

저가형 BLDCM 구동장치를 이용한 정밀위치제어

論文

44~4~6

Precise Position Control with a Low Cost BLDCM Drive

姜碩柱* · 金峻奭* · 薛承基** · 金德根***

(Seog-Joo Kang · Joohn-Sheok Kim · Seung-Ki Sul · Deok-Kun Kim)

Abstract - In this paper a simple method of a position control for brushless DC motor is presented. For precise position control, a high performance torque controller is needed and a novel current control method is proposed. The current controller detects the uncommutating mode current for every 60°(elec. angle) and controls it with PI controller. The current control loop includes the feedforward of back EMF and the feedforward of the neutral voltage between the neutral point of the inverter and the neutral point of the machine. In the position control, the acceleration pattern is calculated from the position reference. Then the speed trajectory is calculated from the acceleration pattern. The experimental results are presented to verify the proposed methods.

Key Words : Uncommutating Mode Current Control, Acceleration Pattern

1. 서 론

사다리꼴 역기전력을 갖는 BLDCM(Brushless DC Motor)은 단위전류당 높은 토크, 간결한 구동방식 등의 장점이 있으나, 전류(轉流)로 인한 맥동토크가 발생하는 단점이 있다[1]. 일정 토크를 발생시키기 위해서는 역기전력의 평탄한 부분에 이상적인 구형파 전류를 흘려야 하지만, 모터의 인덕턴스와 역기전력 성분 때문에 전류(轉流)가 순간적으로 일어나지 않으므로, 이때 토크맥동이 발생하게 된다. 인버터의 DC전류를 검출하여 전류 제어를 하는 경우, 전류(轉流)시에 상전류의 크기를 알 수 없으므로 특히 저속영역에서 평균토크보다 큰 맥동이 발생한다[2]. 이 맥동분을 저감하기 위해서는 특별한 알고리즘이 필요하고 [3-4], 이것은 BLDCM의 구동을 복잡하게 한다.

본 논문에서는 BLDCM을 이용한 공업용 미싱 구동시스템을 연구하였다. 현대의 미싱은 고성능, 다기능을 요구하며, 칩(針)의 정밀한 위치제어를 필요로 한다. 정밀한 위치제어를 위해서는 정확한 토크제어가 필요하며, 따라서 본 연구에서는 간결하면서도 고성능 구동을 할 수 있는 전류제어 알고리즘을 제시한다. 먼저 상전류를 검출하여 전류(轉流)센서 신호에 따라 비전류(非轉流)모드 전류를 검출하고 이를 전류제어기를 통하여 제어한다. 그리고, 속도제어기의 출력인 전류지령(토크지령)이 정, 역으로 변화할 때, 실제전류가 잘 추종할 수 있도록 하는 전류제어기와 스위칭방법을 제시한다. 전류(轉流)시에는 인버터의 중성점과 모터의 중성점 사이의 전위가 같지 않으므로 이 전압 성분만큼 전향보상(Feedforward compensation)한다. 미싱은 모

터의 축과 벨트로 연결되어 있으며, 미싱의 관성 및 점성마찰력, 벨트의 진동 및 밀림 현상때문에 주어진 위치에 정확하게 정지할 수 있도록 위치제어를 하는 데는 어려움이 있다. 따라서, 본 연구에서는 위치지령이 주어졌을 때, 간단한 식에 의해 가속도패턴을 계산하여 속도케적을 구하는 방법을 제시한다. 가속도 계산시에는 최대 가속도 및 최대 가가속도(加加速度) 등의 제약조건들을 만족해야 하며, 만약 만족하지 않으면 반복적으로 다시 계산한다.

제어루프는 원칩 마이크로프로세서를 이용하여 디지털화하였으며, 실험에 의해 제시한 방법들을 검증하였다.

2. 전류제어 및 위치제어

본 연구에서의 BLDCM 구동시스템의 블록도는 그림 1과 같다. 모터의 상전류를 검출하여 전류(轉流)센서신호에 따라 전류제어루프에 변환되는 전류를 선택하고, 전류제어기에서 출력되는 토크방향신호와 PWM신호, 그리고 전류(轉流)센서신호에 의해 해당하는 인버터의 스위칭소자를 스위칭한다. 그리고, 전류제어루프 밖에 속도제어루프와 위치제어루프가 구성되어 있다.

