

Feedforward 방법을 이용한 BLDC 모터의 토크리플 보상

Compensation of Torque Ripple of Brushless DC Motor Using Feedforward Method

장호연, 박기철, 장평훈

한국과학기술원 기계공학과 (Tel:+82-42-869-3266; Fax:+82-42-869-5226; E-mail:kcpark@cais.kaist.ac.kr)

ABSTRACT : In recent years, there has been a renewed interest in the BLDC motor as a research subject. In this paper we inspect sources of the torque ripple, which is one of the elements causing performance depreciation of BLDC motors. Based on the inspected sources of the torque ripple, feedforward compensation methods are proposed to reduce the size of torque ripple. The effectiveness of the proposed methods is verified with experiments.

Keywords : Torque Ripple, BLDC Motor, Feedforward, Compensation

1. 서론

BLDC 모터는 DC 모터와 같은 운전 특성을 가지고 있으며, 또한 회전 관성이 작으면서 고성능이고, 고효율의 속도와 토크를 발생시키기 때문에 최근에 산업 현장에서 많이 쓰이고 있다. 그러나 DC 모터에 비해 토크-전류 계인 특성, 토크리플 및 magnetic cogging 등의 비선형 특성으로 인해 제어기가 어려운 단점을 갖고 있어 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이러한 연구들 중 본 연구에서 관심을 가지고 있는 부분은 BLDC 모터의 토크리플에 관한 것이다.

기존의 연구에서는 상전류 정류(phase current commutation)를 조정해줌으로써 토크리플을 보상하는 방법[1,2], 상전류 파형(phase current waveform)을 조정해줌으로써 보상하는 방법[3] 등이 연구되었다. 그리고 M.I.T의 Paul은 모터에 직접 부착된 토크센서를 이용해서 PID 제어를 하였다[4]. 하지만 이 경우는 토크센서를 달기 위해 기존의 모터를 개조해야하는 문제점과 비용이 많이 든다는 단점을 가지고 있다. 또한, Paul은 외팔보 토크센서(cantilever torque sensor)를 이용하여 feedforward 방법으로 토크리플 보상을 했다[4]. 이 경우는 토크 수정비(torque correction ratio)만 고려했기 때문에 토크리플이 입력의 크기에 비례한 경우만 보상이 가능했고, 그 결과 약 50 % 정도로 리플이 줄었다.

본 논문에서는, 토크 수정비에 해당하는 토크입력에 비례한 토크리플과, 토크입력에 관계없는 토크리플을 동시에 보상하는 방법을 제안한다. 즉, 출력토크는 다음과 같이 $T_{out} = A(\theta) \cdot T_m + B(\theta)$ 로 나타낼 수 있기 때문에, T_m 을 모터의 절대각에 따라 적절히 조절함으로써 출력토크가 일정하게 유지되도록 하였다. 그러나 $A(\theta), B(\theta)$ 가 전류 오프셋의 드리프트(drift) 등으로 인해 시간에 따라 변하기 때문에 이를 보정해 주는 방법을 제안한다.

2. BLDC 모터 토크리플의 이론적 해석

2.1. 토크리플의 원인

BLDC 모터가 가지고 있는 토크리플은 BLDC 모터 드라이브의 불완전성과 BLDC 모터 구조상 특성 등에 기인한다. 모터 드라이브의 불완전성에는 제어기의 비선형성, PWM 전류 제어에서의 전류리플, 전류 오프셋, 상전류 크기의 차이 등이 포함된다. 그리고 BLDC 모터 구조상의 특성 중에서 자속밀도의 감소(degradation)와 회전자 자석의 비대칭적인 소자(消磁), 자속밀도의 불완전함(imperfection) 등이 토크리플을 야기시킨다[1-6]. 이 중 전류 오프셋과 상전류 크기의 차이, 자속밀도의 불완전함이 토크리플을 발생시키는데 가장 크게 작용한다.

