

벡터제어 교류전동기 구동에서의 새로운 주기적 토오크 리플 보상기법

論 文
51B-9-6

Novel Periodic Torque Ripple Compensation Scheme in Vector Controlled AC Motor Drives

崔 鐘 宇*
(Jong-Woo Choi)

Abstract - In this paper, a new torque ripple compensator is proposed. The proposed torque ripple compensator utilizes only speed information, so it can be easily applied to an existing motor drive system by including the algorithm. The stability analysis is discussed. From the discussion, the proper gain selection method, which makes the compensator stable and fast convergent, is also presented. The experimental results are presented and show the torque ripple reduction capability of the proposed scheme.

Key Words - Torque ripple, Speed ripple

1. 서 론

일반적으로, 영구자석 동기전동기 구동이나 유도전동기 구동과 같은 많은 고성능 교류전동기 구동시스템에서 벡터제어는 정밀한 토오크 발생을 위하여 많이 채용되고 있다. 잘 알려진 바와 같이 벡터제어 알고리즘은 몇 가지 가정에 기초하고 있다. 정밀한 전류의 측정, 일정한 공극의 길이, 상간의 기계 상수의 대칭 등이 이러한 가정중의 몇 가지이다.

최근의 연구결과는, 전류측정에서의 오차, 공극길이의 불균형과 비대칭 기계상수 등에 의해 전원주파수에 동기된 바람직하지 않은 주기적인 토오크 리플이 발생한다고 보고하고 있다[1~4]. 토오크 리플 보상기법 역시 몇몇 참고문헌에서 찾아볼 수 있다[2~4]. 참고문헌 [2]의 보상방법은 토오크 리플을 계산하기 위하여 시스템의 역모델을 이용한다. 그러므로, 이 방법은 기계상수가 부정확한 경우에는 불안정해 질 수도 있다. 참고문헌 [3]과 [4]에 나타난 또 다른 보상 기법은 보상 토오크를 얻기 위하여 토오크 센서를 요구하는데, 이것은 많은 실제적 응용에 있어서 바람직하지 않다.

본 논문은 주기적인 토오크 리플의 보상에 중점을 둔다. 제안된 보상 기법은 속도 정보에 의해서만 보상 토오크를 계산한다. 그러므로, 제안된 방식은 시스템 상수와 추가적인 하드웨어를 필요로 하지 않는다. 안정성 해석에 의해, 보상기를 안정하고도 빠르게 수렴하는 적당한 이득 설정 방법도 제시되었다. 실험결과가 제시되었으며, 제안된 방법의 토오크 리플 감소 성능을 증명하였다.

2. 주기적인 토오크 리플의 발생

전원 주파수와 연관된 주기적인 토오크 리플은 잘 알려진 현상이다. 전류측정상의 오판이 전원 주파수와 동기된 1차 고조파 토오크 리플을 발생시킨다[1~4]. 또, 전류측정상의 불평형, 공극길이의 불균형 그리고 3상 전동기 상수의 불평형 등이 전원주파수 2배와 동기된 2차 고조파 토오크리플의 원인들이다[1~4]. 데드타임은 6차의 토오크 리플을 발생시키는 것으로 알려져 있으며, 고차의 토오크 리플은 저차의 고조파의 곱에 의해서도 발생된다[1~4]. 이러한 고조파 토오크 리플은 속도리플을 발생시켜 시스템 성능을 악화시킨다.

3. 주기적인 토오크 리플의 보상기법

본 논문에서는, 주기적인 토오크 리플에 의한 속도리플을 제거하기 위하여, 보상토오크를 전동기에 주입하였다. 보상 토오크는 속도리플에 의해서만 계산된다. 보상기법은 임의의 n차 고조파에 대해 설명하며, 제안된 토오크 리플 보상기법은 그림 1과 같다.

3-1. 속도 리플 측정기 (Speed Ripple Detector)

기계방정식이 다음과 같은 선형미분방정식으로 주어지므로,

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m = T_e - T_L \quad (1)$$

토오크에 각속도 $n\omega_e$ 를 가지는 n차 고조파 리플이 존재한다면, 선형미분방정식의 특성상 같은 주파수 성분($n\omega_e$)이 속도에도 존재하게 된다. 이러한 n차 고조파 속도 리플은 일

