

적응 퍼지 관측기를 이용한 SPMSM 드라이브의 속도 센서리스제어

이영실, 이정철, 이홍균, 남수명, 정동화
 순천대학교 공과대학 정보통신공학부

Speed Sensorless Control of SPMSM with Adaptive Fuzzy and Observer

Young-Sil Lee, Jung-Chul Lee, Hong-Gyun Lee, Su-Myeong Nam, Dong-Hwa Chung
 School of Information & Communication Engineering, Suncheon National Univ.

Abstract - This paper is proposed to position and speed control of interior permanent magnet synchronous motor(SPMSM) drive without mechanical sensor. 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.

1. 서 론

최근, SPMSM(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)은 높은 에너지밀도를 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.[1] 따라서 AC 드라이브의 센서리스 백터제어에 많은 관심을 가지게 되었다.[2]-[4] 본 논문에서는 적응 퍼지와 관측기를 이용한 SPMSM의 센서리스 백터제어를 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.

2. SPMSM의 모델링

전기 각속도에 의해 동기회전 d-q 기준축에서 전동기의 모델을 구할 수 있다.

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

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

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

여기서, $P_n = \frac{3P}{2}$ 이다.

SPMSM에서 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 행렬형태로 나타내면 다음과 같다.

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

적응 관측기는 조절모델을 고려해 식(7)에서 얻는다.

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

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.

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

이 오차 방정식을 다음 형태로 표현한다.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BW \\ Y = CX + DW \end{cases} \quad (11)$$

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

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

Popov의 초안정도 이론[5]에 의하여 식(11)은 다음 조건을 만족한다면 점근 안정이 된다.

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

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

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

B, C 는 단위행렬이기 때문에 항상 만족한다.

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

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

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

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

m 은 다음과 같이 놓는다.

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

적응규칙은 다음과 같이 선정한다.

$$e_\omega = K_p m + K_I \int_0^t m dt \quad (16)$$

적응규칙을 선정한다면 부등식(14)은 $\forall K_p, K_I \geq 0$ 에 의해 만족된다. X 와 e_ω 은 제한시간 내에서 0에 수렴하고 $\hat{\omega}_r$ 은 ω_r 의 추정으로 사용될 수 있다. 따라서 적

용 관측기에 의하여 회전자의 속도와 위치를 추정할 수 있다.

4. 시스템의 속도와 위치 제어

Fig. 1는 적응 관측기에 의한 SPMSM 드라이브 시스템의 간단한 블록도를 나타낸다. 속도제어기는 고성능 제어를 위하여 적응 퍼지제어기를 이용하였다.[6] 적응 퍼지제어기는 종래의 직접 퍼지제어기에서 나타나는 문제점을 감안하여 기준모델을 이용하여 MRAC 형태의 퍼지제어기를 구성하였다. 적응 시스템의 적응과정은 2개의 퍼지제어기로 동작한다. Fig. 2는 두 개의 퍼지 동작의 상호작용을 나타내며 DFC(Direct Fuzzy Controller)는 종래의 일반적인 퍼지제어기이고 AFC(Adaptive Fuzzy Controller)는 기준 모델을 고려한 적응 퍼지제어기를 나타낸다.

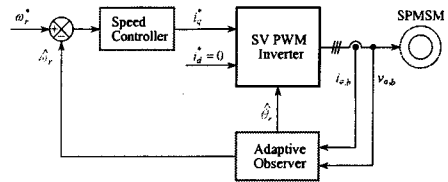


Fig. 1 Block diagram of drive system with adaptive observer

DFC 알고리즘에 의한 출력은 $\Delta i_{q1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령 q 축 전류를 얻는다. DFC는 종래의 퍼지제어 알고리즘을 사용하며 AFC는 기준모델을 사용하여 속도제어기의 룰베이스는 Table 1에 나타낸다. 속도제어기의 출력은 적응 퍼지제어기에 의하여 지령 q 축 전류 i_q^* 를 발생시킨다. 지령 $d-q$ 축 전류를 SV(Space Vector) PWM 인버터의 블록[7]-[8]에서 전류제어기와 좌표변환을 수행하고 PWM에 의해 실제 3상 전류를 발생시킨다. 그리고 운전영역은 저속에서 고속에 이르기까지 효율과 토크를 최대로 하는 제어가 가능하다.

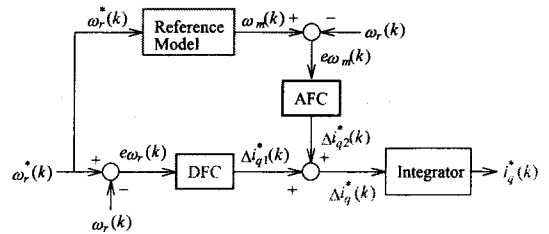


Fig. 2 adaptation fuzzy algorithm

Fig. 3는 위치제어를 위한 블록도이다. 지령위치를 추정위치를 비교하여 지령속도를 구하고 지령속도를 추정속도와 비교하여 제어한다. Fig. 3는 위치제어를 위한 블록도이다.

Table 1 Rule base for speed controller.

$\frac{e\omega_r}{ce\omega_r}$	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

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

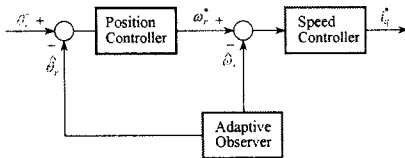


Fig. 3 Block diagram of position controller

5. 시스템의 성능결과

Fig 4는 지령속도를 0.2[sec]에서 기동하여 저속인 500(rpm)로 스텝으로 증가시켜 운전 0.6(sec)에서 -500(rpm)으로 역회전시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. Fig. 4(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 Fig. (b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. Fig. (c)는 실제 q 축 전류, Fig. (d)는 추정 q 축 전류를 나타내고 Fig. (e) 실제 회전각과 추정 회전각을 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 추종하고 있다.

