

BLDC 전동기의 토크리플 저감을 위한 새로운 전류제어 알고리즘에 대한 연구

金泰成*, 安聖贊, 玄東石

A New Current Control Algorithm for Torque Ripple Reduction of BLDC Motors

Tae-Sung Kim, Sung-Chan Ahn, and Dong-Seok Hyun

요 약

BLDC (Brushless DC) 전동기는 선형적인 토크 대 전류, 속도 대 전압특성을 갖고 있으며 기계적·전기적인 잡음이 없고, 가감속 제어가 용이하며, 토크 대 관성의 비가 매우 높아 소형으로 높은 출력을 낼 수 있다는 장점을 가지고 있다. 그러나 전기자 전류의 전환 (Commutation)시 고정자 권선의 인덕턴스 성분과 역기전력으로 인해 발생하는 전류리플은 BLDC 전동기의 구동시 발생하는 토크리플의 중요한 원인이 되어, 고정밀 서보계통에 대한 응용에 큰 장애가 되고 있다. 본 논문에서는 푸리에 시리즈계수를 사용한 새로운 전류제어 알고리즘을 개발하여 상전류 전환시 발생하는 전류리플을 최소화함으로써 토크리플을 현저히 감소 시켰으며, BLDC 전동기의 구동을 위해 널리 사용되고있는 UNIPOLAR PWM 방식과 시뮬레이션 및 실험을 통해 비교함으로써, 새로운 알고리즘의 효용성을 입증하고자 한다.

ABSTRACT

The BLDC(Brushless DC) Motor is characterized by linear torque to current and speed to voltage. It has low acoustic noise and fast dynamic response. Moreover, it has high power density with high proportion of torque to inertia in spite of small size drive. However, when armature current is commutated, the current ripple is generated by the motor inductance components in stator windings and back-EMF. This current ripple caused to torque ripple. Therefore, it is difficult to apply the BLDC motor to a precision servo drive system.

In this paper, a new current control algorithm using fourier series coefficients is proposed. This proposed algorithm can minimize torque ripple due to the phase current commutation of BLDC motor. Simulation and Experimental results prove the effectiveness at the proposed algorithm through comparison with the conventional unipolar PWM method.

Key Words : Brushless DC motor, Torque ripple, Current control, Fourier series coefficients, Unipolar PWM, Bipolar PWM, Space Vector PWM

1. 서 론

*한양대학교 전기공학과 석사과정

E-mail : redtea@ihanyang.ac.kr

접수일자 : 2001. 8. 4

1차심사요청일 : 2001. 8. 6

심사완료일 : 2001. 9. 10

BLDC 전동기는 넓은 속도범위에 걸쳐 높은 효율을 유지하고 제어가 용이하여 가감속 운전이 요구되는 응용분야에 최적의 전동기라 할 수 있다. 사다리꼴 형태의 역기전력을 갖는 BLDC 전동기는 이론적으로 12

0° 도통의 구형과 상전류 인가시 리플이 없는 일정토크를 갖게된다. 일정전류 인가를 위한 두 가지 방법 중 전류원 인버터를 이용하는 방법은 전류리플을 최소화시킬 수 있지만, 큰 인덕터와 스위칭소자 선택에 따른 제약조건으로 인해 일반적으로 전압원 인버터를 사용하여 상전류를 제어하는 방식이 사용되고 있다^{[1][2]}.

그러나 전압원 인버터의 사용시 각 상전류의 전환(Commutation)에 따른 전류리플이 발생하게 된다. 최근까지 이 상전류 전환에 따른 전류리플을 감소시키기 위한 많은 연구가 있어 왔다^[3-7].

대표적인 전류제어 방법으로 히스테리시스 전류제어 기법과 PWM 전류제어기법이 있다. 먼저 히스테리시스 전류제어기법은 전류제어 응답성이 우수하나, 히스테리시스 밴드폭과 역기전력의 크기에 따라서 스위칭 주파수가 변화하므로 스위칭 성능이 낮은 소자의 사용이 어렵다. 반면에, PWM 전류제어기법은 히스테리시스 제어기법에 비해 제어 응답성은 조금 나쁘지만, 스위칭 소자의 스위칭 주파수를 일정하게 유지할 수 있는 장점이 있어 널리 사용된다.