* 正 會 員 : 慶北大學校 電子電氣 工學部 助教授
接受日字 : 2002年 2月 26日
最終完了 : 2002年 7月 18日

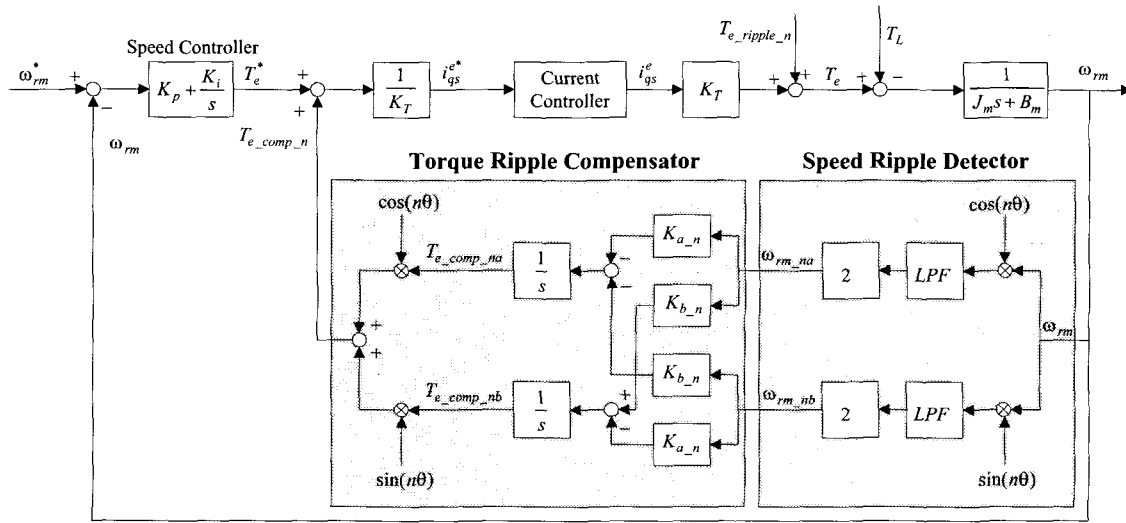


그림 1 토오크 리플 보상 기법
 Fig. 1 Torque ripple compensation strategy

반적으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\omega_{rm_n} = \omega_{rm_na} \cos(n\theta) + \omega_{rm_nb} \sin(n\theta) \quad (2)$$

여기서 θ 는 전기각속도 ω_e 를 적분한 각위치이다.

n차 속도 고조파의 계수, ω_{rm_na} 와 ω_{rm_nb} 를 구하는 방법은 다음과 같다. 속도(ω_{rm})가 고조파 리플성분에 의해서, 주기적으로 반복되는 파형이라면, 속도는 다음과 같이 푸리에 시리즈(Fourier Series)로 전개할 수 있다.

$$\begin{aligned} \omega_{rm} &= \omega_{rm_dc} + \sum_{k=1}^{\infty} \omega_{rm_k} \\ &= \omega_{rm_dc} + \sum_{k=1}^{\infty} (\omega_{rm_ka} \cos(k\theta) + \omega_{rm_kb} \sin(k\theta)) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 ω_{rm_dc} 는 직류성분을, ω_{rm_k} 는 다음과 같은 k차 고조파 성분을 나타낸다.

$$\omega_{rm_k} = \omega_{rm_ka} \cos(k\theta) + \omega_{rm_kb} \sin(k\theta) \quad (4)$$

먼저, n차 고조파의 계수, ω_{rm_na} 와 ω_{rm_nb} 를 구하기 위하여, ω_{rm} 에 $\cos(n\theta)$ 를 곱하면

$$\begin{aligned} \omega_{rm} \cos(n\theta) &= \omega_{rm_dc} \cos(n\theta) + \sum_{k=1}^{\infty} \omega_{rm_k} \cos(n\theta) \\ &= \omega_{rm_dc} \cos(n\theta) + \sum_{k=1}^{\infty} (\omega_{rm_ka} \cos(k\theta) \cos(n\theta) + \omega_{rm_kb} \sin(k\theta) \cos(n\theta)) \\ &= \omega_{rm_dc} \cos(n\theta) + \sum_{k=1}^{\infty} (\omega_{rm_ka} \cos(k\theta) \cos(n\theta) + \omega_{rm_kb} \sin(k\theta) \cos(n\theta)) \\ &+ \omega_{rm_na} \cos^2(n\theta) + \omega_{rm_nb} \sin(n\theta) \cos(n\theta) \\ &= \omega_{rm_dc} \cos(n\theta) \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} \left(\omega_{rm_ka} \frac{\cos((k+n)\theta) + \cos((k-n)\theta)}{2} + \omega_{rm_kb} \frac{\sin((k+n)\theta) + \sin((k-n)\theta)}{2} \right) \\ &+ \omega_{rm_na} \frac{1 + \cos(2n\theta)}{2} + \omega_{rm_nb} \frac{\sin(2n\theta)}{2} \end{aligned} \quad (5)$$