그림 2는 BLDCM의 이상적인 구동조건을 나타낸 것이다. 역기전력의 평탄한 부분에 이상적인 구형파전류를 인가함으로써 맥동이 없는 일정한 토크를 얻을 수 있다. 역기전력의 평탄한 부분에 전류를 구형파로 인가하기 위하여 회전자 위치검출이 필요하고, 이를 위하여 BLDCM에 전류(轉流)센서가 있고, 그 신호는 그림 2에 CS_a, CS_b, CS_c로 나타내었다. 이 전류(轉流)센서신호에 따라 회전자의 위치를 검출하여 해당하는 상의 전류를 흘릴 수 있다.

일반적으로 사용되는 BLDCM의 전압방정식은 다음과 같다[5].

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

* 正會員 : 서울大 大學院 電氣工學科 博士課程

** 正會員 : 서울大 工大 電氣工學科 副教授 · 工博

*** 正會員 : 렉스產電(株) 代表理事

接受日字 : 1994年 9月 29日

1次 修正 : 1994年 12月 6日

2次 修正 : 1995年 2月 11日

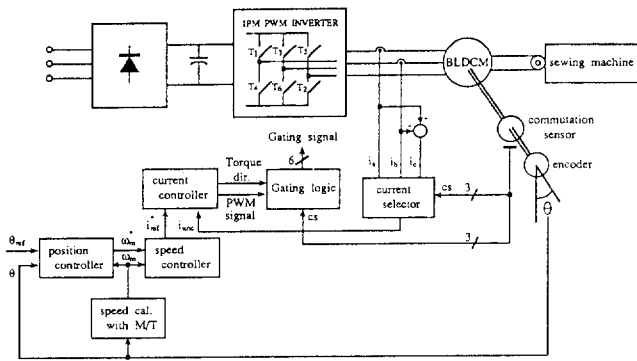


그림 1 구동시스템의 블록도
Fig. 1 Block diagram of the drive system

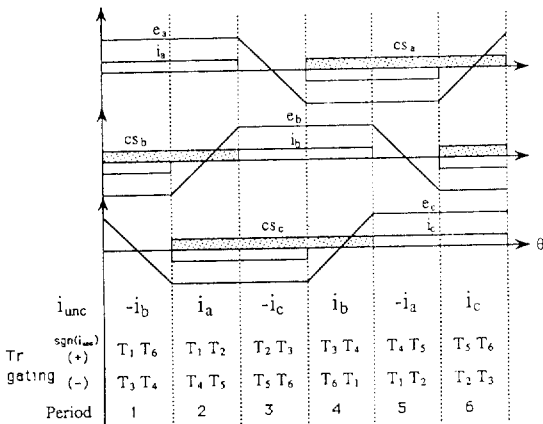


그림 2 이상적인 구동조건
Fig. 2 Ideal drive condition

여기서, v_a, v_b, v_c : 상당 전압, i_a, i_b, i_c : 상전류
 e_a, e_b, e_c : 상당 역기전력, R : 상당 저항
 L : 상당 누설인덕턴스

발생토크 T_e 는

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

여기서, ω_m : 회전각속도로 주어진다.

그림 2에서 구간(period) 1을 고려한다면 전류(轉流)시에 c상은 감쇄하므로 감쇄모드상, a상은 상승하므로 상승모드상, b상은 전류(轉流)에 직접 관계하지 않으므로 비전류(非轉流)모드상이라고 하고, 발생토크는 그 구간에서 역기전력이 일정하다면 항상 비전류(非轉流)모드상의 전류에 직접 비례한다. 따라서, 전류제어를 위한 실제전류로서 비전류(非轉流)모드전류(uncmutating mode current)를 제한한다. 그림 2의 아래에 비전류(非轉流)모드전류 i_{unc} 와 상전류 i_a, i_b, i_c 와의 관계가 나타나 있고, 각 구간마다 상전류의 부호를 고려하여 비전류(非轉流)모드전류를 구할 수 있다.

