

브러시리스 직류전동기의 전환에 의한 전류 맥동 저감에 관한 연구

論 文
48B-9-5

A Study on Reduction of Current Ripple due to Commutation in Brushless DC motor

李光雲* · 朴廷培** · 呂炯基*** · 柳志潤§
(Kwang-Woon Lee · Jung-Bae Park · Hyeong-Gee Yeo · Ji-Yoon Yoo)

Abstract - This paper presents a novel current control method to reduce the current ripple due to commutation in brushless DC motor fed with unipolar PWM voltage source inverter. The proposed current control method can reduce the current ripple due to commutation in high speed range where the DC link voltage of the inverter is less than four times of the phase back-emf. The effectiveness of the proposed current control method is verified with digital simulations and experiments on the 250W brushless DC motor drive systems.

Key Words : brushless DC motor, commutation, unipolar PWM, current ripple, current control

1. 서 론

역기전력 파형이 사다리꼴인 브러시리스 직류전동기는 구형파의 상전류를 순차적으로 인가해주면 맥동 없는 일정한 토크를 발생시킨다. 일정한 구형파 전류를 전동기에 인가하려면 전류원 인버터를 사용하여야 하나, 전류원 인버터의 경우 큰 인덕터와 높은 내압의 스위칭 소자를 필요로 하므로 경제성 있는 드라이브의 구현이 곤란하다. 따라서 전압원 인버터를 사용하여 상전류를 제어하는 방식이 주로 사용되고 있으나, 전압원 인버터를 사용할 경우 전동기 권선의 인덕턴스 성분과 인버터의 제한된 직류링크 전압으로 인하여 이상적인 구형파 전류를 전동기에 공급하여 줄 수 없기 때문에 상전류 전환시 비전환 상전류에 맥동이 나타나게 된다. 브러시리스 직류전동기에서 전환에 의한 전류 맥동은 토크 맥동을 발생시키는 주된 원인이 된다. 전동기에서 발생하는 토크 맥동은 소음 및 진동을 발생시키고, 속도 및 위치 제어 서보에서 오차를 발생시킨다. 따라서 브러시리스 직류전동기의 토크 맥동 저감을 목적으로 전환에 의한 전류 맥동을 저감시키기 위한 많은 연구가 진행되어 왔다.[1-3]

현재까지 보고된 전환에 의한 전류 맥동 저감 기법들은 전류 제어 여부에 따라 크게 2가지로 분류할 수 있다. 하나는 전류 제어를 하지 않는 저가형 브러시리스 직류전동기 드라이브에 적용하는 기법들로, 개-루프 제어를 하기 때문에 전동기 파라미터에 대한 적절한 튜닝이 필요하고, 다양한 운전 조건에서 전환에 의한 전류 맥동을 완벽하게 저감시킬 수 없는 문제점을 가지고 있다. 다른 하나는 전류 제어를 하는 경

우에 적용하는 기법들로, Carlson등은 상전류를 직접 검출하여 히스테리시스(Hysteresis) 전류 제어 기법으로 제어함으로써 인버터의 직류링크 전압이 상역기전력의 4배 이상이 되는 영역에서는 전환에 의한 전류 맥동을 완벽하게 저감시킬 수 있음을 보였다. 또한 Berendsen등은 전류 제어를 위해 바이폴라(Bipolar) PWM 방식이 사용되는 경우의 전환에 의한 전류 맥동 저감 기법을 제안하였다. 그러나 이 기법들은 인버터의 제한된 직류링크 전압으로 인하여 고속 운전 영역에서는 전환에 의한 전류 맥동을 완벽하게 저감시킬 수 없는 한계를 지니고 있다.[3-6]

본 연구에서는 선단부 유니폴라 PWM 방식의 전압원 인버터에 의해 구동되는 브러시리스 직류전동기에서 전환에 의한 전류 맥동 발생 메커니즘을 분석하고, 고속 영역에서도 전환에 의한 전류 맥동 저감이 가능한 새로운 전류 제어 기법을 제안하며, 브러시리스 직류전동기 드라이브에 제안된 방법을 적용하여 전환에 의한 상전류 맥동을 저감시킴으로써 그 효용성을 보이고자 한다.

2. 전동기 구동 방식 및 PWM 패턴

그림 1은 3상 브러시리스 직류전동기의 회전자 위치에 따른 이상적인 역기전력 및 전류 파형과 토크 파형이다. 그림 1에서 알 수 있듯이 브러시리스 직류전동기에서 일정 토크를 발생시키기 위해서는 역기전력이 평탄한 구간에서 구형파 형태의 전류를 인가해야 하며, 전기각으로 60도 회전할 때마다 상전류 전환을 행하는 3상 2여자 방식으로 구동되어야 한다. 그림 2는 브러시리스 직류전동기 드라이브의 등가회로이다.

브러시리스 직류전동기는 3상 2여자 방식으로 구동되므로 통전되는 상에만 PWM 펄스가 인가되며, PWM 방식은 PWM 패턴의 형태에 따라서 바이폴라 PWM과 유니폴라 PWM으로 나뉘어진다. 바이폴라 PWM은 통전되는 2개의 상들에 PWM 펄스가 모두 인가되는 방식이고, 유니폴라 PWM

* 正 會 員 : 高麗大 情報通信研究所 前任研究員 · 工博

** 正 會 員 : 高麗大 電氣工學科 博士課程

*** 正 會 員 : 두원工大 컴퓨터응용제어學科 專任講師 · 工博

§ 正 會 員 : 高麗大 電氣 · 電子 · 電波工學部 教授 · 工博

接受日字 : 1999年 2月 25日

最終完了 : 1999年 8月 12日

은 통전되는 2개의 상들 중에서 1개의 상에만 PWM 펄스가 인가되는 방식이다. 유니폴라 PWM은 바이폴라 PWM 방식에 비해서 스위칭 손실 및 전류 맥동이 적은 장점을 가지고 있다.[7,9] 본 논문에서 사용한 PWM 방식은 그림 3과 같이 전기적으로 120도의 통전 구간 중 선단부의 60도 구간에만 PWM 펄스가 인가되는 선단부 유니폴라 PWM 방식으로, 스위칭으로 인한 전기적인 스트레스를 6개의 스위칭 소자에 골고루 분담시키는 특징이 있다.

