論文 11-6-9

2006 전력전자학술대회 우수추천논문

교류전동기의 주기적인 토크리플 보상알고리즘

金柄燮†, 崔鐘宇*

Compensation Algorithm for Periodic Torque Ripple of AC Motors

Byong-Seob Kim and Jong-Woo Choi

요 약

교류 전동기는 전류의 측정오차와 데드타임(dead time) 등의 영향으로 전기각주파수에 동기된 주기적인 토크리플이 발생한다. 본 논문에서는 주기적인 토크리플 보상알고리즘을 제안한다. 보상기는 토크리플에 의해 생성된 속도리플의 크기을 관측하는 속도리플 관측기와 관측한 양으로 토크리플을 보상하는 토크리플 보상기로 나누어진다. 본 논문에서는 토크리플 보상기의 해석을 통해 정상상태에서 속도리플이 제거되고 새롭게 제안된 속도리플 관측기을 적용하여 성능이 향상됨을 보였다. 제안한 주기적인 토크리플 보상알고리즘에 의해 토크리플 성분이 보상됨을 모의실험과 실험을 통해 검증하였다.

ABSTRACT

The electrical frequency synchronized periodic torque ripple exits in the AC motor. There are various sources of torque ripple in AC motor such as current measurement error, dead time, etc. This paper proposes a compensation algorithm which suppresses undesired side effect known as the periodic torque ripple of AC motor. The torque ripple compensation classified as the speed ripple detector and torque ripple compensator. This paper proves a speed ripple minimization at steady state by analysis of torque ripple compensator. A new speed ripple detector improves the performance of torque ripple compensation algorithm. The simulation and experimental results show that the compensation algorithm is effective and the torque ripple compensation method improves the performance of speed ripple detector by eliminating torque ripples effectively.

Key Words : Periodic Torque Ripple, Speed Ripple Detector, Torque Ripple Compensator, Stator electrical frequency, AC motor.

1. 서 론

교류전동기 구동시스템에서 벡터제어는 정밀한 토크제어 성능을 가진다. 이러한 벡터제어는 몇 가지 가정에 기초하고 있다. 정밀한 전류의 측정, 일정한 공극의 길이, 상간의 대칭 등이 이러한 가정 중의 하나이다. 하지만 실제 응용에서 교류 전동기는 옵셋전류, 전류의 스케일링(scaling)오차, 데드타임(dead time), 회전자편심에 의한 상간 비대칭, 그리고 코깅(cogging) 등의 다양한 원인으로 인해 전기각주파수에 동기된 주기적인 토크리플이 발생된다[1-9]. 옵셋전류는 1배의 전기각주파수의 토크리플을 발생시키며, 전류의 스케일링(scaling)오차는 2배의 전기각주파수, 상간 비대칭은 6배의 전기각주파수인 토크리플을 발생시킨다. 또한 데드타임(dead time)이나 코깅(cogging), 그리고 위에서 언급한 여러 원인의 복합적인 상호작용으로 인하여 다른 배수의 토크리플들도 발생한다. 특히, 토크리플은 전기각주파수의 1배, 2배 그리고 6배의 성분이 두드러지게 나타난다[1,3,4,5,7]. 최근 가감속의 빠른 응답성을 향

†교신저자 : 학생회원, 경북대 대학원 전기공학과 석사과정
E-mail : winfran@naver.com
*정회원, 경북대 전자전기컴퓨터학부 교수
접수일자 : 2006. 8. 14 1차 심사 : 2006. 9. 4
2차 심사 : 2006. 10. 13 심사완료 : 2006. 10. 19

상시키기 위해 저관성 모터가 상용화되는 경우가 많아지고 있다. 토크리플의 영향은 특히 관성이 작은 경우에 심각하게 발생하며, 이를 보상하지 않으면 모터구동성능이 매우 저하 된다.

