

브러시리스 직류 전동기의 토크 맥동 저감을 위한 전류 제어 방식

李光雲, 洪熙政, 朴廷培, 呂炯基, 李寅浩, 柳志潤

Current Control Method for Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor

Kwang-Woon Lee, Hee-Jung Hong, Jung-Bae Park, Hyeong-Gee Yeo, In-Ho Lee, Ji-Yoon Yoo

요 약

본 논문에서는 브러시리스 직류 전동기의 상 전류 제어를 위해 유니폴라 PWM 방식이 적용될 때 상 전환에 의한 토크 맥동을 저감시키기 위한 새로운 전류 제어 방식을 제안한다. 상 전환은 통전된 상의 평균 전압의 순간적인 변동을 야기시켜 전류에 맥동을 발생시키고, 이 맥동 전류는 토크 맥동을 발생시킨다. 본 논문에서는 PWM 패턴에 따른 전환 구간에서의 통전된 상의 평균 전압 변화를 분석하고 평균 전압 변동을 보상하기 위한 전류 제어를 설계한다. 그리고 실험 결과를 통하여 제안된 방식의 효용성을 입증한다.

ABSTRACT

This paper presents a new current control method to reduce the torque ripple due to phase commutation, when the unipolar PWM method is applied for the phase current control of brushless DC motor. Phase commutation bring about an instantaneous change in the average voltage of conducting phase so that phase current undulates, and this undulating current generates torque ripple. In this paper, we analyze average voltage variations of conducting phase in commutation period with PWM pattern and design current controller to compensate average voltage variations. In addition, we prove the validity of proposed method by experimental results.

Key Words: Brushless DC Motor, Commutation, Torque Ripple, Unipolar PWM, Current Control

1. 서 론

역기전력 파형이 사다리꼴 형태인 브러시리스 직류 전동기는 회전자의 위치에 동기하여 고정자 권선에 이상적인 구형파 전류를 흘려주면 직류 전동기처럼 전류에 비례하는 일정한 토크를 발생시키는 특징이 있다. 그러나 권선의 인덕턴스 성분으로 인하여 고정자 권선에 이상적인 구형파 전류를 흘려주는 것이 불가능하기 때문에 고정자 권선에 흐르는 전류가 전환(commutation)되는 구간에서 비전환 상에 흐르는 전류에 맥동이 발생되고, 이로 인해 토크 맥동이 발생된다. 이러한 전환에 의한 토크 맥동은 전동기가 고속으로 회전할 때는 기계적인 관성에 의해 상쇄되지만, 저속으로 회전할 때는

소음과 진동을 발생시키기 때문에 브러시리스 직류 전동기를 고정밀 서보용으로 사용하는 데 제약이 된다.⁽¹⁻³⁾

브러시리스 직류 전동기의 전환에 의한 토크 맥동을 줄이기 위해 상 전류를 히스테리시스 전류 제어(Hysteresis current control) 기법으로 제어하는 방식이 Renato Carlson 등에 의해 제안되었다.⁽²⁾ 히스테리시스 전류 제어 기법은 전류 제어 응답성이 우수하나, 히스테리시스 밴드(band)의 폭과 역기전력의 크기에 따라서 스위칭 주파수가 변화하므로 스위칭 성능이 떨어지는 스위칭 소자에 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 브러시

리스 직류 전동기의 상 전류를 바이폴라(bipolar) PWM 방식으로 제어할 때, 전환 구간에서 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차를 전류 제어기에 전향 보상하여 전환에 의한 토크 맥동을 저감시키는 방법을 제안하였다.^[5] 그러나 이 방식은 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차가 인버터 스위치의 온-오프 상태에 따라 변화하는 유니폴라(unipolar) PWM 방식에는 적용할 수 없다.

본 논문에서는 유니폴라 PWM 방식을 사용하는 경우 PWM 패턴의 인가 방식에 따른 전환 특성을 분석하여 전환에 의한 토크 맥동을 저감시킬 수 있는 새로운 전류 제어 방법을 제안하고자 한다. 또한 실험을 통하여 본 논문에서 제안한 전류 제어 방법으로 전환에 의한 전류 맥동이 저감됨을 확인함으로써 그 효용성을 보이고자 한다.

2. 토크 맥동 저감을 위한 전류 제어 방식

2.1 PWM 구현 방식의 분류

역기전력 파형이 사다리꼴인 3상 브러시리스 직류 전동기의 경우 역기전력이 평탄한 전기적으로 120도 구간에만 상 전류를 흘려주므로 인버터는 120도 통전형으로 구성된다. 브러시리스 직류 전동기의 상 전류 제어를 위해 PWM을 하는 경우, PWM은 그 구현 방식에 따라 바이폴라 PWM과 유니폴라 PWM으로 나뉘어진다. 바이폴라 PWM은 그림 1(A)와 같이 통전되는 2개의 스위치를 동시에 온-오프시키는 방식이고, 유니폴라 PWM은 통전되는 2개의 스위치들중에서 하나의 스위치만 온-오프시키고 다른 하나는 계속 온 상태를 유지시키는 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.

