

브러시리스 직류전동기의 토크맥동 저감을 위한 전환시간 제어

論 文

55D-8-2

Commutation Time Control for Torque Ripple Reduction of BLDC Motors

吳 台 錫* · 許 南 憶* · 金 一 煥†
(Tae-Seok Oh · Nam-Euk Her · Il-Hwan Kim)

Abstract - This paper presents a new method on reducing commutation torque ripples generated in brushless dc motor drives. In such drives the current ripples are generated by motor inductance in stator windings and the back EMF. The ripples suppression techniques that are practically effective in high speed as well as in low speed regions are rarely found. The proposed method here is based on a strategy that the commutation intervals of the incoming and the outgoing phases can be equalized by a proper PWM control. The controller is implemented by a 16-bit microprocessor and effectiveness of the proposed control method is verified through experiments.

Key Words : BLDC, Torque Ripple Reduction, Commutation Time, Unipolar PWM

1. 서 론

최근, 로봇산업의 발달로 정밀, 소형 전동기의 사용이 증가하고 있다. 특히, 이동로봇이나 다각보행 로봇의 경우 수십개의 모터를 사용하고 있기 때문에 모터 및 드라이버의 소형화의 중요성이 더욱 커지고 있다. BLDC 전동기의 경우 DC 전동기에 비해 부피 대 출력이 크기 때문에 소형화가 유리하다. 또한 DC 전동기와 같이 브러시의 마모로 인한 수리가 필요 없기 때문에 유리한 장점이 있다. 반면, 모터 드라이버의 측에서 보면 DC 전동기보다 제어하기가 다소 복잡하며 부품의 수도 많기 때문에 부피가 약간 커지게 된다. 일반적으로 BLDC 전동기는 역기전력 파형이 사다리꼴(trapezoidal)인 경우와 정현파(sinusoidal)인 경우가 있으며, 사다리꼴 형태인 경우에는 회전자 위치에 동기하여 고정자 권선에 구형파 전류를 흘려주면 맥동 없는 토크를 발생시킬 수가 있어 정현파 형태의 경우보다 제어가 간단하여 소형화할 수 있는 장점이 있다. 그러나 고정자 권선의 인덕턴스 성분으로 인하여 이상적인 구형파 전류를 흘려줄 수 없으므로 상전류가 전류되는(commutation) 구간에서 상전류에 맥동이 발생되고, 이로 인해 토크 맥동이 발생되어 지능로봇과 같이 고성능을 필요로 하는데 사용하기에는 제약이 있다. 최근까지 이러한 상전류 전환에 따른 전류맥동을 감소시키기 위한 많은 연구가 있어 왔다.[1-8]. 김태성 등은 이상적인 전류를 흘려주기 위하여 프리에 시리즈 계수를 이용하여 전류 고조파를 계산하고, 이 고조파 성분을 정지 좌표계상의

값으로 환산한 후 전류제어를 통하여 공간 전압벡터 PWM 방식으로 구현하여 구형파에 근접한 상전류를 발생시켜 토크맥동을 줄이는 방법을 제안하였다.[1] 고조파 계산을 위해 Look-up 테이블과 전류제어기를 위해 DSP를 사용하였다. 권경준 등은 브러시리스 직류전동기에서 상전류 전환시 전환하는 전류의 변화율을 같게 하기 위한 전압을 중성점 전압과 전환하는 상들의 역기전력을 고려하여 보상전압을 전류제어기 출력에 인가하여 토크맥동을 최소화하는 방식을 제안하였다.[2] 그러나 이러한 방식을 구현하기 위해서는 고속의 DSP가 필요하고, 특히 고속에서는 전환시간이 짧기 때문에 전류제어기로서 충분한 보상이 어렵다. Berendsen은 브러시리스 직류전동기의 상전류 바이폴라(Bipolar) PWM 방식으로 제어할 때 전류구간에서 전동기의 중성점과 인버터 중성점간의 전위차를 전류제어기에 전향 보상하여 전류에 의한 토크맥동을 저감시키는 방법을 제안하였다.[3] 그러나, 바이폴라 PWM 방식은 전류제어시에 응답성이 우수하나 스위칭 손실과 전류리플이 유니폴라(Unipolar) 방식보다 큰 단점이 있다.