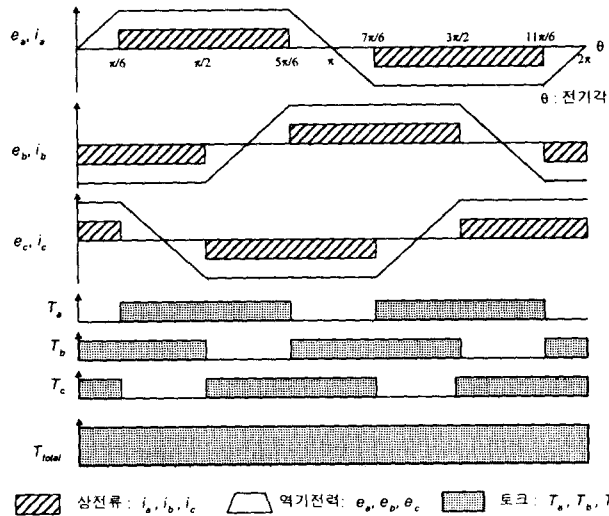


그림 1 브러시리스 직류전동기의 역기전력, 전류 및 토크 파형
Fig. 1 Back-emf, current and torque waveforms of brushless DC motor

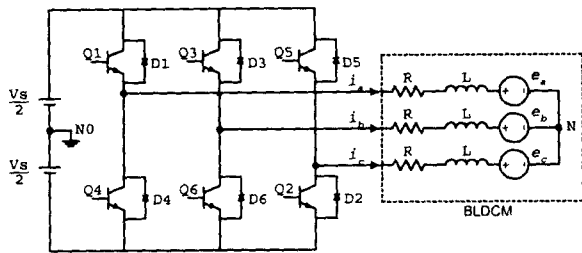


그림 2 브러시리스 직류전동기 드라이브의 등가 회로
Fig. 2 Equivalent circuit of brushless DC motor drive

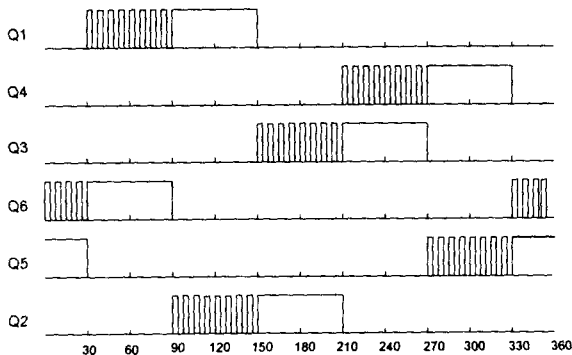


그림 3 인버터 게이트의 유니폴라 PWM 신호 파형
Fig. 3 Waveforms of unipolar PWM for inverter gates

3. 전환에 의한 전류 맥동 저감 방법

3.1 저속 영역에서의 전환에 의한 전류 맥동 저감

유니폴라 PWM 방식의 전압원 인버터를 사용하는 경우, 2상 통전 구간에서의 PWM 시비율이 D_a 일 때 통전된 상에 인가되는 평균 전압 V_{m1} 은 다음과 같다.

$$V_{m1} = \frac{V_s D_a}{2} \quad (1)$$

식 (1)에서 V_s 는 인버터의 직류링크 전압이다.

그림 4는 선단부 유니폴라 PWM 방식을 사용할 때 a상-c상 통전에서 b상-c상 통전으로 상전류가 전환되는 구간에서 Q3의 온-오프 상태에 따른 전류 경로를 실선으로 나타낸 것이다. 그림 4로부터 전환 구간에서의 상전압 방정식은 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} -V_s/2 &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + V_{N0} \\ V_s(2S-1)/2 &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + V_{N0} \\ -V_s/2 &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + V_{N0} \end{aligned} \quad (2)$$

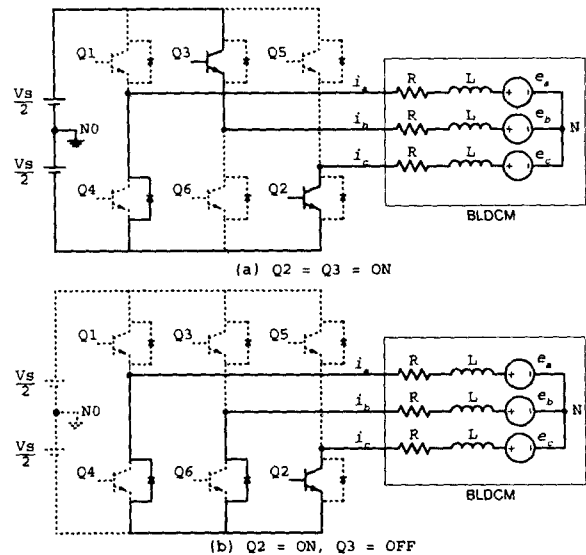


그림 4 전환 구간에서의 전류 경로
Fig. 4 Current path during commutation period
(a) Q3=on (b) Q3=off