2.1 전류제어

본 연구에서의 전류제어기의 구성은 그림 3과 같다. 지령전

류는 속도제어기로부터 출력되는 토크 명령치에 해당되고, 제한되는 실제전류는 모터의 3상전류 중 전류(轉流)센서신호에 따라 비전류(非轉流)모드상의 전류를 검출한 것이다. 따라서 제한되는 상전류는 60° (전기각)마다 바뀌게 된다. 그림 3에서 PI 출력에 역기전력에 의한 전압을 보상하기 위하여, 속도를 제한 받아 역기전력 상수 K_e 를 곱하여 역기전력을 구한 후 PI출력에 전압보상을 하고 있다. 전류제어를 위해 파워소자를 스위칭하는 데 있어, 데드타임(dead time)을 설정하는 것을 피하기 위해 인버터 위, 아래소자의 교번 스위칭을 피한다. 그래서, 예를 들면 a상과 b상이 도통하는 경우, 비전류(非轉流)모드전류 i_{unc} 가 정(+)인 때는 T_1, T_6 을 스위칭하고, 비전류(非轉流)모드전류가 부(-)인 경우에는 T_3, T_4 를 스위칭한다. 그림 2에 각 구간에서 비전류(非轉流)모드전류의 부호에 따른 스위칭소자의 번호가 나타나 있다. 지령전류 i_{ref} 와 실제 제한되는 전류 i_{unc} 모두 (-)~(+)로 변화하므로 정확한 전류제어를 위해 다음과 같은 방법으로 제어한다. 제한기를 거친 제어기의 출력 V_o 는 $V_{max}/2 \sim -V_{max}/2$ 로 변화하고, 비전류(非轉流)모드전류의 부호가 V_o 에 곱해진 후 편차 $V_{max}/2$ 만큼 더하면, 출력전압은 $0 \sim V_{max}$ 로 변하게 된다. 따라서, 전류제어기 샘플링기간 중의 ON시간 T_{on} 은 식(3)과 같이 된다.

$$T_{on} = \frac{T_{samp}}{V_{max}} (V_o * \text{sgn}(i_{unc}) + \frac{V_{max}}{2}) \quad (3)$$

그림 4는 T_{on} 이 계산되었을 때 전류제어 샘플링 구간에서 PWM하는 방법을 나타낸 것이다. ON 구간이 중앙에 위치함으로써 실제전류가 지령전류를 중심으로 변화하도록 제어한다. 그리고 실제전류의 검출은 샘플링구간의 시작점에서 함으로써 ON/OFF 스위칭이 일어나는 시점에서 전류를 검출하는 것을 방지하여 전류측정에 있어 스위칭 잡음의 영향을 배제할 수 있다.

제한된 온타임 T_{on} 과, 비전류(非轉流)모드전류 i_{unc} 의 부호, 그리고 전류(轉流) 센서신호에 의해 그 구간에서 스위칭소자를 선택하여 비전류(非轉流)모드전류 i_{unc} 를 제어할 수 있다.

전류(轉流)가 일어나는 경우에는 인버터의 중성점과 모터의 중성점 사이의 전압 V_{NN0} 는 감쇄모드상의 전류가 0이 될 때까지 다음과 같은 값을 갖게 된다[6].

$$V_{NN0} = \pm \frac{V_{max} + |e_{dec}|}{3} \quad (4)$$

여기서, (-) : 구간 1, 3, 5, (+) : 구간 2, 4, 6,

e_{dec} : 감쇄모드상의 역기전력

이러한 전류(轉流)시의 중성점전압은 전류제어에 맥동을 가져오게 된다. 감쇄모드상의 전류가 감쇄하기 시작하여 0이 될 때까지 중성점 전압을 전류제어기의 PI출력에 전압보상한다.

그림 5와 그림 6은 부록의 BLDCM의 사양으로 전류제어기를 시뮬레이션한 것이다. 그림 5는 전류지령치가 주어졌을 때에 제시한 전류제어기법으로 제어할 경우의 비전류(非轉流)모드전류와 그 때의 a상전류파형이다. 이 때 속도는 1000[rpm]이고, 전류제어주기는 200[usec]이다. 2상통전구간에서는 지령치를 잘 추종하나 전류(轉流)시에는 중성점전압의 영향으로 맥동분이 나타난다. 그림 6은 식(4)로 주어지는 중성점전압을 전류(轉流)기간동안 전압보상한 것이고, 전류(轉流)시의 토크 맥동이 매우 감소함을 알 수 있다.

