

개선된 Brushless DC Motor의 토크리플 최소화

정진화^o, 정선태
 숭실대학교 전자공학과

An Improved Torque Ripple Minimization of Brushless DC Motor

Jin-hwa Chung^o, Sun-Tae Chung

Dep. of Electronics Eng. Soong-Sil University

Abstract

Brushless DC motors have a trapezoidal back EMF wave form and are fed with rectangular stator currents. Under these conditions, the torque produced is theoretically constant. However, in practice, torque ripple may exist, one major cause of which comes from phase current commutation. In this paper we propose an improved method of reducing the torque ripple due to phase current commutation by indirectly restricting the uncommutated current through control of the other phase currents. Simulation results are present.

1. 서론

BLDCM은 역기전력이 제형파이므로 일정한 전기 토크를 발생시키기 위해, 그림 1에서 알 수 있듯이 구형파 電流가 고정자에 공급되는 것을 필요로 한다. 그림 1에서 e_n ($n=1,2,3$)은 고정자 각상의 역기전력을, i_n ($n=1,2,3$)은 고정자에 각 상에 相電流를 의미한다. 일반적으로, 히스테리시스(Hysteresis) 또는 PWM 電流제어기(Current Controller)가 고정자에 공급되는 電流가 구형파 기준값(Reference value)에 가능한 한 가깝게 모터의 고정자로 흘러가게 하도록 유지시키는데 사용된다.

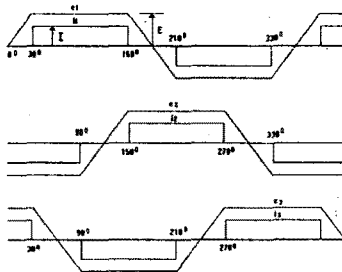


그림 1 BLDCM의 역기전력과 電流 파형

그림 1에서와 같이 이론적인 구형파 電流가 고정자에 공급된다는 조건하에서 나타나는 BLDCM의 전기 토크는 상수이다. 그러나 매 60° 마다 일어나는 轉流는 역기전력과 인덕턴스 때문에 무한히 빠르게 이루어지지 않기 때문에 轉流가 일어나는 순간 삼상 동동이 발생을 한다[1, 3, 6]. 轉流가 발생시에 相이 변화하지 않는 電流를 非轉流모드 相電流라 한다. 그림 2(b)에서 보듯이 BLDCM을 Y결

선으로 가정을 하면, 非轉流모드 相電流는 절대값이 相이 변화하는 相電流(相변환모드 電流)들의 합의 절대값과 같은 특성을 가진다. 轉流시에 相변환모드 電流 각각의 변화율은 속도에 비례하는 역기전력의 영향이 각각 다르게 미치므로 동일하지 않게 되고, 따라서 轉流시 非轉流모드 相電流의 크기는 일정하지 않게 된다(저속에서는 증가, 고속에서는 감소). 토크는 非轉流모드 相電流 크기의 절대값에 비례하므로, 따라서 轉流시 非轉流모드 相電流의 증감은 토크리플을 발생시키게된다[1, 3]. 이것은 정밀 제어에 무시할 수 없는 영향을 미치게 되므로, 현재 이에 대한 연구가 이루어지고 있다[1, 3, 4, 5, 6]. 轉流에 의한 토크리플을 줄이기 위해서는 결국 이 토크리플에 직접적인 영향을 미치는 非轉流모드 相電流의 크기를 제어할 필요가 있고, 현재까지의 토크리플 감쇄에 대한 연구는 이러한 분석에 기반하여 많이 이루어지고 있다[1, 3, 5, 7]. 그런데 [5]에서는 감소되는 토크를 電流의 오버랩핑(Overlapping)방식으로 보상을 하나, 이는, 특정 모터 속도에만 적용이 가능하다. [7]에서 제안한 轉流구간에서 초퍼(Chopper)방식을 도입한 DC 電流 비교의 2相제어 電流 제어방식에서의 轉流에 의한 토크리플 감쇄법은 초퍼회로의 구성 및 초퍼주파수의 최적 결정등의 문제점을 가지며, 고속영역은 전혀 고려를 하지 않았다. 또 [1, 3]에서 제안한 非轉流모드 電流제어방식은 轉流시 저속에서 증가하는 非轉流모드 相電流를 히스테리시스밴드를 통해 그 크기를 제한함으로써 토크리플을 줄였다. 이 방법은 저속에서는 제어가 잘 이루어졌으나, 고속영역에서의 경우 轉流시 非轉流모드 相電流의 크기가 감소하게되어 非轉流모드 相電流를 기준값에 대한 히스테리시스밴드로 제한할 수가 없게되어 잘 적용되지 않는다. 본 논문에서는 相변환모드 電流들의 합의 절대값이 非轉流모드 相電流의 절대값과 같다는 것을 이용해, 轉流시간 계산을 통해 相電流모드 電流의 기준값을 만들고, 이에 대해 히스테리시스밴드로 相電流모드 電流를 제어함으로써 간접적으로 非轉流모드 相電流를 일정하게 유지시켜 저속과 고속영역 모두 에서 토크리플을 줄이는 개선된 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서 BLDCM의 모델과 발생 토크를 해석하며, 3절에서는 실제에 있어서의 轉流에 의한 토크리플 발생 원인을 해석한다, 토크리플과 관련된 非轉流모드 電流를 히스테리시스밴드내에 있게 함으로써 토크리플을 제어하는 기존의 방식[3, 6]인 非轉流모

