

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

睦亨洙[†], 李政珉^{*}, 崔圭夏^{**}, 金相勳^{***}, 曹永勳^{****}

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

Hyung-Soo Mok, Jeong-Min Lee, Gyu-Ha Choe, Sang-Hoon Kim and Young-Hoon Cho

요 약

영구자석형 동기전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor, 이하 PMSM)의 벡터제어 시 회전자의 위치 정보는 매우 중요하며, 최근 레졸버를 이용하여 센싱하는 응용분야가 늘어나고 있다. 레졸버의 턴수비 차이나 불평형 여자신호로 인하여 회전자의 위치각 정보가 왜곡되며, 이는 벡터제어 시 출력측 토크 리플로 나타나는 문제점이 있다.

이러한 문제점을 이론적으로 분석하였고, 이에 대한 전류보상 알고리즘을 제안하였다. 또한 시뮬레이션과 시험을 통하여 타당성 및 유효성을 검증하였다.

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 generated from time to time.

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

Key Words : PMSM, Vector Control, Resolver, Position Error, Torque Ripple

1. 서 론

최근 자동차 분야에 AC Servo Driver를 활용하는

응용기기가 증가하고 있으며, 특히 PMSM을 이용한 EPS(Electric Power Steering) 등과 같은 응용분야의 연구가 많이 진행 되어왔다^[2]. PMSM의 벡터제어시 좌표변환에 필요한 회전자의 위치정보를 얻기 위해 홀 센서나 레졸버 센서를 사용한다. 이 중에서, 높은 온도에서 강인한 특성과 안정도, 신뢰성 및 정지 시 위치정보를 얻을 수 있는 레졸버를 이용한 PMSM의 구동 시스템 연구가 주로 진행 되어 왔다^{[3][4]}.

레졸버를 이용하여 위치를 센싱 할 경우, 기계적인 구조 측면과 전기적인 여자 시 크기의 불균형, d-q 성분 에러, 기준신호의 왜곡, 여자신호의 왜곡, 외란신호

[†]교신저자 : 정희원, 건국대 전기공학과 부교수

E-mail : hsmok@konkuk.ac.kr

^{*}정희원, 효성 중공업연구소 책임연구원

^{**}정희원, 건국대 전기공학과 교수

^{***}정희원, 강원대 전기공학과 부교수

^{****}정희원, 현대모비스 기술연구소 책임연구원

접수일자 : 2007. 8. 14 1차 심사 : 2007. 8. 16

심사완료 : 2007. 9. 11

등이 모두 존재한다^{[5][6]}. 최근 레졸버의 위치정보 오류 및 보상방법에 대한 간략화된 선행연구가 진행되었으며^[1], 본 논문에서는 이를 체계화하여 레졸버의 회전자 위치각 정보 오차로 인해 벡터제어 수행 시에 주기적으로 발생하는 토오크 리플에 대해 수식적으로 유도해내고, 이를 감소시키기 위한 간단한 전류보상 알고리즘을 제안하였다. 또한 시뮬레이션과 시험을 통해 타당성을 검증하였다.

2. 레졸버의 위치각 센싱 오차 분석

레졸버는 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 식(1)과 같은 1~10[kHz]의 정현파 신호를 여자시키면 2차권선에 각각 턴수비 및 회전자의 위치에 따라 식(2), (3)의 전압이 유도된다.

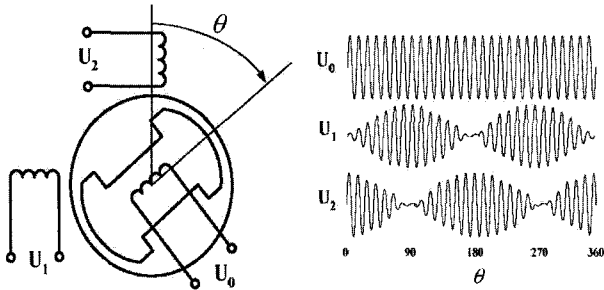


그림 1 레졸버 센서의 구성 및 신호
Fig. 1 Schematic and signals of resolver sensor

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

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

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

여기에서 U_p 는 여자신호의 진폭크기[V], k 는 레졸버의 턴수비, ω 는 여자신호의 각주파수[rad/sec], θ 는 회전자의 위치[rad]를 나타낸다.

