

# PMSM의 벡터제어시 위치센서 오차에 의해 발생하는 토크 리플에 대한 해석과 그 보상 방법

이정민, 목형수\*, 최규하\*, 김상훈\*\*, 조영훈\*\*\*

(주)효성 중공업연구소, \*건국대학교, \*\*강원대학교, \*\*\*현대모비스

## Analysis and a Compensation Method for Torque Ripple caused by Position Sensor Error in PMSM's Vector Control

J.M. Lee, H.S. Mok\*, G.H. Choe\*, S.H. Kim\*\*, Y.H. Cho\*\*\*

Hyosung Corp., \*Konkuk Univ., \*\*Kangwon Univ., \*\*\*Hyundai MOBIS

### Abstract

Position information is very important when driving the Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM). Generally, resolver is used to obtain exact position information. However, it generates periodic position errors due to the transformer ratio difference and excitation signal distortion. When the vector control is done with the position information that includes position error, torque ripple is periodically generated.

This paper proposes the solution through analysis of above problem. Also, it's validity is verified by simulation and experiment.

### 1. 서론

최근 자동차 분야에 AC Servo Driver를 활용하는 응용기기가 증가하고 있으며, 특히 영구자석형 동기전동기(이하 PMSM)를 이용한 EPS(Electric Power Steering) 등과 같은 응용분야의 연구가 많이 진행되어왔다<sup>[1]</sup>. PMSM의 벡터제어 시에 좌표변환에 필요한 회전자의 위치정보를 얻기 위해 홀 센서나 리졸버 센서를 사용하는데, 자동차와 같이 높은 온도에서도 강인한 특성과 안정도, 신뢰성 및 정지 시 위치 정보를 센싱 가능한 리졸버를 이용한 PMSM의 구동시스템 연구가 진행되어 왔다<sup>[2][3]</sup>.

리졸버는 변압기 동작과 비슷하며 그림 1과 같이 회전자에 위치한 1개의 1차권선과 고정자에 위치한 2개의 2차권선으로 구성된다. 2개의 2차권선은 90° 위상차를 발생시키기 위해 구조적으로 배치되어 있으며 1차권선에 1~10[kHz]의 정현파 신호를 여자시키면 2차권선에 각각 턴수비 및 회전자의 위치에 따라 식(1), (2), (3)과 같은 관계로 유기된다.

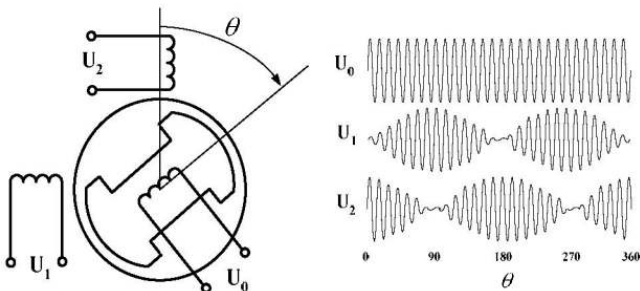


그림 1 리졸버 센서의 구성 및 신호

Fig.1 Schematic and signals of resolver sensor

$$U_o(t) = U_p \cdot \sin \omega t \quad (1)$$

$$U_1(\theta, t) = U_p \cdot k \cdot \sin \theta \cdot \sin \omega t \quad (2)$$

$$U_2(\theta, t) = U_p \cdot k \cdot \cos \theta \cdot \sin \omega t \quad (3)$$

여기에서 k는 리졸버의 턴수비,  $\omega$ 는 여자신호의 각주파수[rad/sec],  $\theta$ 는 회전자의 위치[rad]임.

리졸버를 이용하여 위치를 센싱 할 경우, 기계적인 구조 측면과 전기적인 여자 시 크기의 불균형, dq 성분 에러, 유도성 harmonics 기준신호의 왜곡, 여자신호의 왜곡, 외란신호 등이 모두 존재한다<sup>[4][5]</sup>.

본 논문에서는 이러한 리졸버의 위치정보 오차로 인해 벡터제어 수행 시에 주기적으로 발생하는 토크 리플에 대해 수식적으로 유도해 내고, 이를 감소시키기 위한 간단한 전류제어 알고리즘을 제안하였다. 또한 시뮬레이션과 시험을 통해 타당성을 검증하였다.