2.2 바이폴라 PWM 방식에서의 토크 맥동 저감을 위한 전류 제어 방식^[6]

바이폴라 PWM 방식을 사용하는 경우 2상 통전 구간에서 통전된 각 상에 가해지는 평균 전압 V_{mi} 은 다음과 같다.

$$V_{mi} = -\frac{V_s}{2} + V_s D \quad (0 < D < 1) \quad (1)$$

식 (1)에서 V_s 는 인버터의 직류 링크 전압이고 D는 PWM 시비율이다. 바이폴라 PWM 방식을 사용하는 경우 전환 구간에서 비전환 상에 가해지는 평균 전압 V_{m2} 는 다음과 같다.

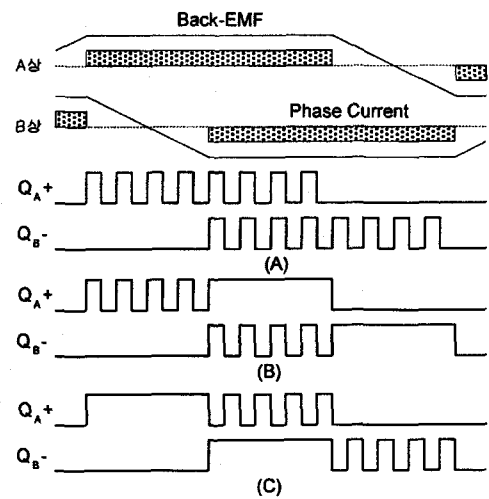


그림 1 PWM 방식(A: 바이폴라 PWM, B: 선단부 유니폴라 PWM, C: 후단부 유니폴라 PWM)

Fig. 1 PWM methods (A: bipolar PWM, B: on-going phase unipolar PWM, C: out-going phase unipolar PWM)

$$V_{m2} = -\frac{V_s}{2} + V_s D - \frac{V_s}{6} \frac{E_A + E_B + E_C}{3} \quad (2)$$

식 (2)에서 E_A, E_B, E_C 는 각 상에 유기되는 역기전력이다.

식 (1), (2)로부터 PWM 방식으로 바이폴라 PWM을 채택한 경우 전환 구간에서 비전환 상에 가해지는 평균 전압인 인버터의 스위치 온-오프 상태에 관계없이 일정하게 감소됨을 알 수 있다. 전환에 의한 비전환 상에 가해지는 평균 전압의 갑작스런 감소는 비전환 상에 흐르는 전류에 맥동을 발생시키고, 이로 인해 토크 맥동이 발생된다. 바이폴라 PWM 방식에서 전환에 의해 발생하는 토크 맥동은 전환 구간에서 비전환 상에 가해지는 평균 전압의 감소치를 미리 계산하여 전류 제어기에 전향 보상함으로써 저감시킬 수 있다.^[6]

2.3 유니폴라 PWM 방식에서의 토크 맥동 저감을 위한 전류 제어 방식

2.3.1 선단부 유니폴라 PWM 방식에서 토크 맥동 저감을 위한 전류 제어 방식

그림 2는 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용할 때 A상과 C상 통전에서 B상과 C상 통전으로 전환되는 구간에서 스위치의 온-오프 상태에 따른 전류 경로를 실선으로 나타낸 것이다.

그림 2로부터 스위치의 온-오프 상태에 따른 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차 V_{NNO} 를 이끌어낼 수 있다.

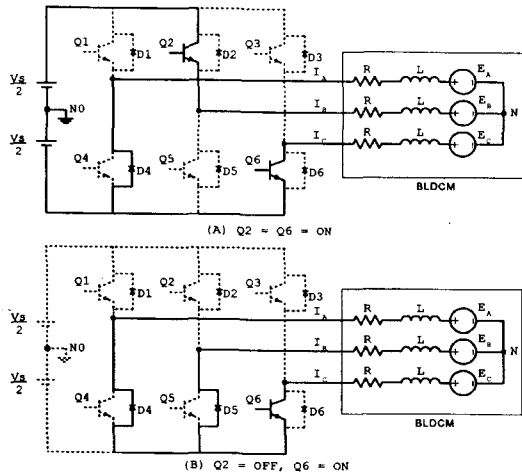


그림 2 전환 구간에서 전류가 흐르는 경로 (선단부 유니폴라 PWM)
Fig. 2 Current flow paths in commutation period.
(on-going phase unipolar PWM).

