

영구자석 동기 전동기의 고속운전 시 토크리플 저감 알고리즘

김종현¹, 조관열[†], 김학원¹

Torque Ripple Reduction Algorithm of PM Synchronous Motor at High Speed Operation

Jong-Hyun Kim¹, Kwan-Yuhl Cho[†], and Hag-Wone Kim¹

Abstract

Torque ripples generate mechanical vibration at low speed and acoustic noise at high speed. The back emf harmonics of a PM synchronous motor is one of the main sources of torque ripples. To reduce torque ripples resulting from back emf harmonics, dq-axis harmonic currents that reduce the torque ripples are generally compensated to the current controller. Harmonic current compensation is effective at low speed, but it is not applicable at high speed because of the limited bandwidth of the current controller. In this study, dq-axis harmonic voltage compensation that can reduce torque ripples at high speed is proposed. The dq-axis harmonic voltages are calculated from the motor speed and the dq-axis harmonic currents. The effectiveness of the proposed method in reducing torque ripple is verified by a simulation and experiments.

Key words: Torque ripple compensation, Back emf harmonics, PMSM, Voltage compensation

1. 서 론

최근 지구온난화 및 화석연료 고갈로 인해 모터산업은 저탄소 녹색성장의 중요 분야로 자리 매김하고 있다. 유도전동기 및 동기펄스전압 전동기 등에 비해 고효율의 영구자석 동기전동기(PMSM)는 냉장고, 에어컨 등의 가전기기, EPS(Electric Power Steering) 및 전기자동차의 동력장치, 전기자전거 등 다양한 분야에 적용되고 있다. 최근 영구자석 동기전동기의 고효율 설계 및 제어 알고리즘 개발과 함께 소음·진동 저감에 대한 연구개발도 이슈가 되고 있다. 특히 가전기기, 전기자동차 등과 같이 모터가 사용되는 환경이 사람과 밀접한 관계가 있는 분야의 제품들은 모터의 소음과 진동이 매우 민감한 부분이 될 수 있다. 일반적으로 저속에서는 모터의 진동이 문제가 되는 반면, 고속에서는 모터의 소음이 문

제가 된다. 모터의 소음과 진동 발생은 기계적 요인 및 전기적 요인의 다양한 인자들이 있으며, 토크리플 또한 소음·진동 발생의 주요 인자 중 하나이다.

영구자석 동기전동기의 토크리플 발생요인은 기계적 구조에 의해 발생하는 코깅토크^[1], 전기적 제어 측면에서는 전류센서의 오프셋(Offset)과 스케일(Scale)오차, DC 링크 전압의 변동, 파워 스위칭 소자의 고유 특성과 데드타임(Dead time)에 의한 상전류의 왜곡^{[2]-[5]}, 역기전력의 왜곡^{[6]-[10]} 등 많은 요인들이 있다. 본 논문에서는 역기전력의 왜곡에 의해 발생하는 토크리플 저감 알고리즘에 대해 다룬다. 자동차용 EPS(Electric Power Steering)에 사용되는 영구자석동기전동기의 역기전력의 5차 및 7차 고조파는 기본파의 0.5% ~ 1.0% 수준으로 매우 낮음에도 불구하고 역기전력의 고조파에 의한 토크리플 저감이 필요하다.

왜곡된 역기전력을 갖는 3상 영구자석 동기 전동기를 정현파 전류로 제어하면 전기적 기본주파수의 6배수차의 토크리플이 발생한다. 이러한 토크리플을 저감하기 위해서는 역기전력의 고조파(Harmonics) 성분을 분석하고 역기전력의 고조파에 의한 토크리플을 상쇄하도록 보상전류를 전류지령에 추가함으로써 토크리플을 저감할 수 있는 방법이 제안되었다.^{[6]-[10]} 이러한 방법들은 토크리플을 줄이기 위하여 기본주파수의 6배수차 고조파 전류를 제어해야 하므로 전류제어의 대역폭

Paper number: TKPE-2015-20-5-6

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: kycho@ut.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Eng., Korea Nat'l Univ. of Transportation
Tel: +82-43-841-5329 Fax: +82-43-841-5320

¹ Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea Nat'l Univ of Transportation

Manuscript received Jun. 16, 2015; revised Jul. 5, 2015; accepted Aug. 17, 2015

(Bandwidth)에 영향을 받게 된다. 즉, 전류제어기의 대역폭이 보상전류의 주파수보다 높은 저속영역에서는 고조파 보상전류에 의해 토크리플을 저감할 수 있다. 그러나 고속운전 영역에서는 토크리플 보상전류의 주파수가 전류제어기의 대역폭에 근접하거나 대역폭보다 높아질 경우 실제 전동기에 흐르는 보상전류는 보상 레퍼런스 전류에 비해 크기가 줄어들고 위상지연이 생기게 된다. 이러한 현상은 모터의 속도가 증가할수록 크게 나타나므로 전류보상 방법은 고속으로 갈수록 보상효과가 줄어들게 된다.

