

약계자영역을 포함한 BLDC 전동기의 새로운 토크 리플 최소화 방법

Torque Ripple Minimization of BLDC Motor Including Flux-Weakening Region

원 태 현, 박 한 응, 이 만 형
(Tae-Hyun Won, Han-Woong Park and Man Hyung Lee)

Abstract : Torque ripple control of brushless DC motors has been the persisting issue of the servo drive systems in which the speed fluctuation, vibration and acoustic noise should be minimized. In this paper, a novel approach to achieve the ripple-free torque control with maximum efficiency based on the d-q reference frame is presented and analyzed. The proposed approach can provide the optimized phase current waveforms over wide speed range incorporating cogging torque compensation without an access to the neutral point of the motor windings. Moreover, the undesirable errors caused by the assumptions such as 3 phase balance or symmetry of the phase back EMF between electrical cycles, which are related with the manufacturing imperfections, can be also eliminated. As a result, the proposed approach provides a simple and clear way to obtain the optimal motor excitation currents. A hysteresis current control system is employed to produce high-frequency electromagnetic torque ripples for compensation. The validity and applicability of the proposed control scheme to real situations are verified through the simulations and experimental results.

Keywords : BLDC motor, torque ripple minimization, d-q reference frame, optimal current, cogging torque

I. 서론

고에너지밀도의 영구자석 재료의 발전과 함께 브러시리스 직류전동기(brushless DC motor, 이하 BLDC 전동기)의 개발이 한층 더 가속화되고 있다. BLDC 전동기는 일반적으로 역기전력의 형태가 정현파가 아니기 때문에 맥동토크를 발생시켜 진동과 소음의 원인이 되기 때문에, 이를 해결하기 위한 많은 연구가 이루어져 왔다. BLDC 전동기의 이러한 토크 맥동의 원인은 크게 고정자의 슬롯과 회전자의 자계가 상호작용하여 발생하는 코깅토크와 최적화되지 않은 전류에 의한 전자기 토크로 구분할 수 있다.

맥동토크를 감소시키기 위해 연구 보고된 많은 방법은 다음과 같이 크게 두 영역으로 나눌 수 있다. 첫 번째는 전동기의 설계에 초점을 맞춘 것으로 고정자 슬롯이나 회전자의 자석을 1 슬롯 피치만큼 skewing시키는 것으로써, 간단하고 효과적이면서도 널리 사용되어온 방법이다. 그러나 이 방법은 전동기의 평균토크가 감소하고 고정자의 구조가 복잡해지며 누설인덕턴스와 표류부하손이 증가하는 등의 단점을 가지고 있다. 두 번째는 토크맥동을 줄이기 위해 상전류의 파형을 적절하게 제어하는 방법이다. 이 방법은 회전자자석에 의해 고정자권선에 유기되는 역기전력 파형에 대응하여 최적의 여자전류를 흘려주는 것으로써, 어느 정도 한계를 가지는 최적의 전동기 설계에 비해 훨씬 효율적인 방법이다. 본 연구에서는 후자의 방법에 대해 초점을 맞추어 보겠다.

BLDC 전동기에서 코깅토크와 전자기토크를 능동적으로

제어하기 위한 가장 일반적인 방법은 최적의 상전류파형을 구한 뒤 이 파형을 전동기 권선전류가 추종하도록 하는 것이다. 이러한 최적의 전류파형을 구하는 방법은 여러 가지가 제안되어 있으며, 기본이론은 역기전력파형에 정합되는 전류파형을 구하기 위해 특정한 고조파전류 성분을 주입시키는 방법[1]-[4]이다. 최근의 연구들[5]-[7]은 수치 해석적인 최적화기법을 사용하여 임의의 고조파 전류성분을 포함시킴으로써 최대효율로 토크리플을 최소화시킬 수 있는 방법을 채택하고 있다.

그러나 전술한 모든 연구결과들은 다음과 같은 단점을 지니고 있다.

- 1) 최적의 전류파형을 구하는 방법이 상당히 복잡하다.
- 2) 상 역기전력을 구하기 위해 BLDC 전동기의 중성점을 이용하고 있다. 이는 산업용용 현장에서 실제적이 아니며, 중성점을 인출하기 위해서는 또 다른 노력과 경비가 필요하게 된다.
- 3) BLDC 전동기가 skewing되었다는 가정하에 코깅토크를 무시한 전류파형을 구함으로써, 최적설계된 전동기의 경우에 한해 적용되는 제한된 알고리즘이라는 결과를 초래하였다.
- 4) 약계자영역에서의 최적전류 파형을 구하는 방법이 제시되어 있지 않다.
- 5) 각 상의 역기전력 파형이 동일하고 3상 평형이며 반파 대칭이라는 부적절한 가정에 기초하고 있다. 이는 브러시리스 영구자석 전동기의 제조상의 불완전함이나 영구자석의 부분적 열화 또는 고정자 권선 임피던스의 불평형 등에 의해 정당화될 수 없는 가정이며 맥동토크의 최소화에도 상당히 큰 오차를 발생시키게 된다.

논문접수 : 2001. 9. 14., 채택확정 : 2002. 2. 26.

원태현 : 동의공업대학 전기전자계열(thwon@dit.ac.kr)

박한응 : 해군사관학교 전기공학과(hawpark@hanmail.net)

이만형 : 부산대학교 기계공학부(mahlee@hyowon.pusan.ac.kr)

따라서 본 논문에서는 $d-q$ 기준축 이론에 의해 최대효율로써 맥동토크를 최소화시킬 수 있는 BLDC 전동기의 새로운 전류제어 방식을 제시한다. 제안된 방법은 중성점을 사용하지 않으면서 코깅토크를 고려한 토크리플 최소화 알고리즘을 제시할 뿐만 아니라, 약계자영역에서도 최적전류파형을 구할 수 있으므로, 이론적으로는 모든 속도영역에서 토크리플을 완전히 제거할 수 있는 기본 원리를 제시하고 있다. 전력적인 관점에서 전압에 대해 입력전력이 최소가 되는 전류파형을 도출하는 것이므로 제안된 방식은 타당하다 할 수 있으며, 개념적으로 매우 간단할 뿐만 아니라 역기전력 파형이 3상 불평형인 경우에도 쉽게 적용시킬 수 있다. 제안된 방식은, $d-q-0$ 기준축에서 최대효율, 최소 맥동토크를 위한 전류값들을 구하고 이를 $a-b-c$ 축으로 역변환한 뒤 델타변조기법에 의해 고정자의 각 상전류가 기준전류를 추종하도록 제어한다. 시뮬레이션과 실험을 통해 결과를 제시함으로써 제안된 방식의 타당성을 입증한다.

II. 제안된 토크리플 최소화 방법

1. 기본원리 - 선간 역기전력에 의한 방법

먼저 제안된 방법을 해석하기 위해 다음과 같은 가정을 한다.

- 1) 전동기의 고정자권선은 3상 Y-결선이다.
- 2) 전동기의 상호토크는 상전류에 선형적으로 비례한다.
- 3) 고정자권선의 저항과 인덕턴스는 일정하고, 각 상간의 상호인덕턴스는 무시할 수 있다.
- 4) 전류변화율은 제한되지 않는다.