식 (2)에서 R은 상저항, L은 상인덕턴스, e_a, e_b, e_c 는 상 역기전력이고, V_{N0} 는 전동기의 중성점 N과 인버터의 중성점 N0간의 전위차이며, S는 스위칭 함수로 인버터의 스위칭 소자가 턴-온되면 1, 턴-오프되면 0의 값을 가진다. 식 (2)로부터 V_{N0} 는 다음과 같이 유도된다.

$$V_{N0} = \frac{V_s(2S-3)}{6} - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} \quad (3)$$

전환 구간에서의 PWM 시비율을 D_b 라고 할 때, 식 (2), (3)으로부터 전환 구간에서 비전환 상인 c상에 인가되는 평균 전압 V_{m2} 를 구할 수 있다.

$$V_{m2} = \frac{V_s D_b}{3} - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} \quad (4)$$

식 (1), (4)로부터 2상 통전 구간에서의 PWM 시비율과 전환 구간에서의 PWM 시비율이 동일하다면 비전환 상인 c상에 인가되는 평균 전압이 전환에 의해 순간적으로 변동되는 것을 알 수 있다. 이러한 전환에 의한 비전환 상에 인가되는 평균 전압의 순간적인 변동은 비전환 상전류에 맥동을 발생시키고, 전환 구간에서의 발생 토크는 비전환 상전류에 비례하므로 토크 맥동이 발생된다.[5]

전환에 의한 비전환 상전류의 맥동을 저감시키기 위해서는 비전환 상에 인가되는 평균 전압이 전환에 의해 변동되지 않도록, 즉 $V_{m2} = V_{m1}$ 이 되도록 전환 구간에서의 PWM 시비율 D_b 를 다음과 같이 조정해 주어야 한다.

$$D_b = \frac{3}{2} D_a + \frac{e_a + e_b + e_c}{V_s} \quad (5)$$

전환 구간에서 상역기전력의 크기가 일정하고, 전동기 회전 속도에 비례한다고 가정하면

$$e_a = e_b = -e_c = K_e \omega_m \quad (6)$$

이고, 식 (5)는 다음과 같이 간략화 된다.

$$D_b = \frac{3}{2} D_a + \frac{K_e \omega_m}{V_s} \quad (7)$$

식 (6), (7)에서 K_e 는 상역기전력 상수이고, ω_m 은 전동기의 회전 속도이다.

그림 5는 선단부 유니폴라 PWM 방식의 인버터에 의해 구동되는 브러시리스 직류전동기에서 전환에 의한 전류 맥동을 저감시키기 위해 본 논문에서 제안한 전류 제어기이다. 2상 통전 구간에서 인버터의 PWM 시비율은 PI 제어기의 출력에 의해 결정되어진다. 전환이 시작되면 인버터의 PWM 시비율은 식 (7)에 의해 결정되어지고, 전환이 종료되면 다시 PI 제어기의 출력에 의해 인버터의 PWM 시비율이 결정되어진다. 전류 제어 제어프로그램은 PWM 반송파 주파수에 동기되어 실행되며, 전류 제어 프로그램 내에서 전동기에 부착되어 있는 전환용 홀 센서의 출력을 읽어서 상전류 전환을 수행한다. 따라서 전환의 시작은 PWM 펄스 신호가 1이 되는 시점에 동기화 된다.

고속의 마이크로 프로세서를 사용하여 전류 제어를 하는 경우에는 AD 컨버터의 상대적으로 느린 변환 시간 때문에 현재 제어 시점보다 한 스텝 전에 샘플링된 전류 값을 전류 제어 프로그램에서 사용하는 것이 일반적이다. 전환의 종료 시점은 턴-오프된 상의 전류가 0으로 소호되는 시점이다. 전환의 종료 여부를 한 스텝 전에 샘플링된 턴-오프된 상의 전류 값으로부터 결정한다면, 전환 종료 후에도 식 (7)에 의해 계산되어진 PWM 시비율이 인버터에 인가되므로 상전류

에는 과보상에 의한 맥동이 발생된다.[8] 이러한 과보상에 의한 전류 맥동 발생을 방지하기 위해서는 전환이 종료되는 시점을 정확히 알 필요가 있다. 전환이 시작되는 시점에서 턴 오프되는 상전류의 초기값이 I_p 이고, 전환 구간에서의 PWM 시비율 D_b 가 일정하다면, 전환이 시작되는 시점을 0으로 보았을 때 전환이 종료되는 시점 t_f 는 다음과 같이 주어진다.

$$t_f = -\frac{L}{R} \ln \left(\frac{V_s D_b + 2K_e \omega_m}{3RI_p + V_s D_b + 2K_e \omega_m} \right) \quad (8)$$

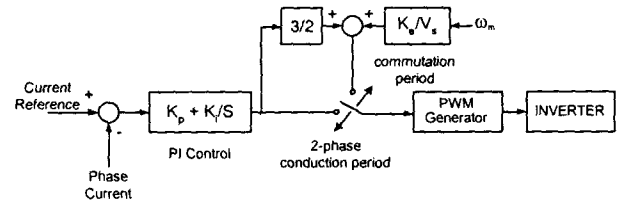


그림 5 전환에 의한 전류 맥동 저감을 위해 제안한 전류 제어기

Fig. 5 Proposed current controller to reduce current ripple due to commutation

그림 6은 본 논문에서 제안한 전환에 의한 전류 맥동 저감을 위한 전류 제어 기법을 사용할 때, a상-c상 통전에서 b상-c상 통전으로 전환되는 구간에서의 a상, b상 전류 파형과 인버터의 Q1, Q2, Q3의 게이트에 가해지는 PWM 펄스 패턴을 나타낸다. 전환이 시작되면 전류 제어 프로그램은 식 (8)에 의하여 전환의 종료 시점 t_f 를 구하고, t_f 값을 토대로 (n+2)시점까지만 식 (7)에 의해 계산되어진 PWM 시비율을 인버터에 인가한다. 또한 전환이 (n+2)와 (n+3)시점 사이에서 종료되므로, 과보상에 의한 전류 맥동을 방지하기 위하여 (n+2)와 (n+3)시점 사이의 PWM 시비율 D_{b1} 을 다음과 같이 결정한다.

