

# Brushless DC Motor에서 토크리플 저감을 위한 전환 구간에서의 전류제어 기법

權京俊<sup>†</sup>, 金相勳<sup>\*</sup>

## A Current Control Strategy for Torque Ripple Reduction on Brushless DC Motor during Commutation

Kyeong-Jun Kwon and Sang-Hoon Kim

### 요 약

본 연구에서는 Brushless DC Motor의 전환구간에서 토크리플 저감을 위한 전류제어 기법을 제안하였다. 전환구간에서 토크리플은 증가하는 전류의 변화율과 감소하는 전류의 변화율이 같지 않음에 주 원인이 있고, 실제 역기전력의 모양에 의해서도 영향을 받는다. 이에 제안된 제어기법은 전환하는 전류들의 변화율을 같게 하는 실제 역기전력이 고려된 보상전압을 구하고, 전환구간동안에만 보상전압을 인가함으로써 토크리플을 줄이는 것이다. 시뮬레이션과 실험 결과는 제안된 방법이 토크와 전류의 리플을 현저히 줄일 수 있음을 보여준다.

### ABSTRACT

This paper presents a current control strategy to reduce torque ripple of Brushless DC Motor during commutation. The torque ripple is mainly caused by the inequality in the rate of change between rising current and decaying one during commutation. And also it is influenced by the shape of real back EMF. Therefore, in the proposed control strategy, considering real back EMF a compensation voltage is generated to equalize the rate of change in these commutating currents. And then, by providing the compensation voltage during commutation, the torque ripple can be reduced. The simulation and experimental results verify that the proposed method can reduce the torque and the current ripples significantly.

**Key Words** : Brushless DC Motor, Commutation, Torque ripple, Current slopes, Compensation voltage

### 1. 서 론

역기전력 모양이 사다리꼴인 브러시리스 직류 전동기(Brushless DC Motor)는 구조상으로 3상 전기자 권선이 고정자 슬롯에 위치하고, 영구자석 회

전자는 여자 시스템을 대신하는 기존의 브러시 직류 전동기의 고정자와 회전자가 바뀐 구조로 되어 있다. 또한, 회전자 움직임에 동기화 하도록 모터의 상을 바꾸기 위하여 인버터와 회전자 위치 센서를 필요로 하게 된다.

BLDC 전동기의 동작 특성은 기존의 브러시 직류 전동기와 유사하고, 위치 센서와 인버터의 반도체 소자 스위치가 기존 직류 전동기의 브러시와 기계적 정류자 역할을 하게 된다. 따라서 BLDC 전동기는 브러

<sup>†</sup>교신저자 : 학생회원, 강원대 전기공학과 석사과정  
E-mail : factors@kwnu.kangwon.ac.kr

<sup>\*</sup>정회원, 강원대 전기전자정보통신공학부 부교수  
접수일자 : 2003. 8. 27      1차 심사 : 2003. 10. 20  
2차 심사 : 2003. 11. 14      심사완료 : 2003. 1. 3

시 직류 전동기에서와 같이 브러시의 마멸로 인한 보수가 필요 없으면서도 정류자형 직류 전동기와 같은 우수한 제어 특성이 있다. 또한 전력용 반도체 스위칭 소자의 개발과 희토류 자석의 개발에 힘입어 고속화 및 소형화가 가능하게 되어 서보 시스템의 여러 분야에서 널리 사용되고 있다.<sup>[1]-[2]</sup>

BLDC 전동기에서의 토크리플은 비이상적인 역기전력과 상전류 전환에 따른 전류리플에 주 원인이 있다.<sup>[4]</sup>

최근까지 상전류 전환에 따른 전류리플을 감소시키기 위한 많은 연구가 있어 왔다. Carlson등은 BLDC 전동기에서 상전류 전환에 기인한 토크리플을 해석하였고,<sup>[3]</sup> Berendsen등은 BLDC 전동기에서 모터의 중성점과 인버터의 중성점간의 전압( $V_{M0}$ )을 보상하는 기법을 제안하였다.<sup>[4]</sup> 본 논문에서는 BLDC 전동기에서 상전류 전환 시 전환하는 전류들의 변화율을 같게 해주기 위한 전압을 중성점 전압과 전환하는 상들의 역기전력을 고려하여 구하고 이 전압을 전환 구간에서 전류 제어기 출력에 인가하여 토크리플을 최소화하는 방법을 제안한다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 방법이 토크리플과 전류리플을 현저히 감소시킴을 증명하였다.