본 논문은 교류전동기의 전기각주파수에 동기된 주기적인 토크리플의 보상에 중점을 둔다. 참고문헌 [2-5]의 보상방법은 기계상수가 부정확할 경우에는 불안정해질 수 있고 또한 센서를 이용하는 것은 많은 실제적 응용에 있어서 바람직하지 않다. 최근에도 여러 가지 방법으로 토크리플을 보상하는 연구가 이루어지고 있다. 참고문헌 [1]은 속도의 정보만 가지고 토크리플 보상을 하지만 속도리플 관측기에서 속도리플 계수의 오차가 나타난다. 제안된 보상 알고리즘은 속도 정보만으로 계산되므로 전동기 제원이 가변 되더라도 고려할 필요가 없을 뿐만 아니라 보상을 위한 별도의 센서도 필요하지 않다. 또한 제안한 속도리플 관측기는 속도리플 성분만을 구하고 정확한 속도리플 계수를 구한다. 본 논문에서 제안한 토크리플 보상이 기존보상 방법에 비해 향상됨을 시뮬레이션 및 실험으로 검증하였다.

2. 주기적인 토크리플 보상기

토크리플 보상은 크게 두 부분으로 나누어진다. 토크리플 보상의 양을 측정하기 위해 속도리플을 사용하는데, 속도리플 크기를 관측하는 속도리플 관측기와 속도리플 관측기에서 구한 값을 통해 토크리플을 보상하는 토크리플 보상기로 나눈다[1].

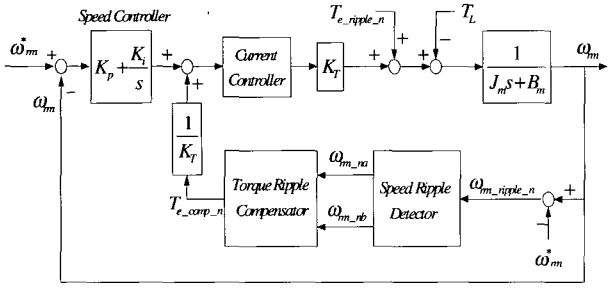

그림 1 토크리플 보상 블록도
Fig. 1 Torque ripple compensation scheme block diagram

2.1 속도리플 관측기 (Speed ripple detector)

그림 1은 주기적인 토크리플 보상 알고리즘의 블록도이다. 토크에 각속도 $n\omega_e$ 를 가진 n차 고조파 리플이 존재한다면 이 성분은 속도에도 존재한다. 일반적으로 표현하면 다음과 같다.

$$\omega_{rm_ripple_n}(t)=\omega_{rm_na}\cos(n\omega_e t)+\omega_{rm_nb}\sin(n\omega_e t) \quad (1)$$

토크리플 보상량은 속도리플에서 구한다. 즉, 전체적인 보상방법은 속도리플 관측기에서 ω_{rm_na}, ω_{rm_nb} 을 구하여 토크리플 보상기에 의해 토크리플를 보상하는 방식이다.

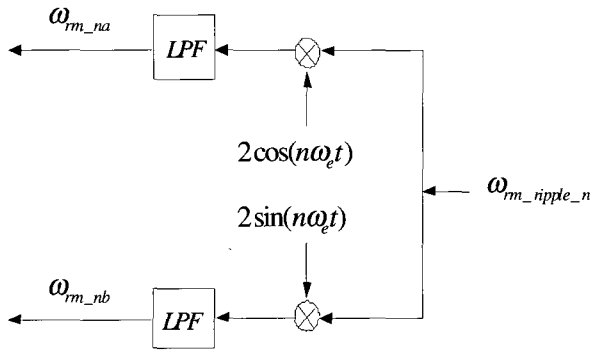

그림 2 기존방식의 속도리플 관측기 블록도
Fig. 2 Conventional method speed ripple detector scheme block diagram

2.1.1 기존방식의 속도리플 관측기 (Conventional method speed ripple detector)

그림 2는 기존방식의 속도리플 관측기의 블록도이다. n차 고조파의 계수, ω_{rm_na}, ω_{rm_nb} 을 구하기 위해, 식 (1)에 $2\cos(n\omega_e t)$ 을 곱하게 되면

$$\begin{aligned}&\omega_{rm_ripple_n}(t)\times 2\cos(n\omega_e t)\\&=\{\omega_{rm_na}\cos(n\omega_e t)+\omega_{rm_nb}\sin(n\omega_e t)\}\times 2\cos(n\omega_e t) \quad (2)\\&=\omega_{rm_na}+\omega_{rm_na}\cos(2n\omega_e t)+\omega_{rm_nb}\sin(2n\omega_e t)\end{aligned}$$

이 된다. 식 (2)는 차단주파수를 보다 매우 작은 저역통과필터(Low Pass Filter)를 통과하게 되면 ω_{rm_na} 을 구할 수 있다. 또한 ω_{rm_nb} 도 같은 원리로 구할 수 있다. 차단주파수를 높였을 경우에 속도리플 계수의 주기적 진동이 커지며 반대로 차단주파수를 낮추었을 경우에 응답속도가 느려지는 문제점이 있다. 이는 모의실험에서 자세히 다루었다.