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

식 (3)으로부터 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하면 전환 구간에서 V_{NNO} 가 인버터의 스위치 온-오프 상태에 따라서 변화함을 알 수 있다. 따라서 Berendsen이 제안한 전류 제어기에 일정한 값을 전향 보상시키는 방법으로는 전환에 의한 전류 맥동을 저감시킬 수 없다.

전환 구간에서 비전환 상 전류에 맥동이 발생하는 것은 전환에 의해 비전환 상에 가해지는 평균 전압이 순간적으로 변화하기 때문이다.^[6] 따라서 전환에 의한 비전환 상의 전류 맥동을 저감시키기 위해서는 전환 구간에서 비전환 상에 인가되는 평균 전압이 2상 통전 구간에서 통전된 상에 인가되는 평균 전압과 동일하게 전환 구간에서 인버터의 PWM 시비율을 조정해 줄 필요가 있다.

선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하는 경우 PWM 시비율이 D_A 일 때, 2상 통전 구간에서 통전된 상에 인가되는 평균 전압 V_{m1} 은 다음과 같다.

$$V_{m1} = \frac{V_S D_A}{2} \quad (4)$$

전환 구간에서의 PWM 시비율을 D_B 라고 할 때, 전환 구간에서 비전환 상에 인가되는 평균 전압 V_{m2} 는 다음과 같다.

$$V_{m2} = \frac{V_S D_B}{3} - \frac{(E_A + E_B + E_C)}{3} \quad (5)$$

식 (4), (5)로부터 전환 구간에서 비전환 상에 인가되는 평균 전압 V_{m2} 가 2상 통전 구간에서 통전된 상에 인가되는 평균 전압 V_{m1} 과 동일하게 되기 위한 PWM 시비율 D_B 를 이끌어 낼 수 있다.

$$D_B = \frac{3}{2} D_A + \frac{E_A + E_B + E_C}{V_S} \quad (6)$$

상 역기전력이 이상적인 사다리꼴 파형이고, 전환 구간에서 그 크기가 일정하다고 가정하면 식 (6)은 다음과 같이 간략화 할 수 있다.

$$D_B = \frac{3}{2} D_A + \frac{K_e \omega_m}{V_S} \quad (7)$$

식 (7)에서 K_e 는 상 역기전력 상수이고, ω_m 은 전동기의 회전 속도(단위: rad/sec)이다.

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

그림 3에서 PWM 발생기로의 입력은 제어 스위치(Control SW)에 의해 결정된다. 2상 통전 구간에서 PWM 시비율은 PI 제어기에 의해 계산되어진다. PWM 발생기의 입력이 A에서 B로 바뀌는 시점은 전환이 시작되는 시점으로 전동기에 부착되어 있는 홀 센서의 출력 신호에 의해 결정된다. 전환 구간에서의 PWM 시비율은 식 (7)과 같이 전류 제어기의 출력 D_A , 전동기의 회전 속도, 그리고 인버터의 직류 링크 전압 V_S 에 의해 결정된다. 전환이 종료되면 PWM 발생기의 입력은 다시 B에서 A로 바뀐다. 전환이 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 샘플

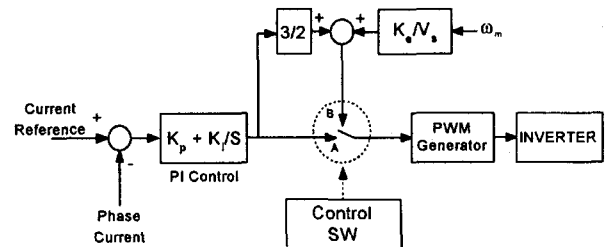


그림 3 선단부 유니폴라 PWM 방식에서 전환에 의한 토크 맥동 저감을 위해 제안된 전류 제어기

Fig. 3 Proposed current controller to reduce the torque ripple due to commutation in on-going phase unipolar PWM method

링된 값을 사용하는 것이 일반적이다. 이 경우 전환의 종료 시점을 판단할 때 참조가 되는 상 전류 값은 현재보다 한 스텝 전의 과거의 값이 되고, 이로 인해 실제로는 전환이 종료 되었음에도 불구하고 한 전류 제어 주기동안 식 (7)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 전환의 종료 시점을 한 스텝 전에 샘플링된 상 전류 값과 PWM 시비율로부터 예측하는 방법을 사용하였다.