본 논문에서는 유니폴라 PWM 방식에서 저속영역과 고속영역을 구분하여 전류 전환 구간의 시간을 계산하여 감쇠 모드 전환 시간과 상승 모드 전환시간을 제어함으로써 토크맥동을 최소화하는 방법을 제안하였다. 또한, 제안한 방법을 마이크로프로세서를 이용하여 구현하여 그 효용성을 확인함으로써, 로봇과 같은 고성능 위치제어에 적용할 수 있음을 보이고자 한다.

2. 본 론

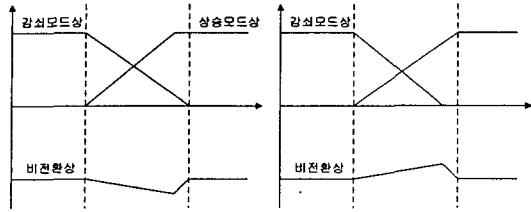
2.1 전류 전환 구간에서의 전류 맥동

전류 전환 구간에서의 전류 맥동 현상을 그림1에 나타낸다. 이러한 현상은 120° 구형파 전류 제어를 할 때 제한된

† 교신저자, 正會員 : 江原大學交 電氣電子工學部 教授 · 工博
E-mail : ihkim@kangwon.ac.kr

* 正會員 : 江原大學交 電子通信工學科
接受日字 : 2006年 5月 19日
最終完了 : 2006年 7月 18日

DC 전압과 인덕턴스, 사다리꼴 형태의 역기전력에 때문에 생기는 문제이다.



(a) 저속영역의 전류 맥동 (b) 고속영역의 전류 맥동

그림 1 전환구간에서의 전류 맥동

Fig. 1 current ripple in commutation period

그림 1에서 알 수 있듯이 감속모드상의 전류하강 시간과 상승모드상의 전류상승 시간이 일치하지 않으면 비전환상에 전류리플이 존재하게 되고, 이러한 현상은 저속영역과 고속영역에서 달리 나타나므로 전류맥동 보상 방법도 달라야 함을 알 수가 있다.

2.2 저속영역에서 전류전환 구간의 전류 보상방법

2.2.1 유니폴라 PWM 방식에서 스위치 ON시의 전류

그림2는 유니폴라 PWM에서 스위치 ON시의 전류 흐름을 나타낸다. 이때의 수식은 구해보면 식(1), 식(2)와 같다.

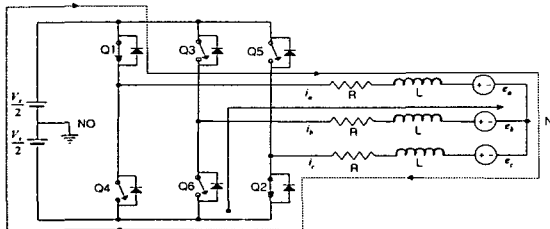


그림 2 저속 전환구간에서의 전류 (스위치 ON)

Fig. 2 current in commutation period at low speed(PWM On)

$$\begin{aligned} \frac{V_s}{2} &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + V_{NNO} \\ -\frac{V_s}{2} &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + V_{NNO} \\ -\frac{V_s}{2} &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + V_{NNO} \end{aligned} \quad (1)$$

$$V_{NNO} = \frac{-V_s}{6} - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} \quad (2)$$

여기서, V_s 는 직류 공급전압, R 은 상전압, L 은 인덕턴스, e 는 역기전력, i 는 상전류, V_{NNO} 는 모터의 중성점 전압이다.