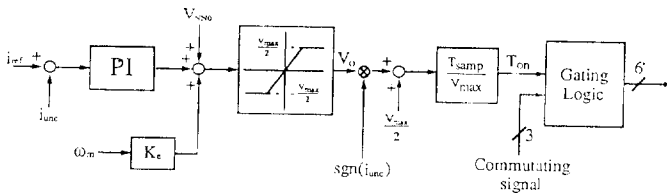


그림 3 제안한 전류제어의 블럭도
 Fig. 3 Block diagram of the proposed current controller

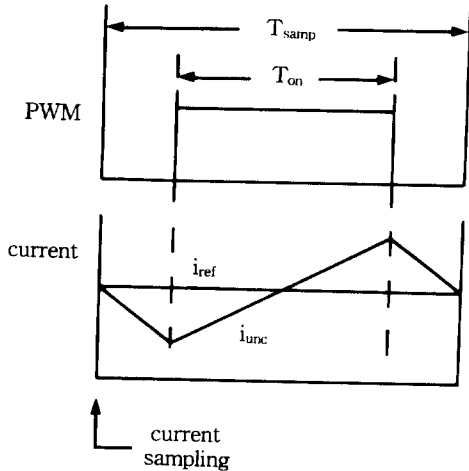


그림 4 전류제어기 샘플링 구간의 스위칭 방법
 Fig. 4 Switching method during the sampling period of current controller

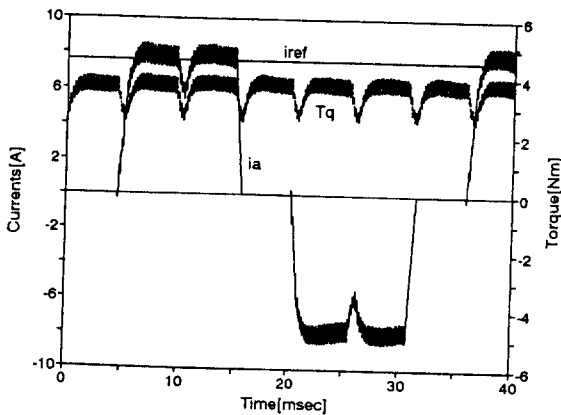


그림 5 비전류(非轉流)모드제어 시의 상전류, 토오크파형 시물레이션
 Fig. 5 Simulation of the current and torque with the uncommutating mode current control

2.2 위치제어

공업용 미싱에서는 정지시에 침(針)의 정확한 위치제어가 필요로 한다. 침의 위치검출을 위해 미싱에는 미싱 1회전당 침상(針上), 침하(針下)의 두 펄스가 발생하는 '싱크로'가 있으나, 이 싱크로는 1회전당 1펄스이므로 위치제어는 불가능하며, 전동기에 연결된 엔코더로 제어하여야 하는 데, 전동기와 미싱이 고무벨트로 연결되어 있으므로 벨트의 밀림과 진동으로 인하여

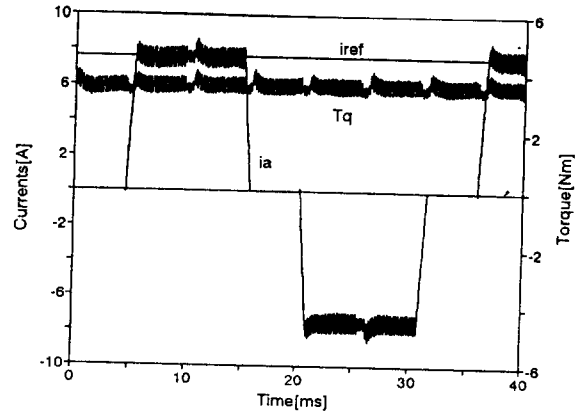


그림 6 비전류(非轉流)모드제어 시의 상전류, 토오크파형 시물레이션 (V_{NN0} 전향보상)
 Fig. 6 Simulation of the current and the torque with the uncommutating mode current control (V_{NN0} feedforward)

침상신호에서 다음 침상신호까지의 엔코더펄스수는 항상 수%의 오차가 존재한다. 그리고, 위치제어기로 비례제어기나 슬라이딩모드제어기 등의 제어기를 사용할 경우 속도지령치가 불연속적으로 변화하고, 가속도가 불연속이 되어 미싱의 관성과 마찰이 비교적 큰 이러한 시스템에서 벨트의 진동과 밀림을 발생시키게 된다. 이러한 벨트의 진동과 밀림은 침의 정지시에 많은 오차를 유발시키게 된다. 그래서 본 연구에서는 가속도가 연속적으로 변화하도록 사다리꼴의 가속도패턴을 계산하고 이에 따라 속도지령을 발생하여, 침상신호가 발생하기 직전에 가속도, 속도, 위치오차가 동시에 0이 되도록 제어한다.