이 된다. 즉, $\omega_{rm} \cos(n\theta)$ 는 직류성분과 교류성분을 가지는 성분으로 나누어진다. 그러므로, 차단주파수(cutoff frequency)가 ω_e 보다 훨씬 적은 저역통과필터(LPF, Low Pass Filter)를 적용하게 되면, 교류성분은 사라지게 되고, 직류성분($\frac{\omega_{rm_na}}{2}$)만 남게 된다. 그러므로, 다음과 같이 ω_{rm_na} 를 구할 수 있다.

$$\omega_{rm_na} = 2LPF(\omega_{rm} \cos(n\theta)) \quad (6)$$

비슷하게, ω_{rm_nb} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\omega_{rm_nb} = 2LPF(\omega_{rm} \sin(n\theta)) \quad (7)$$

그림 1에서 속도리플 측정기에 서술한 방식이 블록도로 표현되어 있다.

3-2. 토오크 리플 보상기(Torque Ripple Compensator)

임의의 n차의 고조파 속도리플을 줄이기 위하여, 그림 1과 같이, n차의 고조파 보상 토오크 $T_{e_comp_n}$ 를 속도제어기 출력에 더하였다.

$$T_{e_comp_n} = T_{e_comp_na} \cos(n\theta) + T_{e_comp_nb} \sin(n\theta) \quad (8)$$

$$T_{e_comp_na} = -\frac{K_{a_n} \omega_{rm_na} + K_{b_n} \omega_{rm_nb}}{s} \quad (9)$$

$$T_{e_comp_nb} = \frac{K_{b_n} \omega_{rm_na} - K_{a_n} \omega_{rm_nb}}{s} \quad (10)$$

식 (9)와 (10)을 행렬로 바꿔 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} T_{e_comp_na} \\ T_{e_comp_nb} \end{bmatrix} = -\frac{1}{s} \begin{bmatrix} K_{a_n} & K_{b_n} \\ -K_{b_n} & K_{a_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{rm_na} \\ \omega_{rm_nb} \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서, K_{a_n} 과 K_{b_n} 는 보상이득이다.

4. 토오크 리플 보상기의 해석

4.1 고조파 토오크의 모델링

주파수 $n\omega_e$ 를 가지는 n 차 고조파 토오크 리플($T_{e_ripple_n}$)이 존재하면, 속도제어기는 이 고조파 토오크 리플에 의한 속도리플을 줄이기 위하여 속도제어기의 출력(T_e^*)에 n 차 고조파 성분 $T_{e_n}^*$ 를 발생시킨다. 그러므로, 전동기 입력토크(T_e)의 성분 중, 주파수 $n\omega_e$ 를 가지는 n 차 고조파 토오크 성분(T_{e_n})은 속도제어기의 n 차 고조파 성분($T_{e_n}^*$), 실제의 n 차 고조파 성분($T_{e_ripple_n}$) 그리고 토오크 리플 보상기의 성분($T_{e_comp_n}$)으로 구성되면, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$T_{e_n} = T_{e_n}^* + T_{e_comp_n} + T_{e_ripple_n} \quad (12)$$

식 (12)에서, $T_{e_comp_n}$ 은 토오크 리플 보상기에 의해 발생되는 n 차의 고조파 보상 토오크를 나타낸다. 모든 n 차의 고조파 토오크 양은 다음과 같이 모델링한다.

$$T_{e_n}^* = T_{e_na}^* \cos(n\theta) + T_{e_nb}^* \sin(n\theta) \quad (13)$$

$$T_{e_comp_n} = T_{e_comp_na} \cos(n\theta) + T_{e_comp_nb} \sin(n\theta) \quad (14)$$

$$T_{e_ripple_n} = T_{e_ripple_na} \cos(n\theta) + T_{e_ripple_nb} \sin(n\theta) \quad (15)$$

$$\begin{aligned} T_{e_n} &= T_{e_na} \cos(n\theta) + T_{e_nb} \sin(n\theta) \\ &= (T_{e_na}^* + T_{e_comp_na} + T_{e_ripple_na}) \cos(n\theta) \\ &\quad + (T_{e_nb}^* + T_{e_comp_nb} + T_{e_ripple_nb}) \sin(n\theta) \end{aligned} \quad (16)$$

