

직접 토크 제어를 사용한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어

신성락, 김상균, 이동희, 권영안
부산대학교 전기공학과

Speed Sensorless Control of PMSM Using Direct Torque Control

S.S.Shin, S.K.Kim, D.H.Lee and Y.A.Kwon
Pusan National University

Abstract - Sensorless PMSM is much studied for the industrial applications and home appliances because a mechanical sensor reduces reliability and increases cost. Two types of instantaneous torque controls are basically used for high performance variable-speed a.c. drive: vector control and direct torque control. This paper investigates speed sensorless control of PMSM using direct torque control. The switching of inverter is determined from SVPWM realizing the command voltage which is obtained by flux error and measured current without d-q transformation. The rotor speed is estimated through adaptive observer with feedback loop. The simulation and experimental results indicate good performances.

로터 시뮬레이션 및 실험을 수행하여 본 방식의 성능을 검증하였다.

2. 영구자석 동기전동기의 수학적 모델링

본 연구에서 사용한 3상 원통형 영구자석 동기전동기의 모델은 그림1과 같다.

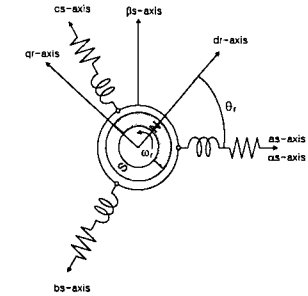


그림 1. 영구자석 동기전동기의 모델

고정자기준 좌표계에서 영구자석 동기전동기의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{as} &= R_s i_{as} + \frac{d\psi_{as}}{dt} = R_s i_{as} + L_s \frac{di_{as}}{dt} - \psi_m \omega_r \sin \theta_r \\ &= R_s i_{as} + L_s \frac{di_{as}}{dt} - E_{as} \\ v_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} = R_s i_{\beta s} + L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} + \psi_m \omega_r \cos \theta_r \\ &= R_s i_{\beta s} + L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} + E_{\beta s} \end{aligned} \quad (1)$$

단, $\psi_m = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_M$: 역기전력 상수
 $E_{as}, E_{\beta s}$: 고정자기준 역기전력
 $\psi_{as}, \psi_{\beta s}$: 고정자기준 자속값

3. 직접토크제어를 사용한 센서리스 속도제어

3.1 직접토크제어

그림 2는 영구자석 동기전동기의 고정자와 회전자의 쇠교자속, 전압 및 전류의 벡터를 나타낸 것이다. 인덕턴스를 고려하는 경우의 발생토크는 다음과 같다.

$$T = \frac{3}{2} P \frac{\psi_f}{L_d L_q} [\psi_m L_q \sin \delta - \frac{1}{2} \psi_f (L_q - L_d) \sin 2\delta] \quad (2)$$

원통형 영구자석 동기전동기는 $L_d = L_q$ 이므로 토크는 다음과 같이 된다.

1. 서 론

영구자석 동기전동기는 고효율, 고토크 특성 및 높은 전력밀도와 고정도제어, 고속운전의 장점으로 많은 산업현장과 가전기에 광범위하게 응용되고 있다. 영구자석 동기전동기의 제어방식으로서 자속기준 제어 방식인 벡터 제어방식이 많이 활용되고 있다. 자속기준 벡터 제어 방식은 상전류를 측정하여 자속성분 및 토크성분 전류를 계산하고 토크성분 전류에 의하여 간접적으로 토크제어를 수행하는 방식이다. 이러한 제어방식은 고성능 운전특성을 가지는 방식으로 잘 알려져 있지만 알고리즘이 복잡하고 계산시간이 많이 걸리는 단점을 가진다. 최근에는 전류제어에 의한 간접 토크제어방식이 아닌 직접토크제어방식이 연구되고 있다[1-3]. 한편, 영구자석 동기전동기의 속도 및 토크의 정밀 제어를 위해서 회전자의 속도뿐만 아니라 회전자의 위치정보가 요구된다. 회전자의 위치 및 속도센서로서는 엔코더, 레졸버와 같은 센서들이 사용되고 있는데 센서를 부착할 경우 회전축에 매우 정밀하게 부착하여야 하므로 대량생산이 어렵고 사용 환경에 영향을 받기 때문에 센서의 신뢰도가 감소한다. 이러한 문제점을 극복하기 위한 방안으로 센서리스 방식이 많이 연구되고 있다.

