

상태관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 제어

송재주*, 이정철**

순천청암대학, 순천대학교

Sensorless Control of IPMSM using State Observer

Jae-Joo Song, Jeong-Cheol Lee

Sunchon Chongam Colledge, Sunchon National Univ.

Abstract

This paper is proposed to position and speed control of interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) drive without mechanical sensor. A minimum order state observer is used for the mechanical state estimation of the motor. The observer was developed based on nonlinear model of IPMSM, that employs a d-q rotating reference frame attached to the rotor. A minimum order state 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 Words : sensorless scheme , IPMSM, Gopinath, Observer

1. 서 론

최근, IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 높은 에너지를 갖는 영구 자석을 사용하여 전동기 자체의 무게, 부피 및 가격을 줄일 수 있는 경제적인 장점 때문에 로봇, 전기 자동차 및 엘리베이터 등 산업용 드라이브의 적용분야에 호응을 받고 있다. IPMSM은 토크 및 전력 밀도가 높고 제어가 용이하며 효율 및 역률이 높은 특징을 가지고 있다. IPMSM은 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.[3-4]

본 논문에서는 상태 관측기를 이용한 IPMSM의 속도 및 위치 추정을 제시한다. 상태관측기는 새로운 형태인 최소차수의 상태관측기를 구현하고 이를 IPMSM에 적용하여 정확한 모델링을 한다. 상태

관측기는 추정상태의 차수를 관측 시스템의 차수보다 낮추는 과정이 중요한 특징이다. 본 논문에서 제시한 관측기는 시스템에 의해 제공되는 측정 출력 데이터를 사용하여 관측기 차수를 제거하여 추정변수를 감소시킨다. 본 논문에서 제시한 상태관측기를 IPMSM 드라이브에 적용하여 다양한 응답특성을 분석하고 그 결과를 제시한다.

2. IPMSM의 모델링

전기 각속도에 의해 동기회전 $d-q$ 기준축에서 IPMSM의 모델링에 의한 전압방정식을 구하면 다음과 같다.

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

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

IPMSM의 발생토크는 전류의 성분 i_d 와 i_q 에 비례한다.

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

$$T_e = T_L + D\omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (4)$$

식(1)-(4)를 행렬을 사용하여 미분방정식 형태로 정리하면 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\phi_n}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{P_m}{J} & -\frac{D}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d \\ \frac{I_m}{J} i_d i_q \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \\ 0 & 0 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ T_L \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, $P_m = P_n \phi_n$, $I_m = P_n(L_d - L_q)$ 이다.

식(5)에 나타난 상태공간 모델은 두 상태변수의 벡터 급의 형태로 비선형성을 포함하고 있다. 이 모델은 상태변수에 의한 선형 시스템의 표준형으로 사용할 수 없으며 선형 관측기 이론에 직접 적용할 수 없다. 비선형 시스템을 제어하고 추종하는 과정은 미소변위 선형화에 의하여 가능하지만 이 경우에 설계는 복잡하고 많은 시간이 소요된다. 따라서 본 논문에서는 Gopinath 관측기의 구조를 고려하여 전선형화를 얻기 위하여 측정된 전류를 사용한 모델을 제시한다. 비선형 시스템은 프로세서 변수가 효과적으로 관측되기 위하여 상태변수 벡터를 분할하여 선형이고 시변 형태로 변환한다.

$$\mathbf{x} = [\omega_r \quad \theta_r \quad i_d \quad i_q]^T = [\mathbf{x}_e^T \quad \mathbf{y}^T]^T \quad (6)$$

여기서, $\mathbf{x}_e = [\omega_r \quad \theta_r]^T$ $\mathbf{y} = [i_d \quad i_q]^T$ 이다.

입력변수의 벡터를 도입한다.

$$\mathbf{u} = [v_d \quad v_q \quad T_L]^T \quad (7)$$

선형화 모델을 다음 형태로 정리한다.

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (8)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} \quad (9)$$

3. 상태관측기의 설계

상태관측기의 구조를 개발하기 위하여 1차 보조행렬은 선형모델의 행렬 \mathbf{A} 와 \mathbf{B} 를 분할하여 식(10)과 같이 얻을 수 있다.

상태관측기는 Gopinath 관측기를 이용하며 일반적

인 방정식은 식(11)과 같다.

$$\mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} \frac{I_m}{J} \hat{i}_q & \frac{P_m}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_{21} = \begin{bmatrix} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q & 0 \\ -\frac{1}{L_q}(\phi_n + L_d \hat{i}_d) & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서, \hat{i}_d 와 \hat{i}_q 는 위치각 $\hat{\theta}_r$ 에 의존하며 추정에 의해서 얻어진 전류값이다.

$$\frac{dz}{dt} = \mathbf{Fz} + \mathbf{Gu} + \mathbf{Hy};$$

$$\mathbf{x}_e = \mathbf{z} + \mathbf{Ly}; \quad \mathbf{z} = [z_1 \quad z_2]^T \quad (11)$$

여기서, \mathbf{z} 는 Gopinath 관측기의 상태변수 벡터이다.

$$\mathbf{F} = \mathbf{A}_{11} - \mathbf{L} \cdot \mathbf{A}_{21}; \quad \mathbf{G} = \mathbf{B}_1 - \mathbf{L} \cdot \mathbf{B}_2;$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{A}_{12} - \mathbf{L} \cdot \mathbf{A}_{22} + \mathbf{F} \cdot \mathbf{L} \quad (12)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \quad (13)$$

행렬 \mathbf{L} 의 미지 파라미터는 행렬 \mathbf{F} 를 위하여 극 위치법을 사용하여 결정할 수 있으며 관측기의 동적 동작에 영향을 준다.