## 2. BLDC 전동기의 전류제어<sup>[5]-[6]</sup>

### 2.1 BLDC 전동기의 구동

본 연구에서의 BLDC 전동기 구동 시스템의 전체 블록도는 그림 1과 같다. 모터의 상전류를 검출하여 위치 센서의 신호에 따라 전류제어 루프에 귀환되는 전류를 선택하고, 전류 제어기에서 출력되는 PWM 신호, 그리고 위치센서에 의해 해당하는 인버터의 스위치 소자를 스위칭한다.

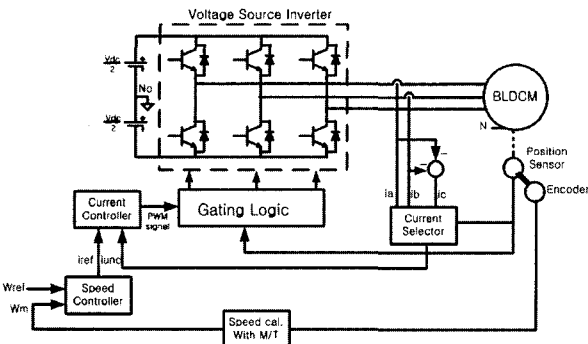


그림 1 BLDC 전동기 구동 시스템 전체 블록도  
Fig. 1 Block diagram of a BLDC Motor drive system

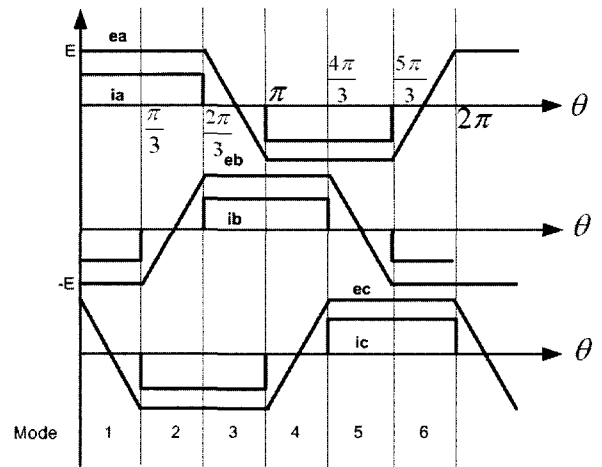


그림 2 이상적인 전류와 역기전력  
Fig. 2 Ideal current and back EMF

인 전류와 역기전력을 나타낸 것이다. 역기전력의 평탄한 부분에 이상적인 구형과 전류를 인가함으로써 맥동이 없는 일정한 토크를 얻을 수 있다. 역기전력과 올바른 위상으로 전류를 인가하기 위하여 BLDC 전동기에 위치센서가 있고, 이 위치센서의 신호에 따라 회전자 위치를 검출하여 해당하는 상의 전류를 흘릴 수 있다.

BLDC 전동기의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,  $v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$ : 상전압,  
 $i_a, i_b, i_c$ : 상전류,  
 $e_a, e_b, e_c$ : 역기전력,  
 $R$ : 상저항,  
 $L$ : 누설인덕턴스

발생되는 토크는 다음 식과 같다.

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (2)$$

여기서,  $\omega_m$ : 회전 각속도

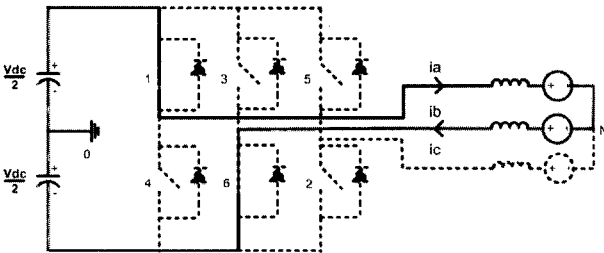
2.2 상 전환(commutation) 현상

그림 3은 모드 1에 대하여 2상 도통구간과 전환구간에서의 회로상태를 나타낸다. 그림 3(b)에서 보는 것처럼 전환구간에서는 3상이 도통을 하게 되고, 전압방정식은 식(3)과 같다.