본 연구는 직접토크제어를 사용한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어에 관한 연구이다. 본 연구에서는 직접토크제어 방식으로서 전동기에 인가되는 인버터 출력전압을 토크 및 자속오차와 측정전류로부터 구하는 방식을 활용한다[1]. 이 방식은 직접토크제어가 가지는 가변주파수의 스위칭을 배제하고 공간전압PWM에 의하여 정밀한 전압벡터 인가가 가능하다. 센서리스 속도제어를 위한 회전자 속도추정은 시스템 계수행렬을 가변하는 적응관측기를 구성하여 역기전력을 추정하였으며 추정된 역기전력으로부터 회전자 속도를 추정함으로써 수행한다. 본 방식은 직접토크제어방식에서 수행하는 적분에 의한 자속 계산 및 위치 계산의 단점을 보완하는 방식으

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{3}{2} P \frac{\Psi_s^* \Psi_m}{L_s} \sin \delta \\
 &= \frac{3}{2} P \Psi_s i_s \sin \beta \\
 &= \frac{3}{2} P \Psi_m i_s \sin \delta_r
 \end{aligned} \quad (3)$$

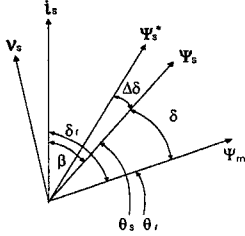


그림 2. 쇄교자속, 전류와 전압벡터

식(3) 및 그림 2에서 토크오차는 δ 각을 조정함으로써 보상할 수 있다. 이때 부하각 변동을 $\Delta\delta$ 라고 하면 식(2)로부터 토크 오차는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \Delta T &= \frac{3}{2} P \left[\frac{\Psi_s^* \Psi_m}{L_s} \sin(\delta + \Delta\delta) - \frac{\Psi_s \Psi_m}{L_s} \sin \delta \right] \\
 &= \frac{3}{2} P \left(\frac{\Delta\Psi_s \Psi_m}{L_s} \sin \delta + \frac{\Psi_s^* \Psi_m}{L_s} \cos \delta \Delta\delta \right)
 \end{aligned} \quad (4)$$

단, $\Delta\Psi_s$ 는 쇄교자속의 지령치와 추정치 사이의 오차

고정자 기준 쇄교자속 벡터는 측정 전압과 전류로부터 구할 수 있다.

$$\Psi_s = \int (v_s - R_s i_s) dt \quad (5)$$

고정자기준 직축과 횡축으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \Psi_{\alpha} &= \int (v_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) dt \\
 \Psi_{\beta} &= \int (v_{\beta} - R_s i_{\beta}) dt
 \end{aligned} \quad (6)$$

식(6)에서 고정자 기준에서의 추정된 자속를 이산형식으로 기술하면 다음과 같다.

$$\Psi_{\alpha}(k) = [v_{\alpha}(k) - R_s i_{\alpha}(k)] \Delta t + \Psi_{\alpha}(k-1) \quad (7)$$

$$\Psi_{\beta}(k) = [v_{\beta}(k) - R_s i_{\beta}(k)] \Delta t + \Psi_{\beta}(k-1)$$

자속 명령치를 이산형식으로 기술하면 다음과 같다.