2.2.2 유니폴라 PWM 방식에서 스위치 OFF시의 전류

그림3은 전환구간에서 유니폴라 PWM에서 스위치 OFF

시의 전류 흐름을 나타낸다. 이때의 수식을 구해보면 식(3), 식(4)와 같다.

$$\begin{aligned} -\frac{V_s}{2} &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + V_{NNO} \\ -\frac{V_s}{2} &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + V_{NNO} \\ -\frac{V_s}{2} &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + V_{NNO} \end{aligned} \quad (3)$$

$$V_{NNO} = \frac{-V_s}{2} - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} \quad (4)$$

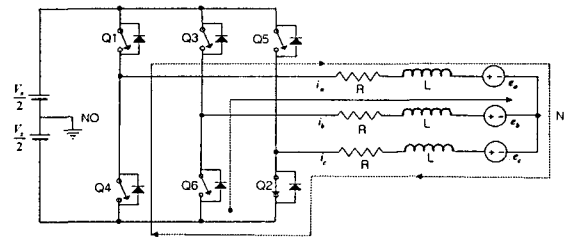


그림 3 저속 전환구간에서의 전류 (스위치 OFF)

Fig. 3 current in commutation period at low speed(PWM Off)

2.2.3 저속영역에서 전류맥동 보상

식(2)와 식(4)로부터 전환구간에서 비전환상의 평균 전압(V_{m2})을 PWM 시비율(d_b)로 표현하면 식(5)와 같다.

$$V_{m2} = \frac{V_s d_b}{3} - \frac{4e}{3} \quad (5)$$

여기서, d_b 는 저속 전환구간에서 PWM의 시비율을 나타낸다. 이때, 전환구간에서 역기전력의 크기는 일정하다고 가정하였다. 즉 역기전력은 식(6)과 같이 표현할 수 있다.

$$e_a = e_b = -e_c = e \quad (6)$$

비전환 구간에서 비전환상의 평균 전압(V_{m1})을 PWM 시비율(d_a)에 관한 식으로 표현하면 식(7)과 같다.

$$V_{m1} = \frac{V_s d_a}{2} - e \quad (7)$$

여기서, d_a 는 저속 비전환구간에서 PWM의 시비율을 나타낸다. 전류 맥동을 줄이기 위해서는 비전환상의 전류를 일정하게 유지해야 하고 전류를 일정하게 하기 위해서는 비전환상의 전압은 전환시와 비전환시에 같아야 하기 때문에 전환시의 PWM 시비율은 식(5)와 식(7)로부터 식(8)과 같이 구해진다.

$$d_b = \frac{3}{2} d_a + \frac{e}{V_s} \quad (8)$$

감속 모드상에 걸리는 평균 전압(V_{m3})은 식(9)와 같다.

$$V_{m3} = -\frac{V_s d_b}{3} + \frac{e}{3} \quad (9)$$

따라서 전환 구간에서 감쇠모드 상에서의 전압식은 식(10)과 같다.

$$Ri_b + L \frac{di_b}{dt} = \frac{-V_s d_b + e}{3} - e \quad (10)$$

식(10)으로부터 전환구간 시간(t_f)을 구하면 식(11)과 같다.

$$t_f = -\frac{L}{R} \ln \left[\frac{V_s d_b + 2e}{3Ri_p + V_s d_b + 2e} \right] \quad (11)$$

여기서, i_b 는 감쇠모드상 전류의 초기치이다.

위와 같은 방법으로 상승모드 상에서의 전압방정식을 구하면 식(12)와 같다.

$$Ri_a + L \frac{di_a}{dt} = \frac{2V_s d_b - 2e}{3} \quad (12)$$

식(12)로부터 상승모드시의 전환구간 시간(t_r)을 구하면 식(13)과 같다.

$$t_r = -\frac{L}{R} \ln \left[\frac{2V_s d_b - 2e - 3Ri_p}{2V_s d_b - 2e} \right] \quad (13)$$

식(11)과 식(13)으로부터 듀티가 1인 경우, 즉 스위치를 완전히 ON시켰을 때 상승모드의 전환구간 시간과 감쇠모드의 전환구간 시간이 같아지는 조건은 식(14)와 같다.

$$e = \frac{V_s - 3Ri_p}{4} \quad (14)$$

식(14)에서 속도가 증가하여 $4e + 3Ri_p$ 가 V_s 보다 커지게 되면 식(14)의 조건을 만족할 수가 없게 된다. 따라서 고속에서는 다른 방법의 보상이 필요하다.