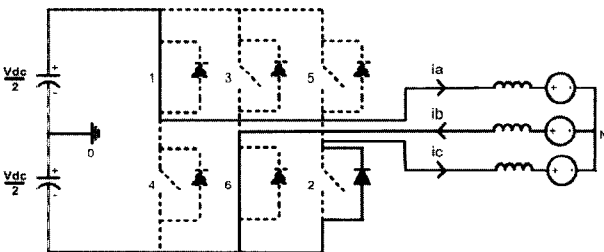
$$\begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \\ -\frac{V_{dc}}{2} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{N0} \\ V_{N0} \\ V_{N0} \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (3)에서 중성점 전압( $V_{N0}$ )은 모터의 중성점과 인버터의 중성점 사이에 나타나는 전압이고, 그 크기는 다음과 같다.

$$V_{N0} = -\frac{V_{dc}}{6} - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} \quad (4)$$



(a) 2상 도통구간  
(a) Two phase conducting period



(b) 전환구간  
(b) Commutating period

그림 3 모드 1에서의 회로구성  
Fig. 3 Circuit configuration of mode 1

만약 역기전력( $e_a, e_b, e_c$ )의 크기가 E로 일정하다면, 중성점 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{N0} = -\frac{V_{dc}}{6} - \frac{E}{3} \quad (5)$$

발생되는 토크는 식(6)과 같다.

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \\ &= \frac{E i_a - E i_b + E i_c}{\omega_m} = -\frac{2E}{\omega_m} i_b \end{aligned} \quad (6)$$

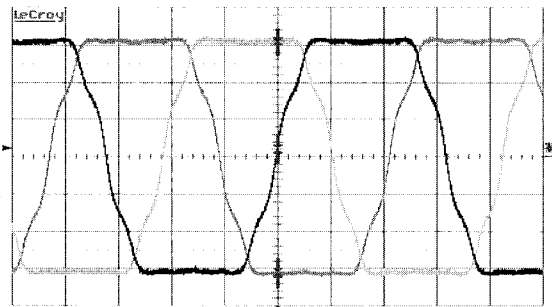


그림 4 실제 역기전력 모양(5ms/div, 10V/div)  
Fig. 4 Real back EMF

식 (6)에서 보듯이 전환구간에서 발생하는 토크는 비전환(non-commutation) 모드 전류인 b상 전류에 직접 비례하고, b상 전류와 역기전력이 일정하다면 토크가 일정함을 알 수 있다. 하지만 실제의 경우 비전환모드 전류에 리플이 존재하고, 그림 4에서처럼 역기전력도 사다리꼴 형태이나 전환구간에서의 역기전력은 E로 일정하지 않기 때문에 토크에 리플이 발생된다.

3. 제안된 전류제어 방법

모드 1의 전환구간에서의 이상적인 전류특성을 그림 5에서 보여주고 있다. 이 경우에 전환구간에서 a상, c상 전류의 증가, 감소하는 변화율은 같다. 따라서 비전환(non-commutation) 모드 전류에 리플이 없는 일정한 전류가 흐르며, 이에 관계하는 토크는 역기전력이 일정하다면 리플이 없는 일정한 토크가 발생된다. 하지만 실제의 경우 PI 전류 제어기가 있는 시스템에서는 전환구간에서 그림 6과 같은 전류특성이 나타난다.

a상 전류가 주어진 기존 전류를 추종하기 위해서 상단 스위치 ON, OFF를 반복하는 PWM 제어를 수행하게 되는 반면에, c상의 상단 스위치는 OFF되며, 이 전류는 하단 다이오드를 통해 감소된다. 따