본 논문에서 제안하고 있는 방식은 $d-q-0$ 기준축을 사용하고 있다. 이것은 3상 Y-결선 BLDC 전동기의 경우, 발생된 토크는 q 축 전류에 의해 결정된다는 기본적인 이론에 바탕을 두고 있다. 만약 전동기권선의 중성점이 사용 가능하도록 인출되어 있다고 가정하면, 각 상의 역기전력은 측정할 수 있다. 따라서 측정된 각 상의 역기전력을 $d-q-0$ 성분으로 변환하면 다음과 같이 된다. 이때 q 축은 d 축보다 $\pi/2$ 만큼 위상이 뒤진다고 가정하였다.

$$\begin{bmatrix} e_q \\ e_d \\ e_0 \end{bmatrix} = C_P \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{1}$$

$$C_P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{2}$$

여기서 $\theta_e = \int \omega_e dt$ 이고, CP 는 상 역기전력을 $d-q-0$ 기준축으로 변환하기 위한 행렬이다. 그러나 전술한 바와 같이 실제 산업현장에서는 BLDC 전동기의 중성점을 사용할 수 있는 경우가 거의 없으므로, (1)과 (2)에 의해 e_d 및 e_q 성분을 구하는 것은 현실적이지 않다. 측정할 수 있는 것은 선간 역기전력이므로, 이 선간 역기전력에 의하여 e_d 및 e_q 성분을 구할 수 있어야 한다. 따라서 본 논문에서는 삼각함수

연산에 의해 다음 식과 같이 선간 역기전력으로부터 e_d 및 e_q 성분을 구하는 방법을 제시한다.

$$\begin{bmatrix} e_q \\ e_d \end{bmatrix} = C_{LL} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{bc} \\ e_{ca} \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$C_{LL} = \frac{2}{3} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e - \frac{\pi}{3}) & \sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e + \frac{\pi}{3}) \\ -\cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_e) & -\cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{4}$$

여기서 CLL 은 선간 역기전력을 $d-q$ 기준축으로 변환하기 위한 행렬이다. 이 변환과정에 있어서 3배수 고조파 역기전력이 주된 성분이 되는 zero-sequence 성분 e_0 는 항상 영이 된다. 왜냐하면 다음과 같은 관계에서 3배수 고조파 성분은 선간 역기전력에 포함되지 않기 때문이다.

$$\begin{aligned} e_{ab} &= (e_{a1} - e_{b1}) + (e_{a3n} - e_{b3n}) + (e_{a_high} - e_{b_high}) \\ e_{bc} &= (e_{b1} - e_{c1}) + (e_{b3n} - e_{c3n}) + (e_{b_high} - e_{c_high}) \\ e_{ca} &= (e_{c1} - e_{a1}) + (e_{c3n} - e_{a3n}) + (e_{c_high} - e_{a_high}) \end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned} e_{a3n} &= \sin(3n\theta_e) \\ e_{b3n} &= \sin\left[3n\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)\right] = e_{a3n} \\ e_{c3n} &= \sin\left[3n\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)\right] = e_{a3n} \end{aligned} \tag{6}$$

여기서 $n=1,2,\dots$ 이며, $e_{a1} \cdot e_{b1} \cdot e_{c1}, e_{a3n} \cdot e_{b3n} \cdot e_{c3n}, e_{high} \cdot e_{b_high} \cdot e_{c_high}$ 는 각각 상 역기전력의 기본파성분, 3배수 고조파성분 및 기타 고조파성분을 나타낸다. $d-q$ 기준축에서 발생하는 전자기토크는 다음 식과 같이 전동기에 공급된 에너지와 발생된 기계적인 에너지를 같게 함으로써 구할 수 있다.

$$\tau_L \frac{\omega_e}{P} = \frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q + e_0 i_0) \tag{7}$$

여기서 τ_L 은 부하에서 필요로 하는 리플이 없는 토크이며, P 는 극대수이다. 필요한 전자기토크를 최대효율로 발생시키기 위해서는 오직 q 축 전류인 i_q 성분만을 고려해야 하므로, 자속의 발생과 관련된 i_d 성분 및 zero sequence 자속 성분과 관련된 i_0 성분은 영이 되어야 한다. 따라서 (7)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다

$$\tau_L \frac{\omega_e}{P} = \frac{3}{2} e_q i_q \tag{8}$$

따라서 리플이 없는 토크 τ_L 을 발생시키기 위해서는 다음과 같은 i_q 성분이 필요하다.

$$i_q = \frac{2}{3} \tau_L \frac{\omega_e}{P} \frac{1}{e_q} \tag{9}$$

각 상의 최적의 전류파형은 i_q 를 C_P 행렬을 이용하여 역 변환함으로써 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C_P^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \tag{10}$$

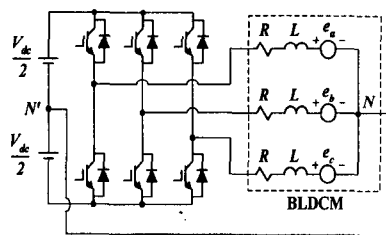
여기서 지적하고자 하는 한가지 중요한 사실은, 이렇게 구해진 상 전류파형은 3배수 고조파 성분이 포함되어 있지 않다는 것이다. 이것은 상전류파형을 구하는 과정에서 3배수 고조파성분이 포함된 i_0 성분을 영으로 두었기 때문에 당연한 결과라 하겠다. 따라서 다음 식이 항상 성립한다.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{11}$$

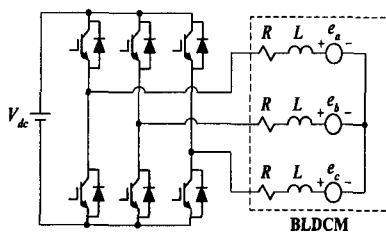
실제 이러한 전류를 여자시키기 위해 구동회로를 구성하는 경우 그림 1(a)에 나타나 있는 일반적인 방법인 4선 방식을 사용할 필요가 없고 그림 1(b)와 같은 3선 방식을 사용할 수 있다는 것이다. 이는 곧 전동기 권선의 중성점을 사용할 필요성이 없게 되므로 회로구성이 간단해지는 장점이 있다.

이상과 같이 하여 최적의 상 전류파형을 구하는 방법은 매우 간단하면서도 확실한 것으로써, 지금까지 제안된 다른 방법들과 비교해보면, 개념적으로는 특정 고조파 전류 주입과 같은 결과가 된다. 그러나 제안된 방법은 다른 방법들과는 달리 어떠한 고조파를 몇 차까지 포함시킬 것인가를 고려할 필요가 없고 최대효율을 위해 최적화기법을 적용할 필요 역시 없다.

또한 무엇보다도 중성점의 필요성이 없어짐으로써 실제 산업 현장에서의 적용가능성이 훨씬 제고된 점을 지적하고자 한다.



(a) 4선 방식



(b) 3선 방식

그림 1. PWM 인버터와 BLDC 전동기의 등가회로.
Fig. 1. PWM inverter and equivalent circuit of BLDCM.

2. 코깅토크 보상

전술한 바와 같이 영구자석과 고정자 슬롯 사이의 상호작용에 의해 발생하는 코깅토크는 회전자 자석이나 고정자 슬롯을 1슬롯 피치만큼 skewing시킴으로써 크게 감소시킬 수 있지만 평균토크의 감소나 표류부하손이 증가하는 등의 단점이 있다. 그러나 skewing을 한 경우에도 어느 정도의 코깅토크 성분은 남아 있으며, skewing을 하지 않은 BLDC 전동기의 경우에는 그 크기가 아주 크다. 따라서 BLDC 전동기가 최적 설계되었느냐 아니냐에 관계없이 어떠한 경우에도 토크리플을 최소화시키기 위해서는 코깅토크를 고려하여 최적의 전류파형을 구할 수 있어야 한다. 본 논문의 경우 다음의 방식을 채택하여 코깅토크를 보상하고자 한다.