2.2. 토크리플의 수식적 표현

2.2.1. 모터 토크식[4]

BLDC 모터의 토크는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$T = K_t [I_u, I_v, I_w] [S_u, S_v, S_w]^T \quad (1)$$

여기서 T 는 출력토크, K_t 는 토크상수, I_u, I_v, I_w 는 각 상의 전류, S_u, S_v, S_w 는 각 상의 자속밀도이다. 이상적인 경우 자속밀도는 다음과 같이 정의된다.

$$S_u = \cos(n\theta), \quad S_v = \cos(n\theta - \frac{2}{3}\pi), \quad S_w = \cos(n\theta + \frac{2}{3}\pi) \quad (2)$$

여기서 n 은 pole pair의 개수이고, 본 연구에 쓰인 다카와와 모터는 $n=2$ 이다. 그리고 Kirchhoff의 전류 법칙에 의해 다음의 관계가 성립된다.

$$I_u = -(I_v + I_w), \quad I_u = I \cos(n\theta), \quad I_w = I \cos(n\theta + \frac{2}{3}\pi) \quad (3)$$

이중, I 는 전류의 크기이다. 이 모델에 의해 계산된 이론적인 토크는

$$T = \frac{3}{2} K_t I \quad (4)$$

이다. 실제 모터에서는 전류가 자속밀도에 맞게 이상적으로 공급되지 않기 때문에 토크리플이 발생하게 된다.

2.2.2. 토크리플식[4]

- $n\theta$ 토크리플(2^{nd} ripple): 전류 오프셋의 영향
각 상의 전류에 오프셋 δ_u, δ_v 가 존재한다고 가정한다.

$$I_u = A \cos(n\theta) + \delta_u, \quad I_v = B \cos(n\theta + \frac{2}{3}\pi) + \delta_v \quad (5)$$

이라고 하면,

$$T = K_t \left[\frac{3}{2} (A \cos^2 n\theta + B \sin^2 n\theta) + \frac{\sqrt{3}}{4} (B - A) \sin 2n\theta + \sqrt{3} (\delta_u \sin(n\theta + \frac{2}{3}\pi) - \delta_v \sin n\theta) \right] \quad (6)$$

이 된다. 여기서 만약 $A=B \neq 0, \delta_u \neq 0, \delta_v = 0$ 이면

$$T = \frac{3}{2} K_t A + \sqrt{3} \delta_u K_t \sin(n\theta + \frac{2}{3}\pi) \quad (7)$$

이 된다. (8)식을 보면 오프셋(δ_u)으로 인해 한 바퀴당 n 개의 토크리플이 나타나게 됨을 알 수 있다.

- $2n\theta$ 토크리플(4^{th} ripple): 전류 진폭의 영향
전류에 오프셋이 아닌 진폭의 변화가 있다고 가정한다. 즉, 위의 (7)식에서 $\delta_u = \delta_v = 0, A = B + \Delta_u$ 이라면

$$T = \frac{3}{2} K_t B + \frac{3}{2} K_t \Delta_u \cos^2 n\theta - \sqrt{3} K_t \Delta_u \sin 2n\theta = \frac{3}{2} K_t (B + \frac{\Delta_u}{2}) + \frac{\sqrt{3}}{2} K_t \Delta_u \cos(2n\theta + \frac{1}{6}\pi) \quad (8)$$

이 된다. (9)식을 보면 진폭의 변화(Δ_u)가 $2n\theta$ 토크리플 즉, 4^{th} ripple을 야기시킨다는 것을 알 수 있다.

- $6n\theta, 12n\theta$ 토크리플($12^{th}, 24^{th}$ ripple)

: 자속밀도의 공간 하모닉의 영향

자속밀도는 모터에 따라 완전한 정현파가 아니라 홀수 하모닉을 갖는다. 홀수 하모닉을 갖는 자속밀도는 다음과 같다.

$$S_u = S_1 \cos n\theta + S_3 \cos 3n\theta + S_5 \cos 5n\theta + \dots \\ S_v = S_1 \cos(n\theta - \frac{2}{3}\pi) + S_3 \cos 3n\theta + S_5 \cos(5n\theta + \frac{2}{3}\pi) + \dots \\ S_w = S_1 \cos(n\theta + \frac{2}{3}\pi) + S_3 \cos 3n\theta + S_5 \cos(5n\theta - \frac{2}{3}\pi) + \dots \quad (9)$$

자속밀도의 홀수 하모닉으로 인해 발생하는 토크는

$$T = \frac{3}{2} K_t I (S_1 + S_3 \cos 6n\theta + S_5 \cos 6n\theta + S_{11} \cos 12n\theta + S_{13} \cos 12n\theta + \dots) \quad (10)$$

과 같다. (11)식은 전류가 완전한 정현파라고 가정했을 때의 결과이고, 만약 전류에도 홀수 하모닉이 존재한다면 (12)식과 같게 된다.

$$T = \frac{3}{2} K_t [I_u S_1 + I_v S_3 + I_w S_5 + I_u S_{11} + \dots] \\ + \frac{3}{2} K_t [I_u S_3 + I_v S_5 + I_w S_7 + I_u S_{11} + \dots] \cos 6n\theta \\ + \frac{3}{2} K_t [I_u S_{11} + I_v S_{13} + I_w S_{17} + \dots] \cos 12n\theta \quad (11)$$

(11)식과 (12)식을 보면 $6n\theta, 12n\theta$ 토크리플이 발생함을 볼 수 있다.