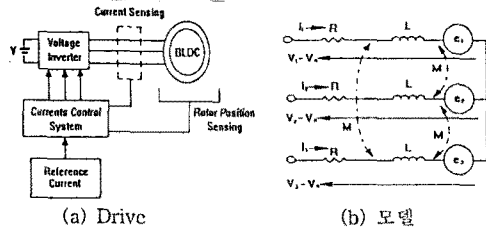
드 電流 제어 방식의 고속영역에서의 문제점을 4절에서 살펴보고, 본 논문의 본론인 5절에서는 이에 대한 개선으로 轉流시간의 계산을 통해 비轉流모드 電流를 제어함으로써 토크리플을 줄이는 방식을 제안하고 개루프에서의 시뮬레이션을 통해서 확인한다. 페루프에서 본 논문에서 제안된 방식과 기존의 방식을 시뮬레이션을 통해 비교하여, 본 논문에서 제안된 방식의 우수성을 확인이 6절에서 주어진다. 마지막으로 7절에서는 간단한 결론이 주어진다.

시뮬레이션에 사용된 전압원은 히스테리시스 인버터 전원을 사용하였다. 그리고 본 논문에서 제안된 방법은 큰 토크를 필요로 하는 특정 모터에 잘 맞도록 제안된 것이므로, 모터 특성이 변화하면 잘 맞지 않을 수도 있다.

2. BLDCM의 모델 및 토크 해석

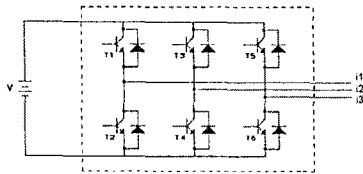
일반적인 BLDCM 드라이브(drive)의 구성도인 그림 2(a)에서 보듯이 BLDCM은 VSI(Voltage Source Inverter)에 의해 구동된다. BLDCM의 모델은 그림 2(b)과 같다[1, 7]. BLDCM의 이상적인 해석을 위한 가정은 다음과 같다.

- VSI의 트랜지스터와 다이오드의 스위칭 동작은 이상적이다.
- VSI에 인가되는 전압 V 는 변동이 없는 상수이다.
- 電流 轉流 시간은 무한히 빠르다.
- 매 120° 동안 역기전력(Back EMF)은 상수이다.



