

적응 관측기에 의한 SPMSM의 속도 및 위치 센서리스 제어

論 文

54P-1-1

Speed and Position Sensorless Control of SPMSM with Adaptive Observer

李 洪 鈞* · 李 廷 喆** · 鄭 東 和† · 車 永 斗***

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

Abstract - This paper is proposed the speed and position sensorless control of surface permanent magnet synchronous motor(SPMSM) with adaptive fuzzy and observer. A adaptive fuzzy controller is applied for speed control of SPMSM drive. A adaptive state observer is used for the mechanical state estimation of the motor. The observer was developed based on nonlinear model of SPMSM, that employs a $d-q$ rotating reference frame attached to the rotor. A adaptive observer is implemented to compute the speed and position feedback signal. The validity of the proposed sensorless scheme is confirmed by various response characteristics.

Key Word : SPMSM, Sensorless Vector Control, Adaptive Fuzzy Control, Adaptive State Observer, Speed and Position Control

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]-[10] 전압방정식을 이용하는 방법은 고정자전압에서 고정자저항에 의한 전압 강하분을 제거한 항을 적분하여 자속의 위치를 추정한다.[3] 이 방법은 간단하고 효과적이지만 위치추정의 성능이 고정자 저항값의 설정에 영향을 많이 받고 역기전력이 작아 데드타임 등의 외란이 현저하게 나타나는 저속영역에서 사용하기 어려운 점이 있다. INFORM 방법은 큰 전압이 인가되

었을 경우 포화현상에 의해 나타나는 고정자 인덕턴스의 변화를 이용하여 회전자자속을 추정한다.[4] 그러나 미분연산을 사용하기 때문에 잡음의 문제가 발생한다. 고주파 전압을 주입하는 방법은 전동기에 회전하는 전압벡터를 인가하여 회전자위치를 추종한다. 그러나 저속영역에서 만족할 만한 성능이 나타나지만 원하는 돌극성을 얻기 위하여 전동기의 회전자에 특수한 가공을 취해야 하는 단점이 있다. 적응 제어 방식으로 MRAC[5] 및 EKF[6] 등이 있다. 이러한 연구들은 드라이브 시스템의 성능을 개선시킬 수 있는 방법이였다. 그러나 시스템의 동정 및 상태추정은 일반적으로 시스템 모델의 구조가 설정된 가정에 기초한다. 특히 전동기와 부하의 동특성이 해석하기 어려울 경우 복잡한 계산은 필요로 한다.

본 논문에서는 적응 퍼지와 관측기를 이용한 SPMSM의 센서리스 벡터제어를 제시한다. 관측기는 초안정도 이론을 이용한다. 동기회전하는 기준축에서 얻은 전압방정식은 기준 모델을 설정하는데 사용한다. 그리고 추정 전류치는 회전자의 속도와 위치정보를 얻기 위하여 측정치와 비교한다. SPMSM의 속도를 제어하기 위하여 적응 퍼지제어기를 사용하여 응답성능을 향상시킨다. 다양한 파라미터의 변동에 대한 추정성능을 분석하고 속도와 위치제어에서도 응답과 추정 성능을 검토하여 그 결과를 제시한다.

* 正 會 員 : 順 天 大 工 大 情 報 通 信 工 學 部 博 士 課 程

** 正 會 員 : 順 天 大 工 大 情 報 通 信 工 學 部 博 士

† 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

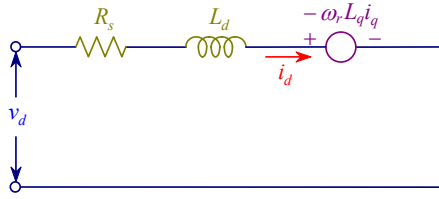
*** 正 會 員 : (주)태성계전 대표이사

接受日字 : 2004年 6月 25日

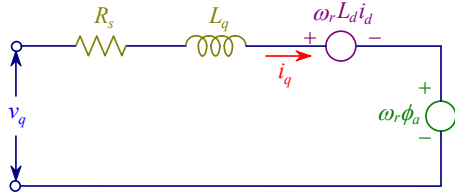
最終完了 : 2005年 2月 17日

2. SPMSM의 모델링

전기 각속도에 의해 동기회전 $d-q$ 기준축에서 전동기의 모델을 구할 수 있다. 그림 1은 PMSM의 d 와 q 축의 등가 회로를 나타낸다.



