

## 브러시리스 직류 전동기의 토크 맥동 저감을 위한 전류 제어 방식에 관한 연구

이광운, 홍희정, 박정배, 여형기, 유지윤  
고려대학교 전기공학과

### A Study on the Current Control Method for Torque Ripple Reduction of Brushless DC Motor

Kwang-Woon Lee, Hee-Jung Hong, Jung-Bae Park, Hyeong-Gee Yeo, Ji-Yoon Yoo  
Department of Electrical Engineering, Korea University

#### Abstract

The brushless DC motor with trapezoidal back emfs has torque ripple due to phase commutation. The torque ripple generates noise and vibration and cause errors in position control so this makes the brushless DC motor less suitable for high performance servo applications. In this paper, we propose a new current control method to reduce the torque ripple due to commutation, when the unipolar PWM method is applied for the phase current control of brushless DC motor.

#### 1. 서론

역기전력 파형이 사다리꼴 형태인 브러시리스 직류 전동기는 회전자 위치에 동기하여 고정자 권선에 이상적인 구형파 전류를 흘려주면 맥동없는 토크를 발생시킨다. 그러나 고정자 권선의 인덕턴스 성분으로 인하여 이상적인 구형파 전류를 흘려줄 수 없으므로 상 전류가 轉流(commutation)되는 구간에서 상 전류에 맥동이 발생되고, 이로 인해 토크 맥동이 발생된다. 轉流에 의한 토크 맥동은 소음 및 진동을 발생시키고, 위치 제어시 오차를 야기시키므로 브러시리스 직류 전동기를 고성능 서보용으로 사용하는데 제약이 된다.[1-3]

R. Carlson 등은 히스테리시스(hysteresis) 전류 제어가 사용되는 경우 轉流에 의한 토크 맥동 발생 때

커니즘을 분석하고, 저감 방법을 제안하였다.[2] 히스테리시스 전류 제어 기법은 제어 응답성이 우수하나, 히스테리시스 밴드(band)의 폭과 역기전력의 크기에 따라서 스위칭 주파수가 변화하므로 스위칭 성능이 떨어지는 스위칭 소자를 사용하는 경우 적용하는 데 문제가 있다. 반면에 PWM 전류 제어 기법은 히스테리시스 제어 기법에 비해 제어 응답성은 좀 떨어지나, 스위칭 소자의 스위칭 주파수를 일정하게 할 수 있는 장점이 있다.[4] Berendsen은 브러시리스 직류 전동기의 상 전류를 바이폴라(bipolar) PWM 방식으로 제어할 때, 轉流 구간에서 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차를 전류 제어기에 전향 보상하여 轉流에 의한 토크 맥동을 저감시키는 방법을 제안하였다.[5]

유니폴라(unipolar) PWM 방식을 사용하면 바이폴라 방식에 비해 인버터에서의 스위칭 손실이 적고, 스위칭으로 인한 전류 맥동이 줄어드는 장점이 있다.[6] 그러나 유니폴라 PWM 방식에서는 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차가 인버터 스위치의 온-오프 상태에 따라 변하기 때문에 Berendsen이 제안한 방식으로는 轉流에 의한 토크 맥동을 저감시킬 수 없다.

본 논문에서는 유니폴라 PWM 방식을 사용하는 경우 轉流에 의한 토크 맥동을 저감시킬 수 있는 새로운 전류 제어 방법을 제안하고자 한다. 또한 실험을 통하여 본 논문에서 제안한 전류 제어 방법으로 轉流에 의한 전류 맥동이 저감됨을 확인함으로써 그 효용성을 보이고자 한다.

## 2. 轉流에 의한 토크 맥동 저감 대책

### 2.1 PWM 방식의 분류

2상 여자 방식으로 구동되는 브러시리스 직류 전동기의 상 전류 제어를 위해 PWM을 하는 경우, PWM 방식은 PWM 펄스의 인가 방식에 따라 바이폴라(bipolar) PWM과 유니폴라(unipolar) PWM으로 나뉘어진다.

