

델타 결선형 저인덕턴스 BLDC 전동기의 토크 리플 저감을 위한 전류 보상 기법

박도현¹, 이동춘[†], 이형근²

Current Compensation Scheme to Reduce Torque Ripples of Delta-connected Low-inductance BLDC Motor Drives

Do-Hyeon Park¹, Dong-Choon Lee[†], and Hyong-Gun Lee²

Abstract

This study proposes a method for compensating for the commutation torque ripple of delta-connected brushless DC motors with low inductance based on a current predictions. At the commutation instant, a phase current at the next sampling period is predicted and compared with the reference phase current to determine whether torque ripples will occur or not. If the predicted current cannot reach the reference phase current, the reference current is modified and the relevant voltage reference is produced to reduce the torque ripple. The validity of the proposed method has been verified by simulation and experimental results. The commutation torque ripple has been decreased by 17.7% at 1,000 rpm and 80% load conditions.

Key words: BLDC motor, Current prediction, Delta-connection, Torque ripple

1. 서 론

브러시리스 직류 (Brushless DC, BLDC) 전동기는 기존의 직류 전동기에서 유지보수가 필요한 기계적인 접촉 구조의 정류 장치를 제거하여 신뢰성과 내구성을 향상시킨 전동기이다. 이러한 BLDC 전동기는 고효율, 고�출력밀도, 고평토크/관성 비의 특성을 갖는다. 또한 운전 영역이 넓고 구동 방식이 간단하며 가격도 저렴하여 가전 제품, 전기 이륜차, 군사용 무기 등 다양한 분야에 응용되고 있다^[1].

일반적으로 BLDC 전동기는 회전자의 위치에 따라 상단의 스위치 하나와 다른 상의 하단의 스위치 하나를 턴온시켜 고정자 권선에 전류를 흘려서 토크를 연속적으로 발생시키는 2상 여자 방식으로 구동된다. 이상적으로는 전환되는 전류의 변화량이 동일하여 토크가 일정

하게 유지된다. 그러나 전동기의 권선 임피던스와 역기 전력으로 인해 전류의 변화량이 달라져 토크 리플이 발생하고 진동과 소음을 야기하므로 이에 대한 대책이 요구된다.

한편, BLDC 전동기는 고정자 권선의 결선법에 따라서 Y-결선형과 Δ -결선형으로 분류된다. 비록 Y-결선형이 구조가 단순하고 효율이 비교적 높지만, 낮은 전압의 배터리로 구동되는 독립 전원형 구동 시스템에서는 상의 임피던스를 낮추고 운전 영역을 넓히기 위하여 Δ -결선형을 사용한다^{[2],[3]}. 본 연구에서는 고속 저토크의 Δ -결선형 BLDC 전동기를 연구 대상으로 선정한다.

최근 BLDC 전동기에서 코깅 토크나 고정자 슬롯으로 인한 자속의 고조파를 감소시키고자 유효 공극을 크게 설계하며^[4], 이로 인해 전동기의 인덕턴스가 감소하게 된다. 턴오프되어 감소하는 상전류의 감소율은 인덕턴스에 의존적인데, 인덕턴스가 크면 감소율이 작아져 전환 구간이 길어지고 인덕턴스가 작으면 감소율이 증가하여 전환 구간이 짧아진다. 인덕턴스가 작게 설계되어 전환 구간이 한 샘플링 주기보다 짧아지면 상전환에 필요한 시간이 짧아져 토크 리플을 적절히 보상할 수 없는 문제가 있다.

전환 토크 리플을 저감하기 위해서 기존에 많은 연구들이 발표되었다. [5]-[10]에서 전압 지령을 보정하여 두

Paper number: TKPE-2017-22-5-10

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

[†] Corresponding author: dclee@yu.ac.kr

Dept. of Electrical Eng., Yeungnam University

Tel: +82-53-810-2582 Fax: +82-53-810-4767

¹ Dept. of Electrical Eng., Yeungnam University

² Servo Motor Research Center, LC-TEK Co., Ltd.

Manuscript received July 31, 2017; revised Aug. 28, 2017;

accepted Sep. 13, 2017

— 본 논문은 2017년 전력전자학술대회 우수추천논문임

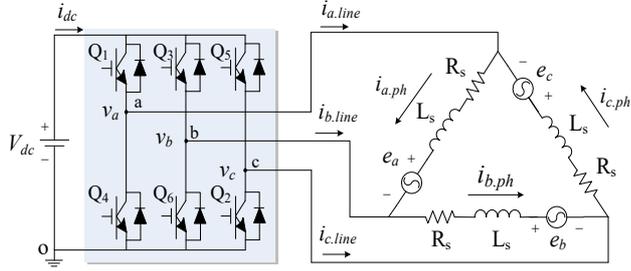


Fig. 1. Δ-connected BLDC motor drive system.

전환 전류의 변화량이 동일하게 되도록 하는 방법이 제안되었다. 그러나 인덕턴스가 작아 전환 구간이 한 샘플링 주기보다 짧으면 변화량을 적절히 조절할 수가 없다. 스위칭 주파수를 증가시키는 방안도 있으나^[10] 스위치 소자의 전력 손실 및 제어기의 연산속도를 고려하면 실제 스위칭 주파수는 제한된다^{[11],[12]}. 그러므로 비교적 낮은 스위칭 주파수에서 짧은 전환 구간을 갖는 BLDC 전동기의 전환 토크 리플을 저감시키는 대책이 필요하다.