식 (12)에서 \cos 항의 계수와 \sin 항의 계수를 정리하면 다음과 같고,

$$T_{e_na} = T_{e_na}^* + T_{e_comp_na} + T_{e_ripple_na} \quad (17)$$

$$T_{e_nb} = T_{e_nb}^* + T_{e_comp_nb} + T_{e_ripple_nb} \quad (18)$$

윗 식들을 행렬의 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} T_{e_na} \\ T_{e_nb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{e_na}^* \\ T_{e_nb}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{e_comp_na} \\ T_{e_comp_nb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{e_ripple_na} \\ T_{e_ripple_nb} \end{bmatrix} \quad (19)$$

4.2 속도제어기 출력의 고조파 성분의 모델링

속도제어기 출력의 n 차의 고조파 성분은 n 차의 고조파 속도 리플과 속도제어기 동특성에 의해 결정된다. 만약 PI형태의 속도제어기가 사용된다면, 속도제어기 출력의 n 차의 고조파 성분은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} T_{e_n}^* &= \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (-\omega_{rm_n}) \\ &= -\left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\omega_{rm_na} \cos(n\theta) + \omega_{rm_nb} \sin(n\theta)) \end{aligned} \quad (20)$$

식 (20)은 정상상태에서

$$\begin{aligned} T_{e_n}^* &= \left(-K_p \omega_{rm_na} + \frac{K_i}{n\omega_e} \omega_{rm_nb} \right) \cos(n\theta) \\ &\quad + \left(-\frac{K_i}{n\omega_e} \omega_{rm_na} - K_p \omega_{rm_nb} \right) \sin(n\theta) \end{aligned} \quad (21)$$

가 되므로, 식 (13)와 비교하면,

$$T_{e_na}^* = -K_p \omega_{rm_na} + \frac{K_i}{n\omega_e} \omega_{rm_nb} \quad (22)$$

$$T_{e_nb}^* = -\frac{K_i}{n\omega_e} \omega_{rm_na} - K_p \omega_{rm_nb} \quad (23)$$

가 되고, 윗 식들을 행렬의 형태로 바꿔 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} T_{e_na}^* \\ T_{e_nb}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_p & \frac{K_i}{n\omega_e} \\ -\frac{K_i}{n\omega_e} & -K_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{rm_na} \\ \omega_{rm_nb} \end{bmatrix} \quad (24)$$

4.3 n 차 고조파 성분에 대한 기계방정식의 모델링과 해석

n 차의 고조파 성분에 대한 기계적인 방정식은, 부하 토오크의 n 차의 고조파 성분을 무시하면 다음과 같고,

$$J_m \frac{d}{dt} \omega_{rm_n} + B_m \omega_{rm_n} = T_{e_n} \quad (25)$$

식 (2)과 (16)를 대입하고, ω_{rm_na} 과 ω_{rm_nb} 에 대한 시간 미분을 무시하여 정리하면, 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} (B_m \omega_{rm_na} + J_m n \omega_e \omega_{rm_nb}) \cos(n\theta) + (-J_m n \omega_e \omega_{rm_na} + B_m \omega_{rm_nb}) \sin(n\theta) \\ = T_{e_na} \cos(n\theta) + T_{e_nb} \sin(n\theta) \end{aligned} \quad (26)$$

식 (26)에서 \cos 항의 계수와 \sin 항의 계수를 정리하면 다음과 같고,

$$B_m \omega_{rm_na} + J_m n \omega_e \omega_{rm_nb} = T_{e_na} \quad (27)$$

$$-J_m n \omega_e \omega_{rm_na} + B_m \omega_{rm_nb} = T_{e_nb} \quad (28)$$

다음 식과 같은 행렬 형태로 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} B_m & J_m n \omega_e \\ -J_m n \omega_e & B_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{rm_na} \\ \omega_{rm_nb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{e_na} \\ T_{e_nb} \end{bmatrix} \quad (29)$$

식 (29)는 식 (19)를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있고,

$$\begin{bmatrix} B_m & J_m n \omega_e \\ -J_m n \omega_e & B_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{rm_na} \\ \omega_{rm_nb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{e_na}^* \\ T_{e_nb}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{e_comp_na} \\ T_{e_comp_nb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{e_ripple_na} \\ T_{e_ripple_nb} \end{bmatrix} \quad (30)$$