2.1.2 가상dq방식의 속도리플 관측기 (Virtual-dq method speed ripple detector)

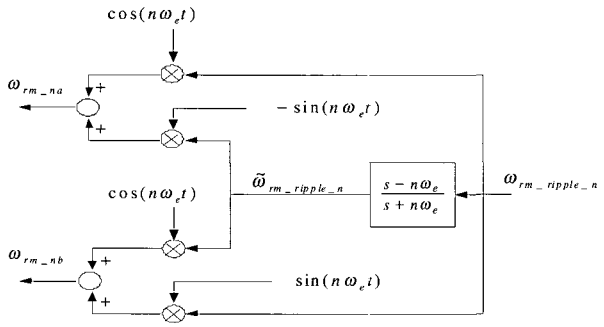

그림 3 가상dq방식의 속도리플 관측기 블록도
Fig. 3 Virtual-dq method speed ripple detector scheme block diagram

그림 3의 블록도는 제안한 가상dq방식의 속도리플 관측기이다. 속도리플이 $n\omega_e$ 을 가지는 속도리플이 올패스필터(all pass filter) $F(s)=\frac{s-n\omega_e}{s+n\omega_e}$ 을 거치면 다음과 같다.

$$\tilde{\omega}_{rm_ripple_n}(t)=-\omega_{rm_na}\sin(n\omega_e t)+\omega_{rm_nb}\cos(n\omega_e t) \quad (3)$$

식 (1)의 속도리플 성분과 식 (3)의 위상 이동시킨 속도리플 성분은 식 (4)의 계산으로 ω_{rm_na}, ω_{rm_nb} 을 구한다.

$$\begin{bmatrix}\omega_{rm_nb}\\ \omega_{rm_na}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\cos(n\omega_e t) & \sin(n\omega_e t)\\ -\sin(n\omega_e t) & \cos(n\omega_e t)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{\omega}_{rm_ripple_n}\\ \omega_{rm_ripple_n}\end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (4)에서 제안한 가상dq방식의 속도리플 관측기는 속도리플 계수의 주기적 진동은 포함하지 않으며 원하는 속도리플 성분을 바로 얻을 수 있으므로 응답속도가 빠르다.

2.2 토크리플 보상기 (Torque ripple compensator)

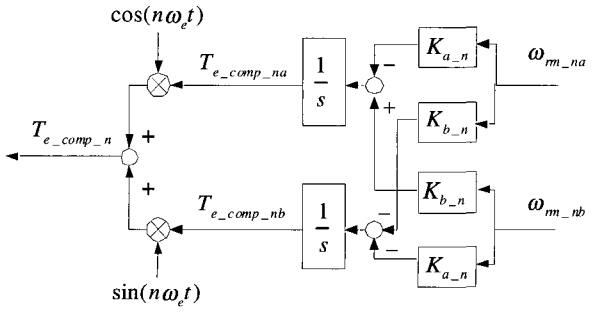

그림 4 토크리플 보상기 블록도
Fig. 4 Torque ripple compensator scheme block diagram

그림 4은 토크리플 보상기의 블록도이다. 속도리플 관측기에서 구한 ω_{rm_na}, ω_{rm_nb} 을 가지고 토크리플을 보상하는 부분이다. 수식으로 토크리플 보상기가 토크리플을 제거함을 다음과 같이 보일 수 있다. 수식은 계산의 편의를 위해 전기각주파수의 1배인 성분만 고려하여 수식 전개한다. 전기각주파수의 1배인 속도리플의 식을 속도리플의 복소함수식의 실수부 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\omega_{rm_ripple_1}(t)&=\omega_{rm_a}(t)\cos\omega_e t+\omega_{rm_b}(t)\sin\omega_e t\\&=\mathrm{Re}[(\omega_{rm_a}(t)-j\omega_{rm_b}(t))e^{j\omega_e t}]\end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)에서와 같이 토크리플의 식도 토크리플의 복소함수식의 실수부 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}T_{e_ripple_1}(t)&=T_{e_a}(t)\cos\omega_e t+T_{e_b}(t)\sin\omega_e t\\&=\mathrm{Re}[(T_{e_a}(t)-jT_{e_b}(t))e^{j\omega_e t}]\end{aligned} \quad (6)$$

