

BLDC 전동기용 센서리스 드라이브의 토크 리플 저감을 위한 轉流 방법

여형기, 김태형, 박정배, 이광운, 유지운
고려대학교 전기공학과

A Commutation Strategy for Torque Ripple Reduction of Sensorless Drive for BLDC Motors

H.G. Yeo, T.H. Kim, J.B. Park, K.W. Lee, J.Y. Yoo
Dept. of Elec., Korea University

Abstract

Brushless DC motors have trapezoidal back emf waveform. Generally, because it is driven by a voltage source inverter, the ideal rectangular phase current is not available and therefore produce torque ripple. In this paper, the torque ripple due to commutation is analysed and the practical method that can reduce the torque ripple is proposed. Simulation and experimental results show the effectiveness of the proposed method.

1. 서 론

브러시리스 직류 전동기는 넓은 속도 범위에 걸쳐 높은 효율을 유지하고 제어가 용이하여 가변속 운전이 요구되는 응용 개소에 최적의 전동기이다[1]. 최근에는 브러시리스 직류 전동기의 위치 센서를 제거하고, 단자 전압 또는 단자 전류의 파형으로 회전자 위치를 간접적으로 검출하여 구동시키는 센서리스 드라이브[2-4]가 개발되어 기존의 유도기 및 직류 전동기에 대한 가격 경쟁력을 구비함으로써 그 시장을 급속히 확대하고 있다.

브러시리스 직류 전동기는 역기전력이 사다리꼴로서 구형과 상전류를 순차적으로 인가하면 이론적으로 토크 리플 없이 일정한 토크가 발생된다. 일정한 전류를 인가하려면 전류원 인버터를 사용하여야 하나, 전류원 인버터는 큰 인덕터와

높은 내압의 스위칭 소자를 요구하기 때문에 현실적으로 상용화가 곤란하다. 따라서 일반적으로 전압원 인버터를 이용하여 상전류를 제어하는 방식이 주로 사용되고 있으나, 전압원 인버터를 이용할 경우에는 轉流(commutation)시의 토크 리플이 발생하게 된다[5-7]. 저속 운전시에는 R.Calson[5] 등이 적절한 전류 제어로 토크 리플을 제거할 수 있는 방법을 제안하고 있으나, 고속 운전시에는 轉流에 의한 토크 리플을 근본적으로 완전히 제거할 수는 없다. 특히 경제성이 중요시되는 센서리스 드라이브의 경우 제조 원가의 절감을 위해 전류 제어 없이 속도제어만 하는 경우가 대부분으로서, 전류 제어를 하지 않는 경우에는 轉流에 의한 토크 리플이 더욱 심화되어 소음과 진동의 원인이 된다.

본 연구에서는 전류 제어를 하지 않는 브러시리스 직류 전동기 드라이브에 대하여 轉流에 의한 토크 리플 발생 메카니즘을 분석하고, 이를 저감시킬 수 있는 구동 방법을 제안하며, 센서리스 드라이브에 제안된 방법을 적용하여 진동과 소음을 저감시킴으로써 그 실용성을 입증하고자 한다.

2. 전류에 의한 토크 리플

轉流에 의한 토크 리플은 轉流 직전의 상전류와 轉流 직후의 상전류의 크기가 같지 않음으로써 발생한다. 轉流 전후의 상전류 크기가 변하는 원인을 a-c상 통전에서 b-c상 통전으로 상전류가

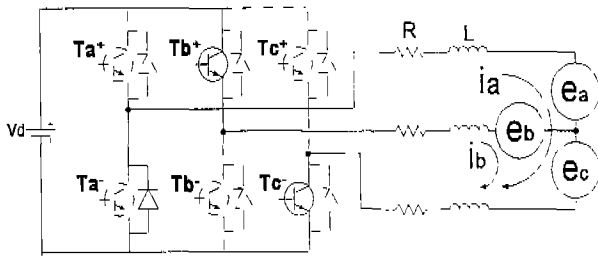


그림 1. 轉流 전이 상태

천이되는 경우의 예를 들어 해석하기로 한다. 상 전류가 천이되는 동안의 전동기와 인버터의 등가 회로는 그림1과 같다. 등가회로부터 상전류가 천이되는 동안의 전압 방정식을 유도하면 다음과 같다.

$$Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a - e_c + L \frac{d}{dt}(i_a + i_b) + R(i_a + i_b) = 0 \quad (1)$$

$$Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b - e_c + L \frac{d}{dt}(i_a + i_b) + R(i_a + i_b) = v \quad (2)$$

두 식으로부터 각 상의 전류식은 다음과 같이 유도된다.

