

비정현적인 역기전력을 가진 매입형 영구자석 동기전동기의 토크리플 저감에 관한 연구

李相勳*, 洪寅杓, 朴晟濬, 金喆禹

Torque Ripple Minimization for IPMSM with Non Sinusoidal Back-EMF

Sang-Hun Lee, In-Pyo Hong, Sung-Jun Park, and Cheul-U Kim

요 약

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기의 전자기 토크의 맥동저감에 관하여 기술하였다. 일반적으로 토크 맥동은 전동기의 진동과 소음을 유발하는 중요한 원인이 된다. 제안된 방법에서는 비정현적인 역기전력을 가진 IPMSM에서 토크 맥동을 저감하기 위해 단위전류당 최대토크 제어를 할 수 있는 최적의 전류 형상을 고려하여 도출하였다. 그리고 이를 전동기에 인가했을 때 토크 맥동이 개선될 수 있음을 시뮬레이션과 실험을 통해서 입증하였다.

ABSTRACT

This paper deals with the ripple reduction of the electromagnetic torque developed in IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor). Generally, torque ripple is an important causes of vibration and noise of motor. For reducing torque ripple in IPM with nonsinusoidal EMF, the optimal current which is able to control maximum torque/ampere is considered to be introduced in the proposed method. The fact of torque ripple being reduced when the optimal current is used in motor is verified through simulation and experiment.

Key Words : IPMSM, nonsinusoidal EMF, torque ripple reduction

1. 서 론

최근 제어기술 및 스위칭 소자의 발달로 인해 영구자석형 전동기의 가정용 및 산업용 수요가 크게 증가하고 있다. 이러한 영구자석형 전동기는 회전자를 구성하는 영구자석의 형태와 특성이 모터의 성능을 좌우하는 중요한 요소가 된다^[1].

이로 인해 영구자석형 전동기는 회전자 영구자석의 설계에 따라 몇 가지의 형태로 구분하게 된다. 영구자석을 회전자의 표면에 부착하는 경우와 회전자 내부에 삽입하는 경우에 따라 표면 부착형 영구자석 전동기(SPM : surface permanent magnet)와 매입형 영구자석 전동기(IPM : interior permanent magnet)로 나누고, 모터에서 발생하는 역기전력이 정현적으로 발생하는 경우와 비정현적인 경우를 구분하여 BLAC(blushless ac motor)와 BLDC(blushless dc motor)로 구분하게 된다^[2]. 특히 SPMSM은 전동기의 전류를 정확한 정현파 형태로 인가해 주면 맥동토크가 없는 이상적인 토크를 발생시킬 수 있는 장점을 지니고 있으며 이로 인해 SPMSM은 지금까지 고성능 서보 응용

*부산대 전기공학과 박사과정

E-mail : jillda@hanmail.net

접수일자 : 2001. 9. 6

1차심사요청일: 2001. 9.10 2차심사요청일: 2001.12.13

심사완료일 : 2002. 1.25

분야에 가장 널리 사용되고 있다. 그러나 영구자석이 회전자 표면에 부착되어 있는 관계로 기계적인 구조가 취약하고 자기적으로 유효공극이 큰 단점을 가지고 있다. 이와는 달리 기계적으로 영구자석이 회전자 내에 매입되어 있는 형태를 가진 IPMSM은 SPMSM과 달리 전자기 토크 성분외에도 전동기의 돌극성으로 인한 자기저항 토크 성분이 함께 존재하게 된다. 이로 인해 벡터제어시 SPMSM에서와 같이 동기좌표축상의 d축 전류를 영으로 제어해서는 큰 토크를 발생시킬 수 없게 된다. 즉 자기저항 토크 성분을 고려할 수 있는 적절한 d축 전류 제어를 통해 단위 전류당 최대 토크를 제어할 수 있게 된다^[3].

본 논문에서 다루게 될 IPMSM은 역기전력이 비정상적인 형태를 취하고 있다. 이로 인해 정현적인 전류를 흘렸을 때 전동기에서 발생하는 토크는 맥동성분을 가지게 된다. 이러한 맥동은 곧 전동기의 진동으로 이어지고 그 진동으로 인해 전동기에서 소음이 발생하며, 전동기 수명단축으로 귀결될 수 있다^[4]. 또한 토크 식은 역기전력과 전류의 곱의 형태를 취하고 있으므로 역기전력으로 인한 맥동은 전동기에 정현적인 전류가 아닌 역기전력을 고려하여 맥동을 줄일 수 있는 비정상적인 전류를 흘려줌으로 줄일 수 있다

따라서 본 논문에서는 비정상적인 역기전력을 가진 IPMSM에서 토크 맥동을 저감하기 위해 단위전류당 최대토크 제어를 할 수 있는 최적의 전류 형상을 해석하여 도출함으로써 이를 전동기에 인가 했을 때 토크 맥동이 개선될 수 있음을 시뮬레이션과 실험을 통해서 제시하였다.

2. 본 론

2.1 BLDC 전동기의 수학적 모델링

본 논문에 사용된 BLDC전동기는 역기전력이 비정상적인 특성을 가진 매입형으로 회전자 표면의 기계적 구조는 대칭이나 자기적으로는 대칭적이지 못하다. 자기적으로 볼 때 q축 자로와 달리 d축 자로는 자석을 통과하게 된다. 그러므로 자기경로 상에서 자석을 통과하지 않는 q축 자로에 비해 d축 자로는 자기저항이 크므로 q축의 인덕턴스가 d축의 인덕턴스 보다 크다.