이에 대한 대책으로 직류링크에 별도의 초퍼를 추가하여 해결하는 방법이 제시되었으나 비용 및 하드웨어가 추가되는 단점이 있다^[13]. 직류 링크에 FPGA로 제어되는 컨버터를 추가하고 전환 구간에서 주파수를 증가시켜 전환 토크 리플을 저감하였으나^[14], 여전히 추가적인 하드웨어가 필요하다. 전환 구간을 미리 추정하고, 토크 리플을 저감하기 위한 듀티비를 새로 계산하여 인버터를 제어하는 기법이 제안되었다^[15]. 그러나 Y-결선형을 대상으로 하고 듀티비를 계산하기 위해 중성점 전압을 이용했기 때문에 중성점이 없는 Δ-결선형 BLDC 전동기에 적용하는 것은 곤란하다.

본 논문에서는 인덕턴스가 작은 Δ-결선형 BLDC 전동기에서 상전환 시의 토크 리플을 저감하는 기법을 제안한다. 먼저, 홀 센서 신호에 의해 상전환이 발생하면 해당 샘플링 구간에서 다음 샘플링 시점에서의 상전류를 예측한다. 예측된 상전류는 전류 지령과 비교되며 이에 미치지 못할 경우 부족한 만큼 전류 지령을 보정시킨다. 보정된 전류 지령이 전류 제어기에 입력되고 전압 지령을 계산하여 인버터를 제어함으로써 토크 리플을 저감한다. 제안하는 알고리즘을 적용하여 1,000[rpm], 80% 부하에서 17.7%의 토크 리플 저감 효과를 얻었으며 시뮬레이션 및 실험 결과로 그 타당성이 검증된다.

2. 델타 결선형 BLDC 전동기의 수학적 모델링

Δ-결선형 BLDC 전동기 구동 시스템을 그림 1에 보인다. V_{dc} 는 입력 직류 전압, i_{dc} 는 직류 전류, Q1~Q6은 스위치, $i_{a,line}$, $i_{b,line}$, $i_{c,line}$ 은 선전류, $i_{a,ph}$, $i_{b,ph}$, $i_{c,ph}$ 는 상전류, R_s , L_s , e_{abc} 는 각각 권선 저항, 권선 인덕턴스, 상역기전력을 나타낸다. BLDC 전동기의 전압 방정식은 아래와 같이 표현된다.

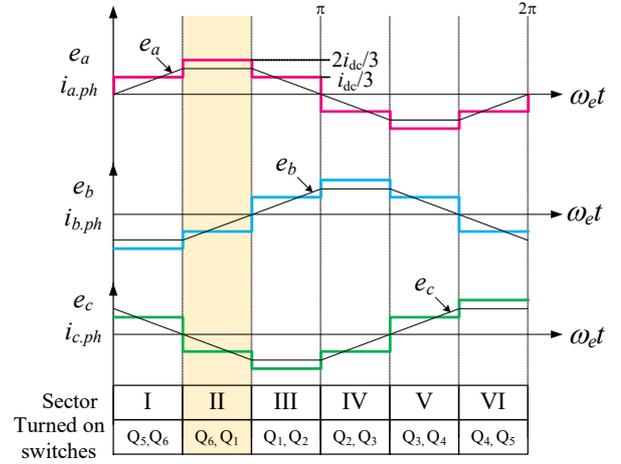


Fig. 2. Three-phase trapezoidal back-EMFs and phase current waveforms of ideal Δ-connected BLDC motor.

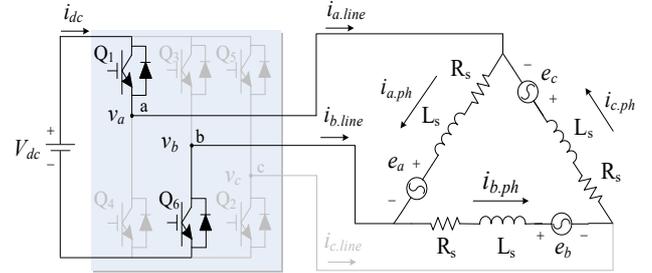


Fig. 3. Current path for sector II.

$$v_{ab} = R_s i_{a,ph} + (L_s - M) \frac{di_{a,ph}}{dt} + e_a \quad (1)$$

$$v_{bc} = R_s i_{b,ph} + (L_s - M) \frac{di_{b,ph}}{dt} + e_b \quad (2)$$

$$v_{ca} = R_s i_{c,ph} + (L_s - M) \frac{di_{c,ph}}{dt} + e_c \quad (3)$$

여기서, M은 상호 인덕턴스를 나타내며 본 연구에서는 자기 인덕턴스의 40%로 선정하였다.

출력 P와 토크 T_e 는 다음과 같다.

$$P = e_a i_{a,ph} + e_b i_{b,ph} + e_c i_{c,ph} \quad (4)$$

$$T_e = \frac{P}{\omega_m} = \frac{e_a i_{a,ph} + e_b i_{b,ph} + e_c i_{c,ph}}{\omega_m} \quad (5)$$

여기서, ω_m 은 기계적 각속도이다.