토크리플 보상기의 식은 그림 4에서 유도할 수 있다. 토크리플 보상기의 식은 복소함수식의 실수부 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}T_{e_comp_1}(t)&=(\int[-K_{a_1}\omega_{rm_a}(t)+K_{b_1}\omega_{rm_b}(t)]dt)\cos\omega_e t\\&+(\int[-K_{b_1}\omega_{rm_a}(t)-K_{a_1}\omega_{rm_b}(t)]dt)\sin\omega_e t\\&=\mathrm{Re}\{(-K_{a_1}+jK_{b_1})[\int(\omega_{rm_a}(t)-j\omega_{rm_b}(t))dt]\times e^{j\omega_e t}\}\end{aligned} \quad (7)$$

복소함수식의 라플라스변환은 복소함수식의 실수부의 라플라스변환과 구분하기 위해 첨자 A' 로 표기한다. 식 (5)과 식 (6) 그리고 식 (7)의 복소함수식을 라플라스 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\omega'_{rm_ripple_1}(s)&=\omega_{rm_a}(s-j\omega_e t)-j\omega_{rm_b}(s-j\omega_e t)\\T'_{e_ripple_1}(s)&=T_{e_a}(s-j\omega_e)-jT_{e_b}(s-j\omega_e)\\T'_{e_comp_1}(s)&=\frac{1}{s-j\omega_e}(-K_{a_1}+jK_{b_1})[\omega_{rm_a}(s-j\omega_e)-j\omega_{rm_b}(s-j\omega_e)]\end{aligned} \quad (8)$$

그림 1에서 토크리플과 토크리플 보상입력에 대한 속도리플의 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\omega_{rm_ripple_1}(s)&=\frac{s}{J_m s^2+(B_m+K_T K_p)s+K_T K_i}T_{e_ripple_1}(s)\\&+\frac{s}{J_m s^2+(B_m+K_T K_p)s+K_T K_i}T_{e_comp_1}(s)\end{aligned} \quad (9)$$

복소함수식으로 표현한 식 (8)의 토크리플식과 토크리플 보상식 그리고 속도리플식을 식 (9)에 대입하여 토크리플에 대한 속도리플의 전달함수로 정리하면 다음과 같다.

$$\omega_{rm_a}(s-j\omega_e)-j\omega_{rm_b}(s-j\omega_e) = \left[\frac{s(s-j\omega_e)}{\{J_m s^2+(B_m+K_T K_p)s+K_T K_i\}(s-j\omega_e)-(-K_{a_1}+jK_{b_1})s}\right] \times[T_{e_a}(s-j\omega_e)-jT_{e_b}(s-j\omega_e)] \quad (10)$$

식 (10)에서 양변에 s 대신에 $s+j\omega_e$ 으로 대입 정리하면 다음과 같다.

$$\omega_{rm_a}(s)-j\omega_{rm_b}(s) = \left[\frac{s(s+j\omega_e)}{(J_m(s+j\omega_e)^2+(B_m+K_T K_p)(s+j\omega_e)+K_T K_i]\,s-(-K_{a_1}+jK_{b_1})(s+j\omega_e)}\right] \times[T_{e_a}(s)-jT_{e_b}(s)] \quad (11)$$

식 (11)에서 토크리플값(T_{e_a},T_{e_b})이 일정하다면, 최종값 정리에 의해 $\omega_{rm_a}(t)-j\omega_{rm_b}(t)$ 는 '0' 의 값을 가지므로 속도리플이 제거됨을 수식적으로 증명할 수 있다.