따라서 매입형 영구자석 전동기는 전자기적으로 회전자에 돌극 특성을 가지게 된다. 이 돌극 특성으로 인해 매입형은 자기저항 차에 의한 토크 성분이 존재하게 되므로 수학적 모델에서는 돌극성을 고려해 주어야 한다. 편의상 2극기를 기준으로 할 때 고정자 측

전압방정식을 표현해 보면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, V_a, V_b, V_c : 고정자 3상 인가전압

i_a^s, i_b^s, i_c^s : 고정자 3상 전류

$\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$: 3상 총 쇠교자속

식 (1)에서 역기전력은 $e = -\frac{d\lambda}{dt}$ 의 형태를 나타내므로 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서, $\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} M_d I_f \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}$

매입형 동기전동기는 기존의 돌극기와 마찬가지로 상술한 식 (2)와 같은 3상 전압방정식을 이용하여 과도상태 및 정상상태해석을 위해서 미분방정식을 풀어야 하기 때문에 수식적 접근이 쉽지 않다. 그러나 회전자를 기준으로 한 동기좌표계는 좌표축이 동기 속도로 회전하고 있으므로 동기속도로 회전하고 있는 고정자 전압과 전류벡터는 회전자 축에서 볼 때 직류값과 같이 일정값이 되므로 과도상태 및 정상상태 해석이 용이하다. 식 (2)를 동기 좌표계로 변환 시켜보면 식 (3)으로 나타난다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^r \\ V_{qs}^r \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d \frac{d}{dt} & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & L_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{ds}^r \\ e_{qs}^r \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서, V_{ds}^r, V_{qs}^r : 동기좌표계 d, q축 단자전압

i_{ds}^r, i_{qs}^r : 동기좌표계 d, q축 고정자 전류

e_{ds}^r, e_{qs}^r : 동기좌표계 d, q축 역기전력

2.2 BLDC 전동기 토크식 분석

고정자 입력전력 (P_{in})은 고정자에 인가되는 3상 전압과 전류의 곱으로 나타낼 수 있다.

$$P_{in} = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (4)$$

이를 동기좌표계로 변환하면 식 (5)과 같이 주어진다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} (V_{ds}^r i_{ds}^r + V_{qs}^r i_{qs}^r) \quad (5)$$

앞에서 구한 전압방정식 식 (3)을 식 (5)에 대입하면 식 (6)과 (7)로 정리된다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left[\left(R i_{ds}^r + L_d \frac{d}{dt} i_{ds}^r - \omega_r L_q i_{qs}^r + e_{ds}^r \right) i_{ds}^r + \left(R i_{qs}^r + L_q \frac{d}{dt} i_{qs}^r + \omega_r L_d i_{ds}^r + e_{qs}^r \right) i_{qs}^r \right] \quad (6)$$

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left[R (i_{ds}^r{}^2 + i_{qs}^r{}^2) + \left(L_d i_{ds}^r \frac{di_{ds}^r}{dt} + L_q i_{qs}^r \frac{di_{qs}^r}{dt} \right) + \omega_r \left((L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r + \frac{e_{ds}^r}{\omega_r} i_{ds}^r + \frac{e_{qs}^r}{\omega_r} i_{qs}^r \right) \right] \quad (7)$$

여기서, $R(i_{ds}^r{}^2 + i_{qs}^r{}^2)$ 항은 동손을 나타내고, $L_d i_{ds}^r \frac{di_{ds}^r}{dt} + L_q i_{qs}^r \frac{di_{qs}^r}{dt}$ 항은 자계에너지 변환율을 나타낸다. 기계적 운전을 통해 속도항이 영이 아닌 경우, 즉 기계적인 출력이 나오는 경우인 마지막 항이 실질적인 기계적 출력이 된다. 이 때 전동기 출력토크는 식 (8)과 같이 나타난다.

$$P_{out} = \omega_m T_e \quad (8)$$

ω_m 은 기계적 각속도로서 전기적 각속도와는 다음과 같은 관계가 있게 된다.

$$\omega_r = \frac{p}{2} \omega_m$$

$$\text{즉 } T_e = \frac{P_{out}}{\omega_m} = \frac{p}{2} \cdot \frac{P_{out}}{\omega_r} \quad (9)$$

여기서, p : 극수

따라서 토크 식은

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \left((L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r + \frac{e_{ds}^r}{\omega_r} i_{ds}^r + \frac{e_{qs}^r}{\omega_r} i_{qs}^r \right) \quad (10)$$

위의 식 (10)으로 나타난다. 위 식 (10)에서

$(L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r$ 항은 인덕턴스의 값이 다름으로 인해서 발생하는 자기저항 토크 성분이고, 나머지 $\frac{e_{ds}^r}{\omega_r} i_{ds}^r + \frac{e_{qs}^r}{\omega_r} i_{qs}^r$ 항이 전자기 토크 성분이 된다. 전기적인 돌극의 특성을 가지고 있는 매입형 전동기는 L_d, L_q 의 값이 각기 다르다. 그리고 일반적으로 매입형은 $L_d < L_q$ 이므로 $i_{ds}^r < 0$ 으로 제어할 때 자기저항 토크가 양의 부호를 취할 수 있게 되므로 양쪽 토크 성분을 모두 활용할 수 있게 되어 단위전류당 최대 토크제어를 할 수 있게 된다. 만약 역기전력이 정현적이면 $e_{ds}^r = 0, e_{qs}^r = \text{일정 값}$ 으로 나타나므로 토크 식은 식 (11)과 같이 간단한 형태로 나타나게 된다.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \left((L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r + \phi_f i_{qs}^r \right) \quad (11)$$