PWM 전류제어기법은 단극성(Unipolar) PWM 방식과 양극성(Bipolar) PWM 이라는 두가지 방식으로 나눌 수 있다. 보편적인 구동방식인 120° 도통의 단극성 PWM 방식은 스위칭 손실과 전류리플이 작다는 장점이 있으나 전류제어 응답특성이 나쁘다는 단점이 있어, 서보모터와 같은 정밀위치제어를 요구하는 응용분야에 대한 적용이 곤란하다. 이와 반대로, 양극성 PWM방식은 전류제어시 응답특성이 우수하나 스위칭 손실과 전류리플이 단극성 PWM 방식에 비해 크며 데드타임이 필요하다는 단점이 있다. 그러나 BLDC 전동기의 정밀제어나 고속운전을 위해서는 우수한 전류제어 응답특성이 요구되므로 양극성 PWM 방식이 사용되어야 하며 스위칭 소자와 제어기법의 발달로 상기한 양극성 PWM의 단점을 보완할 수 있다.

본 논문에서는 BLDC 전동기의 구동시 발생하는 토크리플의 가장 주된 원인인 전류리플을 감소시키기 위한 새로운 전류제어 알고리즘을 제안하고자 한다. 이 알고리즘은 퓨리에 시리즈 계수를 활용한 방식으로 간단한 제어 알고리즘을 사용하여 최적의 성능을 얻을 수 있다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 방식의 효용성을 입증하고자 한다.

2. BLDC 전동기의 동작

2.1 BLDC 전동기의 모델링

그림 1은 일반적인 BLDC 전동기 드라이브의 블록

도를 간략하게 보여주고 있다. BLDC 전동기의 상전압 방정식은 식 (1)과 같으며, 발생하는 토크는 식 (2)로 나타낼 수 있다.

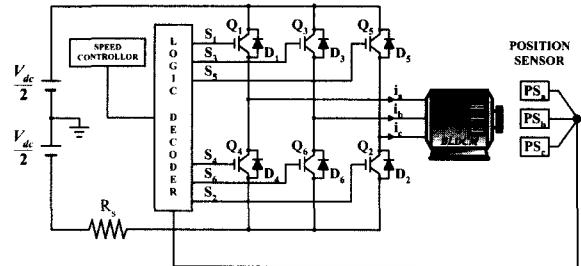


그림 1 BLDC 전동기 드라이브의 블록도

Fig. 1 Block diagram of BLDCM drive

$$\begin{bmatrix} V_{ap} \\ V_{bp} \\ V_{cp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{di}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = \frac{(e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c)}{\omega_m} \quad (2)$$

여기서,

V_{ap}, V_{bp}, V_{cp} : 모터 상전압, R_s : 상당 전기자 저항
 i_a, i_b, i_c : 상전류, L_s : 상당 전기자 인덕턴스
 e_a, e_b, e_c : 상당 역기전력, ω_m : 각속도