바이폴라 PWM은 그림 1(A)와 같이 통전되는 2개의 스위치를 동시에 스위칭시키는 방식이고, 유니폴라 PWM은 통전되는 2개의 스위치들중에서 하나의 스위치만 스위칭시키는 방식이다. 유니폴라 PWM 방식에서는 하나의 스위치만 스위칭되므로 바이폴라 PWM 방식에 비해 스위칭 손실이 적은 장점이 있고, 그림 1(B), 1(C)에서처럼 전기적으로 60도마다 PWM 펄스가 인가되는 스위치를 바꾸어 줌으로써 스위치의 이용 효율을 높일 수 있다. 그림 1(B)와 같은 PWM 패턴을 선단부 유니폴라 PWM이라 하고, 그림 1(C)와 같은 PWM 패턴을 후단부 유니폴라 PWM이라고 한다.

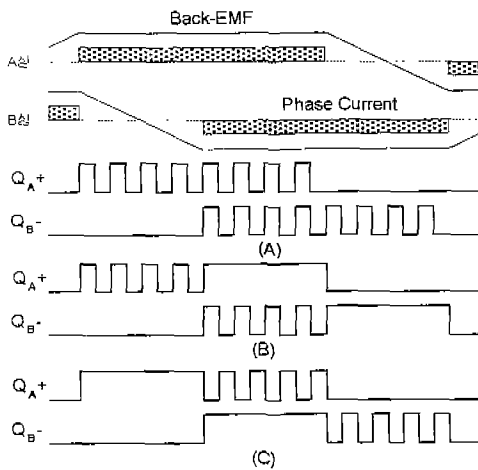


그림 1. PWM 펄스 패턴의 분류

### 2.2 선단부 유니폴라 PWM 방식에서의 토크 맥동 저감 대책

그림 2는 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용할 때 AC상에서 BC상으로 轉流되는 구간에서 스위치의 온-오프 상태에 따른 전류 경로를 실선으로 나타낸 것이다. 그림 2로부터 스위치의 온-오프 상태에 따른 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차  $V_{NN0}$ 를 이끌어낼 수 있다.

$$V_{NN0} = \begin{cases} -\frac{V_s}{6} - \frac{E_A + E_B + E_C}{3} & (Q2 = \text{ON}) \\ -\frac{V_s}{2} - \frac{E_A + E_B + E_C}{3} & (Q2 = \text{OFF}) \end{cases} \quad (1)$$

식 (1)에서  $V_s$ 는 인버터의 직류 링크 전압이고,  $E_A, E_B, E_C$ 는 각 상에 유기되는 역기전력이다. 식 (1)로부터 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하면 轉流 구간에서  $V_{NN0}$ 가 인버터의 스위치 온-오프 상태에 따라서 변화함을 알 수 있다. 따라서 Berendsen이 제안한 전류 제어기에 일정한 값을 전향 보상시키는 방법으로는 轉流에 의한 전류 맥동을 저감시킬 수 없다.

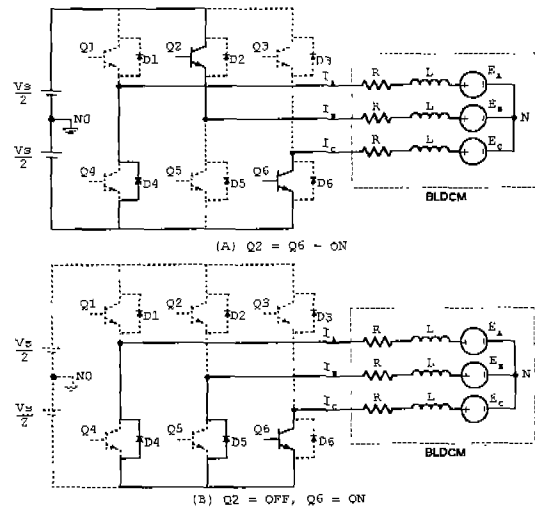


그림 2. 轉流 구간에서의 전류 경로 (선단부 유니폴라 PWM)

轉流 구간에서 非轉流 상 전류에 맥동이 발생하는 것은 轉流에 의해 非轉流 상에 가해지는 평균 전압이 순간적으로 변화하기 때문이다.[5] 따라서 轉流에 의한 非轉流 상의 전류 맥동을 저감시키기 위해서는 轉流 구간에서 非轉流 상에 인가되는 평균 전압이 2상 통전 구간에서 통전된 상에 인가되는 평균 전압과 동일하게 轉流 구간에서 인버터의 PWM 시비율을 조정해 줄 필요가 있다.