이러한 문제점을 보완하기 위해 본 논문에서는 고속운전 시 유기전압의 고조파에 의해 발생하는 토크리플을 저감하기 위한 보상전압을 전압지령에 인가하는 전압보상 알고리즘을 제안한다. 토크리플 보상전압은 영구자석동기전동기의 dq축 전압방정식을 기본으로 회전자속도 및 고조파 보상전류로부터 계산된다. 보상전압은 PWM 주기로 제어되는 전압제어기에 의해 제어되므로 전류제어기의 대역폭에 의한 영향을 받지 않는다.

2. 전압보상에 의한 토크리플 저감

2.1 역기전력 고조파 성분을 고려한 PMSM 모델링

동기좌표계(Synchronous rotating reference frame)에서 영구자석 동기전동기의 dq축 전압방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} - \omega_r \lambda_{qs}^e \quad (1)$$

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + \frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} + \omega_r \lambda_{ds}^e$$

식 (1)에서 고조파 성분이 고려된 dq축 자속은 다음과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 λ_{df_har} , λ_{qf_har} 은 영구자석에 의한 dq축 쇄교자속의 고조파 성분을 나타낸다.

$$\lambda_{ds}^e = L_d i_{ds}^e + \psi_f + \lambda_{df_har} \quad (2)$$

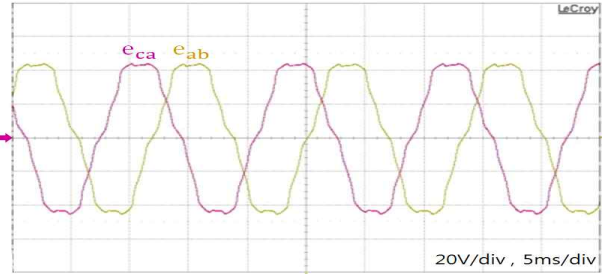
$$\lambda_{qs}^e = L_q i_{qs}^e + \lambda_{qf_har}$$

또한 영구자석 동기전동기의 토크 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

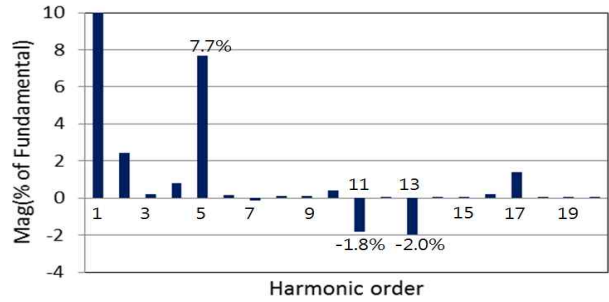
$$T_e = \frac{3P}{4} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (3)$$

$$= \frac{3P}{4} \{ \psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q + (\lambda_{df_har} i_q - \lambda_{qf_har} i_d) \}$$

식 (3)에서 토크의 리플성분(Ripple component)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.



(a) Line to line back emf



(b) FFT of phase back emf

Fig. 1. Back emf waveform and FFT analysis.

$$T_{e_har} = \frac{3P}{4} (\lambda_{df_har} i_q - \lambda_{qf_har} i_d) \quad (4)$$

식 (2)~(4)에서 dq축 쇄교자속의 고조파 성분은 3상이 평형일 경우 식 (5)과 같이 기본파의 6배수차의 고조파만 나타나게 된다.

$$\lambda_{df_har} = -\lambda_{df6} \cos 6\theta_r + \lambda_{df12} \cos 12\theta_r + \dots \quad (5)$$

$$\lambda_{qf_har} = \lambda_{qf6} \sin 6\theta_r - \lambda_{qf12} \sin 12\theta_r + \dots$$

dq축 쇄교자속의 기본파 및 고조파의 크기는 오프라인으로 측정된 선간 또는 상 역기전력의 기본파 및 고조파로부터 계산할 수 있다. dq축 쇄교자속의 6차 및 12차 고조파의 크기는 다음과 같다. 여기서 ψ_{f5}, ψ_{f7} 은 각각 상 역기전력의 5차 및 7차 고조파 성분의 속도에 대한 비례상수를 나타낸다.

$$\lambda_{df_har6} = 5\psi_{f5} + 7\psi_{f7}, \quad \lambda_{df_har12} = 11\psi_{f11} + 13\psi_{f13} \quad (6)$$

$$\lambda_{qf_har6} = 5\psi_{f5} - 7\psi_{f7}, \quad \lambda_{qf_har12} = 11\psi_{f11} - 13\psi_{f13}$$

그림 1은 영구자석 동기전동기의 선간 역기전력과 상 역기전력의 FFT 분석 결과이다. 외부에서 부하 모터를 이용하여 테스트 모터를 1,500rpm으로 일정하게 구동시킨 후 선간 역기전력을 측정하고, 선간 역기전력으로부터 상 역기전력을 구하였다. 상 역기전력의 FFT 분석 결과 5차 및 7차 고조파는 기본파의 7.7%, -0.1%로, 11차 및 13차 고조파는 -1.8%, -2.0%로 5차 고조파가 가장 크게 나타남을 알 수 있다.