3. 토크리플의 Feedforward 보상

3.1. 실험세트

제어기는 VME 버스기반에 68020 계열의 CPU가 있는 범용 제어기이고, 제어기와 모터는 D/A 변환기와 병렬 입출력기로 연결되어 있다. 제어 프로그램은 호스트인 SUN에서 작성 및 컴파일되어, VME 버스상의 실시간 제어기에서 실행된다. 모터는 다마카와사에서 만든 2극 BLDC 모터이다. 정격출력은 120W 이고 위치센서로서 레졸버를 사용하고 있으며, 1024 pulses/rev를 4배하여 4096 pulses/rev으로 사용하고 있다.

토크센서는 본 실험실에서 제작한 굽힘강성이 작은 증폭 십자형 토크센서(Hollow Cruciform Type Torque Sensor)[7]를 이용하였으며 각 상의 전류는 홀이펙트센서(Hall Effect Sensor)의 출력을 측정함으로써 구한다.

3.2. 토크센서를 이용한 토크리플의 Feedforward 보상

3.2.1. 보상방법(compensation scheme)

먼저 입력전압과 출력전압의 관계를 알기 위해서 T_{output} 과 T_{input} 과의 관계 (13)식과 같이 하고 least square method를 이용 $A(\theta)$ 와 $B(\theta)$ 를 구한다.

$$T_{output} = A(\theta) \cdot T_{input} + B(\theta) \quad (12)$$

(13)식을 행렬로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} T_{out1} \\ T_{out2} \\ \vdots \\ T_{out10} \end{bmatrix}_{T \in R^{10 \times 4096}} = \begin{bmatrix} T_{in1} & 1 \\ T_{in2} & 1 \\ \vdots & \vdots \\ T_{in10} & 1 \end{bmatrix}_{K \in R^{10 \times 2}} \begin{bmatrix} A(0) & \dots & A(4095) \\ B(0) & \dots & B(4095) \end{bmatrix}_{X \in R^{2 \times 4096}} \quad (13)$$

$A(\theta)$ 와 $B(\theta)$ 값은 의사역행렬(pseudo-inverse)을 통하여 구할 수가 있다.

또한, 구한 $A(\theta)$ 와 $B(\theta)$ 값을 가지고 T_{input} 에 $T_{command} = \frac{T_{desired} - B(\theta)}{A(\theta)}$ 을 주면 우리가 원하는 $T_{desired}$ 를 얻을 수가 있다.

3.2.2. 실험방법

- (+) 방향으로 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0V의 전류 레퍼런스 입력을 주고, (-) 방향으로도 -0.2, -0.4, -0.6, -0.8, -1.0V의 입력을 주었다.
- 조인트 토크센서의 출력토크는 스트레인지이지 증폭 앰프에 의해 증폭이 되고, A/D 변환기(표본주파수: 250 Hz)에 의해 디지털 신호로 바뀐 값으로 저장된다.(약 7500 개의 출력 데이터)
- 0.1V의 입력은 약 0.16Nm에 해당하는 토크를 낸다.
- 약 30초에 두 바퀴씩 모터를 손으로 서서히 돌림으로써 동적인 효과가 사라지게 하고 거의 정적(quasi-static)인 토크를 내도록 하였다.
- 스트레인지이지 증폭 앰프에서 하드웨어적으로 10 Hz로 low pass filtering을 하였다.

준평형상태(quasi-static state)를 유지하게 되면 (15)식에서 가속도 성분과 속도 성분이 무시된다. 그리고 Coulomb 마찰력을 안다면 T_{sensor} 를 측정함으로써 T_{output} 을 알 수 있게 된다.

