

적응-퍼지 상태관측기에 의한 IPMSM의 센서리스 제어

정택기, 이정철, 이홍균, 이영실, 정동화
국립순천대학교 정보통신공학부

Sensorless Control of IPMSM with Adaptive-Fuzzy State Observer

Taek-Gi Jung, Jung-Chul Lee, Hong-Gyun Lee, Young-Sil Lee, Dong-Hwa Chung
School of Information & Communication Engineering, 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 gopinath 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 gopinath observer is implemented to compute the speed and position feedback signal. The validity of the proposed scheme is confirmed by various response characteristics.

1. 서 론

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]

본 논문에서는 적응-퍼지 상태관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 벡터제어를 제시한다. 적응-퍼지 상태관측기는 새로운 형태인 최소차수의 상태관측기를 구현하고 이를 IPMSM에 적용하여 정확한 모델링을 한다. 이 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 적응-퍼지 상태관측기를 IPMSM 드라이브에 적용하여 다양한 응답특성을 분석하고 그 결과를 제시한다.

2. IPMSM의 모델링

전기 각속도에 의해 동기회전 $d-q$ 기준축에서 IPMSM의 모델링을 구할 수 있다. 동기회로부터 전압방정식을 구하고 미분방정식 형태로 정리하면 다음과 같다.

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

식(1)에 나타난 상태공간 모델은 두 상태변수의 벡터 공급의 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 적응-퍼지 상태관측기의 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, $\mathbf{x}_e = [\omega_r, \theta_r]^T$, $\mathbf{y} = [i_d, i_q]^T$ 이다.
입력변수의 벡터를 도입한다.

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

선형화 모델을 다음 형태로 정리한다.

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

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (5)$$

여기서, 변수는 다음과 같다.

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

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

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.

$$\mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} \frac{I_m \hat{i}_q}{J} & \frac{P_m}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{A}_{21} = \begin{bmatrix} \frac{L_q \hat{i}_q}{L_d} & 0 \\ -\frac{1}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

상태관측기는 Gopinath 관측기를 이용하며 일반적인 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{dz}{dt} = \mathbf{F}\mathbf{z} + \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{H}\mathbf{y}; \quad \mathbf{x}_e = \mathbf{z} + \mathbf{L}\mathbf{y}; \quad \mathbf{z} = [z_1, z_2]^T \quad (10)$$

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

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

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

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

$$\frac{dz_1}{dt} = \left\{ -\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right\} z_1 - \frac{l_{12}}{L_q} \hat{v}_q - \frac{T_L}{J} + \frac{I_m}{J} \hat{i}_q \hat{i}_d + \left\{ \frac{P_m}{J} + l_{12} \frac{R_s}{L_q} + l_{12} \left(-\frac{D}{J} + l_{12} \frac{1}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right) \right\} \hat{i}_q \quad (13)$$

$$\frac{dz_2}{dt} = z_1 + l_{12} \hat{i}_q \quad (14)$$

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

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \left\{ -\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right\} \hat{\omega}_r - \frac{l_{12}}{L_q} \hat{v}_q - \frac{T_L}{J} + \frac{I_m}{J} \hat{i}_q \hat{i}_d + \left\{ \frac{P_m}{J} + l_{12} \frac{R_s}{L_q} + l_{12} \left(-\frac{D}{J} + l_{12} \frac{1}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right) \right\} \hat{i}_q \quad (15)$$

$$\frac{d\hat{\theta}_r}{dt} = \hat{\omega}_r + l_{12} \hat{i}_q \quad (16)$$

4. 시스템의 속도와 위치 제어

그림 1은 상태 관측기에 의한 IPMSM 드라이브의 속도제어를 위한 블록도이다. 속도제어기는 고성능 제어를 위하여 적응 퍼지제어기를 이용하였다. 적응 퍼지제어기는 종래의 직접 퍼지제어기에서 나타나는 문제점을 감안하여 기준모델을 이용하여 MRAC 형태의 퍼지제어기를 구성하였다. 적응 시스템의 적응과정은 2개의 퍼지제어기로 동작한다. 그림 2은 두 개의 퍼지동작의 상호작용을 나타내며 DFC(Direct Fuzzy Controller)는 종래의 일반적인 퍼지제어기이고 AFC(Adaptive Fuzzy Controller)는 기준 모델을 고려한 적응 퍼지제어기를 나타낸다.