2.3 고속영역에서 전류전환 구간의 전류 보상 방법

고속에서 전류전환 구간의 전류는 그림1의 (b)와 같이 역기전력의 영향으로 감쇠모드 상의 전류감쇠 기울기는 상승모드 상의 전류상승 기울기보다 더 급해진다. 따라서 식(14)에서 알 수 있듯이 인가전압을 최대로 즉 PWM의 듀티를 1로 하여 상승 시간을 최대한 빠르게 하여도 고속에서는 식(14)를 만족할 수 없게 된다.

2.3.1 유니폴라 PWM 방식에서 스위치 ON시의 전류

그림4는 고속 전환구간에서 유니폴라 PWM 스위치 ON시의 전류 흐름을 나타낸다. 이때의 수식을 구해보면 식(15), 식(16)과 같다.

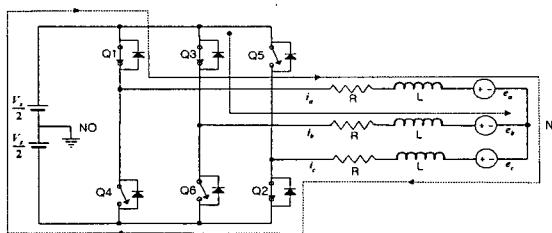


그림 4 고속 전환구간에서의 전류 (PWM ON)
Fig. 4 current in commutation period at high speed(PWM On)

$$\begin{aligned} \frac{V_s}{2} &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + V_{NNO} \\ \frac{V_s}{2} &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + V_{NNO} \\ -\frac{V_s}{2} &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + V_{NNO} \end{aligned} \quad (15)$$

$$V_{NNO} = \frac{V_s}{6} - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} \quad (16)$$

2.3.2 고속 유니폴라 PWM 스위치 OFF구간 수식

그림5는 고속 전환구간에서 유니폴라 PWM OFF시의 전류 흐름을 나타낸다. 이때의 수식을 구해보면 식(17), 식(18)과 같다.

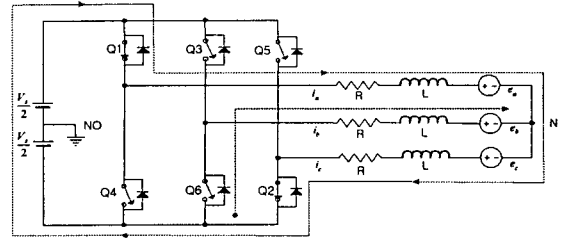


그림 5 고속 전환구간에서의 전류 (PWM Off)
Fig. 5 Current in commutation period at high speed(PWM Off)

$$\begin{aligned} \frac{V_s}{2} &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + V_{NNO} \\ -\frac{V_s}{2} &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + V_{NNO} \\ -\frac{V_s}{2} &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + V_{NNO} \end{aligned} \quad (17)$$

$$V_{NNO} = \frac{-V_s}{6} - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} \quad (18)$$

2.3.3 고속영역에서 전류맥동 보상

전환구간에서 감쇠 모드상의 전압식을 PWM의 시비율(d_f)로 표현하면 식(19)와 같다.

$$Ri_b + L \frac{di_b}{dt} = \frac{2V_s d_f - V_s - 2e}{3} \quad (19)$$

여기서, d_f 는 고속에서 감쇠모드상의 PWM 시비율이다. 전환 구간에서 상승 모드 상 전압 식을 PWM의 시비율에 관한 식으로 표현하면 식(20)과 같다.