본 논문에서 사용한 BLDC 전동기의 기본적인 구조가 그림 2에 나타나 있다. 이 전동기의 코깅토크를 측정된 결과 그림 3과 같은 결과를 얻었다. 이와 같은 코깅에 의한 토크리플을 보상하기 위해 각 상의 여자전류는 부하가 필요로 하는 토크성분 이외에 이 코깅토크 τ_{cog} 와 반대되는 토크를 발생시키기 위한 전류성분이 포함되어야 한다

즉 (9)에서 i_q 를 구할 때 τ_L 대신에 (12)의 τ_m 를 대입하면 간단히 최적 전류파형을 구할 수 있다.

$$\tau_m = \tau_L - \tau_{cog} \tag{12}$$

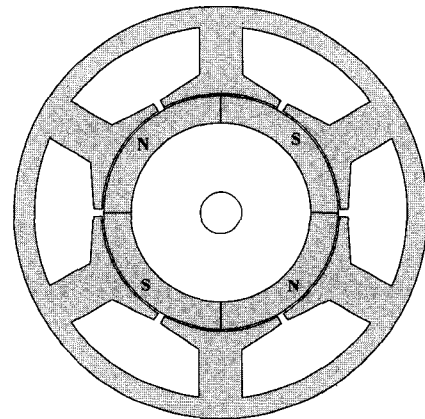


그림 2. 시험 BLDC 전동기의 구조.
Fig. 2. The BLDC motor configuration under test.

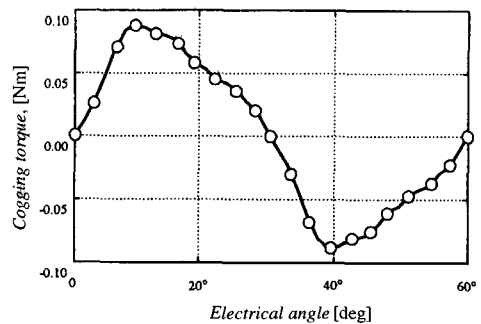


그림 3. 시험전동기에서 측정된 코깅토크.
Fig. 3. Measured cogging torque profile of the test motor.

3. 약계자영역에서의 최적전류 파형

BLDC 전동기가 사용되는 응용분야에서 약계자영역에서의 운전이 필요한 경우가 많다. 일반적으로 전동기의 속도가 정격속도 이상이 되면 일정 출력으로 운전하게 되면서 부하토크의 크기는 속도에 따라 감소하게 된다. 이 영역에서는 역기전력의 크기가 속도에 비례하여 매우 크게 되므로 일정 출력운전을 하기가 어렵게 된다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 널리 잘 알려진 방법으로 약계자제어를 행하고 있다. 그러나 이 방법은 d 축 상에 있는 영구자석에 대해 큰 감자전류를 흘려주기 때문에 영구자석 자체의 성능이 감소하거나 완전히 탈자될 위험성이 있어 왔다. 최근에 이르러 높은 보자력과 잔류자기 특성을 가지는 영구자석 재료가 개발됨으로써 약계자제어는 가장 일반적인 고속운전 방법이 되고 있다. 따라서 본 논문에서는 약계자영역에서도 토크리플을 최소화시킬 수 있는 방법을 다음에서 제시한다.

약계자영역에서의 최적전류 파형을 구하기 위한 방법을 설명하기 위해, 그림 4에서처럼 전동기의 속도 ω_r 이 정격속도 ω_b 의 $2/\sqrt{3}$ 배와 2배인 경우에 대해 페이저도를 나타내었다. 먼저 그림 4(a)의 경우, ω_r 이 ω_b 의 $2/\sqrt{3}$ 배인 경우, 역기전력의 q 축 성분은 e_{qb} 에서 $e_{q1} = 2/\sqrt{3} e_{qb}$ 로 증가하게 된다. 정출력운전을 위해서는 다음 식이 성립해야 한다.

$$\frac{3}{2} e_{qb} i_{qb} = \frac{3}{2} e_{q1} i_{q1} = P_o = constant \quad (13)$$

여기서 P_o 는 출력이다. 따라서 q 축 전류는 그 크기가 $i_{q1} = \sqrt{3}/2 i_{qb}$ 가 되게끔 제어해야 한다. 그러나 역기전력의 크기가 정격 전원전압과 비슷하거나 또는 그보다 클 수도 있기 때문에 e_{q1} 과 동위상으로 i_{q1} 을 여자시킬 수 없다. 따라서 약계자를 위해 그림 4(a)처럼 전원에서 i_{d2} 전류를 흘려 e_{q1} 과 반대극성의 e_{q1w} 를 발생시킴으로써 i_{q1} 을 여자시킬 수 있다. 이렇게 약계자전류 i_{d2} 를 여자시키는 것은, 등가적으로 q 축의 역기전력 e_{q1} 을 θ_{ad} 각만큼 진상된 q' 축으로 투영시켜 e_{q2} 를 구한 뒤 $e_{q1} \cdot i_{q1} = e_{q2} \cdot i_{q2} = constant$ 의 식에 의해 i_{q2} 를 구하는 것과 같다. 이때 e_{q2} 의 크기는 e_{qb} 와 같게 되도록 θ_{ad} 를 설정한다. 이는 다시 등가적으로 e_{qb} 및 i_{qb} 가 θ_{ad} 만큼 진상된 q' 축 상에 있다고 해석하는 것과 같다. 결론적으로 $a-b-c$ 축 상의 선간 역기전력들을 q' 축으로 변환하여 i_{d2} 를 구하고 다시 이를 $a-b-c$ 축 상으로 역변환하면 약계자영역에서의 최적전류 파형을 구할 수 있다. 이 과정을 수식적으로 설명하면 다음과 같다.

먼저 θ_{ad} 는 다음 식으로 정의된다.

$$\theta_{ad} = \cos^{-1} \frac{e_{q1}}{e_{qb}} = \cos^{-1} \frac{\omega_r}{\omega_b} \quad (14)$$

다음으로 선간 역기전력을 q' 축으로 변환할 때, 변환행렬은 (4)의 θ_e 대신에 진상각 θ_{ad} 가 더해진 $\theta_{fw} (= \theta_e + \theta_{ad})$ 를

대입한다.

$$\begin{bmatrix} e_{q2} \\ e_{d2} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{fw} - \frac{\pi}{3}) & \sin(\theta_{fw}) & -\sin(\theta_{fw} + \frac{\pi}{3}) \\ -\cos(\theta_{fw} + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{fw}) & -\cos(\theta_{fw} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{ab} \\ e_{bc} \\ e_{ca} \end{bmatrix} \quad (15)$$

약계자영역에서의 q' 축 전류는 다음 식으로 구할 수 있다.

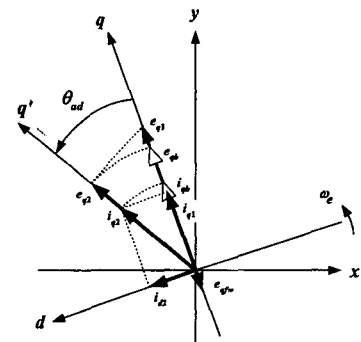
$$i_{q2} = \frac{2}{3} \tau_m \frac{\omega_e}{P} \frac{1}{e_{q2}} \quad (16)$$

(16)으로부터 최적의 상전류파형은 (2)의 변환행렬을 사용하여, 역시 θ_{fw} 를 대입하여 구할 수 있다.