(a) Drive

(b) 모델



(c) inverter

그림 2 BLDCM 드라이브(drive) 구성도 및 모델

그림 2(b)에서 각각의 자기 인덕턴스 L 과 상호인덕턴스 M 이 회전자(Rotor)의 각도와 상관없이 일정하다고 가정을 하면 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_1 - V_n \\ V_2 - V_n \\ V_3 - V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathcal{L} & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{L} & 0 \\ 0 & 0 & \mathcal{L} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 $\mathcal{L} := L - M$ 이며, V_n 은 중성점 전압을 나타낸다. 이때 발생 토크는 다음과 같이 주어진다[1, 3, 6].

$$T = (e_1 i_1 + e_2 i_2 + e_3 i_3) / \omega \quad (2)$$

$$\text{여기서 } i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (3)$$

ω 는 각 속도를 표시한다.

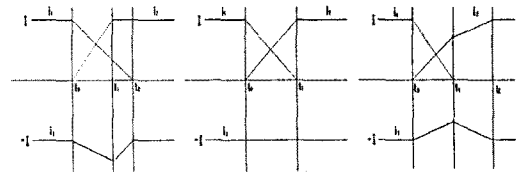
轉流시간이 무한히 짧다는 가정과, 식(3)에 의해, 식(2) 토크는 다음과 같이 표시된다.

$$T = 2EI/\omega \quad (4)$$

여기서, E 는 역기전력의 크기(그림 1 참조), I 는 비轉流모드 相電流의 절대값을 나타내며, 예를 들어 그림 1에서 i_1, i_2 가 상이 변화하는 150° 근방에서는 i_3 가 비轉流모드 相電流가 되며 I 는 이때 i_3 의 절대값을 가르킨다. 따라서 토크는 정상상태 운전시 비轉流모드 相電流의 절대값 I 에 비례함을 알 수 있다. 그러나 실제의 경우 轉流가 일어날 때, 가정과는 달리 轉流가 무한히 빠르지 않으므로, 轉流구간에서 비轉流모드 相電流 I 가 일정하지 않아 식(4)와 같은 일정 토크와는 달리 轉流에 의한 토크리플이 발생하게 된다. 다음절에서는 이에 대한 분석을 한다.

3. 轉流에 의한 토크리플 발생 해석[1, 3]

BLDCM에서 電流는 그림 1에서 보듯이 매 60° 마다 발생한다. 轉流시 실제의 相電流들의 파형은 그림 1의 150° 부근의 電流경우를 보면, 다음 그림 3의 3가지의 경우로 나타난다. 즉 相電流 i_1 이 i_2 보다 나중에 기준값에 도달하는 경우 (a), 그반대의 경우 (c), 그리고 각각이 기준값에 도달하는 시간이 같은 경우 (b)이다. 이때 i_1, i_2, i_3 를 각각 하강모드, 상승 모드, 비轉流모드 相電流라고 한다. 상승이나 하강은 실제로 지수 곡선이지만, 轉流시간이 짧으므로 轉流구간에서 근사적 직선으로 간주하였고, 그림 3(c)의 경우 구간 $[t_1, t_2]$ 는 2상도통구간, 구간 $[t_0, t_1]$ 는 3상도통구간이므로 相電流 i_2 의 상승기울기가 각각 다르게됨을 유의하자.



(a) $E < V/4$ (b) $E = V/4$ (c) $E > V/4$

그림 3 轉流시의 각경우의 각 相電流파형

따라서, 그림 3(a)와 (c)의 경우, 轉流구간에서 비轉流모드 相電流가 일정하지 않으므로, 토크리플이 발생하게됨을 알 수 있다. 다음은 그림 3의 각각의 경우가 어떤 조건하에서 발생하게되는가를 이해하기 위한 기본적인 분석을 제공한다. 고정자에 흐르는 실제 相電流를 기술하는 電流 미분 방정식은 (1)에서 저항성분에 대한 영향이 작으므로 무시하면,