$$Ri_a + L \frac{di_a}{dt} = \frac{-V_s d_f + 2V_s - 2e}{3} \quad (20)$$

고속영역에서의 전환구간에서 감쇠상 모드 시간과 상승상 모드 시간을 계산하면 각각 식(21)과 식(22)가 된다.

$$t_f = -\frac{L}{R} \ln \left[\frac{2V_s d_f - V_s - 2e}{2V_s d_f - V_s - 2e - 3Ri_p} \right] \quad (21)$$

$$t_r = -\frac{L}{R} \ln \left[\frac{2V_s - 2e - 3Ri_p - V_s d_f}{2V_s - 2e - V_s d_f} \right] \quad (22)$$

따라서 상승상 모드 시간과 감쇠상 모드 시간을 같게 만드는 조건의 PWM 시비율은 식(23)과 같다.

$$d_f = \frac{4e + 3Ri_p}{V_s} - 1 \quad (23)$$

2.4 전류전환 구간에서의 전류맥동 저감 구현

앞에서 알아본 바와 같이 상승모드 상 전류와 감쇠 모드 상 전류의 전환시간을 같게 하기 위해서는 저속과 고속을 구분하여 보상할 필요가 있다.

2.4.1 저속 구간에서의 전류 맥동 저감 구현

식(11)로부터 전환시간은 역기전력(e), PWM 시비율(d_b), 초기전류(i_p)에 의하여 결정되는 것을 알 수 있다. 따라서 3개의 변수들과 전환구간 시간 관계 곡형을 구해보면 그림 6과 같다.

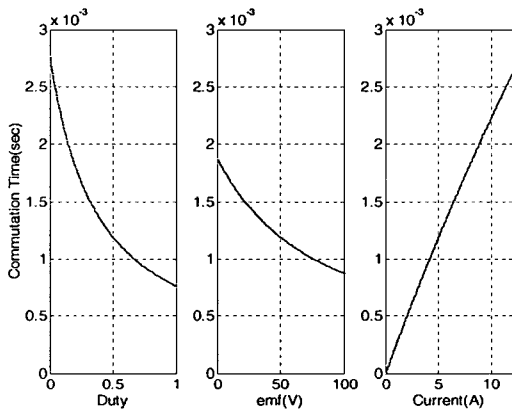


그림 6 듀티, 역기전력, 초기전류에 대한 전환시간
Fig. 6 commutation time for duty, back-EMF, current

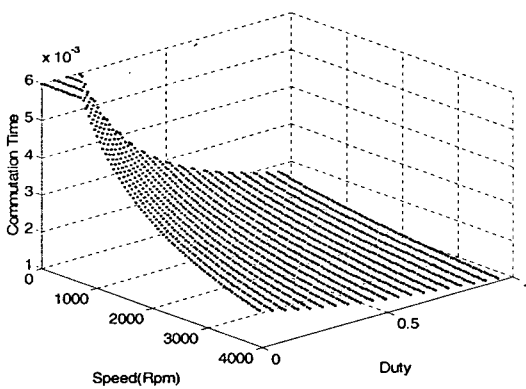


그림 7 저속에서 듀티, 역기전력(속도)에 대한 전환시간 테이블
Fig. 7 commutation time table for duty, back_EMF at low speed

그림 6에서 초기전류는 최대치 12A로 하고 2차원 테이블을 구성하면 그림 7과 같다. 테이블로부터 전환시간을 구하고 다시 초기전류와의 관계를 이용하여 전환 시간을 구하면 거의 정확하게 구할 수 있다.

저속구간에서 전류맥동 저감 방법은 위의 방법을 이용하여 전환시간을 계산하고 식(8)로부터 계산된 전압(듀티)를 전환시간 동안 상승모드 상에 인가하는 방법으로 구현된다.