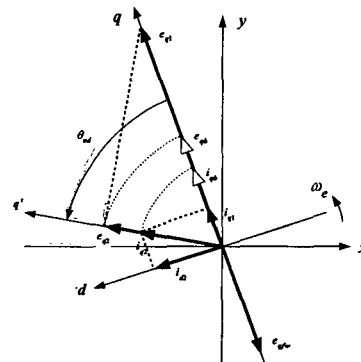
$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C_P(\theta_{fw})^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

따라서 (14)로부터 그림 4(a)와 (b)처럼 $\omega_r = (2/\sqrt{3})\omega_b$ 및 $\omega_r = 2\omega_b$ 인 경우 θ_{ad} 는 각각 $\pi/12$ 및 $\pi/6$ 가 된다.

이상을 종합하면, 제안된 알고리즘은 BLDC 전동기의 전류를 최적으로 여자시킴으로써 코강토크를 포함한 토크리플을 최소화시킬 수 있으며, 나아가 고속의 약계자영역에서도 최적전류 파형을 구할 수 있다. 동시에 개념적으로 대단



(a) $\omega_r = \frac{2}{\sqrt{3}} \omega_b$ ($\theta_{ad} = \frac{\pi}{6}$)의 경우



(b) $\omega_r = 2\omega_b$ ($\theta_{ad} = \frac{\pi}{3}$)의 경우

그림 4. 약계자영역에서의 페이저도.

Fig. 4. Phasor diagram for flux-weakening region.

히 명확할 뿐만 아니라, 알고리즘 자체가 매우 간단하여, 이론적으로는 리플이 없는 완전히 평탄한 토크를 발생시킬 수 있는 장점이 있다. 다음에서는 이를 증명하기 위해 시뮬레이션과 실험을 행하여 그 결과를 보인다.

III. 시뮬레이션 결과

실험에 사용한 전동기는 400[W], 4 pole, Y-결선, 100[V] BLDC 전동기로서 각 파라미터들이 표 1에 주어져 있다. 정속도 구동에 의해 각 상 및 선간 역기전력을 측정하였으며, 이때 상역기전력은 제안된 알고리즘의 타당성을 확인하기 위해 전동기권선의 중성점을 인출하여 측정하였다.

그림 5는 측정된 상 및 선간 역기전력을 나타낸 것으로, 크기는 상역기전력 중에서 크기가 가장 큰 것을 1로 하여 단위화시킨 것이다.

또, 그림 6의 실선은 BLDC 전동기를 1회전시키면서 측정된 그림 4의 코깅토크 τ_{cog} 를 전기각으로 2π 구간동안 나타낸 것이고, 점선은 이 코깅토크를 보상하기 위해 여자전류에 의해 발생시켜야 할 전자기토크 τ_m 을 나타낸 것이다.

그림 7은 BLDC 전동기가 900 rpm에서 TL=1 Nm의 부하가 걸려있다고 가정했을 때, 제안된 알고리즘에 의한 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림 7(a)는 이러한 구동조건에서 선간 역기전력을 (4)에 의해 d-q 기준축으로 변환하였을 때의 e_d 와 e_q 를 나타내고 있다. 여기서 3배수 고조파성분으로 이루어진 e_d 는 항상 0이며, 상간의 불평형이나 같은 상인 경우에도 주기 사이의 비대칭에 의한 요소는 e_d 와 e_q 에 포함되어 있음을 다시 한번 강조하고자 한다.

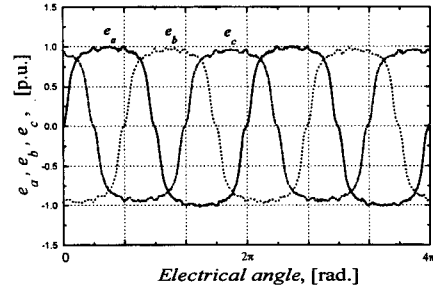
얻어진 e_q 로부터 (9)에 의해 계산된 i_q 와, 영으로 두어야 하는 i_d 및 i_0 가 그림 7(b)에 나타나 있다. 그림 7(c)는 이러한 d-q 기준축의 전류성분을 (10)에 의해 a-b-c 기준축으로 역변환된 각 상전류파형을 나타낸다. 이때 각 상역기전력(또는 선간 역기전력)이 불평형이거나 비대칭이더라도, 전술한 바대로 구해진 최적의 상전류들의 합은 항상 영이 된다.

이 상전류들에 의해 발생된 각 상토크 τ_a, τ_b, τ_c 및 전체 발생토크 τ_M 과 코깅토크를 포함한 전동기 축상에서 발생하는 최종토크 τ_T 의 파형이 그림 7(d)에 제시되어 있으며, 특히 τ_T 는 완전히 맥동이 없는 평탄한 토크가 된다. 그림 7(e)는 a상 역기전력과 최적 전류 파형을 나타낸 것으로, 두 파형이 완전히 동상임을 확인할 수 있으며, 이는 곧 무효전력성

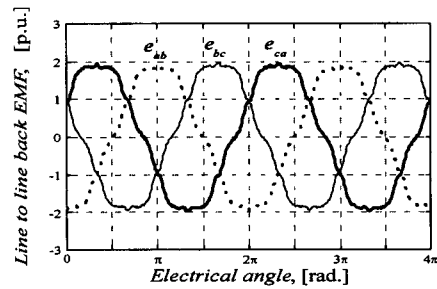
표 1. 실험에 사용된 BLDC 전동기의 파라미터.

Table 1. Parameters of the tested BLDC motor.

Rated voltage	100 V
Rated current	5 A
Resistance per phase	2.5 Ω
Back EMF constant	0.0955 V/rad/s
q-axis inductance	13.8 mH
d-axis inductance	4.9 mH
Rated speed	1800 rpm
Rated torque	2 Nm



(a) 상 역기전력



(b) 선간 역기전력

그림 5. 측정된 상 및 선간 역기전력 파형.

Fig. 5. The measured phase and line-to-line back EMF waveforms.

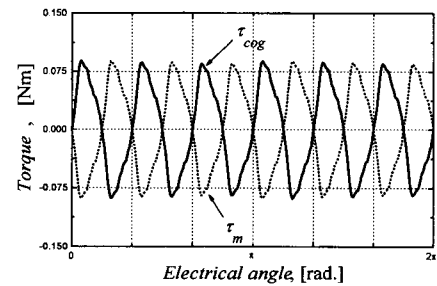


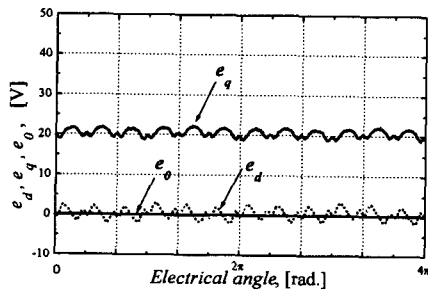
그림 6. 측정된 코깅토크와 이를 보상하기 위한 전자기토크

Fig. 6. Measured cogging torque and its compensating electromagnetic torque.

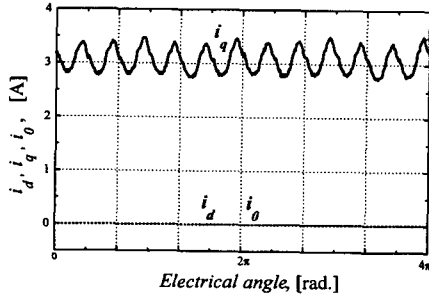
분이 없는 최소한의 전류로 필요한 기계적 출력을 발생시킬 수 있으므로, 최대효율로써 토크리플을 최소화할 수 있다는 의미가 된다.

