論文 12-3-1

초고속 소형 BLDC의 순시 전압 제어에 의한 토크 리플 억제

李東熙†

A Torque Ripple Reduction of Miniature BLDC using Instantaneous Voltage Control

Dong-Hee Lee

요 약

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

본 논문에서는 40000rpm급 초고속 소형 BLDC 전동기의 전기적 시상수에 따른 통전구간에서의 토크리플을 해석하고, 토크 리플 억제를 위하여, 순시 전압 제어기와 고속 히스테리시스 전류 제어기를 제안한다. 제안된 순시 전압 제어기는 통전구간에서의 토크 리플 억제를 위하여 운전속도와 부하전류에 적합한 전압을 순시적으로 제어하여 BLDC 전동기에 공급하고, 고속 히스테리시스 전류 제어기는 DSP의 지령전류에 따라, 제어 주기의 샘플링 지연없이 부하전류를 제어하는 시스템이다. 제안된 초고속 소형 BLDC 전동기의 토크 리플 억제를 위한 제어 시스템은 시뮬레이션 및 실험을 통하여 그 타당성을 증명하였다.

ABSTRACT

This paper proposes the instantaneous source voltage and phase current control for torque ripple reduction of a high speed miniature BLDC motor. As compared with general BLDC motor, a high speed miniature BLDC motor has a fast electrical time-constant. So the current and torque ripple are very serious in a conventional PWM switching during conduction period. In order to reduce the switching current ripple, instantaneously controlled source voltage is supplied to the inverter system according to the motor speed and load torque. In addition, the fast hysteresis current controller can keep the phase current in the limited band. The proposed method is verified by the computer simulation and experimental results.

Key Words : High speed miniature BLDC, Torque ripple reduction, Instantaneous voltage control

1. 서 론

소형 BLDC(Brushless DC) 전동기는 높은 운전효율과 고토크 특성으로 인하여, 산업용 기계와 가전기기 및 특히 의료용 장비에 널리 사용되고 있다[1-4]. 최근

†교신저자 : 정회원, 경성대 전기전자메카트로닉스 전임강사
E-mail : leedh@ks.ac.kr
접수일자 : 2006. 11. 28 1차 심사 : 2007. 2. 6
2차 심사 : 2007. 2. 22 3차 심사 : 2007. 3. 16
심사완료 : 2007. 3. 20

에는 치아의 드릴링 및 임플란트 삽입을 위한 장비로 초고속 BLDC 전동기가 적용되고 있다. 고속 운전과 저속 토크 제어가 교번적으로 사용되고 있으며, 안전한 작업을 위하여 토크리플의 억제가 매우 높게 요구된다.

일반적인 BLDC 전동기의 경우에 전류(轉流) 구간에서의 토크 리플 억제에 대한 다양한 연구가 이루어져 왔다. 하지만, 초고속 BLDC 전동기의 경우 설계 특성상 전기적 시정수가 매우 짧아서 전류 구간에서의 토크 리플 보다 통전 구간에서의 토크 리플이 더 큰 영향을 미치게 된다.

초고속 소형 BLDC 전동기의 경우, 전동기의 속도 응답성을 높이기 위하여 전기적 시정수를 매우 빠르게 설계하므로 일반적인 PWM 제어 방식에 의한 스위칭 전류 리플이 매우 높다. 또한 고속 운전 영역에서 한 제어주기 동안에 회전각 변화가 매우 많아서 정밀한 전류 제어기의 구성이 매우 어려운 문제가 발생한다. 이러한 전류 제어 성능 저하에 의해, 초고속 BLDC 전동기의 토크 리플은 일반 범용의 BLDC 전동기에 비하여 매우 높으며 이는 전체 제어 시스템의 성능을 저하시키며, 기계적 소음 및 진동의 원인이 된다.

본 논문에서는 40000rpm급 초고속 소형 BLDC 전동기의 전기적 시상수에 따른 통전구간에서의 토크리플을 해석하고, 토크 리플 억제를 위하여, 순시 전압 제어기와 고속 히스테리시스 전류 제어기를 제안한다.
제안된 순시 전압 제어기는 통전구간에서의 토크 리플 억제를 위하여 운전속도와 부하전류에 적합한 전압을 순시적으로 제어하여 BLDC 전동기에 공급하고, 고속 히스테리시스 전류 제어기는 DSP의 지령전류에 따라, 제어 주기의 샘플링 지연없이 부하전류를 제어하는 시스템이다.