(a) d axis



(b) q axis

그림 1 PMSM의 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of PMSM

그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하면 다음과 같다.

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

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

PMSM의 발생토크는 전류의 성분 i_d 와 i_q 에 비례한다.

$$T_e = P_n [\phi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

여기서, $P_n = \frac{3P}{2}$ 이다.

PMSM에서 구한 모델식에서 $L_d = L_q = L$ 로 대치하면 SPMSM의 모델식이 성립된다.

$$v_d = R_s i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_r L i_q \quad (4)$$

$$v_q = R_s i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_r L i_d + \omega_r \phi_a \quad (5)$$

$$T_e = P_n \phi_a i_q \quad (6)$$

3. 적응 관측기의 설계

식(4)과 (5)를 정리하여 미분방정식으로 변환하여 행렬 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \omega_r \\ \omega_r & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\phi_a}{L} \end{bmatrix} \omega_r \quad (7)$$

적응 관측기는 조절모델을 고려하여 식(7)에서 얻는다.

$$P \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_d \\ \dot{\hat{i}}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\phi_a}{L} \end{bmatrix} \hat{\omega}_r \quad (8)$$

여기서, $\hat{\omega}_r$ 는 추정속도이며 \hat{i}_d, \hat{i}_q 은 추정전류이다.

오차는 다음과 같이 설정한다.

$$\begin{cases} e_{id} = \hat{i}_d - i_d \\ e_{iq} = \hat{i}_q - i_q \\ e_\omega = \hat{\omega}_r - \omega_r \end{cases} \quad (9)$$

식(8)에서 식(7)을 빼면 다음 식을 얻는다.

$$P \begin{bmatrix} \dot{e}_{id} \\ \dot{e}_{iq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \hat{\omega}_r \\ \hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{id} \\ e_{iq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_q \\ -i_d - \frac{\phi_a}{L} \end{bmatrix} e_\omega \quad (10)$$

이 오차 방정식을 다음 형태로 표현한다.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{W} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{W} \end{cases} \quad (11)$$

$$\mathbf{X} = (e_{id}, e_{iq})^T, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & -\frac{R_s}{L} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \mathbf{I}_{2 \times 2}$$

여기서,

$$\mathbf{C} = \mathbf{I}_{2 \times 2}, \mathbf{D} = \mathbf{0}, \mathbf{W} = \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d + \frac{\phi_a}{L} \end{bmatrix} e_\omega$$

Popov의 초안정도 이론[7]에 의하여 식(11)은 다음 조건을 만족한다면 점근 안정이 된다.

- (1) (\mathbf{A}, \mathbf{B}) 는 절대 가제어성이고 (\mathbf{C}, \mathbf{A}) 는 절대 가관측성이다.
- (2) 포워드 루프의 전달함수 행렬 $\mathbf{G}(s) = \mathbf{D} + \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}$ 은 정실이다.
- (3) Popov 부등식은 다음 식을 만족한다.

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \mathbf{W}^T(t) \mathbf{X}(t) dt \geq -r_0^2 \quad (12)$$

$$\forall t_1 \geq 0, r_0^2 \geq 0$$

\mathbf{B}, \mathbf{C} 는 단위행렬이기 때문에 항상 만족한다.