상태관측기의 행렬 \mathbf{F} 는 식(10), (13)을 식(12)에 대입하여 구한다.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{J} - l_{11} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q + \frac{\pi\tau}{L_q} (\phi_n + L_d \hat{i}_d) & 0 \\ 1 - l_{21} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q + \frac{\pi\tau}{L_q} (\phi_n + L_d \hat{i}_d) & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

관측기의 극배치는 특성 다항식 때문에 매우 간단하다.

$$P(s) = \det(s\mathbf{I}_2 - \mathbf{F}) = s \left[s + \frac{D}{J} + l_{11} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q - \frac{\pi\tau}{L_q} (\phi_n + L_d \hat{i}_d) \right] \quad (15)$$

이는 영 근을 가진 2차 항으로 되어 있으며 영이

아닌 극점을 p_1 및 $l_{11}=0$ 에 대한 적절한 값을 선정하면 그 결과는 다음과 같다.

$$l_{12} = -\left(p_1 - \frac{D}{J}\right) \frac{L_q}{(\phi_a + L_d \hat{i}_d)} \quad (16)$$

행렬 \mathbf{L} 의 다른 계수는 랜덤하게 선정한다. 예를 들면, $l_{21}=l_{22}=0$ 를 선정하여도 이는 관측기 동적특성에 큰 영향을 주지 않는다.

\mathbf{G} 와 \mathbf{H} 를 구한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \mathbf{B}_1 - \mathbf{L} \cdot \mathbf{B}_2 \\ &= \begin{bmatrix} 0 & -l_{12}/L_q & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{A}_{12} - \mathbf{L} \cdot \mathbf{A}_{22} + \mathbf{F} \cdot \mathbf{L}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{I_m}{J} \hat{i}_q & \frac{P_m}{J} + l_{12} \frac{R_s}{L_q} + l_{12} \left\{ -\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q} (\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right\} \\ 0 & l_{12} \end{bmatrix} \quad (18)$$

IPMSM을 위한 각 속도와 위치를 추정하는 Gopinath 관측기 방정식의 최종형태를 얻는다.

$$\begin{aligned} \frac{dz_1}{dt} &= \left\{ -\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q} (\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right\} z_1 - \frac{l_{12}}{L_q} \hat{v}_q - \frac{T_L}{J} + \frac{I_m}{J} \hat{i}_d \hat{i}_d \\ &+ \left\{ \frac{P_m}{J} + l_{12} \frac{R_s}{L_q} + l_{12} \left(-\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q} (\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right) \right\} \hat{i}_q \end{aligned} \quad (19)$$

$$\frac{dz_2}{dt} = z_1 + l_{12} \hat{i}_q \quad (20)$$

여기서, $z_1 = \hat{\omega}_r$, $z_2 = \hat{\theta}_r$ 이며 이를 대입하여 실질적인 최종 결과를 얻는다.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} &= \left\{ -\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q} (\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right\} \hat{\omega}_r - \frac{l_{12}}{L_q} \hat{v}_q - \frac{T_L}{J} + \frac{I_m}{J} \hat{i}_d \hat{i}_d \\ &+ \left\{ \frac{P_m}{J} + l_{12} \frac{R_s}{L_q} + l_{12} \left(-\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q} (\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right) \right\} \hat{i}_q \end{aligned} \quad (21)$$

$$\frac{d\hat{\theta}_r}{dt} = \hat{\omega}_r + l_{12} \hat{i}_q \quad (22)$$

그림 1는 관측기에 의한 IPMSM 드라이브 시스템의 간단한 블록도를 나타낸다. 지령위치와 추정위치를 비교하여 지령속도를 구하고 지령속도를 추정속도와 비교하여 제어한다. 속도제어기는 PI 제어기

와 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.

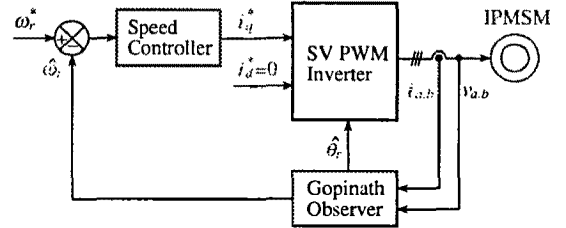


그림 1 관측기를 가진 드라이브 블록도

4. 시스템의 성능결과

그림 2는 0.2[sec]에서 지령속도를 1800[rpm]로 운전하다가 0.7[sec]에서 지령속도를 1000[rpm]으로 변화시켰을 때의 응답특성을 나타낸다. 그림 2(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 속도의 변화에도 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 그림(c)는 실제 회전각을 나타내며 그림(d)는 추정 회전각을 나타낸다. 이 경우에도 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추정하고 있으며 그림(e)는 q 축 전류를 나타낸다.