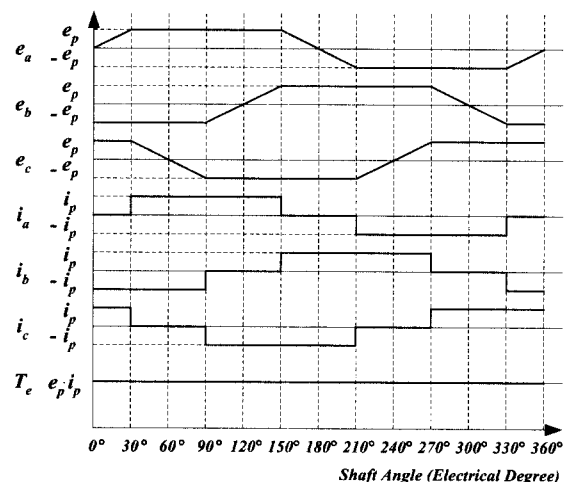


그림 2 BLDC 전동기의 역기전력과 입력전류파형

Fig. 2 Waveforms of back EMF and phase current of BLDCM

그림 2와 같이 BLDC 전동기는 역기전력의 형태가 사다리꼴 모양을 갖기 때문에 역기전력의 값이 일정한 부분에 구형과 형태의 상전류가 입력될 때 토크리플이 가장 작게 됨을 식 (2)를 통해 알 수 있다. 그러나, 고정자 권선의 인덕턴스 성분과 역기전력으로 인해 그림 2와 같은 이상적인 전류의 입력이 사실상 불가능하다.

앞서 설명한바와 같이 최소 토크리플을 갖는 BLDC 전동기의 구동을 위한 120° 도통 구형과 전류를 만들기 위해 일반적으로 많이 사용하는 것은 그림 3과 같은 단극성 PWM 방식이다.

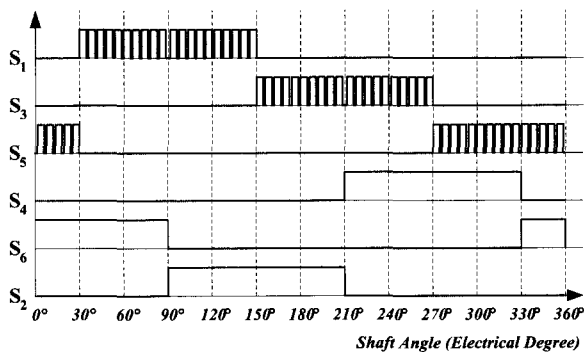


그림 3 단극성 PWM 방식의 스위칭 신호
Fig. 3 Switching signals of unipolar PWM method

그러나 단극성 PWM 방식은 전류제어 응답성이 떨어지고, 전환(Commutation)에 의한 토크리플을 제어하는데 어려움이 있다. 따라서 본 논문에서는 제안한 전류제어 알고리즘의 출력을 공간 전압 벡터 PWM (Space Vector PWM) 방식을 적용하였으며, 이로 인한 PWM 파형은 그림 4와 같은 양극성 PWM 형태가 된다.

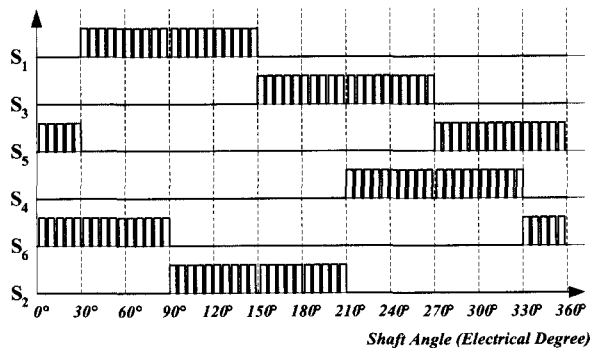


그림 4 양극성 PWM 방식의 스위칭 신호
Fig. 4 Switching signals of bipolar PWM method

2.2 제안한 전류제어 알고리즘

그림 2와 같은 120° 도통의 구형과 전류에 대한 푸리에 시리즈 전개를 하면 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$i(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (3)$$

기준 전류파형이 기함수 형태이므로, $a_0 = 0$, $a_n = 0$ 이라는 조건을 만족한다. 이를 이용하여 식 (3)을 정리하면, 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n \sin n\omega t) \quad (4)$$

식 (4)에서 각 고조파의 계수 b_n 은 식 (5)와 같다.

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \cos\left(\frac{n\beta}{2}\right) \quad (5)$$

여기서, $n = 1, 3, 5, \dots$

$$\beta = \pi / 3 \text{ [전환(Commutation)구간]}$$

식 (5)에서, 3의 배수 고조파들은 전동기의 권선이 Y 결선이므로 상쇄된다. 120° 도통의 구형과 전류는 푸리에 시리즈 전개에 의한 각 고조파별 정현파를 합성하여 만들 수 있다. 속도제어기에서 발생한 전류 지령치인 직류값을 각 고조파별 계수로 분리 후, 이 계수들을 합하여 만든 파형이 120° 도통의 구형과 전류값과 유사함을 그림 5를 통해 알 수 있다.