\mathbf{B} 가 단위행렬이고, \mathbf{D} 가 0이므로 $\mathbf{G}(s)$ 는 $\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}$ 와 같이 간단하게 할 수 있으며 다음 식을 만족한다면 정실이다.

$$\begin{cases} PA + A^T P = -Q, P = P^T > 0, Q = Q^T > 0 \\ IP = C \end{cases} \quad (13)$$

C가 단위행렬이고 A < 0 이기 때문에 (2)의 조건을 만족한다. 부등식(12)을 고려하면 다음과 같다.

$$\int_0^t e_{\omega} \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d + \frac{\phi_a}{L} \end{bmatrix}^T X d\tau \geq -r_0^2, \forall t_1 \geq 0, r_0^2 \geq 0 \quad (14)$$

m은 다음과 같이 놓는다.

$$m = -i_q e_{id} + (i_d + \frac{\phi_a}{L}) e_{iq} \quad (15)$$

적응규칙은 다음과 같이 선정한다.

$$e_{\omega} = K_P m + K_I \int_0^t m d\tau \quad (16)$$

적응규칙을 선정한다면 부등식(14)는 $\forall K_P, K_I \geq 0$ 에 의해 만족된다. X와 e_{ω} 은 제한시간 내에서 0에 수렴하고 $\hat{\omega}_r$ 은 ω_r 의 추정으로 사용될 수 있다. 따라서 적응 관측기에 의하여 회전자의 속도와 위치를 추정할 수 있다.

4. 시스템의 속도와 위치 제어

그림 2는 적응 관측기에 의한 SPMSM 드라이브 시스템의 간단한 블록도를 나타낸다. 속도제어기는 고성능 제어를 위하여 적응 퍼지제어기를 이용하였다.[8] 적응 퍼지제어기는 종래의 직접 퍼지제어기에서 나타나는 문제점을 감안하여 기준모델을 이용하여 MRAC 형태의 퍼지제어기를 구성하였다. 적응 시스템의 적응과정은 2개의 퍼지제어기로 동작한다. 그림 3은 두 개의 퍼지동작의 상호작용을 나타내며 DFC(Direct Fuzzy Controller)는 종래의 일반적인 퍼지제어기이고 AFC(Adaptive Fuzzy Controller)는 기준 모델을 고려한 적응 퍼지제어기를 나타낸다.

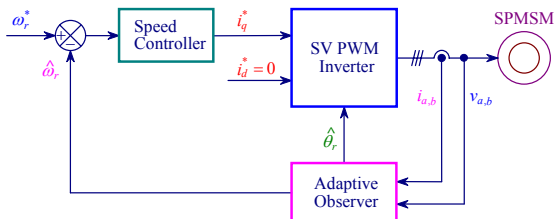


그림 2 적응 관측기에 의한 드라이브 시스템의 블록도
Fig. 2 Block diagram of drive system with adaptive observer

DFC 알고리즘에 의한 출력은 $\Delta i_{q1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령 q축 전류를 얻는다. DFC는 종래의 퍼지제어 알고리즘을 사용하며 AFC는 기준모델을 사용하여 속도제어기의 룰베이스는 표 1에 나타낸다. 속도제어기의 출력은 적응 퍼지제어

기에 의하여 지령 q축 전류 i_q^* 를 발생시킨다. 지령 d-q축 전류를 SV(Space Vector) PWM 인버터의 블록[9]-[10]에서 전류제어기와 좌표변환을 수행하고 PWM에 의해 실제 3상 전류를 발생시킨다. 그리고 운전영역은 저속에서 고속에 이르기까지 효율과 토크를 최대화 하는 제어가 가능하다.

