

영구자석 동기전동기의 토크 리플 저감 운전

이동희, 이종희, 김영삼, 김지현, 권영안
부산대학교 전기공학과

Reduction of Torque Ripple of Permanent Magnet Synchronous Motor

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

Abstract - PMSM drives are widely used in industrial and residential applications because of high efficiency, high power density and high performance. For better performance of PMSM, however, torque ripples should be reduced.

This paper investigates a reduction of torque ripple due to the unsinusoidal flux linkage produced by the shapes of stator slot and magnetic pole. To minimize torque ripple, a simple flux estimator is proposed. This method iteratively compensates the distributed flux linkage from an error between the measured and estimated currents. The proposed algorithm is verified through simulation.

1. 서 론

영구자석 동기전동기는 고효율, 높은 전력밀도와 고정도 제어특성으로 인하여 광범위한 산업분야에 사용되고 있다. 특히 높은 토크 대 관성비의 특성 및 고성능 제어 기술의 발전으로 서보용 및 가전분야에서 그 활용도가 크게 확대되고 있다. 그러나, 영구자석 동기전동기의 활용에 있어서 장애가 되고 있는 것은 정확한 회전자 위치의 검출을 요구하는 제어특성으로 인하여 순시적으로 회전자의 위치를 검출해야하는 문제와 비정현적인 쇄교자속 및 고정자 슬롯에 의해 주기적으로 발생하는 토크 리플의 문제이다.

순시적인 회전자 검출을 위한 고가의 센서를 사용하지 않는 센서리스 제어 방식이 다양하게 연구되고 있으며 여러 가지 센서리스 운전 방식에 대한 연구결과가 발표되었다[1,2].

한편, 전동기의 비정현적인 쇄교자속과 고정자 슬롯에서 발생하는 코깅현상에 의한 토크 리플은 전동기가 정격운전 영역에서 운전되는 경우나 감속기를 사용하는 응용에서는 그 영향이 정격운전 특성에 비하여 매우 작지만, 직접구동방식으로 운전되는 경우에는 전동기의 토크 리플이 직접적으로 부하에 영향을 미치게 되므로, 구동 성능을 저감하는 문제를 발생시키게 된다.[3-5]

본 논문에서는 영구자석 동기전동기의 고정자 슬롯 및 비정현적인 자속 분포에 의한 토크 리플을 저감하기 위하여, 기준 모델과 추정 모델의 전류 오차에 의해 쇄교자속을 추종하는 자속추정 방식을 연구하였다. 추정된 쇄교자속은 회전자 위치에 따라 순시적으로 실제치를 추종하게 되며, 출력 토크를 발생하기 위한 지령치의 계산에 사용되어 토크 리플을 저감하는 방식이다. 제시된 쇄교자속 추정방식에 의한 추정자속은 회전자 기준좌표축 상의 회전자 위치에 대한 함수로 표현되며, 전류오차만을 사용하여 구조가 매우 간단하다.

제시된 방식은 3상 600W PMSM에 적용되어 그 성능을 검토하였다.

2. 쇄교자속의 비정현적 분포특성을 고려한 PMSM 수학적 모델링

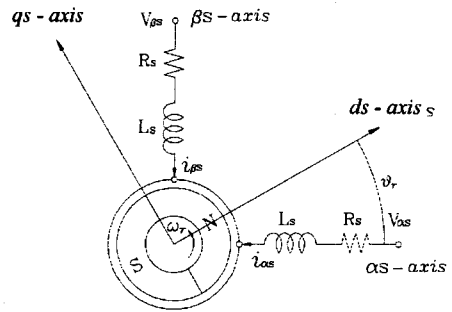


그림 1. PMSM의 2상 기준 좌표축 모델

그림 1은 원통형 영구자석 동기전동기의 2상 기준 좌표축 등가 모델을 나타낸다. 회전자 기준 좌표축에서 쇄교자속이 정현적이고, 전동기 회전자의 돌극성은 원통형 회전자 구조에서 크게 영향을 나타내지 않는다는 가정에서 전압 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + p L_s i_{ds} - \omega_r L_s i_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + p L_s i_{qs} + \omega_r L_s i_{ds} + \omega_r \Psi_m \end{aligned} \quad (1)$$