그림 2는 구간에 따른 각 상의 역기전력과 상전류를 보인다. 역기전력은 60도의 평활구간을 가지는 이상적인 사다리꼴 파형으로 고려된다^{[2],[16]}. 상전류는 상호간 120도의 위상차를 가지고 크기는 여섯 구간에 걸쳐 각각 $2I_{dc}/3$, $I_{dc}/3$, $-I_{dc}/3$, $-2I_{dc}/3$ 으로 변한다. 구간 II에서 전압방정식을 나타내면 다음과 같다.

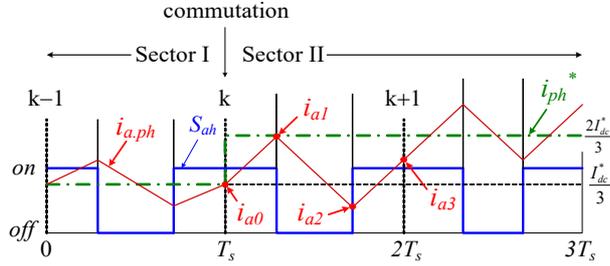


Fig. 4. A-phase current and gating pulses at the commutation instant.

$$v_{ab} = (S_1 - S_3)V_{dc} = R_s i_{a,ph} + L \frac{di_{a,ph}}{dt} + e_a \quad (6)$$

$$v_{bc} = -v_{ca} - v_{ab} = R_s i_{b,ph} + L \frac{di_{b,ph}}{dt} + e_b \quad (7)$$

$$v_{ca} = -v_{bc} - v_{ab} = R_s i_{c,ph} + L \frac{di_{c,ph}}{dt} + e_c \quad (8)$$

여기서, L 은 $(L_s - M)$ 이고, S_1 과 S_3 은 각각 스위치 Q_1 과 Q_3 의 스위칭 함수로, 턴온이면 1, 턴오프이면 0이다. 그림 3과 같이, 구간 II에서 권선은 직렬로 연결된 b, c 상이 a 상과 병렬 구조를 이룬다. 따라서, $i_{b,ph}$ 와 $i_{c,ph}$ 는 동일하므로 식 (7)과 (8)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$v_{bc} + v_{ca} = -(S_1 - S_3)V_{dc} = 2R_s i_{b,ph} + 2L \frac{di_{b,ph}}{dt} + e_b + e_c \quad (9)$$

식 (6)과 (9)로부터 상전류의 기울기는 다음과 같다.

$$\frac{di_{a,ph}}{dt} = \frac{(S_1 - S_3)V_{dc} - R_s i_{a,ph} - e_a}{L} \quad (10)$$

$$\frac{di_{b,ph}}{dt} = \frac{-(S_1 - S_3)V_{dc} - 2R_s i_{b,ph} - e_b - e_c}{2L} \quad (11)$$

3. 제안하는 전환 토크 리플 저감 기법

3.1 전환 구간에서의 상전류 예측

제안된 전환 토크 리플 저감 기법을 구현하기 위해서는 먼저 상전환 시점에서 스위칭 상태에 따른 상전류 정보를 알아야 한다. 상전환 구간에서 a 상 전류와 Q_1 의 스위칭 파형이 그림 4에 보인다. 여기서, k 는 샘플링 시점, T_s 는 샘플링 주기, S_{ah} 는 Q_1 의 스위칭 파형, i_{a1} , i_{a2} , i_{a3} 는 스위칭이 일어나는 순간의 a 상전류, i_{dc}^* 는 직류링크 전류지령, i_{ph}^* 는 상전류 지령으로 $\pm 2i_{dc}^*/3$ 혹은 $\pm i_{dc}^*/3$ 가 된다. i_{a0} 는 상전환 직전 샘플링 시점에서의 전류와 동일하며 정상상태에서는 $i_{dc}^*/3$ 이다. 바이폴라 PWM인 경우, 구간 II에서 S_1 과 S_3 는 서로 반대의 스위칭 상태를 갖는다.

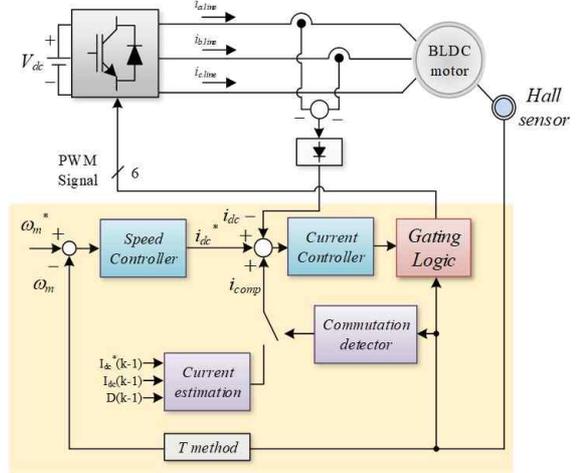


Fig. 5. Control block diagram of the proposed method.

스위치의 도통 상태에 따라 식 (10)으로부터 전류를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$i_{a1} = i_{a0}(k) + \left(\frac{V_{dc} - R_s i_{a0}(k) - e_a(k)}{L} \right) \frac{(1 - D(k-1))T_s}{2} \quad (12)$$

$$i_{a2} = i_{a1} + \left(\frac{-V_{dc} - R_s i_{a1} - e_a(k)}{L} \right) D(k-1)T_s \quad (13)$$

$$i_{a3}(k+1) = i_{a2} + \left(\frac{V_{dc} - R_s i_{a2} - e_a(k)}{L} \right) \frac{(1 - D(k-1))T_s}{2} \quad (14)$$

여기서, D 는 S_{ah} 의 듀티비이다.

