

Luenberger 관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 벡터제어

정택기, 이정철, 이흥균, 이영실, 정동화
 순천대학교 정보통신공학부

Sensorless Vector Control of IPMSM using a Luenberger Observer

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

Abstract - This paper proposes a sensorless vector control of interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) using a Luenberger observer. Linearizing the motor model, we can construct the linear reduced order observer for estimating rotor position and disturbance torque. The validity of the proposed scheme is confirmed by various response characteristics.

1. 서 론

IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 고 효율, 고 신뢰성, 높은 토크 및 전력밀도의 장점을 가지고 있다. 이러한 우수한 전기 및 기계적인 특성 때문에 양호한 동 특성 및 고효율을 가진 IPMSM은 로봇, 기기 톨 및 위치추정 장치 등 서보 적용에 호응을 받고 있다. IPMSM은 역기전력의 파형이 정현파이며 토크리플이 매우 적다. 정밀하고 연속적인 회전자 위치는 시스템의 제어 알고리즘을 위하여 필요하다. 그러나 위치 센서는 다음과 같은 문제점을 가지고 있다.

- 센서는 온도와 전자기적인 노이즈에 민감하다.
 - 센서는 시스템의 규격, 중량 및 가격을 증가시킨다.
 - 센서와 신호선은 드라이브의 신뢰성을 저하시킨다
- 이러한 센서의 문제점을 해결하기 위하여 PMSM의 센서리스 드라이브에 많은 관심을 가지게 되었다. 속도와 위치 관측기에 대한 다양한 개념이 제시되었다.[1]-[3] 일반적으로 회전자 기준축에서 구한 모델을 기초한 상태 관측기는 전동기의 전기 및 기계적인 상태를 추정하는데 사용한다.[1] 그러나 회전자 속도에 일정하지 않을 경우 전기적인 모델은 비선형이 된다. 이 경우 관측기의 이득을 최적으로 선정하여도 동작조건이 변화하면 관측기의 적절한 이득을 결정하기 어렵다. 따라서 전동기 모델을 선형화하고 전기적 방정식에서 비선형 항을 제거할 수 있는 방법이 필요하다.

본 논문에서는 Luenberger 관측기를 사용하여 IPMSM 드라이브의 센서리스 벡터제어를 제시한다. 보조 제어입력을 도입하여 전기적인 방정식에서 나타나는 비선형 항을 제거하고 전동기 모델을 선형화시킨다. 고성능 드라이브를 얻기 위하여 선형 제어방법을 이용한다. 단지 q 축 전류를 이용한 관측기에 기초하여 회전자 속도추정을 제시한다. 양호한 속도제어를 위하여 미지의 부하토크를 정의하고 회전자 속도에 따라 외란토크를 추정할 수 있는 선형 저감차수 관측기를 설계한다. 회전자 위치는 추정 회전자 속도를 사용하여 계산한다. 본 논문에서 제시한 관측기를 IPMSM 드라이브에 적용하여 다양한 응답성능을 분석하고 그 결과를 제시한다.

2. IPMSM의 모델링

전기 각속도에 의해 동기회전 $d-q$ 기준축에서 IPMSM의 모델링을 구하여 동기회로로부터 미분방정식

을 구하면 다음과 같다.

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

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

IPMSM의 발생토크는 전류의 성분 i_d 와 i_q 에 비례한다.

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

여기서, $P_n = \frac{3P}{2}$ 이다.

$$T_e = T_L + D\omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \tag{4}$$

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

$$P \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{P_n}{J} & -\frac{D}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{\omega_r \phi_a}{L_q} \\ \frac{I_m}{J} i_d i_q \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ T_e \\ T_L \end{bmatrix} \tag{5}$$

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

3. 피이드백 선형화

식(5)에서 전류 식은 회전자 기준축에 대한 전기적인 모델을 나타내며 이 기준축은 회전자속도와 전류에 비례하는 비선형 항에 결합되어 있다. 전압에서 비선형 피드백이 가능하다면 비선형을 제거하고 전 선형화와 모델의 비간섭을 성취할 수 있다.

여기서 다음과 같은 보조 입력을 도입한다.

$$u_d = v_d + \omega_r L_q i_q = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \tag{6}$$

$$u_q = v_q - \omega_r L_d i_d = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r \phi_a \tag{7}$$

식(6)과 (7)을 식(5)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$p i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{u_d}{L_d} \quad (8)$$

$$p i_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{\omega_r \phi_a}{L_q} + \frac{1}{L_q} u_q \quad (9)$$

새로운 전기적인 동특성은 회전자 속도와 전류에 비해 하는 비선형 항으로부터 비간섭이다. 따라서 전기적인 모델을 분리하여 설계할 수 있다. 이러한 피드백 선형화는 전동기의 모든 상태를 알고 있을 경우 구현이 가능하다. 센서리스 제어에서는 회전자 속도를 측정할 수 없으므로 관측기로부터 구한 추정속도를 실제속도 대신에 이용한다.

