

상태관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 벡터제어

정택기 · 이정철 · 이홍균 · 이영실 · 정동화

순천대학교 전기제어공학과

1. 서론

IPMSM은 회전자 위치의 정확한 정보를 알기 위하여 엔코더와 리졸버와 같은 위치센서를 사용한다. 이러한 센서는 무게와 부피가 증가하고 가격이 높으며 온도와 외란 등에 매우 민감하다. 따라서 AC 드라이브의 센서리스 벡터제어에 많은 관심을 가지게 되었다. 센서리스는 수학적 모델, 물리적인 현상 및 제어이론을 이용하는 방법으로 분류되어 연구되고 있다. 수학적 모델을 이용하는 방법에는 고장자전압에서 고정자저항에 의한 전압 강하분을 제거한 항을 적분하여 자속의 위치를 추정한다. 이 방법은 간단하고 효과적이지만 위치추정의 성능이 고정자 저항값의 설정에 영향을 많이 받고 역기전력이 작아 데드타임 등의 외란이 현저하게 나타나는 저속영역에서 사용하기 어려운 단점이 있다. 물리적인 현상을 이용하는 방법에는 INFORM 방법[1]과 고주파 전압을 주입하는 방법[2] 등이 있다. 제어이론을 이용하는 방법은 MRAC, EKF 및 상태관측기[3] 등을 이용하는 방법이다.

본 논문에서는 상태 관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 벡터제어를 제시하고 상태관측기는 새로운 형태인 최소차수의 상태관측기를 구현한다. 상태관측기는 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. 따라서 제시한 상태관측기를 IPMSM 드라이브에 적용하여 다양한 응답특성을 분석하고 그 결과를 제시한다.

2. IPMSM의 모델링

전기 각속도에 의해 동기회전 $d-q$ 기준축에서 IPMSM의 모델링하여 미분방정식의 형태로 정리하면 다음과 같다.

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

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

식(1)에 나타낸 상태공간 모델은 두 상태변수의 벡터 곱의 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 전 선형화를 얻기 위하여 측정된 전류를 사용한 모델을 제시한다. 비선형 시스템은 프로세서 변수가 효과적으로 관측되기 위하여 상태변수 벡터를 분할하여 선형이고 시변 형태로 변환한다.

$$\mathbf{x} = [\omega_r \quad \theta_r \quad | \quad i_d \quad i_q]^T = [\mathbf{x}_e^T \quad \mathbf{y}^T]^T \quad (2)$$

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

입력변수의 벡터를 도입한다.

$$\mathbf{u} = [v_d \quad v_q \quad T_L]^T \quad (3)$$

선형화 모델을 다음 형태로 정리한다.

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (4)$$

여기서, 변수는 다음과 같다.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{J} & 0 & \frac{I_m \hat{i}_q}{J} & \frac{P_m}{J} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{L_q \hat{i}_q}{L_d} & 0 & -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ -\frac{1}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

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

3. 상태 관측기의 설계

상태관측기의 구조를 개발하기 위하여 1차 보조행렬은 선형모델의 행렬 \mathbf{A} 와 \mathbf{B} 를 분할하여 얻는다.

$$\mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} \frac{I_m \hat{i}_q}{J} & \frac{P_m}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{21} = \begin{bmatrix} \frac{L_q \hat{i}_q}{L_d} & 0 \\ -\frac{1}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

상태관측기는 Gopinath 관측기를 이용하며 일반적인 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{dz}{dt} = \mathbf{F}z + \mathbf{G}u + \mathbf{H}y; \quad x_e = z + \mathbf{L}y; \quad z = [z_1 \quad z_2]^T \quad (8)$$

여기서, z 는 Gopinath 관측기의 상태변수 벡터이다.

$$\mathbf{F} = \mathbf{A}_{11} - \mathbf{L} \cdot \mathbf{A}_{21}; \quad \mathbf{G} = \mathbf{B}_1 - \mathbf{L} \cdot \mathbf{B}_2; \quad \mathbf{H} = \mathbf{A}_{12} - \mathbf{L} \cdot \mathbf{A}_{22} + \mathbf{F} \cdot \mathbf{L} \quad (9)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \quad (10)$$

행렬 \mathbf{L} 의 미지 파라미터는 행렬 \mathbf{F} 를 위하여 극위치법을 사용하여 결정할 수 있으며 관측기의 동적동작에 영향을 준다.

상태관측기의 행렬 \mathbf{F} 는 식(6), (7)와 (10)을 식(9)에 대입하여 구한다.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{J} - l_{11} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q + \frac{l_{12}}{L_q} (\phi_a + L_d \hat{i}_d) & 0 \\ 1 - l_{21} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q + \frac{l_{22}}{L_q} (\phi_a + L_d \hat{i}_d) & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

관측기의 극배치는 특성 다항식 때문에 매우 간단하다.

$$P_0(s) = \det(s\mathbf{I}_2 - \mathbf{F}) = s \left[s + \frac{D}{J} + l_{11} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q - \frac{l_{12}}{L_q} (\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right] \quad (12)$$

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.

$$l_{12} = - \left(p_1 - \frac{D}{J} \right) \frac{L_q}{(\phi_a + L_d \hat{i}_d)} \quad (13)$$

