

구형과 전류 여자 브러시리스 직류전동기의 토크 맥동 저감

이광운*, 박정배*, 유지윤*, 김창준**, 여형기***

* 고려대학교 전기공학과, ** 삼성전자 중앙연구소, *** 두원공과대학교 컴퓨터제어공학과

Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor with Rectangular Current Excitation

Kwang-Woon Lee*, Jung-Bae Park*, Ji-Yoon Yoo*, Chang-Joon Kim**, Hyeong-Gee Yeo***

*Korea Univ., **Samsung Electronics Co., **Doowon College

Abstract

본 논문에서는 선단부 유니폴라 PWM 방식의 전압원 인버터에 의해 구형과 형태의 전류로 여자되는 브러시리스 직류전동기에서 토크맥동 발생의 주된 원인이 되는 상 전류 전환 및 비이상적인 역기전력 파형에 의한 토크맥동을 저감시킬 수 있는 방식을 제안한다. 또한 실험을 통하여 제안한 토크맥동 저감기법의 효용성을 살펴본다.

1. 서론

역기전력 파형이 사다리꼴 형태인 구형과 전류 여자 브러시리스 직류전동기는 영구자석 동기전동기와 유사한 구조이면서 직류전동기처럼 선형적인 토크 대 전류, 속도 대 전압 특성을 지닌 전동기로서, 넓은 속도영역에 걸쳐서 높은 효율을 유지하고 동적 응답 특성이 우수한 특징이 있다. 이러한 장점들로 인하여 구형과 전류 여자 브러시리스 직류전동기는 산업용 기기에서 가전용, 사무용 기기에 이르기까지 널리 적용되고 있다. 그러나 토크맥동이 많이 발생하는 단점으로 인하여 고정밀이 요구되는 서보 계통에 적용하는 데는 제약을 받고 있다[1]-[5].

구형과 전류 여자 브러시리스 직류전동기에서 토크맥동 발생 요소들은 코깅 토크, PWM에 의한 전류맥동, 비이상적인 역기전력 파형, 상 전류 전환으로 분류할 수 있다. 코깅 토크는 스큐잉에 의해서 전동기 정격토크의 1% 이내로 저감시킬 수 있고, PWM에 의한 전류맥동에 의해 발생하는 토크맥동은 그 주파수가 높기 때문에 전동기 관성에 의해 자연적으로 상쇄된다. 따라서 비이상적인 역기전력 파형과 상 전류 전환이 구형과 전류 여자 브러시리스 직류전동기에서

토크맥동 발생의 주된 원인이 된다. 특히 상 전류 전환에 의한 토크맥동의 크기가 다른 요소들에 의한 토크맥동에 비해 상대적으로 많이 크기 때문에, 많은 연구가 상 전류 전환에 의한 토크 맥동을 저감시키는 데 집중되어 왔다[3][4].

Carlson 등은 히스테리시스 전류제어기를 사용하여 저속 운전영역에서는 전환에 의한 토크맥동을 완벽하게 저감시킬 수 있음을 보였다. 그러나 이 방식은 인버터의 직류링크 전압이 상 역기전력의 4배보다 작아지는 고속 운전영역에서는 전환에 의한 토크맥동을 저감시킬 수 없으며, 히스테리시스 전류제어기를 사용하므로 스위칭 성능이 떨어지는 소자로 구성된 인버터에는 적용하기가 곤란하다. 한편, Berendsen 등은 바이폴라 PWM 방식의 인버터를 사용하는 경우 전환에 의한 토크맥동을 저감시킬 수 있는 기법을 제안하였다. 그러나 이 기법 역시 고속 운전영역에서는 토크맥동을 저감시킬 수 없고, 유니폴라 PWM 방식의 인버터에는 적용할 수 없다[6]-[8].