본 논문에서 제안된 고속 히스테리시스 전류 제어기는 범용 BLDC 전동기의 전류(轉流)구간에서 발생하는 전류의 딥 또는 스파이크 현상을 크게 억제할 수 있으므로, 전류구간에서의 토크 리플 억제에도 매우 적합하다.
제안된 초고속 소형 BLDC 전동기의 토크 리플 억제를 위한 제어 시스템은 시뮬레이션 및 실험을 통하여 그 타당성을 증명하였다.

2. 초고속 BLDC 전동기의 토크 리플 해석

그림 1은 일반적인 3상 BLDC 전동기의 구동을 위한 인버터 시스템을 나타내고 있다. 그림에서 인버터 시스템은 고속 FET의 브릿지 구조로 설계되어 있으며, BLDC 전동기는 전기적인 파라메타와 역기전력 성분으로 등가적으로 표현된다[4].

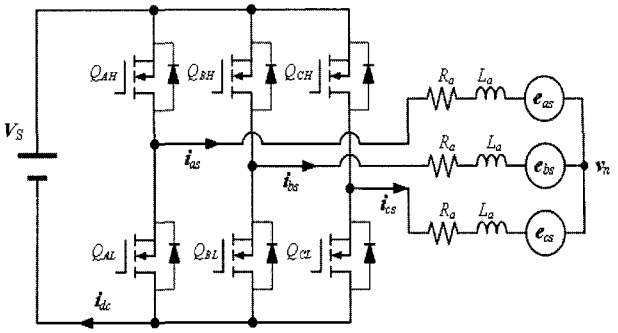


그림 1 일반적인 3상 BLDC 전동기 인버터 시스템
Fig. 1 The general inverter system of 3-phase BLDC motor

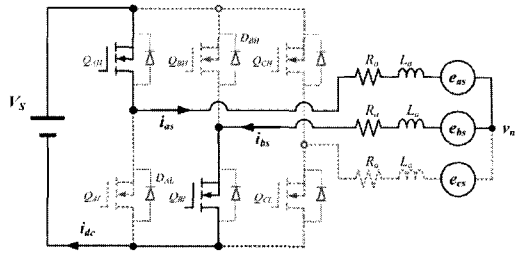
그림 1의 3상 BLDC 전동기 구동회로에서 BLDC 전동기의 순시 전압 방정식은 다음과 같이 표현된다.

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

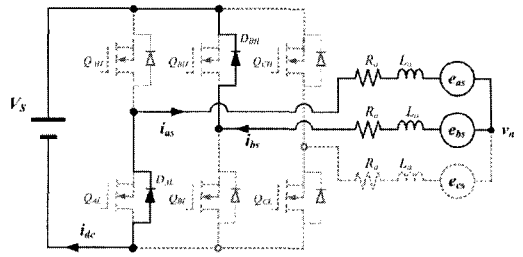
단, v_{as}, v_{bs}, v_{cs} : BLDC 전동기 단자 전압 [V]
R_a : BLDC 전동기 상 저항 [Ω]
L_a : BLDC 전동기 상 인덕턴스 [H]
i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : BLDC 전동기 상전류 [A]
e_{as}, e_{bs}, e_{cs} : 상 역기전압 [V]

정현적인 역기전력을 가지는 PMAC와 달리 BLDC 전동기는 통전구간에서 2상의 스위칭에 의해 토크 전류를 공급하게 되며, 고토크 발생을 위한 180° 통전방식과, 토크 리플을 억제하기 위한 120° 통전 방식이 널리 사용되고 있다.

그림 2는 전기적으로 0 ~ 60° 구간에서의 BLDC 전동기의 스위칭 온/오프 구간의 동작 모드를 나타내고 있다. 그림 2(a)는 A상의 윗단 스위치 Q_{AH}와 B상의 아랫단 스위치 Q_{BL}이 턴-온 되어 전압이 공급되는 경우의 동작모드를 나타내고 있으며, 그림 2(b)는 두 스위치가 턴-오프 되었을 경우의 동작 상태를 나타내고 있다. 그림에서 실선 부분이 실제 전류가 흐르는 경로이며, 점선 부분은 비통전 경로를 의미한다. BLDC 전동기에서는 각 60°의 통전구간별로 스위치의 온/오프 듀티비에 의해 부하 전류를 제어하게 된다.



