

순시전압제어를 통한 초고속 소형 BLDC의 진동억제기법

김태형, 이동희, 안진우, 원태현\*  
 경성대, \*동의과학대

Torque Ripple Reduction of High Speed Miniature BLDC with Instantaneous Voltage Control

Tae-Hyoung Kim, Dong-Hee Lee, Jin-Woo Ahn, Tae-Hyun Won\*  
 Kyungshung Univ, \*Donggeui institute of Technology

**Abstract** - Miniature BLDC is widely used in industrial applications because of high driving efficiency and high torque characteristic. Otherwise the general BLDC, torque ripple of a high speed miniature BLDC is serious during conduction due to the very low electrical time constant. This paper present instant voltage and current control for torque ripple reduction of a high speed miniature BLDC. Computer simulation and experiment test for 40,000 rpm miniature BLDC show the verification of the proposed control method.

1. 서 론

소형 BLDC(Brushless DC) 전동기는 높은 운전효율과 고투크 특성으로 인하여, 산업용 기계와 가전기기 및 특히 의료용 장비에 널리 사용되고 있다. 일반적인 BLDC의 경우에 전류(commutation) 구간에서의 토크 리플 억제에 대한 다양한 연구가 이루어져 왔다. 하지만, 초고속 BLDC의 경우 설계 특성상 전기적 시정수가 매우 짧아 전류 구간에서의 토크 리플보다 통전 구간에서의 토크 리플이 더 큰 영향을 미치게 된다.

또한 고속 운전 영역에서 한 제어주기 동안 회전각 변화가 매우 많아 정밀한 전류 제어의 구성이 매우 어려운 문제가 발생한다. 이러한 통전구간의 토크리플은 전체 제어 시스템의 성능을 저하시키고 기계적 소음 및 진동의 원인이 된다.

본 논문에서는 40000[rpm]급 초고속 소형 BLDC의 전기적 시정수에 따른 통전구간에서의 토크리플을 해석하고, 토크 리플 억제를 위하여 순시 전압 제어기와 고속 히스테리시스 전류 제어를 제안한다. 제안된 제어 시스템은 시뮬레이션 및 실험을 통하여 그 타당성을 증명하였다.

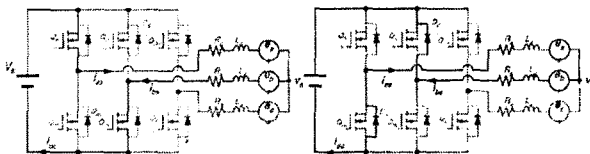
2. 초고속 BLDC의 토크 리플 해석

식(1)은 일반적인 3상 BLDC 구동을 위하여 고속FET 브릿지 인버터 시스템을 적용한 경우의 순시전압 방정식을 표현한 것이다. 정현적인 역기전력을 가지는 PMAC와 달리 BLDC는 통전구간에서 2상의 스위칭에 의해 토크 전류를 공급하게 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

단,  $v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$  : BLDC 단자 전압 [V],  $R_s$  : BLDC 상 저항 [Ω]  
 $L_s$  : BLDC 상 인덕턴스 [H],  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  : BLDC 상전류 [A]  
 $e_{as}, e_{bs}, e_{cs}$  : 상 역기전압 [V]

그림 1은 전기적으로 0 ~ 60° 구간에서의 BLDC의 스위칭 온/오프 구간의 동작 모드를 나타내고 있다. 그림에서 실선 부분이 실제 전류가 흐르는 경로이며, 점선 부분은 비통전 경로를 의미한다. BLDC에서는 각 60°의 통전구간별로 스위치의 온/오프 듀티비에 의해 부하 전류를 제어하게 된다. 그림 1의 통전구간에서 전압 방정식은 식(2)와 같다.



(a)  $Q_{AH}, Q_{BL}$  턴-온 구간 (b)  $Q_{AH}, Q_{BL}$  턴-오프 구간  
 <그림 1> 0~60° 구간에서의 BLDC 스위칭 온/오프 동작모드

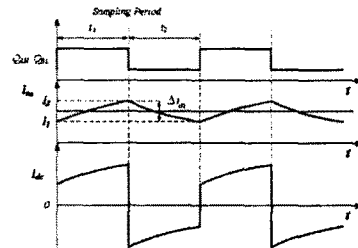
$$s \cdot V_s = v_{ab} = R_s \cdot i_{as} + L_s \frac{di_{as}}{dt} + e_{ab} \quad (2)$$