본 연구에서는 스위칭으로 인한 손실 및 전류맥동이 적게 발생하는 유니폴라 PWM 방식의 전압원 인버터에 의해 구동되는 구형과 전류 여자 브러시리스 직류전동기에서 전환에 의한 토크맥동을 저감시킬 수 있는 기법을 제안한다. 또한 비이상적인 역기전력 파형에 의한 토크맥동을 저감시키기 위해 전동기의 선간 역기전력 파형으로부터 전류 look-up 테이블을 작성하여 전류 기준치를 수정하는 방식을 사용하고, 실험을 통하여 제안한 토크맥동 저감기법의 효용성을 살펴본다. 본 연구에서 제안하는 방식은 인버터의 직류링크 전압이 상 역기전력의 4배 이하가 되는 고속 운전영역에서도 전환에 의한 토크맥동 저감이 가능하다.

2. 제안된 토크맥동 저감 기법

2.1 저속 운전영역에서 전환에 의한 토크맥동 저감[8]

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

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

전환 구간에서의 PWM 펄스의 시비율을 D_b 라고 할 때, 전환 구간에서 비전환 상에 인가되는 평균전압 V_{m2} 는 다음과 같다.

$$V_{m2} = \frac{V_s D_b}{3} - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} \quad (2)$$

식 (1), (2)로부터 2상 통전 구간에서의 PWM 펄스 시비율과 전환 구간에서의 PWM 펄스 시비율이 동일하다면 비전환 상에 인가되는 평균전압이 전환에 의해 순간적으로 변동되는 것을 알 수 있다. 전환에 의한 비전환 상에 인가되는 평균전압의 순간적인 변동은 토크맥동을 발생시킨다. 전환에 의한 토크맥동을 저감시키기 위해서는 비전환 상에 인가되는 평균전압이 변동되지 않도록 전환 구간에서의 PWM 펄스 시비율 D_b 를 다음과 같이 조정해 주어야 한다.

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

전환 구간에서 상 역기전력의 크기가 일정하고, 전동기 회전 속도에 비례한다고 가정하면 윗 식은 다음과 같이 간략화 된다.

$$D_b = \frac{3}{2} D_a + \frac{K_e \omega_m}{V_s} \quad (4)$$

윗 식에서 K_e 는 상 역기전력 상수이고, ω_m 은 전동기의 속도이다. 그림 1은 선단부 유니폴라 PWM 방식의 인버터에 의해 구동되는 브러시리스 직류전동기에서 전환에 의한 토크맥동을 저감시키기 위해 제안한 전류 제어기이다. 2상 통전 구간에서 PWM 펄스의 시비율은 PI 제어기의 출력에 의해 결정되어진다. 전환이 시작되면 PWM 펄스의 시비율은 식 (4)에 의해 결정되어지고, 전환이 종료되면 다시 PI 제어기의 출력에 의해 인버터의 PWM 시비율이 결정되어진다. 전류 제어프로그램은 PWM 반송파 주파수에 동기되어 실행되며, 전류 제어 프로그램 내에서 전동기에 부착되어 있는 전환용 홀 센서의 출력을 읽어서 상 전류 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 여부를 한 스텝 전에 샘플링된 소호되는 상의 전류 값으로부터 결정한다면, 전환 종료 후에도 식 (4)에 의해 계산되어진 PWM 시비율이 인버터에 인가되므로 상 전류에는 과보상에 의한 맥동이 발생된다. 과보상에 의한 전류맥동 발생을 방지하기 위해서는 전환이 종료되는 시점을 정확히 알 필요가 있다. 전환이 시작되는 시점에서 소호되는 상 전류의 초기값이 I_b 이고, 전환 구간에서의 PWM 시비율 D_b 가 일정하다면, 전환이 종료되는 시점 t_f 는 근사적으로 다음과 같다.