2.2 전류보상 토크리플 저감 알고리즘

왜곡된 역기전력에 의한 토크리플을 저감하기 위하여 토크리플을 저감하는 고조파 전류를 전류지령에 더해지면 dq축 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다. 식(7)에서 i_{do} , i_{qo} 는 지령전류이고 i_{dh} , i_{qh} 는 토크리플을 상쇄하기 위한 고조파 보상전류이다.

$$i_d = i_{do} + i_{dh}, \quad i_q = i_{qo} + i_{qh} \quad (7)$$

식 (7)의 고조파 보상전류를 영구자석 동기전동기에 인가할 경우 마그네틱 토크의 고조파 성분은 식 (3)와 (7)로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{mag_har} = \frac{3P}{4}(\lambda_{df_har}i_{qo} + \psi_f i_{qh} - \lambda_{qf_har}i_{do} + \lambda_{df_har}i_{qh} - \lambda_{qf_har}i_{dh}) \quad (8)$$

식 (8)에서 쇄교자속 고조파와 q축 전류의 고조파의 곱 및 쇄교자속 고조파와 d축 전류 고조파의 곱은 다른 성분들에 비해 크기가 매우 작으므로 무시할 경우 마그네틱 토크의 고조파 성분을 영(Zero)으로 만들기 위한 식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{mag_har} = \frac{3P}{4}(\lambda_{df_har}i_{qo} + \psi_f i_{qh} - \lambda_{qf_har}i_{do}) = 0 \quad (9)$$

식 (9)에서 쇄교자속의 6차 고조파에 의해 발생하는 6차 마그네틱 토크 리플을 영(Zero)으로 만들기 위한 q축 보상전류 i_{qh} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{qh} = \frac{-\lambda_{df_har}i_{qo} + \lambda_{qf_har}i_{do}}{\psi_f} = \frac{1}{\psi_f} \sqrt{(\lambda_{df6}i_{qo})^2 + (\lambda_{qf6}i_{do})^2} \sin(6\theta_r + \alpha_6) \quad (10)$$

$$\alpha_6 = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{df6}i_{qo}}{\lambda_{qf6}i_{do}}\right)$$

마그네틱 토크의 고조파를 없애기 위한 방법과 유사하게 식 (3)와 식 (7)로부터 토크리플의 고조파 성분은 크기가 작은 쇄교자속 고조파와 전류 고조파의 곱을 무시할 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{reL_har} = \frac{3P}{4}(L_d - L_q)(i_{qo}i_{dh} + i_{do}i_{qh} + i_{dh}i_{qh}) \quad (11)$$

식 (11)에서 d축 고조파 전류와 q축 고조파 전류의 곱은 다른 항에 비해 크기가 작아 무시할 수 있으므로 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{reL_har} = \frac{3P}{4}(L_d - L_q)(i_{qo}i_{dh} + i_{do}i_{qh}) = 0 \quad (12)$$

식 (12)로부터 쇄교자속의 6차 고조파에 의해 발생하는 6차 토크리플을 영(Zero)으로 만들기 위한 d축 보상전류 i_{dh} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{dh} = -\frac{i_{do}}{i_{qo}} i_{qh} = -\frac{i_{do}}{i_{qo}\psi_f} \sqrt{(\lambda_{df6}i_{qo})^2 + (\lambda_{qf6}i_{do})^2} \sin(6\theta_r + \alpha_6) \quad (13)$$

$$\alpha_6 = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{df6}i_{qo}}{\lambda_{qf6}i_{do}}\right)$$

2.3 전압보상 토크리플 저감 알고리즘

쇄교자속의 6차 고조파에 의해 발생하는 6차 토크리플을 상쇄시키기 위해 식 (10)과 식 (13)으로 주어진 dq축 보상전류는 기본주파수보다 6배 높은 주파수 성분으로 나타난다. 이러한 고조파 보상전류를 전류제어기에서 제어할 경우 모터의 속도가 올라감에 따라 전류제어기의 대역폭에 영향을 받아 실제 모터에 흐르는 보상전류는 보상전류 지령에 비해 크기가 줄어들고 위상 지연이 생겨 보상효과가 줄어든다.

이러한 문제점을 해결하기 위해서 본 논문에서는 고속운전 시 토크리플을 저감할 수 있는 전압보상 알고리즘을 제안한다. 식 (10)과 식 (13)의 dq축 보상전류를 모터에 흘려주기 위한 dq축 전압은 식 (1)과 식 (7)로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{do} + v_{dh} &= r_s(i_{do} + i_{dh}) + L_d \frac{d}{dt}(i_{do} + i_{dh}) - \omega_r L_q(i_{qo} + i_{qh}) \\ &\quad - \omega_r \lambda_{qf_har} \\ v_{qo} + v_{qh} &= r_s(i_{qo} + i_{qh}) + L_q \frac{d}{dt}(i_{qo} + i_{qh}) + \omega_r L_d(i_{do} + i_{dh}) \\ &\quad + \psi_f \omega_r + \omega_r \lambda_{df_har} \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)에서 dq축 고조파 보상전류에 대한 고조파 성분의 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{dh} &= r_s i_{dh} + L_d \frac{d}{dt} i_{dh} - \omega_r L_q i_{qh} \\ v_{qh} &= r_s i_{qh} + L_q \frac{d}{dt} i_{qh} + \omega_r L_d i_{dh} \end{aligned} \quad (15)$$