3.2 전류지령 보정

상 전환이 발생하면 $(k-1)$ 시점에서 계산된 듀티비와 $(k-1)$ 시점에서 측정된 전류를 이용하여 i_{a3} 을 추정한다. 추정된 \hat{i}_{a3} 은 상전류 지령과 비교되는데, 토크 리플이 발생되지 않으려면 \hat{i}_{a3} 은 상전류의 지령치인 $2i_{dc}^*/3$ 와 같아야 한다. 그러므로 보상전류 i_{comp} 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$i_{comp} = K_{comp} \times \left(\frac{2}{3}i_{dc}^* - \hat{i}_{a3} \right), \quad 0 \leq i_{comp} \leq i_{dc}^* \quad (15)$$

여기서, K_{comp} 는 보정계수이다. 전류 제어기의 대역폭은 스위칭 주파수에 의해 제한되기 때문에, 제어기의 성능에 따라 전류 지령의 변화를 추종하기 어렵다. 따라서, K_{comp} 는 전류 제어기의 응답 특성에 따라 1 부근 값에서 적절히 조절할 수 있으며 본 연구에서는 1.5로 설정하였다. 한편, i_{comp} 는 전환 구간마다 직류 전류를 이용하여 계산하기 때문에, 직류 전류 센서 1개로도 구현이 가능하다. 본 연구에서는 각 선전류를 개별로 검출하고 파형을 관측하기 위하여 교류 측에 2개의 전류센서를 사용하였다.

그림 5에 제안된 보상기법의 블록선도를 보인다. 홀

TABLE I
SYSTEM PARAMETERS

Parameters	Value
Rated voltage	28[V _{dc}]
Rated speed	4,000[rpm]
Rated torque	0.048[Nm]
Number of poles	6
R _s	1.2[Ω]
L _s	705[μH]
Switching frequency	15[kHz]

센서로부터 측정된 속도와 선전류로부터 얻은 직류링크 전류가 각각 제어기에 케환된다. 홀 센서 신호에 의해상 전환 시점이 검출되면 속도제어기의 출력에 식 (15)의 보정 값을 더한 전류지령을 전류제어기로 입력한다. 상 전환 구간이 아니거나, 상전환 구간에서도 추정된 전류가 상전류 지령보다 크거나 같으면 보상 전류를 더하지 않는다.

4. 시뮬레이션 결과

제안된 방법의 타당성을 검증하기 위해 PSIM 프로그램을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 28[V]의 직류 전원을 입력하고 IGBT 스위치로 구성된 2 레벨 바이폴라 PWM 인버터를 이용하여 BLDC 전동기의 전류 및 속도 제어를 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 조건은 표 1에 보인다. 여기서 홀 센서에 정렬 오차는 없는 것으로 가정한다. 시뮬레이션 및 실험을 위한 전류 제어기와 속도 제어기의 대역폭은 각각 250[Hz]와 6[Hz]로 선정하였고, 토크는 식 (5)로부터 계산하였다. 여기서, 역기전력은 실제 측정된 파형을 록업테이블에 저장하고 사용하였다. 또한, 이상적이지 않은 역기전력 파형을 고려하고 보상하였다^[15].

토크 리플 저감 성능을 분석하기 위해 식 (16)과 같이 토크 리플율을 정의한다.

$$\Delta T_e = \frac{T_{pk-pk}}{T_{rated}} \times 100[\%] \tag{16}$$

여기서, T_{pk-pk} 는 토크 리플의 최대값과 최소값의 차, T_{rated} 는 정격토크를 의미한다.

그림 6은 구동 속도 1,000[rpm]에서 전동기 정격 토크의 80% 부하 인가시, 전환 토크 리플을 보상하지 않았을 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림 6(a)는 회전자 위치, 그림 6(b)는 선전류 및 직류 전류 지령, 그림 6(c)는 전동기의 출력토크를 보인다. 홀 센서 신호에 의해 구간이

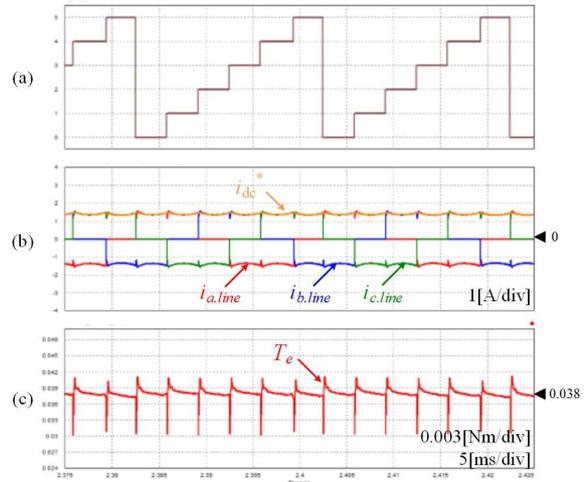


Fig. 6. Without compensation at 1,000[rpm] and 80% loads (a) rotor position, (b) currents, (c) torque.