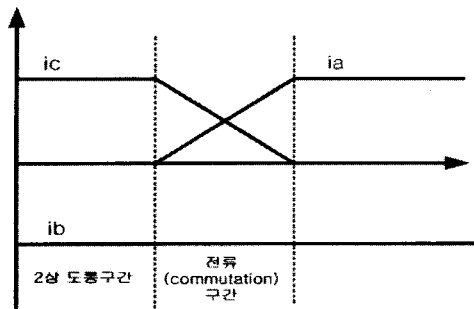


그림 5 전환구간에서 이상적인 전류특성  
Fig. 5 Ideal currents during commutation

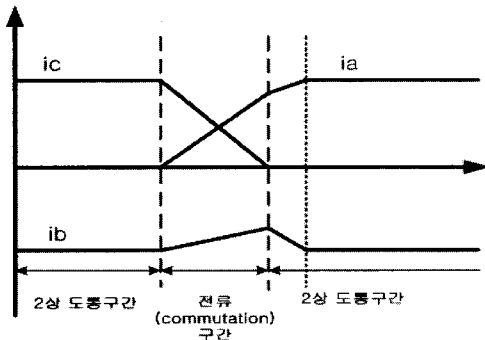


그림 6 전환구간에서 실제 전류특성  
Fig. 6 Real currents during commutation

라서 c상은 부(Negative)전압이 계속해서 인가된다. 이러한 경우 증가 전류의 변화율이 감소 전류의 변화율보다 언제나 작아지게 된다. 이러한 현상은 비전환(non-commutation)모드 전류와 토크에 리플을 발생시킨다.

따라서 본 논문에서는 상전류 전환 시 증가 전류의 변화율과 감소 전류의 변화율을 같게 해주기 위한 보상전압을 구하고, 이 전압을 전환구간 동안 전류 제어기 출력에 인가함으로써 토크리플을 제거한다.

보상전압은 식 (3)으로부터 다음과 같이 구할 수 있다. 식 (3)에서 c상과 a상 전류의 변화율은 상 저항을 무시할 경우, 다음과 같다.

$$L \frac{di_a}{dt} = \frac{V_{dc}}{2} - e_a - V_{N0} \tag{7}$$

$$L \frac{di_c}{dt} = -\frac{V_{dc}}{2} - e_c - V_{N0}$$

식 (7)에서 a상과 c상 전류의 변화율의 차이는 식

(8)과 같다. 식 (8)을 이용하여 PWM 제어상인 a상 전류의 변화율을 하단 다이오드를 통해 감소되고 있는 c상 전류의 변화율과 같게 해주기 위한 보상 전압은 식 (9)와 같이 구할 수 있다.

$$V_{diff} = \left| L \frac{di_c}{dt} \right| - \left| L \frac{di_a}{dt} \right|$$

$$= \frac{V_{dc}}{2} + e_c + V_{N0} - \frac{V_{dc}}{2} + e_a + V_{N0}$$

$$= -\frac{V_{dc}}{3} + \frac{e_a - 2e_b + e_c}{3} \tag{8}$$

$$V_{com} = V_{dc} - |V_{diff}|$$

$$= V_{dc} - \left( \frac{V_{dc}}{3} - \frac{e_a - 2e_b + e_c}{3} \right)$$

$$= \frac{2V_{dc}}{3} + \frac{e_a - 2e_b + e_c}{3} \tag{9}$$

식 (9)에서 구한 보상 전압을 전류제어기 출력에 인가할 경우 증가 전류의 변화율이 기존에 PI 제어기 보상이 있을 경우 보다 커지게 되어 감소 전류의 변화율과 같아지게 된다. 하지만, 보상전압이 인버터 DC Link 전압보다 커지게 되는 영역에서는 제어 전류인 증가상의 전류를 제어할 수 없다.

그림 7은 제안한 제어기법의 블록도이다.

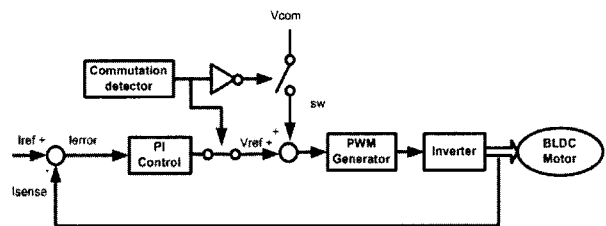


그림 7 제안한 제어기법의 블록도  
Fig. 7 Block diagram of the proposed control strategy

#### 4. 시뮬레이션

제안된 BLDC 전동기의 전류제어 기법의 성능을 시뮬레이션을 통하여 확인하기 위해 Matlab Simulink를 이용하였다. 인버터 직류단 전압은 310[V], 스위칭 주파수는 10[kHz], 역기전력은 이상적이라고 가정하였다. 사용된 BLDC 전동기의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1 BLDC 전동기의 파라미터  
Table 1 Parameters of BLDC Motor