$$\Psi_{\alpha}^*(k) = \Psi_s^*(k) \cos(\theta_s(k) + \Delta\delta(k)) \quad (8)$$

$$\Psi_{\beta}^*(k) = \Psi_s^*(k) \sin(\theta_s(k) + \Delta\delta(k))$$

단, $\theta_s(k)$ 는 고정자 쇄교자속 벡터의 현재위치

식(7), (8)에서 $\Psi_s(k+1) = \Psi_s^*(k)$ 이 되기 위한 인가 전압의 이산형식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_{\alpha}^*(k+1) &= (\Psi_{\alpha}^*(k) - \Psi_{\alpha}(k)) / \Delta t + R_s i_{\alpha}(k) \\
 v_{\beta}^*(k+1) &= (\Psi_{\beta}^*(k) - \Psi_{\beta}(k)) / \Delta t + R_s i_{\beta}(k)
 \end{aligned} \quad (9)$$

식(9)에서 구한 인가전압은 공간전압벡터 PWM에 의해

구현하였다.

3.2 적응관측기를 이용한 속도추정

본 연구에서 센서리스 제어를 수행하기 위한 회전자 속도 정보는 축소차수 적응관측기를 구성하여 추정하였다.

상전류와 역기전력을 상태변수로 하는 영구자석 동기전 동기의 상태공간 모델은 식(1)로부터 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ E_s \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ E_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} v_s \\
 &= A x + B v_s
 \end{aligned} \quad (10)$$

$$i_s = C x \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
 \text{단, } i_s &= [i_{\alpha} \ i_{\beta}]^T \\
 E_s &= [E_{\alpha} \ E_{\beta}]^T \\
 v_s &= [v_{\alpha} \ v_{\beta}]^T
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 A_{11} &= \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 \\ 0 & -R_s/L_s \end{bmatrix} & A_{12} &= \begin{bmatrix} -1/L_s & 0 \\ 0 & -1/L_s \end{bmatrix} \\
 A_{21} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & A_{22} &= \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \\
 B_1 &= \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \end{bmatrix} & B_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

식(10)에서 측정 가능한 상전류 상태변수를 제외하고 역기전력 상태변수로 구성된 축소차수 상태관측기는 다음과 같이 된다.

$$\dot{\hat{z}} = F \hat{z} + D i_s + G v_s \quad (12)$$

$$\hat{z} = \hat{E}_s - L i_s \quad (13)$$

$$\begin{aligned}
 \text{단, } F &\equiv A_{22} - L A_{12} \\
 D &\equiv F L + A_{21} - L A_{11} \\
 G &\equiv B_2 - L B_1 \\
 L &\text{은 관측기 개인 행렬}
 \end{aligned}$$

식(12)에서 시스템 계수행렬은 회전자속도가 포함되며 속도추정기에서 추정된 회전자속도에 의해 계수행렬이 가변된다. 추정된 역기전력으로부터 추정속도는 다음과 같이 구한다.

$$\hat{\omega}_r = \text{sign}(\omega_r) \cdot \frac{1}{K_e} \sqrt{(\hat{E}_{\alpha}^2 + \hat{E}_{\beta}^2)} \quad (14)$$

축소차수 적응 관측기의 속도추정 및 직접토크제어를 포함하는 센서리스 속도제어 시스템의 전체 블록도는 그림 3과 같다.

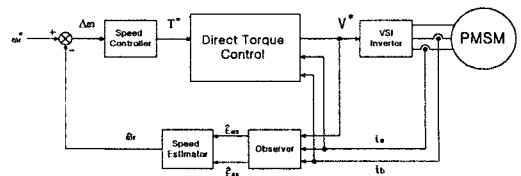


그림 3. 센서리스 속도제어 시스템의 전체 블록도

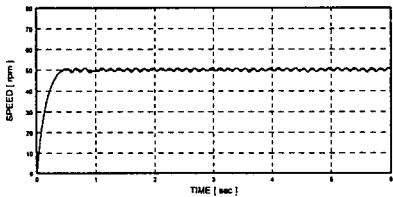
4. 시뮬레이션

본 방식의 성능을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 및 실험에 사용된 영구자석 동기전동기의 사양은 표 1과 같다.