$$t_f = \frac{3LI_b}{V_s d + 2K_e \omega_m} \quad (5)$$

전환이 시작되면 전류 제어 프로그램은 윗 식에 의하여 t_f 를 구하고, 과보상에 의한 전류맥동을 방지하기 위하여 전환이 종료되는 구간에서의 PWM 시비율 D_{b1} 을 다음과 같이 결정한다.

$$D_{b1} = D_a \times \frac{T_s - t_{cl}}{T_s} + D_b \times \frac{t_{cl}}{T_s} \quad (6)$$

윗 식에서 t_{cl} 은 PWM 신호가 1이 된 시점을 기준으로 전환 종료 시간이다. 정상 상태에서 2상 통전구간에서의 인버터의 PWM 시비율 D_a 는 근사적으로 다음과 같다.

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

윗 식을 식 (4)에 대입하면 전환 구간에서의 인버터의 PWM 시비율 D_b 는 다음과 같다.

$$D_b = \frac{4K_e \omega_m}{V_s} \quad (8)$$

인버터의 PWM 시비율은 1보다 큰 값을 가질 수 없으므로, 그림 1의 전류 제어기를 사용할 경우 인버터의 직류링크 전압이 상 역기전력의 4배 이상인 영역에서만 정상 상태에서 전환에 의한 전류 맥동을 완벽하게 보상할 수 있다.

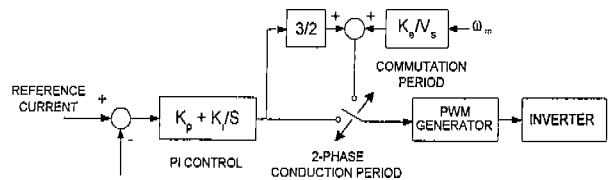


그림 1 전환에 의한 토크 맥동 저감을 위해 제안한 전류 제어기

2.2 고속 운전영역에서 전환에 의한 토크맥동 저감

유니폴라 PWM 방식의 전압원 인버터를 사용하는 경우, 인버터의 직류링크 전압이 상 역기전력의 4배 이하가 되는 고속 운전영역에서는 상 전류 전환에 의한 토크 맥동을 저감시킬 수가 없다. 그러나 상 전류 전환 구간에서 소호되는 상에도 일정 기간동안 적절한 시비율을 가지는 PWM 펄스를 인가하여 소호되는 상의 전류 하강 비율과 점호된 상의 전류 상승 비율을 동일하게 한다면, 인버터의 직류링크 전압이 상 역기전력의 4배 이하가 되는 고속 운전영역에서도 전환에 의한 비전환 상 전류의 맥동을 저감시킬 수 있다. 그림 2는 고속 운전영역에서의 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.

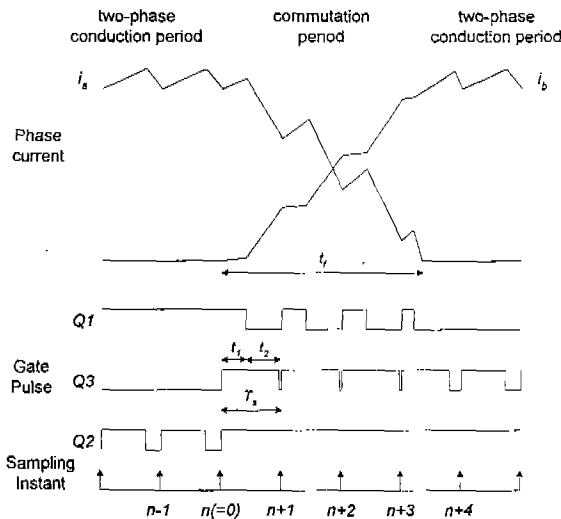


그림 2 고속 영역에서의 토크맥동 저감을 위한 PWM 펄스 패턴

그림 2와 같은 PWM 펄스 패턴을 사용하는 경우 전환 구간에서 비전환 상에 가해지는 평균 전압 V_{m2} 는 다음과 같다.

$$V_{m2} = \frac{V_s}{3} \left(\frac{2t_1 + t_2}{T_s} \right) - \frac{e_a + e_b + e_c}{3} \quad (9)$$

윗 식에서 t_1 은 그림 2에 표시된 바와 같이 소호되는 상과 점호된 상에 가해지는 PWM 펄스가 모두 1 상태인 구간의 폭이고, t_2 는 점호된 상에 가해지는 PWM 펄스만 1 상태인 구간의 폭이며, T_s 는 PWM 반송파의 주기이다.