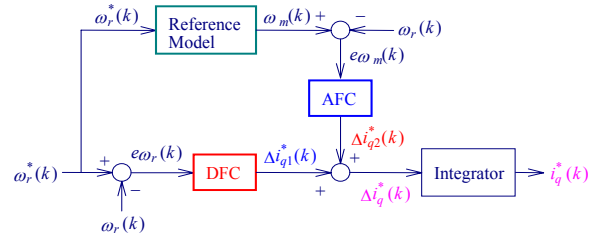


그림 3 적응 퍼지 알고리즘
Fig. 3 adaptation fuzzy algorithm

표 1 속도제어기의 룰베이스

Table 1 Rule base for speed controller

$e\omega_r$ $ce\omega_r$	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

그림 4는 위치제어를 위한 블록도이다. 지령위치와 추정위치를 비교하여 지령속도를 구하고 지령속도를 추정속도와 비교하여 제어한다. 속도제어기는 PI 제어기와 리미터로 구성되어 있으며 출력은 지령 q축 전류 i_q^* 를 발생시킨다. 지령 d-q축 전류를 SV(Space Vector) PWM 인버터의 블록에서 전류제어기와 좌표변환을 수행하고 PWM에 의해 실제 3상 전류를 발생시킨다.

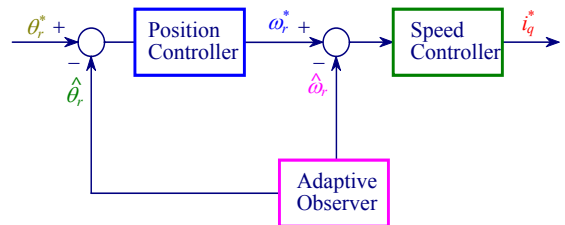


그림 4 위치제어기의 블록도
Fig. 4 Block diagram of position controller

5. 시스템의 성능결과

본 연구에서 사용한 SPMSM의 파라미터는 표 2과 같다.

표 2 SPMSM의 파라미터
Table 2 Parameter of SPMSM

극수	4
전기자 저항 R_s	0.65[Ω]
영구자석 쇄교자속 ϕ_a	0.078[Wb]
정격 주파수	60[Hz]
d 축 인덕턴스 L_d	0.1[H]
q 축 인덕턴스 L_q	0.1[H]
정격 속도	1800[rpm]

그림 5는 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 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 6은 지령속도를 0.2[sec]에서 기동하여 저속인 500[rpm]로 스텝으로 증가시켜 운전 0.6[sec]에서 -500[rpm]으로 역회전시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. 저속 운전 중 속도변화를 시켰을 경우, 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종하고 있으며 추정 q 축 전류 및 회전각도 실제 q 축 전류 및 회전각에 양호하게 추정하고 있다.

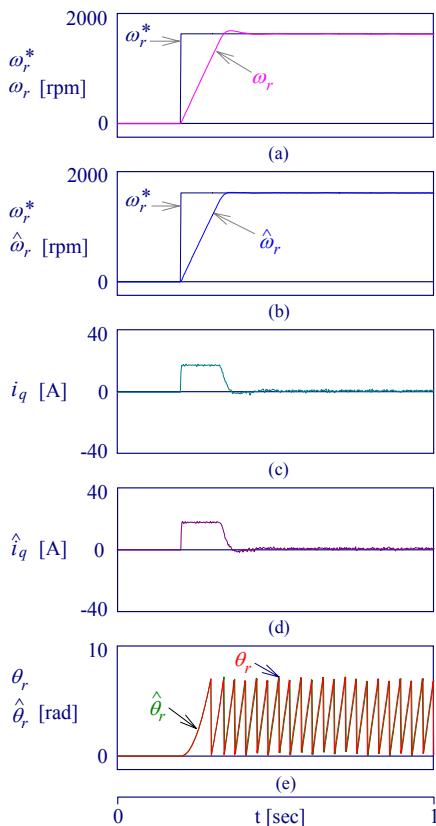


그림 5 스텝 지령속도에 의한 응답특성 (정격속도)
Fig. 5 Response characteristics with step command speed