속도제어기 출력의 n차의 고조파 성분이 식 (24)과 같이 주어지고, n차 고조파 보상 토크가 식 (11)로 주어지므로, 이 식들을 대입하면 식 (30)은

$$\begin{bmatrix} (B_m + K_p)s + K_{a_n} & \left(J_m n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right) s + K_{b_n} \\ -\left(J_m n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right) s - K_{b_n} & (B_m + K_p)s + K_{a_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{rm_na} \\ \omega_{rm_nb} \end{bmatrix} = s \begin{bmatrix} T_{e_ripple_na} \\ T_{e_ripple_nb} \end{bmatrix} \quad (31)$$

과 같이 된다. 식 (31)을 ω_{rm_na} 과 ω_{rm_nb} 에 관해서 풀면

$$\omega_{rm_na} = \frac{s}{F(s)} T_{e_ripple_na} \quad (32)$$

$$\omega_{rm_nb} = \frac{s}{F(s)} T_{e_ripple_nb} \quad (33)$$

이 된다. 여기서 특성방정식 $F(s)$ 는 다음과 같다.

$$F(s) = \left[(B_m + K_p)^2 + \left(J_m n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right)^2 \right] s^2 + 2 \left[K_{a_n} (B_m + K_p) + K_{b_n} \left(J_m n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right) \right] s + [K_{a_n}^2 + K_{b_n}^2] \quad (34)$$

식 (32)와 (33)에서 만약 $T_{e_ripple_na}$ 과 $T_{e_ripple_nb}$ 이 일정한 값이라면, 최종치 정리에 의해 속도리플의 계수 ω_{rm_na} 과

ω_{rm_nb} 가 정상상태에서 '0'이 되어 속도리플이 제거됨을 알 수 있다.

5. 보상이득의 선정

시스템이 안정성을 보장하기 위해서는, 식 (34)으로부터 다음과 같은 조건이 만족되어야 한다.

$$K_{a_n} (B_m + K_p) + K_{b_n} \left(J_m n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right) > 0 \quad (35)$$

안정성을 보장하는 가장 좋은 이득중의 하나는 $K_{a_n} > 0$, $K_{b_n} = 0$ 이다. 그러나, 이 이득은 $n \omega_e \gg 0$ 이거나 $n \omega_e \approx 0$ 인 경우에는 모든 특성방정식의 근이 원점부근에 위치하게 됨으로써, 느린 수렴특성과 심한 오실레이션을 유발한다. 그러므로, 전원주파수에 따라 보상이득(K_{a_n} , K_{b_n})을 변경하는 것이 필요하다.

보상이득을 변경하는 방식으로는, 보상이득의 크기 $\sqrt{K_{a_n}^2 + K_{b_n}^2} = K_n (> 0)$ 가 일정한 조건 하에서, 가장 빠른 수렴 특성을 가지는 방식을 고려할 수 있고, 이 경우 보상이득은 다음과 같이 구해진다.

$$K_{a_n} = \frac{(B_m + K_p)}{\sqrt{(B_m + K_p)^2 + \left(J_m n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right)^2}} K_n \quad (36)$$

$$K_{b_n} = \frac{\left(J_m n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right)}{\sqrt{(B_m + K_p)^2 + \left(J_m n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right)^2}} K_n \quad (37)$$

대부분의 산업응용에서, J_m , B_m 과 같은 기계적 파라미터들은 정확히 알 수 없는 경우가 많다. 그러므로, 정확한 기계 시스템의 상수를 알지 않고서는 식 (36)와 (37)으로 주어지는 이득은 시스템을 불안정하게 할 수도 있다. 그러므로, 이 경우의 보상이득은 시스템의 안정성을 보장하기 위하여 $K_{a_n} > 0$ 이고 $K_{b_n} = 0$ 이어야 한다. 그러나 만약 관성 J_m 이 존재하는 범위를 알고 있다면, 즉, 관성이 존재하는 범위의 최대값 J_{m_max} 과 최소값 J_{m_min} 을 알고 있다면, 다음과 같이 주파수에 따라 보상이득을 변경함으로써 빠른 수렴성과 시스템 안정성을 보장할 수 있다.

$$(case\ I) \quad (n \omega_e)^2 \leq \frac{K_i}{J_{m_max}} \text{ 인 경우}$$

$$K_{a_n} = \frac{K_p}{\sqrt{K_p^2 + \left(J_{m_max} n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right)^2}} K_n \quad (38)$$

$$K_{b_n} = \frac{J_{m_max} n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e}}{\sqrt{K_p^2 + \left(J_{m_max} n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right)^2}} K_n \quad (39)$$