여기서, $\phi_f = \frac{e_{qs}^r}{\omega_r}$: 자속쇄교량

매입형에 대해 연구한 대부분이 식 (11)과 같은 토크 식을 적용하고 있다. 본 연구에 사용된 전동기는 역기전력이 비정현적인 경우이므로 e_{ds}^r, e_{qs}^r 가 영이 아닌 일정 값이 아닌 위치각 θ 에 따라 가변하는 값을 가지게 되므로 이 항을 무시하고 계산할 수 없다. 정확한 e_{ds}^r, e_{qs}^r 의 값을 알기 위해서 실험에 사용된 전동기의 역기전력은 그림 1과 같다. 그림 1은 외부에 일정속도로 회전하는 모터에 연결하여 실험대상이 된 모터의 증성점과 한 상을 측정된 파형이다.

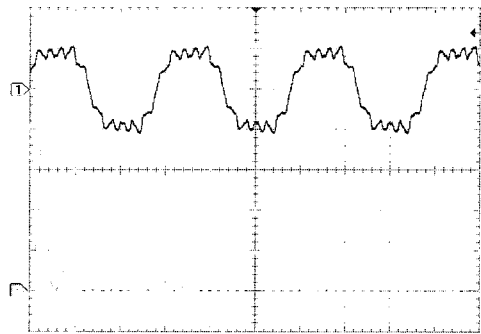


그림 1 역기전력 파형과 FFT 분석

(a) 역기전력 : 20 [ms], 10 [V/div]

(b) FFT 분석 : 2 [V/div]

Fig. 1 Back EMF waveform and FFT analysis

(a) Back EMF : 20 [ms], 10 [V/div]

(b) FFT analysis : 2 [V/div]

그림 2는 위 파형에서 FFT분석한 것을 토대로 역기전력을 23차 harmonics 성분까지 고려하여 함수형태로 복원해 본 파형이다.

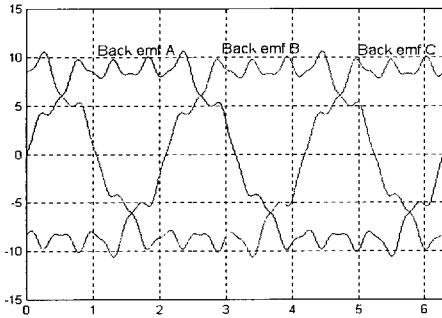


그림 2 FFT복원을 통한 역기전력
(a) x-축 : 각[radian]
(b) y-축 : 역기전력[V]

Fig. 2 Back EMF using FFT reconstruction
(a) x-axis : Angle[radian]
(b) y-axis : Back-EMF[V]

위 역기전력을 동기좌표계로 변환시켜 보면 위치각 θ 에 의해 가변하는 e_{ds}^r, e_{qs}^r 의 값을 확인할 수 있다. 그 파형을 나타낸 것이 그림 3이다. 정현적이지 못하기 때문에 e_{ds}^r 이 0으로 나타나지 않으며, e_{qs}^r 역시 상당한 맥동성분을 포함하고 있음을 알 수 있다.

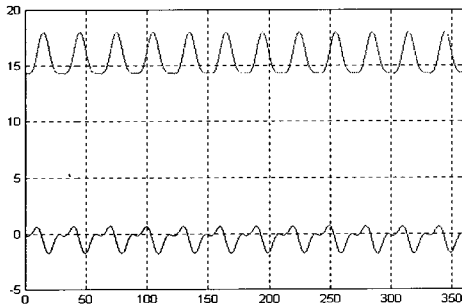


그림 3 e_{ds}^r, e_{qs}^r 의 파형
(a) x-축 : 각 [degree]
(b) y-축 : 역기전력 [V]

Fig. 3 Wave-forms of e_{ds}^r, e_{qs}^r
(a) x-axis : Angle[degree]
(b) y-axis : Back-EMF[V]

앞의 식 (11)에서 볼 때 역기전력이 정현적인 전동기에 정현적인 전류를 흘려주게 되면 동기좌표계 변환시 역기전력, 전류 모두 직류 값으로 나타나게 되므로

토크 식에 따라 토크는 일정 값을 내게 된다. 이 때는 전동기가 가지는 코깅 토크가 맥동의 가장 큰 원인이 된다. 그러나 비정현적인 역기전력을 가진 전동기에 정현적인 전류를 흘려주면 식 (10)에서 볼 때 전류는 직류 값을 가지지만 e_{ds}^r, e_{qs}^r 가 직류 값을 갖지 못하므로 토크 식에서 볼 때 토크는 일정 값을 내지 못하고 θ 에 따라 가변되기 때문에 맥동의 원인이 된다.