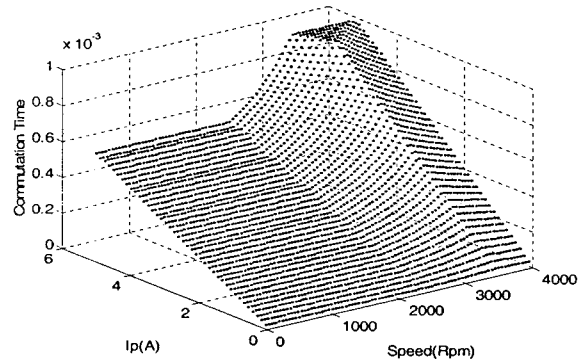


그림 8 고속에서 초기전류, 역기전력(속도)에 대한 전환시간 테이블
Fig. 8 commutation time table for current, back_EMF at high speed

2.4.2 고속에서 전류 맥동 저감 구현

고속에서의 전류 전환 시간은 식(21), 식(22), 식(23)로부터 초기전류와 역기전력으로 결정되는 것을 알 수 있다.

위의 변수들과 전환시간의 관계를 2차원 테이블로 나타내면 그림 8과 같다. 고속에서의 전류 맥동 저감 방법은 그림 8의 테이블을 이용하여 전환시간을 구하고 전환시간 동안 감쇠모드상에 식(23)에서 계산된 전압(듀티)을 인가하는 방법으로 구현된다.

2.4.3 실험 시스템 구성

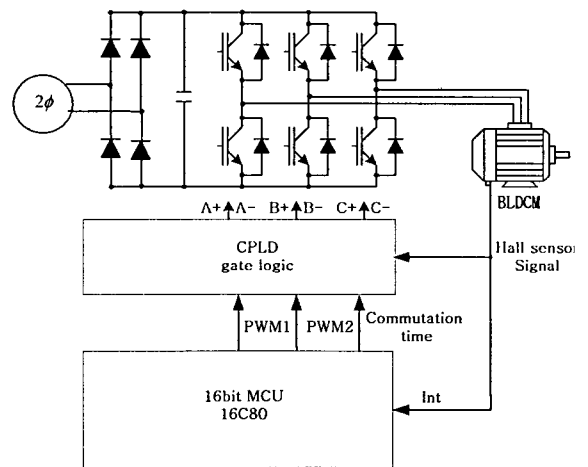


그림 9 실험 시스템 구성
Fig. 9 experiment system

실험 시스템은 미쓰비시 16bit 마이크로 컨트롤러(16C80), CPLD(complex programmable logic device), 인버터, BLDC 모터 등으로 구성된다. 모터는 3상 브러시리스 직류 전동기로서 전동기의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1 BLDC 전동기의 파라미터

Table 1 Parameter of BLDC Motor

정격출력	W	550[W]
정격전압	V	170[V]
정격전류	A	3.2[A]
관성	J	0.001323[kg · m ²]
극수	P	4
저항	R	2.47[Ω]
인덕턴스	L	21.8[mH]
토크상수	Kt	0.573[Nm]
역기전력상수	Ke	0.037[V/rpm]

마이크로프로세서가 홀센서의 상승 및 하강신호의 인터럽트에 의한 전환시작 시점을 인식하면 저속에서는 미리 계산된 보상된 PWM 듀티와 전환시점을 알려주는 신호를 출력하며, 고속에서는 상승모드상 PWM 듀티를 1로 출력하고 계산된 감쇠모드상 PWM과 전환시점을 알려주는 신호를 CPLD에 출력한다. CPLD는 이 신호의high 시간 동안 보상이 이루어지도록 하였다. 저속영역과 고속영역의 구분되는 속도는 식(14)로부터, $V_s = 310$ [V], $R = 2.47$ [Ω], $i_b = 12$ [A]일 때 2,300 [rpm] 이다.