식 (15)에서 각 성분이 전체 보상전압에서 차지하는 비중을 비교하기 위하여 dq 전류의 저항성분($r_s i_{qh}$, $r_s i_{dh}$), 미분성분($L_d \frac{d}{dt} i_{dh}$, $L_q \frac{d}{dt} i_{qh}$), 커플링성분($\omega_r L_q i_{qh}$, $\omega_r L_d i_{dh}$)으로 나눌 수 있다. 이 경우 그림 2에 나타난 바와 같이 d축 고조파 전압에서는 미분성분과 커플링성분이 크게 나타남을 알 수 있다. 반면 q축 고조파 전압에서는 커플링성분이 나머지성분 보다 크게 나타남을 알 수 있다.

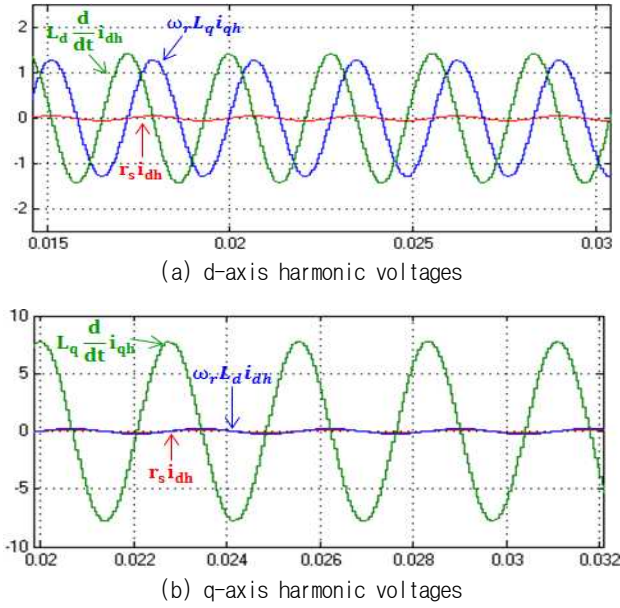


Fig. 2. dq-axis harmonic voltages.

따라서 6차 토크리플을 상쇄하기 위한 dq축 6차 고조파 보상전압은 전류의 미분성분과 커플링성분을 고려하여 다음과 같이 간략화 할 수 있다.

$$v_{dh} = L_d \frac{d}{dt} i_{dh} - \omega_r L_q i_{qh}$$

(16)

$$v_{qh} = L_q \frac{d}{dt} i_{qh} + \omega_r L_d i_{dh}$$

쇄교자속의 6차 고조파에 의해 발생하는 6차 토크리플을 영(Zero)으로 만들기 위한 dq축 고조파 보상전압은 식 (10)과 (13)의 고조파 보상전류와 식 (16)으로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{dh} = -L_d \frac{6\omega_r}{\psi_f} \frac{i_{do}}{i_{qo}} I_{har-6} \cos(6\theta_r + \alpha_6) - \omega_r L_q I_{har-6}$$

$$v_{qh} = L_q \frac{6\omega_r}{\psi_f} I_{har-6} \cos(6\theta_r + \alpha_6) + \omega_r L_d I_{har-6}$$

(17)

$$I_{har-6} = \sqrt{(\lambda_{df-har6} i_{qo})^2 + (\lambda_{qf-har6} i_{do})^2}$$

$$\alpha_6 = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{df-har6} i_{qo}}{\lambda_{qf-har6} i_{do}} \right)$$

식 (17)에서 dq축 보상전압은 dq축 인덕턴스 및 영구자석의 자속변화에 영향을 받는다. 전류 크기가 증가함에 따라 코어(Core)의 포화현상으로 dq축 인덕턴스는 감소한다. 또한 일반적으로 페라이트 자석은 50도씨 온도 상승에 따라 약 10% 정도의 자속 감소가 발생하므로 온도에 따라 영구자석에 의한 쇄교자속의 기본파 및 고조파의 크기는 변한다. 그러나 영구자석에 의한 쇄교자속의

TABLE 1
PARAMETER OF PMSM

Parameters	Value
Rated power	1 Hp
Rated current	5 A
Number of poles	6
Phase resistance (r_s)	0.52 Ω
d-axis inductance (L_d)	6.3 mH
q-axis inductance (L_q)	10.1 mH
Magnet flux (ψ_f)	0.063 Vsec
PWM_frequency	15 kHz
Bandwidth of current control	100 Hz

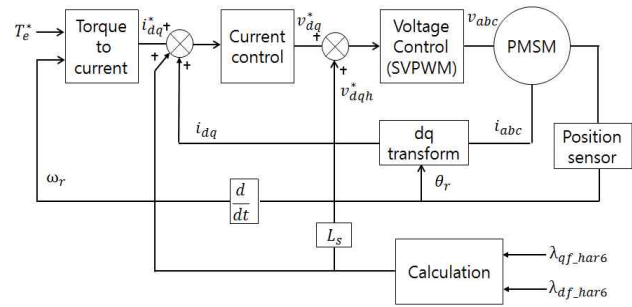


Fig. 3. Block diagram of voltage compensation.