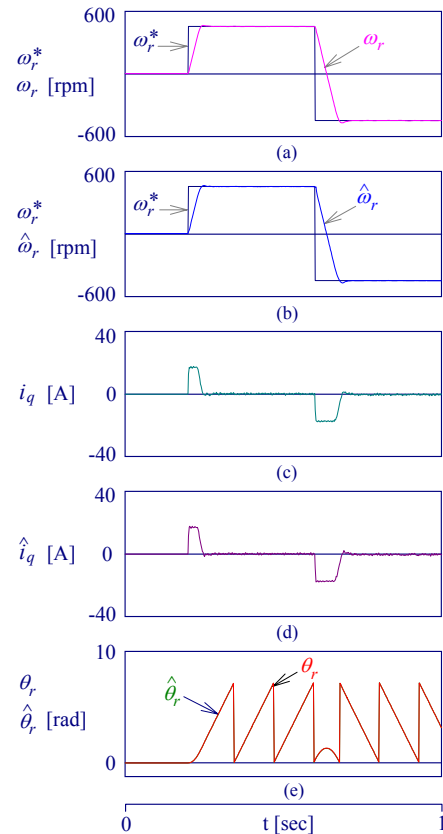


그림 6 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성
Fig. 6 Response characteristics with change of step command speed

그림 7은 무부하 상태에서 1000[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 8은 4상한 운전시켰을 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 지령위치를 0.1[sec]에서 3π [rad]로 운전 중 1.0[sec]에서 -3π [rad]로 지령위치를 변화시켜 운전했을 경우의 응답과형을 나타낸다. 그림 9(a)는 지령위치, 실제위치 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 추정

되고 있다. 그리고 실제 q 축 전류와 추정 q 축 전류는 유사하게 나타나고 있다.

이러한 응답특성에서 추정성능을 더욱 명확하게 파악하기 위하여 오차를 구해 보았다. 그림 10은 그림 5에서 그림 8 까지 실제 속도와 추종 속도의 오차를 나타낸다.

그림 10(a)는 그림 5의 실제속도와 추종속도의 오차이고 그림 (b)는 그림 6의 오차이다. 그리고 그림 (c)는 그림 7의 실제속도와 추종속도의 오차이며 그림 (d)는 그림 8의 오차를 나타낸다. 이러한 오차는 2[%] 이내로 존재하므로 추종 성능이 매우 양호하다는 것을 알 수 있다.

그림 11은 그림 9에 대한 오차를 나타낸다. 그림 11(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 추종각의 오차를 나타낸다. 여기서 구한 오차도 2[%] 이내로 존재한다. 따라서 본 연구에서 제시한 알고리즘의 타당성을 입증할 수 있었다.

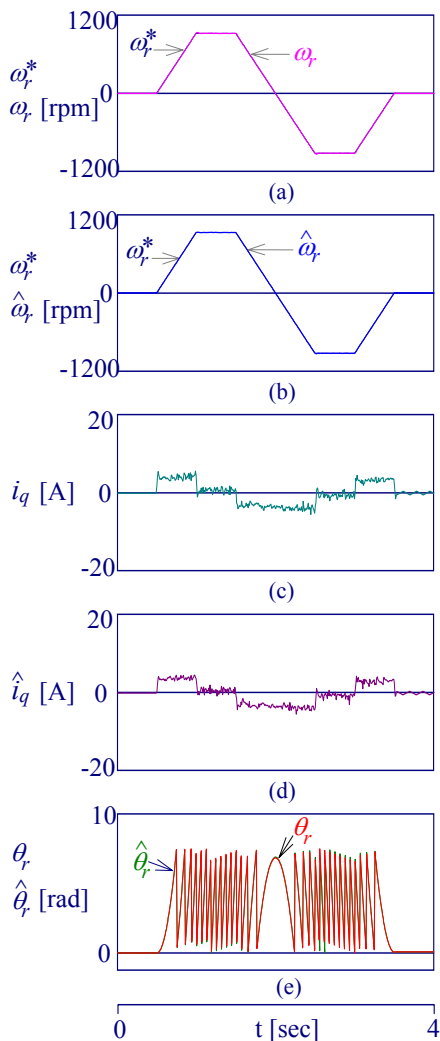


그림 7 지령속도의 4상한 운전특성
Fig. 7 Drive characteristics of four quadrant of command speed