단, Ψ_m : 영구자석에 의한 쇄교자속, p : 미분 연산자

그러나, 실제의 PMSM은 슬롯의 개수에 따라 발생하는 자속파형의 왜형 및 영구자석의 착자 형상에 따라 쇄교자속은 주기적인 왜형을 포함하게 된다. 이러한 쇄교자속의 비정현적인 분포특성을 고려한 영구자석 전동기의 수학적 전압 방정식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + p L_s i_{ds} - \omega_r L_s i_{qs} + \omega_r \psi_{dm}(\theta_r) \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + p L_s i_{qs} + \omega_r L_s i_{ds} + \omega_r \psi_{qm}(\theta_r) \end{aligned} \quad (2)$$

이때, $\psi_{dm}(\theta_r)$, $\psi_{qm}(\theta_r)$ 은 쇄교자속의 비정현적인 특성을 고려하기 위해 회전자 위치 θ_r 의 함수로 표현된 쇄교자속의 d_s , q_s 축 성분을 의미한다.

또한, 쇄교자속의 비정현적인 분포특성을 고려한 영구자석 동기전동기의 출력 토크는 고정자 전류와의 상호작용으로 다음과 같이 표현된다.

$$T_e = \psi_{dm}(\theta_r) i_{qs} + \psi_{qm}(\theta_r) i_{ds} \quad (3)$$

즉, 자극의 형상 및 고정자 슬롯 등에 의한 쇄교자속의 비정현적인 특성은 정현적인 고정자 전류에 의해 토크 리플을 발생하는 원인이 됨을 알 수 있다.

3. 유한요소 해석에 의한 쇄교자속 분포 해석

본 논문에서는 자극의 형상 및 슬롯의 영향을 고려한 쇄교자속의 비정현적인 특성을 고려하기 위하여, Flux-2D를 사용하여 그 특성을 해석하였다. 그림 2는 적용된 PMSM의 쇄교자속 분포를 추정하기 위한 유한요소 해석 결과를 나타낸다. 적용된 전동기는 3상 8극, 24 고정자 슬롯을 가진다.

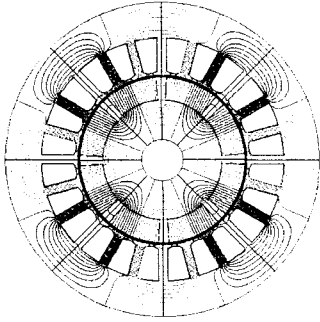


그림 2. 쇄교자속 분포

그림 3은 유한요소 해석에 의한 쇄교자속 분포를 회전자 위치에 따라 해석한 결과이다.

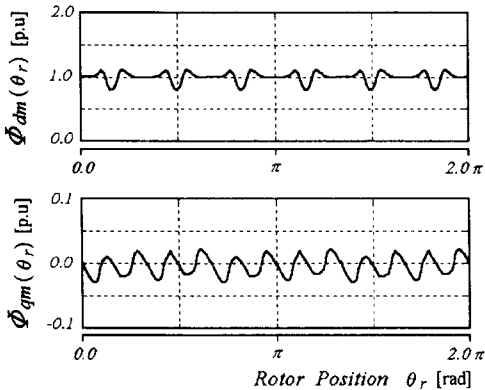


그림 3. 위치에 따른 ds-qs축 쇄교자속

그림 3에서 해석된 쇄교자속 분포는 착자된 영구자석의 자극형상 및 슬롯의 효과에 의해 회전자 위치에 따라 주기적인 왜형이 발생하며, 쇄교자속의 고조파 성분은 1극당 슬롯의 수에 비례하는 6차 및 12차 고조파 성분으로 크게 포함되어 있음을 알 수 있다.