그림 8은 그림 7과 같은 운전조건에서 코깅토크를 보상하지 않았을 경우의 최적전류 파형과 각 토크 성분을 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이, 코깅토크의 영향이 어느 정도 나타남을 알 수 있고, 결과적으로 제안된 알고리즘에 의해 코깅토크를 보상할 수 있음을 그림 7으로써 다시 한번 확인할 수 있다.

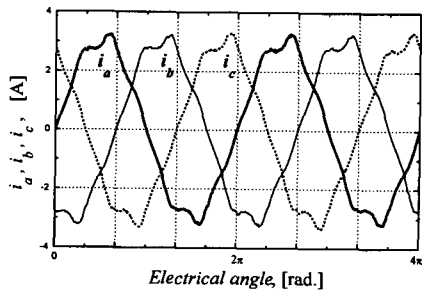
그림 9는 BLDC 전동기가 정격속도인 1,800 rpm에서 TL=1 Nm의 부하가 걸려있다고 가정했을 때의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 속도가 2배 증가하였으므로 역기전력의 e_q 성분도 2배가 됨을 그림 9(a)로써 알 수 있으며, 이 크기가 e_{qb} 이다. 그러나 계산된 i_q 의 크기는 그림 7(b)와 같으며, 이는 i_q 가 토크 전류성분이므로 부하토크가 같은 경우에는 그 크기가 같은 당연하다 하겠다. 따라서 발생토크와



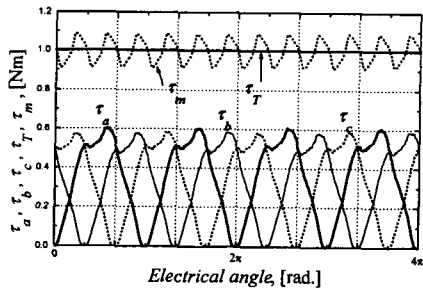
(a) e_d, e_q, e_0 파형



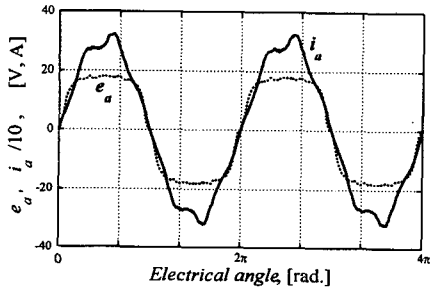
(b) i_d, i_q, i_0 파형



(c) 최적의 i_a, i_b, i_c 파형



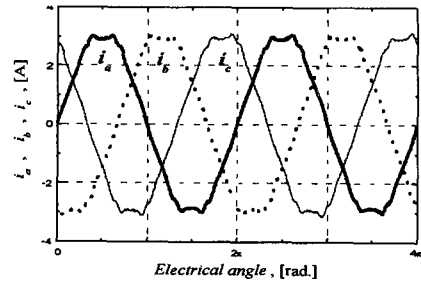
(d) 총합 토크, 발생 전자기토크 및 상토크 파형



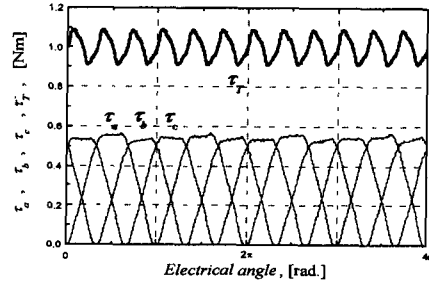
(e) a상의 역기전력 및 전류 파형

그림 7. BLDC 전동기의 정격속도인 900 rpm에서 $T_L=1$ Nm일 때의 시뮬레이션 결과.

Fig. 7. Simulation results of the proposed control scheme of BLDCM, when the speed is 900 rpm and load torque is 1 Nm.



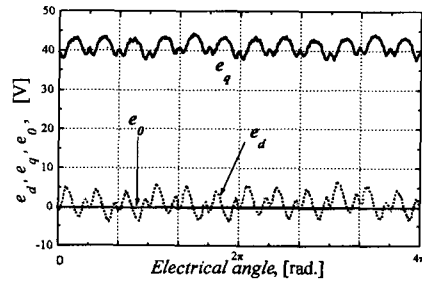
(a) i_a, i_b, i_c 파형



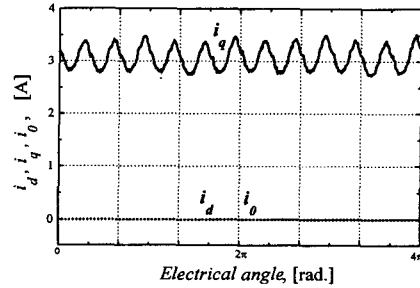
(b) 총합 토크 및 상토크 파형

그림 8. 그림 7의 조건에서 코깅토크를 고려하지 않았을 때의 시뮬레이션 결과.

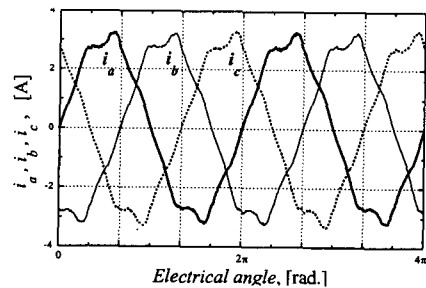
Fig. 8. Simulation results of the proposed control scheme of BLDCM without considering the cogging torque, when the drive conditions are same as Fig. 7.



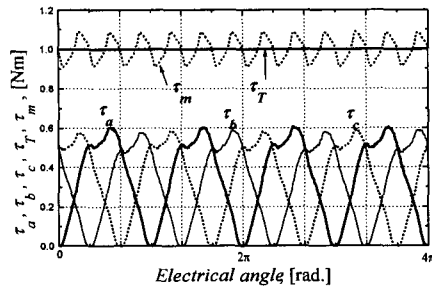
(a) e_d, e_q, e_0 파형



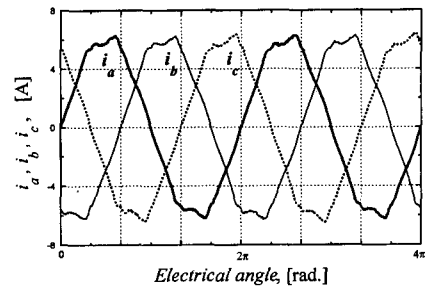
(b) i_d, i_q, i_0 파형



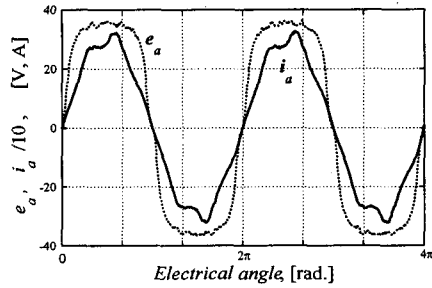
(c) 최적의 i_a, i_b, i_c 파형



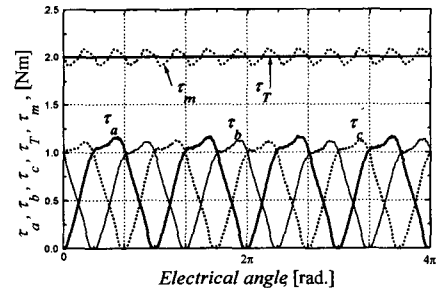
(d) 총합 토크, 발생 전자기토크 및 상토크 파형



(c) 최적의 i_a, i_b, i_c 파형



(e) a상의 역기전력 및 전류 파형



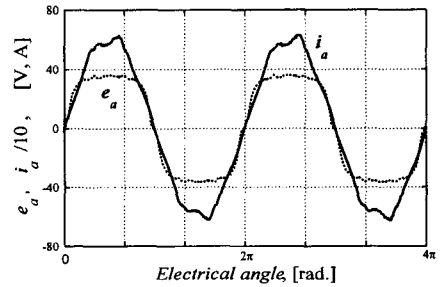
(d) 총합 토크, 발생 전자기토크 및 상토크 파형

그림 9. BLDC 전동기의 정격속도인 1,800 rpm에서 TL=1 Nm일 때의 시뮬레이션 결과.