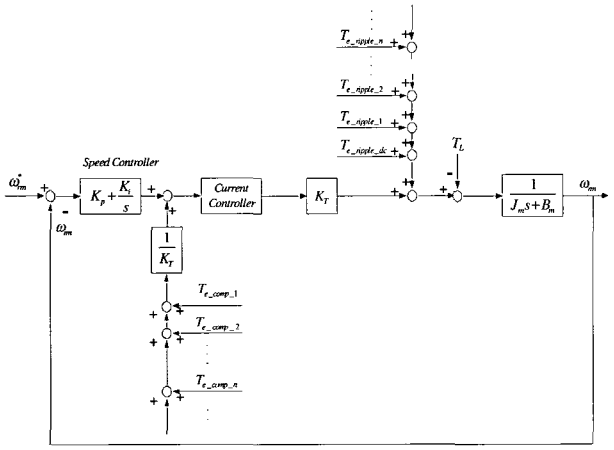

그림 5 여러 배수의 토크리플 보상기 블록도
Fig. 5 Torque ripple compensator of several multiple torque ripple scheme block diagram

1배의 전기각주파수에 동기된 토크리플에 대해 언급하였으나 같은 원리로 다른 배수의 전기각주파수에 동기된 토크리플 또한 제거할 수 있다. 다른 차수의 토크리플 보상은 그림 5에서와 같이 병렬형태로 연결하여 보상할 수 있다. 직류토크리플은 구동시스템에 영향력이 없으므로 보상할 필요가 없다.

3. 모의실험 및 실험결과

모의실험은 실제실험 시에 사용될 표1의 500[W] 영구자석 동기전동기를 대상으로 하였으며, 널리 사용되는 Matlab/Simulink상에서 구현되었다. 사용된 모터는 속응성을 위해 관성이 매우 작게 설계되었다. 속도제어용의 비례적분제어기의 비례이득은 $K_p = J\times\omega_{sc}$ 이고, 적분이득은 $K_i = K_p\times\omega_{sc_i}$ 으로 설정하였다. 여기서 주파수대역은 ω_{sc} = 300 [rad/s] 으로 설정하고, $\omega_{sc_i}=\omega_{sc}/7$ 로 설정하였다. 즉, K_p = 0.006 , K_i = 0.257 이 된다. 토크리플 보상기는 이득은 K_{a_n} = 0.18 , K_{b_n} = 0 이다. 이 이득은 주파수에 따라 변경할 수 있으나 안정적이면서 빠른 토크리플 보상응답을 고려하여 설정하였다. 그림 6은 전체 실험 구성도이다. 실험장치는 크게 제어부과 전력회로부로 구분된다. 제어부분은 TMS320V33인 DSP을 사용하였으며 전동기 구동에 필요한 로직회로는 FPGA로 구성하였다. 그리고 전력회로부는 미쯔비시사의 정격전압 600[V], 정격전류 20[A]인 IPM인 PM20CSJ060을 사용하였다. 속도는 M/T방식으로 측정하였으며, DSP을 사용하여 매 100μs 마다 제어를 수행하고 PWM파를 발생시켜 전동기를 구동하도록 구성하였다.

표 1 영구자석 동기전동기의 정격 및 상수
Table 1 Ratings and parameters of permanent magnet synchronous motor

정격 전류(i)	4.8[A]
정격 속도	3000[rpm]
토크 상수(K_t)	0.342[Nm/A]
관성(J)	2.04×10^{-5}[kgm^2]
마찰계수(B)	≈0
극수	8극