$$D_{b1} = D_a \times \frac{T_s - t_{cl}}{T_s} + D_b \times \frac{t_{cl}}{T_s} \quad (9)$$

식 (9)에서 T_s 는 전류 제어 프로그램의 실행 주기로, PWM 반송파 주기와 동일하며, t_{cl} 은 (n+2)시점 기준으로 전환이 종료되는 시간이다. 정상 상태에서 2상 통전 구간에서의 인버터의 PWM 시비율 D_a 는 근사적으로 다음과 같다.

$$D_a = \frac{2K_e \omega_m}{V_s} \quad (10)$$

식 (10)을 식 (7)에 대입하면 전환 구간에서의 인버터의 PWM 시비율 D_b 는 다음과 같다.

$$D_b = \frac{4K_e \omega_m}{V_s} \quad (11)$$

인버터의 PWM 시비율은 1보다 큰 값을 가질 수 없으므로, 그림 5의 전류 제어기를 사용할 경우 인버터의 직류링크

전압이 상역기전력의 4배 이상이 되는 영역에서만 정상 상태에서 전환에 의한 전류 맥동을 완벽하게 보상할 수 있음은 식 (11)로부터 알 수 있다.

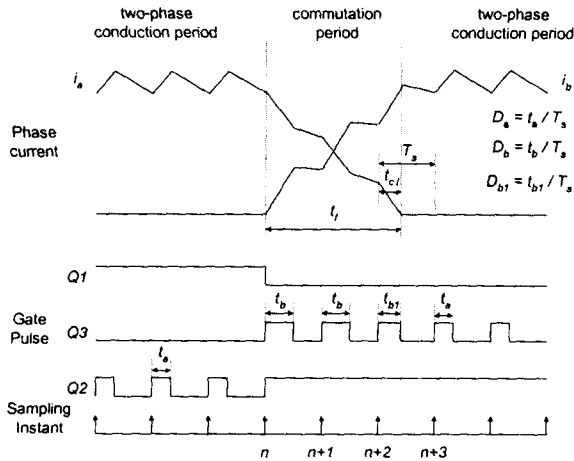


그림 6 상전류 파형과 PWM 펄스 패턴
Fig. 6 Phase current waveforms and PWM pulse patterns

3.2 고속 영역에서의 전환에 의한 전류 맥동 저감

인버터의 직류링크 전압이 상역기전력의 4배 이하가 되는 고속 운전 영역에서는 전환 구간에서 인버터의 PWM 시비율을 최대로 하여도 턴-온된 상의 전류가 지령치에 도달하기 전에 턴-오프된 상의 전류가 0으로 소호되기 때문에 비전환 상전류에는 전환에 의한 맥동이 필연적으로 나타나게 된다. 그러나 전환 구간에서 턴-오프되는 상의 인버터 스위치에도 일정 기간동안 적절한 시비율을 가지는 PWM 펄스를 인가하여 턴-오프되는 상의 전류 하강 비율과 새로 턴-온된 상의 전류 상승 비율을 동일하게 한다면, 인버터의 직류링크 전압이 상역기전력의 4배 이하가 되는 고속 운전 영역에서도 전환에 의한 비전환 상전류의 맥동을 저감시킬 수 있다. 그림 7은 고속 운전 영역에서의 전환에 의한 전류 맥동 저감을 위해 본 논문에서 제안하는 새로운 PWM 펄스 패턴을 사용하는 경우, a상-c상 통전에서 b상-c상 통전으로 전환되는 구간에서의 a상, b상 전류 파형과 인버터의 Q1, Q2, Q3의 게이트에 가해지는 PWM 펄스 패턴을 나타낸다.

그림 7과 같은 PWM 펄스 패턴을 사용하는 경우 전환 구간에서 비전환 상에 가해지는 평균 전압 V_{m2} 는 다음과 같다.

$$V_{m2} = \frac{V_s}{3} \left(\frac{2t_1 + t_2}{T_s} \right) - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} \quad (12)$$

식 (12)에서 t_1 은 그림 7에 표시된 바와 같이 턴-오프되는 상과 새로 턴-온된 상에 가해지는 PWM 펄스가 모두 1인 구간의 폭이고, t_2 는 새로 턴-온된 상에 가해지는 PWM 펄스만 1인 구간의 폭이며, T_s 는 PWM 반송파의 주기이다.