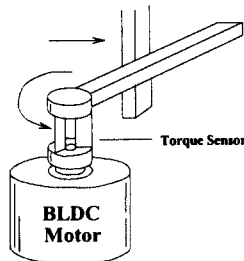


그림 1: 실험세트 모형도

$$T_{output} = A(\theta) \cdot T_{input} + B(\theta) = J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + F + T_{sensor} \quad (14)$$

또한 Coulomb 마찰력이 무시된다면 $T_{output} = T_{sensor}$ 가 되고, 실제로 Coulomb 마찰력은 절대값에 상관없이 일정한 토크 오프셋을 내기 때문에 토크

리플에는 영향이 없다.

3.2.3. 보상 전의 결과

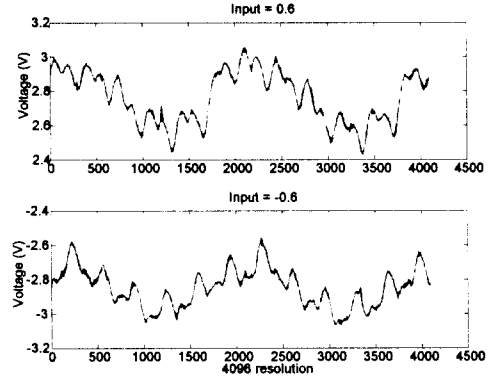


그림 2: 모터의 토크리플(토크센서를 이용해서 측정)

입력전압으로 $\pm 0.6V$ 를 가했을 때의 토크센서 출력을 나타낸 것이 그림 2이다. 2nd, 12th, 24th ripple이 잘 나타남을 볼 수 있다.

3.2.4. $A(\theta)$ 와 $B(\theta)$ 구성

앞에서 제안한 방법을 통해 구한 $A(\theta)$ 와 $B(\theta)$ 는 그림 3과 같다.

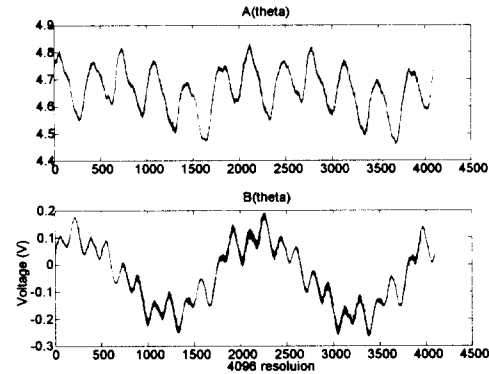


그림 3: $A(\theta)$ 와 $B(\theta)$

여기서 실제로 측정된 토크값과 $A(\theta)$ 와 $B(\theta)$ 값을 이용해서 재구성된 토크값을 비교함으로써 $A(\theta)$ 와 $B(\theta)$ 의 신빙성을 확인하였다(그림 4).

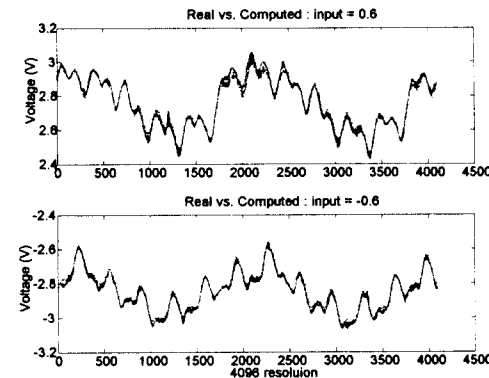


그림 4: 실제 토크 값과 재구성된 토크 값의 비교

3.2.5. $A(\theta), B(\theta)$ 를 이용한 feedforward 보상실험결과

앞에서 제시한 보상기법을 사용하여 토크입력이 $\pm 0.6V$ 일 때 보상한 실험결과는 그림 5와 같다.

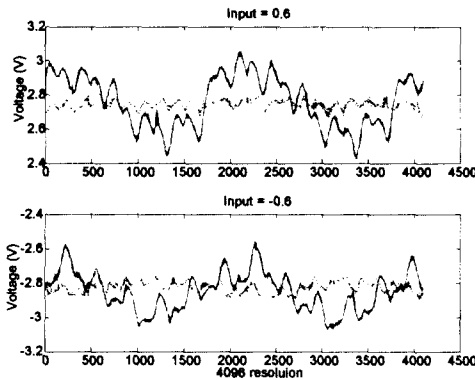


그림 5: Feedforward 보상실험결과

진폭 감소를 각 토크입력에 대해서 구한 결과는 표 1과 같다. 전체적으로 약 20~40%로 토크리플이 줄어들었음을 볼 수 있다.