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

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

$$\frac{dz_1}{dt} = \left\{ -\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right\} z_1 - \frac{l_{12}}{L_q} \hat{v}_q - \frac{T_l}{J} + \frac{I_m}{J} \hat{i}_q \hat{i}_d + \left\{ \frac{P_m}{J} + l_{12} \frac{R_s}{L_q} + l_{12} \left(-\frac{D}{J} + l_{12} \frac{1}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right) \right\} \hat{i}_q \quad (14)$$

$$\frac{dz_2}{dt} = z_1 + l_{12} \hat{i}_q \quad (15)$$

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

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \left\{ -\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right\} \hat{\omega}_r - \frac{l_{12}}{L_q} \hat{v}_q - \frac{T_l}{J} + \frac{I_m}{J} \hat{i}_q \hat{i}_d + \left\{ \frac{P_m}{J} + l_{12} \frac{R_s}{L_q} + l_{12} \left(-\frac{D}{J} + l_{12} \frac{1}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right) \right\} \hat{i}_q \quad (16)$$

$$\frac{d\hat{\theta}_r}{dt} = \hat{\omega}_r + l_{12} \hat{i}_q \quad (17)$$

그림 1은 위치제어를 위한 블록도이다. 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.

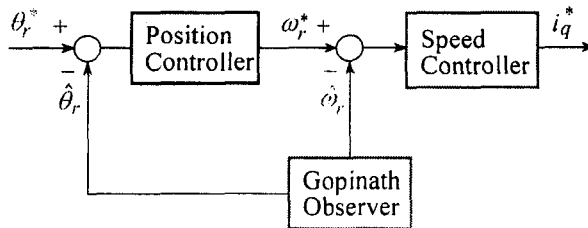


그림 1 위치제어기의 블록도

4. 시스템의 성능결과

그림 2는 본 연구에서 제시한 센서리스 벡터제어의 결과이다. 0.2[sec]에서 지령속도

를 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 추정속도는 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 추종하고 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 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 또한 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종하고 있다.

그림 4는 지령속도를 4상한으로 운전시켰을 경우 나타나는 응답특성이다. 그림 4(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 지령속도를 전동기의 정·역회전인 4상한으로 운전하였을 경우에도 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 그림(c)는 실제 회전각을 나타내며 그림(d)는 추정 회전각을 나타낸다. 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종하고 있으며 그림(e)는 q 축 전류를 나타낸다. 그림 5는 지령위치가 0.2[sec]에서 8π [rad]로 운전하다가 1[sec]에서 -8π [rad]운전했을 경우이다. 이 경우에도 추정위치는 실제위치에 양호하게 추종되고 있으며 추정속도도 실제속도에 매우 양호하게 추종되고 있다. 그리고 추정각은 실제각에 양호하게 추종되고 있다.

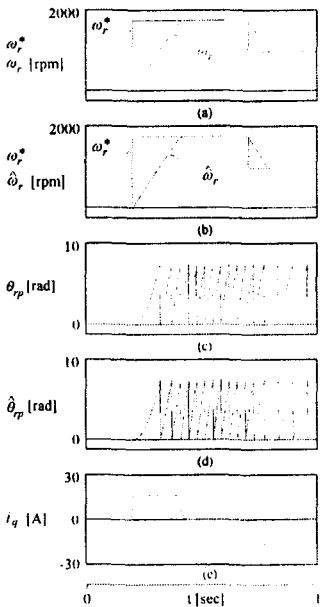


그림 2 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성

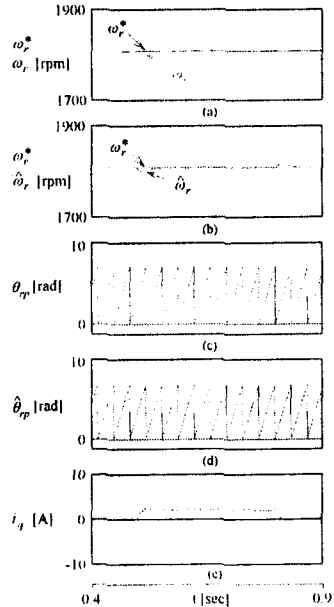


그림 3 부하토크의 스텝변화에 대한 응답

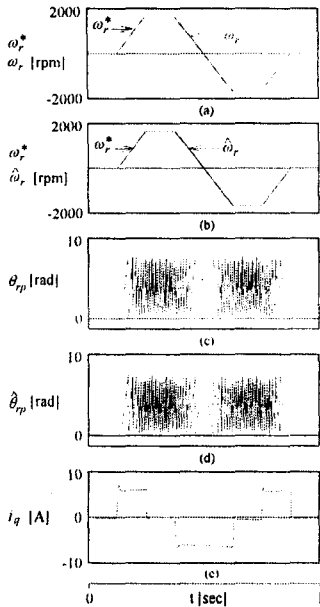


그림 4 상한 운전에 대한 응답특성

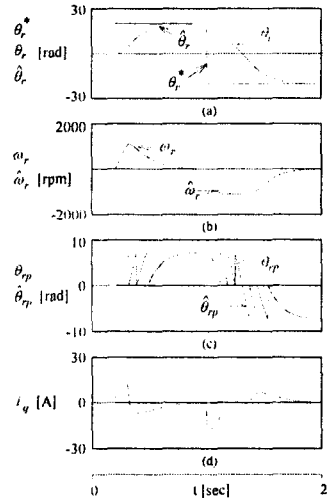


그림 5 위치제어의 응답특성($8\pi[\text{rad}] \rightarrow -8\pi[\text{rad}]$)

5. 결론

본 논문에서는 상태관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 벡터제어를 제시하였다. 상태관측기는 새로운 형태인 최소 차수의 상태관측기를 구현하였다. 본 논문에서 제시한 지령속도의 변화에도 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추정하였으며 부하토크와 4상한 운전에서도 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추정하였다. 그리고 스텝 지령위치에서 위치제어의 응답특성도 양호하였다.

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

참고문헌

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.