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathcal{L}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\mathcal{L}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\mathcal{L}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 - V_n - e_1 \\ V_2 - V_n - e_2 \\ V_3 - V_n - e_3 \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, (1)의 각항을 더하고, (3)을 이용을 하면,

$$V_n = (V_1 + V_2 + V_3 - (e_1 + e_2 + e_3)) / 3 \quad (6)$$

그림 1의 150° 부근 電流시 3상도통이 발생하므로 이 세구간에서 상전압 V_1, V_2, V_3 각각이

$$[V_1 \ V_2 \ V_3] = [-V/3 \ 2V/3 \ -V/3] \quad (7)$$

입을 쉽게 알 수 있다[4]. 이제 150° 부근에서 $e_1 = E$, $e_2 = E$, $e_3 = -E$ 를 (6)과 (7)에 (5)를 이용을 하면, 轉流시 구간 $[t_0, t_1]$ 에서 電流 미분 방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -(V+2E) \\ 2(V-E) \\ -(V-4E) \end{bmatrix} \quad (8)$$

電流 미분방정식 (8)를 보면 非轉流모드 相電流 i_3 의 경우 $V-4E$ 의 값이 $> 0, = 0, < 0$ 의 경우에 따라 각각 그림 3(a), 3(b), 3(c)에 해당됨을 알 수 있다. 또 구간 $[t_1, t_2]$ 에서의 i_3 의 파형을 그림 3에서 i_1 과 i_2 의 파형과 $i_1+i_2+i_3=0$ 의 사실로부터 쉽게 알 수 있다. 따라서, 그림 3에서 나타나있는 轉流구간에서의 각 相電流파형의 경우는 역기전력의 크기 E 와 입력전압 크기 V 의 관계가 각각

- 1) $E < V/4$; 그림 3(a)
- 2) $E = V/4$; 그림 3(b)
- 3) $E > V/4$; 그림 3(c)

에 해당됨을 알 수 있다. 역기전력은 속도에 비례하므로, $E < V/4$ 인 경우는 저속영역의 경우, $E > V/4$ 인 경우는 고속영역의 경우에 해당되므로, 다음의 논의를 위해 $E < V/4$ 를 저속영역, $E > V/4$ 인 경우를 고속영역이라 하자.

이제, 토크는 非轉流모드 相電流에 비례하는데(식(4)참조), 轉流구간에서는 非轉流모드 相電流가 일정하지 않아서($E=V/4$ 인 경우는 제외), 토크리플이 발생함을 명확히 알게 되었다. 그런데 이러한 토크리플을 줄이기 위하여 轉流구간에서 발생하는 非轉流모드 電流의(그림 3의 경우는, i_3)의 변화를 조절할 수 있는 변수는 식(5)에서 보면 상전압 V_1, V_2, V_3 가 해당되는 것을 알 수 있다. 轉流구간에서 상전압의 변화를 조절하기 위한 여러가지 방법은 이미 여러 논문에서 소개 되어있다[1, 2, 3, 5, 7]. 다음절에서는 이중 현재까지 가장 개선된 방법인 非轉流모드 相電流 제어방식[1, 3]에 대해 살펴보고, 이의 문제점을 알아본다.

4. 非轉流모드 電流 제어에 의한 토크리플 감쇄[1, 3]

[1, 3]에서는 轉流시 非轉流모드 相電流의 크기를 히스테리시스밴드를 설정하여 직접적으로 조절을 하는 방법을 제안하였다. 이를 非轉流모드 電流제어방식이라하는데, 이 제어방식에의한 토크리플감쇄를 각 경우별로 해석을 하면 다음과 같다.

- 1) $E < V/4$ (그림 3(a)):

이 경우 轉流구간에서 非轉流모드 電流 i_3 는 음수이고, 기울기가 음수이므로 $|i_3|$ 의 증가하게 된다. 식 (4)에 의해 토크의 증가를 가져온다. 이런 상황을 제어하는 방법은 토크리플과 직접 관련이 있는 i_3 를 히스테리시스밴드내에 있게 T6(그림 2(c) 참조)를 on/off 제어하는 것이다. 즉 T1은 off, T3는 on, T6는 on 상태(이