2.3 안된 토크리플 저감을 위한 최적 전류 도출 과정

역기전력이 비정현적인 경우에 토크리플을 저감하는 방법으로 feeding current 방식에 대해 많은 연구가 있어 왔다. 그러나 일반적으로 feeding current 방식에 적용된 모터는 SPMSM으로 L_d, L_q 의 값이 동일하여 리럭턴스 토크(reluctance torque)성분이 없으므로 토크는 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \left(\frac{e_{qs}^r}{\omega_r} i_{qs}^r + \frac{e_{ds}^r}{\omega_r} i_{ds}^r \right) \quad (12)$$

여기서, 역기전력이 일정하다면 위 식은 식 (13)과 같이 더 간단히 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \left(\frac{e_{qs}^r}{\omega_r} i_{qs}^r \right) \quad (13)$$

식 (13)을 살펴볼 때 토크는 i_{qs}^r 성분에 의해서만 제어 된다. 그러나 상술한 바와 같이 매입형은 d,q축 인덕턴스 성분의 값이 다르기 때문에 그로 인해 자기 저항 토크 성분이 발생하고, 이 성분을 정의 값으로 제어하기 위해서는 $i_{ds}^r < 0$ 으로 제어해야 한다. 매입형에서 단위 전류 당 최대한의 토크를 내기 위해서는 앞에서 언급한 두 가지 성분의 토크를 모두 발생시켜야 한다. 그 때 i_{ds}^r, i_{qs}^r 는 어떠한 값을 가져야 하는지를 알아보기로 한다. 먼저 앞에서 본 토크 식 중 역기전력이 정현파인 경우를 먼저 고려해 본 후 비정현적인 형태를 고려해 보기로 한다. 역기전력이 정현적일 때 e_{ds}^r, e_{qs}^r 은 각각 0과 일정 값으로 나타나게 된다. 그리고 i_{ds}^r 을 x축으로 보고, i_{qs}^r 을 y축으로 볼 때 일정한 토크내기 위한 두 전류간의 궤적은 그림 4와 같이 나타난다^[4].

여기서, i_{ds}^r, i_{qs}^r 가 나타내는 곡선은 위 토크 식에서 볼 때 쌍곡선의 방정식으로 나타남을 알 수 있다.

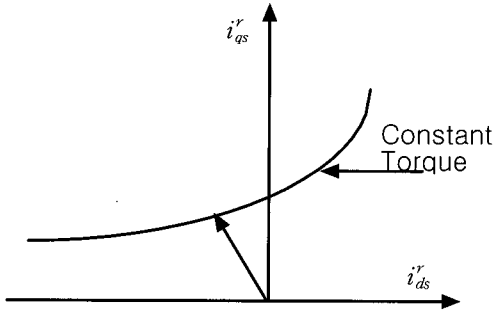


그림 4 임의의 일정토크를 발생하는 고정자전류
Fig. 4 The stator current of developing arbitrary constant torque

$$y = b + \frac{k}{x+a} \quad (\text{여기서 } y = i_{qs}^r, x = i_{ds}^r) \quad (14)$$

$$a = \frac{1}{(L_d - L_q)} \cdot \frac{e_{qs}^r}{\omega_r}, \quad b = \frac{-1}{(L_d - L_q)} \cdot \frac{e_{ds}^r}{\omega_r}$$

$$k = \frac{1}{(L_d - L_q)^2} \cdot \frac{e_{ds}^r e_{qs}^r}{\omega_r^2} + \frac{1}{(L_d - L_q)} \cdot T_e \frac{4}{3p}$$

그림 4에서 나오는 궤적 위의 점들은 모두 일정 토크를 낼 수 있는 i_{ds}^r, i_{qs}^r 값이다. 여기서 i_{ds}^r 와 i_{qs}^r 의 벡터 합 i_{mag} 는 식 (15)와 같이 표현된다.

$$i_{mag} = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (15)$$

즉, i_{mag} 는 i_{ds}^r 를 x축으로 두고, i_{qs}^r 를 y축으로 둘 때 원의 방정식의 반지름이 된다. 즉, 일정토크에서 최소 전류가 되는 지점은 그 원과 위 쌍곡선과의 접하는 곳, 즉 두 곡선의 접점에서 최소 전류가 된다.

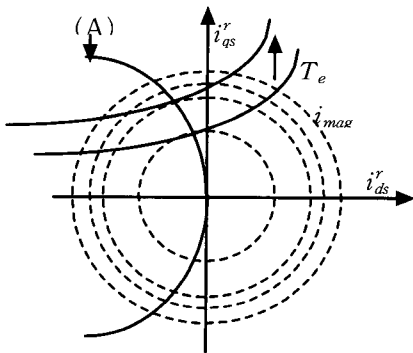


그림 5 전류제한원에 대한 단위전류당 최대토크곡선
Fig. 5 Maximum torque/ampere curve for current limit circle

그림 5는 각각의 토크에서 나타나는 최소 전류를 표시해본 그림이 된다. 앞에서 설명했듯이 원과 쌍곡선과의 접점이 최소전류가 되는 지점이 되고 그 지점들을 연결한 곡선이 좌측에 보이는 곡선 (A)이다. 이 곡선 (A)는 단위전류 당 최대토크가 되는 지점을 각 토크마다 알 수 있는 곡선으로 실제 제어기에서 i_{ds}^r, i_{qs}^r 의 지령 값이 된다. 그림 6은 식 (14), (15)를 시뮬레이션을 통해 도식화한 것이다. 시뮬레이션 시 조건은 다음에 나올 모터의 정격에 맞추었고 지령토크 값은 3[Nm]정도를 두었다. 지령토크 값을 그림 6에서 볼 때 i_{ds}^r 에 대한 i_{mag} 가 그리는 곡선의 최소가 되는 점이 최소 i_{mag} 값이며, 이 값이 단위전류 당 최대토크를 발생시킬 수 있는 전류 값이 된다.