레졸버를 이용하여 위치를 센싱 할 경우에 일반적으로 나타나는 신호 특성은 레졸버 위상의 불평형 여자 신호 또는 불균일한 인덕턴스 성분으로 인해 2개의 출력 신호사이에 크기의 불평형이 발생한다^[4]. 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 α 는 진폭의 불평형량을 의미한다.

R/D(resolver-to-digital) converter에 의해 이 신호를 처리할 경우 발생하는 위치정보 오차를 계산하기 위해 변조된 출력신호(4), (5)를 복조하고 회전자 위치각 θ 를 추출하기 위해서 각각 $\cos \phi$, $\sin \phi$ 를 곱한 두 신호 관계식 (6), (7)에 대해 차동성분을 계산하면 다음식 (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 Envelope신호만을 구할 수 있다.

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

기존의 위치각 오차($\epsilon = \theta - \phi$)는 회전자 위치각 θ 를 추정신호 ϕ 와 일치시키면 영이 되었지만, 진폭의 불평형 α 로 인해 식(9)와 같이 오차성분이 존재하게 되고, 이 오차성분을 계산하기 위하여 식(9)를 영으로 두면 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

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

$\theta - \phi$ 차이가 영에 가까우면 $\sin \epsilon \approx \epsilon$ 되고, $\theta = \phi$ 이므로 위치오차는 식(11)과 같이 나타낼 수 있다^[4].

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

지금까지 설명한 레졸버의 위치각 센싱결과를 그림2로 표현하였으며, (a)는 레졸버를 통해 센싱된 회전자 정상적인 위치각이고, (b)는 왜곡된 회전자 위치각을 나타낸다. 레졸버의 종류에 따라, 일반적인 레졸버가 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.

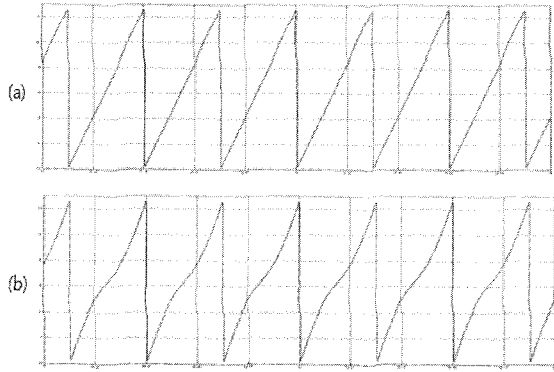


그림 2 (a)정상적인 위치각 (b)왜곡된 위치각
Fig. 2 (a)Normal Phase Angle (b)Distorted Phase Angle

3. 위치각 오차에 의한 벡터제어 시 토오크 리플 분석

벡터제어는 PMSM의 3상 교류전압(V_{as}, V_{bs}, V_{cs}), 교류전류(i_{as}, i_{bs}, i_{cs}) 변수들을 2상 d-q정지좌표계 전압(V_{ds}^s, V_{qs}^s), 전류(i_{ds}^s, i_{qs}^s)로 변환하고, 최종 2상 d-q동기좌표계 직류전압(V_{ds}^e, V_{qs}^e), 직류전류(i_{ds}^e, i_{qs}^e)로 변환하여 각각 자속축(d축)과 토오크축(q축)으로 전류제어를 수행한다. 전류제어기의 동기좌표계 d축은 '0'으로 제어하고, 동기좌표계 q축은 I^* 로 정상적인 전류제어를 할 경우 일반적인 PMSM의 토오크 관계식(12)을 식(13)으로 나타낼 수 있다^[7].

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{1}{2} [(L_{md} - L_{mq}) i_{qs}^e i_{ds}^e + \lambda_f i_{qs}^e] \quad (12)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \lambda_f I^* \quad (13)$$

여기에서 T_e 는 토오크, λ_f 은 영구자석에 의한 계자자속, L_{md}, L_{mq} 는 d-q축 인덕턴스, P는 극수이다.