선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하는 경우 2상 통전 구간에서 PWM 시비율이  $D_A$ 일 때, 통전된 상에 인가되는 평균 전압은 다음과 같다.

$$\frac{V_s D_A}{2} \quad (2)$$

轉流 구간에서 PWM 시비율이  $D_B$ 일 때, 非轉流

상에 인가되는 평균 전압은 다음과 같다.

$$\frac{V_s D_B}{3} = \frac{(E_A + E_B + E_C)}{3} \quad (3)$$

식 (2), (3)으로부터 轉流 구간에서 非轉流 상에 인가되는 평균 전압이 2상 통전 구간에서 통전된 상에 인가되는 평균 전압과 동일하게 되기 위한 PWM 시비율  $D_B$ 를 이끌어 낼 수 있다.

$$D_B = \frac{3}{2} D_A + \frac{E_A + E_B + E_C}{V_s} \quad (4)$$

상 역기전력이 이상적인 사다리꼴 파형이고, 轉流 구간에서 그 크기가 일정하다고 가정하면 식 (4)는 다음과 같이 간략화할 수 있다.

$$D_B = \frac{3}{2} D_A + \frac{K_e \omega_m}{V_s} \quad (5)$$

식 (5)에서  $K_e$ 는 상 역기전력 상수이고,  $\omega_m$ 은 전동기의 회전 속도(단위: rad/sec)이다.

선단부 유니폴라 PWM 방식이 사용될 때, 轉流에 의한 전류 맥동을 저감시키기 위해 본 논문에서 구상한 전류 제어기를 그림 3에 나타내었다.

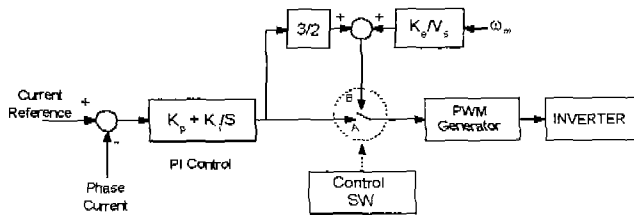


그림 3. 제안된 전류 제어기

그림 3에서 2상 통전 구간에서의 PWM 시비율은 PI 제어기에 의해 계산되어진다. PWM 발생기의 입력이 A에서 B로 바뀌는 시점은 轉流가 시작되는 시점으로 전동기에 부착되어 있는 홀 센서의 출력 신호에 의해 결정된다. 轉流 구간에서의 PWM 시비율은 식 (5)에 의해 결정된다. 轉流가 종료되면 PWM 발생기의 입력은 다시 B에서 A로 바뀐다. 轉流가 종료되었는지의 여부는 턴 오프된 상의 전류를 검출하여 판단할 수 있다.

고속의 DSP(Digital Signal Processor)를 사용하여 제어 시스템을 구성하는 경우에는 AD 컨버터의 변환시간이 DSP에 비해 상대적으로 많이 느리기 때문에, 제어 주기마다 AD 컨버터에 변환 시작 명령을 주고 실제로는 한 스텝 전에 샘플링된 값을 사용하는 것이 일반적이다. 이 경우 轉流의 종료 시점을

판단할 때 참조가 되는 상 전류 값은 현재보다 한 스텝 전의 과거의 값이 되고, 이로 인해 실제로는 轉流가 종료되었음에도 불구하고 한 전류 제어 주기 동안 식 (5)에 의해 계산된 PWM 시비율이 인버터에 인가될 수 있다. 이 경우 정상 상태에서 통전된 상에 인가되던 평균 전압보다 더 큰 전압이 인가되므로 상 전류에 맥동이 발생된다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 轉流의 종료 시점을 한 스텝 전에 샘플링된 상 전류 값과 PWM 시비율로부터 예측하는 방법을 사용하였다.