그림 7은 이것을 나타낸 것이다. 여기서 가속도는 음(-)의 값을 가지게 되나 편의상 (+)로 표시하였다. 정밀한 위치제어를 위해서는 가속도가 연속적인 것이 요구된다. 가속도가 급격히 변화하면 실제속도가 지령속도를 추종하는 데에는 지연이 발생하여 위치의 오차가 발생하게 된다. 따라서, 가속도패턴을 그림과 같이 사다리꼴로 만들고, 이 경우 가가속도(加加速度)가 존재하는 구간 T, 가가속도(加加速度)가 0인 부분의 가속도 acc와 그 부분의 시간 t_{mid}를 알아야 한다. 그림 7에서 가속도 패턴의 면적이 속도이므로 현재속도는 식(5)를 만족하여야 한다.

$$\omega_o = acc * (t_{mid} + T) \tag{5}$$

여기서, ω_o : 현재속도,

또, 속도패턴에서 주어지는 면적은 위치지령과 같아야 하고, 가가속도(加加速度)가 존재하는 두 부분의 면적이 같으므로 식(6)을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} \theta_{ref} &= \omega_o * T + t_{mid} * \omega_o / 2 \\ &= \omega_o * (T + t_{mid} / 2) \end{aligned} \tag{6}$$

여기서, θ_{ref} : 위치 지령

식(6)에서 t_{mid}는 식(7)과 같이 구할 수 있다.

$$t_{mid} = 2 * (\frac{\theta_{ref}}{\omega_o} - T) \tag{7}$$

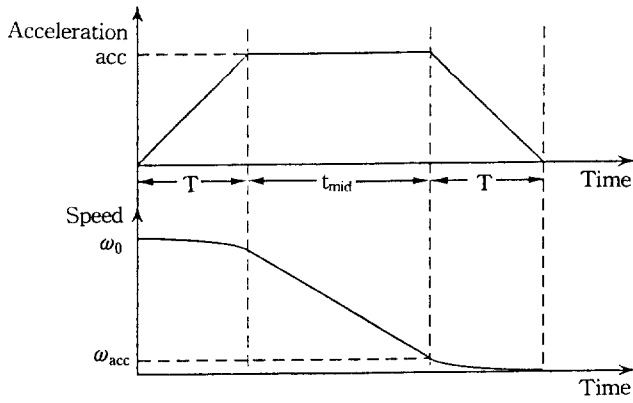


그림 7 가속도와 속도 패턴
Fig. 7 Acceleration and speed pattern

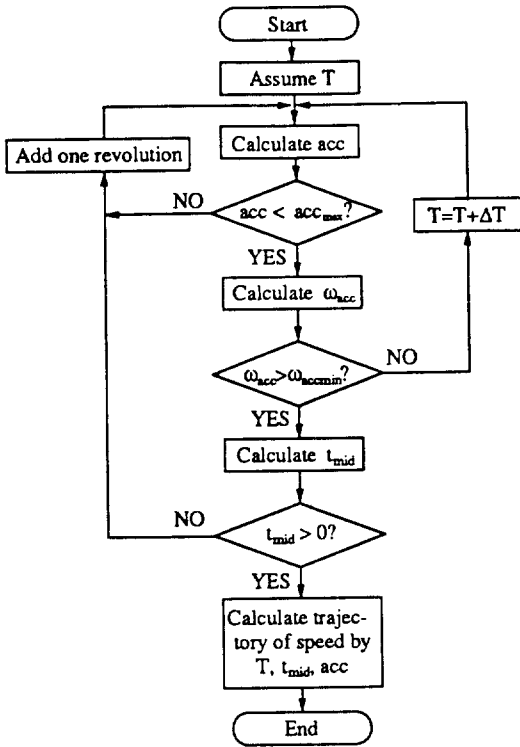


그림 8 가속도와 속도 패턴을 구하기 위한 흐름도
Fig. 8 Flow chart for calculating the acceleration and the speed pattern

식(5), (7)에서 가속도 acc 는

$$acc = \frac{\omega_0}{t_{mid} + T}$$

$$= \frac{\omega_0^2}{2\theta_{ref} - \omega_0 T} \tag{8}$$

가 된다.