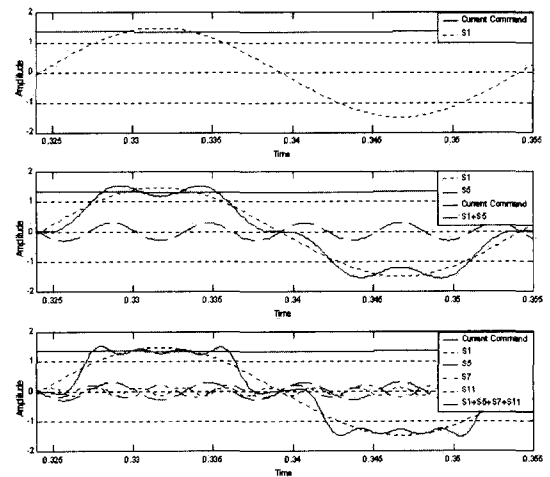


그림 5 전류 지령치와 각 고조파의 합
Fig. 5 Current command value and summation of each harmonic

이와 같은 논리를 적용한 전류제어 블록도를 그림 6에 나타냈다. 속도 제어기에서 발생한 전류 지령치 i_q^* 는 직류 값이다. i_d 성분은 자속 성분이므로 BLDC 전동기와 같이 영구 자석을 사용한 경우에는 0으로 제어할 수 있다. 이 전류 지령치 값을 식 (4)를 사용하여 허용한도내의 각 고조파 성분으로 분리한 후 각 성분별 정지 좌표계로 변환하여 성분별로 합성하면 정지 좌표계 상에서의 전류 지령치 i_a^* 와 i_b^* 를 얻을 수 있다.

i_a^* 와 i_b^* 는 실제전류와 비교되어진 후 PI 전류제어기를 통과하여 PWM을 위한 전압 지령치로 변환된다. 실질적인 구동에 필요한 전압 지령치는 전환(Commutation)시의 인버터의 중성점과 전동기의 중성점 사이의 전위가 같지 않으므로 이 전압만큼을 전향 보상하여 얻는다. 최종적인 전압 지령치는 V_a^* 와 V_b^* 로 인버터 구동에 필요한 스위칭 신호 $S_1 \sim S_6$ 을 공간전압 벡터 PWM 방식을 사용하여 구한다. 이와 같은 알고리즘을 사용하여 120° 도통의 구형파 전류를 효과적으로 발생시킬 수 있으므로 토크리플을 감소시킬 수 있다.

3. 시뮬레이션 및 실험

시뮬레이션과 실험에 사용된 전동기의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1 BLDC 전동기의 파라미터
Table 1 Parameters of BLDC Motor

정격 전압	V	310 [V]
정격 토크	Te	2 [Nm]
저항	Rs	7.3 [Ω]
인덕턴스	Ls	20.3 [mH]
역기전력 상수	Ke	0.3 [V/(rad/sec)]
극 수	P	4

실험에 사용된 BLDC 전동기 구동용 인버터는 IPM (Intelligent Power Module)을 사용하였으며 제어 알고리즘은 TMS 320C31 DSP (Digital Signal Processor)를 사용하여 구현하였다. 전류제어 주기는 $150[\mu s]$ 으로 하였으며, 고조파 계산을 위해 Look-up table을 사용하였다.

그림 7은 일반적으로 사용되는 BLDC 전동기 구동용 MCU에 의한 단극성 PWM의 Duty 조절방식을 이용하고, 1 Nm의 부하를 인가했을 때 한 상에 대한 입력 상전류와 발생 토크를 나타낸 시뮬레이션 파형이다. 그림 7에서 보여지는 것처럼 입력 상전류의 전환(Commutation)에 의한 리플이 발생되고, 이로 인한 큰 토크 리플이 발생함을 알 수 있다. 그러나 제안한 알고리즘으로 전류제어를 수행하면 그림 8와 같이 거의 이상적인 120° 도통의 구형파 전류를 얻을 수 있어, 토크 리플을 현저히 감소시킬 수 있음을 알 수 있다.