경우 $V_1=-V/3, V_2=2V/3, V_3=-V/3$)에서 $|i_3|$ 가 증가하여 상한선에 걸리면, T6를 off하는데, 이때 V_1, V_2, V_3 는

$$[V_1 \ V_2 \ V_3] = [-2V/3 \ V/3 \ V/3] \quad (9)$$

로 바뀌게되고, 이때 i_3 의 기울기는 양이된다(식(5)에 식(9)와 $e_1=E, e_2=E, e_3=-E$ 를 대입을 하면 쉽게 알 수 있다). i_3 가 히스테리시스 상한선에 걸리면 다시 T6는 on하는데 이때 다시 i_3 의 기울기가 음이되어 $|i_3|$ 는 증가하게되므로, $|i_3|$ 를 기준값에 대한 히스테리시스밴드안으로 제한시킬 수 있게된다. 이 경우를 시뮬레이션한 것이 그림 4(b)이다.

- 2) $E = V/4$ (그림 3(b)):

이 경우에, 기울기의 변화가 없으므로, 식(4)에 의해 토크의 아무런 변화가 없다. 따라서 非轉流모드 相電流를 제어할 할 필요가 없다.

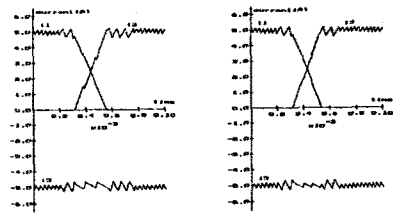
- 3) $E > V/4$ (그림 3(c)):

이 경우에, 非轉流모드 電流 i_3 는 음수이고, 기울기가 양수이고, $V_3 < 0$ 이다. 따라서 저속의 1)의 경우와는 달리 T6(그림 2(c) 참조)는 on 상태인데도 불구하고 電流 $|i_3|$ 는 감소한다. 그러므로 非轉流 電流제어 방식은 이 경우 아무런 토크리플 개선을 주지 못한다. 이 결과를 보여주는 시뮬레이션이 그림 4(d)에 나타나있다.

非轉流모드 相電流가 제어되지 않는 고속영역인 3)의 경우에 토크의 변동을 살펴 보면 다음과 같다.

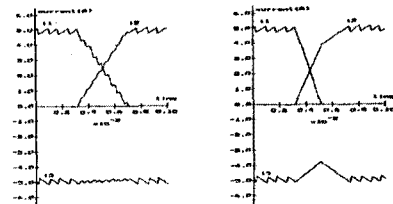
t_1 때 식(5)에 의해서

$$T(t_1) = \frac{2EI}{w} \left[1 + \frac{V-4E}{V+2E} \right] \quad (10)$$



(a) $E < V/4$

(b) $E < V/4$



(c) $E > V/4$

(d) $E > V/4$

그림 4 개루프에서의 轉流시 相변환 비교 좌측(a), (c)은 제안된 방식, 우측(b), (d)은 기존의 방식

식(4)를 기준으로 토크 변화량 ΔT 를 구하면,

$$\Delta T = \frac{V - 4E}{V + 2E} (\rho u) \quad (11)$$

가 된다[1]. 만약 고속영역에서 역기전력이 최대값인 $E = V/2$ 된다면 $\Delta T = -0.5$ 가 된다. 즉 고속영역에서 토크리플은 최대 50%의 변화를 일으킨다.

입력전압 V 가 높은 경우인 저속영역($E < V/4$)에서는 앞에서 설명했듯이 非轉流모드 相電流제어에 의해 간단히 제어될 수 있으며, 고속에서 좋은 성능을 가질 수 있음을 알 수 있다. 그러나 일반적으로 회로의 특성상 입력전압을 무한히 크게 할 수 없으므로, 본 논문에서는 고속영역에서도 토크리플을 줄이는 방법을 다음 5절에서 제안한다.