기본파에 대한 고조파의 크기 비율은 변하지 않는다. 본 논문에서는 dq축 인덕턴스 및 영구자석의 자속변화는 고려하지 않음에 따라 운전조건 변화 시 식(17)의 보상효과가 작게 나타날 수 있다.

3 모의해석 및 실험결과

3.1 모의해석 결과

본 논문에서 사용된 영구자석 동기전동기의 파라미터는 표 1과 같다. 모터의 속도는 1,200rpm, 부하 토크는 1Nm, PWM 스위칭 주파수는 15kHz, 전류제어기의 대역폭(Bandwidth)은 100Hz, 데드타임(Dead time)은 1usec로 설정하였다.

그림 3은 쇄교자속의 고조파에 의해 발생하는 토크리플을 고조파 전압으로 보상하는 토크제어 시스템의 전체 블록도를 나타낸다. 영구자석 동기전동기의 토크지령에 해당하는 토크를 발생하기 위한 dq축 전류지령을 발생하고 전류제어기에서 dq축 전류를 제어한다. 6차 토크리플을 상쇄하기 위한 dq축 고조파 보상전압은 식 (17)에 의해 계산한다. 식 (17)의 dq축 고조파 보상전압은 그림 4에 나타난 바와 같이 $\cos 6\theta_r$ 의 형태로 나타남을 알 수 있다.

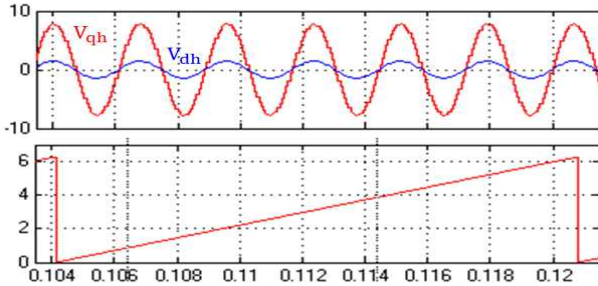


Fig. 4. Compensated dq-axis harmonic voltages.

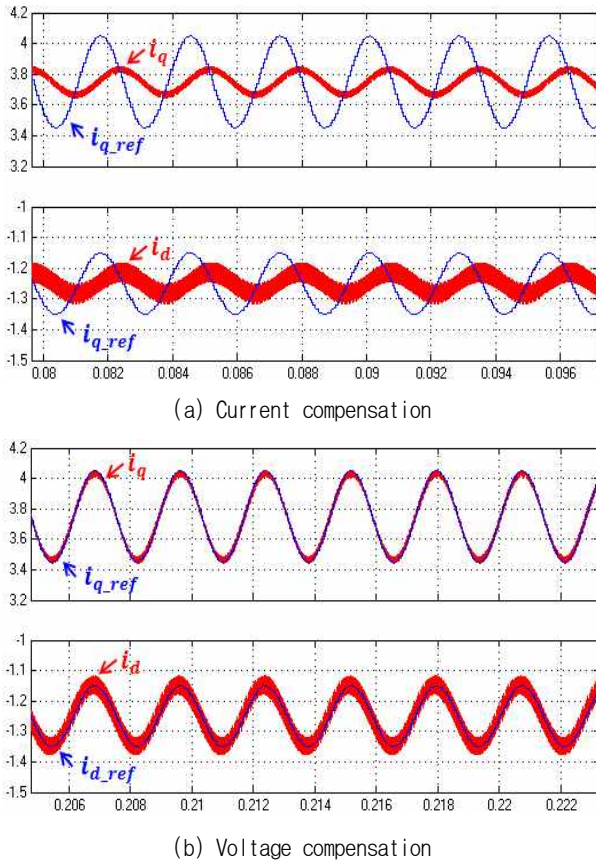
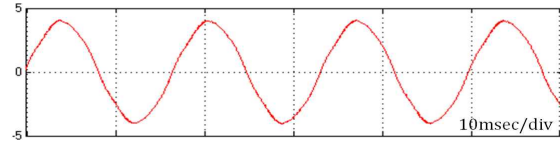
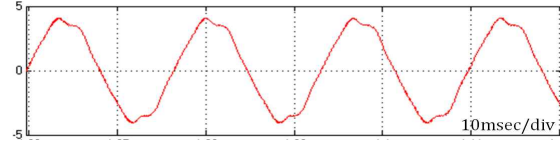


Fig. 5. dq-axis currents at high speed (1,200rpm).