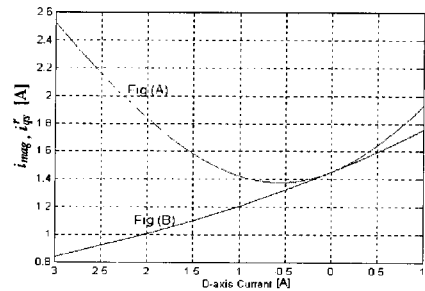


그림 6 i_{ds}^r 의 가변에 따른 i_{qs}^r 과 i_{mag}

(a) i_{mag} 곡선

(b) 일정 토크를 위한 전류곡선 (i_{qs}^r)

Fig. 6 i_{qs}^r and i_{mag} for the variation of i_{ds}^r

(a) i_{mag} curve

(b) current curve for constant torque

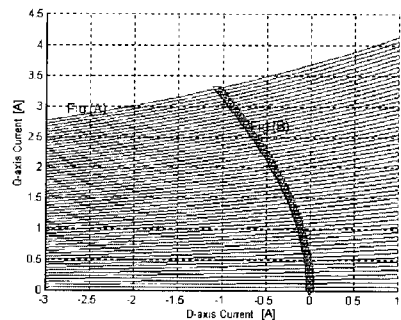


그림 7 토크 가변을 고려한 전류곡선

(a) 일정토크를 위한 전류곡선

(b) 발생토크에 대한 최소 i_{ds}^r, i_{qs}^r

Fig. 7 Current curve for the variation of torque

(a) current curve for constant torque

(b) minimum i_{ds}^r, i_{qs}^r for the developed torque

그림 7은 그림 6에서 토크를 영에서부터 가변시켜 본 그래프이다. 그림 7에서 (B)는 토크 가변시 i_{mag} 가 최소인 점들을 곡선화 한 것으로 그림 5의 곡선 (A)와 동일한 곡선이다.

위와 같이 역기전력이 비정현적인 경우에 토크리플을 저감하는 방법으로 feeding current 방식에 대해 많은 연구가 있어 왔다^[9]. 그러나 일반적으로 feeding current 방식에 적용된 모터는 L_d, L_q 의 값이 동일하여 자기저항 토크 성분이 나타나지 않는 표면부착형이 대부분 이었다. 표면부착형은 앞에서도 보았듯이 그 토크 식이 단순하며 i_{qs}^r 성분으로만 제어가 가능하다. 식 (13)에서 볼 때 리플이 없는 토크를 내기 위한 전류는 식 (16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{qs}^r = \frac{2}{3} \frac{2}{p} \left(\frac{\omega_r}{e_{qs}^r} T_e \right) \quad (16)$$

그러나 매입형의 경우에는 i_{ds}^r, i_{qs}^r 성분의 간섭항 및 비간섭항이 존재하기 때문에 위와 같은 간단한 방법으로는 원하는 전류파형을 찾아낼 수 없다. 그래서 본 연구에서는 맥동이 없는 토크를 내기 위한 전류를 구하기 위해 위와는 다른 방법을 제안하여 최적전류를 찾도록 한다. 그림 6은 e_{ds}^r, e_{qs}^r 가 일정한 경우에 대해서만 나타내었지만 그림 8은 위치각 θ 에 의해 가변되는 e_{ds}^r, e_{qs}^r 를 적용한 경우가 된다.

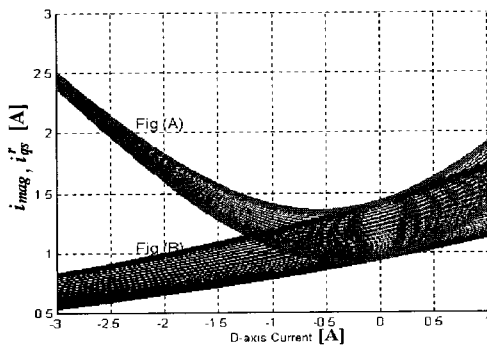


그림 8 θ 의 가변에 따른 i_{qs}^r 곡선과 i_{mag} 곡선
 (a) i_{mag} 곡선
 (b) 일정토크를 위한 전류곡선(i_{qs}^r)
 Fig. 8 i_{qs}^r and i_{mag} for the variation of θ
 (a) i_{mag} curve
 (b) current curve for constant torque

그림 8은 위치각 θ 를 1도씩 가변했을 때의 i_{ds}^r, i_{qs}^r 커브와 i_{mag} 커브를 나타내고 있다. 즉 그림 8은 각각의 위치 각 θ 마다 나오는 그림 6의 그래프를 여러 개 모아둔 것과 같다. 그 때 최소가 되는 점들을 모두 모아보면 일정 값은 아니지만 위치각 θ 마다 가변하는 일정 DC레벨을 가진 i_{ds}^r, i_{qs}^r 값을 확인할 수 있다. 그리고 이 각각의 점들은 모두 일정 토크를 내기 위한 전류들이며, 또한 단위 전류당 최대 토크를 낼 수 있는 점들이므로 어떤 위치각 θ 에 대해서도 일정 토크를 낼 수 있으며 단위 전류당 최대 토크를 낼 수 있다. 즉 위치각 θ 마다 가변하는 전류 커브에서 최소가 되는 i_{mag} 점들을 결정하면 i_{ds}^r, i_{qs}^r 의 전류 커브가 구해지게 되는데, 이렇게 구해진 전류 파형은 단위 전류당 최대 토크를 낼 수도 있으며, 토크리플 또한 저감할 수 있는 전류 파형이 된다. 위와 같은 방법으로 구한 전류 파형은 그림 9와 같다. 그림 9는 식 (12)에서 구한 최적 전류 i_{ds}^r, i_{qs}^r 를 식 (13)에서 구한 전류로 나누어 그 shape만을 사용하고 있다.