벡터제어 시에 전류제어기의 대역폭(Band width)이 충분히 높고, 전동기의 토오크 리플의 주파수 성분이 전류제어기의 대역폭 내에 존재할 정도의 속도로 전동기가 회전하며, 동기좌표계 d-q축 상호간섭항이 상쇄된다고 가정하면, 제어기의 관점에서 동기좌표계 d-q축 전류응답은 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$\mathbf{i}_{dq}^e = \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ I^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

또한 회전자 위치각 θ 이 정상적으로 센싱될 경우에 그림 3과 같이 동기좌표계 d-q 전류를 정지좌표계 d-q 전류로 변환하면 다음식 (15)로 나타낼 수 있으며, 정상적인 정지좌표계의 전류제어 결과를 확인 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ I^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I^* \sin\theta \\ I^* \cos\theta \end{bmatrix} \quad (15)$$

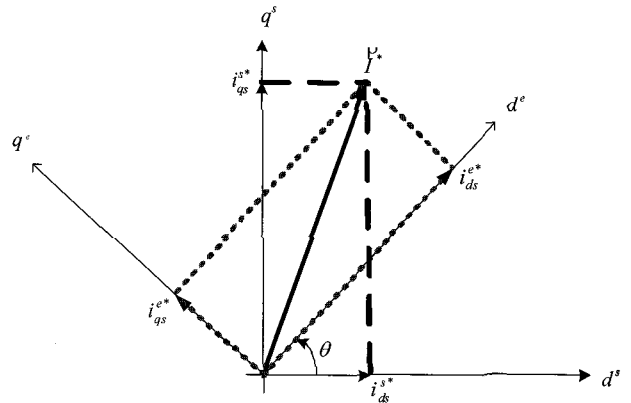


그림 3 정상적인 회전자 위치각 θ 센싱에 의한 d-q 동기좌표계 전류와 d-q 정지좌표계 전류의 관계
Fig. 3 Relation of d-q synchronous frame current and d-q stationary frame current by sensing of normal position angle θ of rotor

그림 4는 지금까지 설명하였던 정상적인 PMSM의 벡터제어를 나타내는 제어 구성도를 나타낸다.

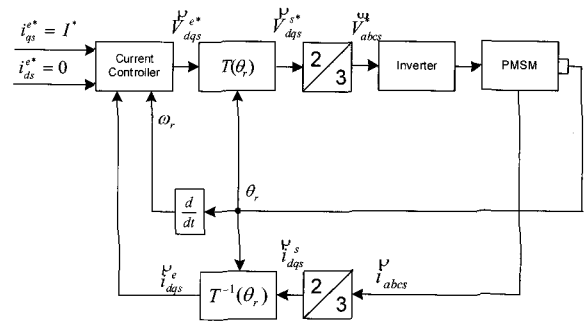


그림 4 PMSM의 벡터제어 구성도
Fig. 4 Vector Control Scheme of PMSM

레졸버를 사용하여 회전자 위치각 θ 를 센싱할 때, 식 (11)과 같이 실제 회전자 위치각이 왜곡되어 센싱되는 경우의 오차성분을 $\Delta\theta$ 로 나타낸다면 그림5와 같이 d-q 동기좌표계와 d-q 정지좌표계 변환에 영향을 주

게 된다.

d-q 동기좌표계의 전류지령치를 식(14)와 같이 인가 하더라도 그림5와 같이 왜곡된 위상각($\theta + \Delta\theta$)에 의한 d-q 정지좌표계로 변환하고 전류제어가 수행된다면 식(16)과 같은 왜곡성분이 포함되어 진다. 식(15)의 정상적인 d-q 정지좌표계 전류응답에서 위상각 오차성분 $\Delta\theta$ 이 추가됨을 알 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^{s*'} \\ i_{qs}^{s*'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta + \Delta\theta) & -\sin(\theta + \Delta\theta) \\ \sin(\theta + \Delta\theta) & \cos(\theta + \Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ I^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I^* \sin(\theta + \Delta\theta) \\ I^* \cos(\theta + \Delta\theta) \end{bmatrix} \quad (16)$$