선단부 유니폴라 PWM 방식의 경우, 轉流 구간에서 상 역기전력의 크기가 일정하다고 가정하면 턴 오프된 상에 가해지는 평균 전압은 다음과 같다.

$$-\frac{V_s D_B}{3} + \frac{K_e \omega_m}{3} \quad (6)$$

식 (6)으로부터 轉流 구간에서 턴 오프된 상에 흐르는 전류의 기울기를 구할 수 있다.

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R}{L} i - \frac{V_s D_B}{3L} - \frac{2K_e \omega_m}{3L} \quad (7)$$

한 스텝 전에 샘플링된 턴 오프된 상의 전류값을  $i(n-1)$ 이라고 하면, 현재 스텝에서의 턴 오프된 상의 전류  $i(n)$ 을 식 (8)과 같이 예측할 수 있고, 이 값으로부터 轉流의 종료 여부를 판단할 수 있다. 식 (8)에서  $T_s$ 는 전류 제어 프로그램의 실행 주기이다.

$$i(n) = i(n-1) + \frac{di}{dt} T_s \quad (8)$$

### 2.3 후단부 유니폴라 PWM 방식에서의 토크 맥동 저감 대책

그림 4는 후단부 유니폴라 PWM 방식을 사용할 때 AC상에서 BC상으로 轉流되는 구간에서 인버터의 스위치 온-오프 상태에 따른 전류 경로를 실선으로 나타낸 것이다. 그림 4로부터 轉流 구간에서 스위치의 온-오프 상태에 따른 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차를 구하면 다음과 같다.

$$V_{NNO} = \begin{cases} -\frac{V_s}{6} - \frac{E_A + E_B + E_C}{3} & (Q6 = \text{ON}) \\ \frac{V_s}{6} - \frac{E_A + E_B + E_C}{3} & (Q6 = \text{OFF}) \end{cases} \quad (9)$$

轉流 구간에서의 PWM 시비율을  $D_B$ 라고 하면, 非轉流 상에 가해지는 평균 전압은 다음과 같다.

$$\frac{2}{3} V_s D_B - \frac{V_s}{3} - \frac{(E_A + E_B + E_C)}{3} \quad (10)$$

轉流 구간에서 상 역기전력의 크기가 일정하다고 가정하면, 轉流 구간에서 非轉流 상에 인가되는 평균 전압이 2상 통전 구간에서 통전된 상에 인가되는 평균 전압과 같아지기 위한 PWM 시비를  $D_B$ 는 다음과 같다.

$$D_B = \frac{1}{2} + \frac{3D_A}{4} + \frac{K_e \omega_m}{2V_s} \quad (11)$$

그림 5는 후단부 유니폴라 PWM 방식이 사용될 때 轉流에 의한 전류 맥동 저감을 위해 구성된 전류 제어기이다. 그림 3에서와 마찬가지로 轉流의 종료 시점은 한 스텝 전에 샘플링된 턴 오프된 상의 전류 값과 PWM 시비율로부터 예측하여 결정한다.

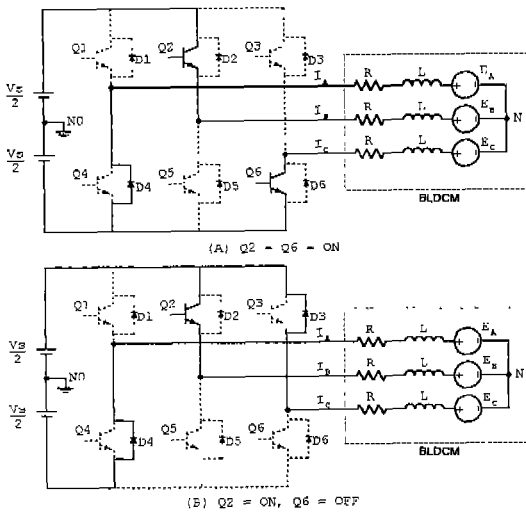


그림 4. 轉流 구간에서의 전류 경로 (후단부 유니폴라 PWM)