4. d축, q축 자속추정

전동기의 기계적인 구조 및 자속의 비정현적 분포특성에 따른 순시적인 쇄교자속은 기본 성분에 대한 회전자 위치에 따라 주기적인 고조파 성분의 합으로 표현된다. 따라서, 본 연구에서는 순시적인 쇄교자속을 회전자 위치에 따라 반복적으로 추정된 d축, q축 자속으로 적용하였다. 쇄교자속의 비정현적인 특성을 고려한 d축, q축 자속을 포함하는 영구자석 동기전동기의 상태 방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + D\hat{\phi} \quad (4)$$

$$i_s = Cx$$

$$\text{단. } x = [i_{ds} \ i_{qs}]^T, \quad u = [v_{ds} \ v_{qs}]^T,$$

$$i_s = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$$

$$\hat{\phi} = [\hat{\phi}_{dm}(\theta_r) \ \hat{\phi}_{qm}(\theta_r)]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\omega_r}{L_s} \\ -\frac{\omega_r}{L_s} & 0 \end{bmatrix}$$

전류를 측정하여 관측기의 출력과 비교하는 페루프 상태 관측기는 식(4)의 기준 모델의 상태 방정식으로부터 다음과 같이 표현된다.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + D\hat{\phi} + Le \quad (5)$$

$$\text{단. } e = x - \hat{x}, \quad L: \text{이득행렬}$$

e 는 전동기의 주기적인 쇄교자속 분포를 추정하기 위한 기준모델과 추정모델의 전류 오차로서 고려될 수 있으며, 본 연구에서 반복적으로 보상되는 d축, q축 쇄교자속은 기준모델과 추정 모델의 전류 오차로부터 다음과 같이 설계된다.

$$\Delta\hat{\phi}_{dm}(\theta_r)_k = k_{fp}e + k_{fi} \int edt \quad (6)$$

$$\text{단. } k_{fp}, k_{fi}: \text{비례이득 및 적분이득}$$

$$\hat{\phi}_{dm}(\theta_r)_k = \hat{\phi}_{dm}(\theta_r)_{k-1} + \Delta\hat{\phi}_{dm}(\theta_r)_k \quad (7)$$

본 연구에서 적용된 쇄교자속 추정은 기준 모델에 의한 실제 전류와 전동기의 상태 방정식으로 표현되는 출력 전류의 오차에 의해 매우 간단하게 실제 자속을 추정하는 방식이다.

회전자 위치에 따라 반복적으로 추정된 쇄교자속은 토크 지령에 따라서 결정되는 전류지령치의 계산에 직접 사용된다. 속도 제어기에서 지령속도와 실제속도의 오차에 의한 토크 지령치는 다음과 같다.

$$T_e^* = k_{ip} \cdot \Delta\omega_r + k_{ii} \cdot \int \Delta\omega_r \cdot dt \quad (8)$$

단, k_{ip} 및 k_{ii} 는 제어기의 이득을 나타내며, $\Delta\omega_r$ 은 지령속도와 실제 속도의 오차를 의미한다.

식(8)에 의해 계산된 지령 토크에 의한 ds-qs 축상의 지령 전류는 토크 리플을 저감하기 위해서 다음과 같이 계산된다.

$$i_{qs}^* = \frac{T_e^* - i_{ds}^* \hat{\phi}_{qm}(\theta_r)}{\hat{\phi}_{dm}(\theta_r)} \quad (9)$$

$$i_{ds}^* = 0$$

그림 4는 본 연구에서 제시된 자속추정 방식을 포함하는 상태관측기의 블록도를 나타낸다.

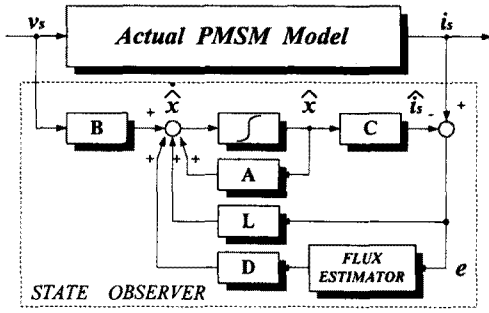


그림 4. 상태 관측기의 블록도

5. 시뮬레이션 결과 및 검토

본 방식의 성능을 검증하기 위하여 디지털 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 Kg m^2

전류 제어기의 주기는 100 μ s이며, 속도 제어기는 2 ms의 주기로 설계되었다. 지령 속도는 정격의 0.1 p.u.에 해당하는 100rpm이며, 부하 토크는 2Nm이다.