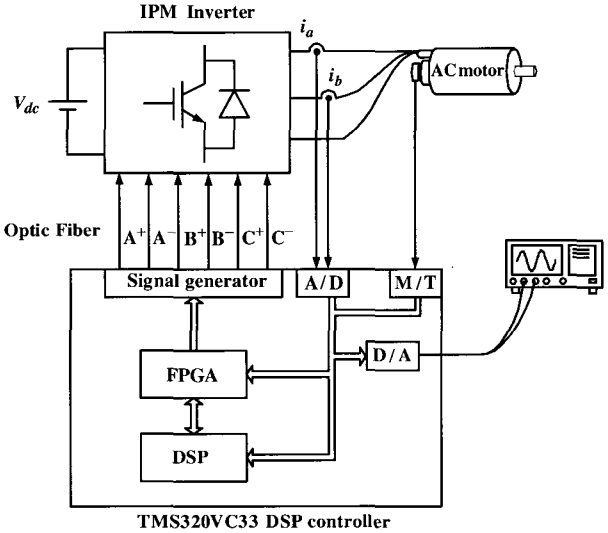

그림 6 실험장치 구성도
Fig. 6 Experimental system setup

3.1 속도리플 관측기의 성능분석

제안한 가상dq방식의 속도리플 관측기와 기존방식의 속도리플 관측기의 개별적 성능비교를 위해 모의실험 하였다. 시뮬레이션에서 리플의 주파수는 임의의 값인 50[Hz]($\omega_e = 2\pi \times 50$)이라 가정하고 속도리플의 식을 $\omega_{rm_ripple}(t) = 20\cos\omega_e t + 10\sin\omega_e t$ 이라 가정하면 이 때 추정되어야 할 속도리플 계수는 $\omega_{rm_a} = 20$, $\omega_{rm_b} = 10$ 가 된다. 1초일 때부터 리플성분을 관측하였다. 기존방식의 속도리플 관측기의 저역통과필터(LPF)는 일차로 구성하였으며, 차단주파수(ω_c)는 전기각주파수(ω_e)보다 작게 설정하여 모의실험을 행하였다.

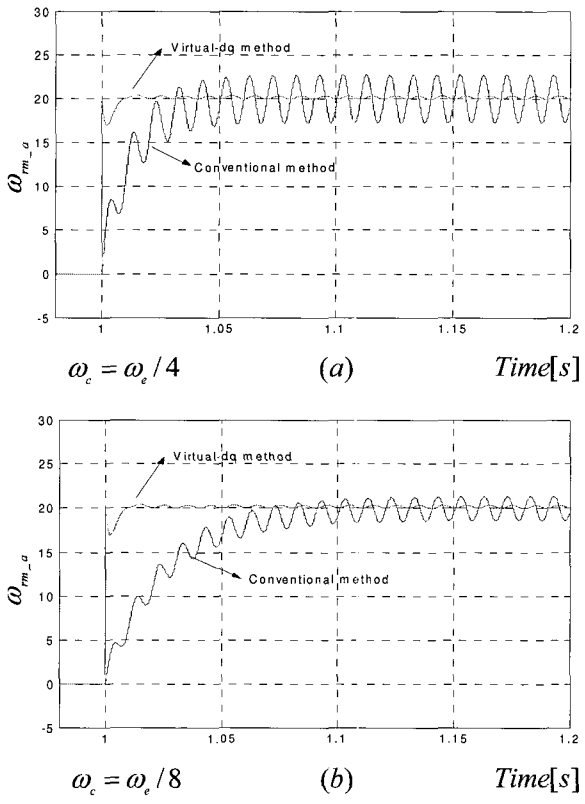

그림 7 속도리플 관측기의 성능
(a) $\omega_c = \omega_e/4$ 인 경우의 기존방식과 제안한 방식
(b) $\omega_c = \omega_e/8$ 인 경우의 기존방식과 제안한 방식

Fig. 7 Performance of Speed Ripple Detector
(a) $\omega_c = \omega_e/4$ Conventional method in case of and virtual-dq method
(b) $\omega_c = \omega_e/8$ Conventional method in case of and virtual-dq method

그림 7는 속도리플의 cos함수의 계수인 $\omega_{rm_a} = 20$ 을 얼마나 빠르게 얼마나 정확하게 추적하는가를 나타내는 그림이다. 즉, 기존방식과 제안한 방식의 속도리플 관측기의 성능의 차를 보여준다. 속도리플 관측기에서 기존의 방식과 제안한 가상dq방식은 수렴하는 시간과 정확한 속도리플 추정계수값 성능차이를 가진다. 기존의 속도리플 관측기는 제안한 가상dq방식에 비해 수렴시간이 늦을 뿐만 아니라 속도리플 계수값의 주기적인 진동이 발생된다. 수렴시간를 향상시키기 위해 차단주파수를 높였을 경우에 속도리플 계수값의 주기적인 진동이 크게 나타나며 반대로 속도리플 계수값의 주기적인 진동을 줄이기 위해 차단주파수를 낮추었을 경우에 응답속도가 느려진다. 그러므로 기존방식은 수렴속도와 속도리플 계수값의 주기적인 진동의 상호조정을 위해 차단주파수를 잘 조절하더라도 제안한 가상dq방식보다 성능을 향상시킬 수가 없다. 또한 가상dq방식의 필터의 주파수는 속도지령에서 정보를 얻을 수 있어 다른 설정이 필요하지 않다. 그래서 제안한 가상dq방식의 속도리플 관측기가 기존방식 보다 성능이 우수함을 확인하였다.