그림 9는 단극성 PWM 방식을 사용하여 속도지령을 0 rpm에서 1200 rpm으로 순간 변화시 나타나는 파형들로서, 그림 10의 제안한 방식과 비교하면 지령속도에 도달하는 시간이 상당히 지연되므로 속도 응답성이 떨어지는 것을 볼 수 있다. 그림 10에서 보듯 제안한 방식은 과도상태 속도 응답성이 매우 향상된 것을 알 수 있다.

그림 11과 13은 일반적인 방식으로 구동시 실험파형이며, 그림 12와 14는 제안한 방식으로 구동시 실험파형이다. 그림에서 보듯 실험결과가 시뮬레이션 결과와 잘 일치함을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 기존의 BLDC 전동기 구동을 위해 일반적으로 사용하는 단극성 PWM 방식에 의해 발생하는 토크리플 저감을 위한 새로운 전류제어 알고리즘을 제안하였다.

제안한 알고리즘은 푸리에 시리즈 계수를 이용하여 허용차수까지 전류 고조파를 계산하고, 이 고조파 성분을 정지 좌표계상의 값으로 환산한 후 전류제어를 통하여 최종적으로 만들어낸 전압 지령치를 공간전압 벡터 PWM 방식으로 구현하여 구형파에 근접한 상전류를 발생시켜 토크리플을 저감할 수 있어, 구동시 발생하는 소음과 진동을 현저히 감소시킬 수 있었다.

또한 Look-up table을 사용하여 고조파를 계산함으로써 연산시간을 단축할 수 있었고, 고성능 CPU의 사용 없이도 구현 가능했다.

제안한 알고리즘을 에어컨의 실내 송풍기나 환풍기, 냉장고의 콤프레셔 등과 같은 저소음이 요구되는 가전 제품은 물론 사무용 기기, 오디오 및 컴퓨터용 소형정밀 기기 등에 적용하였을 때, 월등한 품질향상을 기대할 수 있을 것으로 예상된다.

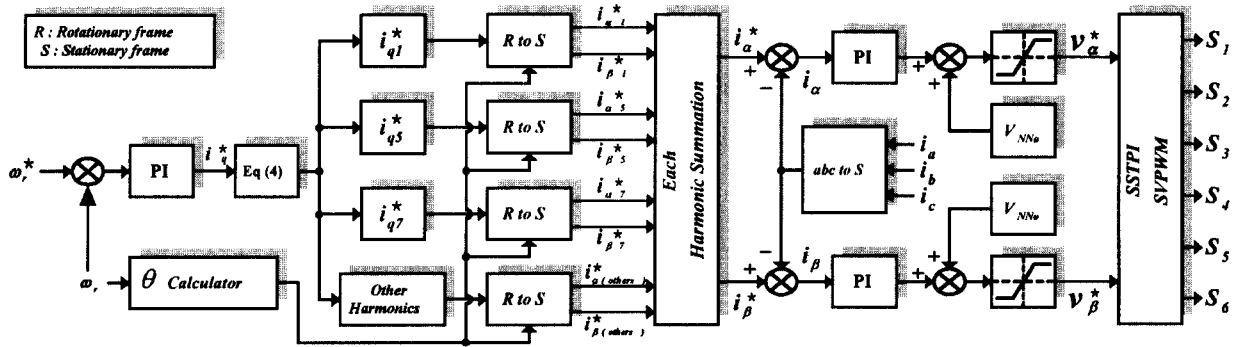


그림 6 제안한 전류제어 알고리즘의 블록도
Fig. 6 Block diagram of proposed current control algorithm