그림 5와 6은 실제 토크와 추정 토크 및 상전류, 그리고 고정자의 토크 성분 및 자속성분의 전류를 나타내고 있다.

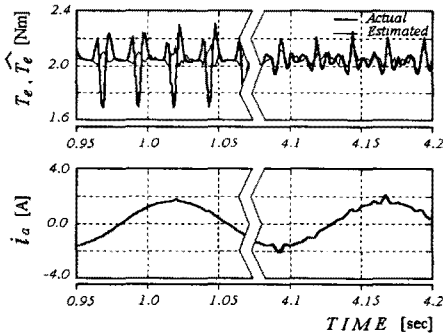


그림 5. 실제 및 추정 토크와 상전류

그림 5에서 실제 토크는 정현적인 고정자 전류와 비정현적인 쇄교자속의 상호작용에 의해 주기적인 리플 성분을 포함하고 있다. 토크 리플 저감 운전방식이 적용된 후에 상전류는 토크 리플 성분을 고려하여 6차 및 12차 고조파를 포함하게 되고, 토크 리플은 본 연구에서 제시한 토크 리플 제어방식이 적용된 이후 1.0초부터 크게 감소함을 보이고 있다. 그림 6에서 토크성분 전류는 일정한 상태에서 토크리플을 저감하기 위한 전류의 리플을 포함하게 된다. 그림 7은 $d_s - q_s$ 축의 쇄교자속의 실제치와 추정치를 나타내고 있다. 비정현적인 쇄교자속의 주기적인 왜형은 자속추정기의 동작 후에 실제치를 추종하고 있음을 보이고 있다.

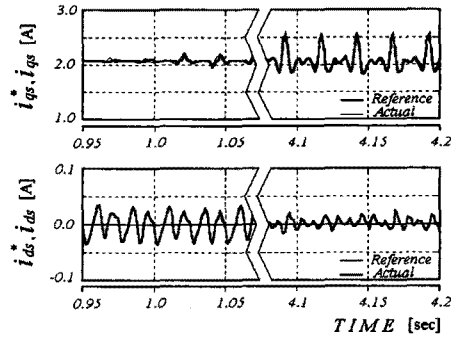


그림 6. 지령전류와 실제전류

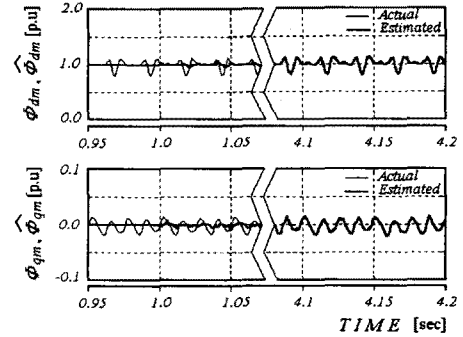


그림 7. 쇄교자속의 실제치와 추정치

6. 결론

본 논문은 영구자석 동기전동기의 토크 리플 저감 운전에 관한 연구이다. 본 연구에서 적용된 쇄교자속 추정은 기준 모델에 의한 실제 전류와 전동기의 상태 방정식으로 표현되는 출력 전류의 오차에 의해 매우 간단하게 실제 자속을 추정하는 방식이다. 본 방식에 의한 반복된 추정자속 보상은 토크를 발생시키는 지령전류의 계산에 직접 사용되어 보상된 전류파형을 구성하며, 토크 리플을 저감하게 된다.

[참고 문헌]

- [1] K. Rajashekara, A. Kawamura and K. Matsuse, *Sensorless Control of AC Motor Drives*, IEEE Press, 1996.
- [2] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford Univ. Press, 1998.
- [3] S. K. Chung, H. S. Kim, C. G. Kim and M. J. Youn, "A New Instantaneous Torque Control of PM Synchronous Motor for High-Performance Direct-Drive Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, pp. 388-400, May, 1998.
- [4] F. Parasiliti, R. Petrella and M. Tursini, "Torque Ripple Compensation in Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Kalman Filter", IEEE International Conference, ISIE'99, pp. 1333-1338, 1999.
- [5] B. H. Lan, S. K. Panda and J. X. Xu, "Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motors - An Iterative Learning Control Approach", IEEE International Conference, PEDS'99, pp. 144-149, July, 1999.