3.2 모의실험 및 실험 토크리플 보상 결과

모의실험에서 토크리플을 발생하기 위해 옵셋전류를 사용하였다. 옵셋전류는 전동기시스템에서 전류제어기의 궤환(Feedback)되는 전류에 부가하여 사용하였다. 앞에서 언급하였듯이 $\omega_{sc} = 300[rad/s]$, $\omega_{sc_i} = \omega_{sc}/7\ (K=7)$ 으로 설정하였고, 이때 속도리플이 가장 크게 나타나는 전기각주파수는 $\frac{\omega_{sc}}{\sqrt{K}} \cong 113.4[rad/s]$ 가 되고 입력지령치는 $\omega^*_{rpm} = \frac{60}{2\pi} \times \frac{2}{P} \times \omega_r \cong 270[rpm]$ 에 해당한다. 무부하에서 토크리플의 크기가 가장 크게 나타나는 속도지령 270[rpm]로 설정하여 모의실험과 실험을 행하였다.

그림 8에서 토크리플 보상은 2초 일 때 속도리플 관측기와 토크리플 보상기가 동시에 동작하도록 구성하였다. 그림 8(a)처럼 기존의 방식에서 차단주파수를 크게 하면 성능이 어느 정도 개선됨을 보이나 제안한 가상dq방식과 비교하면 성능의 차가 확연히 나타난다.

그림 9는 기존방식과 제안한 방식의 토크리플의 실제 실험 속도 파형이다. 기존방식의 속도관측기의 저역통과필터(LPF)의 차단 주파수는 $\omega_c = \omega_e/8$ 으로 설정하였으며 모의실험에서와 같이 관측기와 보상기를 동시에 동작하도록 하였다. 성능의 개선은 모의실험과 실험파형에서 알 수 있듯이 수렴속도가 향상되었다.

그림 8의 모의실험의 결과파형과 그림 9의 실험파형의 결과가 유사하게 나타났다. 즉, 기존방식을 사용한 보상기에 비해 제안한 가상dq방식을 사용한 보상기의 성능이 개선됨을 모의실험과 실험을 통해 검증하였다.

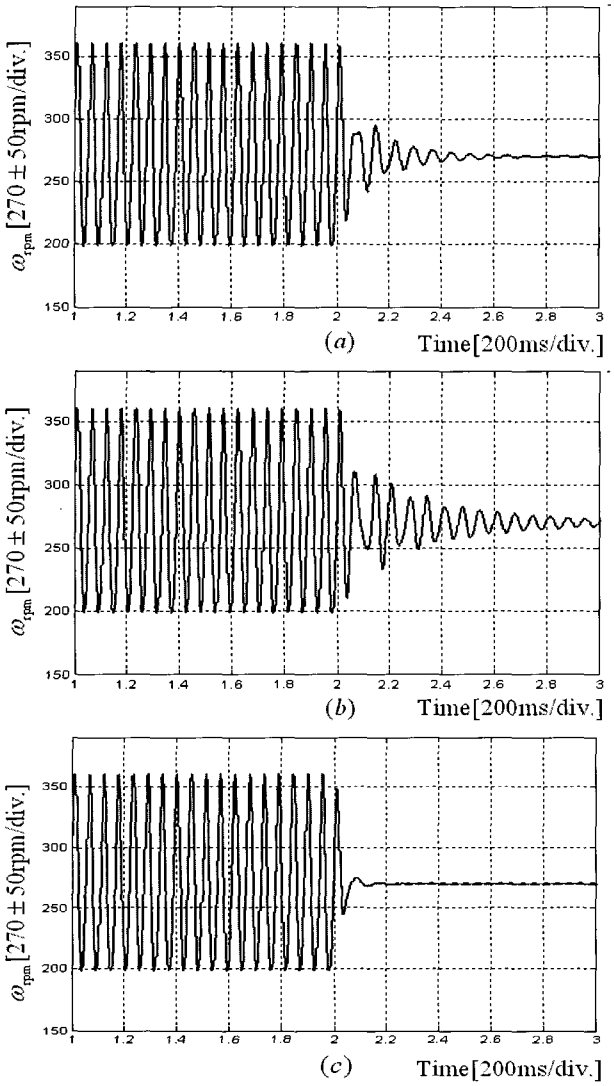

그림 8 모의실험에서의 토크리플 보상기의 성능
(a) $\omega_c = \omega_e / 4$ 일 때 기존방식의 속도파형
(b) $\omega_c = \omega_e / 8$ 일 때 기존방식의 속도파형
(c) 제안한 방식의 속도파형