(case II) $(n\omega_e)^2 \geq \frac{K_i}{J_{m_min}}$ 인 경우

$$K_{a_n} = \frac{K_p}{\sqrt{K_p^2 + \left(J_{m_min} n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right)^2}} K_n \quad (40)$$

$$K_{b_n} = \frac{J_{m_min} n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e}}{\sqrt{K_p^2 + \left(J_{m_min} n \omega_e - \frac{K_i}{n \omega_e} \right)^2}} K_n \quad (41)$$

(case III) $\frac{K_i}{J_{m_max}} \leq (n\omega_e)^2 \leq \frac{K_i}{J_{m_min}}$ 인 경우

$$K_{a_n} = K_n \quad (42)$$

$$K_{b_n} = 0 \quad (43)$$

각 경우의 안정성에 대한 문제는 식 (38)에서 (43)까지를 식 (35)에 대입하여 계산해 보면 쉽게 알 수 있다.

6. 실험결과

제안된 기법의 적용가능성을 검증하기 위하여 실험이 이루어졌다. 그림 2는 실험 구성도이다. 전동기의 전원을 공급하기 위하여 3상 전원에서 다이오드 정류회로를 거쳐 직류전원을 얻고 IGBT인버터를 거쳐서 전동기에 공급할 교류전원을 발생시킨다. 사용된 IGBT는 600V, 20A급을 사용하였다. 전류제어를 위하여, 전동기의 a상과 c상의 전류를 100μs 마다 궤환하여 A/D컨버터를 사용하여 구하였고, 엔코더 펄스를 200μs 주기로 입력받아 M/T방식을 통하여 속도를 구하였다. 사용된 DSP(Digital Signal Processor)는 TI사의 DSP320c32이고, 내부에 전류제어기와 속도제어기등을 구현하였다.

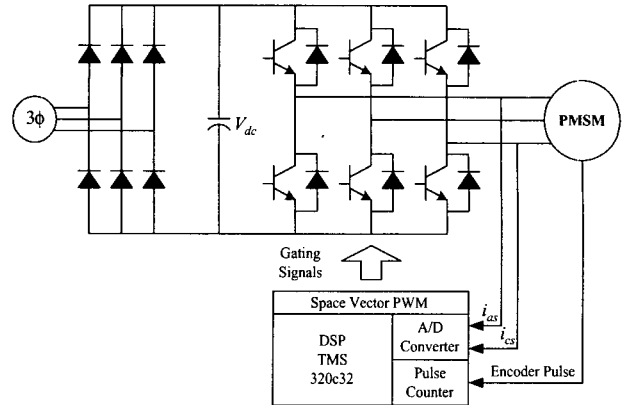


그림 2. 실험 구성도
Fig. 2. Experimental setup

실험에 사용된 전동기는 공장자동화에 널리 사용되는 서보드라이버용 전동기로 특수설계된 500[W] 영구자석 동기전동기이고 전동기의 파라미터는 표 1과 같다. 이 전동기의 주요 특징은 서보성능의 속응성을 향상시키기 위하여 관성을 매우 작게 설계하였다는 것이다($2 \times 10^{-5} [\text{kg} \cdot \text{m}^2]$). 이러한 이유로, 이 전동기는 토오크리플에 많은 영향을 받는다. 전동기의 최대전류가 14.4[A]이므로, 서보드라이버의 전류변환 최대범위는 14.4[A]보다 커야 한다. 실험에 사용된 서보드라이버의 전류변환 최대범위는 전류의 오버슈터를 고려하여 17.5[A]로 설정하였다.

실험에 사용된, 보상이득 K_{a_n}, K_{b_n} 는 각각 0.01과 0을 사용하였다. 주파수에 따라 보상이득을 변경하면, 수렴속도를 향상시킬 수 있지만, 정상상태 특성은 거의 일정하다.

실험에서는 1차와 2차의 고조파 토오크리플이 우세하게 나타났다. 그러므로 보상은 이 두 고조파 성분에 대해서만 수행되었다. 전동기 속도에 따른 1차와 2차 고조파 토오크리플의 주파수는 표2에 정리되어 있다.