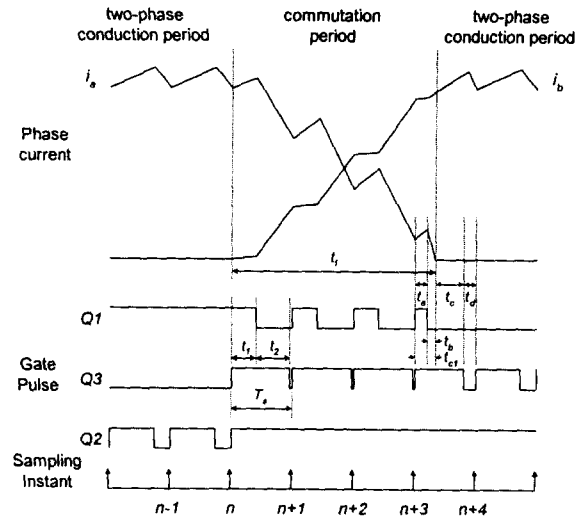


그림 7 상전류 파형과 PWM 펄스 패턴
Fig. 7 Phase current waveforms and PWM pulse patterns

전동기가 고속으로 회전하고 전환 구간이 짧지 않은 경우에는 전환 구간 내에서 턴-오프되는 상의 역기전력 크기가 일정하다고 가정할 수 없다. 전동기의 상역기전력이 이상적인 제형파이고, 전환이 시작되는 시간을 0으로 가정하면 식 (12)는 다음과 같다.

$$V_{m2} = \frac{V_s}{3} \left(\frac{2t_1 + t_2}{T_s} \right) - \frac{K_e \omega_m \left(1 - \frac{3}{\pi} p \omega_m t \right)}{3} \quad (13)$$

식 (13)에서 p는 전동기의 극 수이고, t는 시간이다.

그림 7과 같은 PWM 펄스 패턴을 사용하는 경우 전환에 의한 비전환 상의 평균 전압 변동을 보상하기 위한 조건을 식 (1)과 식 (13)으로부터 구하면 다음과 같다.

$$\frac{2t_1 + t_2}{T_s} = \frac{3}{2} D_a + \frac{K_e \omega_m \left(1 - \frac{3}{\pi} p \omega_m t \right)}{V_s} \quad (14)$$

고속 운전 영역에서 새로 턴-온된 상의 전류를 지령치에 빨리 도달하게 하기 위해서는 전환 구간에서 새로 턴-온된 상에 최대의 시비율을 갖는 PWM 펄스가 인가되어야 한다. 최대의 PWM 시비율을 D_{max} 라고 하면, 전환 구간에서 턴-오프되는 상에 가해지는 PWM 펄스의 시비율 D_f 와 새로 턴-온된 상에 가해지는 PWM 펄스의 시비율 D_n 은 다음과 같다.

$$D_f = \frac{t_1}{T_s} = \frac{3}{2} D_a + \frac{K_e \omega_m \left(1 - \frac{3}{\pi} p \omega_m t \right)}{V_s} - D_{max} \quad (15)$$

$$D_n = \frac{t_1 + t_2}{T_s} = D_{max} \quad (16)$$

고속 운전 영역에서는 전환 구간에서 턴-오프되는 상의 역기전력 크기가 일정하지 않고, 턴-온된 상과 턴-오프되는

상에 가해지는 PWM 펄스의 시비율도 일정하지 않으므로, 전환이 시작되는 시점에서 계산되는 전환의 종료 시점과 실제 종료 시점에는 오차가 발생된다. 따라서 본 논문에서는 전환의 종료 시점을 전류 제어 프로그램이 실행될 때마다 반복적인 계산을 통하여 구하는 방식을 사용하였다. 그림 7의 경우 전환 구간에서 현재의 제어 시점을 (n+k)라고 할 때, 다음 제어 시점인 (n+k+1) 시점까지의 턴-오프되는 상의 역기전력 평균치 $e_{(n+k)}$ 는 다음과 같다.

$$e_{(n+k)} = K_e \omega_m \left(1 - \frac{3}{\pi} p \omega_m (2k+1) T_s \right), \quad (k=0, 1, 2, 3) \quad (18)$$

AD 컨버터의 변환 지연시간으로 인해 현재 시점에서 읽혀지는 상전류는 실제로는 전 시점에서 샘플링된 값이다. 전환 구간에서 현재 시점을 (n+k)라고 할 때, (n+k-1)시점에서 샘플링된 턴-오프되는 상의 전류 $I_{(n+k-1)}$ 로부터 예측된 (n+k) 시점에서의 턴-오프되는 상의 전류 $\hat{I}_{(n+k)}$ 는 다음과 같다.

$$d \hat{I}_{(n+k)} = I_{(n+k-1)} + \left(\frac{V_s}{2} D_{(n-1)} - K_e \omega_m \right) \frac{T_s}{L}, \quad (k=0) \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \hat{I}_{(n+k)} &= I_{(n+k-1)} \\ &+ \left(V_s \frac{t_1(n+k-1) - t_2(n+k-1)}{T_s} - 2e_{(n+k-1)} \right) \frac{T_s}{3L}, \quad (k=1, 2, 3) \end{aligned} \quad (20)$$

식 (19)에서 $D_{(n-1)}$ 은 그림 7의 (n-1) 시점에서 인버터에 가해진 PWM 시비율이다. 식 (20)에서 $t_1(n+k-1)$ 은 (n+k-1) 시점에서의 t_1 값이고, $t_2(n+k-1)$ 은 (n+k-1) 시점에서의 t_2 값이다.

그림 7의 전환 구간에서 현재 제어 시점을 (n+k)라고 할 때, 다음 제어 시점인 (n+k+1)에서의 턴-오프되는 상의 전류는 다음과 같이 예측이 가능하다.

$$\begin{aligned} \hat{I}_{(n+k+1)} &= \hat{I}_{(n+k)} \\ &+ \left(V_s \frac{t_1(n+k) - t_2(n+k)}{T_s} - 2e_{(n+k)} \right) \frac{T_s}{3L}, \quad (k=0, 1, 2, 3) \end{aligned} \quad (21)$$

전환 구간에서 전류 제어 프로그램은 현재 제어 시점 (n+k)를 기준으로 다음 제어 시점인 (n+k+1) 시점에서의 턴-오프되는 상의 전류 $\hat{I}_{(n+k+1)}$ 을 계산하여, 그 값이 0보다 크면 다음 제어 시점까지는 전환이 종료되지 않는 것으로 판단하고 식 (15), (16)에 의해 계산되어진 시비율을 갖는 PWM 펄스들을 각각 턴-오프되는 상과 새로 턴-온된 상에 인가한다. 만약 $\hat{I}_{(n+k+1)}$ 값이 0보다 작다면 전류 제어 프로그램은 다음 제어 시점 이전에 전환이 종료되는 것으로 판단한다.