TORQUE INPUT	2 개 리플의 진폭 감소율	12 개, 24 개 리플의 진폭 감소율	전체 리플의 진폭 감소율
1.0 (V)	7.75 (%)	42.27 (%)	28.16 (%)
0.8 (V)	2.61 (%)	63.97 (%)	39.69 (%)
0.6 (V)	1.82 (%)	40.11 (%)	22.48 (%)
0.4 (V)	4.89 (%)	47.03 (%)	21.90 (%)
0.2 (V)	16.19 (%)	23.37 (%)	28.44 (%)
-0.2 (V)	19.96 (%)	49.56 (%)	26.24 (%)
-0.4 (V)	33.21 (%)	58.61 (%)	37.50 (%)
-0.6 (V)	19.60 (%)	52.76 (%)	30.79 (%)
-0.8 (V)	13.08 (%)	62.57 (%)	29.36 (%)
-1.0 (V)	5.59 (%)	53.80 (%)	29.41 (%)

표 1: Feedforward 보상실험 결과(진폭 감소율)

4. $A(\theta), B(\theta)$ 의 변화에 대한 분석 및 보상

4.1. $A(\theta), B(\theta)$ 의 변화

실험을 통하여 $A(\theta), B(\theta)$ 값을 구할 때마다 시간이 따라 값이 변함을 알 수 있었다. 따라서 시간이 흐른 뒤 예전의 $A(\theta), B(\theta)$ 를 가지고 보상실험을 하면, $A(\theta)$ 와 $B(\theta)$ 의 변화가 클 때는 보상결과 원래 리플의 약 20~30% 정도로 줄었던 토크리플이 원래 리플의 50~70% 정도로 밖에 줄어들지 않았다.

4.1.1. $A(\theta)$ 의 변화

하루 간격을 두고 $A(\theta)$ 를 두 번 구한 결과가 그림 6이다. $A(\theta)$ 값에 오프셋이 발생함을 그림 6의 첫 번째 그림을 보면 알 수 있다. 더 자세히 살펴보기 위해 AC 성분만 비교한 두 번째 그림을 보면 서로 거의 일치함을 볼 수 있다. 따라서 $A(\theta)$ 값은 오프셋만 변함을 알 수 있다.

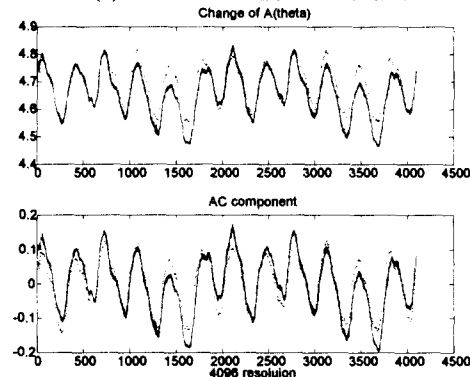


그림 6: $A(\theta)$ 의 변화

4.1.2. $B(\theta)$ 의 변화

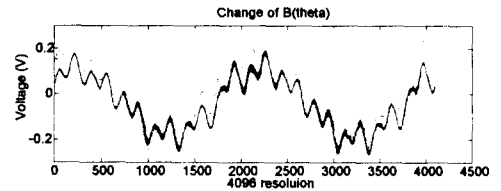


그림 7: $B(\theta)$ 의 변화

$B(\theta)$ 는 크게 두 번의 리플이 약간의 위상차를 보이고 있으며, 또 리플의 크기가 달라짐을 그림 7을 통하여 알 수 있다. 또한 전체적으로 약간의 오프셋이 있음을 볼 수 있다. (8)식에서 보면 2nd ripple에 영향을 주는 요소는 전류 오프셋이므로 $B(\theta)$ 의 변화에 영향을 주는 주요인은 전류 오프셋의 변화임을 예측할 수 있다. 실제로 전류 오프셋을 측정해 본 결과 전류 오프셋이 1, 2분 안에 빨리 변하는 것이 아니지만 시간에 따라 천천히 드리프트함을 알 수 있었다. 이것의 원인으로는 전류 홀센서의 비선형성, phase resistance의 변화, 모터 드라이브 내의 thermal drift와 op-amp의 오프셋을 조절하는 pin에 연결된 가변저항의 드리프트 등을 생각할 수 있겠다.