(a) Q_{AH}, Q_{BL} 턴-온 구간



(b) Q_{AH}, Q_{BL} 턴-오프 구간

그림 2 0 ~ 60° 구간에서의 BLDC 전동기의 스위칭 온/오프 구간의 동작 모드

Fig. 2 The operating mode of BLDC during 0 ~ 60°

그림 2의 통전구간에서 BLDC 전동기의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$s \cdot V_s = v_{ab} = R_s \cdot i_{as} + L_s \frac{d\, i_{as}}{dt} + e_{ab} \tag{2}$$

단, $R_s = 2 \cdot R_a$, $L_s = 2 \cdot L_a$,

$e_{ab} = e_{as} - e_{bs}$, $i_{as} = -i_{bs}$

$$e_{ab} = e_{as} - e_{bs} = K_E \cdot \omega_m \tag{3}$$

단, ω_m : BLDC 전동기 회전 속도 [rad/sec]

K_E : 역기전력 상수 [V/rad/sec]

식 (2)에서 s는 스위치의 동작을 나타내는 파라메타로 턴-온 동작에서는 1, 턴-오프 동작에서는 -1로 된다.

그림 3은 그림 2의 동작 모드에서 A상과 B상의 전류 및 직류 링크단의 전류 i_{dc}의 형상을 나타내고 있다. 그림 3에서 스위칭 샘플링 구간에서 턴-온 시간 t_1과 턴-오프 시간 t_2의 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 결정된다.

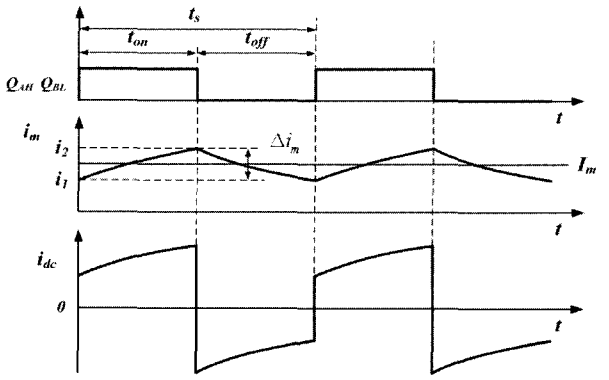


그림 3 스위칭 동작에 따른 A상과 링크단 전류

Fig. 3 The phase and dc-link current according to switching pattern

제어 주기 t_s 동안에서의 듀티비 d는 양방향 스위칭 방식에서 다음과 같다.

$$V_m = R_s \cdot I_m + e_m = t_{on} \cdot V_s - (t_s - t_{on}) \cdot V_s \tag{4}$$

단, e_m : 통전구간에서의 역기전력 [V]

$$d_m = \frac{t_{on}}{t_s} = 0.5 + \frac{1}{2} \cdot \frac{V_m}{V_s} \tag{5}$$

$$t_{on} = d_m \cdot t_s \tag{6}$$

단, $t_s = t_{on} + t_{off}$

그림 3의 스위칭 동작에서 턴-온 주기동안 발생하는 전류의 리플 및 토크 리플은 스위칭 소자의 전압강하를 무시하면, 스위칭 시간과 전원 전압 및 BLDC 전동기의 전기적인 시정수에 의해 다음과 같이 결정된다.

$$\Delta i_m = \left(\frac{V_s - e_m - R_s \cdot I_m}{L_s} \right) \cdot d_m \cdot t_s \tag{7}$$

$$\Delta T_m = \Delta i_m \cdot K_T \tag{8}$$

단, K_T : 토크 상수 [Nm/A]

식 (7)과 (8)에서 BLDC 전동기의 통전구간에서의 토크 리플은 인가전압 및 전동기의 전기적인 파라메타와 스위칭 주파수에 의해 결정됨을 알 수 있다.

그림 4와 그림 5는 본 논문에서 적용한 40000[rpm]급 소형 BLDC 전동기와 정격속도 3000[rpm], 최대 속도 5000[rpm]인 400[W]급의 일반적인 BLDC 전동기의 스위칭 주파수와 속도및 부하 전류에 따른 통전 구간에서의 토크 리플을 해석한 결과이다.

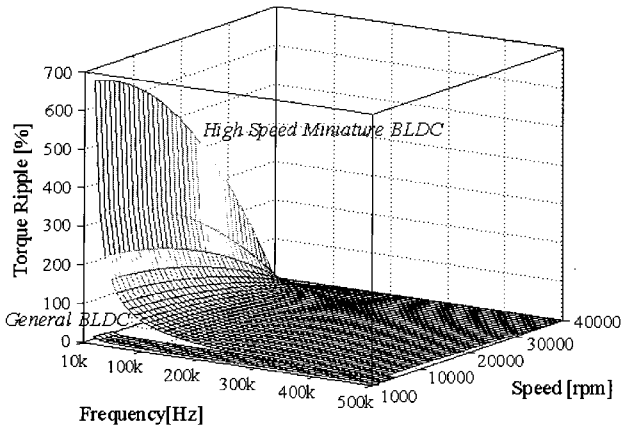


그림 4 스위칭 주파수와 속도에 따른 통전구간의 최대 토크리플(I_{ref}^{*} = 2[A])