표 1 전동기 파라미터

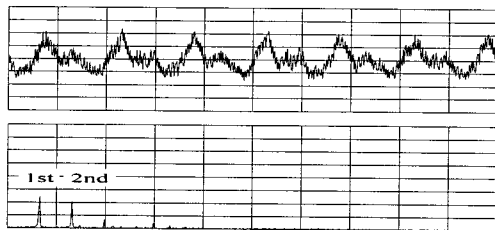
Table 1 Motor parameters

용량	500[W]
정격속도	3000[rpm]
최대속도	5000[rpm]
정격토크	1.63[Nm]
최대토크	4.89[Nm] (정격토크의 3배)
정격전류	4.8[A]
최대전류	14.4[A] (정격전류의 3배)
극수	8극
상저항	0.88[Ω]
상인덕턴스	5.75[mH]
자속	0.057[Wb]
관성	$2 \times 10^{-5} [\text{kg} \cdot \text{m}^2]$

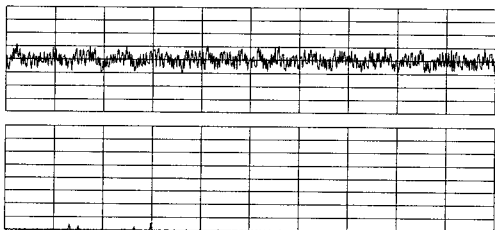
표 2 1차와 2차 고조파 토오크 리플의 주파수
 Table 2 Frequency of first and second harmonic torque ripple

속도	1차 고조파의 주파수	2차 고조파의 주파수
50[rpm]	3.3[Hz]	6.7[Hz]
100[rpm]	6.7[Hz]	13.3[Hz]
1000[rpm]	66.7[Hz]	133.3[Hz]
1500[rpm]	100[Hz]	200[Hz]

그림 3~6는 전동기의 속도가 각각 50[rpm], 100[rpm], 1000[rpm]과 1500[rpm]일 경우의 실험결과이다. 전동기의 속도가 50[rpm]인 경우의 실험과형인 그림 3에서, 보상전의 속도리플은 1차와 2차 고조파 토오크리플의 영향으로 상당히 심한 리플을 가지고 있으나, 보상후에는 속도리플이 상당히 제거되었음을 알 수 있다. 또, FFT 스펙트럼에서 볼 수 있듯이, 보상전의 속도리플은 1차 고조파 리플 성분이 3.3[Hz]에서 약 7[rpm]의 크기를 가지고 있었고, 2차 고조파 리플 성분이 6.7[Hz]에서 약 6.5[rpm]의 크기를 가지고 있었으나, 보상후에는 이 고조파 리플 성분의 크기가 거의 제거되었음을 볼 수 있다. 그림 4~6의 결과 역시 그림 3이 결과와 유사하다. 모든 파형에서 알 수 있듯이, 토오크리플 보상기가 1차와 2차 고조파 성분을 거의 제거하고 있다. 또, 토오크 리플 보상기가 다양한 속도영역에서 동작함을 확인할 수 있었다. 그러므로, 제안된 기법의 유효성을 확인하였다.

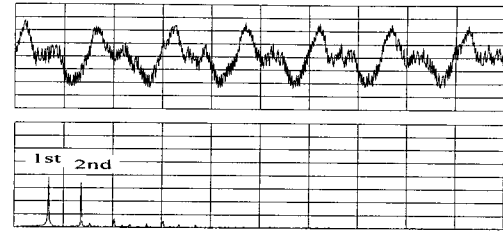


(a) 보상전

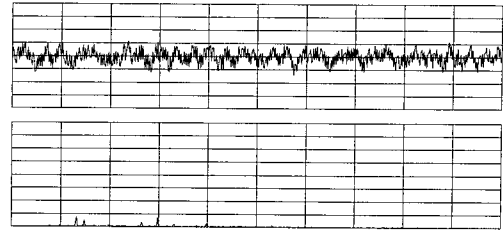


(b) 보상후

그림 3 50[rpm] 운전시
 상단 : 속도리플 (12.5[rpm]/div., 0.2[sec]/div.)
 하단 : FFT 스펙트럼 (3.125[rpm]/div., 5[Hz]/div.)
 Fig. 3 50[rpm] operation
 upper : speed ripple (12.5[rpm]/div., 0.2[sec]/div.)
 lower : FFT spectrum (3.125[rpm]/div., 5[Hz]/div.)