그러면 먼저 앞의 $A(\theta), B(\theta)$ 의 변화 중 오프셋이 변하는 부분에 대해 살펴보자.

$$T_{out} = \frac{T_{desired} - B(\theta)}{A(\theta)} \cdot (A(\theta) + \delta A) + B(\theta) + \delta B$$

$$= T_{desired} + \frac{\delta A}{A(\theta)} (T_{desired} - B(\theta)) + \delta B$$
(15)

$A(\theta)$ 와 $B(\theta)$ 에 오프셋만 변했다고 가정했을 때의 식은 (16)식과 같다. 결과를 보면 오프셋의 변화가 작으면, 거의 T_{out} 이 $T_{desired}$ 와 일치함을 볼 수 있고, 또 $B(\theta)$ 의 오프셋의 변화가 약간 커지더라도 전체적으로 DC 성분만 변하는 결과를 가져온다는 것을 알 수 있다. 또한, $A(\theta)$ 의 오프셋의 변화는 커지더라도 10^{-2} order를 갖고 있기 때문에 리플 성분을 갖고 있는 $B(\theta)$ 에 이 값이 곱해짐으로써 토크리플에는 영향이 작아지게 된다. 따라서 $A(\theta)$ 의 변화와 $B(\theta)$ 의 변화 중 오프셋의 변화는 무시될 만하다. 그러므로 $B(\theta)$ 의 크게 두 번의 리플에 영향을 주는 전류 오프셋의 변화가 토크리플 보상에 가장 큰 영향을 끼칠을 알 수 있다. 그러면 전류 오프셋의 변화에 따른 $B(\theta)$ 값의 변화량을 알아보자.

먼저 $B(\theta)$ 를 2nd ripple과 그 외(12th, 24th, ...) ripple로 나누어 보자. 여기서 2nd ripple에 해당하는 부분은 전류 오프셋으로 인해 생기는 리플이고 그 외 리플은 자속밀도의 공간 하모닉 등 여러 이유로 인한 리플이다.

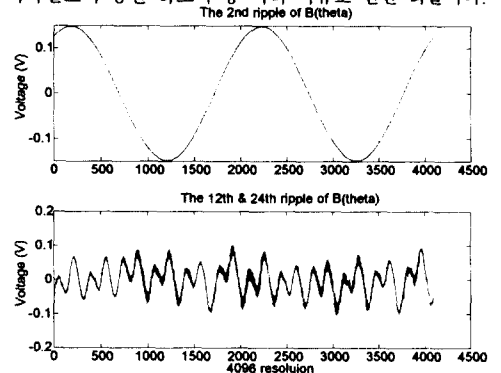


그림 8: $B(\theta)$ 의 성분 분리

Least square method를 사용해서 $B(\theta)$ 의 2nd ripple을 분리했다(그림 8). 또한 예전에 구한 $B(\theta)$ 와 시간이 흐른 뒤 구한 $B(\theta)$ 값에서 2nd ripple을 뺀 나머지를 비교하였다(그림 9). 결과를 보면 2nd ripple 이외의 리플은 변하지 않음을 알 수 있다. 따라서 $B(\theta)$ 값에서 변하는 부분은 2nd ripple뿐이므로 전류 오프셋의 변화를 알아내고 그 변화에 해당하는 $B(\theta)$ 의 2nd ripple의 양을 구할 수 있다면 전류 오프셋의 드리프트로 인한 $B(\theta)$ 의 오차를 줄일 수 있을 것이다.

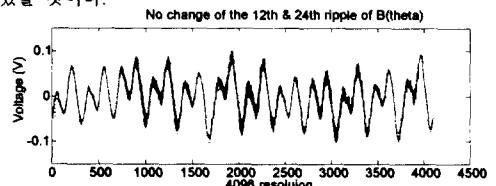


그림 9: 시간에 따라 변하지 않는 $B(\theta)$ 의 12th, 24th ripple

다음은 전류 오프셋과 2nd ripple 과의 관계를 수식으로 살펴보고 이를 그림으로 비교한 것이다.

$$2^{nd} \text{ ripple} = \frac{K_t}{2} (3\delta_o \cos(2\theta + \phi) - \sqrt{3}(\delta_o + 2\delta_s) \sin(2\theta + \phi)) \quad (16)$$

(17)식은 (7)식에서 $A=B \neq 0$, $\delta_o \neq 0$, $\delta_s \neq 0$ 일 때이고 여기서 2nd ripple 에 해당하는 성분만 추출한 것이다. 여기서 δ_o 는 U 상의 오프셋이고 δ_s 는 W 상의 오프셋이다. 또 ϕ 는 U 상 전류가 가지고 있는 위상이다.