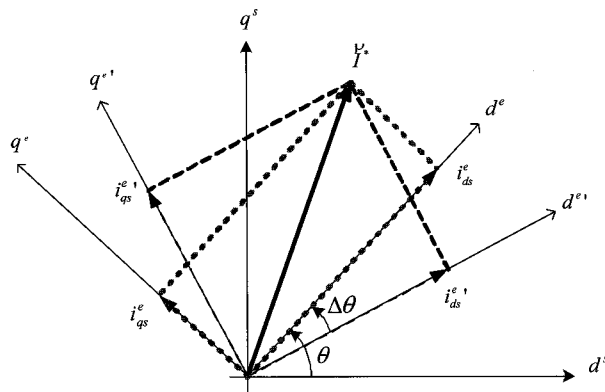


그림 5 왜곡된 위치각 정보에 의한 d-q 좌표변환의 왜곡
Fig. 5 Distortion of d-q transform by distorted position angle information

왜곡된 정지좌표계 d-q축 전류가 전동기의 토크에 미치는 리플을 계산하기 위하여 왜곡이 없는 올바른 동기좌표계 d-q축으로 변환하여 토크 응답을 살펴보면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds_real}^e \\ i_{qs_real}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I^* \sin(\theta + \Delta\theta) \\ I^* \cos(\theta + \Delta\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I^* \sin\Delta\theta \\ I^* \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (17)$$

즉 전류제어의 동기좌표계 d축 전류가 0으로 제어 되더라도 전동기의 d축으로는 $-I^* \sin\Delta\theta$ 의 전류가 존재하며, 전류제어의 동기좌표계 q축은 I^* 로 제어되더라도 전동기의 q축으로는 $I^* \cos\Delta\theta$ 의 전류가 존재함을 알 수 있다. 따라서 일반적인 PMSM의 토크 관계식(12), (13)에 d축전류 $-I^* \sin\Delta\theta$ 와 q축전류 $I^* \cos\Delta\theta$ 를 대입하여 출력 토크에 포함된 리플성분을 계산할 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_f I^* + \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_f I^* (\cos\Delta\theta - 1) + \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_s (I^*)^2 \cos\Delta\theta \cdot \sin\Delta\theta \quad (18)$$

여기에서 $L_s = L_{mq} - L_{md}$ 이다.

4. 위치각 오차 보상제어^[1]

위치각 오차성분을 보상하기 위해서 우선 오차신호를 추출해야 한다. 이러한 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 제안한 알고리즘의 적용을 위한 보상용으로 는 활용 가능하다.

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

$$\vec{f}_{dqs}^s = \sin\theta - j\cos\theta \quad (19)$$

위 신호를 위치각 오차성분이 포함된 $\theta + \Delta\theta$ 로 동기좌표변환을 수행하면 (20)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \cos(\theta + \Delta\theta) & \sin(\theta + \Delta\theta) \\ -\sin(\theta + \Delta\theta) & \cos(\theta + \Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\Delta\theta \\ -\cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (20)$$

각각의 값에 $-I^*$ 를 곱하여 그 결과를 아래와 같이 왜곡된 각이 포함된 d-q 동기좌표계 전류지령값으로 놓는다.

$$i_{ds}^{e*'} = I^* \sin\Delta\theta \quad (21)$$

$$i_{qs}^{e*'} = I^* \cos\Delta\theta \quad (22)$$

식(21), (22)를 d-q 동기좌표계 전류지령값으로 가정하고 이를 왜곡된 각($\theta + \Delta\theta$)으로 d-q 정지좌표계 변환을 수행하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^{s*'} \\ i_{qs}^{s*'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta + \Delta\theta) & -\sin(\theta + \Delta\theta) \\ \sin(\theta + \Delta\theta) & \cos(\theta + \Delta\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I^* \sin\Delta\theta \\ I^* \cos\Delta\theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I^* \sin\theta \\ I^* \cos\theta \end{bmatrix} \quad (23)$$

식(23)의 결과는 정상적인 위상각 θ 에 의해 벡터제어를 수행한 식(15)의 d-q 정지좌표계 전류응답과 동일한 결과이므로 전동기의 실제 동기좌표계 q축전류는 I^* 로 제어되며, 실제 동기좌표계 d축전류는 '0'으로 제어된다. 그러므로 위상각 오차로 인해서 발생하는 토크 리플문제를 해결할 수 있다.