그림 2와 같은 PWM 펄스 패턴을 사용하는 경우 전환에 의한 비전환 상의 평균전압 변동을 보상하기

위한 조건을 구하면 다음과 같다.

$$\frac{2t_1 + t_2}{T_s} = \frac{3}{2} D_a + \frac{K_e \omega_m (1 - \frac{3}{\pi} p \omega_m t)}{V_s} \quad (10)$$

새로 점호된 상의 전류를 기준 값에 빨리 도달하게 하기 위해서는 전환 구간에서 점호된 상에 최대의 시비율을 갖는 PWM 펄스가 인가되어야 한다. 최대의 PWM 시비율을 D_{max} 라고 하면, 전환 구간에서 소호되는 상에 가해지는 PWM 펄스의 시비율 D_f 와 점호된 상에 가해지는 PWM 펄스의 시비율 D_n 은 다음과 같다.

$$D_f = \frac{t_1}{T_s} = \frac{3}{2} D_a + \frac{K_e \omega_m (1 - \frac{3}{\pi} p \omega_m t)}{V_s} - D_{max} \quad (11)$$

$$D_n = \frac{t_1 + t_2}{T_s} = D_{max} \quad (12)$$

인버터의 직류링크 전압이 상 역기전력의 4배 이하가 되는 고속 운전영역에서도 윗 식들에 의해 계산되어진 시비율을 가지는 PWM 펄스를 상 전류 전환 구간에서 각각 소호되는 상과 점호된 상에 인가하면 전환에 의한 비전환 상 전류의 맥동을 저감시킬 수 있다.

2.3 비이상적인 역기전력 파형에 의한 토크맥동 저감

역기전력 파형이 이상적인 사다리꼴 모양인 구형파 전류 여자 브러시리스 직류전동기는 역기전력이 평탄한 전기각으로 120도 구간에서 구형파 전류 전류를 인가하면 맥동없는 일정한 토크를 발생시킨다. 그러나 스큐잉과 영구자석의 누설자속 성분으로 인하여 이상적인 사다리꼴 모양의 역기전력 파형을 구현하기가 어렵기 때문에 구형파 전류 전류를 인가해도 토크 맥동이 나타나게 된다. 비이상적인 역기전력 파형에 의해 발생하는 토크 맥동은 그 크기가 전환에 의한 토크 맥동에 비해 작기 때문에 고속 운전 영역에서는 그 영향이 비교적 적은 편이다. 그러나 저속 운전 영역에서는 비이상적인 역기전력 파형으로 인한 토크맥동도 전동기의 속도 응답에 맥동을 발생시키는 주된 원인이 된다. 본 연구에서는 전동기의 선간 역기전력으로부터 전류 look-up 테이블을 작성하고, 이를 이용하여 전류 기준치를 조절함으로써 비이상적인 역기전력 파형에 의한 토크맥동을 저감시키는 방식을 사용하였다.

3. 실험 결과

그림 3은 본 논문에서 제안한 토크맥동 저감기법을 적용하고 전동기를 500 [rpm]으로 운전했을 때의 실험파형이다. 제안한 토크맥동 저감기법에 의해 일정한 토크가 발생됨을 알 수 있다. 그림 4는 본 연구에서 제안한 고속 운전영역에서의 토크맥동 저감기법을 적용하고 전동기를 정격속도인 3,000 [rpm]으로 운전시의 실험파형으로, 전환에 의한 전류맥동이 제안한 토크맥동 저감기법에 의해 잘 보상되었음을 알 수 있다. 표 1은 실험에 사용된 전동기의 사양이다.