식(7)과 식(8)로 t_{mid} 와 acc 를 계산하여 사다리꼴의 가속도패턴을 구할 수 있다. 그리고, 이 때 다음과 같은 제약조건을 만족하여야 한다.

- 1) $t_{mid} > 0$
- 2) $acc < acc_{max}$
- 3) $\omega_{acc} > \omega_{accmin}$

1)은 사다리꼴의 가속도패턴을 얻기 위한 조건이고, 조건 2)는 시스템의 관성에 의해 최대가속도가 제한되므로 만족해야하는 조건이다. 조건 3)은 가가속도에 대한 제약조건으로, 가가속도가 존재하는 구간(T) 동안의 속도변동 ω_{acc} 가 하한치보다 작으면 가가속도의 크기가 커져 실제속도가 지령속도를 추종하지 못하므로 이 조건을 만족하여야 한다.

위의 3가지 조건을 만족하는 속도궤적을 구하기 위한 제어 흐름도가 그림 8이다. 그림 8에서 T 를 가정한 후, 가속도 acc 를 식에 따라 계산한 후 제약조건 2)를 만족하는 지를 검사한다. 만약 만족하지 않으면 그 위치에 정지하지 못하므로 위치지령을 1회전 더 증가시켜 다시 가속도를 계산한다. 2)를 만족하면 ω_{acc} 를 구하여 제약조건 3)을 검사한다. 만약 만족하지 않으면 T 를 증가시켜 다시 계산한다. 그리고 만족하면 가속도가 일정한 시간 t_{mid} 를 검사하여, 조건 1)을 만족하면, 속도는 가속도를 적분하면 되므로 T, t_{mid}, acc 로부터 속도궤적을 구할 수 있다.

3. 구동시스템의 구성 및 실험

주제어기로는 INTEL사의 원칩 마이크로프로세서 80C196KB를 사용하였다. 제어용 소프트웨어는 인터럽트구조로 되어있으며, 전류제어루프의 샘플링시간은 200[usec], 속도제어루프는 약 2[msec]이다. 속도제어기는 PI제어기를 사용하였고, 엔코더로부터의 속도검출을 위해 80C196KB의 HSI와 T2CAPTURE 기능을 이용하여 M/T법[10]을 구현하였다. M/T법은 정해진 제어주기 T 가 지난 후 ΔT 시간 후에 엔코더 펄스와 동기시키고, 이 때 속도는 (엔코더펄스수)/($T + \Delta T$)로 계산되어 엔코더 펄스 누락에 의한 속도오차를 줄일 수 있다. 필요한 전원은 SMPS(Switched Mode Power Supply)로 공급하며, 인버터 파

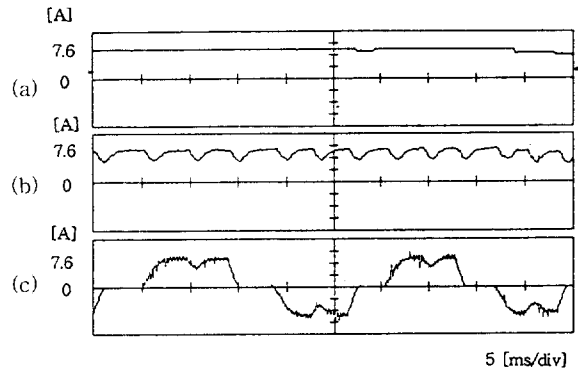


그림 9 비전류(非轉流)모드 전류제어
a) 지령전류 b) 비전류(非轉流)모드전류 c) a상전류
Fig. 9 Uncommutating mode current control
a) reference current b) uncommutating mode current c) a phase current

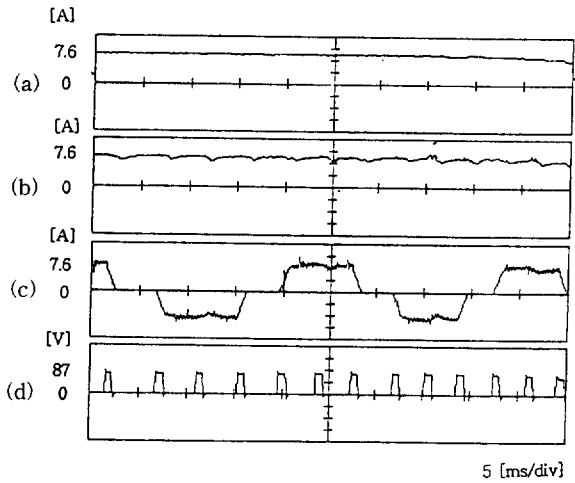


그림 10 비전류(非轉流)모드 전류제어(V_{NN0} 전압보상)