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{R}{L} i_a = \frac{-v - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \quad (3)$$

$$\frac{di_b}{dt} + \frac{R}{L} i_b = \frac{2v + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \quad (4)$$

일반적으로 전류가 천이되는 시간 (Δt_c)은 전동기의 시정수 ($\tau_e = L/R$)와 통전 구간에 비하여 매우 작다. 따라서 (3)과 (4)에서 좌측 두 번째 항은 무시할 수 있으며, 3상의 역기전력은 전류 천이 동안 (5)와 같이 일정한 것으로 간주할 수 있다.

$$e_a = e_b = -e_c = E \quad (5)$$

위의 가정을 이용하면 (3)과 (4)는 다음과 같이 간략화된다.

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{v + 2E}{3L} \quad (6)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{2v - 2E}{3L} \quad (7)$$

轉流 직전의 a상 전류를 I_p 로 가정하면 전류 천이 시간은 a상 전류가 0이 되는 시간으로 다음과 같이 구해진다.

$$\Delta t_c = \frac{3LI_p}{v + 2E} \quad (8)$$

(7)과 (8)를 이용하여 轉流 직후의 b상 전류는 다음과 같다.

$$i_b(\Delta t_c) = \frac{2v - 2E}{v + 2E} I_p \quad (9)$$

(9)로부터 轉流 종료 후의 전류는 역기전력과 제어 입력에 의하여 결정됨을 알 수 있다. $i_b(\Delta t_c)$ 와 I_p 의 관계는 역기전력과 제어입력에 따라 다음과 같이 구분된다.

$$i_b(\Delta t_c) \leq I_p \quad (v \leq 4E) \quad (10)$$

$$i_b(\Delta t_c) > I_p \quad (v > 4E) \quad (11)$$

즉, 제어입력이 한 상의 역기전력보다 4배가 되어야만 그림2.(b)와 같이 $i_b(\Delta t_c)$ 와 I_p 가 같게 되며, 제어입력이 역기전력의 4배가 되지 않을 경우에는 그림2.(a)나 (c)와 같은 형태가 된다.

센서리스 드라이브는 경제성 때문에 전류제어 장치가 없는 경우가 일반적이다. 이 경우 대부분이 속도만을 궤환 제어하며, 이 경우 정상상태에서의 제어 입력은 선간 역기전압과 유사하다. 즉

$$v \approx 2E \quad (12)$$

이므로 이를 (9)에 대입하면 轉流 직후의 상전류는 轉流 직전의 상전류의 절반이 된다. 이에 따라 轉流시의 토크 리플은 피할 수 없게 된다.

그림3은 표1과 같은 파라미터를 갖는 전동기를 정격속도에서 구동하는 경우에 대하여 시뮬레이션한 결과이다. 轉流가 일어날 때 마다 토크가 작아지며, 상전류가 정상상태에 도달하기 전에 다시 轉流되는 현상이 반복된다. 이에 따라 토크가 톱니파와 유사하게 되며, 그 주기는 상전류 주기의 1/6 배이다. 즉 상전류의 6차 고조파에 해당하는 토크 리플이 발생하며 이 리플은 소음과 진동의 주요한 원인이 된다.