브러시리스 직류전동기에서 상 전류 전환 및 비이상적인 역기전력 파형에 의한 토크맥동을 저감시킬 수 있는 기법을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 토크맥동 저감기법은 고속 운전영역에서도 토크맥동 저감 성능이 우수하다. 본 논문에서는 실험을 통하여 제안한 토크맥동 저감기법의 성능을 확인하였다.

표 1 전동기의 사양

정격	250 W, 0.79 Nm, 3000 RPM
극수	4극
상 저항 (R)	0.75 Ω
상 인덕턴스 (L)	3.05 mH
토크 상수	0.21 Nm/A
역기전력 상수	0.21 V/(rad/sec)
관성 모멘트	0.5e-4 Kg · m ²

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] 여형기, "브러시리스 직류전동기용 센서리스 드라이브 시스템 개발에 관한 연구", 고려대학교 공학박사 학위논문, 1998.
- [5] J.R. Hendershot Jr., TJE Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Clarendon press. oxford, 1994.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [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.

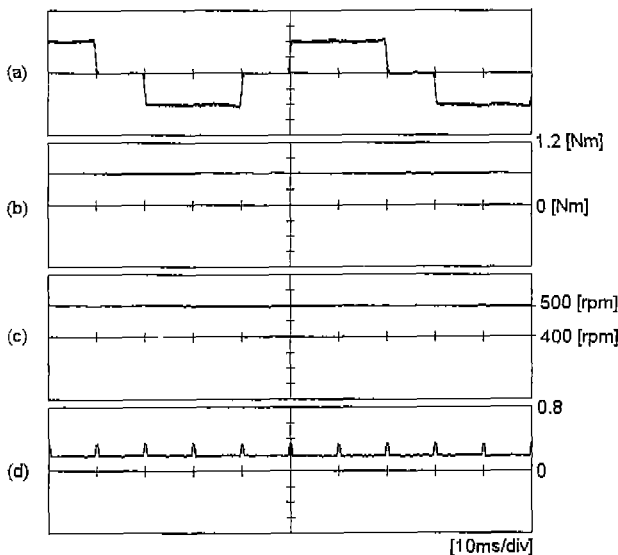


그림 3 토크맥동 저감기법 적용시 토크 및 속도응답
(a)상 전류(1.5A/div), (b)추정 토크(0.3Nm/div),
(c)속도응답(50rpm/div), (d)PWM 펄스 시비율(0.2/div)

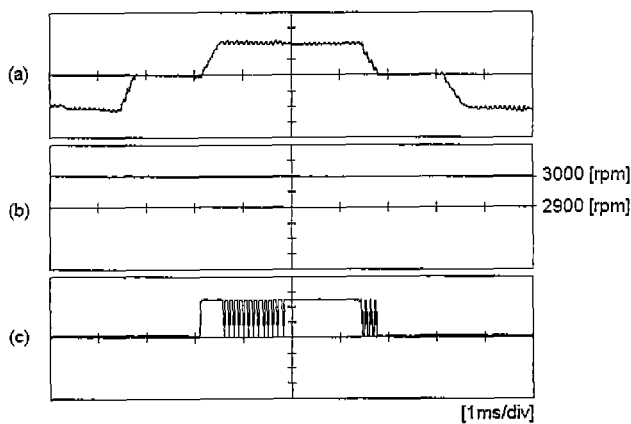


그림 4 정격속도에서의 전류 및 속도응답
(a)상 전류(1.5A/div), (b)속도응답(50rpm/div),
(c)게이트 펄스 패턴

4. 결론

본 논문에서는 선단부 유니폴라 PWM 방식의 전압원 인버터에 의해 구형파 형태의 전류로 여자되는