, no. 4, pp. 374-382, 1989.

[9] S. R. Bowes and J. Li, "New Robust adaptive control algorithm for high-performance ac drives", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 47, pp. 325-336, Apr. 2000

[10] Y. Qiu, L. P. Huang, B. Bai, and Z. Y. Xue, "A Simple online estimation method of rotor resistance for induction motor using MRAC", IEEE IECON 99, Vol. 3, pp. 1027-1032, 1999

[11] B. Zhang, Y. Li, and Y. Zuo, "A DSP-based fully digital PMSM servo drives using on-line self-tuning PI controller", PIEMC 2000, Vol. 3, pp. 1012-1018, 2000

[12] H. Wertz and F. Schutte, " Self-tuning speed control for servo drives with imperfect mechanical load", IEEE-IAS Annu. Meeting, Conf. Rec., Vol. 3, pp. 1497-1504, 2000

[13] I. C Baik, K. H. Kim, and M. H. Youn, " Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor

using adaptive and sliding mode control techniques", IEE-Elect. Power Applicat., Vol. 145, no. 4, pp. 369-376, 1997

[14] Z. H. Akpolat, G. M. Asher, and J. C. Clare, "A practical approach to the design for robust speed controllers for machine drives", IEEE Trans, Ind. Electron, Vol. 47, pp. 475-483, Mar./Apr., 2000

[15] M. A. Hoque, M. R. Zaman and M. A. Rahman, "Artificial neural network based controller for permanent magnet motor drives," IEEE-IAS Annu. Meeting, Conf. Rec., pp. 1775-1780, 1995.

[16] T. Fukuda and T. Shibata, "Theory and applications of neural networks for industrial control systems, IEEE Trans. on IE, vol. 39, no. 6, pp. 472-479, 1992.

저 자 소 개



이 홍 균 (李 洪 鈞)

1973년 7월 15일생. 1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 동 대학원 정보통신공학부 박사과정
Tel:061-750-3543, Fax:061-752-9841
E-mail : phoenix5@sunchon.ac.kr



이 정 철 (李 廷 喆)

1995년 순천대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 순천대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 박사수료. 2001년~ 현재 제일대학 차량기계학부 겸임교수.
Tel:061-750-3543, Fax:061-752-9841
E-mail : jcleee0123@hanmail.net



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