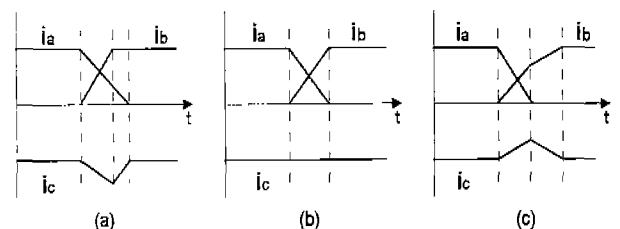


그림 2 轉流시의 상전류 파형

(a) $v > 4E$ (b) $v = 4E$ (c) $v < 4E$

표 1. 전동기 상수

상수/극수	3상 / 6극
정격 출력	300 W
정격 속도	3,000 rpm
정격 토크	0.95 Nm
입력 전압	110 VAC
관성 모멘트	0.000082614 Kg·m ²
역기전력 상수	0.29 V·sec/rad

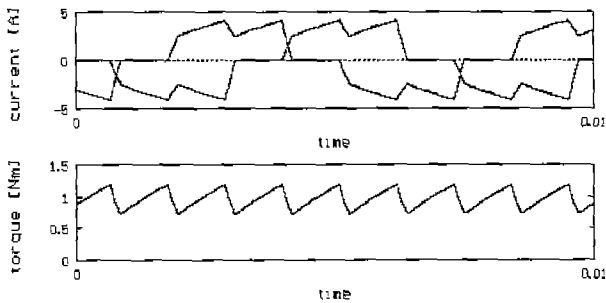


그림 3. 전류제어 없이 운전할 경우의 전류 및 토크 파형

3. 토크 리플 저감 방법

전류 제어를 행하지 않을 경우, 轉流에 의한 토크 리플은 고속으로 갈수록 그 영향이 커지게 된다. 이는 한 상의 역기전력이 인버터의 직류 링크 전압의 1/4배 이상이 되는 고속 영역에서는 PWM이 on이 되는 구간 내에서도 점호되는 상의 전류 변화율이 소호되는 상의 변화율보다 작아지기 때문이다.

토크 리플에 의한 소음과 진동을 감소시키려면 그림3에서 알 수 있듯이 轉流에 의하여 발생하는 토크의 6차 고조파 성분을 감소시켜야 한다. 인버터의 직류 링크 전압은 일정하므로 토크 리플의 크기는 감소시킬 수 없다. 리플의 크기를 감소시키지 못하더라도 토크 리플이 발생하는 시간의 폭을 축소시키면 토크의 6차 고조파의 실효치를 저감시킬 수 있다. 즉 轉流 직후에 점호상의 전류가 I_b 가 될 때까지 전원전압 V_d 가 인가되도록 인버터를 턴온시킨 이후에 PWM을 인가하여 토크 리플이 발생하는 시간 폭을 최소로 감소시키면 토크의 6차 고조파의 실효치를 감소시킬 수 있다.

이 방법을 적용하려면 우선 점호되는 상의 전류가 I_b 가 될 때까지의 시간 t_{boost} 을 계산해야 한다. 전류의 변화율은 상전류 전이 구간과 轉流

직후의 2상 통전 구간에서 다음과 같이 다르게 나타난다.

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{2v - 2E}{3L} \quad (t \leq \Delta t_c) \quad (13)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{V_d - 2E}{2L} \quad (\Delta t_c < t) \quad (14)$$

t_{boost} 는 (10), (11)에서와 같이 역기전력 또는 속도에 따라 다음과 같이 구분할 수 있다.

$$t_{boost} \leq \Delta t_c \quad (4E \leq V_d) \quad (15)$$

$$t_{boost} > \Delta t_c \quad (4E > V_d) \quad (16)$$

따라서 (13), (14)를 이용하여 b상 전류 i_b 가 I_b 에 도달하는 시간은 다음 식을 만족해야 한다.

$$I_b = \frac{2V_d - 2E}{3L} \cdot t_{boost}, \quad (4E \leq V_d) \quad (17)$$

$$I_b = \frac{2V_d - 2E}{2L} \cdot \Delta t_c \quad (18)$$

$$+ \frac{V_d - 2E}{2L} \cdot (t_{boost} - \Delta t_c), \quad (V_d < 4E)$$

(9)를 이용하여 (17), (18)에서 t_{boost} 를 구하면 다음과 같다.