Fig. 9. Simulation results of the proposed control scheme of BLDCM, when the speed is 1,800 rpm and load torque is 1 Nm.

각 상전류의 크기 역시 동일하며, 그림 9(e)에 상역기전력과 전류파형으로 이를 다시 확인할 수 있다.

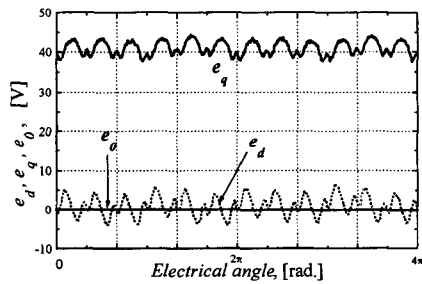
그림 10은 정격속도에서 전동기에 2 Nm의 부하를 인가했다고 가정했을 때의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림 10(a)의 역기전력 성분은 그림 9(a)와 동일하며, 그림 10(b)의 i_q 의 크기는 그림 7(b)나 그림 9(b)에 비해 2배가 되며, 이는 부하가 2배로 되었기 때문이다. 역시 그림 10(c)~(e)에 토크, 전류 및 역기전력 파형을 나타내고 있다.



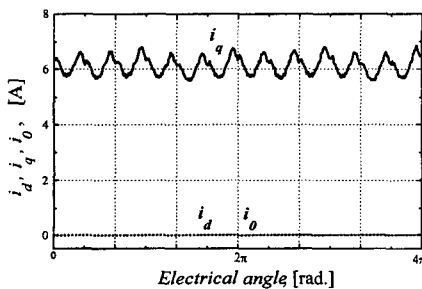
(e) a상의 역기전력 및 전류 파형

그림 10. BLDC 전동기의 정격속도인 1,800 rpm에서 TL = 2 Nm일 때의 시뮬레이션 결과.

Fig. 10. Simulation results of the proposed control scheme of BLDCM, when the speed is 1,800 rpm and load torque is 2 Nm.



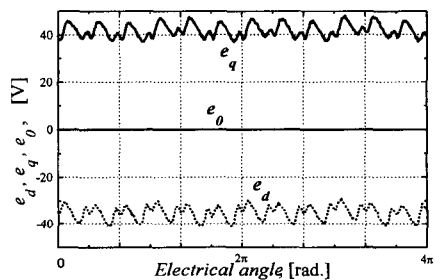
(a) e_d, e_q, e_0 파형



(b) i_d, i_q, i_0 파형

그림 11은 전동기가 정격속도의 4/3배, 즉 약 2,400 rpm으로 회전하고 있을 경우의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 이때 i_q 역기전력 역시 4/3배가 되지만, 그림 11(a)에 나타난 e_q 성분은 (12)에 의해 θ_{ad} 만큼 진상된 q' 축의 e_{q2} 성분을 나타내며, 그림 11(b)는 i_{q2} 성분을 나타낸다.

이 i_{q2} 에 의해 얻어진 각 상전류파형이 그림 11(c)에 나타나 있으며, 약계자전류성분에 의해 첨두치부분이 커져 있음을 볼 수 있다. 각 상토크파형은 그림 11(d)와 같이 역토크가



(a) e_d, e_q, e_0 파형

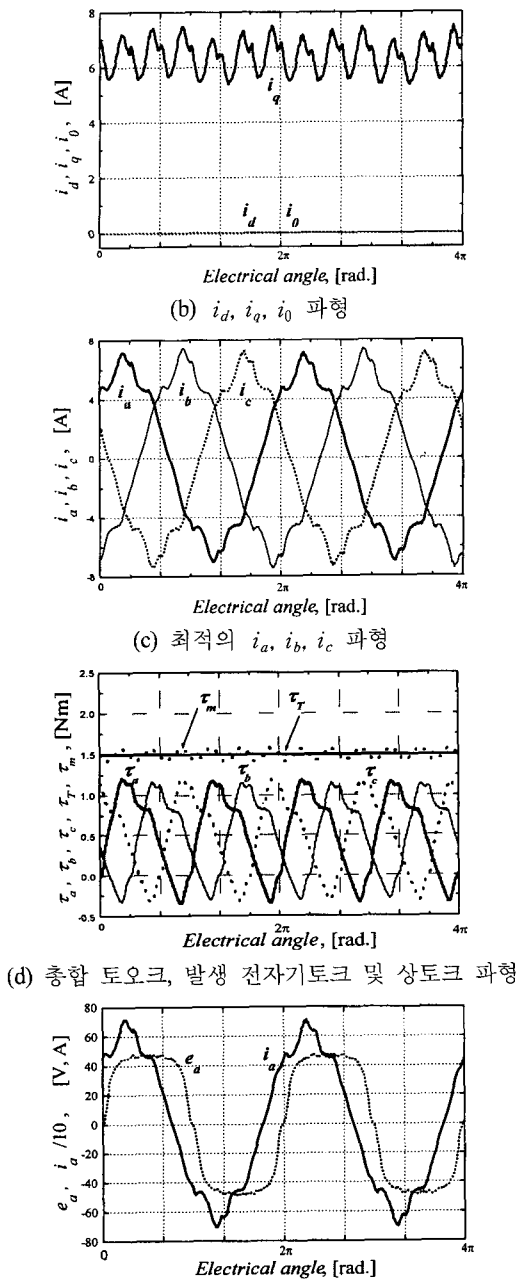


그림 11. BLDC 전동기가 속도 2,400 rpm(정격속도의 4/3 배)에서 TL=1.5 Nm일 때의 시뮬레이션 결과.
 Fig. 11. Simulation results of the proposed control scheme of BLDCM, when the speed is 2,400 rpm and load torque is 1.5 Nm.

발생하고 있으며, 이를 상쇄하여 필요한 평활토크를 발생시키기 위해 負토크 발생분만큼 침두치가 증가해 있음을 알 수 있다. 이때 정출력조건에 의해 전동기가 담당할 수 있는 부하토크는 약 1.5 Nm가 된다. 그림 11(e)의 a상 전류파형은 역기전력 파형에 대해 약 0.23π ($\approx 41^\circ$) 정도 진상되어 있음을 알 수 있다.

IV. 실험 결과

그림 12는 제안된 방식의 타당성을 입증하기 위해 구성된

토크리플 최소화 속도제어 시스템을 나타내고 있다.