단,  $R_s = 2 \cdot R_0, L_s = 2 \cdot L_0, e_{ab} = e_{as} - e_{bs}, i_{as} = -i_{bs}$   
 $s$  : 스위치 동작 파라메타(turn-on : 1, turn-off : -1)

$$e_{ab} = e_{as} - e_{bs} = K_e \cdot \omega_m \quad (3)$$

단,  $\omega_m$  : BLDC 회전 속도 [rad/sec],  $K_e$  : 역기전력 상수 [V/rad/sec]

그림 2는 그림 1의 동작 모드에서 A상과 B상의 전류 및 직류 링크단의 전류 형상을 나타내고 있다. 그림 2에서 스위칭 샘플링 구간에서 턴-온 시간  $t_1$ 과 턴-오프 시간  $t_2$ 의 PWM 제어에 의해 통전구간의 부하전류가 일정하게 제어된다. 이때, 지령 부하 전류  $I_{ref}^*$ 에 따라 매 제어 주기동안에 요구되는 전압은 저항에서의 전압강하 및 역기전력 성분을 포함하여 결정되며, 제어 주기  $T_s$  동안에서의 듀티비  $d$ 는 양방향 스위칭 방식에서 식(4)와 같다.



<그림 2> 스위칭 동작에 따른 A상과 링크단 전류

$$V_{ref}^* = R_s \cdot I_{ref}^* + e_m \quad (4)$$

단,  $e_m$  : 통전구간에서의 역기전력 [V]

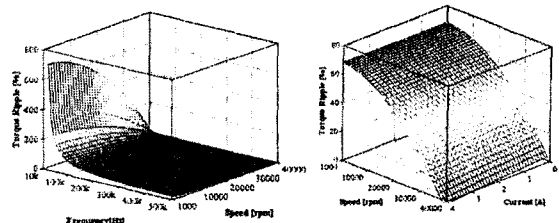
$$d = \frac{t_1}{T_s} = 0.5 + \frac{V_{ref}^*}{2 \cdot V_s} \quad (5)$$

$$t_1 = d \cdot T_s \quad (6)$$

단,  $T_s = t_1 + t_2$

그림 2의 스위칭 동작에서 턴-온 주기동안 발생하는 전류의 리플 및 토크 리플은 스위칭 소자의 전압강하를 무시할 경우, 스위칭 시간과 전원 전압 및 BLDC의 전기적인 시정수에 의해 식(7)과 같이 결정된다. 식 (7)에서 BLDC의 통전구간동안의 토크 리플은 인가전압 및 전동기의 전기적인 파라메타와 스위칭 주파수에 의해 결정됨을 알 수 있다.

$$\Delta i_{as} = \left( \frac{V_s - e_m - R_s \cdot I_{ref}^*}{L_s} \right) \cdot t_1 \quad (7)$$



(a) 스위칭 주파수와 속도에 따른 최대 토크리플( $I_{ref}^* = 2[A]$ )

(b) 부하전류와 속도에 따른 토크리플(스위칭주파수=100[kHz])

<그림 3> 통전구간에서 운전조건에 따른 토크리플

그림 3은 본 논문에서 적용한 40000[rpm]급 소형 BLDC의 통전 구간에서 운전조건에 따른 토크 리플을 해석한 결과이다. 그림 3의 해석 결과에서 초고속 BLDC의 토크 리플은 스위칭 주파수가 높아질수록 지수적으로 감소한다. 또한 운전속도가 높아서 역기전력과 전원전압의 차이가 감소할수록 감소하게 된다. 실제 초고속 BLDC의 경우, 그림 4의 해석 결과같이 토크 리플이 매우 높으며, 이는 3000 ~ 5000[rpm]급 BLDC의 토크 리플에 비해 약 10배 이상 높게 형성되는 경향을 보인다. 따라서 초고속 BLDC의 경우에는 산업용 인버터에서 널리 적용되는 수십 kHz의 스위칭 주파수로는 정상적인 제어가 매우 어렵다. 따라서 범용의 BLDC의 경우 전기적 시정수가 비교적 커서 10 ~ 20kHz의 스위칭 주파수에 의한 토크 리플이 통전구간이 변하는 전류(轉流)구간의 토크 리플에 비하여 무시할 수 있으나, 초고속 BLDC의 경우에는 이와 달리 통전 구간에서의 전류 리플에 의한 토크 리플이 매우 높게 형성되는 문제가 발생한다.

### 3. 제안된 토크 리플 억제형 초고속 BLDC 제어 시스템

그림 3 및 식 (7)의 초고속 소형 BLDC 토크 리플의 해석 결과에서 스위칭 주파수 및 전압 전압의 크기는 매우 중요하다. 실제 제어 시스템에서 스위칭 주파수를 크게 증가 시키는 것은 현실적으로 어렵다. 따라서 본 논문에서는 초고속 소형 BLDC의 토크 리플 억제를 위하여 속도와 부하 전류에 적합한 전압 전압을 공급하기 위한 순시 전압 제어 시스템을 도입하였다.