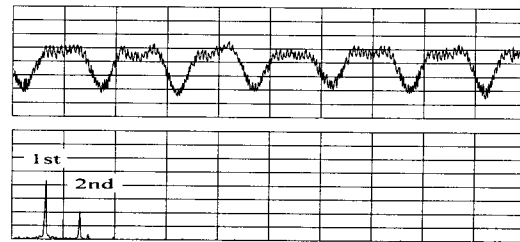
(a) 보상전



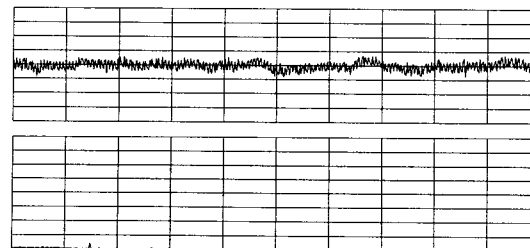
(b) 보상후

그림 4 100[rpm] 운전시
 상단 : 속도리플 (12.5[rpm]/div., 0.1[sec]/div.)
 하단 : FFT 스펙트럼 (3.125[rpm]/div., 10[Hz]/div.)

Fig. 4 100[rpm] operation
 upper : speed ripple (12.5[rpm]/div., 0.1[sec]/div.)
 lower : FFT spectrum (3.125[rpm]/div., 10[Hz]/div.)

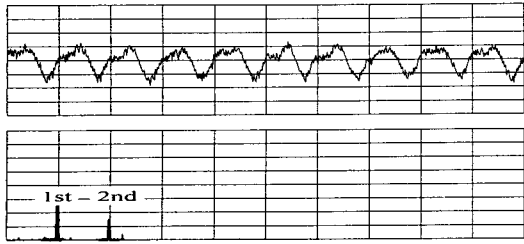


(a) 보상전

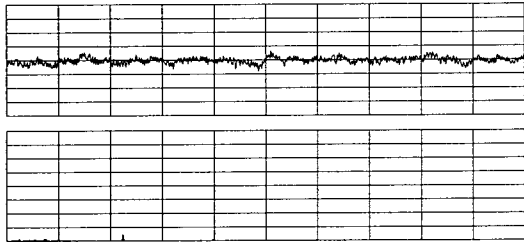


(b) 보상후

그림 5 1000[rpm] 운전시
 상단 : 속도리플 (12.5[rpm]/div., 10[msec]/div.)
 하단 : FFT 스펙트럼 (3.125[rpm]/div., 100[Hz]/div.)
 Fig. 5 1000[rpm] operation
 upper : speed ripple (12.5[rpm]/div., 10[msec]/div.)
 lower : FFT spectrum (3.125[rpm]/div., 100[Hz]/div.)



(a) 보상전



(b) 보상후

그림 6 1500[rpm] 운전시
 상단 : 속도리플 (12.5[rpm]/div., 10[msec]/div.)
 하단 : FFT 스펙트럼 (3.125[rpm]/div., 100[Hz]/div.)

Fig. 6 1500[rpm] operation
 upper : speed ripple (12.5[rpm]/div., 10[msec]/div.)
 lower : FFT spectrum (3.125[rpm]/div., 100[Hz]/div.)

7. 결 론

본 논문은 주기적인 고조파 토오크 리플의 보상에 초점을 맞추었다. 제안된 토오크 리플 보상기는 속도정보만 필요로 하고 추가적인 하드웨어를 필요로 하지 않아, 많은 전동기 구동시스템에 쉽게 적용할 수 있다. 안정성 해석으로부터, 제안된 기법은 적당한 이득의 선정으로 안정하게 할 수 있음을 증명하였다. 또, 실제적이고 안정한 이득 선정법 역시 제시하였으며, 실험결과로부터 고조파 토오크의 감소효과와 실현가능성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] D. Antic, J. B. Klaassens, W. Deleroi, "Side Effects in Low-Speed AC Drives," IEEE PESC Conference, pp. 998~1002, 1994.
- [2] Dae-Woong Chung, Seung-Ki Sul and Dong-Choon Lee, "Analysis and Compensation of Current Measurement Error in Vector Controlled AC Motor Drives," IEEE IAS Annual Meeting, pp. 388~393, 1996.
- [3] Roberto Barro and Ping Hsu, "Torque Ripple Compensation of Induction Motors Under Field Oriented Control," IEEE APEC Conference, pp. 527~532, 1997.
- [4] Roberto Barro and Ping Hsu, "Torque Ripple Compensation of Vector Controlled Induction Machines," IEEE PESC Conference, pp. 1281~1287, 1997.

저 자 소 개



최종우 (崔鐘宇)

1969년 2월 25일생. 1991년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1993년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 경북대학교 전자전기공학부 조교수.

전화 : 053-950-5515

팩스 : 053-950-5508

E-mail : cjw@knu.ac.kr