4. 관측기 설계

전동기의 속도를 제어하기 위하여 추정 회전자속도가 필요하며 이는 저감 차수의 관측기로부터 얻는다. 외란 토크의 새로운 상태 T_L 을 도입한다. 이 토크가 매우 느리게 변화한다면 다음과 같이 표현이 가능하다.

$$\frac{dT_L}{dt} = 0 \quad (10)$$

이 가정과 선형화 전동기 모델에 의해 상태방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\phi_a}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{P_m}{J} & -\frac{D}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

d 축 회로방정식은 고려할 필요가 없으므로 식(11)은 다음과 같이 저감될 수 있다.

$$p \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\phi_a}{L_q} & 0 \\ \frac{P_m}{J} & -\frac{D}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_q \quad (12)$$

센서리스 제어에서 ω_r 와 T_L 은 측정할 수 없으므로 출력방정식은 다음과 같이 표현한다.

$$y = [1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_r \\ T_L \end{bmatrix} \quad (13)$$

식(12)에 Luenberger 관측기의 이론[6]을 적용하여 회전자속도와 외란토크에 관한 다음과 같은 저감차수의 관측기를 설계한다.

$$\frac{d\hat{i}}{dt} = \mathbf{A}_0 \hat{i} + \mathbf{B}_0 u_q + \mathbf{K}_0 i_q \quad (14)$$

$$\hat{i} = \mathbf{D}_0 \hat{i} + \mathbf{H}_0 i_q \quad (15)$$

추정 상태변수 \hat{i} 는 다음과 같다.

$$\hat{x} = [\hat{\omega}_r \quad \hat{T}_L]^T \quad (16)$$

여기서 \hat{x} 에서 첨자는 추정치를 나타낸다. 교류치 p_0 가 전동기와 관측기의 행렬에서 가장 왼편에 위치한 행렬을 \mathbf{A}_0 로 선택한다. $\mathbf{B}_0, \mathbf{K}_0, \mathbf{D}_0$ 및 \mathbf{H}_0 는 상태오차가 항상 영으로 근접하도록 적절하게 선정한다.

회전자 위치는 다음과 같이 계산한다.

$$\hat{\theta}_r = \int \hat{\omega}_r dt \quad (17)$$

Fig.1은 관측기에 의한 IPMSM 드라이브 시스템의 간단한 블록도를 나타낸다.

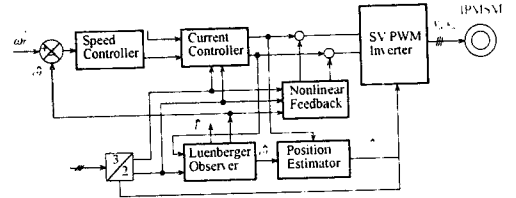


Fig. 1 Block diagram of drive system with observer

5. 시스템의 성능결과

Fig. 2은 본 연구에서 제시한 센서리스 벡터제어의 결과이다. 지령속도를 0.2(sec)에서 저속인 500(rpm)로 스텝으로 증가시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. Fig. 2(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 Fig.(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. Fig.(c)는 실제 회전자각을 나타내며 Fig.(d)는 추정 회전자각을 나타낸다. 추정 회전자각도 실제 회전자각에 양호하게 추종하고 있으며 Fig.(e)는 q 전류를 나타낸다.

Fig. 3은 0.2(sec)에서 지령속도를 1800(rpm)로 운전하다가 0.6(sec)에서 지령속도를 1000(rpm)으로 변화시켰을 때의 응답특성을 나타낸다. Fig. 3(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 Fig.(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 속도의 변화에도 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. Fig.(c)는 실제 회전자각을 나타내며 Fig.(d)는 추정 회전자각을 나타낸다. 이 경우에도 추정 회전자각도 실제 회전자각에 양호하게 추종하고 있으며 Fig.(e)는 q 축 전류를 나타낸다.

Fig. 4는 지령속도를 정·역회전으로 운전시켰을 경우 나타나는 응답특성이다. Fig. 4(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 Fig.(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 지령속도를 전동기의 정·역회전으로 운전하였을 경우에도 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. Fig.(c)는 실제 회전자각을 나타내며 Fig.(d)는 추정 회전자각을 나타낸다. 추정 회전자각도 실제 회전자각에 양호하게 추종하고 있으며 Fig.(e)는 q 축 전류를 나타낸다.

Fig. 5은 무부하 상태에서 1800(rpm)으로 정상상태로 운전하다가 0.5(sec)에서 0.7(sec)까지 부하토크 3(N·m)인가했을 경우 나타나는 응답결과이다.

부하토크를 인가한 경우에도 추종속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 또한 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종하고 있다.