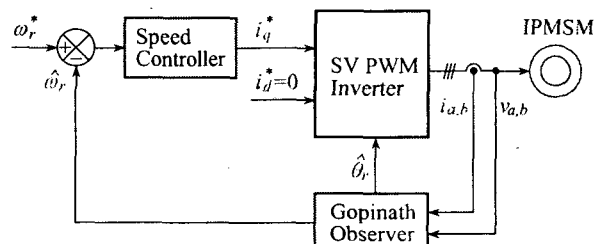


Fig. 1 Block diagram of drive system with observer.

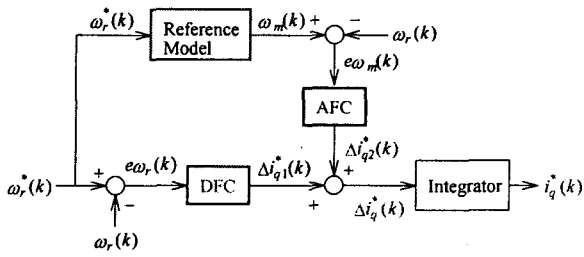


Fig. 2 adaptation fuzzy algorithm

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 퍼지 제어 알고리즘을 사용하며 AFC는 기준모델을 사용하여 속도제어기를 구성한다. 속도제어기의 출력은 적응 퍼지 제어기에 의하여 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. 그리고 운전영역은 저속에서 고속에 이르기까지 효율과 토크를 최대화하는 제어가 가능하다.

그림 3은 위치제어를 위한 블록도이다. 지령위치를 추정위치를 비교하여 지령속도를 구하고 지령속도를 추정속도와 비교하여 제어한다.

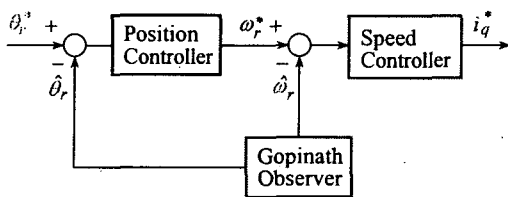


Fig. 3 Block diagram of position controller.

5. 결과 및 고찰

그림 4는 본 논문에서 제시한 센서리스 벡터제어의 결과이다. 지령속도를 0.1[sec]에서 저속인 50[rpm]로 스텝으로 증가시켜 운전 중 0.4[sec]에서 -50[rpm]으로 역회전시키고 다시 0.7[sec]에서 지령속도를 50[rpm]으로 변화시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 4(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림 4(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 그림 4(c)는 실제 회전각을 나타내며 그림 4(d)는 추정 회전각을 나타낸다. 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종하고 있으며 그림 4(e)는 q 축 전류를 나타낸다.

그림 5는 0.2[sec]에서 지령속도를 정격속도인 1800[rpm]로 스텝으로 증가시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. 정격속도에서도 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있으며 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종되고 있다.

그림 6은 지령위치가 0.2[sec]에서 3π [rad]으로 운전하다가 1[sec]에서 -3π [rad]으로 운전했을 경우이다. 그림 6(a)는 지령위치, 실제위치 및 추정위치를 나타낸다. 그림 6(b)는 실제속도와 추정속도를 나타내고 그림 6(c)는 실제각과 추정각을 나타내며 그림 6(d)는 q 축 전류를 나타낸다. 추정위치는 실제위치에 양호하게 추종되고 있으며 추정속도도 실제속도에 매우 양호하게 추종되고 있다. 그리고 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종되고 있다.

그림 7은 지령위치가 0.2[sec]에서 8π [rad]으로 운전하다가 1[sec]에서 -8π [rad]으로 운전했을 경우이다. 이 경우에도 추정위치는 실제위치에 양호하게 추종되고 있으며 추정속도도 실제속도에 매우 양호하게 추종되고 있다. 그리고 추정각은 실제각에 양호하게 추종되고 있다.