$$t_{boost} = \frac{3LI_b}{2(V_d - E)}, \quad (4E \leq V_d) \quad (19)$$

$$t_{boost} = \frac{LI_b}{V_d - 2E}, \quad (V_d < 4E) \quad (20)$$

t_{boost} 는 轉流 직후에 가해야하므로 轉流와 PWM은 반드시 동기되어야 한다. 轉流가 PWM과 동기되지 않을 경우에는 실제로 인버터가 턴온되는 시간이 PWM 상태에 따라 달라지기 때문에 전류의 크기가 일정치 않게 된다. 센서리스 드라이브는 주로 Power Tr을 스위칭 소자로 채택하고 있으며, 이 경우 PWM 반송파의 최대 주파수는 4.0~5.0 [kHz]이다. 또한 Δt_c 는 전동기에 따라 다르나 분수마력급(fractional horse power) 이하의 전동기에서는 대부분 300 μ s 이내이다. 따라서 PWM 한 펄스 내에 轉流가 거의 종료 된다. 그러므로 轉流 직후의 첫 펄스의 duty D_{boost} 는 PWM의 주기를 T_s 로 가정하면

$$D_{boost} = \frac{t_{boost}}{T_s} \quad (21)$$

가 된다. 스위칭 소자로 IGBT나 MOSFET를 사용하여 반송파 주파수가 높을 경우에는 轉流 직후의 반송파 주기를 t_{boost} 보다 크도록 가변하여

인가해야 한다.

센서리스 드라이브가 주로 응용되는 압축기나 송풍기, 환풍기, 펌프 등은 속도-부하 특성이 일정하게 유지되며 팬이나 펌프 등의 부하 토크는 일반적으로 ω_m^2 에 비례한다. BLDC 전동기는 토크-전류 특성이 선형이므로 부하전류 i_L 은 정적 전류 I_L 과 정격 속도 ω_{mL} 을 이용하여 다음과 같이 근사적으로 결정하면 전류 센서 없이도 본 논문에서 제안한 방법을 적용할 수 있다.

$$i_L = \frac{I_L}{\omega_{mL}^2} \omega_m^2 \quad (22)$$

브러시리스 직류 전동기는 영구자석을 사용하기 때문에 파라미터의 변동은 크지 않다. 그러나 속도-부하 특성의 변동이 심할 경우에는 본 논문에서 제안하는 방법의 적용이 곤란하므로 상전압 방정식으로부터 전류를 유도하거나 전류 검출 센서로부터 직접 검출해야 한다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

轉流와 PWM 펄스와 동기화는 토크 리플에 중요한 영향을 미친다. 동기가 맞지 않을 경우 점호되는 상의 전류가 轉流 종료 직후에 일정치 않으므로 토크 리플이 불규칙하게 되고 토크의 고조파 성분이 다양하게 나오게 된다. 그림4는