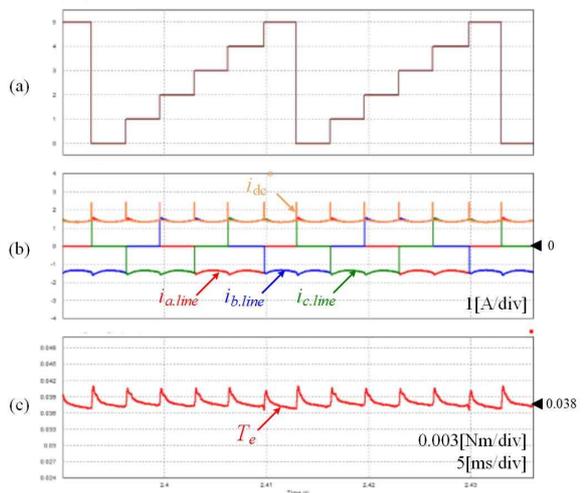


Fig. 7. With compensation at 1,000[rpm] and 80% loads (a) rotor position, (b) currents, (c) torque.

전환되어 상전환이 발생했으나, 전류가 충분히 지령을 따라가지 못하여 전류에 리플이 발생하고 큰 토크 리플을 야기한다.

그림 7은 구동 속도 1,000[rpm]에서 전동기 정격 토크의 80% 부하 인가시 제안한 기법으로 토크 리플을 보상한 시뮬레이션 결과이다. 보상 전류가 전환 구간마다 직류 전류 지령에 더해지기 때문에 증가하는 것을 볼 수 있다. 보상 전의 경우에 비해 전환 구간에서 선전류의 리플이 제거되면서 토크 리플도 크게 저감된 것을 볼 수 있다. 토크 리플은 0.0105[Nm]에서 0.0053[Nm]로 0.0052[Nm] 감소하였으며 정격 대비 10.8% 저감되었다.

그림 8은 구동 속도 4,000[rpm]에서 전동기 정격 토크의 80% 부하 인가시 전환 토크 리플을 보상하지 않았을 때의 시뮬레이션 결과이다. 상전환 시점에서 전류가 지령을 추종하지 못하여 토크 리플이 발생한다. 그러나 그림 9에서 보이는 바와 같이, 전류지령을 보정함으로써

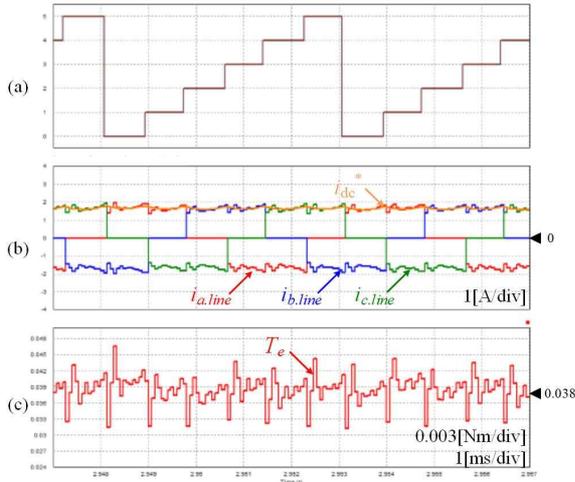


Fig. 8. Without compensation at 4,000[rpm] and 80% loads (a) rotor position, (b) currents, (c) torque.

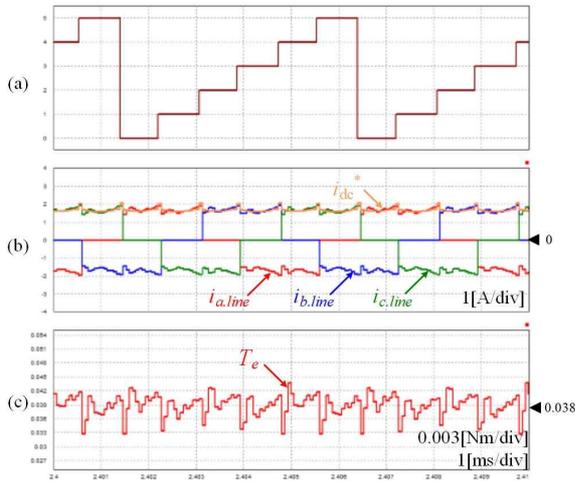


Fig. 9. With compensation at 4,000[rpm] and 80% loads (a) rotor position, (b) currents, (c) torque.

토크 리플이 저감되는 것을 볼 수 있다. 토크 리플은 0.0152[Nm]에서 0.0109[Nm]로 0.0043[Nm] 감소했고, 정격 토크 대비 9%가 저감되었다.

표 2는 여러 동작 조건에 대해 보상기법 적용 전후의 토크 리플을 나타낸다. 80% 부하시 보상하지 않을 경우 상전환 직후의 상전류가 지령치보다 작아 큰 토크 리플이 야기되지만 보상 후에는 많이 저감된다. 전류가 작은 40% 부하의 경우, 토크 리플이 절대적으로 작고 보상 효과도 상대적으로 작게 나타난다.