Fig. 4 Maximum torque ripple according to switching frequency and speed

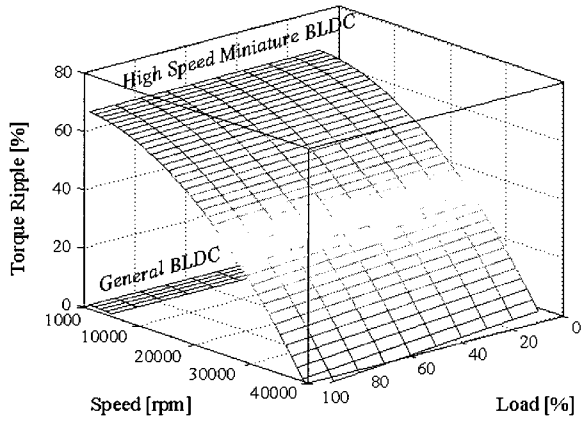


그림 5 부하전류와 속도에 따른 통전구간의 토크 리플 (스위칭주파수 = 100[㎑])

Fig. 5 Maximum torque ripple according to load current and speed

그림 4와 5에서 일반적인 BLDC 전동기의 경우에 정격토크에서 10[㎑]의 스위칭 주파수에 대해 정격토크의 15[%]이하의 토크리플을 나타내지만, 초고속 BLDC 전동기의 경우에는 1000[rpm] 운전영역에서 650[%] 이상의 토크리플이 나타나게 된다. 해석 결과에서 초고속 BLDC 전동기의 토크 리플은 스위칭 주파수가 높아질수록 지수적으로 감소하며, 운전속도가 높아서 역기전력과 전원전압의 차이가 감소할수록 감소하게 된다. 실제 초고속 BLDC 전동기의 경우 범용의 BLDC 전동기와 달리 통전 구간에서의 토크 리플이 그림 4와 그림 5의 해석 결과에서 알 수 있듯이 매우 높으며, 이는 3000 ~ 5000[rpm]급 BLDC 전동기의 토크 리플에 비해 약 10배 이상 높게 형성되는 경향을 보인다. 따라서 초고속 BLDC 전동기의 경우에는 산업용 인버터에서 널리 적용되는 수십 ㎑의 스위칭 주파수로는 정상적인 제어가 매우 어려우며, 또한 스위칭 주파수를 수백 ㎑로 상승시키는 경우에는 스위칭 주파수에 의한 손실과 게이트 드라이브 및 스위칭 소자에서의 턴-온 및 턴-오프 지연의 영향이 매우 커지는 문제가 발생한다.

범용의 BLDC 전동기의 경우 전기적 시정수가 비교적 커서 10 ~ 20㎑의 스위칭 주파수에 의한 토크 리플이 통전구간이 변하는 전류(轉流)구간의 토크 리플에 비하여 무시할 수 있으나, 초고속 BLDC 전동기의 경우에는 이와 달리 통전 구간에서의 전류 리플에 의한 토크 리플이 매우 높게 형성되는 문제가 발생한다.

3. 제안된 토크 리플 억제형 초고속 BLDC 전동기 제어 시스템

그림 4와 5 및 식 (7)과 (8)의 초고속 소형 BLDC 전동기 토크 리플 해석에서 스위칭 주파수 및 전원 전압의 크기는 매우 중요하다. 실제 제어 시스템에서 스위칭 주파수를 크게 증가 시키는 것은 현실적인 문제가 발생하게 된다. 따라서 본 논문에서는 초고속 소형 BLDC 전동기의 토크 리플 억제를 위하여 BLDC 전동기의 속도와 부하 전류에 적합한 전원 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. 초퍼형 전압 제어기의 후단에는 링크단 전압의 평활을 위하여 인덕터와 커패시터 필터를 사용하는 것이 일반적이다. 이러한 초퍼형 전압제어기는 직류 전동기의 속도제어에는 적합하나, 필터의 사용으로 인하여 빠른 전압 제어 시정수를 가지기 어렵고, 시정수를 높이기 위하여 필터를 제거하면 전압의 리플이 매우 높아지는 단점이 있다.

본 논문에서는 전기적 시정수가 매우 낮은 초고속 소형 BLDC 전동기의 전압 제어를 위하여 응답성이 매우 높고 출력전압의 리플이 거의 없는 파워 Burr-Brown사의 OP-Amp를 적용하여 설계 하였다.