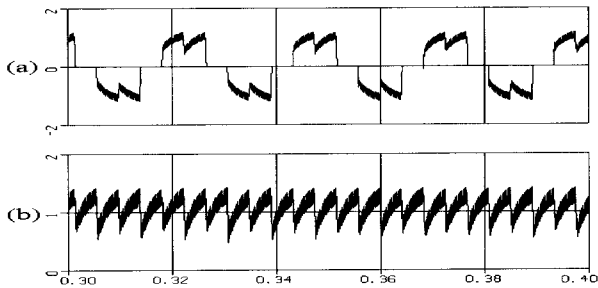


그림 7 일반적인 방법에 의한 부하 1[Nm] 인가 시
입력 상전류와 토크의 시뮬레이션 파형
(a) 입력 상전류[A] (b) 토크[Nm]
Fig. 7 Input phase current and torque waveforms at load 1[Nm] using conventional method in simulation
(a) Phase Current[A] (b) Torque[Nm]

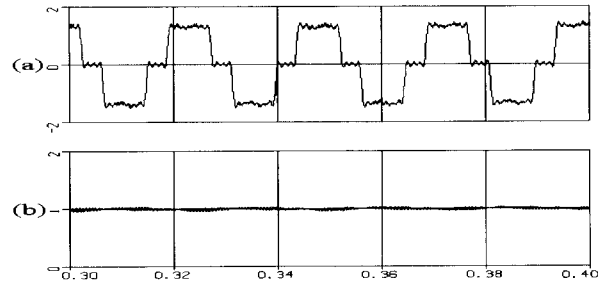


그림 8 제안한 방법에 의한 부하 1[Nm] 인가 시
입력 상전류와 토크의 시뮬레이션 파형
(a) 입력 상전류[A] (b) 토크[Nm]
Fig. 8 Input phase current and torque waveforms at load 1[Nm] using proposed method in simulation
(a) Phase Current[A] (b) Torque[Nm]

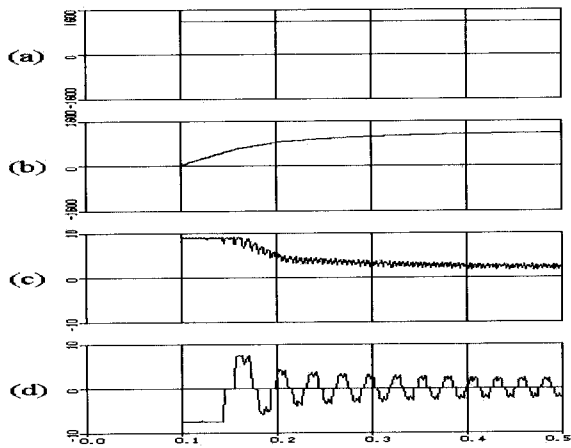


그림 9 일반적인 방법에 의한 초기기동 시뮬레이션 파형
(a) 지령 속도[rpm] (b) 검출 속도[rpm]
(c) 토크[Nm] (d) 입력 상전류[A]
Fig. 9 Start up waveforms of BLDCM using conventional method in simulation
(a) Reference Speed[rpm] (b) Actual Speed[rpm]
(c) Torque[Nm] (d) Phase Current[A]

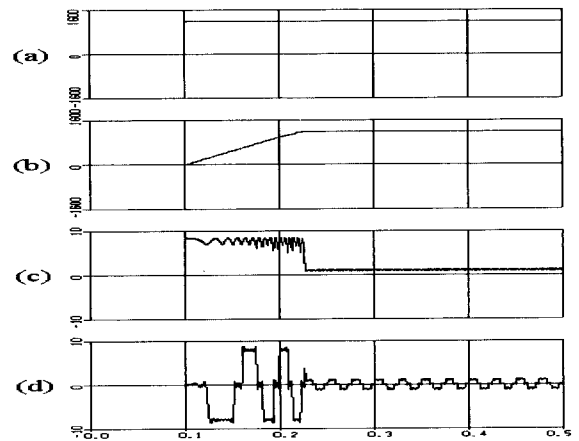


그림 10 제안한 방법에 의한 초기기동 시뮬레이션 파형
(a) 지령 속도[rpm] (b) 검출 속도[rpm]
(c) 토크[Nm] (d) 입력 상전류[A]
Fig. 10 Start up waveforms of BLDCM using proposed method in simulation
(a) Reference Speed[rpm] (b) Actual Speed[rpm]
(c) Torque[Nm] (d) Phase Current[A]