그림 3은 무부하 상태에서 1800[rpm]으로 정상상태로 운전하다가 0.5[sec]에서 0.8[sec]까지 부하토크 1[N·m]인가했을 경우 나타나는 응답결과이다. 부하토크를 인가한 경우에도 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 오차 범위 2%내에서 양호하게 추종되고 있다. 또한 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추정하고 있다.

그림 4는 지령위치가 0.2[sec]에서 3π [rad]로 운전하다가 1[sec]에서 -3π [rad] 운전했을 경우이다. 그림 4(a)는 지령위치, 실제위치 및 추정위치를 나타낸다. 그림(b)는 실제속도와 추정속도를 나타내고 그림(c)는 실제각과 추정각을 나타내며 그림(d)는 q 축 전류를 나타낸다. 추정위치와 추정속도는 실제위치와 추정속도에 동일하게 추정되고 있다.

그리고 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추정되고 있다.

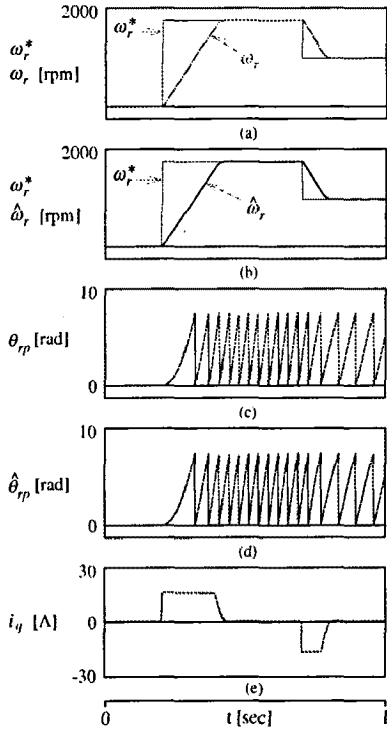


그림 2 지령속도 변화에 대한 응답특성

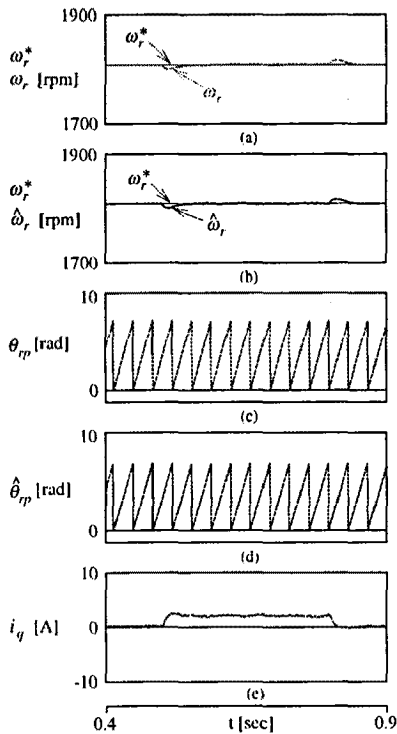


그림 3 부하변화에 대한 응답특성

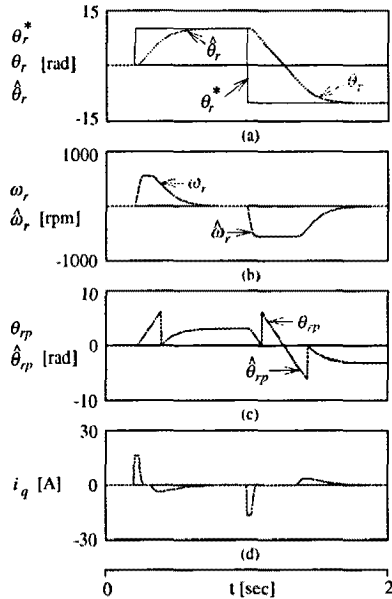


그림 4 지령위치 변화에 대한 응답특성

5. 결 론

본 논문에서는 상태관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 벡터제어를 제시하였다. 상태관측기는 새로운 형태인 최소 차수의 상태관측기를 구현하였으며 본 논문에서 지령속도의 변화, 부하의 변화에서 추정속도는 지령속도에 양호하게 추정하며 실제속도와 유사하게 나타났다. 그리고 스탭 지령위치에서 위치제어의 응답특성도 양호하였다. 그러므로 제시한 센서리스 알고리즘의 타당성을 입증할 수 있었다.

[참 고 문 헌]

- [1] K. Rajashekara, A. Kawamura and K. Matsuse, "Sensorless control of ac motor drives," IE EE Press, New York, 1996.
- [2] I. Boldea, S. A. Nasar, "Electric Drives," CRC Press, Florida, USA, 1999.
- [3] D. Antic, J. B. Klaassens and W. Deleroi, "Side effects in low speed AC drives," IEEE P ESC '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.