정격출력	W	50 [W]
정격전압	V	170 [V]
정격전류	A	3.2 [A]
관성	J	0.001323 [kg.m <sup>2</sup> ]
극수	P	4
저항	R	2.47 [Ω]
인덕턴스	L	21.8 [mH]
토크상수	Kt	0.573 [Nm]
역기전력상수	Ke	0.0338 [V/rpm]

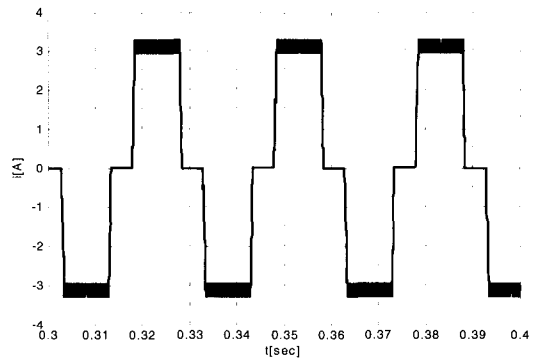


그림 10 보상이 있는 경우의 전류파형  
Fig. 10 Current waveform with compensation

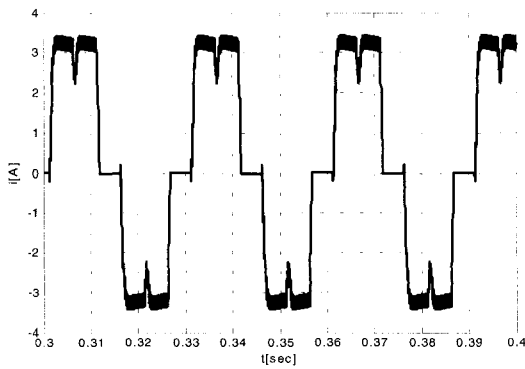


그림 8 보상이 없는 경우의 전류파형  
Fig. 8 Current waveform without compensation

그림 8과 그림 9는 보상이 없는 경우 속도 1000rpm에서의 전류와 토크파형이다. 전환구간에서 증가 전류와 감소 전류의 변화율에 차이가 생기므로 전류와 토크에 리플이 발생함을 알 수 있다.

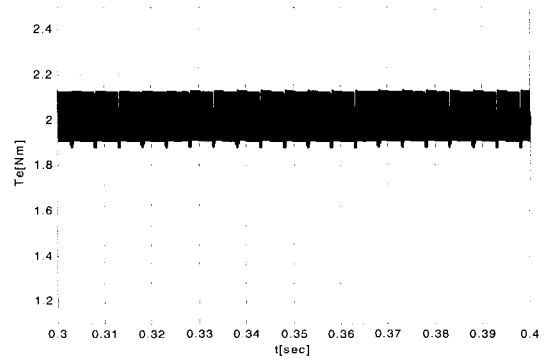


그림 11 보상이 있는 경우의 토크파형  
Fig. 11 Torque waveform with compensation

그림 10과 그림 11은 본 논문에서 제안한 전류 제어 기법을 사용하여 보상전압을 인가했을 경우, 같은 속도에서의 전류와 토크파형이다. 전환구간에서 비전환(non-commutation) 모드 전류에 리플이 없는 것을 볼 수 있고, 따라서 토크리플도 현저하게 감소하였음을 확인할 수 있다.