순시 전압 제어기의 지령 전압은 파워 OP-Amp의 증폭률 K_m을 고려하여 BLDC 전동기의 저항과 속도에 따라 다음과 같이 계산된다.

$$V_{ref}^{*} = \frac{1}{K_m}\left(R_s \cdot I_{ref}^{*} + K_E \cdot \omega_m + V_{res}\right) \quad (9)$$

$$v_{dc} = K_m \cdot V_{ref}^{*} \quad (10)$$

이때, V_{res}은 속도의 리플과 가속을 감안한 전압 마진으로 본 논문에서는 0.2[V]로 고려하였다. 식 (9)와 같이 계산된 지령 전압은 12비트 DAC로 출력되고, DAC의 출력은 파워 OP-Amp의 비반전 증폭비 K_m 배로 증폭되어 BLDC 전동기의 인버터로 공급된다. 본 논문에서는 4[V] DAC 출력이 BLDC 전동기 정격 전압인 32[V]가 되도록 비반전 증폭비 K_m을 8이 되도록 설계하였다.

한편, 범용의 BLDC 전동기와 달리 초고속 BLDC 전동기의 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 12비트 DAC와 고속 비교기를 사용한 히스테리시스 전류 제어기를 구현하였다.

그림 6은 본 논문에서 적용한 순시 전류 제어기의 구조를 나타내고 있다. 속도 제어기의 제어 지령 I_{ref}^{*}에 대해 양방향 밴드를 가지는 아날로그 지령과 링크단 부하전류를 순시적으로 비교하여 PWM 패턴을 발생한다.

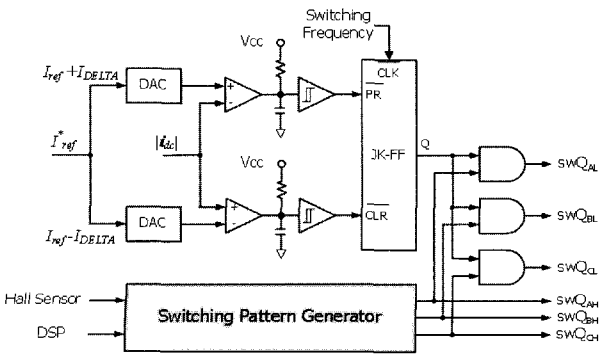


그림 6 고속 히스테리시스 순시 전류 제어기
Fig. 6 High-speed hysterisis current controller

범용 BLDC 전동기 제어 시스템에서는 DSP 또는 마이크로 프로세서의 제어 주기내에서 PWM 펄스 폭을 제어하는 방식을 많이 사용하여 왔다. 하지만, 고속 히스테리시스 전류 제어기는 부가적인 DAC 사용 및 제어 회로가 다소 복잡해지는 문제가 있지만, 초고속 BLDC 전동기의 경우에는 실제 50 ~ 100[㎲]의 전류 제어 주기내에서 순시적인 전류 제어가 어렵고, 전류 구간에서의 토크 리플에 대한 별도의 고려 없이 전류 제어가 가능하므로 매우 효과적이다.

그림 7은 본 논문에서 제안된 초고속 소형 BLDC 전동기 속도 제어 시스템의 블록도를 나타내고 있다. 그림 7에서 순시 전압 제어기는 Burr-Brown사의 OPA-541을 적용한 비반전 증폭기로 설계 되고, DAC는 TI(Texas Instrument)사의 12비트 DAC7612를 적용하였다. 전류 제어기는 그림 6의 구조로 설계되고, 스위칭 패턴은 고속 비교기의 출력과 BLDC 전동기 홀센서에 따른 스위칭 시퀀스와 조합되어 발생된다. BLDC 전동기의 부하전류는 링크단에 설치된 1개의 전류 센서로부터 입력된다.

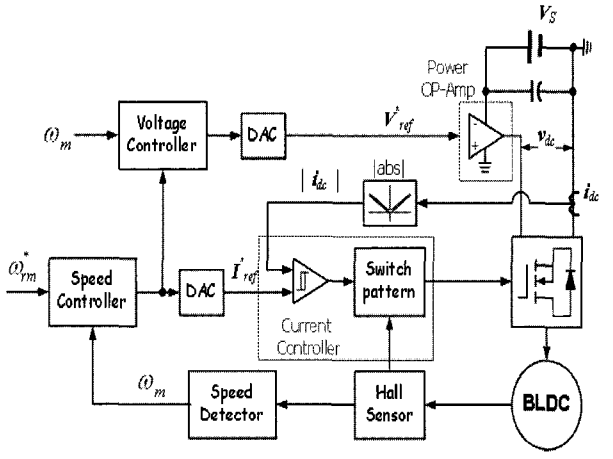


그림 7 제안된 초고속 소형 BLDC 전동기 속도 제어 시스템 블록도
Fig. 7 The proposed high-speed BLDC motor speed control block diagram

BLDC 전동기의 실제속도는 홀센서 출력의 변위가 발생하는 60° 간격 마다, 속도가 계산된다.