그림 7에서 전환은 (n+3) 시점과 (n+4) 시점 사이에서 종료된다. (n+3) 시점에서 식 (15), (16)에 의해 계산되어진 시비율을 갖는 PWM 펄스들을 각각 턴-오프되는 상과 새로 턴-온된 상에 가한다면, (n+3) 시점을 기준으로 전환이 종료되는 시점 t_{cl} 은 다음과 같이 주어진다.

$$t_{cl} = \frac{\hat{I}_{(n+3)} T_s}{\hat{I}_{(n+3)} - \hat{I}_{(n+4)}} \quad (22)$$

전환이 종료되는 구간에서도 식 (15), (16)에 의해 계산되어진 시비율을 갖는 PWM 펄스들을 인버터에 인가하면 과보상에 의한 전류 맥동이 발생된다. 과보상에 의한 전류 맥동을 방지하기 위해서 (n+3) 시점에서 턴-오프되는 상에 가해지는 PWM 펄스의 시비율을 다음과 같이 조정한다.

$$D_{n(n+3)} = \frac{t_1(n+3)}{T_s} = \frac{t_1(n+3)}{T_s} \times \frac{t_{cl}}{T_s} \quad (23)$$

$t_1(n+3)$ 의 값이 바뀌면 t_{cl} 의 값도 바뀌므로, 식 (21), (22)로부터 t_{cl} 의 값을 다시 계산해야 한다. 그림 7의 (n+3) 시점과 (n+4) 시점 사이에서 비전환 상에 가해지는 평균 전압 V_{m2} 는 다음과 같다.

$$V_{m2} = \frac{V_s}{6} \left(\frac{4t_a + 2t_b + 3t_c}{T_s} \right) - \frac{e_{(n+3)}}{3} \left(\frac{t_a + t_b}{T_s} \right) \quad (24)$$

전환이 종료되는 구간에서 비전환 상에 가해지는 평균 전압이 2상 통전구간에서 통전된 상에 가해지는 평균 전압과 동일하게 되기 위한 조건은 다음과 같다.

$$\frac{V_s}{6} \left(\frac{4t_a + 2t_b + 3t_c}{T_s} \right) - \frac{e_{(n+3)}}{3} \left(\frac{t_a + t_b}{T_s} \right) = \frac{V_s}{2} D_a \quad (25)$$

그림 7의 전환이 종료되는 구간에서 $t_{cl} = t_a + t_b$ 이므로, 식 (25)로부터 t_c 의 값을 계산해 낼 수 있다. 따라서 (n+3) 시점에서 새로 턴-온된 상에 가해지는 PWM 펄스의 시비율 $D_{n(n+3)}$ 은 다음과 같다.

$$D_{n(n+3)} = \frac{t_a + t_b + t_c}{T_s} \quad (26)$$

브러시리스 직류전동기에서 일정 방향 토크만을 발생시키기 위해서는 전환이 시작된 직후에 전동기가 전기각으로 30도 회전하기 이전에 전환이 종료되어야 하므로, 전환이 시작되는 시점을 0으로 보았을 때 전환이 종료되는 시점 t_f 는 다음 조건을 만족시켜야 한다.

$$t_f \leq \frac{\pi}{3p\omega_m} \quad (27)$$

그림 7과 같은 PWM 펄스 패턴을 사용하는 경우 전환 구간에서 턴-오프되는 상의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$Ri + L \frac{di}{dt} = \frac{V_s}{3} \left(\frac{t_1 - t_2}{T_s} \right) - \frac{2K_e \omega_m (1 - \frac{3}{\pi} p \omega_m t)}{3} \quad (28)$$

식 (28)로부터 식 (27)을 만족하기 위한 조건을 유도하면 다음과 같다.

$$\frac{t_1 + t_2}{T_s} \leq 1 \quad (29)$$

$$\frac{t_1 - t_2}{T_s} \leq \frac{(12-p)K_e \omega_m}{6V_s} - \frac{54LI_p \omega_m}{\pi V_s} \quad (30)$$

식 (29), (30)이 만족되는 범위 내에서는 고속 운전 영역에서도 전환에 의한 비전환 상전류의 맥동 저감이 가능하다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 사용한 전동기의 사양을 표 1에 나타내었다. 본 논문에서 구성한 실험 시스템은 그림 8과 같다. IPM을 사용하여 인버터를 구성하였고, 제어기는 DSP TMS320C31을 사용하여 구성하였다. 또한 EPLD를 사용하여 속도 측정부 및 PWM 발생 로직을 집적화 하였다. 전동기의 회전 속도는 엔코더의 출력 신호를 입력 받아서 M/T 방식으로 계산하였고, 전환의 시작 시점은 전동기에 부착되어 있는 홀 센서의 출력 신호로부터 검출하였다. 인버터의 직류링크 전압은 100V로, PWM 주파수는 10kHz로 설정하였고, 전류 제어 프로그램은 PWM 주파수에 동기되어 실행되게 하였다. 브러시리스 직류전동기의 회전축에 200W급의 직류전동기를 부착하였고, 직류전동기에는 전자 부하를 연결하여 일정 부하가 걸리게 하였다.