그림 5는 1,200rpm으로 구동 시 쇄교자속 6차 고조파에 의한 토크리플을 저감하기 위해 전류보상의 경우 및 전압보상의 경우 dq축 고조파 보상전류의 제어특성을 나타낸다. 전류보상의 경우 그림 5(a)에 나타난 바와 같이 실제 모터에 흐르는 dq축 고조파 전류는 고조파 전류지령에 비해 크기가 줄어들고 위상이 지연됨을 알 수 있다. 이는 1,200rpm으로 운전 시 고조파 보상전류의 주파수는 전기적 기본주파수 60Hz의 6배인 360Hz로 전류 제어기의 대역폭인 100Hz보다 더 높아 전류제어가 정상적으로 이루어지지 않기 때문이다. 반면 전압보상의 경우 그림 5(b)에 나타난 바와 같이 실제 모터에 흐르는 dq축 고조파 전류는 고조파 전류지령을 잘 추종함을 알 수 있다.

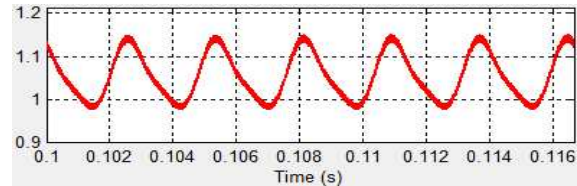


(a) Phase current without compensation

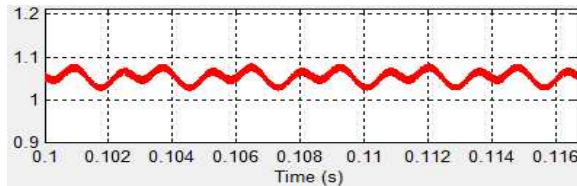


(b) Phase current with voltage compensation

Fig. 6. Phase currents at high speed (1,200rpm).



(a) No compensation



(b) Voltage compensation

Fig. 7. Torque waveforms at high speed (1,200rpm).

그림 6은 고속운전 시 토크리플을 저감하기 위한 전압보상이 없는 경우와 전압보상 시의 상전류 파형을 나타낸다. 전압보상이 없는 경우 상전류는 고조파 성분이 적은 정현파전류에 가까운 파형을 나타낸다. 반면 전압보상의 경우 dq축 전류는 6차 고조파 보상전류를 포함하고 있으므로 상전류는 5차 및 7차 고조파성분을 포함하게 되어 그림 6(b)와 같이 왜곡이 발생한다.

그림 7은 1,200rpm의 고속운전 시 토크리플 저감 보상이 없는 경우와 제안된 전압보상 시 토크 파형을 나타낸다. 전동기의 평균 토크는 약 1.05Nm를 나타내며 전압보상에 의해 6차 토크리플이 크게 저감됨을 알 수 있다. 고조파 전압보상에 의한 토크리플 저감 효과를 알아보기 위해 토크에 대한 FFT 분석결과를 그림 8에 나타낸다. 토크리플 저감 보상이 없는 경우 토크의 6차 고조파 성분은 평균토크의 6.93%인데 반해 전압보상의 경우 6차 고조파 토크성분은 1.08%로 감소하였다. 전압보상은 6차 토크리플을 줄이기 위한 6차 고조파 전류만을 보상하므로 전압보상의 경우에도 12차 토크리플은 저감되지 않음을 알 수 있다.

3.2 실험 결과

고속운전 시 쇄교자속의 고조파에 의한 6차 토크리플을

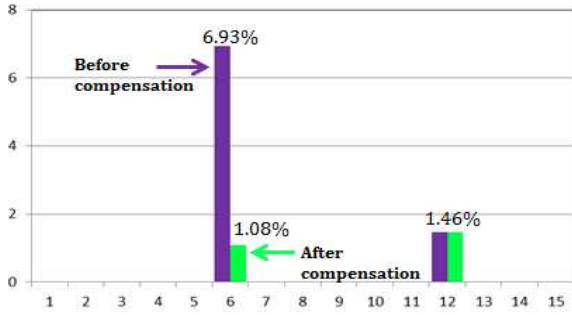
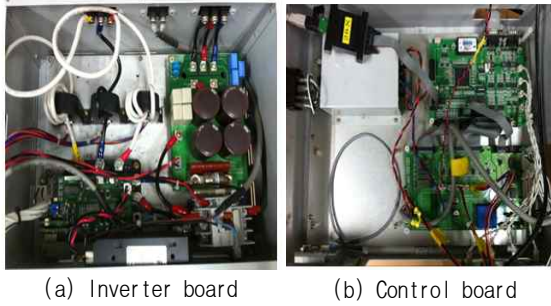
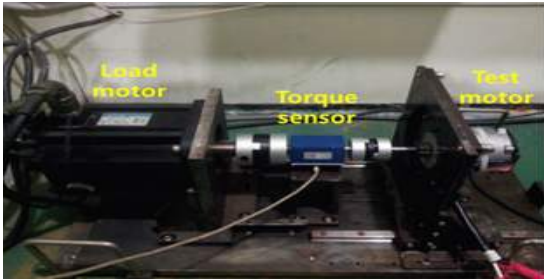


Fig. 8. FFT analysis of torque ripples at high speed (1,200rpm).