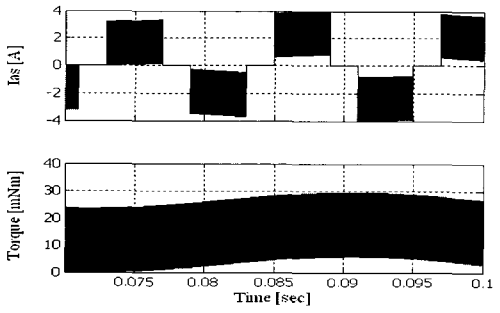
4. 시뮬레이션 및 실험 결과

표 1은 본 논문에서 적용한 32V, 40000[rpm]급 초고속 BLDC 전동기의 정격을 나타내고 있다.

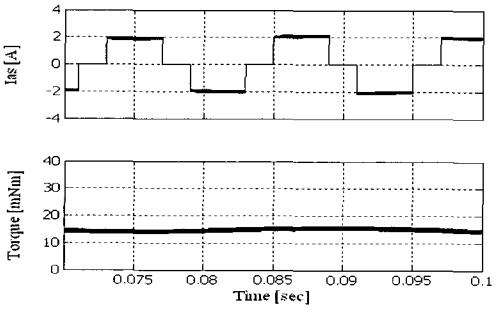
표 1 적용 모델의 사양
Table 1 The specification of adopted BLDC motor

정격 전압	50 [W]	정격 전압	32[V]
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[gcm2]

그림 8은 2.0[A]의 부하 전류에 대한 일반적인 제어 방식과 제안된 방식에서의 상전류 및 토크 파형에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 그림에서 스위칭 주파수는 100[㎑]가 적용되었다. 그림 8의 시뮬레이션 결과에서 제안된 방식의 경우에 상전류 및 토크 리플이 크게 억제 되고 있음을 보이고 있다.



(a) 일반적인 제어방식



(b) 제안된 제어방식

그림 8 상전류 및 토크 리플 시뮬레이션 결과 비교
Fig. 8 Simulation result comparison of general and proposed method

그림 9는 본 논문에서 적용한 초고속 BLDC 전동기 제어 시스템의 실험 장치를 나타내고 있다. 메인 제어기는 TI(Texas Instrument)사의 TMS320 LF2812-150[㎒]를 적용하였고, 순시 전압 제어장치의 구현을 위하여 Burr-Brown사의 OPA-541을 사용하였다. 고속 스위칭을 위한 인버터 장치는 고속 FET로 구현하였으며, 전류 피이드백은 직류 링크단의 전류를 피이드백하여 제어에 사용하였다.

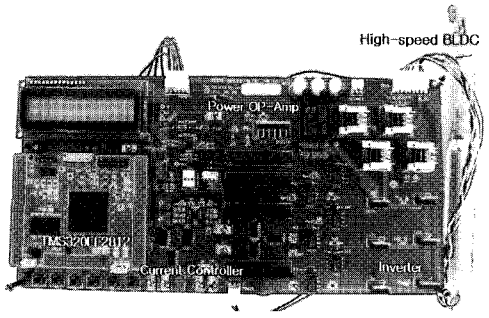
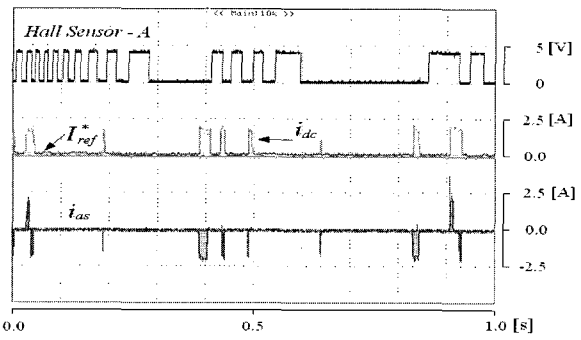
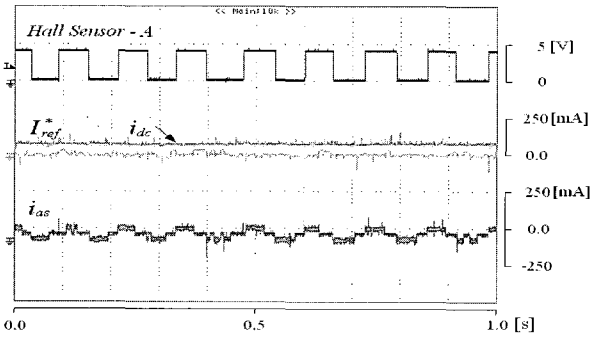