5. 相변환모드 電流 제어에 의한 토크리플 감쇄

실제의 경우는 토크리플이 발생을 하지 않는 그림 1의 이상적인 고정자의 입력 電流를 흘려보낼 수는 없다. 그러나 이상적인 경우가 아닌 그림 3(b)는 이상적인 電流파형이 아님에도 불구하고 토크리플이 발생하지 않는다. 만약 轉流시에 그림 3(b)의 형태로 電流파형을 만들수 있다면, 轉流에 의한 토크리플은 발생을 하지 않을 것이다. 그림 3(b)와 같은 電流파형을 만들기 위해 非轉流모드 電流 i_3 를 제어를 하지 않고, 相변환모드 電流가 같은 변화율을 가지도록 제어하면 그림 3(b)의 電流파형을 만들수가 있다. 왜냐하면, $i_3 = -(i_1 + i_2)$ 이기 때문이다. 그림 3(b)의 電流파형을 만들기 위해서, 먼저 생각해야 할 것은 相변환모드 電流들의 기준치에 도달을 하는 시간은 줄일 수는 없어도 늘릴 수는 있다는 점이다[7]. 그러므로 먼저 역기전력으로 하강모드와 상승모드 電流중 어느 電流가 먼저 정상상태에 도달을 하는가를 판단을 하고, 먼저 정상상태에 도달을 하는 電流의 도달시간을 늦추어, 동시에 하강모드와 상승모드의 電流가 정상상태에 도달을 하도록 한다면, 토크리플은 발생을 하지 않을 것이다. 먼저 정상상태에 도달을 하는 電流의 정상상태 도달시간을 늦추기 위해서는 늦게 정상상태에 도달을 하는 電流의 정상상태도달시간, 즉 轉流시간의 계산이 필요하다. 왜냐하면, 轉流시간동안 相변환모드 電流가 선형적으로 변화 하고 역기전력이 일정하다고 가정을 하고, 계산된 轉流시간으로 기준電流파형을 만들 수 있기 때문이다. 이때, 轉流구간에서 먼저 기준치에 도달을 하는 相변환모드 相電流(그림3(a)의 경우 i_2)를 기준 電流파형에 히스테리시스밴드를 설정하여 정상상태 도달시간을 다른 相변환모드 相電流(그림3(a)의 경우 i_1)의 도달시간과 비슷하게 제어를 하면, 결국 非轉流모드 電流의 크기를 제한할 수 있게 되어 토크리플을 감쇄할 수 있다.

$$i_{1ref}(t) = I - \frac{I}{t_2 - t_0} (t - t_0) \quad (12)$$

$$i_{2ref}(t) = \frac{I}{t_2 - t_0} (t - t_0) \quad (13)$$

이 기준 電流파형에 대한 토크 T 를 구하면,

$$T = \frac{2I}{\omega} (i_{1ref} + i_{2ref}) = \frac{2I}{\omega} \quad (14)$$

가 된다. 실제 相電流가 기준치와 동일하다면, 이 방법은 非轉流모드 제어가 제어하지 못하는 고속영역에서도 토크리플 제어가 가능하다. 각 相변환모드 電流 제어 방식에 의한 토크리플 감쇄를 각 경우 별로 살펴보면 다음과 같다.

1) $E < V/4$ (그림3(a))

이 경우 i_2 의 변화율이 i_1 의 변화를 보다 크다. i_2 의 변화율을 조절을 하기 위해서 먼저 t_2 까지의 시간을 구하면 다음과 같다.

$$\frac{di_1(t_0)}{dt} = \frac{V_1 - V_n - e_1}{3L} \quad (15)$$

$$t_2 = t_0 + \frac{3LI}{V_1 - V_n - e_1} = t_0 + \frac{3LI}{V + 2E} \quad (16)$$

식(16)을 (12)과 (13)식에서 대입하여 생긴 電流파형을 기준으로 해서, 이 기준파형에 히스테리시스밴드를 설정을 하고, 이를 통하여 相변환모드 相電流 i_2 의 크기를 제어한다. 그림 5(a)에서, t_0 에서 T1 은 off, T6 는 on, T3이 on되며(그림2(c) 참조), 電流 i_2 가 증가하다가 히스테리시스밴드 상한선에 걸려서 ①점에서 T3이 off 되었다가 ②점에서 다시 히스테리시스 하한선에 걸려서 T3가 on 되었다가 다시 ③점에서 off 된다. 이렇게 하면 i_2 의 기준치에 도달을 하는 시간이 늦추어진다. 그런데 T3가 변화를 할때 T6도 변화를 하는 것은 相전압이 모두 똑같은 경우를 방지하기 위해서이다. 이 제안된 방식으로 게우프에서 시뮬레이션한 것이 그림4(a)에 있다. 제안된 이론과 동일함을 확인할 수 있다. 轉流 구간중 i_1 의 기울기가 중간 중간 변화하는 것은 T3와 T6의 한 영향($i_1 + i_2 + i_3 = 0$) 때문이다.