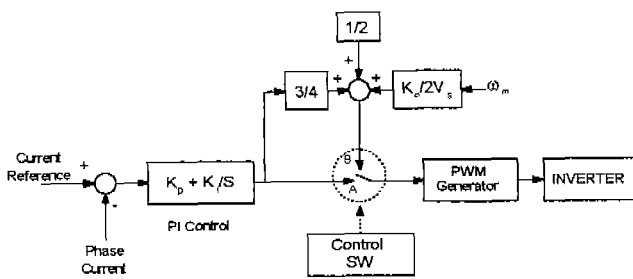


그림 5. 제안된 전류 제어기

### 3. 실험 결과

실험에 사용된 전동기의 사양을 표 1에 나타내었다. 본 연구에서 구성한 실험 시스템은 그림 6과 같다. DSP TMS320C31을 사용하여 제어기를 구성하

였고, IPM을 사용하여 인버터를 구성하였다. 인버터의 PWM 주파수는 10kHz로 설정하였고, 전류 제어 프로그램의 실행 주기는 100us이다. 브리시리스 직류 전동기의 회전축에 300W급의 영구자석 직류 전동기를 부착하였고, 직류 전동기에는 전자 부하를 연결하여 일정 부하가 걸리게 하였다.

표 1. 전동기의 사양

전동기	Trapezoidal형 3상 BLDCM
정격	300 W, 0.95 Nm, 3000 RPM
극수	6극
저항 (R)	1.5Ω
인덕턴스 (L)	3.15 mH
토크 상수	0.29 Nm/A
역기전력 상수	0.29 V/(rad/sec)
관성 모멘트	0.000082614Kg · m <sup>2</sup>

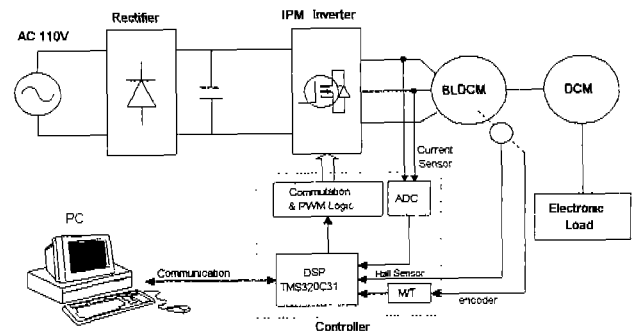


그림 6. 하드웨어 구성

그림 7과 8은 후단부 유니폴라 PWM 방식과 본 논문에서 제안한 그림 5의 전류 제어기를 사용하고, 전동기를 400rpm으로 회전시켰을 때의 상 전류 파형, PWM 시비율, 그리고 각각의 확대 파형을 나타낸 것이다. 그림 7은 轉流의 종료 여부를 한 스텝 이전에 샘플링된 턴 오프된 상의 전류 값으로 판단한 경우이다.  $t_1$  시점에서 轉流가 종료되었지만  $t_0$  시점에서 샘플링된 턴 오프된 상의 전류 값이 0이 아니므로,  $t_2$  시점까지 식 (11)에 의해 결정된 PWM 시비율이 인버터에 인가되어 상 전류에 맥동이 발생되는 것을 알 수 있다. 그림 8은 이러한 문제점을 해결하기 위해  $t_0$  시점에서 샘플링된 턴 오프된 상의 전류값으로부터 轉流의 종료 여부를 예측하여 결정한 경우로, 轉流에 의한 전류 맥동이 많이 저감되었음을 확인할 수 있다.

그림 9는 선단부 유니폴라 PWM 방식과 본 논문에서 제안한 그림 3의 전류 제어기를 사용하고, 전동기를 400rpm으로 회전시켰을 때의 상 전류 파형

과 PWM 시비율을 나타낸 것이다. 그림 9도 轉流의 종료 여부를 예측하여 결정한 경우로 轉流에 의한 전류 맥동이 많이 저감되었음을 알 수 있다.