그림 9 실험 장치의 구성
Fig. 9 Experimental configuration

그림 10과 11은 500[rpm] 및 7500[rpm]에서의 정격 전압 인가상태와 제안된 방식에서의 홀센서 출력신호와 지령 및 피이드백 전류, 그리고 상 전류의 파형을 나타내고 있다.

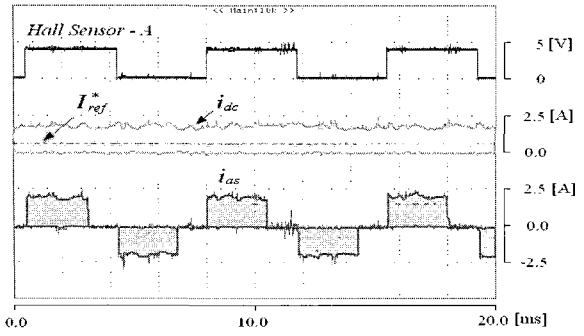


(a) 정격 전압 인가상태

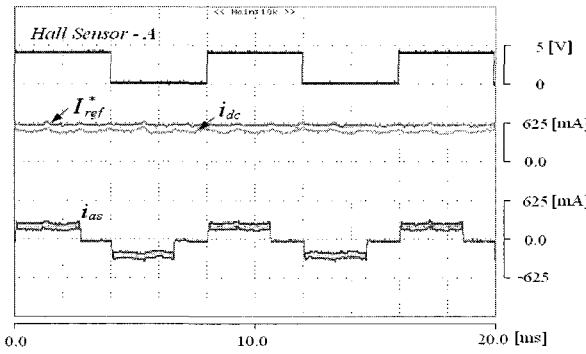


(b) 제안된 방식

그림 10 지령속도 500[rpm]에서의 실험 결과 비교
Fig. 10 The comparison of experimental results at 500[rpm]



(a) 정격 전압 인가상태



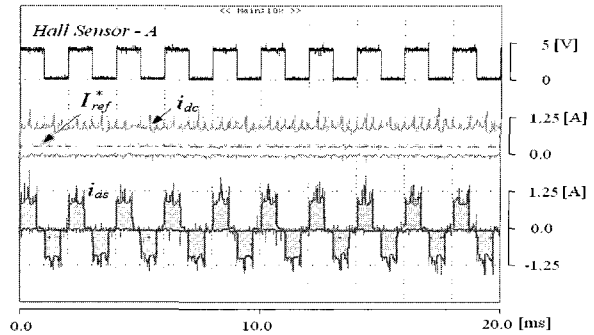
(b) 제안된 방식

그림 11 지령속도 7500[rpm]에서의 실험 결과 비교
Fig. 11 The comparison of experimental results at 7500[rpm]

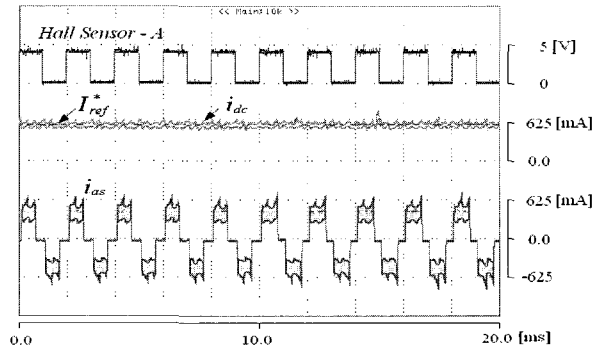
실험 결과에서 초고속 BLDC 전동기의 운전속도가 비교적 높은 7500[rpm]에서는 기존방식으로 속도 제어가 가능하나 상전류의 리플이 매우 높고, 이로 인한 소음 및 진동이 크게 발생하게 된다. 지령속도가 500[rpm]의 저속 운전 영역에서는 기존의 제어방식에 의해서는 제어 시스템의 스위칭 주파수는 약 100[㎑] 정도로 설정되었음에도 불구하고, 높은 전류 리플로 인하여 정상적인 제어가 불가능하며, 속도의 변동이 매우 높게 발생하고 있다. 하지만, 제안된 방식에서는 500[rpm]의 저속 영역에서도 안정된 운전상태를 보이고 있으며 상전류의 리플이 매우 감소함을 보이고 있다.