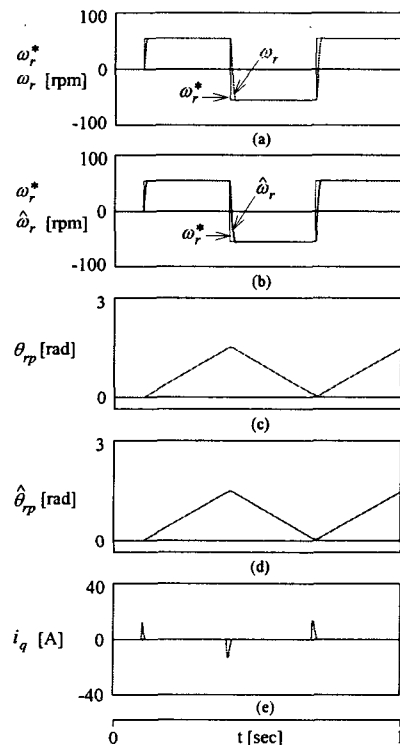


Fig. 4 Response characteristics with step command speed.

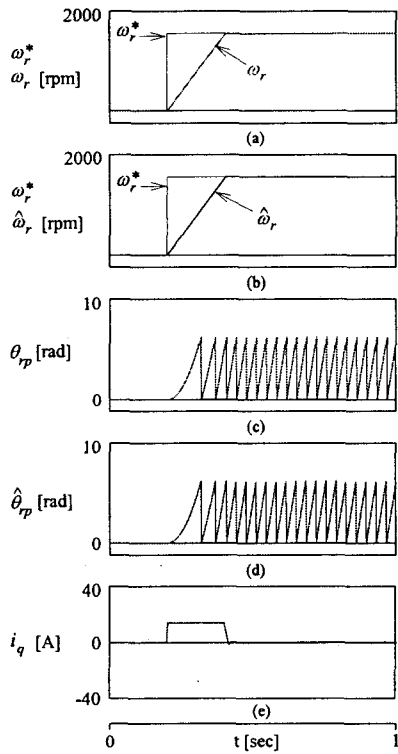


Fig. 5 Response characteristics with step command speed.

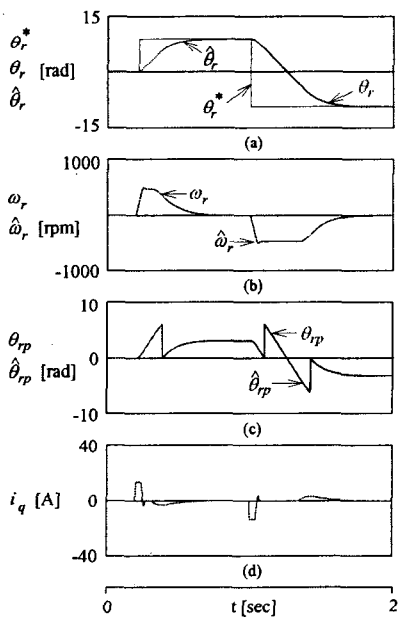


Fig. 6 Response characteristics of position control.

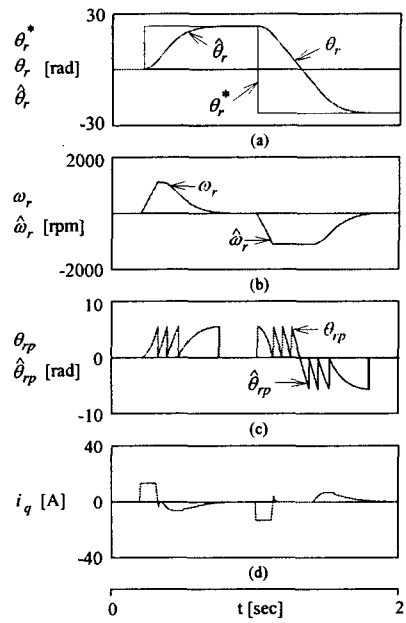


Fig. 7 Response characteristics of position control.

6. 결론

본 논문에서는 적응-퍼지 상태관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 벡터제어를 제시하였다. 이 관측기는 새로운 형태인 최소 차수의 상태관측기를 구현하였으며 본 논문에서 얻은 결론은 다음과 같다.

- (1) 스텝 지령속도가 저속과 정격속도에서 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추정하였다.
- (2) 스텝 지령위치에서 위치제어의 응답특성도 양호하였다.

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

참고 문헌

- [1] K. Rajashekara, A. Kawamura and K. Matsuse, "Sensorless control of ac motor drives," IEEE 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 PESC '94 Rec., pp. 998-1002, 1994.