지금까지 설명하였던 왜곡된 위치각 정보를 보상하는 전류제어 알고리즘을 적용한 벡터제어 방식은 그림 6과 같다. 그림6에서 정상적인 벡터제어 시 d-q 동기좌표계 전류지령값 $i_{ds}^{e*}=0$, $i_{qs}^{e*}=I^*$ 은 회전자 위치각 오차성분을 보상하기 위하여 그림 6의 보상기를 통하여 $i_{ds}^{e*}=I^* \sin \Delta\theta$, $i_{qs}^{e*}=I^* \cos \Delta\theta$ 로 변환되고 벡터제어 전류지령값으로 입력된다.

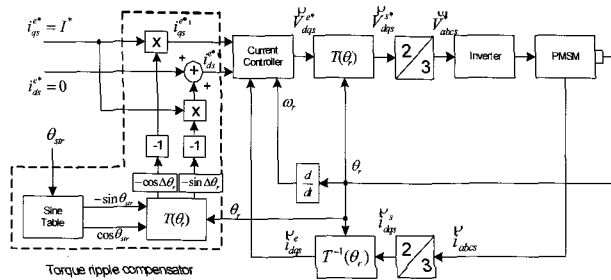


그림 6 토크 리플 보상 구성도
Fig. 6 Torque Ripple Compensation Scheme

5. 시뮬레이션 및 시험

레졸버를 사용하여 센싱된 회전자 위치각 θ 의 왜곡을 보상하는 제안 방식을 검증하기 위한 시뮬레이션 구성도는 그림 7과 같다. 시뮬레이션은 Matlab의 Simulink를 이용하였으며, 속도제어기, 전류제어기, PMSM 모델로 구성되어 있다. 영구자석 동기전동기(PMSM)의 모델은 실제 적용한 4극, 300W급 용량이며, 그림 8과 같이 구성하였다. 제안한 위상각 오차 보상을 전류제어기내에 그림 9와 같이 구성하여 시뮬레이션을 수행하였다.

시뮬레이션 결과는 그림 10과 같이 $t=10.7[\text{sec}]$ 에서부터 위상각 오차 보상을 적용하였다. 그림 10(a)는 회전자의 위상각 오차성분을 모의하였고, 불평형 성분크기와 기본 주파수의 2배 주파수로 위상각을 왜곡시켰다. 그림 10(b)는 d-q 동기좌표계의 전류지령값 $i_{ds}^{e*}=0[A]$, $i_{qs}^{e*}=40[A]$ 이며 보상기 적용 전 일정한 직류값임을 알 수 있다. 보상기 투입시간 $t=10.7[\text{sec}]$ 이후

위상각 오차성분을 d-q 동기좌표계 전류지령값에 추가하였음을 알 수 있다. 그림 10(c)는 실제 d-q 동기좌표계 전류값이며, 지령값에 따라 d-q축 모두 잘 추종하고 있다. 그림 10(d)는 전동기의 출력 토크를 나타내며, 보상기 적용전의 리플성분은 보상기 적용 후에 제거됨을 알 수 있다.