### 2. 리졸버의 위치오차 분석

리졸버를 이용하여 위치를 센싱 할 경우에 일반적으로 나타나는 신호 특성은 리졸버 위상의 불평형 여자신호 또는 불균일한 인덕턴스 성분으로 인해 2 개의 출력 신호사이에 크기의 불평형이 발생한다<sup>[4]</sup>. 이를 수식으로 나타내면 식(2), (3)은 다음과 같이 변형된다.

$$U_1(\theta, t) = U_p \cdot k \cdot \sin \theta \cdot \sin \omega t \quad (4)$$

$$U_2(\theta, t) = U_p \cdot k(1 + \alpha) \cdot \cos \theta \cdot \sin \omega t \quad (5)$$

여기에서  $\alpha$ 는 진폭의 불평형을 의미한다.

R/D(resolver-to-digital) converter 에 의해 이 신호를 프로세싱할 경우 발생하는 위치 정보 오차를 계산하기 위해 변조된 출력신호(4), (5)를 복조하고 회전자 위치  $\theta$  를 추출하기 위해서 각각  $\cos \Phi$ ,  $\sin \Phi$  를 곱하여 두신호의 차동성분을 계산하면 다음식 (6), (7), (8)로 나타낼 수 있다.

$$E_1 = U_p \cdot k \cdot \sin \theta \cdot \sin \omega t \cdot \cos \phi \quad (6)$$

$$E_2 = U_p \cdot k(1 + \alpha) \cdot \cos \theta \cdot \sin \omega t \cdot \sin \phi \quad (7)$$

$$E' = U_p \cdot k \cdot \sin \omega t [\sin \theta \cdot \cos \phi - (1 + \alpha) \cdot \cos \theta \cdot \sin \phi] \quad (8)$$

식(8)을 원신호로 복조하면 여자신호( $\sin \omega t$ )를 제외하고 Envelope 신호만을 구할 수 있다.

$$E = U_p \cdot k \cdot [\sin(\theta - \phi) - \alpha \cdot \cos \theta \cdot \sin \phi] \quad (9)$$

기존의 위치오차( $\epsilon = \theta - \Phi$ )는 회전자 위치  $\theta$ 를 추정신호  $\Phi$ 와 일치시키면 영이 되었지만, 진폭의 불평형  $\alpha$ 로 인해 식(9)와 같이 오차성분이 존재하게 되고, 이 오차성분을

계산하기 위하여 식(9)를 영으로 두면 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

$$\sin(\theta - \phi) = \alpha \cdot \cos \theta \cdot \sin \phi = \sin \varepsilon \quad (10)$$

$\theta - \phi$  차이가 영에 가까우면  $\sin \varepsilon \approx \varepsilon$ 이 되고,  $\theta = \phi$ 이므로 위치오차는 식(11)과 같이 나타낼 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$\varepsilon \approx \sin \varepsilon = \frac{\alpha}{2} \sin(2\theta) \quad (11)$$

리플버의 종류에 따라, 일반적인 리플버가 갖는 턴수비 오차 범위는  $\pm 5\%$ 에서 최대  $\pm 20\%$ 까지로 식(11)에 의해 각도로 바꿀 경우  $\pm 4.9^\circ$ 에서  $\pm 16.3^\circ$ 의 크기를 갖는  $\sin(2\theta)$  성분의 위치오차가 발생한다.

### 3. 위치오차에 의한 벡터제어 시 토크 리플 분석

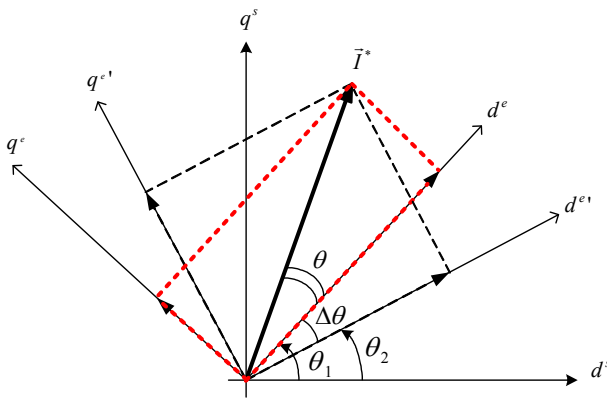


그림 2 실제위치와 왜곡위치의 관계  
Fig.2 Relation of real position and distorted position

벡터제어 시에 전류제어기의 대역폭(Band width)이 충분히 높고, 전동기의 토크 리플의 주파수 성분이 전류제어기의 대역폭 내에 존재할 정도의 속도로 전동기가 회전하여 동기좌표계 dq축 decoupling term이 상쇄된다고 가정하면, 제어기의 관점에서 왜곡된 각도를 기준으로 동기좌표계 dp축 전류응답은 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$i_{ds}^e = 0 \quad (12)$$