먼저 기준토크가 주어지면 측정된 속도와 위치에 의해 최적의 기준전류 파형이 결정되고, 이 기준전류 파형을 전동기 전류가 추종하도록 델타 모듈레이션 방식의 PWM 인버터를 스위칭시키며, 기준전류 추종시의 전류 밴드 폭은 피크치의 5[%]로 제한하였다. 또 토크를 측정하기 위해, 10,000 ppr의 고해상도를 가지는 증분형 엔코더 PE2를 채택하고 이를 4채배시킨 뒤, M/T기법[6]에 의한 토크 관측기를 설계하여 순시토크 $\hat{\tau}$ 와 속도 $\hat{\omega}$ 를 측정하였다. 이때 그림에서 PE1은 실제 위치 ω 와 θ 를 얻기 위해 사용한 1,000 ppr의 저해상도 증분형 엔코더이다. 제어기로서는 고성능이면서도 저가인 DSP인 TMS320F241을 사용하였으며, 토크제어의 샘플링 시간은 $100\mu s$ 로, PWM인버터의 스위칭 주파수는 5kHz로 하였다.

그림 13은 전동기의 속도가 600 rpm, 부하가 1 Nm일 때의 실험 결과로써, (a)는 코깅토크를 고려한 경우이고 (b)는 고려하지 않은 경우의 측정토크, 전동기전류 및 최적 기준전류 파형을 나타내고 있다. PWM인버터에 의한 전동기 권선전류는 기준전류를 잘 추종하고 있으며, 그림 13(a)의 측정토크는 기준전류 추종시에 발생하는 고주파 스위칭에 의한 리플토크만이 나타남을 볼 수 있다. 그림 13(b)로부터 시뮬레이션 결과에서 예측한 바와 같이 코깅토크의 영향이 나타나는 것을 명백히 볼 수 있다.

그림 14는 속도가 1,800 rpm, 부하가 1 Nm일 때의 실험 결과로써, 역시 코깅토크를 고려한 경우와 그렇지 않은 경우의 결과를 그림 14(a)와 (b)에 나타내고 있다. 이 운전조건에서의 결과 역시 그림 13과 마찬가지로 거의 평활한 토크를 발생시킴을 알 수 있다.

그림 15는 속도가 1,800 rpm, 부하가 2 Nm일 때의 실험 결

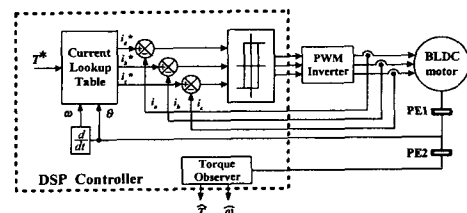
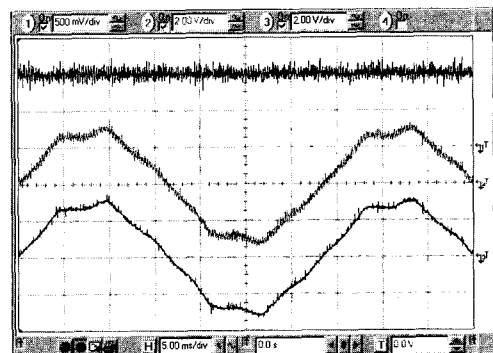
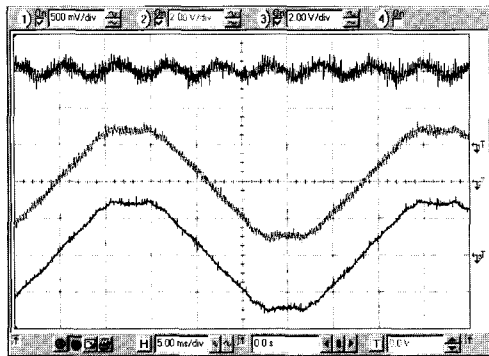


그림 12. 제안된 알고리즘에 의한 속도제어 시스템의 블록도.
 Fig. 12. Block diagram of the speed control scheme of the proposed algorithm.



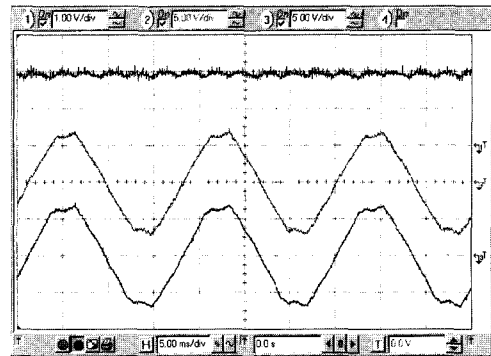
(a) 코깅토크를 보상한 경우



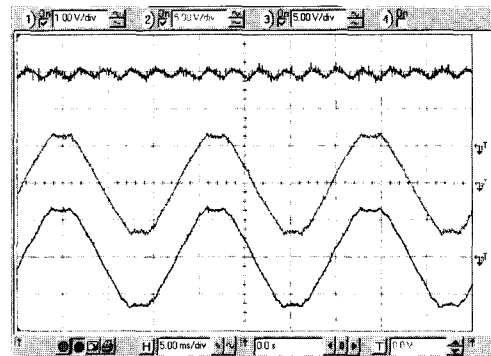
(b) 코깅토크를 보상하지 않았을 경우

그림 13. 전동기의 속도가 900 rpm, 부하가 1 Nm일 때의 실험 결과.(top : 측정토크, middle : 전동기전류, bottom : 최적의 기준전류, current : 1 [A/div.], torque : 0.5 [Nm/div.])

Fig. 13. The experimental results when the motor speed is 900 rpm, and the load torque is 1 Nm. (top : measured shaft torque, middle : motor current, bottom : optimized reference current, current : 1 [A/div.], torque : 0.5 [Nm/div.])



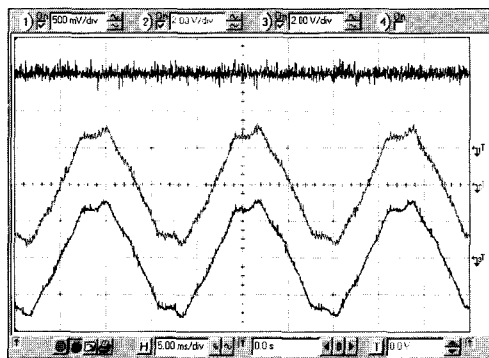
(a) 코깅토크를 보상한 경우



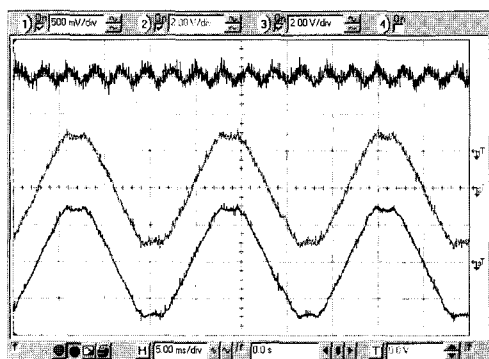
(b) 코깅토크를 보상하지 않았을 경우

그림 15. 전동기의 속도가 1,800 rpm, 부하가 2 Nm일 때의 실험 결과. (top : 측정토크, middle : 전동기전류, bottom : 최적의 기준전류, current : 5 [A/div.], torque : 1 [Nm/div.])

Fig. 15. The experimental results when the motor speed is 1,800 rpm, and the load torque is 2 Nm. ((top : measured shaft torque, middle : motor current, bottom : optimized reference current, current : 5 [A/div.], torque : 1 [Nm/div.])



(a) 코깅토크를 보상한 경우.



(b) 코깅토크를 보상하지 않았을 경우.

그림 14. 전동기의 속도가 1,800 rpm, 부하가 1 Nm일 때의 실험 결과. (top : 측정토크, middle : 전동기전류, bottom : 최적의 기준전류, current : 1 [A/div.], torque : 0.5 [Nm/div.])