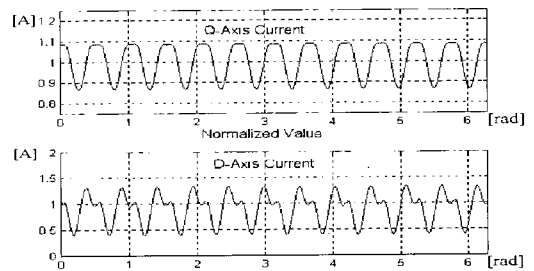


그림 9 제안한 방법을 통해 구한 i_{ds}^r, i_{qs}^r
 Fig. 9 i_{ds}^r, i_{qs}^r wave-forms using the proposed method

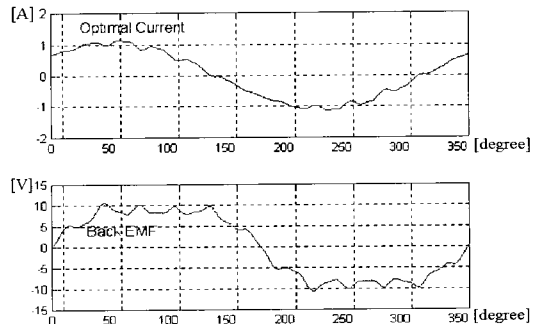


그림 10 역기전력과 맥동저감을 위한 최적 전류
 Fig. 10 EMF and optimal current for ripple reduction

그림 10은 그림 9의 전류를 다시 3상으로 변환으로 나타낸 전류와 한 상의 역기전력을 나타낸 그래프이다. 이 전류를 모터에 인가함으로써 토크리플의 저감을 위한 최적의 상전류로 이용하였다. 그림 11은 $i_{ds}^*=0$ 으로 제어하였을 때와 최대토크제어를 했을 때의 동일 토크시의 전류크기를 비교해 본 파형이다.

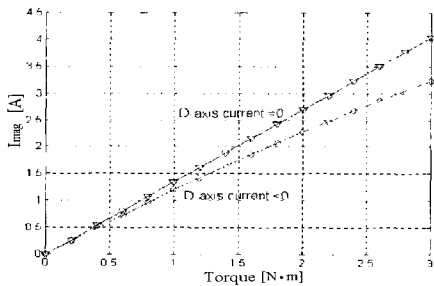


그림 11 토크가변 시 전류크기의 비교
Fig. 11 Comparison of current magnitude by variable torque

2.4 시뮬레이션

표 1에 나타난 파라메타 값과 상술한 역기전력의 맥동성분을 전동기의 수식 모델링에 대입한 후 시뮬레이션을 해 보았다. 토크 지령과 엔코더로부터 위치정보를 고려하여 최적의 전류파형을 형성하여 히스테리시스 전류제어기의 지령 값으로 처리하도록 하는 알고리즘을 통해 실제 전류가 최적의 전류파형을 따라가도록 제어하게 된다. 본 연구에서 사용된 모터의 정격은 다음과 같다.

표 1 전동기 파라미터
Table 1 Motor parameters

고정자 저항	4.3[Ω]
고정자 Ld	0.035[mH]
고정자 Lq	0.065[mH]
회전자 관성모멘트	0.00018[Kgm ²]
극수	4
정격 용량	400[W]

그림 12는 매입형 영구자석 전동기에 인가된 기준전류로서 정현파의 전류파형을 흘렸을 때 히스테리시스 전류제어기에서 비교되는 실제 전류를 나타내는 것이고 그림 13은 그 때의 출력 토크 파형이다. 이때 부하 토크를 3[Nm]로 두었고 지령속도를 50[rpm]으로 두고 시뮬레이션 수행하였다.

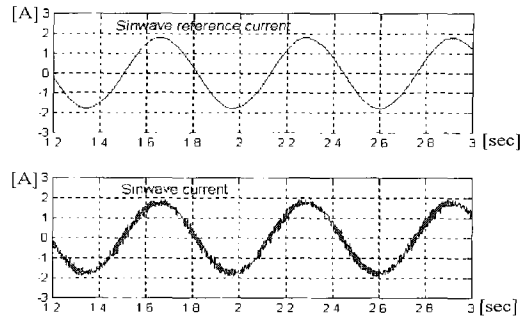


그림 12 기준전류와 실제전류
(a) 기준전류 (b) 실제전류
Fig. 12 Reference current and real current
(a) Reference current (b) Real current

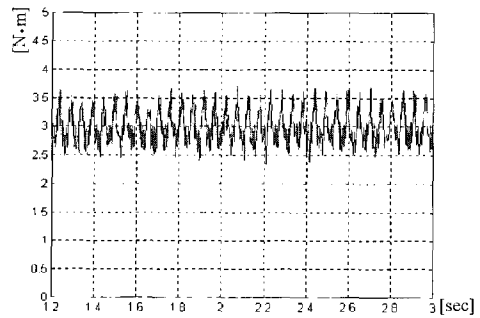


그림 13 기준 전류에 대한 출력 토크
Fig. 13 Output torque for the reference current

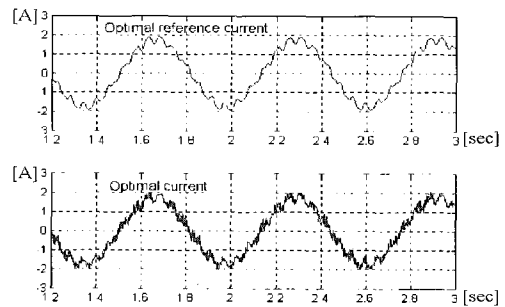


그림 14 최적 지령전류와 실제전류
Fig. 14 Optimal reference current and real current

전류제어기는 히스테리시스 제어기를 사용하고 있기 때문에 그림 12를 살펴보면 실제 전류는 히스테리시스 제어기 특성상 밴드 내에서 발생하는 리플이 포함되어 있다. 회전자의 각각의 위치마다 가변하는 역기전력 성분을 고려해 주지 못한 상태에서 전동기에서 나타나는 토크 파형은 그림 13과 같이 많은 맥동 성분을 가지게 된다. 그 때의 토크 맥동은 기준 토크에 대해