Fig. 5은 4상한 운전시켰을 때의 응답특성을 나타낸다. Fig. 5(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 Fig(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 속도의 변화에도 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. Fig. (c)는 실제 q 축 전류, Fig. (d)는 추정 q 축 전류를 나타내고 Fig. (e) 실제 회전각과 추정 회전각을 나타낸다. 추정 q 축 전류 및 회전각도 실제 q 축 전류 및 회전각에 양호하게 추종하고 있다.

Fig. 6은 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. 부하

토크를 인가한 경우에도 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 또한 추정 q 축 전류 및 회전각도 실제 q 축 전류 및 회전각에 양호하게 추종하고 있다.

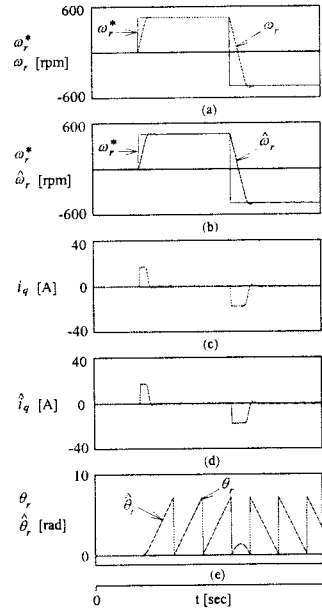


Fig. 4 Response characteristics with change of step command speed

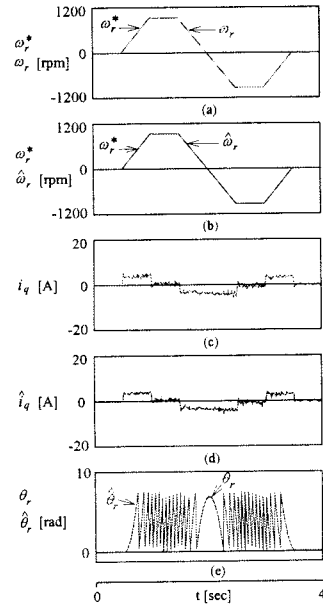


Fig. 5 Drive characteristics of four quadrant of command speed

Fig. 7는 지령위치를 0.1(sec)에서 3π [rad]로 운전 중 1.0(sec)에서 -3π [rad]로 지령위치를 변화시켜 운전했을 경우의 응답파형을 나타낸다. Fig. 7(a)는 지령위치, 실제위치 및 추정위치를 나타낸다. Fig. (b)는

실제속도와 추정속도를 나타내고 Fig. (c)는 실제각과 추정각을 나타낸다. Fig. (d)는 실제 q 축 전류를 나타내며 Fig. (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.

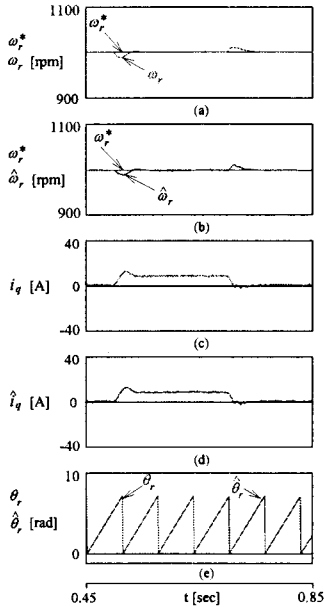


Fig. 6 Response with step variation of load torque

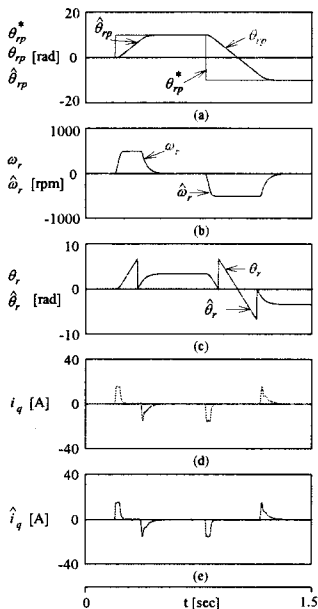


Fig. 7 Response characteristics of position control($3\pi[rad] \rightarrow -3\pi[rad]$)

6. 결 론

본 논문에서는 적응 퍼지와 관측기를 이용한 SPMSM의 센서리스 벡터제어를 제시하였다. 적응 퍼지제어기는 속도제어를 위하여 적용하였고 적응 관측기는 Popov의 초안정도 이론에 기초하였으며 본 논문에서 얻은 결론은 다음과 같다.

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

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

[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] D. Antic, J. B. Klaassens and W. Deleroi, "Side effects in low speed AC drives," IEEE PESC '94 Rec., pp. 998-1002, 1994.
- [3] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method," IEEE IAS Conf. Rec. Ann. Meet., p. 270-277, 1996.
- [4] F. Profumo, G. Griva, C. Iwasaki, 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.
- [5] Q. Li, "Theory, design and application of adaptive control systems," Science Press, Beijing, 1990.
- [6] D. H. Chung, et al., "Adaptive fuzzy controller for high performance PMSM drive," KIEE Trans., vol. 51D, no. 12, pp. 535-541, 2002.
- [7] D. H. Chung, et al., "Efficiency optimization control for energy saving of IPMSM drive," KIEE Trans., vol. 51B, no. 12, pp. 697-703, 2002.
- [8] D. H. Chung, et al., "Maximum torque control of IPMSM for electric vehicle drive," KIPE Trans., vol. 8, no. 3, pp. 221-229, 2003.