(a) Inverter board (b) Control board

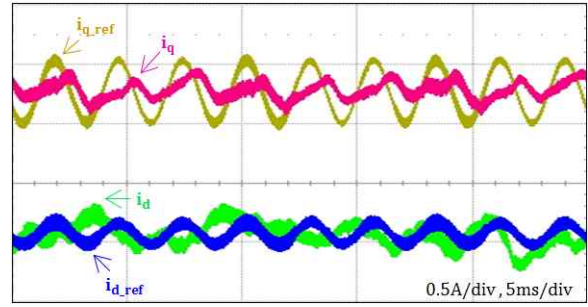


(c) Dynamo set

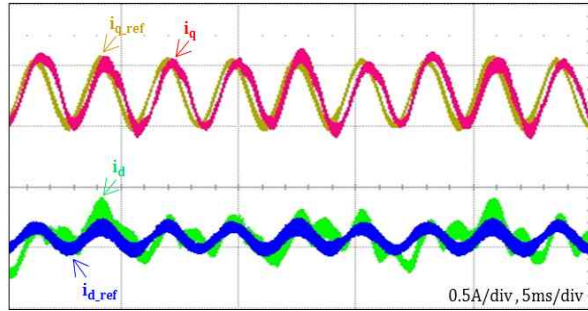
Fig. 9. Experimental setup.

고조파 전압으로 보상하는 제안된 알고리즘의 특성을 검증하기 위하여 표 1의 모의해석과 동일한 조건에서 실험을 수행하였다. 영구자석 동기전동기는 토크제어 모드로 동작하고, 부하속도는 1,200rpm, 프로세서는 TMS302F28335를 사용하였다. 토크를 제어하기 위한 전류제어기는 dq축 동기좌표계에서 비례적분 제어기로 구현하고 전압제어는 공간벡터 PWM 인버터로 구현하였다. 그림 9는 영구자석 동기전동기 구동을 위한 인버터 보드, 제어보드 및 다이나모 세트를 나타낸다.

그림 10(a)는 1,200rpm에서 전류보상을 할 경우 dq축 전류 지령과 모터에 흐르는 dq축 전류를 보여준다. 실제 모터에 흐르는 dq축 전류는 전류지령에 비해 크기가 줄었고 위상이 지연됨을 알 수 있다. 그림 10(b)는 (a)와 동일한 조건에서 전압보상을 할 경우 dq축 전류를 나타낸다. 전압보상의 경우 전류 보상과 달리 실제 dq축 전류는 약간의 위상지연은 있으나 지령전류를 잘 추종함을 알 수 있다.

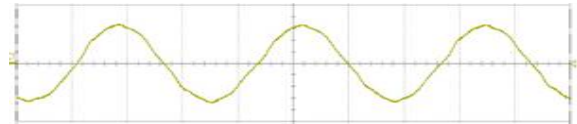


(a) Current compensation

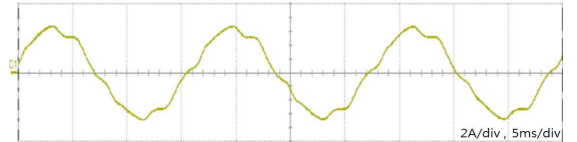


(b) Voltage compensation

Fig. 10. dq current waveforms at high speed (1,200rpm).



(a) Without compensation



(b) Voltage compensation

Fig. 11. Phase current at high speed operation(1200rpm).

그림 11은 토크리플 저감 보상이 없는 경우와 전압보상 시의 상전류 파형을 나타낸다. 그림 6의 모의해석 결과와 유사하게 나타남을 알 수 있다.

그림 12는 보상방법에 따른 토크 파형을 나타낸다. 고속운전 시 보상이 없는 경우와 전류보상에 비해 전압보상의 경우 토크리플이 저감됨을 알 수 있다. 그림 13은 보상방법에 따른 토크리플의 FFT 결과이다. 토크리플의 6차 성분의 크기는 토크리플 저감 보상이 없는 경우 평균토크의 12.21%에서 전류보상의 경우 10.65%로 보상효과가 별로 없으나, 전압보상의 경우 토크리플의 6차 성분의 크기는 3.75%로 크게 낮아짐을 알 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 고속운전 시 영구자석 동기전동기의 역기전력의 고조파에 의한 토크리플을 저감하기 위한

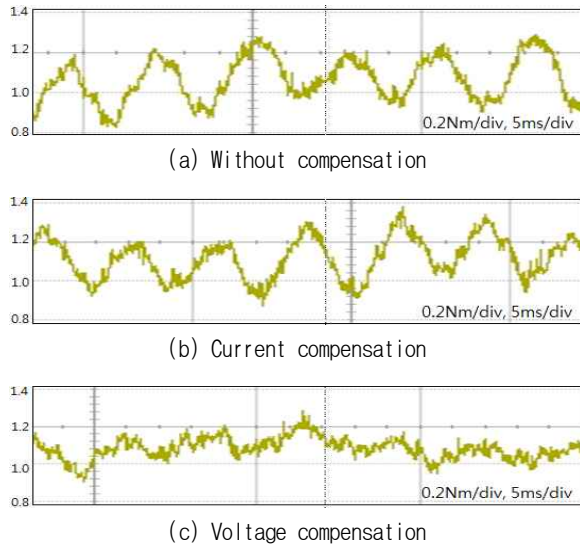


Fig. 12. Torque waveforms at high speed (1,200rpm).