2) $E = V/4$ (그림3(b))

이 경우는 토크 리플이 발생하지 않으므로 제어를 할 필요가 없다.

3) $E > V/4$ (그림3(c))

이 경우, 轉流 구간이 $[t_0, t_2]$ 이므로, t_2 를 구하기 위해서, 먼저 $t_0=0$ 로 놓고, 삼상도통구간 시간인 t_1 을 구하면,

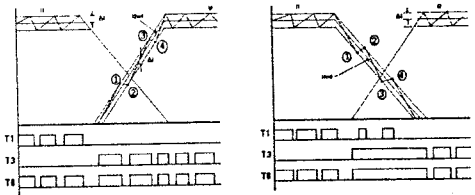
$$t_1 = 3LI/(V+2E) \quad (17)$$

이 된다. t_1 시에 電流 i_2 는 다음과 같다.

$$i_2(t_1) = \frac{2(V-E)}{V+2E} I \quad (18)$$

$i_2(t_1) < I$ 이고, 구간 $[t_1, t_2]$ 는 2상 도통구간임을 이용을 하면, 轉流시간 t_2 는

$$t_2 = LI/(V-2E) \quad (19)$$



(a) $E < V/4$

(b) $E > V/4$

그림 5. 相변환모드 電流 제어

이 된다[1]. 식(19)를 식(12), (13)에 대입하여, 그림 5(b)에서 보듯이, 경우 1)에서 처럼 기준 電流를 만들어

히스테리시스밴드내에 電流 i_2 를 존재하게 함으로써, i_3 의 변화를 줄여, 결국 토크리플이 감소하게된다. 이것을 게우프에서 시뮬레이션 한 것이 그림 4(c)에 나타나있다.

6. 페루프에서의 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 BLDCM의 동작을 연구하기위해 개발되었다. 이것은 일정한 동기 인덕턴스를 가지며 역기전력 평탄면이 120° 를 가지는 모터를 고려하였다. 파워 스위치(power switch)는 이상적이라고 가정을 하였다. 계산의 편의를 위해 BLDCM은 2 Pole모델이 사용되었다. 모터의 저항성분이 시뮬레이션시에 고려되었다. 그림 6과 그림 7은 BLDCM을 PI 컨트롤러를 사용한 페루프를 시뮬레이션한 것이다. 좌측은 제안된 방법이고 우측은 非轉流모드 電流 제어를 했을 때이다. 본 논문에서 제안된 방식인 轉流시 相변환모드 電流 제어 시뮬레이션시에 轉流시와 2相 도통 구간에서 같은 크기의 히스테리시스밴드를 사용하였다.

그림6은 고속의 경우로서 1600rpm으로 했으며, 0.3sec 후에 $2[kgm^2]$ 의 부하를 가했다. 저속의 경우인 그림7은 600rpm으로 0.3sec후에 $2[kgm^2]$ 의 부하를 가하였다. 그림6, 7에서 부하를 가하면 감지하기 힘든 미세한 속도의 감소가 발생한다. 이로 인해 전기 토크가 필요한 부하 토크 만큼 증가를 한다. 이것은 저속에서는 두방법 모두 외란 제어를 잘 하는 것을 의미한다. 그러나 그림 7에서는 기존의 방법의, 토크가 아래 위로 삐죽삐죽 튀어나오며, 이는 轉流에 의해 실제 토크가 감소를 일어나며, 이것은 미세한 속도의 감소를 일으킨다. 이를 보상을 위해 기준 토크가 증가 하고 실제 토크가 기준 토크를 따라가려는 것에 의해서 생기는 것이다. 저속에서와는 달리 고속의 경우는 토크리플의 현저한 차이를 볼 수가 있다. 고속에서 토크리플의 제어가 본 논문에서 제안한 방식이 보다더 잘 이루어졌음을 보여 준다. 단 轉流시간이 30° 이상인경우는 역기전력이 일정하다는 가정이 틀리게 되므로, 제어가 잘 이루어지지않는다.