선단부 유니폴라 PWM 방식의 경우, 전환 구간에서 상 역기전력의 크기가 일정하다고 가정하면 턴 오프된 상에 가해지는 평균 전압 V_{m3} 는 다음과 같다.

$$V_{m3} = -\frac{V_s D_B}{3} + \frac{K_e \omega_m}{3} \quad (8)$$

식 (8)로부터 전환 구간에서 턴 오프된 상에 흐르는 전류의 기울기를 구할 수 있다.

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R}{L} i - \frac{V_s D_B}{3L} - \frac{2K_e \omega_m}{3L} \quad (9)$$

한 스텝 전에 샘플링된 턴 오프된 상의 전류값을 $i(n-1)$ 이라고 하면, 현재 스텝에서의 턴 오프된 상의 전류 $i(n)$ 을 식 (10)과 같이 예측할 수 있고, 이 값으로부터 전환의 종료 여부를 판단할 수 있다.

$$i(n) = i(n-1) + \frac{di}{dt} T_s \quad (10)$$

식 (10)에서 T_s 는 전류 제어 프로그램의 실행 주기이다.

2.3.2 후단부 유니폴라 PWM 방식에서 토크 맥동 저감을 위한 전류 제어 방식

그림 4는 후단부 유니폴라 PWM 방식을 사용할 때 A상과 C상 통전에서 B상과 C상 통전으로 전환되는 구간에서 인버터의 스위치 온-오프 상태에 따른 전류 경로를 실선으로 나타낸 것이다. 그림 4로부터 전환 구간에서 스위치의 온-오프 상태에 따른 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차를 구하면 다음과 같다.

$$V_{NN0} = \begin{cases} -\frac{V_s}{6} - \frac{E_A + E_B + E_C}{3} & (Q6 = ON) \\ \frac{V_s}{6} - \frac{E_A + E_B + E_C}{3} & (Q6 = OFF) \end{cases} \quad (11)$$

전환 구간에서의 PWM 시비율을 D_B 라고 하면, 식 (11)로부터 비전환 상에 가해지는 평균 전압 V_{m2} 를 구할 수 있다.

$$V_{m2} = \frac{2}{3} V_s D_B - \frac{V_s}{3} - \frac{E_A + E_B + E_C}{3} \quad (12)$$

전환 구간에서 비전환 상에 인가되는 평균 전압이 2상 통전 구간에서 통전된 상에 인가되는 평균 전압과 같아지기 위한 PWM 시비율 D_B 는 다음과 같다.

$$D_B = \frac{1}{2} + \frac{3D_A}{4} + \frac{E_A + E_B + E_C}{2V_s} \quad (13)$$

전환 구간에서 상 역기전력의 크기가 일정하다고 가정하면, 식 (13)은 다음과 같이 간략화할 수 있다.

$$D_B = \frac{1}{2} + \frac{3D_A}{4} + \frac{K_e \omega_m}{2V_s} \quad (14)$$

그림 5는 후단부 유니폴라 PWM 방식이 사용될 때 전환에 의한 전류 맥동 저감을 위해 구성한 전류 제어기이다. 그림 3에서와 마찬가지로 전환이 시작되는 시점은 전동기에 부착되어 있는 홀 센서의 신호에 의해 결정되고, 전환의 종료 시점은 한 스텝 전에 샘플링된 턴 오프된 상의 전류 값과 PWM 시비율로부터 예측하여 결정한다.

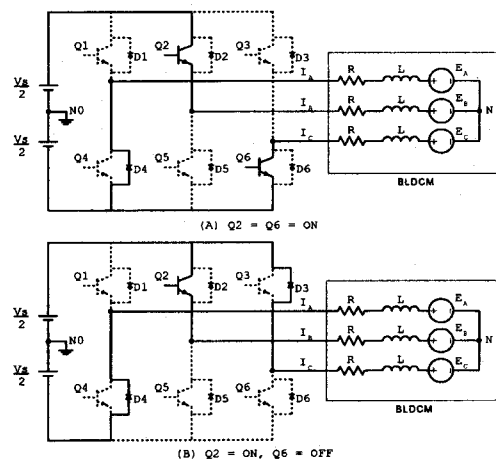


그림 4 전환 구간에서 전류가 흐르는 경로 (후단부 유니폴라 PWM)
Fig. 4 Current flow paths in commutation period (out-going phase unipolar PWM)

3. 실험 결과 및 고찰

본 논문에서 실험에 사용한 전동기의 사양을 표 1에 나타내었다. 본 연구에서 구성한 실험 시스템은 그림 6과 같다.