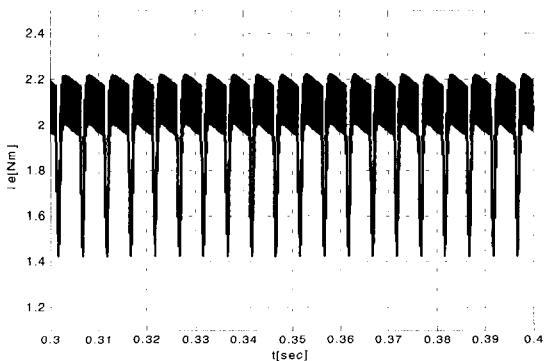


그림 9 보상이 없는 경우의 토크파형  
Fig. 9 Torque waveform without compensation

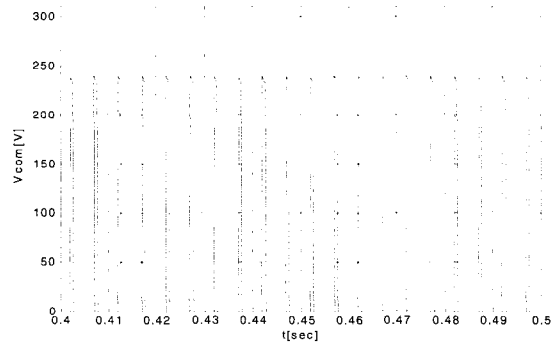


그림 12 보상 전압  
Fig. 12 Compensation voltage

그림 12는 속도 1000rpm에서 제안한 보상전압을 나타내고 있다. 이 전압은 상 전환 시작과 동시에 전류 제어기 출력에 인가되고 전환 종료 시 끊기게 된다. 또한 속도에 따라 보상전압의 크기가 다른데, 속도가 증가하면 전압도 증가한다. 하지만 보상 전압의 크기가 인버터 DC Link 전압보다 커지게 되면 더 이상 보상이 불가능하게 된다. 이 경우에는 감소 전류를 제어하는 개념이 이용될 수 있다.

### 5. 실험 결과

그림 13은 실험을 통하여 그 타당성을 검증하기 위한 BLDC 전동기의 제어시스템 구성을 보여준다.

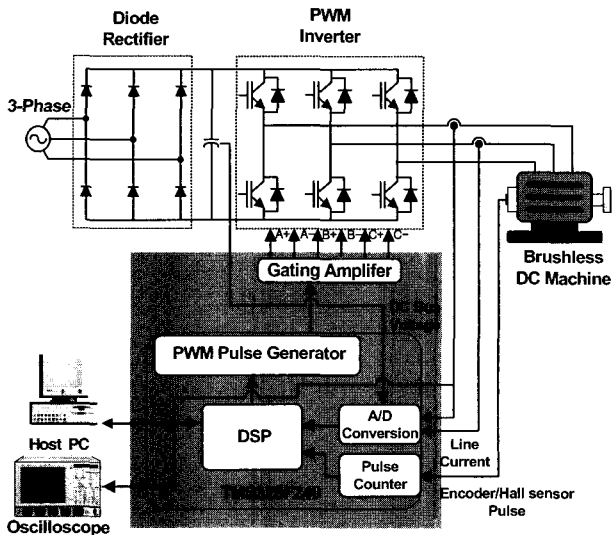


그림 13 BLDC 전동기의 제어시스템  
Fig. 13 Control system of Brushless DC Motor

제안한 제어기법을 적용하기 위하여 Texas Instruments사의 TMS320F240 DSP를 주 처리기로 하는 디지털 제어시스템과 PWM Inverter, Diode 정류기 등을 사용하였다. 스위칭 주파수는 10[kHz], 인버터의 DC Link 전압은 310[V]이고, 실험에서 사용한 BLDC 전동기 파라메타는 표 1에 주어졌다. 또한 실제 시스템에서 보상시점을 정확히 알기위하여 그림 13에서처럼 AD 컨버터와 PWM 모듈이 내장된 DSP를 사용함으로써 AD Conversion과 PWM 발생시 생기는 Delay를 제거할 수 있다.

그림 14는 1000rpm 속도에서 보상이 없는 경우의 상 전환 시 전류파형이다. 전환구간에서 전류 제어기

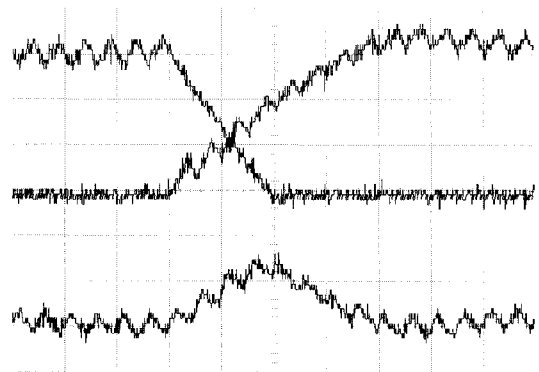


그림 14 보상이 없는 경우의 전환 시 전류파형  
Fig. 14 Current waveforms during commutation without compensation (200us/div, 1A/div)