10% 이상 오차분을 가지고 있음을 알 수 있다. 그림 14는 본 연구에서 제안된 알고리즘을 이용한 최적의 상전류를 전동기의 기준 전류로 한 전류 파형과 전류 제어기에서 비교되는 실제 전류를 보여주고 있다. 앞의 그림 12와 비교하기 위해 동일한 형태로 파형을 보았고 시뮬레이션 조건은 앞의 것과 동일하게 두었다. 그림 15는 이때 발생하는 출력 토크 파형이 된다.

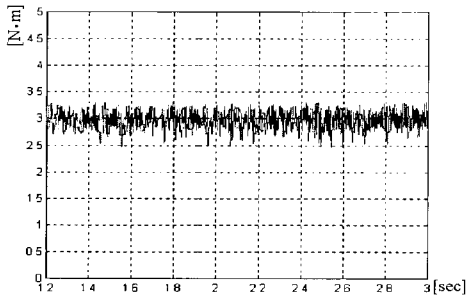


그림 15 최적 전류에 대한 출력 토크
Fig. 15 Output Torque for Optimal current

시뮬레이션을 통해 나타낸 그림 14에서 최적의 상전류를 도출하여 히스테리시스 제어기의 지령전류로 인가한 경우 실제전류는 밴드폭 내에서 지령 값을 양호하게 따라감을 확인할 수 있다. 또한 회전자 위치에 따른 역기전력 성분을 고려하여 최적의 상전류를 전동기에 인가해준 경우 나타나는 토크 파형은 앞서 제시한 그림 13에 비해서 그림 15와 같이 맥동 성분이 정현파 인가 시에 비해 상당히 개선됨을 알 수 있다.

2.5 실험 결과

위 시뮬레이션을 바탕으로 실제 시스템에서 이 알고리즘을 적용시켜 보았다. 실험조건은 시뮬레이션을 했을 때와 동일한 방법을 통해 이루어 졌고, DC Link 단전압은 100[V]로 하였고, 부하토크를 2[Nm]로 두고 전동기의 지령속도는 30[rpm]으로 두었다. 고속의 경우 토크 맥동은 전동기의 역기전력에 의한 것보다 제어기의 특성이 더 많은 영향을 미치게 되므로 이 실험은 고속보다는 저속에서 그 의미가 더 크게 되므로 30[rpm]에서 구동하였다.

그림 16은 실험을 통하여 전동기의 역기전력과 이에 대해 인가해준 정현적인 상전류를 나타낸 것이다. 비정현적인 역기전력을 갖는 영구 자석 동기전동기에 정현적인 전류를 상전류로 하여 흘릴 경우 역기전력의 고조파 성분들이 토크 성분에 맥동 성분으로 나타나는 원인이 된다.

그림 17은 동일한 역기전력에 대하여 제안한 최적의 상전류 파형을 나타낸 것이다. 최적의 상전류 파형은 역기전력이 갖고 있는 고조파 성분들이 출력 토크의 맥동 성분으로 나타나는 것을 보상해주기 위해서 기본파 이외의 고조파성분이 함께 포함되어 있음을 알 수 있으며 아울러 역기전력에 대한 위상지연도 존재함을 알 수 있다.

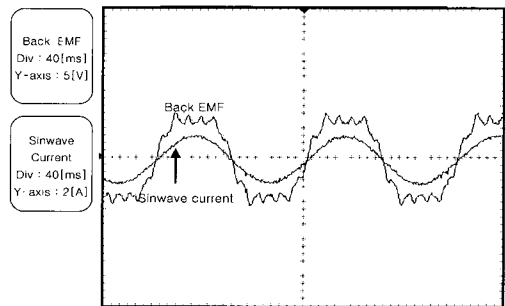


그림 16 역기전력에 대한 정현적인 지령전류
Fig. 16 Sinosoidal reference current for Back EMF

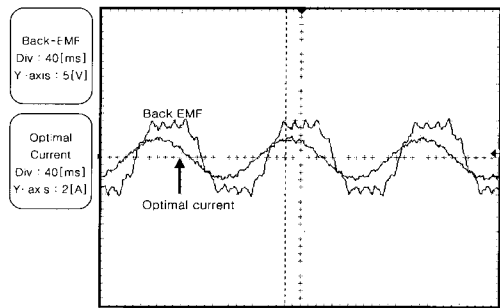


그림 17 역기전력에 대한 최적 지령 전류
Fig. 17 Optimal reference current for Back EMF

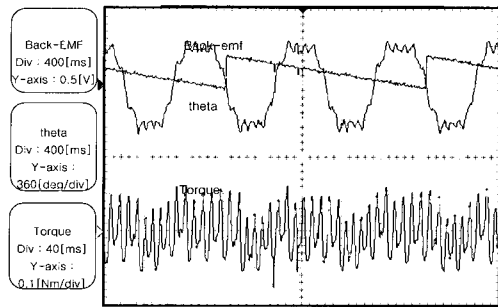


그림 18 정현기준전류를 인가한 경우의 토크 출력
Fig. 18 Output torque for sinusoidal reference current