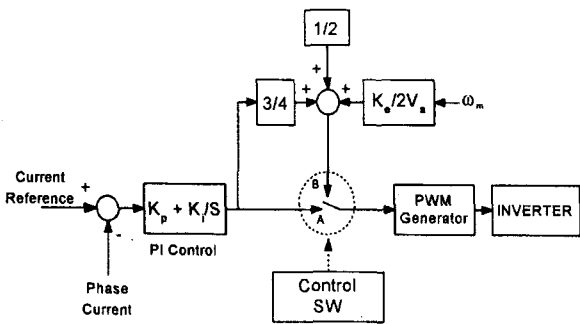


그림 5 후단부 유니폴라 PWM 방식에서 전환에 의한 토크 맥동 저감을 위해 제안된 전류 제어기

Fig. 5 Proposed current controller to reduce the torque ripple due to commutation in out-going phase unipolar PWM method

표 1 전동기의 사양
Table 1 Motor Specifications

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 ²

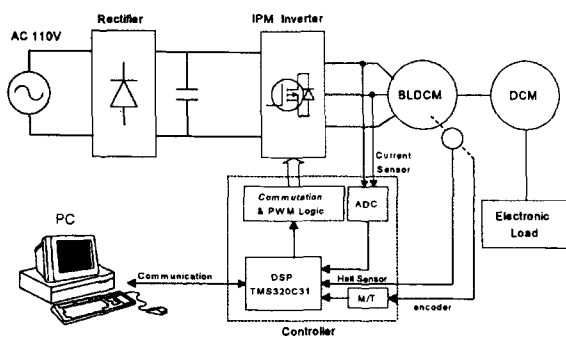


그림 6 실험 시스템의 구성

Fig. 6 Configuration of Experimental System

IPM을 사용하여 인버터를 구성하였고, 인버터의 직류 링크 전압으로 110V AC 전원을 정류하여 사용하였다. 제어기는 DSP TMS320C31과 속도 및 전류 검출부, 그리고 전환 및 PWM 회로로 구성되어 있다. 전동기의 회전 속도는 엔코더의 출력 신호를 입력 받아서 M/T 방법으로 계산하였고, 전환

시점은 전동기에 부착되어 있는 홀 센서의 출력 신호로부터 검출하였다. 제어 알고리즘은 DSP TMS320C31에서 수행되며, 제어 프로그램을 PC에서 전송받아 실행하도록 하였다. 인버터의 PWM 주파수는 10kHz로 설정하였고, 전류 제어 프로그램의 실행 주기는 100us이다. 브러시리스 직류 전동기의 회전축에 300W급의 직류 전동기를 부착하였고, 직류 전동기에는 전자 부하를 연결하여 일정 부하가 걸리게 하였다.

그림 7, 8, 9는 후단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하고, 전동기를 400rpm으로 회전시켰을 때의 상 전류 파형과 PWM 시비율을 나타낸 것이다. 그림 7은 전류 제어기로 PI 제어기를 사용한 경우이다. 그림 7에서 전환에 의해 상 전류

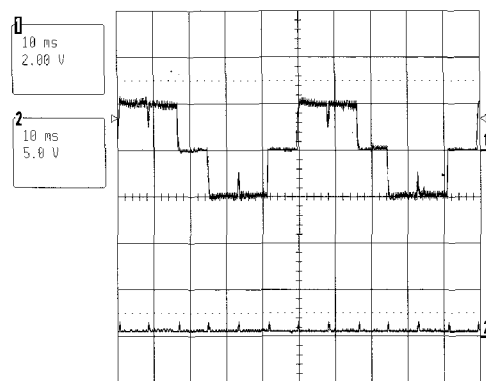


그림 7 실험 결과 (후단부 유니폴라 PWM, 회전속도: 400rpm), 1:상 전류 파형(2.5A/div), 2:PWM 시비율(Full duty/div)
Fig. 7 Experimental result (out-going phase unipolar PWM, speed:400rpm), 1:Phase current waveform(2.5A/div), 2: PWM duty ratio(Full duty/div)

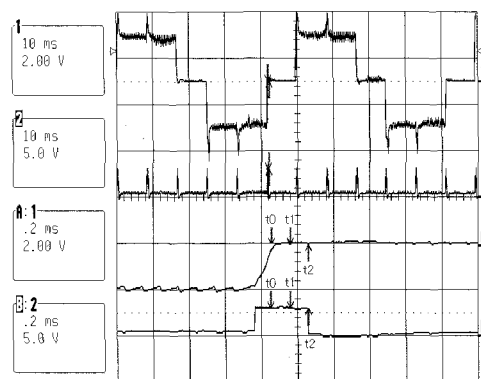


그림 8 실험 결과 (후단부 유니폴라 PWM, 회전속도: 400rpm), 한 스텝 전에 샘플링된 턴 오프된 상 전류 값으로부터 전환 종료 여부를 판단, 1:상 전류 파형(2.5A/div), 2:PWM 시비율(Full duty/div), A:1의 확대 파형, B:2의 확대 파형
Fig. 8 Experimental result (out-going phase unipolar PWM, speed:400rpm), 1:Phase current waveform (2.5A/div), 2: PWM duty ratio(Full duty/div), A: Magnified waveform of 1, B: Magnified waveform of 2