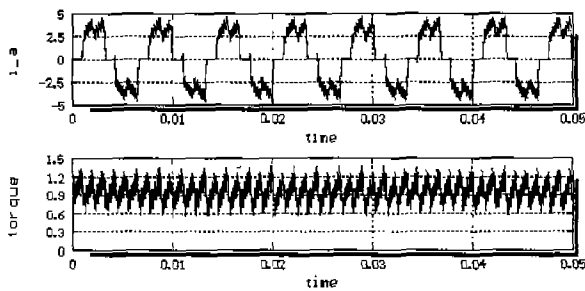


그림 4. 비동기 轉流시의 전류와 토크 파형

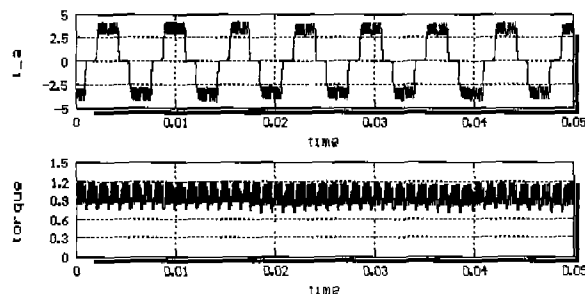


그림 5. 동기 轉流후 duty 조정시의 전류와 토크 파형

PWM과 轉流가 동기되지 않은 경우의 상전류 및 토크 파형을 시뮬레이션한 결과이다. 전동기 속도는 3,000 [rpm]이며 PWM 주파수는 4.5 [kHz]로 가정하였다. 그림에서 토크 리플이 불규칙적으로 발생하고 있음을 확인할 수 있다. 그림 5는 4.0~5.0 [kHz]의 가변주파수 PWM과 轉流를 동기시키고, 轉流 직후에 (21)의 duty를 인가한 경우의 시뮬레이션 파형이다. 전류가 구형파에 근사하게 되어 轉流에 의한 토크 리플의 크기와 폭이 상당히 개선되고 있다.

그림6은 본 연구에서 사용한 전동기와 센서리스 드라이브의 구성도이다. 회전자의 위치는 단자 전압 파형으로부터 간접적으로 검출되며 속도는 간접 검출한 위치로부터 유도된다. 전동기의 부하는 센서리스 드라이브가 많이 응용되는 환풍기나 송풍기, 압축기 등과 유사한 특성을 나타내도록 발전기에 일정 저항 부하를 연결하였다. 제어기는 87c196mc 전동기 제어용 원칩 마이크로프로세서를 이용하였으며 PTS(peripheral transaction server) 인터럽트 기능을 이용하여 PC와 통신하도록 제작하였다.

그림7과 그림8은 각각 비동기 轉流와 동기 轉流 후 D_{boost} 인가시의 상전류와 단자전압 파형이다. 전류 파형이 각각의 시뮬레이션 파형과 유사하게 나타나고 있으며, 이로부터 토크 리플이 개선될 것을 예측할 수 있다.

그림9는 각 경우에 대한 전동기의 기계적 진동 가속도이다. 동기 轉流후 D_{boost} 를 인가한 경우가 비동기 轉流에 비하여 진동 특성이 상당히 개선되고 있음을 확인할 수 있다. 그림10은 각 경우에 대한 가청 주파수 소음을 측정된 결과이다. 소음 특성도 역시 비동기 轉流에 비하여 轉流후 D_{boost} 를 인가한 경우가 우수한 특성을 나타내어 정숙운전이 가능하였다.

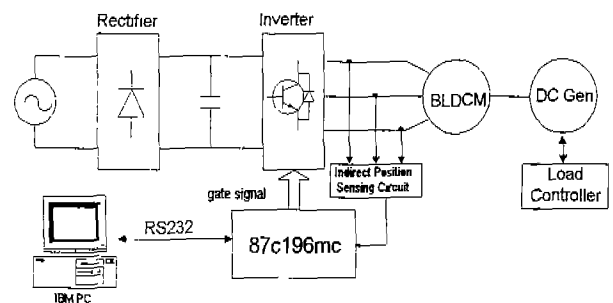


그림 6. 전동기와 센서리스 드라이브 시스템

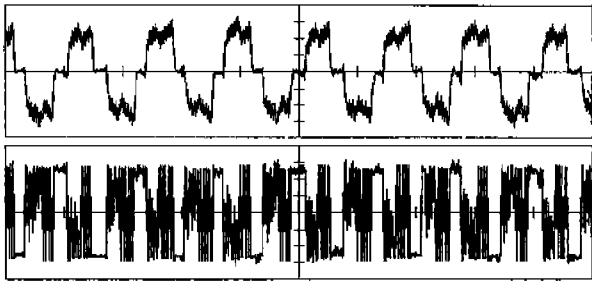


그림 7. 비동기 轉流시의 전류와 단자전압 파형
(3,000 rpm, 1.25 A/div, 25 V/div, 5 ms/div)