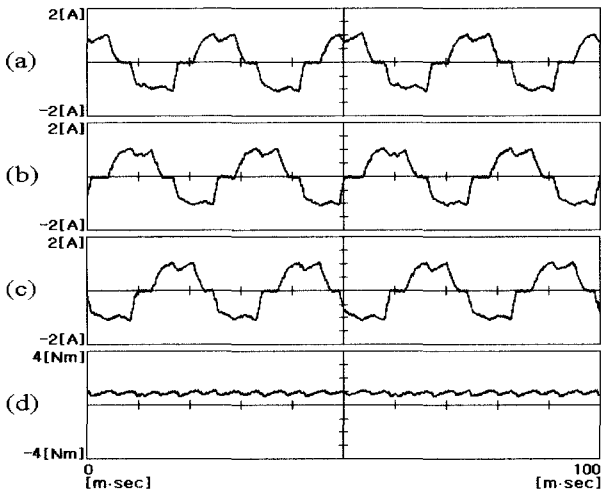


그림 11 일반적인 방법에 의한 부하 1[Nm]시의
 각 상전류와 토크의 실험 파형
 (a) a상 전류[A] (b) b상 전류[A]
 (c) c상 전류[A] (d) 토크[Nm]
 Fig. 11 Input phase currents and torque waveforms
 at load 1[Nm] using conventional method
 in experimental result
 (a) a Phase Current[A] (b) b Phase Current[A]
 (c) c Phase Current[A] (d) Torque[Nm]

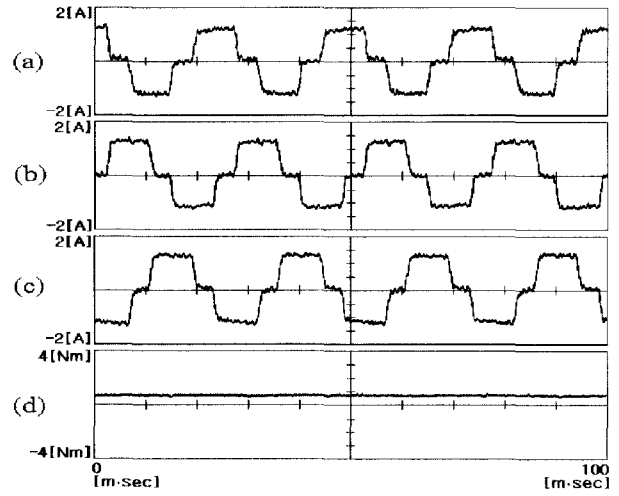


그림 12 제안한 방법에 의한 부하 1[Nm]시의
 각 상전류와 토크의 실험 파형
 (a) a상 전류[A] (b) b상 전류[A]
 (c) c상 전류[A] (d) 토크[Nm]
 Fig. 12 Input phase currents and torque waveforms
 at load 1[Nm] using proposed method
 in experimental result
 (a) a Phase Current[A] (b) b Phase Current[A]
 (c) c Phase Current[A] (d) Torque[Nm]