2.5 실험 결과

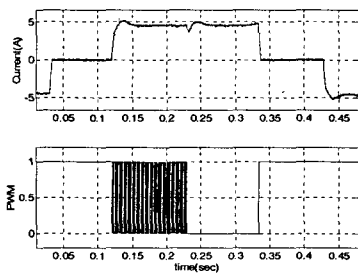


그림 10 저속에서의 토크 맥동저감 (보상전)
Fig. 10 reduction of torque ripple at low speed (without compensation)

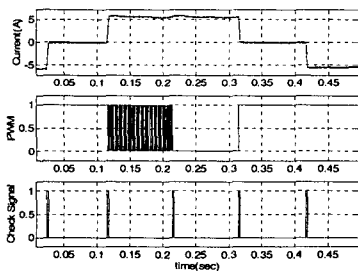


그림 11 저속에서의 토크 맥동저감 (보상후)
Fig. 11 reduction of torque ripple at low speed (with compensation)

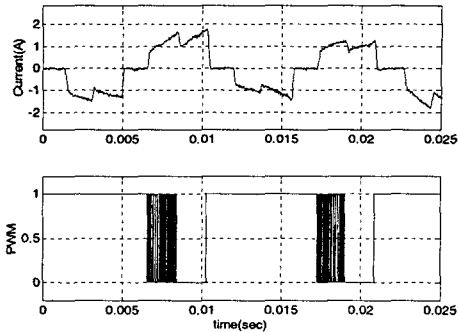


그림 12 고속에서의 토크 맥동저감 (보상전)
Fig. 12 reduction of torque ripple at high speed (without compensation)

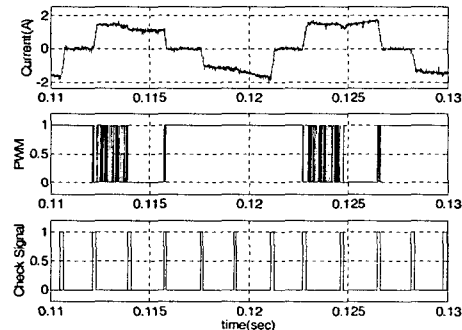


그림 13 고속에서의 토크 맥동저감 (보상후)
Fig. 13 reduction of torque ripple at high speed (with compensation)

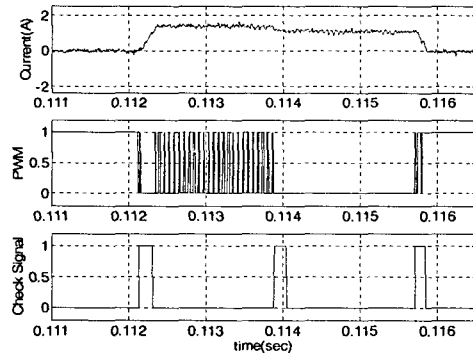


그림 14 고속에서의 토크 맥동저감 확대(보상후)
Fig. 14 Reduction of torque ripple at high speed (with compensation)

저속(30rpm) 인 경우 그림 10, 그림 11은 각각 전환구간 보상이 없는 경우와 있는 경우의 PWM파형과 전류 파형을 나타낸다. 그림 11에서 볼 수 있듯이 제안된 방법에 의해 전환구간 보상을 한 경우에 전류 맥동이 줄어든 것을 확인할 수 있다. 그림 11에서 check signal은 보상 시간을 나타낸다. 그림 12, 그림 13은 고속(2800rpm)인 경우의 보상 전과 보상 후의 파형이다. 고속에서 보상 방법을 이용하여 보상한 경우의 전류 파형이 보상하지 않은 경우보다 맥동이 현저히 줄어 든 것을 알 수 있다. 그림 14는 그림13을 확대한 것으로 전류 감쇠 모드에서 PWM이 0이 되지 않고 감쇠

모드 전류 전환시간을 늘려주기 위하여 계산된 PWM이 인가되는 것을 보여준다.