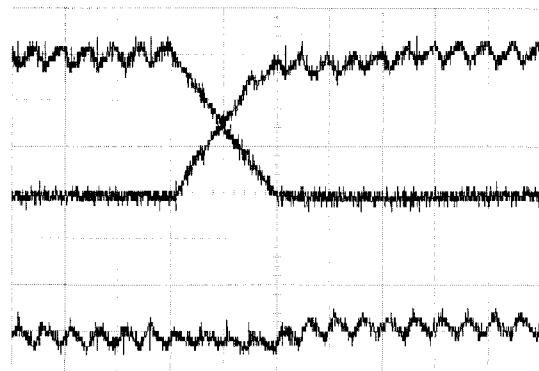


그림 15 보상이 있는 경우의 전환 시 전류파형  
Fig. 15 Current waveforms during commutation with compensation (200us/div, 1A/div)

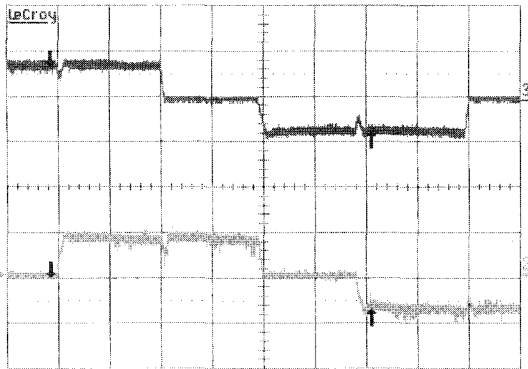
출력이 작기 때문에 비전환모드 전류에 리플을 만들게 된다. 하지만 본 논문에서 제안한 제어기법을 이용하여 제어시스템을 구성할 경우 같은 속도에서 그림 15에서처럼 비전환모드 전류에 리플이 거의 없음을 볼 수 있다.

그림 16은 보상이 없는 경우에 여러 속도 영역에서의 a, b상 전류파형이다.

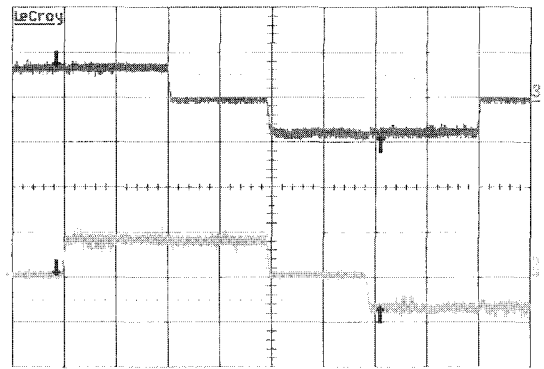
그림 17은 보상이 있는 경우에 여러 속도 영역에서의 a, b상 전류파형이다. 전환구간에서 비전환상 전류 리플이 거의 없고 따라서 토크리플도 현저히 감소함을 알 수 있다.

### 6. 결론

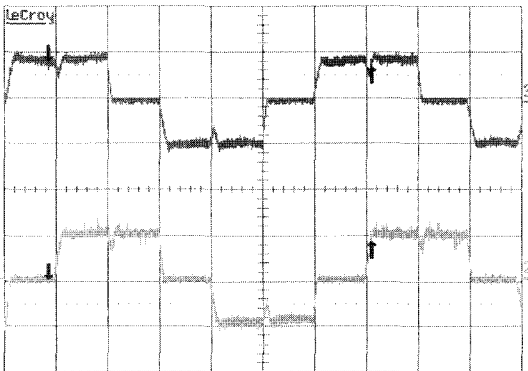
본 논문에서는 BLDC 전동기의 토크리플 저감을 위한 전환구간에서의 전류 제어기법을 제안하였다. 제안