5. 실험

제안된 제어기법을 검증하기 위해 그림 10과 같이 실험 세트를 구성하고 실험을 수행하였다. 전원은 직류 전원 공급기(28V)를 사용하였고, TI사의 TMS320F28335 DSP 모듈 기반의 제어보드를 이용하여 제어 시스템을

TABLE II
COMPARISON OF TORQUE RIPPLES WITH SIMULATION RESULTS

Speed [rpm]	Load	Without compensation		With compensation	
		T_{pk-pk} [Nm]	ΔT_e	T_{pk-pk} [Nm]	ΔT_e
1,000	40%	0.0035	7.3%	0.0029	6.0%
	80%	0.0105	21.9%	0.0053	11.0%
4,000	40%	0.0026	5.4%	0.0019	3.9%
	80%	0.0152	31.7%	0.0109	22.7%

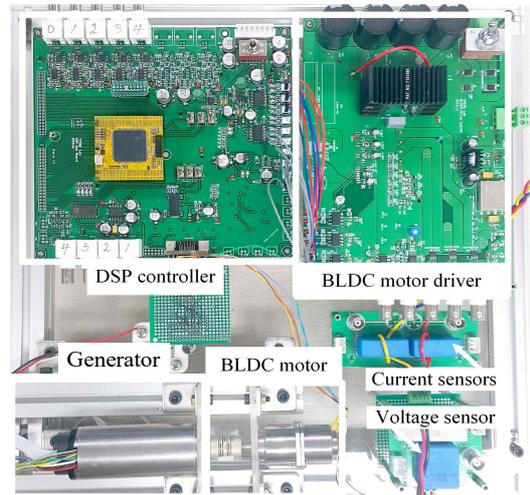


Fig. 10. Experimental setup.

구성하였다. FAIRCHILD사의 SPM(FSBB30CH60C)을 사용하여 3상 PWM 인버터를 제작하였다. 인버터의 스위칭 주파수 등의 조건은 표 1에서와 같다. 실험을 수행하기 위해 M-G 세트를 구성하였고 부하용 발전기는 BLDC 전동기의 정격 토크의 40%와 80%의 일정 토크 출력을 낸다.

그림 11은 전동기가 1,000[rpm]으로 구동될 때, 정격 토크의 80% 부하시 전환 토크 리플을 보상하지 않은 경우의 실험 결과이다. 그림 11(a)는 회전자 위치, 그림 11(b)는 선전류 및 직류 전류 지령, 그림 11(c)는 토크 파형이다. 상전환 시점에서 전류 리플이 발생하면서 토크 리플을 야기하는 것을 보인다. 그러나, 그림 12(b)에 보이는 바와 같이, 제안하는 기법으로 전류 지령을 보정하면, 상전환 시점에서 토크 리플이 크게 저감됨을 그림 12(c)에서 보인다. 실험결과, 토크 리플은 0.0174[Nm]에서 0.0089[Nm]로 0.0085[Nm]가 감소하였으며 정격 토크 대비 17.7%가 저감되었다.

그림 13과 14에 각각 전동기의 구동 속도가 4,000 [rpm], 정격 토크의 80% 부하를 인가했을 때, 전환 토크 리플을 보상하지 않은 경우와 보상한 경우의 실험 결과

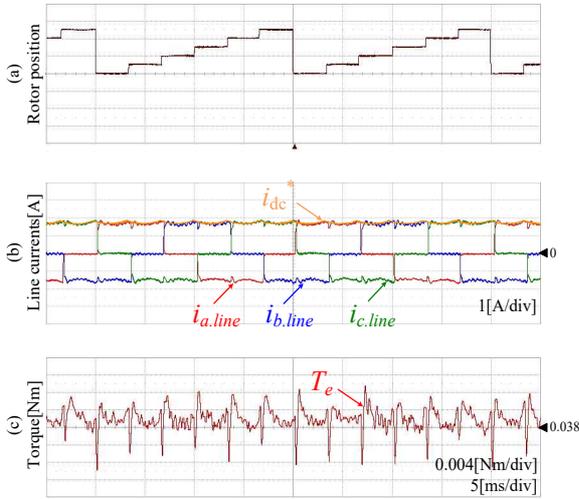


Fig. 11. Without compensation at 1,000[rpm] and 80% loads (a) rotor position, (b) currents, (c) torque.

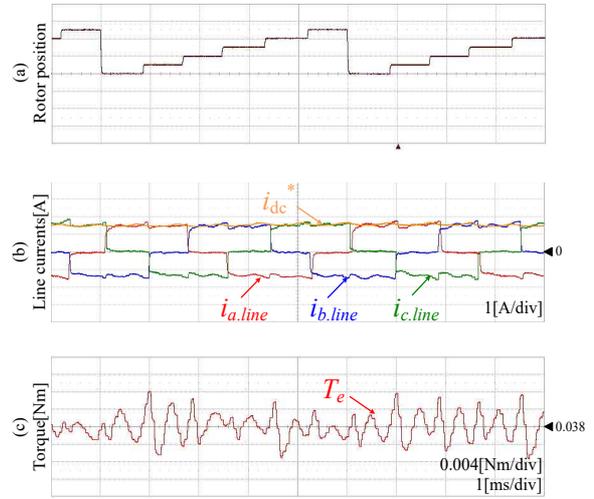


Fig. 13. Without compensation at 4,000[rpm] and 80% loads (a) rotor position, (b) currents, (c) torque.

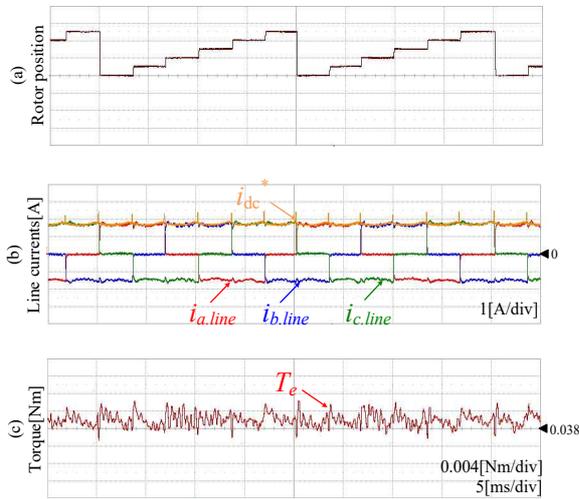


Fig. 12. With compensation at 1,000[rpm] and 80% loads (a) rotor position, (b) currents, (c) torque.