Fig. 8 Performance of Torque Ripple Compensator in Simulation
(a) Conventional method in case of $\omega_c = \omega_e / 4$
(b) Conventional method in case of $\omega_c = \omega_e / 8$
(c) Virtual-dq method

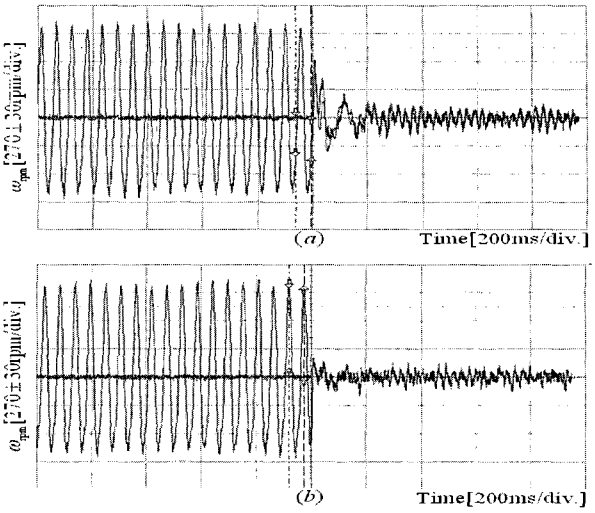

그림 9 실제 실험에서의 토크리플 보상기의 성능
(a) 기존방식의 속도파형, (b) 가상dq방식의 속도파형
Fig. 9 Performance of Torque Ripple Compensator in Experiment
(a) Conventional Method, (b) Virtual-dq Method

4. 결 론

본 논문은 교류전동기의 전기각주파수에 동기된 주기적인 고조파 리플의 보상에 중점을 두었다. 토크리플 보상기의 수식적 해석을 통해 정상상태에서 속도리플이 제거됨을 증명하였고 속도리플 관측기의 개별적 모의실험을 통해 제안한 속도리플 관측기가 기존방식의 속도리플 관측기에 비해 우수함을 보였다. 모의실험 및 실제실험을 통하여 제안된 방법의 타당성을 기존방법과 비교확인하고 우수성을 검증하였다.

이 논문은 2005년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (R08-2003-000-10906-0)

참 고 문 헌

[1] Jong-Woo Choi, Sang-Sup Lee, Sang-Yeop Yu and Seok-Joo Jang, "Novel Periodic Torque Ripple Compensation Scheme in Vector Controlled AC motor drives," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998, pp. 81~85.

[2] D. Antic, J. B. Klaassens, W. Deleroi, "Side Effects in Low-Speed AC Drives, " IEEE PESC Conference, 1994, pp. 998~1002.

[3] Dea-Woong Chung and Seung-Ki Sul, "Analysis and Compensation of Current Measurment Error in Vector Controlled AC motor Drives, " IEEE Transaction on Industry Application, 1998, pp. 340~345.
[4] Roberto Barro and Ping Hsu, "Torque Ripple Compensation of Induction Motors under Field Oriented Control," IEEE APEC Conference, 1997, pp. 527~533.
[5] Roberto Barro and Ping Hsu, "Torque Ripple Compensation of Vector Controlled Induction Machine," IEEE PESC Conference, 1997, pp. 1281~1287.
[6] Jong-Woo Choi, Seung-Ki Sul, "Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation, " IEEE Trans. Power Electronics, vol. 11, no. 2, pp. 221-227.
[7] Weizhe Qian and S.K. Panda, "Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control," Power Electronics, IEEE Transactions on, 2004, pp. 272~279.
[8] Weizhe Qian, S.K. Panda, J.X.Xu, "Reduction of periodic torque ripples in PM synchronous motors using learning variable structure control, "Industrial Electronics Society, IEEE Conference, 2002, pp. 1032~1037.
[9] Philip Beccue, Jason Neely, Steve Pekarek, Daniel Stutts, "Measurement and control of torque ripple-induced frame torsional vibration in a surface mount permanent magnet machine," Power Electronics, IEEE Transactions on, 2005, pp. 182~191.

저 자 소 개

김병섭(金柄燮)
1978년 04월 15일생. 2005년 경북대 공대 전자전기공학부 졸업. 2005년 동 대학원 전기공학과 재학(석사).

최종우(崔鐘宇)
1969년 02월 25일생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 경북대 전자전기컴퓨터학부 부교수.