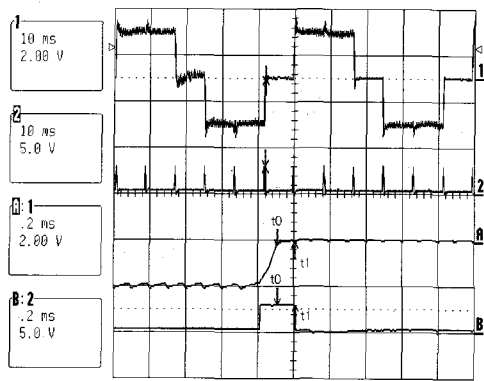


그림 9 실험 결과 (후단부 유니폴라 PWM, 회전속도: 400rpm), 한 스텝 전에 샘플링된 턴 오프된 상 전류 값으로부터 현재의 상 전류 값을 예측하여 전환 종료 여부를 판단, 1:상 전류 파형(2.5A/div), 2:PWM 시비율(Full duty/div), A:1의 확대 파형, B:2의 확대 파형

Fig. 9 Experimental result (out-going phase unipolar PWM, speed:400rpm), 1:Phase current waveform(2.5A/div), 2: PWM duty ratio(Full duty/div), A: Magnified waveform of 1, B: Magnified waveform of 2

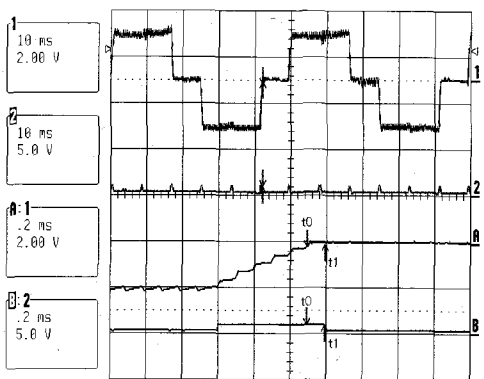


그림 10 실험 결과 (선단부 유니폴라 PWM, 회전속도: 400rpm), 1:상 전류 파형(2.5A/div), 2:PWM 시비율(Full duty/div), A:1의 확대 파형, B:2의 확대 파형

Fig. 10 Experimental result(on-going phase unipolar PWM, speed:400rpm), 1:Phase current waveform (2.5A/div), 2: PWM duty ratio(Full duty/div), A: Magnified waveform of 1, B: Magnified waveform of 2

에 맥동이 발생되고, 이로 인해 PI 제어기의 출력이 증가하여 인버터의 PWM 시비율이 증가되지만 전환에 의한 전류 맥동은 제대로 보상되지 못함을 알 수 있다. 그림 8은 전환에 의한 전류 맥동을 보상하기 위해서 본 논문에서 제안한 그림 5의 전류 제어기를 사용하고, 전환의 종료 여부는 한 스텝 전에 샘플링된 턴 오프된 상의 전류 값으로부터 판단한 경우이다. 그림 8의 확대된 파형에서 t_0 , t_1 , 그리고 t_2 는 각각 전류

제어 프로그램이 실행되는 시점이다. t_1 시점에서 임혀지는 턴 오프된 상의 전류 값은 실제로는 t_0 시점에서 샘플링된 값이다. 따라서 그림 8의 경우 t_1 시점에서 전환이 종료되었음에도 t_0 시점에서 샘플링된 턴 오프된 상의 전류가 0이 아니므로 전류 제어 프로그램은 전환이 종료되지 않은 것으로 판단하여 t_2 시점까지 식 (14)에 의해 결정된 PWM 시비율을 인버터에 인가하게 되고, 이로 인해 과보상에 의한 전류 맥동이 크게 나타나게 된다. 그림 9는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 t_0 시점에서 샘플링된 턴 오프된 상의 전류 값으로부터 t_1 시점에서의 턴 오프된 상의 전류를 예측하여 전환의 종료 여부를 판단한 경우로 전환에 의한 전류 맥동과 과보상에 의한 전류 맥동이 많이 저감되었음을 알 수 있다.

그림 10은 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하고, 전동기를 400rpm으로 회전시켰을 때의 상 전류 파형과 PWM 시비율을 나타낸 것이다. 그림 10은 전환에 의한 전류 맥동을 저감시키기 위해 본 논문에서 제안한 그림 3의 전류 제어기를 사용하고 전환의 종료 여부를 예측하여 판단한 경우로, 전환에 의한 전류 맥동이 많이 저감되었음을 확인할 수 있다.