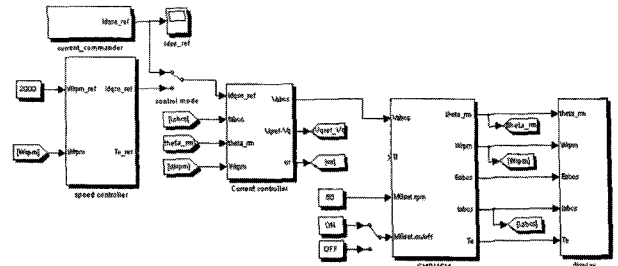


그림 7 시뮬레이션 구성도
Fig. 7 Composition of Simulation

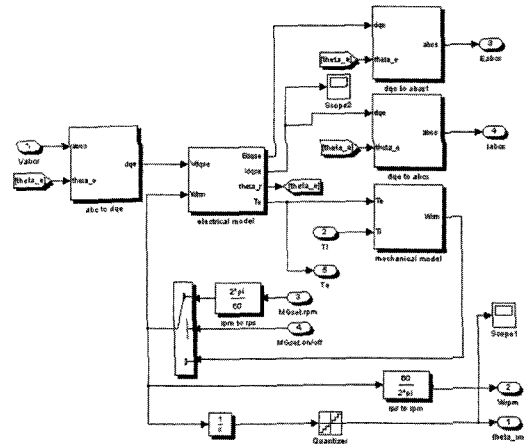


그림 8 PMSM 모델링
Fig. 8 Modelling of PMSM

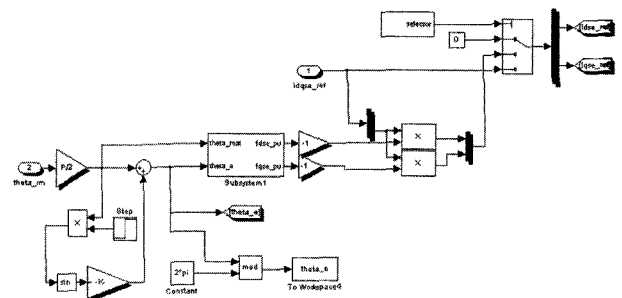


그림 9 위상각 오차 보상기
Fig. 9 Compensator of Phase Angle Error

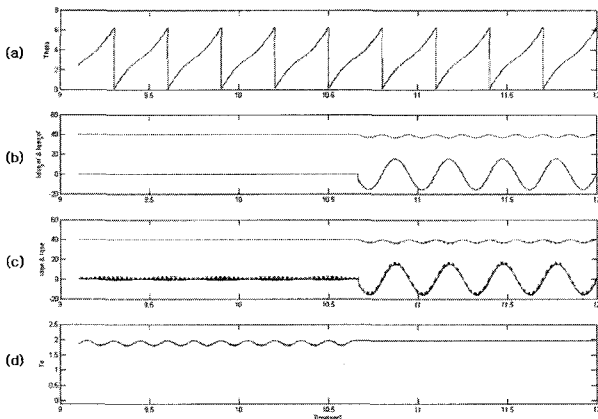


그림 10 시뮬레이션 결과

(a) 왜곡된 위상각 (b) i_{ds}^e, i_{qs}^e (c) i_{ds}^e, i_{qs}^e (d) T_e

Fig. 10 Simulation Results

(a) Distorted Phase Angle (b) i_{ds}^e, i_{qs}^e (c) i_{ds}^e, i_{qs}^e (d) T_e

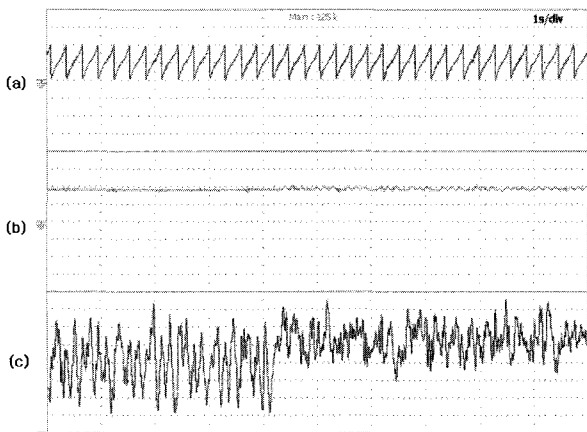


그림 11 시험결과

(a) 왜곡된 위상각 (b) i_{qs}^e (c) T_e

Fig. 11 Experimental Results

(a) Distorted Phase Angle (b) i_{qs}^e (c) T_e

시험 장치는 EPS(Electric Power Steering)용 4극 PMSM 구동시스템에 적용하였다. 벡터제어용 회전자 위치 센서는 분해능이 높은 레졸버를 사용하고, 보상용 센서는 분해능이 낮은 조향각 센서를 사용하였다. 시험조건은 레졸버의 전기각이 8° 왜곡되는 상태이고, t=4[sec] 지점에서 보상을 시작하였다. 전류제어기의 대역폭은 300[Hz]이고, 전동기의 속도는 50[rpm]으로 제어하였다. 그림 11(a)는 왜곡된 회전자 위치각을 측정하였고, (b)는 동기좌표계 q축 전류를 나타낸다. 동기좌표계 q축전류는 보상전 100[A]에서 보상후

100[A]±10[A]의 결과를 보이고 있다. 그림 11(c)는 토오크 센서 출력이고, 중간값 4.1[Nm]와 0.05[Nm/div] 눈금으로 보상전 중간값을 기준으로 4.1±0.1[Nm] 토오크 리플에서 보상후 4.15±0.05[Nm]로 감소하여 50% 토오크 리플 저감효과를 확인하였다.

6. 결론

본 논문에서는 EPS 구동을 위한 PMSM 구동시스템에서 회전자 위치센서인 레졸버의 턴수비 차이나 불평형 여자신호로 인하여 회전자 위치각 정보가 왜곡되며, 위치각 오차성분을 이론적으로 분석하고, 이로 인해 벡터제어시 출력 토오크 리플로 나타나는 문제점들을 분석하였다.

이러한 위치센서 오차성분을 저감하는 방법으로 벡터제어 시에 d-q 동기좌표계 전류지령값을 추출한 오차성분의 보상값으로 변환하여 전류제어를 수행하는 보상기를 제안하였다. 시뮬레이션을 통하여 보상전후에 나타난 토오크 리플 저감을 확인할 수 있었다. 제안한 알고리즘을 실제 EPS 시험장치에 연계하여 300W급 PMSM 구동부에 적용한 결과, 출력 토오크가 4.1±0.1[Nm]에서 보상후 4.15±0.05[Nm]로 제어되어 최대 50% 저감효과를 얻을 수 있었다.