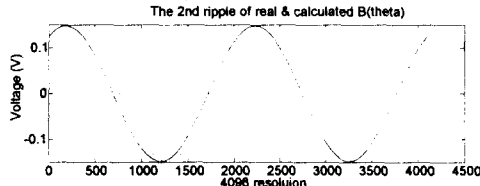


그림 10: 계산으로 구한 $B(\theta)$ 의 2nd ripple 과 실제 2nd ripple

(17)식으로 구한 $B(\theta)$ 의 2nd ripple 을 실험으로 구한 $B(\theta)$ 의 2nd ripple 과 비교한 것이 그림 10 과 같다. 약간의 위상차가 있는 것을 볼 수 있지만 거의 일치함을 볼 수 있다. 여기서 약간의 위상차가 존재하는 이유는, 홀이펙트 센서의 출력이 연결된 OP-amp. 출력을 측정하여 구한 전류 오프셋 양과 모터로 직접 들어가는 전류 오프셋 양이 정확히 일치하지 않기 때문이다.

5. 전류 오프셋을 이용해서 구한 $B^*(\theta)$ 를 이용한 토크리플의 Feedforward 보상

5.1. $B(\theta)$ 의 보정

계산으로 구한 2nd ripple 과, 변하지 않는 12th, 24th ripple 을 더함으로써, 보정된 $B^*(\theta)$ 를 (18)식과 같이 구할 수 있다.

$$B^*(\theta) = \frac{K_t}{2} (3\delta_o \cos(2\theta + \phi) - \sqrt{3}(\delta_o + 2\delta_s) \sin(2\theta + \phi)) + \text{unchanged } 12^{th} \text{ \& } 24^{th} \text{ ripple of } B(\theta) \quad (17)$$

5.2. 보정된 feedforward 보상방법

- Torque sensor 를 사용해서 각 토크입력과 토크출력의 관계로부터 $A(\theta), B(\theta)$ 를 구한다.(off-line, least square method)
- $B(\theta)$ 를 2nd ripple 과 12th, 24th ripple 성분으로 분리한다.
- 전류 오프셋 측정을 통해 $B(\theta)$ 값을 보정한다.
- $A(\theta), B^*(\theta)$ 를 가지고 feedforward 보상방법으로 토크리플 보상을 한다.

5.3. 보상실험 결과

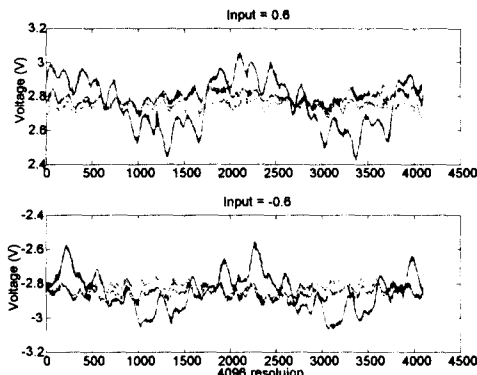


그림 11: 보상실험 결과

$A(\theta), B(\theta)$ 값을 구한 후 바로 보상실험을 한 것이 전류 오프셋을 이용해서 보정한 $B^*(\theta)$ 를 가지고 보정한 것보다 결과가 조금 더 좋음을 볼 수 있다.

표 2 를 보면 전류 오프셋을 이용해서 보정한 $B^*(\theta)$ 를 사용한 경우는 변하는 전류 오프셋에 따라 $B^*(\theta)$ 를 만들어 주기 때문에 2nd ripple 의 보상 되는 양이 약 20 % 로 균일함을 볼 수 있다. 여기서 전류 오프셋을 이용해서 $B^*(\theta)$ 를 구해도 2nd ripple 의 보상되는 양이 더 많이 줄어들지 않은 이유는 측정된 전류 오프셋과 실제 모터에 들어가는 전류 오프셋이 약간의 오차를 갖기 때문이다.