그림 9와 그림 10을 비교해 보면, 후단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하면 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용한 경우에 비해 전환이 더 빨리 종료되는 것을 알 수 있다. 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하면 전환 구간에서 턴 오프된 상의 전류는 0으로 감소될 때까지 인버터 스위치의 온-오프 상태에 관계없이 환류 다이오드와 상 권선을 거쳐서 흐른다. 후단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하면 전환 구간에서 인버터 스위치가 오프 상태일 때 턴 오프된 상의 전류가 인버터의 직류 링크 전원을 역으로 거쳐서 흐르게 되므로, 선단부 유니폴라 PWM 방식에 비해 전환이 더 빨리 종료된다.⁽⁷⁾

그림 9와 그림 10의 경우 모두 t_0 시점 직후에 전환이 종료된다. 그리고 다음 전류 제어 프로그램이 실행되는 t_1 시점까지는 2상 통전 구간에서 인가되던 PWM 시비율보다 더 높은 PWM 시비율이 인버터에 인가되고 있다. 이로 인해 그림 9의 후단부 유니폴라 PWM 방식을 사용한 경우에는 과보상에 의한 전류 맥동이 나타나고 있다. 그러나 그림 10의 유니폴라 PWM 방식을 사용한 경우에는 과보상에 의한 전류 맥동이 거의 나타나지 않고 있다. 이것은 식 (7)과 (14)를 통해서 알 수 있듯이 후단부 유니폴라 PWM 방식의 경우 전환에 의한 전류 맥동을 저감시키기 위해서는 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하는 경우보다 더 높은 PWM 시비율이 전환 구간에서 인버터에 인가되어야 하기 때문이다. 따라서 전환에 의한 상 전류의 맥동을 저감시키기 위해서는 후단부 유니폴라 PWM 방식보다는 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하는 것이 더 유리하다.

그림 11, 12는 각각 선단부, 후단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하고, 본 논문에서 제안한 전환에 의한 전류 맥동을

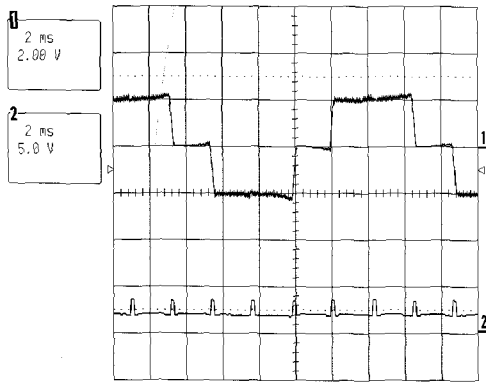


그림 11 실험 결과 (선단부 유니폴라 PWM, 회전속도: 1500rpm), 1:상 전류 파형(2.5A/div), 2:PWM 시비율(Full duty/div)
 Fig. 11 Experimental result (on-going phase unipolar PWM, speed: 1500rpm), 1: Phase current waveform (2.5A/div), 2: PWM duty ratio(Full duty/div)

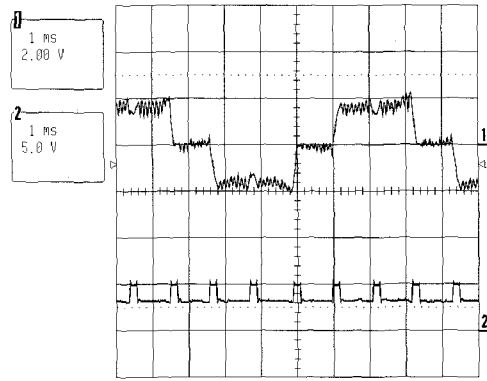


그림 13 실험 결과 (선단부 유니폴라 PWM, 회전속도: 3000rpm), 1:상 전류 파형(2.5A/div), 2:PWM 시비율(Full duty/div)
 Fig. 13 Experimental result (on-going phase unipolar PWM, speed: 3000rpm), 1: Phase current waveform (2.5A/div), 2: PWM duty ratio(Full duty/div)

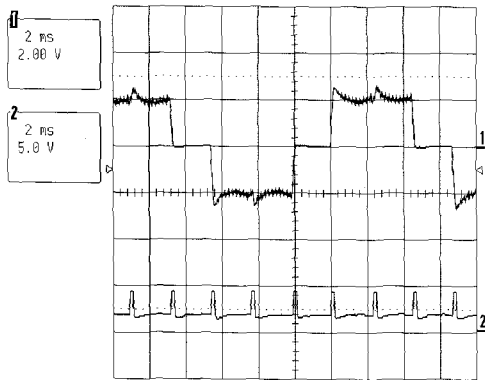


그림 12 실험 결과 (후단부 유니폴라 PWM, 회전속도: 1500rpm), 1:상 전류 파형(2.5A/div), 2:PWM 시비율(Full duty/div)
 Fig. 12 Experimental result (out-going phase unipolar PWM, speed: 1500rpm), 1: Phase current waveform(2.5A/div), 2: PWM duty ratio(Full duty/div)