표 1 전동기의 사양
Table 1 Motor specifications

정격	250 W, 0.79 Nm, 3000 RPM
극수	4극
상 저항 (R)	0.75Ω
상 인덕턴스 (L)	3.05 mH
토크 상수	0.21 Nm/A
역기전력 상수	0.21 V/(rad/sec)
관성 모멘트	0.00005Kg · m ²

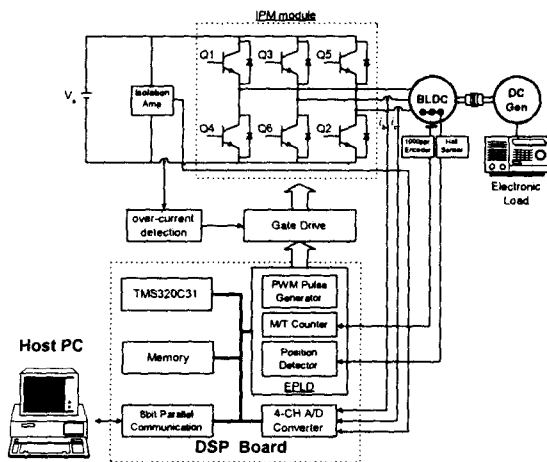


그림 8 브러시리스 직류전동기 드라이브의 구성
Fig. 8 Configuration of brushless DC motor drive

그림 9는 본 논문에서 제안한 그림 5의 전류 제어기를 사용하고, 전동기를 1000rpm으로 회전시켰을 때 상전류와 토크의 시뮬레이션 파형으로, 전환에 의한 상전류 맥동 및 토크 맥동이 나타나지 않음을 알 수 있다. 그림 10은 그림 5의 전류 제어기를 사용하고, 전동기를 3000rpm으로 회전시켰을 때의 상전류와 토크의 시뮬레이션 파형으로, 전환에 의한 상전류 맥동이 완벽하게 저감되지 못하여 토크 맥동이 발생함을 알 수 있다. 이것은 인버터의 직류링크 전압이 상역기전력의

4배 이하가 되는 영역에서 전동기가 회전하고 있기 때문이다. 그림 11은 고속 운전 영역에서 전환에 의한 전류 맥동 저감을 위해 본 논문에서 제안한 방식을 사용하고, 전동기를 3000rpm으로 회전시켰을 때의 상전류와 토크의 시뮬레이션 파형으로, 전환에 의한 상전류 맥동 및 토크 맥동이 많이 저감되었음을 알 수 있다.

그림 12는 그림 5의 전류 제어기를 사용하고, 전동기를 1000rpm으로 회전시켰을 때의 상전류 파형과 인버터 Q1 스위치의 게이트에 가해지는 PWM 펄스 패턴으로, 전환에 의한 전류 맥동이 나타나지 않음을 알 수 있다. 그림 13은 그림 5의 전류 제어기를 사용하고, 전동기를 3000rpm으로 회전시켰을 때의 상전류 파형과 PWM 펄스 패턴으로, 전환에 의한 상전류 맥동이 완벽하게 저감되지 못함을 알 수 있다. 그림 14는 고속 운전 영역에서 전환에 의한 전류 맥동 저감을 위해 본 논문에서 제안한 방식을 사용하고, 전동기를 3000rpm으로 회전시켰을 때의 상전류 파형과 PWM 패턴으로, 전환에 의한 상전류 맥동이 많이 저감되었음을 알 수 있다.

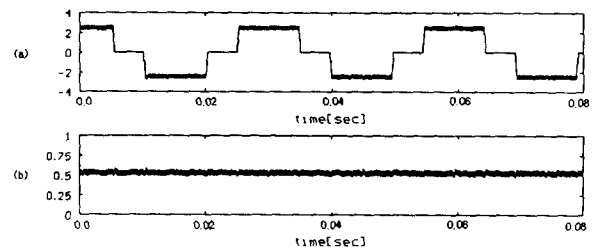


그림 9 상전류와 토크의 시뮬레이션 파형
(a) 상전류[A], (b) 토크[Nm]

Fig. 9 Simulated waveform of phase current and torque
(a) phase current, (b) torque

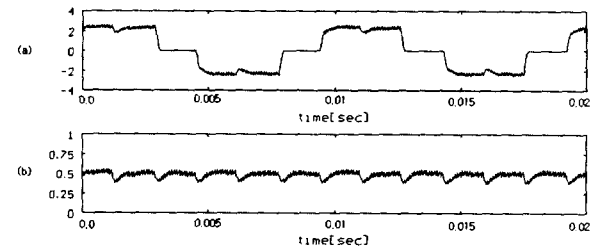


그림 10 상전류와 토크의 시뮬레이션 파형
(a) 상전류[A], (b) 토크[Nm]

Fig. 10 Simulated waveform of phase current and torque
(a) phase current, (b) torque

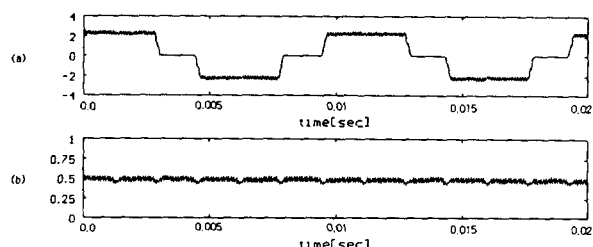


그림 11 상전류와 토크의 시뮬레이션 파형
(a) 상전류[A], (b) 토크[Nm]

Fig. 11 Simulated waveform of phase current and torque
(a) phase current, (b) torque