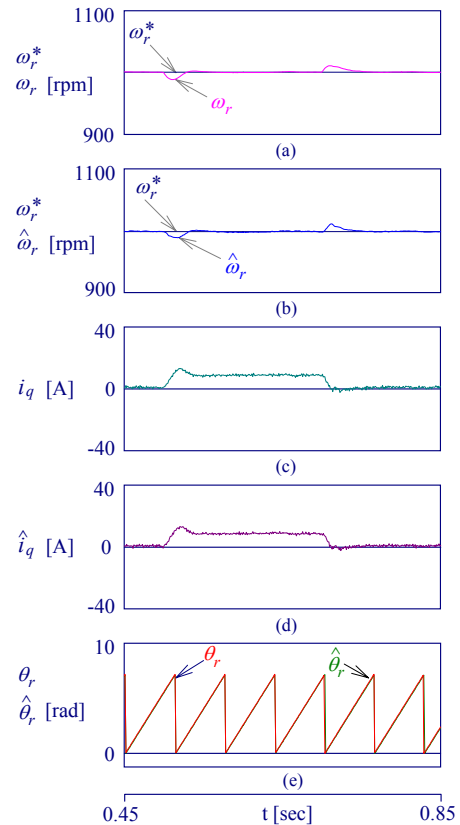


그림 8 부하토크의 스텝변화에 대한 응답
Fig. 8 Response with step variation of load torque

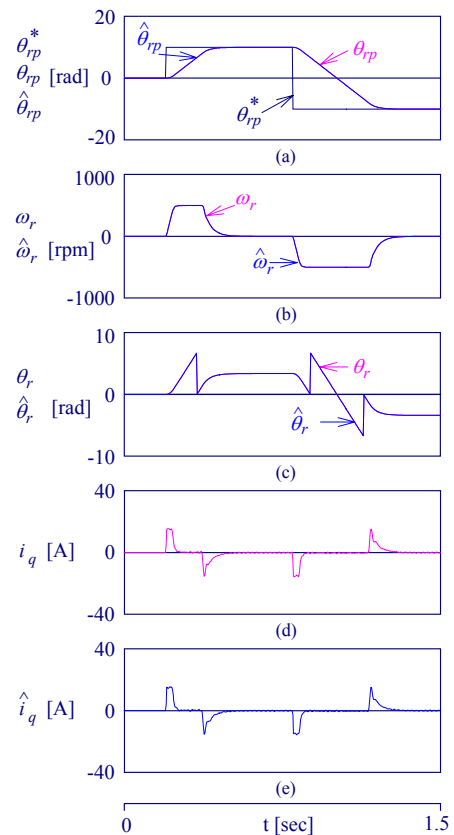


그림 9 위치제어의 응답특성($3\pi[rad] \rightarrow -3\pi[rad]$)
Fig. 9 Response characteristics of position control