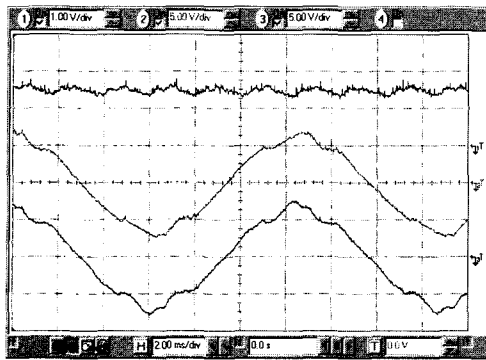
Fig. 14. The experimental results when the motor speed is 1,800 rpm, and the load torque is 1 Nm. (top : measured shaft torque, middle : motor current, bottom : optimized reference current, current : 1 [A/div.], torque : 0.5 [Nm/div.])

과로써, 그림 15(a) 상단의 측정토크 파형에서 보듯이, 스위칭주파수에 의한 고주파토크 이외의 약간의 리플토크가 존재하고 있다. 이는 인버터 DC-Link 단의 직류전원의 크기가 작아 di/dt의 크기가 제한되어 있기 때문에 전동기전류가 기준전류 파형을 잘 추종하지 못해서 발생한 결과이다. 실험에서는 160V의 직류전원을 사용하였지만, 예를 들어 3상 220V를 정류한 높은 직류전원을 사용하면 이는 쉽게 해결될 수 있는 문제이다. 그림 15(b) 역시 리플토크가 더욱 크게 나타남을 볼 수 있다.

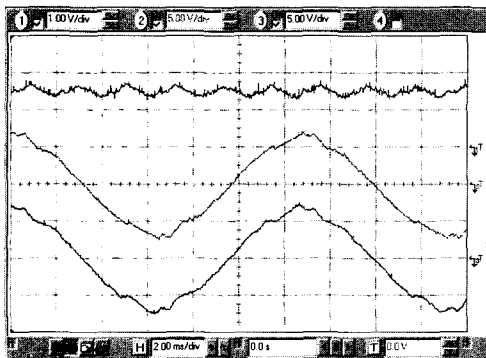
그림 16은 속도가 2,400 rpm, 부하가 1.5 Nm인 약계자영역에서의 실험 결과로써, 그림 16(a)의 기준전류파형과 전동기전류 파형에서 볼 수 있듯이 역시 전원전압의 한계로 인해 그림 15의 결과보다 두 파형이 차이가 다소 크며, 따라서 측정토크도 리플이 증가하고 있다. 이를 그림 16(b)의 결과와 비교해보면 토크리플의 크기가 그다지 차이 나지 않음을 알 수 있다. 그러나 전체적인 토크리플의 크기는 작으며, 전원의 한계를 해결하면 토크리플을 최소화시킬 수 있음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 d-q=0 기준축을 사용하여 브러시리스



(a) 코강토크를 보상한 경우



(b) 코강토크를 보상하지 않았을 경우

그림 16. 전동기의 속도가 2,400 rpm, 부하가 1.5 Nm일 때의 실험 결과. (top : 측정토크, middle : 전동기전류, bottom : 최적의 기준전류, current : 5 [A/div.], torque : 1 [Nm/div.]

Fig. 16. The experimental results when the motor speed is 2,400 rpm, and the load torque is 1.5 Nm. (top : measured shaft torque, middle : motor current, bottom : optimized reference current, current : 5 [A/div.], torque : 1 [Nm/div.]

직류 전동기의 손실을 최소화하면서 맥동토크를 최소화시킬 수 있는 최적전류를 구하는 새로운 방법을 제시하였으며, 다음과 같은 장점을 가진다.

- 1) 최적의 전류파형을 구하는 방법이 매우 간단하다.
- 2) 상 역기전력을 구할 필요가 없으며, 따라서 BLDC 전동기의 중성점을 인출하기 위한 노력과 경비가 필요 없게 된다.
- 3) 거의 모든 형태의 BLDC 전동기에 적용할 수 있다. 더욱이 최적설계되지 않은 저가형 BLDC 전동기의 경우 그 유용성이 매우 크다.
- 4) 고속의 약제자영역에서도 최적전류 파형을 구할 수 있다.



원 태 현

1965년 3월 10일생, 1986년 부산대 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1988), 동대학원 메카트로닉스 박사 과정수료. 1988년~1997년 국방과학연구소 선임연구원. 1998년~현재 동의공업대학 전기전자계열 조교수. 관심분야는 자동제어, 마이크로 프로세스 응용 및 메카트로닉스분야.

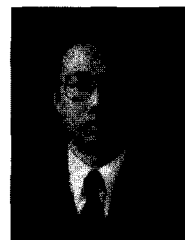
로 프로세스 응용 및 메카트로닉스분야.

5. 각 상의 역기전력 파형이 동일하고 3상 평형이며 반파 대칭이라는 가정이 필요하지 않다.

제안된 방식에 의해 얻어진 최적 전기자전류 파형을 기준 전류로 하여 델타변조에 의해 전동기전류가 이를 추종하도록 제어하였다. 그 결과 제안된 방식은 최대효율로 최적의 전동기 전류를 구하고 이를 제어할 수 있었다. 그리고 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 방식의 타당성과 실제적인 응용가능성을 입증하였다.

참고문헌

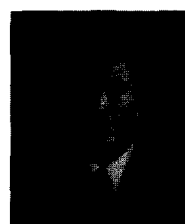
- [1] T. M. Jahns, "Torque production in permanent magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation," *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, Vol. 20, No. 4, pp. 803-813, July/June 1984.
- [2] H. R. Bolton and R. A. Ashen, "Influence of motor design and feed-current waveform on torque ripple in brushless DC drive," *Proc. of IEE*, Vol. 131, Part B, No. 3, pp. 82-90, May 1984.
- [3] D. Hanselman, J. Y. Hung and M. Keshura, "Torque ripple analysis in brushless permanent magnet motor drive," *Proc. ICEM92*, Manchester, UK, pp. 823-827, Sept. 1992.
- [4] H. Le-Huy, R. Perret and R. Feuillet, "Minimization of torque ripple in brushless DC motor drive," *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, Vol. 22, No. 4, pp. 748-755, July/Aug. 1986.
- [5] S. J. Park, H. W. Park, M. H. Lee, and H. Harashima, "A new approach for minimum-torque-ripple maximum-efficiency control of BLDC motor," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 47, pp. 109-114, Feb. 2000.
- [6] J. Y. Hung and Z. Ding, "Minimization of torque ripple in permanent magnet motors : A closed form solution," in *Conf. Rec. IECON '92*, San Diego, CA, pp. 459-463, Nov. 1992.
- [7] D. C. Hanselman, "Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 41, No. 3, pp. 292-300, June. 1994.



박 한 응

1959년 8월 4일생, 1983년 부산대 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1987), 동 대학원 박사(1997). 1990년~현재 해군사관학교 전기공학과 조교수. 관심분야는 전력전자, 전동

기제어 및 지능 제어.



이 만 형

1969년 부산대 전기공학과 졸업 및 동 대학원 석사(1971), 미국 오리건 주립대 전기·컴퓨터공학과 박사(1983). 1975년~현재 부산대학교 기계공학과 교수. 관심분야는 메카트로닉스 및 확률제어, 비선형제어, 랜덤 프로세스 및 파라메타 추정기법.

덤 프로세스 및 파라메타 추정기법.