$$i_{qs}^e = I^* \quad (13)$$

이 전류는 동기좌표계→정지좌표계→3상 좌표계로 변환되어 전동기에 가해지게 되는데, 그림2와 같이 왜곡된 위상 각으로 동기좌표계→정지좌표계변환을 수행하면 다음과 같이 왜곡성분이 포함된다.

$$i_{ds}^s = i_{ds}^e \cos(\theta + \Delta\theta) - i_{qs}^e \sin(\theta + \Delta\theta) = -I^* \sin(\theta + \Delta\theta) \quad (14)$$

$$i_{qs}^s = i_{ds}^e \sin(\theta + \Delta\theta) + i_{qs}^e \cos(\theta + \Delta\theta) = I^* \cos(\theta + \Delta\theta) \quad (15)$$

왜곡된 정지좌표계 dq축 전류가 전동기의 토크에 미치는 리플을 계산하기 위하여 왜곡이 없는 올바른 동기좌표계 dq축으로 변환하여 토크 응답을 살펴보면 다음과 같다.

$$i_{ds\_real}^e = i_{ds}^s \cos \theta + i_{qs}^s \sin \theta \quad (16)$$

$$= -I^* \sin(\theta + \Delta\theta) \cos \theta + I^* \cos(\theta + \Delta\theta) \sin \theta = -I^* \sin \Delta\theta$$

$$i_{qs\_real}^e = -i_{ds}^s \sin \theta + i_{qs}^s \cos \theta \quad (17)$$

$$= -I^* \sin(\theta + \Delta\theta) \sin \theta + I^* \cos(\theta + \Delta\theta) \cos \theta = I^* \cos \Delta\theta$$

즉 제어기의 동기좌표계 d축은 0으로 제어되더라도 전동기의 d축으로는  $-I^* \sin \Delta\theta$ 의 전류가 존재하며, 제어기의 동기좌표계 q축은  $I^*$ 더라도 전동기의 q축으로는  $I^* \cos \Delta\theta$ 의 전류가 존재함을 알 수 있다. 따라서 일반적인 PMSM의 토크가 다음 식과 같다<sup>[6]</sup>,

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{1}{2} [(L_{md} - L_{mq}) i_{qs}^e i_{ds}^e + \lambda_f i_{qs}^e] \quad (18)$$

여기서  $\lambda_f$ 은 영구자석에 의한 계자자속, P는 극수이다.

왜곡된 동기좌표계의 dq축 전류(16), (17)을 식(18)에 대입하여 출력 토크에 포함된 리플성분을 계산할 수 있다.

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{1}{2} \lambda_f I^* + \frac{3P}{2} \frac{1}{2} \lambda_f I^* (\cos \Delta\theta - 1) + \frac{3P}{2} \frac{1}{2} L_s (I^*)^2 \cos \Delta\theta \cdot \sin \Delta\theta \quad (19)$$

여기서  $L_s = L_{mq} - L_{md}$ 이다.

### 4. 위치오차 보상 제어

PMSM의 토크 리플을 없애기 위해서 실제 전동기의 동기좌표계 d축전류( $i_{ds}^e$ )는 0, q축전류( $i_{qs}^e$ )는  $I^*$ 으로 제어되어야 한다. 이 때 정상적인 위치  $\theta$ 에 의해 변환된 정지좌표계의 dq축 전류는 다음과 같다.

$$i_{ds}^s = i_{ds}^e \cos \theta - i_{qs}^e \sin \theta = -I^* \sin \theta \quad (20)$$

$$i_{qs}^s = i_{ds}^e \sin \theta + i_{qs}^e \cos \theta = I^* \cos \theta \quad (21)$$

식(16)에서의 오차신호를 얻기 위해서는 왜곡 성분이 없는 위치 신호가 필요하다. 이를 위해서 별도의 속도신호 혹은 속도 Observer를 이용한 방법들이 있고, EPS 응용에서는 조향각 센서(steering position sensor) 등을 활용할 수 있다. 조향각 센서의 경우 분해능이 낮기 때문에 벡터제어용으로는 적합하지 않지만 제한한 알고리즘의 적용을 위한 보상용으로는 활용 가능하다.