- (a) 지령전류 (b) 비전류(非轉流)모드전류
- (c) a상전류 (d) 중성점전압 보상 V_{NN0}

Fig. 10 Uncommutating mode current control (V_{NN0} feedforward)

- (a) reference current (b) uncommutating mode current
- (c) a phase current (d) neutral voltage V_{NN0}

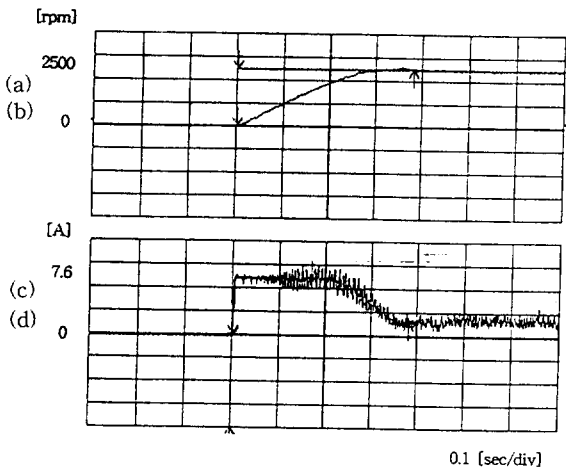


그림 11 속도의 스텝응답

- (a) 지령속도 (b) 실제속도
- (c) 지령전류 (d) 비전류(非轉流)모드전류

Fig. 11 Step response of the speed

- (a) reference speed (b) mechanical speed
- (c) reference current (d) uncommutating mode current

위모듈은 IPM(Intelligent Power Module)을 사용하였다. IPM의 내부에는 파워모듈과 함께 게이팅회로가 내장되어있고, 자체적으로 과전압, 과열, 회로단락, 제어전압부족등의 고장신호를 내고 동시에 게이팅이 차단되어 소자를 보호할 수가 있다. 그리고, 대상 BLDCM의 사양은 부록에 나타나 있다.

그림 9은 전류지령치가 일정치로 주어졌을 때에 비전류(非轉流)모드전류와 그 때의 a상전류파형이다. 2상통전구간에서는 지령치를 잘 추종하나 전류(轉流)시에는 중성점전압의 영향으로 맥동분이 나타난다. 그래서 중성점 전압을 (6)식에 의해 계

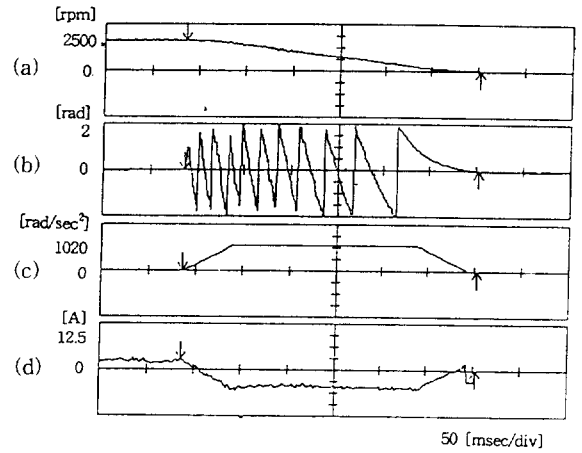


그림 12 위치제어 파형

- (a) 실제속도 (b) 위치오차
- (c) 가속도 (d) 지령전류

Fig. 12 Position control

- (a) speed (b) position error
- (c) acceleration (d) reference current

산하여 전압보상한 경우가 그림 10이다. 그림 10 (d)는 전압보상되는 중성점 전압이고 전류(轉流)시에만 중성점전압이 전압보상되고 있음을 알 수 있다. 비전류(非轉流)모드전류와 실제전류 파형에서 맥동이 그림 9에서보다 매우 개선됨을 알 수 있다.