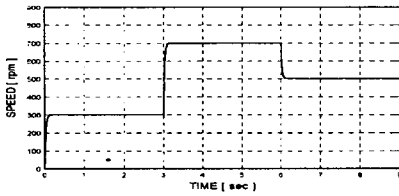
표 1 전동기 사양

극수	8 pole
정격출력	600 W
정격전류	5.8 A
역기전력상수	0.175 Vsec/rad
고정자 권선저항	0.85 Ω
고정자 인덕턴스	3.5 mH
권선방식	Y결선
회전자 관성	0.0243 Kgm^2
회전자 마찰계수	0.005 Kgm^2/s

그림 4는 무부하에서 지령속도 50rpm에서의 속도응답과 지령속도 300rpm으로 스텝 기동하고 이를 700rpm으로 가속하였다가 500rpm으로 감속한 경우의 시뮬레이션 결과이다.



(a)



(b)

그림 4. 무부하 속도응답
(a) 지령속도 50rpm (b) 지령속도 변동시

그림 5는 지령속도 500rpm으로 운전 중에 1/2 정격부하 인가시 시뮬레이션 결과이다.

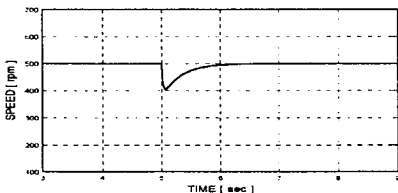
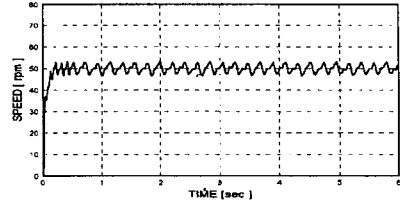


그림 5. 부하변동시 속도응답

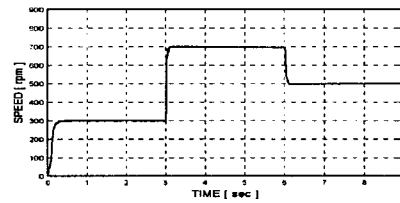
5. 실험결과 및 검토

그림 3과 같은 구동시스템을 제작하고 실험을 수행하였다. 그림 6은 무부하에서 지령속도 50rpm에서의 속도응답과 지령속도 300rpm으로 스텝 기동하고 이를

700rpm으로 가속하였다가 500rpm으로 감속한 경우의 실험 결과이다. 그림 7은 지령속도 500rpm으로 운전 중에 1/2 정격부하 인가시 실험결과이다. 시뮬레이션 및 실험결과에 나타난 바와 같이 양호한 속도 응답을 보이고 있다.



(a)



(b)

그림 6. 무부하 속도응답 실험결과
(a) 지령속도 50rpm (b) 지령속도 변동시

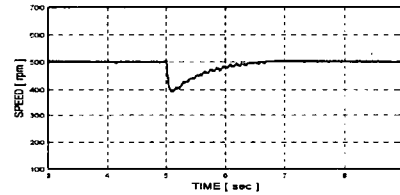


그림 7. 부하변동시 속도응답 실험결과

6. 결론

본 연구는 직접 토크 제어를 사용한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어에 관한 연구로서 직접토크제어는 토크 및 자속오차와 축정전류로부터 구하는 방식을 활용하였으며 센서리스제어를 위한 속도추정은 시스템 계수행렬을 가변 하는 적응 관측기를 구성하여 회전자 속도를 추정하였다.

본 연구에서 구동 시스템을 제작하고 시뮬레이션 및 실험을 수행한 결과, 저속 및 고속의 운전이 가능하였으며 부하 변동 시에도 양호한 속도 응답을 나타내었다.

[참고 문헌]

- [1] M. Fu and L. Xu, "A Sensorless Direct Torque Control Technique for Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE IAS Annual Meeting, pp.159-164, 1999.
- [2] L. Zhong et al. "A Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.14, No.3, pp.637-642, 1999.
- [3] D. Casadei et al. "Improvement Direct Torque Control Performance by Using a Discrete SVM Technique", IEEE/PESC, Vol.2, pp.997-1003, 1998.