먼저 조향각 센서의 출력인 왜곡이 없는 위치정보로부터 sine Table을 이용하여 sine, cosine 값을 발생한다.

$$\vec{f}_{dq}^s = \sin \theta - j \cos \theta \quad (22)$$

위 신호를 위치 오차를 갖는 리플버 위치 신호인  $\theta + \Delta\theta$ 로 동기좌표변환을 수행하면 (23), (24)와 같은 결과를 얻는다.

$$\vec{f}_{ds\_pu}^e = \sin \theta \cos(\theta + \Delta\theta) - \cos \theta \sin(\theta + \Delta\theta) = -\sin \Delta\theta \quad (23)$$

$$\vec{f}_{qs\_pu}^e = -\sin \theta \sin(\theta + \Delta\theta) - \cos \theta \cos(\theta + \Delta\theta) = -\cos \Delta\theta \quad (24)$$

각각의 값에  $-I^*$ 를 곱하여 그 결과를 아래와 같이 왜곡된 각의 동기좌표계 dq축 지령으로 놓는다.

$$i_{ds}^{e*} = I^* \sin \Delta\theta \quad (25)$$

$$i_{qs}^{e*} = I^* \cos \Delta\theta \quad (26)$$

이를 왜곡된 각으로 동기좌표계→정지좌표계변환을 수행하면 다음과 같다.

$$i_{ds}^s = I^* \sin \Delta\theta \cos(\theta + \Delta\theta) - I^* \cos \Delta\theta \sin(\theta + \Delta\theta) \quad (27)$$

$$i_{qs}^s = I^* \sin \Delta\theta \sin(\theta + \Delta\theta) + I^* \cos \Delta\theta \cos(\theta + \Delta\theta) \quad (28)$$

식(27), (28)을 정리하면 다음 식(29), (30)과 같이 토오크 리플을 제거 가능한 정상적인 정지좌표계의 dq축 전류를 얻을 수 있다.

$$i_{ds}^s = -I^* \sin \theta \quad (29)$$

$$i_{qs}^s = I^* \cos \theta \quad (30)$$

언급한 방식으로 왜곡된 위치정보를 보상하여 토오크 리플을 제거하기 위한 보상기를 그림3과 같이 구성할 수 있다.

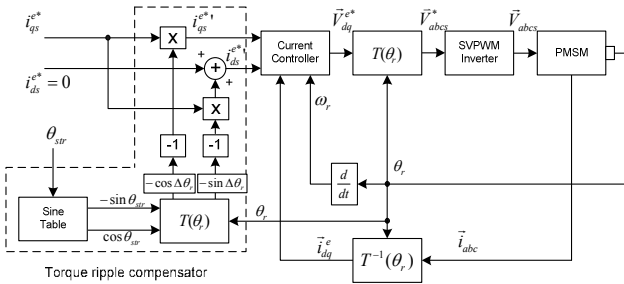


그림 3 토오크 리플 보상 구성도  
Fig.3 Torque Ripple Compensation Scheme

### 5. 시뮬레이션 및 시험

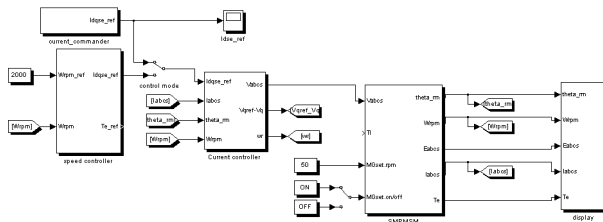


그림 4 시뮬레이션 구성도  
Fig.4 Composition of Simulation

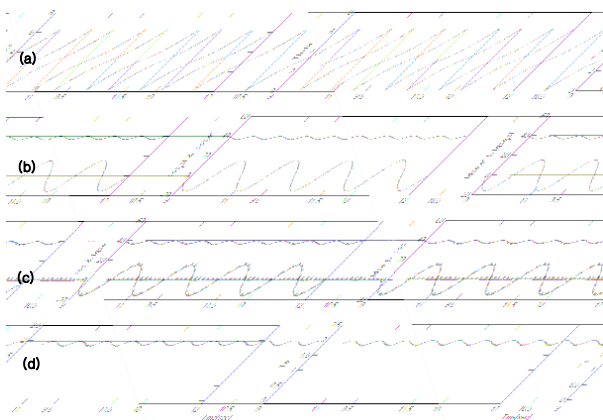


그림 5 시뮬레이션 결과 (a)왜곡된  $\theta$  (b)동기좌표계 dq 축 전류지령, (c)동기좌표계 dq 축 실제전류 (d)토오크

Fig.5 Results of Simulation (a) Distortion  $\theta$  (b) Current of synchronous reference dq frame (c) Current of synchronous dq frame (d) Torque