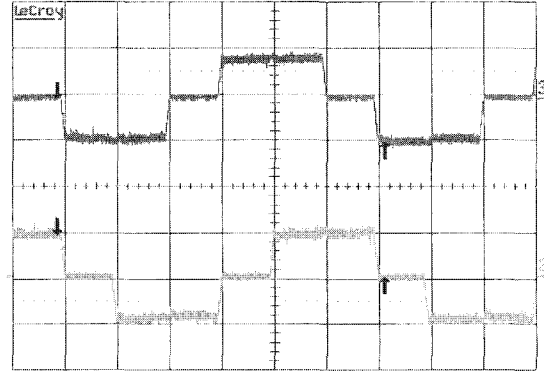
(a) 500rpm



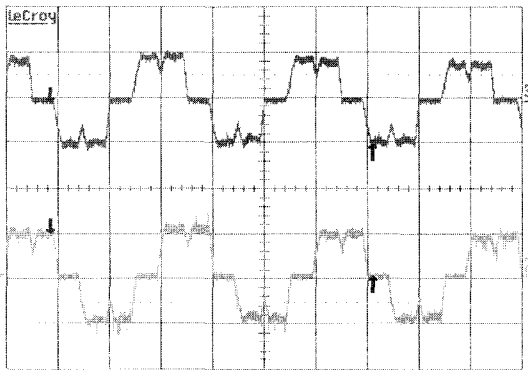
(a) 500rpm



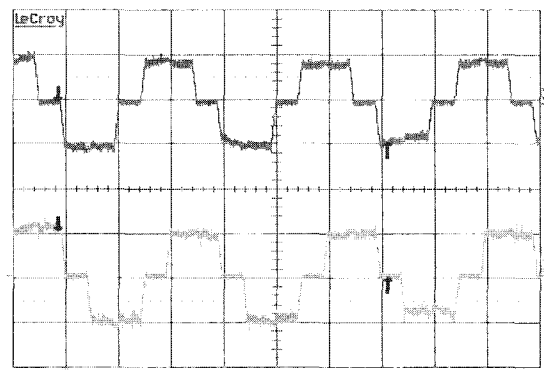
(b) 1000rpm



(b) 1000rpm



(c) 2000rpm



(c) 2000rpm

그림 16 보상이 없는 경우의 a, b상 전류파형  
Fig. 16 Current waveforms of a, b phase  
without compensation(5ms/div, 3A/div)

그림 17 보상이 있는 경우의 a, b상 전류파형  
Fig. 17 Current waveforms of a, b phase  
with compensation(5ms/div, 3A/div)

한 방법은 전환구간에서 전류들의 증가율과 감소율을  
같이 해주기 위한 전압을 중성점 전압과 전환하는 상  
들의 역기전력을 고려하여 구하고 이 전압을 전환구간  
동안에만 전류제어기 출력에 인가함으로써 토크 리플

을 감소시킬 수 있었다. 시뮬레이션과 실험 결과로부터  
제안한 방법이 토크리플과 전류리플이 현저히 감소함  
을 확인하였다.

이 논문은 2003년도 강원대학교 두뇌한국21 사업에 의하여 지원되었음.

### 참 고 문 헌

- [1] J.F. Gieras, M. Wing, "Permanent Magnet Motor Technology", Marcel Dekker, Inc., Second Edition, Revised and Expanded, pp. 227~297, 2002
- [2] 김상훈, 김진용, "BLDC 전동기를 위한 고성능 전류제어 기법", 강원대학교 산업기술 연구소 산업기술연구 논문집, 제22권 B호, pp. 125~132, 2002. 12.
- [3] R. Carlson, M.L. Mazenc, and J.C.S. Fagundes, "Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless dc Machines", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, pp. 441~450, 1992.
- [4] C. Berendsen, G. Champenois, and A. Bolopion, "Commutation Strategies for Brushless DC Motors: Influence on Instant Torque", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 2, pp. 231~236, 1993.
- [5] 강석주, 김준석, 홍석준, 설승기, "저가형 BLDC 구동장치에 이용한 정밀위치제어", 대한전기학회지, 제44권 제4호, pp. 447~452, 1995.
- [6] Seog-Joo Kang and Seung-Ki Sul, "Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Nonideal Trapezoidal Back EMF", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol 10, No 6, pp. 796~802, 1995, November.
- [7] 김태성, 안성찬, 현동석, "BLDC 전동기의 토크리플 저감을 위한 새로운 전류제어 알고리즘에 대한 연구", 전력전자학회지, 제6권 제5호, October, 2001.
- [8] 이광운, 박정배, 여형기, 유지윤, "브러시리스 직류전동기의 전환에 의한 전류 맥동 저감에 관한 연구", 전력전자학회지, Vol 48B, No. 9, September, 1999.
- [9] 강병희, 목형수, 최규화, "최소토크맥동을 갖는 BLDC 전동기의 최적제어", 전력전자학회지, 제8권 제1호, 2003.



### 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. 2002년~2003년 미국 San Francisco State University 방문교수. 1997년~현재 강원대 전기전자 정보통신 공학부 부교수.

### 저 자 소 개

### 권경준(權京俊)

1977년 11월 2일생. 2002년 강원대 전기공학과 졸업. 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 현대 엘리베이터 기술연구소 연구원.