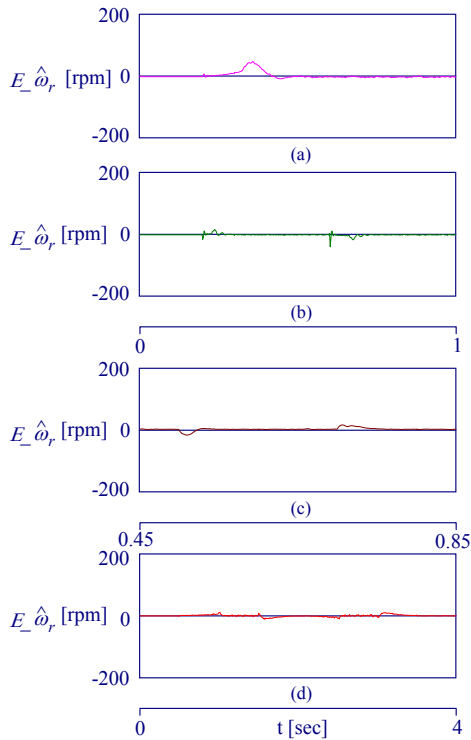


그림 10 실제 속도와 추종 속도의 오차
Fig. 10 Error of actual speed and estimated speed

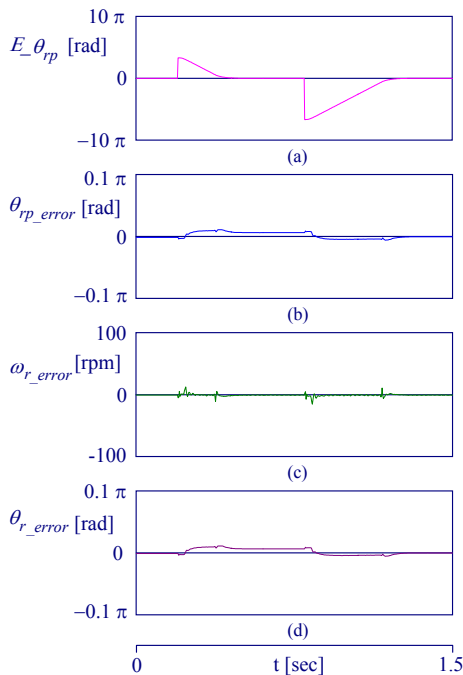


그림 11 그림 9의 오차계산
Fig. 11 Error calculation of Fig. 9

5. 결 론

본 논문에서는 적응 퍼지와 관측기를 이용한 SPMSM의 센서리스 벡터제어를 제시하였다. 적응 퍼지제어기는 속도 제어를 위하여 적용하였고 적응 관측기는 Popov의 초안정

도 이론에 기초하였으며 본 논문에서 얻은 결론은 다음과 같다.

- (1) 스텝 지령속도가 저속과 정격속도에서 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추정하였다.
- (2) 지령속도의 변화에도 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추정하였다.
- (3) 지령속도를 4상한 운전시켰을 경우에도 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추정하였다.
- (4) 부하토크를 인가할 경우에도 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추정하였다.
- (5) 스텝 지령위치에서 위치제어의 응답특성도 양호하였다.

본 논문에서는 시스템의 응답특성이 양호하게 나타났으며 제시한 센서리스 알고리즘의 타당성을 입증할 수 있었다.

본 연구는 2004년도 순천대학교 산·학·연 컨소시엄 사업에 의해 수행되었으며 이에 감사드립니다.

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.
- [7] Q. Li, "Theory, design and application of adaptive control systems," Science Press, Beijing, 1990.
- [8] D. H. Chung, et al., "Adaptive fuzzy controller for high performance PMSM drive," KIEE Trans., vol. 51D, no. 12, pp. 535-541, 2002.
- [9] D. H. Chung, et al., "Efficiency optimization control

for energy saving of IPMSM drive," KIEE Trans., vol. 51B, no. 12, pp. 697-703, 2002.

- [10] D. H. Chung, et al., "Maximum torque control of IPMSM for electric vehicle drive," KIPE Trans., vol. 8, no. 3, pp. 221-229, 2003.

저 자 소 개



이 홍 균 (李 洪 鈞)
1973년 7월 15일생. 1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 정보통신공학부 박사수료
Tel: 061-750-3543, Fax: 061-750-3508
E-mail : phoenix5@mail.sunchon.ac.kr



이 정 철 (李 廷 喆)
1995년 순천대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 순천대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 박사. 2001년 ~ 현재 제일대학 차량기계학부 겸임교수.
Tel: 061-750-3543, Fax: 061-750-3508
E-mail : jcleee0123@hanmail.net



정 등 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: 061-750-3508
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
WebPage: <http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777>



차 영 두 (車 永 斗)
1972년 조선대학교 공업전문대학 졸업. 1993년 연세대학교 산업대학원 수료. 1992년~현재 (주)태성계전 대표이사