그림 12는 지령속도 30000[rpm]에서의 실험 결과를 보이고 있다. 저속 운전영역과 달리 고속 운전 영역에서는 상전류의 리플이 비교적 감소하게 되며, 이는 앞에서 설명된 바와 같이 운전 영역이 증가함에 따라 상전류와 토크 리플이 감소하기 때문이다.

그림 13은 지령속도가 2000[rpm]에서 20000[rpm]으로 변경되었을 경우의 운전속도, 지령전류 및 피이드



(a) 정격 전압 인가상태



(b) 제안된 방식

그림 12 지령속도 30000[rpm]에서의 실험 결과 비교
Fig. 12 The comparison of experimental results at 30000[rpm]

백 전류와 순시 제어된 링크단 전압의 파형을 보이고 있다.

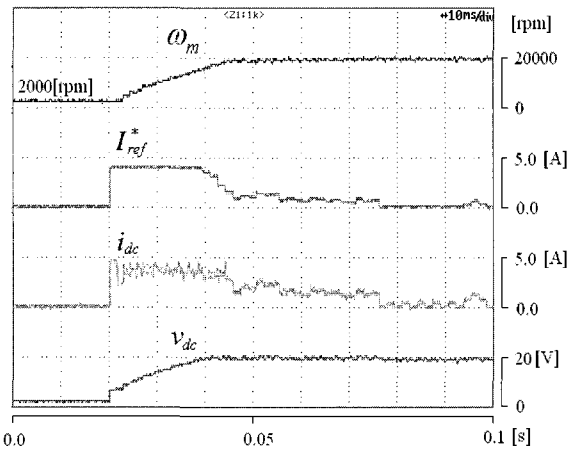


그림 13 제안된 방식의 운전속도 변경에 따른 실험결과 (2000 → 20000[rpm])
Fig. 13 The experimental result with speed reference change at 2000 to 20000[rpm]

실험 결과에서 제안된 방식으로 초고속 BLDC 전동기의 저속 및 고속 운전이 안정적으로 이루어짐을 보이고 있다. 하지만, 제안된 방식의 경우 저속 운전영역인 500[rpm]에서 파워 OP-amp의 손실이 약 65[W] 정도로 전동기의 정격에 비해 높은 단점이 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 40000rpm급 초고속 소형 BLDC 전동기의 전기적 시상수에 따른 통전구간에서의 토크리플을 해석하고, 토크 리플 억제를 위하여, 순시 전압 제어기와 고속 히스테리시스 전류 제어기를 제안하였다.

제안된 순시 전압 제어기는 통전구간에서의 토크 리플 억제를 위하여 운전속도와 부하전류에 적합한 전압을 순시적으로 제어하여 BLDC 전동기에 공급하고, 고속 히스테리시스 전류 제어기는 DSP의 지령전류에 따라, 제어 주기의 샘플링 지연없이 부하전류를 제어하는 시스템이다. 기존의 제어 방식에서는 초고속 BLDC 전동기의 전류 및 토크 리플이 매우 크게 발생하여 특히, 저속 운전 영역에서는 안정적인 운전이 이루어지지 않으나, 제안된 방식에서는 저속 및 고속 운전영역에서 매우 안정적인 제어가 가능하였으며, 상전류 및 토크 리플이 크게 개선됨을 보이고 있다.

하지만, 제안된 방식의 경우 선형 OP-Amp의 직접적인 출력 전압을 사용하게 됨으로써, 특히 저속 저전압 운전영역에서의 손실이 전동기의 정격에 비하여 높은 단점이 있다. 제안된 시스템의 경우, 저속 운전 영역의 활용이 빈번하지 않거나, 사용시간이 낮은 경우에 적합한 방식으로, 연속적인 저속 저전압 운전이 요구되는 응용 예에 대한 효율 개선 방안은 향후 연구가 진행 되어야 할 것이다.

이 논문은 2006학년도 경성대학교 학술연구비 지원에 의하여 연구되었음.

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 Calrson, 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.

저 자 소 개

이동희(李東熙)

1970년 11월 11일생. 1996년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2002년~2005년 OTIS-LG 서보 R&D 선임연구원. 2005년~현재 경성대 전기·전자·메카트로닉스 공학부 전임강사. 당 학회 편집위원.