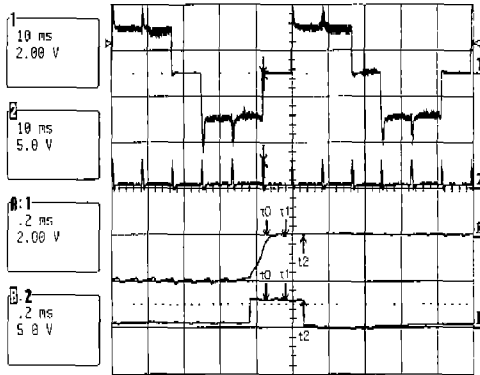


그림 7. 상 전류 파형과 PWM시비율 (400rpm, 후단부 유니폴라 PWM)

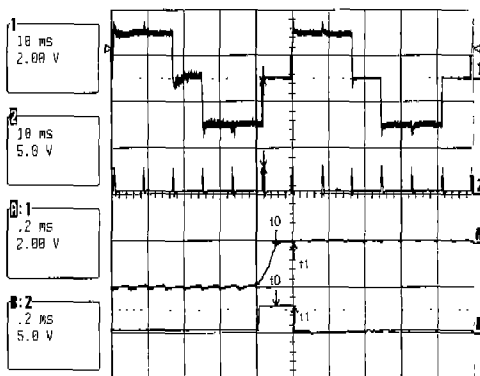


그림 8. 상 전류 파형과 PWM 시비율 (400rpm, 후단부 유니폴라 PWM)

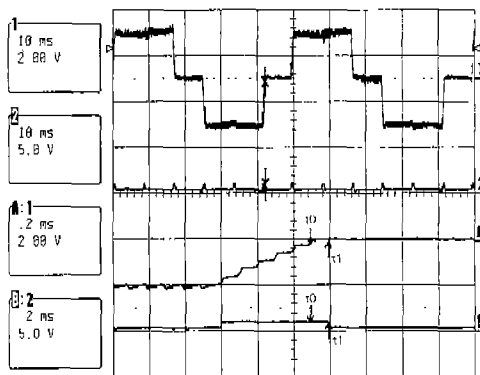


그림 9. 상 전류 파형과 PWM 시비율 (400rpm, 선단부 유니폴라 PWM)

#### 4. 결론

본 논문에서는 브러시리스 직류 전동기의 상 전류 제어를 위해 선단부 또는 후단부 유니폴라 PWM 방식이 사용될 때, PWM 패턴의 인가 방식에 따른 轉流 특성을 분석하여 轉流에 의해 발생하는 전동기의 토크 맥동을 저감시키기 위한 새로운 전류 제어 방식을 제안하였다. 또한 DSP를 사용하여 브러시리스 직류 전동기의 구동 시스템을 직접 제작하였고, 실험을 통하여 본 논문에서 제안한 轉流에 의한 전류 맥동을 저감시키는 전류 제어 방식이 저속에서 고속 영역까지 다양한 속도 범위에서 효과가 있음을 확인하였다.

#### 참고 문헌

- [1] P. Pillay and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors for Servo Drives", IEEE IAS Annual Meeting, 1987, pp. 380-390
- [2] R. Carlson, M. Lajoie-Mazenc, and J. Fagundes, "Analysis of Torque Ripple due to Phase Comutation in Brushless DC Machines", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, pp. 632-638, 1992.
- [3] 여형기, 홍창석, 이광운, 박정배, 유지윤, "영구자석 대입형 브러시리스 직류 전동기용 센서리스 드라이브 개발에 관한 연구", 전력전자학회 논문지, 제2권, 제3호, pp.44-50, 1997.
- [4] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Drive", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 25, No. 2, pp. 265-273, 1989.
- [5] C. S. Berendsen et al., "Commutation Strategies for Brushless DC Motors : Influence on Instant Torque", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, No. 2, pp. 231-236, 1993.
- [6] Ned Mohan et al., Power electronics: converters, applications, and design, John Wiley & Sons, pp.91-98, 1989.