환 구간에서 인버터의 PWM 시비율은 식 (7)에 의해 결정되는데, 그림 13과 같은 조건에서 식 (7)에 의해 계산된 PWM 시비율은 1보다 큰 값을 가지게 된다. PWM 시비율은 0에서 1사이의 값을 가지므로, 그림 13과 같은 조건에서는 전환에 의한 비전환 상에 인가되는 평균 전압의 감소를 완벽하게 보상할 수 없다. 또한 전동기의 상 권선에 큰 평균 전압이 인가되어지는 과도 상태에서도 전환에 의한 평균 전압 변동을 완벽하게 보상할 수 없다. 이러한 경우에는 인버터의 직류 링크 전압을 크게 함으로써 전환에 의한 전류 맥동을 완벽하게 보상할 수 있다. 그러나 인버터 직류 링크 전압은 전동기의 전압 정격 및 사용되는 스위칭 소자의 전압 정격에 의해 그 크기가 제한이 되므로 모든 운전 조건에 대하여 전환에 의한 전류 맥동을 완벽하게 보상할 수는 없다.

4. 결론

저감시키는 전류 제어 방식을 사용하고, 전동기를 1500rpm으로 회전시켰을 때의 상 전류 파형과 PWM 시비율을 나타낸 것이다. 그림 11의 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용한 경우에는 전환에 의한 상 전류 맥동이 나타나지 않지만, 그림 12의 후단부 유니폴라 PWM 방식을 사용한 경우에는 상 전류에 과보상으로 인한 맥동이 나타남을 알 수 있다.

그림 13은 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용하고, 그림 3의 전류 제어기를 사용하고, 전동기를 3000rpm으로 회전시켰을 때의 상 전류 파형과 PWM 시비율을 나타낸 것이다. 그림 13의 경우 2상 통전 구간에서의 PWM 시비율은 0.5보다 약간 큰 값이다. 그림 3의 전류 제어기를 사용하는 경우 전

본 논문에서는 브러시리스 직류 전동기의 상 전류 제어를 위해 선단부 또는 후단부 유니폴라 PWM 방식이 사용될 때, PWM 패턴의 인가 방식에 따른 전환 특성을 분석하여 전환에 의해 발생하는 전동기의 토크 맥동을 저감시키기 위한 새로운 전류 제어 방식을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 방식은 전환 구간에서 비전환 상에 인가되는 평균 전압이 2상 통전 구간에서 통전된 상에 인가되는 평균 전압과 같아지도록 전류 제어기의 출력으로부터 PWM 시비율을 다시 계산하여 인버터에 인가하는 방식으로, 그 계산식이 간단하기 때문에 마이크로 프로세서로 구현하기가 용이하다. 또한 본 논문에서는 DSP를 사용하여 브러시리스 직류 전동기의 구동 시스

템을 직접 제작하였고, 실험을 통하여 본 논문에서 제안한 전환에 의한 전류 맥동을 저감시키는 전류 제어 방식이 저속에서 고속 영역까지 다양한 속도 범위에서 효과가 있음을 확인하였다.

본 논문은 한국과학재단의 '98 핵심전문연구과제 (과제번호 981-0905-017-1) 지원에 의한 연구결과임

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, 홍창식, 이광운, 박정배, 유지윤, "영구자석 매입형 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.
- [7] J.R. Hendershot Jr., TJE Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Clarendon press. oxford, 1994.

< 저 자 소 개 >



이광운(李光雲)

1970년 12월 16일생. 1993년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정 재학중.



홍희정(洪熙政)

1969년 7월 7일생. 1997년 순천향대 공대 제어계측공학과 졸업. 현재 고려대 대학원 전기공학과 석사과정 재학중.



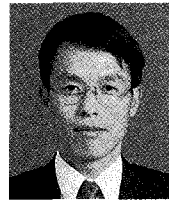
박정배(朴廷培)

1971년 5월 14일생. 1994년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정 재학중.



여형기(呂炯基)

1964년 7월 20일생. 1988년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 동 대학교 박사후 연수중.



이인호(李寅浩)

1962년 2월 25일생. 1987년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 기술신용보증기금 기술역.



유지윤(柳志潤)

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다 대학 전기공학과 졸업(공학박사). 1987년~1991년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려대 공대 전기공학과 교수. 당 학회 총무이사.