Fig. 6는 지령위치가 0.2[sec]에서 8π [rad]로 운전하다가 1[sec]에서 -8π [rad]운전했을 경우이다. Fig. 6(a)는 지령위치, 실제위치 및 추정위치를 나타낸다. Fig. 6(b)는 실제속도와 추정속도를 나타내고 Fig. 6(c)는 실제각과 추정각을 나타내며 Fig. 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

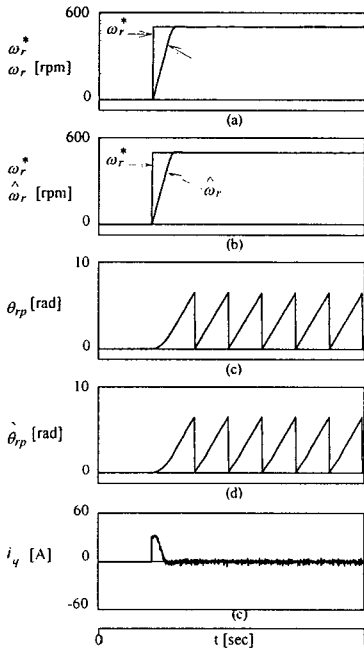


Fig. 2 Response characteristics with step command speed

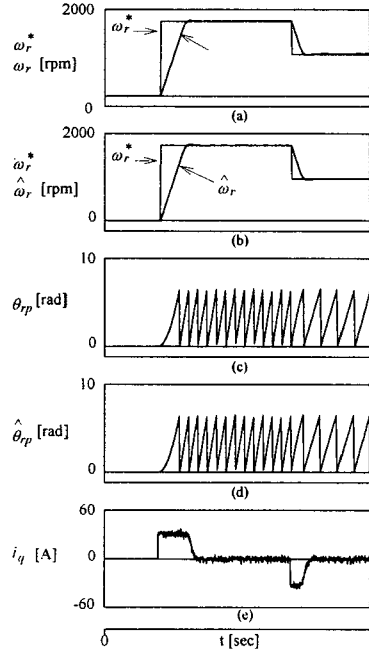


Fig. 3 Response characteristics with change of step command speed

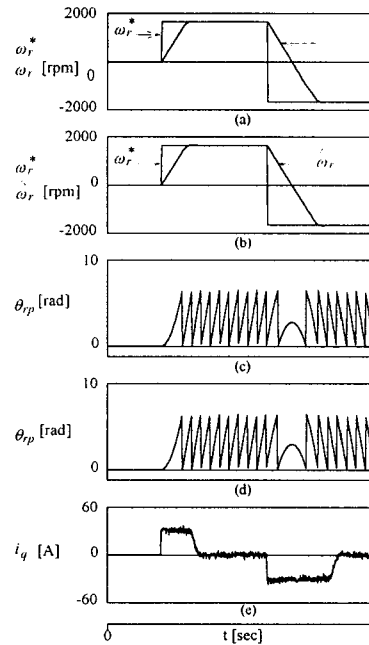


Fig. 4 Response characteristics with quadrant drive

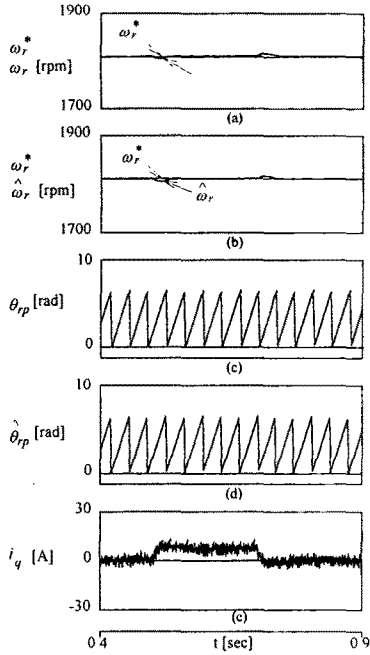


Fig. 5 Response with step variation of load torque

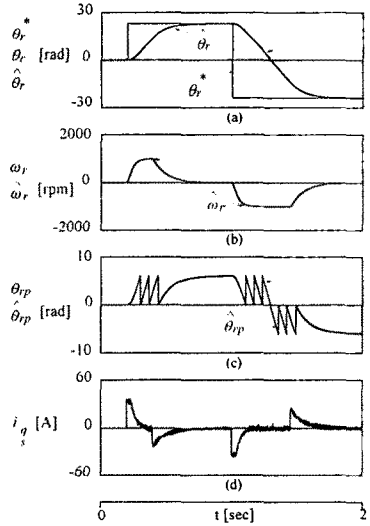


Fig. 6 Response characteristics of position control

6. 결론

본 논문에서는 Luenberger 관측기를 이용한 PMSM의 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) 지령속도의 변화에도 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추정하였다.
- (3) 지령속도를 정·역회전 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.

(참고 문헌)

- [1] L. Jones and J. Lang, "A state observer for the permanent magnet synchronous motor," IEEE IECON, pp. 197-204, 1987.
- [2] N. P. Ertugeul, Acarnley, "A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors, IEEE Trans. on IA, vol. 30, no. 1, pp. 126-133, 1994.
- [3] K. R. Shouse and D. G. Taylor, "Sensorless velocity control of permanent magnet synchronous motors," IEEE Trans. on CST, vol. 6, no. 3, pp. 313-324, 1998.