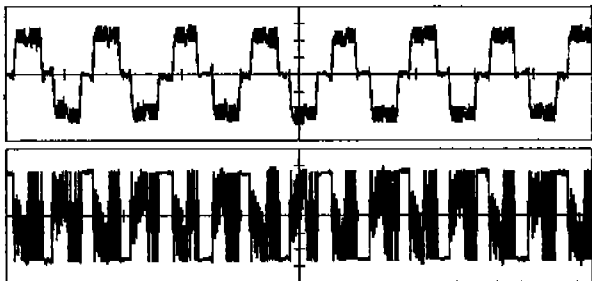


그림 8. 동기 轉流 직후에 D_{boost} 를 적용한
경우의 전류와 단자 전압
(3,000 rpm, 1.25 A/div, 25 V/div, 5 ms/div)

5. 결 론

본 논문에서는 브러시리스 직류 전동기 드라이브에 대하여 轉流로 인한 토크 리플 발생 메커니즘을 분석하고, 이를 저감 시킬 수 있는 구동 방법을 제안하였다. 특히 센서리스 드라이브와 같이 전류 제어를 하지 않는 경우에 필연적으로 발생하는 톱니파 형태의 상전류를 구형파에 근사하도록 개선하여 토크 리플을 최소화함으로써 소음과 진동을 저감시킬 수 있음을 실험을 통하여 확인하였다.

에어콘의 실내 송풍기나 환풍기, 냉장고의 컴프레서 등과 같이 저소음이 요구되는 가전 제품에 본 연구에서 제안한 방법을 적용하면 품질 향상에 크게 기여할 수 있을 것으로 기대된다.

[참 고 문 헌]

- [1] Grodon R. Slemon, "High-Efficiency Drives using Permanent-Magnet Motors", IEEE IECON'93, pp.725-730, 1993
 [2] K.Iizaka, et.al., "Microcomputer Control for Sensorless Brushless DC Motor," IEEE Trans.

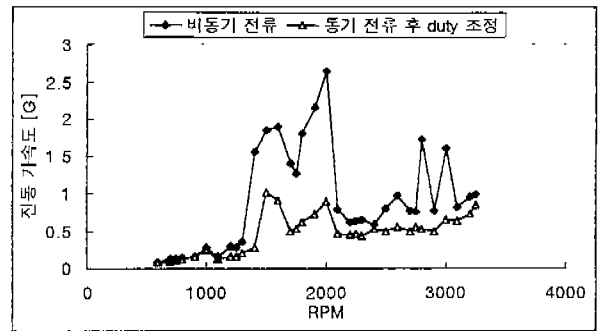


그림 9. 전동기의 기계적 진동 가속도

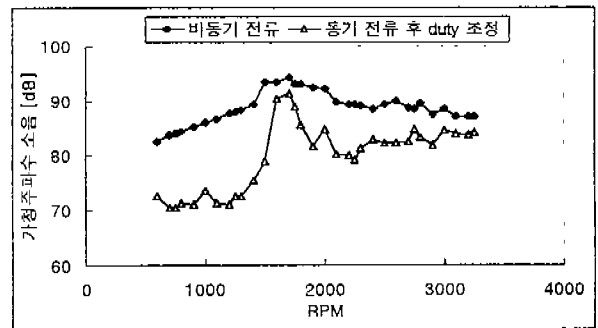


그림 10. 전동기의 가청 주파수 소음

on IA, vol. IA-21, No. 4, pp.595-601, May/JUN 1985

- [3] S.Ogasawara and H.Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motor," Conf. Rec. of 1994 IEEE IAS'90, pp. 443-447, 1990
 [4] J.C.Moreira, "Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Speed Range," Conf. Rec. of 1994 IEEE IAS'94, pp. 401-407, 1994
 [5] Renato Calson, Michel Lajoie-Mazenc, Joao C. dos S. Fagundes, "Analysis of Toque Ripple due to Phase Commutation in Brushless DC Machines", Conference Record on 1990 IEEE IAS Annual Meeting, pp.287-292, 1990
 [6] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Simulation and Analysis of Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive", Conference Record on 1987 IEEE IAS Annual Meeting, pp.7-14, 1987
 [7] 장원식, 이광운, 박정배, 여형기, 이인호, 유지운, "브러시리스 직류 전동기의 토크 맥동 저감을 위한 轉流 방법에 관한 연구", 대한전기학회 추계학술대회 논문집, pp.497-499, 1997