일반적으로 직류 링크단 전압을 제어하기 위한 방식으로는 초퍼형 전압 제어기가 많이 사용되고 있다. 초퍼형 전압제어기는 링크단에 직렬로 연결된 파워 스위치의 스위칭 듀티비를 조절하여 직류 전압의 크기를 제어하는 방식이다. 이러한 초퍼형 전압제어기는 직류 전동기의 속도제어에는 적합하다. 그러나 일반적으로 링크단 전압의 평활을 위해 필터를 사용하게 되므로 빠른 전압 제어 시정수를 가지기 어렵고, 시정수를 높이기 위하여 필터를 제거할 경우 전압의 리플이 매우 높아지는 단점이 있다.

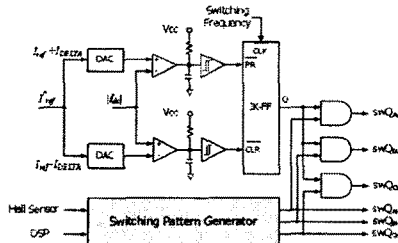
본 논문에서는 전기적 시정수가 매우 낮은 초고속 소형 BLDC의 전압 제어를 위하여 응답성이 매우 높고 출력전압의 리플이 거의 없는 파워 OP-Amp를 적용하여 설계 하였다. 순시 전압 제어기의 지령 전압은 파워 OP-Amp의 증폭률  $K_m$ 을 고려하여 BLDC의 저항과 속도에 따라 다음과 같이 계산된다.

$$V_{ref}^* = \frac{1}{K_m} (R_b \cdot I_{ref}^* + K_e \cdot \omega_{rm} + V_m) \quad (8)$$

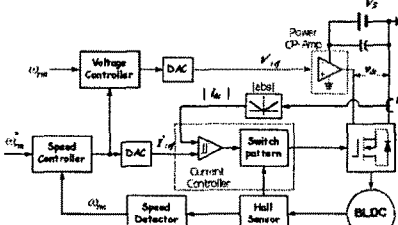
$$v_{dc} = K_m \cdot V_{ref}^* \quad (9)$$

이때,  $V_m$ 은 속도의 리플과 가속을 감안한 전압 마진으로 본 논문에서는 1[V]로 고려하였다. 식 (8)와 같이 계산된 지령 전압은 12비트 DAC로 출력되고, DAC의 출력은 파워 OP-Amp의 비반전 증폭비  $K_m$ 배로 증폭되어 BLDC의 인버터로 공급된다. 본 논문에서는 4[V] DAC 출력이 BLDC 정격 전압인 32[V]가 되도록 비반전 증폭비  $K_m$ 을 8이 되도록 설계하였다.

한편, 범용의 BLDC와 달리 초고속 BLDC의 경우 고속 운전 영역에서 전기적 주파수가 1회전당 600[Hz] 이상으로 상승한다. 따라서 DSP의 일정 제어 주기내에서 PWM 방식으로 전류 제어를 구현하는 경우, 제어 주기를 매우 짧게 설정해야 하는 문제가 발생한다. 또한 고속 운전에서는 제어 주기내에서는 순시적으로 스위칭 패턴이 변동에 따른 전류구간에서의 토크 리플을 효과적으로 억제하기 어렵다. 따라서 본 논문에서는 그림 4와 같이 12비트 DAC와 고속 비교기를 사용한 히스테리시스 전류 제어기를 구현하였다. 속도 제어기의 제어 지령  $I_{ref}^*$ 에 대해 양방향 밴드를 가지는 아날로그 지령과 링크단 부하전류를 순시적으로 비교하여 PWM 패턴을 발생한다. 고속 히스테리시스 전류 제어기는 부가적인 DAC 사용 및 제어 회로가 다소 복잡해지는 문제가 있지만, 초고속 BLDC의 경우에는 실제 50 ~ 100 [ $\mu$ s]의 전류 제어 주기내에서 순시적인 전류 제어가 어렵고, 전류 구간에서의 토크 리플에 대한 별도의 고려 없이 전류 제어가 가능하므로 매우 효과적이다.



〈그림 4〉고속 히스테리시스 순시 전류 제어기



〈그림 5〉제안된 초고속 소형 BLDC 속도제어 시스템 블록도

그림 5는 본 논문에서 제안된 초고속 소형 BLDC 속도 제어 시스템의 블록을 나타내고 있다. 그림 5에서 순시 전압 제어기는 Burr-Brown사의 OPA-541을 적용한 비반전 증폭기로 설계 되고, DAC는 TI사의 12비트 DAC7612를 적용하였다. 전류 제어기는 그림 4의 구조로 설계였다. BLDC의 부하전류는 링크단에 설치된 1개의 전류 센서로부터 입력된다.