정확한 위치제어를 위해서는 내부의 전류제어루프와 속도제어루프가 정확하게 동작할 것이 요구된다. 그림 11은 속도지령을 0에서 2500[rpm]으로 준 경우 속도응답과 전류지령, 그리고 비전류(非轉流)모드의 전류를 나타낸 것이다. 속도와 전류 모두 지령치를 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. 그림 12는 임의의 시간에 정지신호가 들어온 경우 지령위치에서 정지하도록 위치제어가 되고 있는 파형이다. 그림 12 (b)는 위치오차로서 0으로 수렴하고 있다. 가속도패턴은 그림 12 (c)와 같이 사다리꼴이고, 속도지령은 가속도를 적분하여 얻어진다. 그림 12 (a)는 실제속도로서 지령치를 잘 추종함을 확인하였다. 이 때의 전류지령치는 그림 12 (d)와 같이 가속도와 같은 형태가 된다. 위치오차가 제한치 이내로 줄면 정지토크를 내어 모터가 정지하게 된다.

4. 결 론

본 연구에서는 BLDCM의 간단하면서도 정밀한 위치제어방법을 제안하였다. 정밀한 위치제어를 위해서는 정확한 전류제어가 필요하므로, 실제 상전류로부터 비전류(非轉流)모드상의 전류를 검출하여 이 전류가 지령전류를 잘 추종하도록 하는 전류제어기와 스위칭방법을 제시하였다. 그리고, 위치제어에서는 간단한 방법으로 가속도패턴을 계산하여 속도제어를 구하였다. 제안한 제어법을 구현하기 위해 윈칩 마이크로프로세서를 이용하여 디지털화하였으며, 실험으로 그 타당성을 검증하였다.

이 연구는 상공자원부에서 시행한 공업기반기술개발사업의 연구비 지원에 의한 결과임

부록 - 대상 BLDCM의 사양

정격 출력	P_o	550 [W]
정격회전수	N_r	3000 [rpm]
정격전류	I_r	3.2 [A]
상당저항	R	2.5 [Ω]
상당인덕턴스	L	11.2 [mH]
역기전력상수	K_E	0.0385 [V/rpm]
토크상수	K_T	0.4998 [Nm/A]
회전자관성모멘트	J	0.0016 [Kgm ²]
극수	P	4

참 고 문 헌

- [1] P. Pillay, R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor for Servo Drives," Conf. Rec. IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 30-390, 1987.
- [2] R. Carlson et al., "Analysis of Torque Ripple due to Phase Commutation in Brushless DC Motor," Conf. Rec. IEEE /IAS Annual Meeting, pp. 87-292, 1990.
- [3] L. Schulting, H. Skudely, "A Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motors with Trapezoidal Electromotive Force," EPE, pp. 117 - 122, 1991
- [4] Y. Murai et al., "Torque Ripple Improvement for Brushless DC Miniature Motors," IEEE Trans. on Industry Applications. VOL. 25, NO. 3, pp. 441 - 450, 1989
- [5] P. Pillay, R. Krishnan, "Modelling, Simulation and Analysis of a Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives," Conf. Rec. IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 7-14, 1987.
- [6] C. Berendesen et al., "Commutation Strategies for Brushless DC Motors: Influence on Instant Torque," IEEE Trans. on Power Electronics. VOL. IA-8, NO.2, April, pp. 231-236, 1993.
- [7] Gwang-Heon Kim, Seog-Joo Kang, Jong-Soo Won, "Analysis of the Commutation Torque Ripple Effect for BLDCM fed by HCRPWM - VSI," IEEE, Conf. on APEC'92, pp.274 - 284, 1992
- [8] T. M. Jahns, "Torque Production in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives with Rectangular Current Excitation," IEEE Trans. on Industry Applications. VOL. IA-20, NO.4, July/August, pp. 803-813, 1984.
- [9] T. J. E. Miller, *Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives*, Clarendon Press . Oxford, pp.54 - 87, 1989.
- [10] T. Ohmae, T. Matsuda, K. Kamitama, and M. Tachikawa, "A Microprocessor Coltroned High-Accuracy Wide-Range Speed Regulated for Motor Drives," IEEE Trans. on Industrial Electronics, VOL. IE-29, pp. 207-211, 1982.

저 자 소 개



강석주 (姜碩柱)

1969년 2월 10일생. 1991년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.



김준석 (金峻爽)

1965년 12월 12일생. 1989년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.



설승기 (薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1986~1988년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 객원 연구원. 1988~1990년 금성산전연구소 책임연구원. 현재 서울대

공대 전기공학과 부교수.



김덕근 (金德根)

1957년 9월 28일생. 1981년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 렉스산전(주) 대표이사.