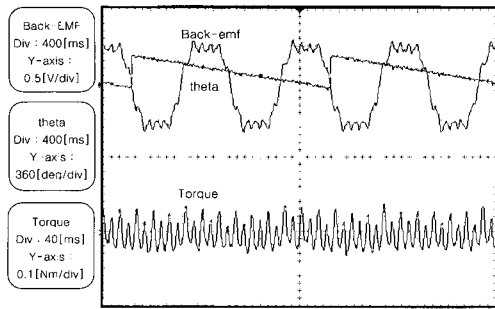


그림 19 최적 기준 전류를 인가한 경우의 토크 출력
Fig. 19 Output torque for optimal reference current

그림 18은 정현적인 상전류를 전동기에 인가했을 때 출력토크 파형을 나타낸 것이며 그림 19는 최적의 상전류를 인가했을 때 출력되는 토크를 나타낸 그림으로 엔코더로부터 위치정보를 참조하여 상태 관측기를 통하여 비교한 것이다. 역기전력 파형은 FFT변환을 통해 만든 역기전력 함수를 D/A를 통해 나타내보았고 토크 파형은 맥동 성분을 보다 정확히 관측하기 위해 AC레벨만을 나타내었다. 그림 18에서 토크리플은 전체 토크에 대해 10% 정도 발생하게 되나 그림 19에서 볼 때 전체 토크에 대해 5% 정도로 감소했음을 볼 수 있다. 즉 실험결과가 시뮬레이션을 통해 제시한 결과와 같이 제안한 최적전류는 토크의 맥동 성분이 양호하게 개선될 수 있음을 알 수 있다.

3. 결 론

본 연구에서는 BLDC 전동기의 토크 맥동을 최소화하기 위해 역기전력 형상을 분석하고 단위 전류 당 최대 토크를 내면서 맥동 저감을 할 수 있는 최적의 상전류를 도출하였다. 또한 이러한 상전류에 대해 실제 전동기의 상전류가 양호한 추종성능을 가짐을 시뮬레이션과 실험을 통해서 다음과 같은 결론을 얻었다. 정현파 전류는 동기좌표계 변환 시 일정 DC 레벨의 값으로만 나타나지만 비정현적인 역기전력은 동기좌표계에서 일정 DC레벨에서 리플성분을 포함하고 있다. 즉 토크는 역기전력과 전류와의 곱의 형태로 나타나기 때문에 역기전력이 가진 리플성분이 제거되지 못하고 실험 결과에서 알 수 있듯이 토크의 맥동 성분으로 나타나게 된다. 본 연구에서 제안된 최적화 전류는 동기좌표계 변환 시에서 일정 DC 레벨 외에 역기전력의 리플 보상성분을 가지게 된다. 따라서 전동기에 최적화 전류 인가시 역기전력 리플성분으로 인해 나타난 토크

맥동이 저감됨을 실험 결과를 통해 알 수 있었다.

본 연구는 한국과학재단의 지원(과제번호 2000-2-30400-003-2)에 의하여 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] T.J.E Miller, *Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives*, Clarendon Press, Oxford, 1989
- [2] 유시영, 이두수, "상권선 인덕턴스의 위상지연 보상에 의한 브러시리스 직류 전동기의 토크리플개선", *전력전 자학회 논문지*, Vol. 6, No. 2, pp. 180~190, 2001. 4.
- [3] Jang-Mok Kim, Seung-ki Sul, "Speed Control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, Issue :1, pp. 43~48, 1997, Jan./Feb.
- [4] S. M Hwang and D. K Lieu, "Characterization and Reduction of Reluctance Torque in Permanent Magnet DC Motor", *Proceeding of ASME 14th Biennial Conference on Mechanical Vibration and Sound*, DE-Vol. 61, pp. 217~222, 1993.
- [5] H. R. Bolton and R. A. Ashen, "Influence of motor design and feed-current waveform on torque ripple in brushless DC drive", *Proc. of IEE*, Vol. 131, Part B, No. 3, pp. 82~90, 1984, May.
- [6] H. Le-Huy, R. Perret and R. Feuillet, "Minimization of torque ripple in brushless DC motor drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 22, No. 4, pp. 748~755, 1986, July/Aug.
- [7] Pragasen PILLAY, Ramu krisnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 25, No. 2, 1989.
- [8] T. M. Jahns, "Torque production in permanent magnet synchronous motor drives withrectangular current excitation", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol 20, No. 4, pp. 803~813, 1984, July/June.
- [9] J.Y Hung, Z.Ding, "Design of Currents to reduce torque ripple in brushless Permanent Motor", *IEE Proceedings*, Vol. 140, No. 4, 1993, July.
- [10] C. Marchand, A.Razek, "Optimal torque operation of digitally controlled permanent magnet synchronous motor drives", *IEE Proceedings-B*, Vol. 140, No. 3, 1993, May.

저 자 소 개



이상훈(李相勳)

1972년 2월 17일생. 1997년 경성대 전기공학과 졸업. 1999년 부산대 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



홍인표(洪寅杓)

1977년 11월 23일생. 2000년 부산대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



박성준(朴晁濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 동 대학원 지능기계공학과 박사과정. 동명대학 조교수.



김철우(金喆禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기 통신대 전자공학과 졸업(석사). 1986년 중앙대 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대 전자전기정보 컴퓨터공학부 교수.