TORQUE INPUT	2 개 리플의 진폭 감소율	12 개, 24 개 리플의 진폭 감소율	전체 리플의 진폭 감소율
1.0 (V)	20.75 (%)	51.33 (%)	33.94 (%)
0.8 (V)	18.79 (%)	43.40 (%)	32.82 (%)
0.6 (V)	17.21 (%)	45.03 (%)	30.23 (%)
0.4 (V)	18.21 (%)	37.16 (%)	25.55 (%)
0.2 (V)	42.36 (%)	26.94 (%)	38.53 (%)
-0.2 (V)	30.16 (%)	54.69 (%)	35.16 (%)
-0.4 (V)	20.17 (%)	53.54 (%)	31.25 (%)
-0.6 (V)	14.09 (%)	47.80 (%)	30.48 (%)
-0.8 (V)	16.80 (%)	49.56 (%)	28.19 (%)
-1.0 (V)	11.44 (%)	55.01 (%)	31.50 (%)

표 2: $B^*(\theta)$ 를 이용한 feedforward 보상실험 결과(진폭 감소율)

6. 결론

본 논문에서는 BLDC 모터의 토크리플을 제거하기 위하여 다음 두 가지 내용을 연구하였다.

첫째, 특별하게 고안된 토크센서로 토크를 측정하고, 선형모델 $A(\theta), B(\theta)$ 을 통해 토크리플을 추정했다. 그리고 추정된 값을 바탕으로 토크리플을 feedforward 로 보상하는 방법을 제안하였다. 제안된 feedforward 방법으로 보상한 결과 한 회전당 2 개, 12 개, 24 개 리플의 크기가 각각 약 20 ~ 30 % 정도로 줄어들었다. $A(\theta), B(\theta)$ 를 구한 바로 직후에는 보상이 잘 되었지만, 시간이 지나 전류 오프셋이 드리프트하여 $B(\theta)$ 값에 비교적 큰 오차가 있는 경우에는 보상이 잘 되지 않았다. 이때는 토크센서를 계속 이용해서 새로운 $B(\theta)$ 값을 구해야 했다.

둘째, 전류 오프셋을 측정하여 보정된 $B^*(\theta)$ 를 이용해서 feedforward 로 보상을 하는 방법을 제안하였다. 이 경우 측정된 전류 오프셋과 실제 모터에 들어가는 전류 오프셋 양에 오차가 있을 수 있고 이로 인해 $B(\theta)$ 의 2nd 리플에 실제값과 계산값에 위상차가 약간 있기 때문에 보상결과가 바로 구한 $A(\theta), B(\theta)$ 를 이용했을 때보다 조금 좋지 않았다. 하지만 이 방법은, 처음에는 보상이 잘 되다가 시간이 지나면 보상이 잘 되지 않는 첫 번째 방법과는 달리 어느 정도 반복성이 보장이 되는 장점을 갖고 있다. 그리고 토크센서는 최초로 $A(\theta), B(\theta)$ 를 구할 때만 필요하고, 그 이후에는 필요하지 않다는 장점을 갖고 있다.

참고문헌

- [1] Renato Carlson, Michel Lajoie-Mazenc, and Joao C. dos S. Fagundes, "Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless dc Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 3, pp.632-638, 1992.
- [2] Yoshihiro Murai, Yoshihiro Kawase, Kazuharu Ohashi, Kazuo Nagatake, and Kyugo Okuyama, "Torque Ripple Improvement for Brushless DC Miniature Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 3, pp.441-450, 1989.
- [3] Hoang Le-Huy, Robert Perret, and Rene Feuillet, "Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 4, pp.748-755, 1986.
- [4] Benjamin J. Paul, "A Systems Approach to the Torque Control of a Permanent Magnet Brushless Motor", Master's Thesis, M.I.T., Dept. of Mechanical Engineering, 1985.
- [5] J. R. Hendershot Jr., and Tje Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*. Oxford : Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1994.
- [6] Michael Dean Levin, "Design and Control of a Closed-Loop Brushless Torque Actuator", MS Thesis, M.I.T., Dept. of Mechanical Engineering, 1990.
- [7] 주진원, 강대임, "스트레인 게이지식 중공심자형 토크 센서의 해석 및 설계", *대한기계학회 춘계학술대회논문집*, vol. I, pp.311-315, 1994.
- [8] A. Kataoka, "Recent trends of small control motors", *Electric. Eng. Japan*, vol. 106, no. 4, pp. 289-291, 1986.