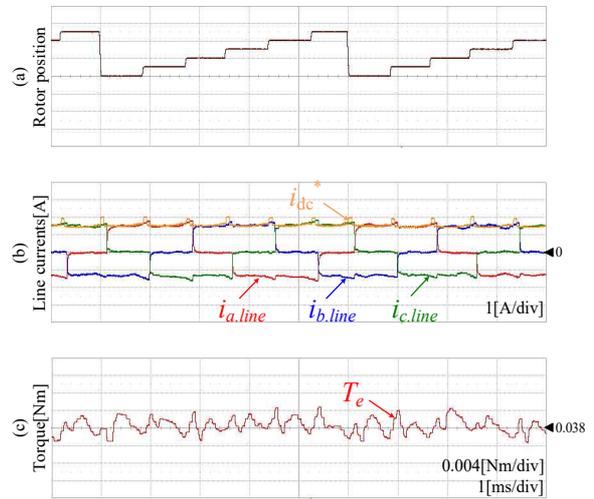


Fig. 14. With compensation at 4,000[rpm] and 80% loads (a) rotor position, (b) currents, (c) torque.

파형을 보인다. 전류 지령을 보정하지 않으면 토크 리플이 보상되지 않고 그림 13(c)에서와 같이 전환 시점에서 토크 리플이 발생한다. 그러나 전류 지령을 보정하면 그림 14(c)에서처럼 토크 리플이 저감된다. 즉, 4,000[rpm], 80% 부하시 토크 리플은 정격 토크 대비 11.5%가 저감되었다.

그림 15는 제안된 기법 적용시의 가변속 운전 성능을 보인다. 그림 15(a)는 전동기의 속도응답 파형으로, 속도 지령은 2,000[rpm]에서 -2,000[rpm]으로 변한 다음, 다시 2,000[rpm]으로 변한다. 그림 15(b)는 직류 링크 전류이고, 25% 부하가 인가되어 0.5[A]의 전류 지령이 출력되며 실제 전류가 잘 추종하는 것을 볼 수 있다.

표 3은 여러 동작 조건에 대해 보상 전후의 토크 리플과 리플율을 나타낸다. 40% 부하 인가시 전류의 크기가 작아 보상효과가 작게 나타난다. 그러나, 80% 부하시 제안된 보상 기법을 적용하면 토크 리플이 1,000[rpm]과

4,000[rpm]에서 각각 17.7%, 13.1% 저감되었다.

6. 결론

본 논문에서는 인덕턴스가 작은 Δ -결선형 BLDC 전동기를 대상으로 상전환시의 토크 리플을 저감하는 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 추가적인 하드웨어가 필요하지 않고, 비교적 낮은 스위칭 주파수로도 인덕턴스가 작은 전동기에 적용이 가능하다. 홀 센서 신호에 의한 전환 시점에서 검출한 전류를 이용하여 다음 샘플링 시점의 상전류를 예측하고, 이 전류가 지령치에 미치지 못할 경우 지령 전류를 보정함으로써 토크 리플을 저감시킬 수 있다. 제안된 알고리즘은 시뮬레이션 및 실험을 통해 검증되었으며, 실험 결과로부터 1,000[rpm], 80% 부하에서 정격 토크 대비 17.7%의 토크 리플 저감 효과를 얻었다.

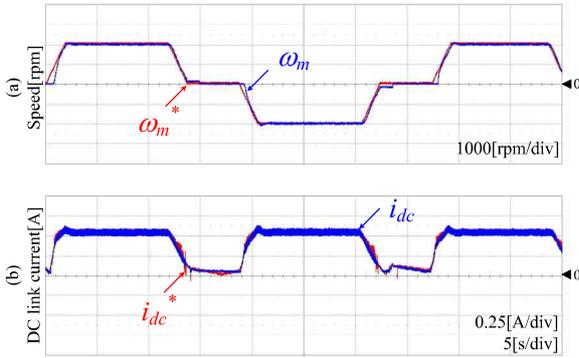


Fig. 15. Compensation performance under variable speed operation.

TABLE III
COMPARISON OF TORQUE RIPPLES FROM
EXPERIMENTAL RESULTS

Speed [rpm]	Load	Without compensation		With compensation	
		T_{pk-pk} [Nm]	ΔT_e	T_{pk-pk} [Nm]	ΔT_e
1,000	40%	0.0043	9.0%	0.0042	8.7%
	80%	0.0174	36.2%	0.0089	18.5%
4,000	40%	0.0113	23.5%	0.0088	18.4%
	80%	0.0143	29.8%	0.0080	16.7%

References

[1] S. H. Kim, *Motor control - DC, AC, BLDC*, Bokdu Books, in Korean, 2014.

[2] S. Y. Jung, Y. J. Kim, J. M. Jae, and J. H. Kim, "Commutation control for the low-commutation torque ripple in the position sensorless drive of the low-voltage brushless DC motor," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 29, No. 11, pp. 5983-5994, Nov. 2014.