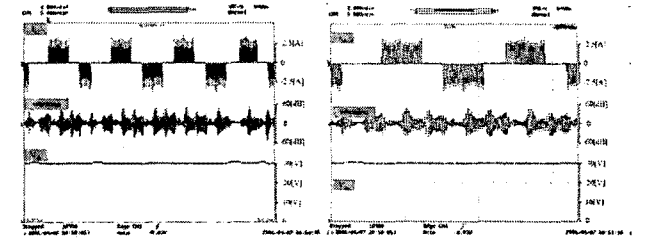
### 4. 실험 결과

표 1은 제안된 제어기법의 검증을 위해 사용된 초고속 소형 BLDC의 사양을 나타내고 있다.

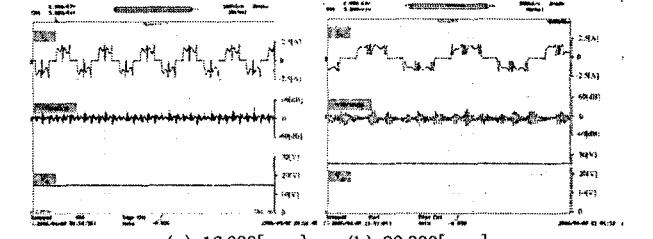
구성된 구동시스템을 이용하여 일반적인 제어기법을 사용한 결과를 그림 6에 나타내었으며 제안된 순시전류제어 기법을 적용한 결과를 그림 7에 나타내었다. 결과에서 일반적인 제어기법에 비해 제안된 고속히스테리시스 순시 전류제어기법을 적용하였을 경우 상전류시 발생하는 리플의 크기가 크게 감소함을 확인 할 수 있다.

〈표 1〉 시험전동기 사양

정격 전압	50 [W]	정격 전압	32V
상간 저항	0.36[Ω]	상간 인덕턴스	0.049 [mH]
역기전력 상수	1290 [rpm/V]	토크 상수	7.39 [mNm/A]
연속 최대전류 (at 10000[rpm])	4.81[A]	연속 최대토크 (at 10000[rpm])	34.5 [mNm]
최고 속도	40000 [rpm]	회전자 관성	4.6 [gcm <sup>2</sup> ]



(a) 16,000[rpm] (b) 30,000[rpm]  
〈그림 6〉일반적인 구동기법을 적용한 시험결과



(a) 16,000[rpm] (b) 30,000[rpm]  
〈그림 7〉제안된 구동기법을 적용한 시험결과

### 5. 결 론

본 논문에서는 초고속 BLDC의 설계 특성상 발생하는 짧은 전기적 시정수에 의한 통전구간에서의 토크리플을 저감하기 위하여 통전구간에서의 토크리플을 해석하였다. 해석된 결과를 바탕으로 토크 리플 억제를 위하여, 운전속도와 부하전류에 적합하도록 전압전압을 순시적으로 제어하고 공급하는 순시전압 제어기를 제안하였다. 또한 제어 주기의 샘플링 지연없이 부하전류를 제어하는 고속 히스테리시스 순시전류제어기를 제안 하였다.

제안된 초고속 소형 BLDC의 토크 리플 억제를 위한 제어 시스템은 시뮬레이션 및 실험을 통하여 전류구간에서 발생하는 전류의 널 또는 스파이크 현상을 크게 억제할 수 있으며, 전류구간에서의 토크 리플 억제에도 적합한 실험을 통하여 검증하였다.

본 연구는 산업자원부 지원에 의하여 기초천연연구원 (과제번호 : R2005-B-109)주관으로 수행된 과제임.

### 〈참 고 문 헌〉

- [1] P. Pillay and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor for Servo Drives", IEEE IAS Annual Meeting, pp. 380~390, 1987.
- [2] Renato Carlson, Michel Lajoie-Mazenc and Joao C.dos S. Fagundes, "Analysis of Torque Ripple due to Phase Commutation In Brushless DC machines", IEEE Conference of IAS Annual Meeting, pp. 287~292, 1990.
- [3] D. C. Hanselman, "Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors", IEEE Trans. On IE, Vol. 41, No. 3, pp. 292~300, June, 1994.
- [4] H. Zeroug et al, "Analysis of Torque Ripple in BDCM", IEEE Trans. On Magnetics, Vol. 38, No. 2, pp. 1293-1296, March, 2002.