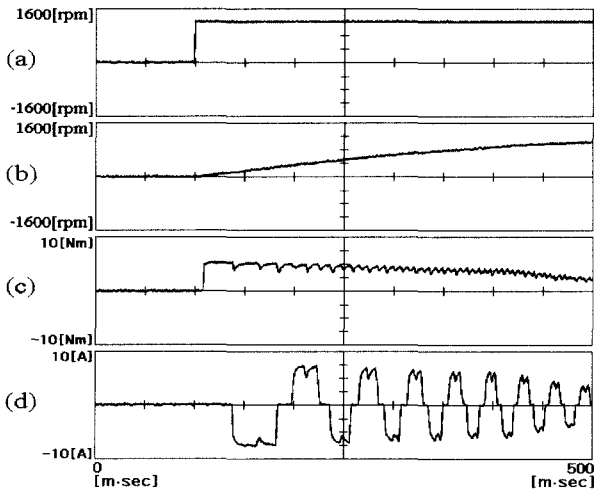


그림 13 일반적인 방법에 의한 초기기동의 실험 파형
 (a) 지령 속도[rpm] (b) 검출 속도[rpm]
 (c) 토크[Nm] (d) 입력 상전류[A]
 Fig. 13 Start up waveforms of using conventional method
 in experimental result
 (a) Reference Speed[rpm] (b) Actual Speed[rpm]
 (c) Torque[Nm] (d) Phase Current[A]

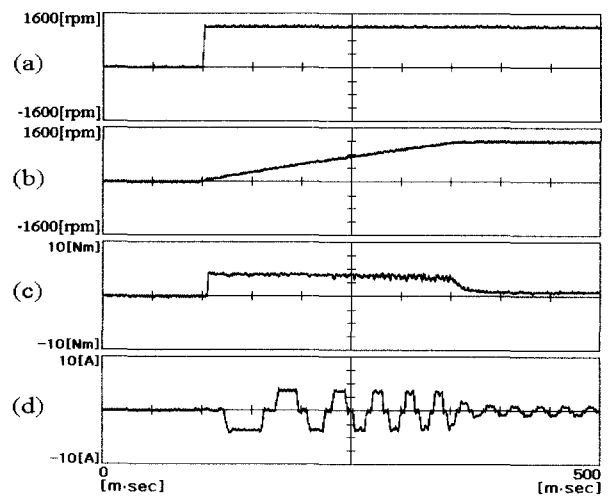
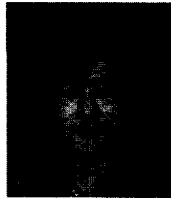


그림 14 제안한 방법에 의한 초기기동의 실험 파형
 (a) 지령 속도[rpm] (b) 검출 속도[rpm]
 (c) 토크[Nm] (d) 입력 상전류[A]
 Fig. 14 Start up waveforms of using proposed method
 in experimental result
 (a) Reference Speed[rpm] (b) Actual Speed[rpm]
 (c) Torque[Nm] (d) Phase Current[A]

참 고 문 헌

- [1] T. J. E. Miller, "Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives," Clarendon Press, Oxford 1989.
- [2] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent - Magnet Motor Drives, Part I : The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 25, No. 2, pp. 265~273, March/April 1989.
- [3] R. Carlson, M. Lajoie-Mazenc, and J. Fagundes, "Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless DC Machines," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. 28, No. 3, pp. 632~638, May/June 1992.
- [4] C. S. Berendsen, G. Champenois, and A. Bolopion, "Commutation Strategies for Brushless DC Motors : Influence on Instant Torque," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 8, No. 2, pp. 231~236, April 1993.
- [5] T. M. Jahns and W. L. Soong, "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives-A Review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 43, No. 2, pp. 321~330, April 1996.
- [6] S. K. Safi and P. P. Acarnley and A. G. Jack, "Analysis and Simulation of The High-Speed Torque Performance of Brushless DC Motor Drives," *IEE Proc. Electron. Power Applicat.*, Vol. 142, No. 3, pp. 191~200, May 1995.
- [7] D. C. Hanselman, "Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 41, No. 3, pp. 292~300, June 1994.

저 자 소 개



김태성(金泰成)

1973년 7월 4일생. 1996년 광주대 전자공학과 졸업. 2000년~현재 한양대 대학원 전기공학과 석사과정.



안성찬(安聖贊)

1964년 8월 18일생. 1988년 한양대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년~1998년 효성중공업 기술연구소 근무. 1995년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1984년~1985년 미국 토레도대학 교환교수. 1988년~1989년 원혜공과대학 교환교수. 현재 한양대 전자전기공학과 교수. 당 학회 회장 역임.