3. 결 론

본 논문에서는 사다리꼴 형태의 역기전력을 가지는 브러시리스 직류전동기의 전류맥동을 최소화하기 위하여 유니폴라 PWM 방식에서 저속영역과 고속영역을 구분하여 전류 전환 구간의 시간을 계산하여 감쇠모드 전환 시간과 상승모드 전환시간을 동일하도록 제어함으로 토크 맥동을 최소화하는 방법을 제안하였다. 고속영역에서 전환구간의 시간이 대략 0.2 ms 정도이므로 전류제어기로서 보상하는 경우에 고속의 DSP를 사용하여도 샘플링 시간이 0.1 ms 정도로 설정하여도 최소한 0.5 ms 이상이 필요하다. 또한, 전압 공간 벡터 PWM을 위해서는 DSP의 사용이 요구된다. 그러나, 본 논문에서는 제안한 방법을 16비트 마이크로프로세서를 이용하여 구현하여 그 효용성을 확인함으로써 저가격화 및 소형화가 가능하며, 로봇과 같은 고성능 위치제어에 적용할 수 있음을 보였다.

감사의 글

이 논문은 강원대학교 BK21사업 및 정보통신연구소 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사드립니다.

참 고 문 헌

[1] Tae-Sung Kim, Sung-Chan Ahn, Dong-Seok Hyun, "A new current control algorithm for torque ripple reduction of BLDC motors", Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE, Volume 2, pp. IECON, 2001.

[2] 권경준, 김상훈 "Brushless DC Motor에서 토크리플 저감을 위한 전환 구간에서의 전류제어 기법", 전력전자학회지, 제9권3호, pp.195-202, 2004

[3] C. Berendsen, G. Champenois, A. Bolopion, "Commutation Strategies for Brushless DC Motor ; Influence on Instant Torque" IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 8, No.2, pp.231-236, 1993

[4] Joong-Ho Song, Ick Choy, "Commutation torque ripple reduction in brushless DC motor drives using a single DC current sensor", Power Electronics, IEEE Transactions on Volume 19, Issue 2, pp.312-319, March 2004

[5] Kwang-Woon Lee, Jung-Bae park, Hyeong-Gee Yeo, Ji-Yoon Yoo, Hyun-Min Jo, "Current Control Algorithm To Reduce Torque Ripple in Brushless DC Motors" 전력전자학회: 학술대회지, PROCEEDINGS ICPE 98, pp.380-385, 1998

[6] Xiangjun Zhang, Boshi Chen, Pingping Zhu, Huaigang Lei, "A new method to minimize the commutation torque ripple in trapezoidal BLDC motor with sensorless drive" Power Electronics and Motion Control Conference, Proceedings. PIEMC 2000. Volume 2, pp.607-611, 2000

[7] 강석주, 김준석, 홍석준, 설승기, "저가형 BLDC 구동장치를 이용한 정밀 위치제어", 대한전기학회지, 제44권 제4호, pp.447-452, 1995

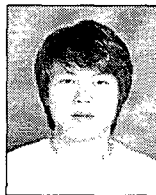
[8] 강병희, 목형수, 최규화, "최소토크맥동을 갖는 BLDC 전동기의 최적제어", 전력전자학회지, 제8권 제1호, 2003

저 자 소 개



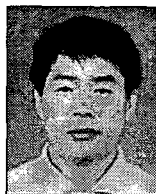
오 태 석 (吳 台 錫)

강원대학교에서 제어계측 학사, 석사, 박사학위를 각각 1998년, 2001년, 2005년에 받았으며, 현재 동 대학원에서 박사연구원으로 있다. 관심 연구 분야는 제어 시스템, 지능 제어, 모터 드라이브이다.



허 남 역 (許 南 憶)

강원대학교에서 제어계측 학사학위를 2005년에 받았으며, 현재 동 대학원에서 석사과정 중에 있다. 관심 연구 분야는 제어 시스템, 지능 제어, 모터 드라이브이다.



김 일 환 (金 一 煥)

서울대학교에서 제어계측 학사, 석사 학위를 각각 1982년과 1988년에 받았으며, 1993년에 일본 토호쿠대학에서 공학 박사 학위를 받았다. 1995년 강원대학교 전기전자공학부 교수로 임용되어 현재 동 학부 교수로 재직 중이다. 관심 연구 분야는 제어, 메카트로닉스 및 휴먼 인터페이스이다.