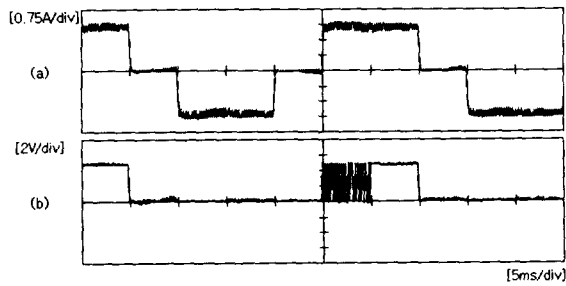


그림 12 상전류 파형과 PWM 펄스 패턴
 (a) 상전류[A], (b) PWM 펄스 패턴 (부하 토크 : 0.5Nm)
 Fig. 12 Phase current waveform and PWM pulse pattern
 (a) phase current, (b) PWM pulse pattern

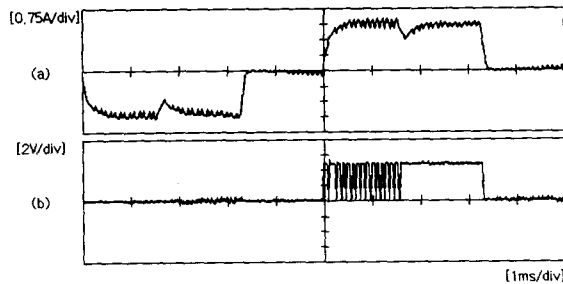


그림 13 상전류 파형과 PWM 펄스 패턴
 (a) 상전류[A], (b) PWM 펄스 패턴 (부하 토크 : 0.5Nm)
 Fig. 13 Phase current waveform and PWM pulse pattern
 (a) phase current, (b) PWM pulse pattern

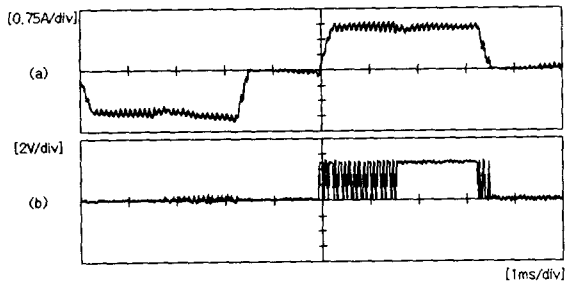


그림 14 상전류 파형과 PWM 펄스 패턴
 (a) 상전류[A], (b) PWM 펄스 패턴 (부하 토크 : 0.5Nm)
 Fig. 14 Phase current waveform and PWM pulse pattern
 (a) phase current, (b) PWM pulse pattern

5. 결론

본 논문에서는 유니폴라 PWM 방식의 전압원 인버터에 의해 구동되는 브러시리스 직류전동기에서 전환에 의한 전류 맥동 발생 메커니즘을 분석하고, 이를 저감시킬 수 있는 새로운 전류 제어 기법을 제안하였으며, 디지털 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 방식의 효용성을 입증하였다. 본 논문에

서 제안한 전류 제어 기법은 인버터의 직류링크 전압이 상역 기전력의 4배 이하가 되는 고속 운전 영역에서도 전환에 의한 전류 맥동 저감이 가능하다.

참 고 문 헌

- [1] P. Pillay and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors for Servo Drives", IEEE IAS Annual Meeting, pp. 380-390, 1987.
- [2] T.M. Jahns, "Pulsating Torque Production in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives with Rectangular Current Excitations", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.20, no.4, pp.803-813, 1984.
- [3] T.M. Jahns and W.L. Soong, "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor drive-a Review", IEEE Trans. Ind. Elec., vol.43, no.2, pp.321-330, 1996.
- [4] Y. Murai, Y. Kawase, K. Ohashi, K. Nagatake, and Okuyama, "Torque Ripple Improvements for Brushless DC Miniature Motors", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.25, no.3, pp.441-450, 1989.
- [5] R. Carlson, M. Lajoie-Mazenc, and J. Fagundes, "Analysis of Torque Ripple due to Phase Commutation in Brushless DC Machines", IEEE Trans. on Industry Applications. Vol. 28, No. 3, pp.632-638, 1992.
- [6] 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.
- [7] 여형기, "브러시리스 직류전동기용 센서리스 드라이브 시스템 개발에 관한 연구", 고려대학교 공학박사 학위논문, 1998.
- [8] 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", Proceedings of ICPE'98, pp. 380-385, 1998.
- [9] J.R. Hendershot Jr., TJE Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Clarendon press. oxford, 1994.

저 자 소 개



이 광 운 (李 光 雲)

1970년 12월 16일생. 1993년 고려대학교 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 동 대학교 부설 정보통신기술공동연구소 선임연구원.

Tel : 923-9200, Fax : 921-0163
E-mail : kwlee@elec.korea.ac.kr



박 정 배 (朴 廷 培)

1971년 5월 14일생. 1994년 고려대학교 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 박사과정 수료. 현재 동 대학교 부설 공학기술연구소 연구원.

Tel : (02) 921-0164, Fax : 921-0163
E-mail : glacier@elec.korea.ac.kr



여 형 기 (呂 炯 基)

1964년 7월 20일생. 1988년 고려대학교 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년~1995년 한국국방연구원 근무. 1998년 고려대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 두원공대 컴퓨터

응용제어과 전임강사
Tel : (0334) 670-7228, Fax : 921-0163
E-mail : hgyeo@elec.korea.ac.kr



유 지 윤 (柳 志 潤)

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대학교 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다대학 전기공학과 졸업(공박). 1987년~1991년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려

대 전기·전자·전파공학부 교수
Tel : (02) 3290-3227, Fax : 921-0163
E-mail : jyyoo@elec.korea.ac.kr