7. 결론

본 논문에서는 BLDCM을 轉流구간에서의 相電流를 제한하는 방법으로 BLDCM의 토크리플을 감소하는 방법을 제안 하였다. 그 결과는 시뮬레이션에 의해 확인 되었다. 기존의 방법으로는 저속에서는 電流가 효과적으로 제어되지만 고속영역에서는 電流가 효과적으로 제어되지 못하는 고속영역에서, 본 논문에서 제안한 相변환 모드 電流를 제어하는 기법을 도입함으로써 고속영역에서도 토크리플을 줄였다. 그러므로 정밀제어에 이 방법을 사용을 하면 유리할 것이다.

그러나 기존의 非轉流모드 電流를 제어하는 기존의 토크리플 감쇄법은 60° 마다 Hall 센서가 회전자의 위치를 검출을 이용한 간단한 인버터(Inverter)회로를 사용을 하여 회로를 구성을 할 수 있었다. 그러나 본 논문에서 제안된 방법은 轉流시간과 역기전력계산이 필요한 제어 기법이므로 고속의 마이크로 프로세서, 고속의 스위칭 주파수와 위치 측정기를 요구하는 단점이 있다.

3. Reference

- [1] R. Carlson., M. Lajoie-Mazenc, and J. C. d. S. Fagundes "Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless dc Machines", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 28 No.3, pp 632-638, May/June, 1992.
- [2] Thomas M. Jahns, "Torque Production in Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives with Rectangular Current Excitation", IEEE Tran. IAS, Vol. IA-20, No. 4, July/August, pp803-813, 1984.
- [3] 강석주, 김광현, 원종수, "히스테리시스 전류제어기 구동 BLDCM의 轉流현상 해석", 전기공학회 하계발표회, pp 685-688. 1992.
- [4] 김일환, 유병도, "브러쉬리스 직류 전동기의 모델링 및 정상상태 해석", Tran. KIEE, Vol. 40, No. 10, OCT, pp1049-1055, 1991
- [5] Yoshihiro Murai, Yoshihiro Kawase, Kazuharu Ohashi, Kazuo Nagatake, Kyugo Okuyama, "Torque Ripple Improvement for Brushless DC Miniature Motors", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 25, No3, pp 441-450, 1989.
- [6] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, pp274-279, March/April, 1989.0
- [7] L. Schülting, H. Ch. Skudelny, "A control method for permanent magnet synchronous motors with trapezoidal electromotive force", EPE FIRENZE 1991, pp4-117 - 4-122, 1991.

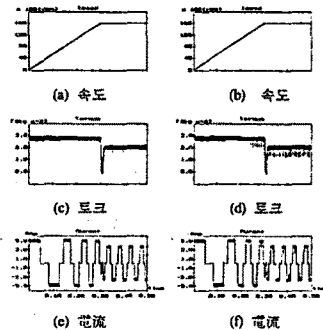


그림 6 고속의 경우의 시뮬레이션
좌측은 제안된 방식 (a), (c), (d)
우측은 기존의 방식 (b), (e), (f)

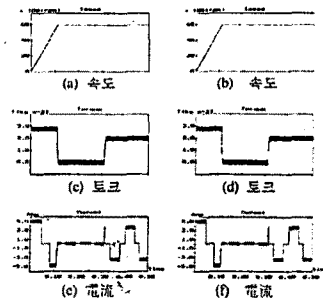


그림 7 저속의 경우의 시뮬레이션
좌측은 제안된 방식 (a), (c), (d)
우측이 기존의 방식 (b), (e), (f)