왜곡된  $\theta$ 를 보상하는 제안한 방식을 EPS용 300W, 8V, 80A, 4극 SPMSM 구동시스템에 적용하여 시뮬레이션 및 시험하였다. 그림4,5와 같이  $t=10.7[\text{sec}]$ 에서부터 보상기를 적용한 결과 토오크 리플이 저감됨을 알 수 있다. 그림6은 시험결과이며 동일한 성능을 얻을 수 있었다.

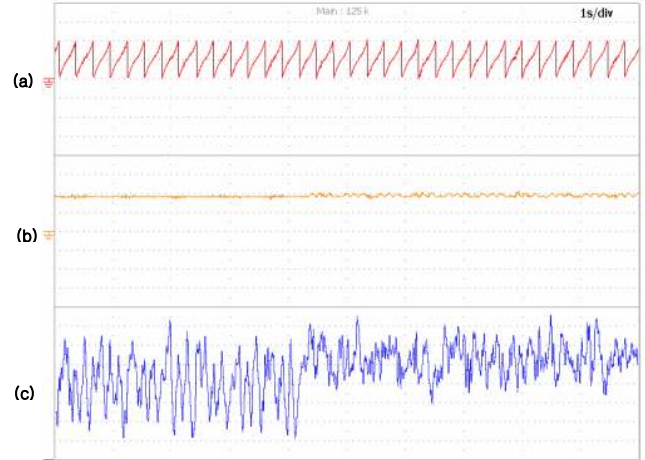


그림 6 시험결과 (a)왜곡된  $\theta$  (b)동기좌표계 q 축 전류지령, (c)동기좌표계 q 축 실제전류 (d)토오크

Fig.6 Results of Experiment (a) Distortion  $\theta$  (b) Current of synchronous reference d frame (c) Current of synchronous d frame (d) Torque

### 6. 결론

EPS 구동을 위한 PMSM 구동시스템에서 리졸버 변압비의 차이와 여자전류의 불균형으로 인하여 발생하는 주기적인 위치오차에 의해 발생하는 토오크 리플을 분석하고 저감하는 방법을 제시하였다. 제안한 알고리즘을 시뮬레이션과 시험을 통하여 검증할 수 있었고, 토오크특성의 개선을 확인 할 수 있었다.

### Reference

- [1] Guang Liu; Kurnia, A.; De Larminat, R.; Desmond, P.; O'Gorman, T., "A Low Torque Ripple PMSM Drive for EPS Applications", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2004*, Vol. 2, pp. 1130-1136, 2004, Oct.
- [2] W. Kaewjinda, M. Kongshirun, "A DSP-Based Vector Control of PMSM Servo Drive Using Resolver Sensor", *TENCON 2006 IEEE Region 10 Conference*, pp. 1-4, 2006, Nov.
- [3] A. Murray, B. Hare, A. Hirao, "Resolver Position Sensing System With Integrated Fault Detection for Automotive Applications", *IEEE Proceedings in Sensors*, Vol. 2, pp. 864-869, 2002, June.
- [4] Hanselman, D.C, "Resolver Signal Requirements for High Accuracy Resolver-to-Digital Conversion", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 37, Page(s):556 - 561, 1990, Dec.
- [5] Guang Liu; Kurnia, A.; De Larminat, R.; Rotter, S.J., "Position sensor error analysis for EPS motor drive", *IEEE Electric Machines and Drives Conference 2003*, Vol. 1, pp. 249-254, 2003, June.
- [6] 설승기, "전기기기 제어론", *브레인코리아*, 2005.
- [7] Beccue, P.; Neely, J.; Pekarek, S.; Stutts, D., "Measurement and Control of Torque Ripple-Induced Frame Torsional Vibration in a Surface Mount Permanent Magnet Machine", *IEEE Power Electronics Transactions on*, Vol. 20, pp. 182-191, 2005, Jan.