[3] T. Y. Lee, J. Y. Song, J. H. Kim, Y. J. Kim, S. Y. Jung, and J. M. Je, "Phase advance control to reduce torque ripple of brush-less DC motor according to winding connection, wye and delta," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 9, No. 6, pp.2201-2208, Nov. 2014.

[4] G. Su and D. J. Adams, "Multilevel DC link inverter for brushless permanent magnet motors with very low inductance," in *Proc. 36th Ind. Appl. Soc. Annu. Meet. Ind. Appl. Conf.*, Vol. 2, pp. 829 - 834, Sep/Oct. 2001.

[5] R. Carlson, M. Lajoie-Mazenc, and J. C. Fagundes, "Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 28, No. 3, pp. 632-638, May/June. 1992.

[6] K. J. Kwon and S. H. Kim, "A current control strategy

for torque ripple reduction on brushless DC motor during commutation," *Trans. of KIPE*, Vol. 9, No. 3, pp. 195-202, Jun. 2004.

[7] J. H. Song and I. Choy, "Commutation torque ripple reduction in brushless DC motor drives using a single DC current sensor," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 19, No. 2, pp. 985-990, Mar. 2004.

[8] K. W. Lee, J. B. Park, H. G. Yeo, J. Y. Yoo, and H. M. Jo, "Current control algorithm to reduce torque ripple in brushless DC motors," in *Proc. Int. Conf. Power Electronics*, pp. 380-385, 1998.

[9] H. W. Kim, H. K. Shin, H. S. Mok, Y. K. Lee, and K. Y. Cho, "Novel PWM method with low ripple current for position control applications of BLDC motors," *Journal of Power Electronics*, Vol. 11, No. 5, pp. 726-733, Sep. 2011.

[10] J. H. Kim, "Torque ripple reduction technique with commutation time control for brushless DC motor," M.S. thesis, Dept. Elec. Eng., KAIST, Daejeon, Korea, 2011.

[11] J. Fang, X. Zhou, and G. Liu, "Instantaneous torque control of small inductance brushless DC motor," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 27, No. 12, pp. 4952-4964, Dec. 2012.

[12] S. H. Jang and N. H. Jo, "A study on the torque ripple reduction in brushless DC motors using disturbance-observer controller," *Trans. of the KIEE*, Vol. 64, No. 8, pp. 1217-1223, Aug. 2015.

[13] X. G. Wang, X. Y. Wang, T. Fu, and J. Wang, "Predictive instantaneous torque control for disc coreless permanent magnet synchronous motor with the current source chopper," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 30, No. 12, pp. 7100 - 7112, Dec. 2015.

[14] J. Fang, X. Zhou, and G. Liu, "Precise accelerated torque control for small inductance brushless DC motor," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 28, No. 3, pp. 1400-1412, Dec. 2013.

[15] J. Fang, H. Li, and B. Han, "Torque ripple reduction in BLDC torque motor with nonideal back EMF," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 27, No. 11, pp. 4630-4637, Nov. 2012.

[16] K. S. Seo, "Shape design of delta connection BLDC motor for reducing torque fluctuation and characteristic analysis," M.S. thesis, Dept. Electrical and Computer Engineering, Sungkyunkwan Univ., Suwon, Korea, 2010.

[17] L. Pan, H. Sun, B. Wang, G. Su, X. Wang, and G. Peng, "Torque ripple suppression method for BLDCM drive based on four-switch three-phase inverter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 15, No. 4, pp. 974-986, Jul. 2015.

[18] S. Jian and L. Tie-Cai, "New method to eliminate commutation torque ripple of brushless dc motor with minimum commutation time," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 6, pp. 2139 - 2146, Jun. 2013.

- [19] Y. H. Kim, S. J. Park, J. H. Jung, D. Y. Kim, and J. M. Kim, "Research of PWM modulation for regeneration braking of BLDC motor," *Trans. of KIPE*, Vol. 20, No. 2, pp. 193-199, Apr. 2015.
- [20] D. Y. Kim, Y. H. Kim, K. S. Kim, and J. M. Kim, "A control method for power-assist devices using a BLDC motor for manual wheelchairs," *Journal of Power Electronics*, Vol. 16, No. 2, pp. 798-804, Mar. 2016.
- [21] S. Y. Jung, Y. J. Kim, J. M. Jae, and J. H. Kim, "Commutation control for the low-commutation torque ripple in the position sensorless drive of the low-voltage brushless DC motor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 5983-5994, Nov. 2014.
- [22] W. Chen, Y. Y. Zhao, Z. Q. Zhou, Y. Yan, and C. L. Xia, "Torque ripple reduction in three-level inverter-fed permanent magnet synchronous motor drives by duty-cycle direct torque control using an evaluation table," *Journal of Power Electronics*, Vol. 17, No. 2, pp. 368-379, Mar. 2017.



박도현(朴度法)

1989년 9월 27일생. 2015년 영남대 전기공학과 졸업. 2017년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).



이동춘(李東椿)

1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1987년~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 텍사스 A&M Univ. 방문연구교수. 2004년 미국 Univ. of Wisconsin 방문연구교수. 2012년 미국 NCSU 방문연구교수. 현재 영남대 전기공학과 교수. 당 학회 JPE Editor-in-Chief.



이형근(李炯根)

1972년 1월 20일생. 2001년 영남대 전자공학과 졸업. 2007년 영남대 전기전자통신교육대학원 졸업(석사). 2011년 영남대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 2003년~현재 엘씨텍(주) 연구소 수석연구원.