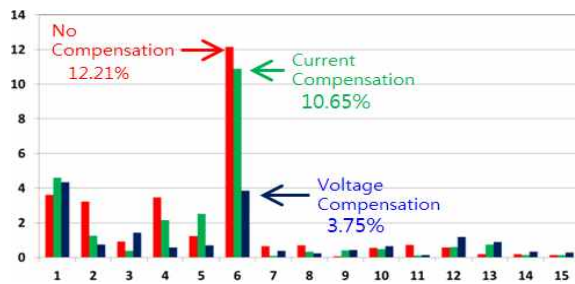


Fig. 13. FFT analysis of torque ripples at 1,200rpm.

전압보상 알고리즘을 제안하였다. 일반적인 고조파 전류보상의 경우 저속에서는 토크리플 저감의 효과가 있으나 고속에서는 전류제어기의 대역폭 제한에 의해 보상 효과가 거의 나타나지 않는다. 본 논문에서는 고속운전 시 전류보상 및 전압보상 알고리즘의 dq축 전류제어 특성 및 토크리플의 주파수 특성을 비교 및 검증하였다. 또한 고속운전 시 쇄교자속의 고조파에 의해 발생하는 6차 토크리플을 상쇄하는 고조파 전압을 전압지령에 보상함으로써 6차 토크리플이 대폭 저감됨을 모의해석과 실험을 통하여 검증하였다.

본 연구는 2011년도 산업통상자원부의 한국에너지기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제(No. 20134030200310)입니다.

References

- [1] Y. K. Kim, S. Y. Rhyu, and I. Y. Jung, "Shape optimization for reduction the cogging torque of BLAC motor for EPS application," *International Conference of Electrical Machines and Systems(ICEMS)*, pp. 1163-1167, Oct. 2010.
- [2] A. Kurnia, R. De Laminat, P. Desmond, and T. O'Gorman, "A low torque ripple PMSM drive for EPS applications," *Applied Power Electronics Conference & Exposition(APEC)*, Vol. 2, pp. 1130-1136, Nov. 2004.
- [3] H. Tamura, T. Ajima, and Y. Noto, "A torque ripple reduction method by current sensor offset error compensation," *15th European conference on Power Electronics and Application(EPE)*, pp. 1-10, Sep. 2013.
- [4] K. Y. Cho, Y. K. Lee, H. S. Mok, and H. W. Kim, "Torque ripple reduction of a PM synchronous motor for electric power steering using a low resolution position sensor," *Transaction of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 4, pp. 367-375, Aug. 2013.
- [5] D. Y. Yoon and S. C. Hong, "Reduction of torque ripple due to current-sensing errors in inverter-fed AC motor systems," *Transaction of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 3, No. 4, Dec. 1998.
- [6] Y. S. Jin, K. Y. Cho, H. W. Kim, B. K. Lim, and B. M. Han, "Torque ripple reduction based on flux linkage harmonics observer for an interior PM synchronous motor including back EMF harmonics," *Transaction of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 18, No. 4, pp. 367-375, Aug. 2013.
- [7] S. H. Lee, I. P. Hong, S. J. Park, and C. U. Kim, "Torque ripple minimization for IPMSM with non sinusoidal back-EMF," *Transaction of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 7, No. 1, pp. 91-100, Feb. 2002.
- [8] D. H. Lee, C. H. Kim, and Y. A. Kwon, "Reduction of torque ripple of PMSM using iterative flux estimation," *Transaction of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 6, pp. 346-350, Oct. 2001.
- [9] S. O. Kwon, J. J. Lee, G. H. Lee, and J. P. Hong, "Torque ripple reduction for permanent magnet synchronous motor using harmonic current injection," *Transaction of Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 58, No. 10, pp. 1930-1935, Oct. 2009.
- [10] S. Chen, A. Song, and T. Sekiguchi, "High efficiency and low torque ripple control of permanent magnet synchronous motor based on the current tracking vector of electromotive force," *Conference Record of IEEE Industry Applications Society(IAS)*, Vol. 3, pp. 1725-1729, Oct. 2000.

김중현(金鐘賢)

1988년 5월 23일생. 2013년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2013년~현재 한국교통대 대학원 제어계측공학과 석사과정.

조관열(趙官烈)

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1993년~2004년 LG전자(주) DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 한국교통대 제어계측공학과 교수. 당 학회 편집위원장.

**김학원(金學源)**

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1991년~2008년 LG전자(주) 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2008년~현재 한국교통대 제어계측공학과 부교수.



당 학회 재무이사.