참고 문헌

- [1] H.S. Mok, S.H. Kim, Y.H. Cho, "Reduction of PMSM torque ripple caused by resolver position error", *Electronics Letters*, Vol. 43, pp. 646-647, 2007, May.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] Hanselman, D.C, "Resolver Signal Requirements for High Accuracy Resolver-to-Digital Conversion", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 37, - 561,

1990, Dec.

- [6] 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.
- [7] 설승기, "전기기기 제어론", *브레인코리아*, 2005.
- [8] 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 Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, pp. 182-191, 2005, Jan.



조영훈(曹永勳)

1980년 2월 4일생. 2002년 건국대 전기공학과 졸업. 2004년 서울대 대학원 전기공학부 졸업(석사). 2004년~현재 (주)현대모비스 기술연구소 책임연구원.

저 자 소 개



목형수(睦亨洙)

1963년 10월 31일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1992년~1996년 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 1997년~현재 건국대 전기공학과 부교수. 당 학회 조사이사.



이정민(李政珉)

1973년 9월 17일생. 1997년 건국대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~2005년 (주)다원시스 기술연구소 주임연구원. 2005년~현재 (주)효성 중공업연구소 책임연구원.



최규하(崔圭夏)

1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년 오레곤주립대 Post-Doc. 1997년 건국대 연구처장 및 2002년 교무처장 역임. 현재 건국대 전기공학과 교수 및 에너지신기술연구센터장. 현재 당 학회 회장.



김상훈(金相勳)

1964년 9월 11일생. 1987년 서울대 전기공학과 졸업. 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1994년~1996년 대우 중공업 철도차량 연구소 선임연구원. 1997년~현재 강원대 전기전자 정보통신 공학부 부교수. 당 학회 학술위원.