

브러시리스 영구자석 전동기의 새로운 순시토크 제어방법

A Novel Instantaneous Torque Control Scheme of Brushless Permanent Magnet Motor

최근국, 박한웅, 박성준, 원태현, 송달섭, 이만형

(Keun-Kug Choi, Han-Woong Park, Sung-Jun Park, Tae-Hyun Won, Dal-Sub Song and Man-Hyung Lee)

Abstract : In general, the realization of high performance brushless permanent magnet motors which are widely used in servo drive is focused on the linear control for ripple-free torque. This is also the main problem that should be solved in all AC motors including induction motor to achieve high performance control, and recent papers deal with this problem. In this paper, the novel optimal excitation scheme of brushless permanent magnet motor producing loss-minimized ripple-free torque based on the $d-q-0$ reference frame is presented including 3 phase unbalanced condition. The optimized phase current waveforms that are obtained by the proposed method can be a reference values and the motor winding currents are forced to track it by delta modulation technique. As a results, it can be shown that the proposed work can minimize the torque ripple by the optimal excitation current for brushless permanent magnet motor with any arbitrary phase back EMF waveform. Simulation and experimental results prove the validity and practical applications of the proposed control scheme.

Keywords : brushless permanent magnet motor, torque ripple, optimal current

I. 서론

브러시리스 영구자석 전동기는 사다리꼴과 유사한 형태의 역기전력 파형을 가지는 경우가 많으며, 유도전동기에 비해 같은 크기의 출력에 대해 무게가 가볍고 부피가 작으며 효율이 높고 관성이 작을 뿐만 아니라 구동회로를 간소화시킬 수 있기 때문에 가변속 구동기로써 고성능구동 분야에서 적용범위가 증대되고 있다. 그러나 전동기의 회전을 위한 구동토크 이외에 코깅(cogging) 토크나 상간 중첩(commutation) 또는 공간고조파 등에 의해 맥동토크와 기계적인 진동을 발생시키고 효율을 저하시킨다. 고성능 서보구동의 경우, 리플이 없는 토크를 발생시켜야 할 필요가 있으며 브러시리스 영구자석 전동기 역시 이에 대한 연구가 주류를 이루고 있다. 브러시리스 영구자석 전동기의 맥동토크의 주요인은 크게 코깅토크와 상간중첩에 의한 토크로 구분할 수 있다. 코깅토크는 고정자의 슬롯과 회전자의 자계가 상호작용하여 발생하는 것으로, 고정자슬롯이나 회전자의 자석을 1 슬롯피치만큼 skewing시킴으로써 크게 감소시킬 수 있다. 한편, 각 상당 토크의 중첩영역에서 발생하는 상호토크에 의한 맥동성분은 고정자전류를 적절한 형태로 형성시킴으로써 억제시킬 수 있다. 따라서

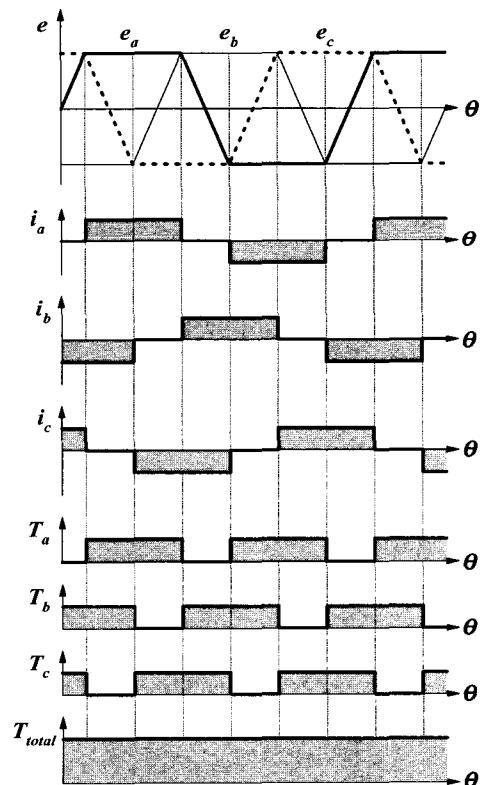


그림 1. 이상적인 사다리꼴 역기전력 파형을 갖는 브러시리스 영구자석 전동기의 전기자전류 및 토크 파형.

Fig. 1. Armature current and torque waveforms of brushless permanent magnet motor with idealized trapezoidal back EMF waveforms.

접수일자 : 1999. 2. 1., 수정완료 : 1999. 7. 15.

최근국 : 삼성항공 특수연구소

박한웅 : 해군사관학교 전기공학과

박성준 : 거제대학 전기과

원태현, 송달섭 : 동의공업대학 전기과

이만형 : 부산대학교 기계공학부

그림 1에서 보듯이, 일반적으로 브러쉬리스 영구자석 전동기의 각 상의 역기전력 e_a, e_b, e_c 가 완전한 사다리꼴형일 경우, 고정자의 상전류 i_a, i_b, i_c 를 이상적인 구형파로 형성시키면 각 상의 맥동토크 T_a, T_b, T_c 에 의해 총합토크는 맥동성분이 존재하지 않는 이상적인 평활토크를 발생시킬 수 있다.

그러나 기계적인 설계상의 제약조건이나 전동기권선의 인덕턴스로 인한 전류변화율의 한계때문에 역기전력과 전류 파형을 각각 이상적인 사다리꼴과 구형파 형태로 형성시킬 수 없다. 더구나 코깅토크 저감을 위한 skewing으로 인해 역기전력 파형은 더욱 사다리꼴 형태가 되지 않음으로써 맥동토크 문제는 한층 더 복잡하게 된다. 그 결과, 이를 제어하기 위한 많은 연구가 이루어져 왔으며[1-6], 특히 최근에 이르러서는 역기전력과 전기자전류와의 상호작용을 해석함으로써 해결방안을 모색하려는 연구가 주류를 이루고 있다[4-6]. LeHuy, Perret, Feuillit[4] 등은 전기자전류의 기본파에 적절한 고조파성분을 주입시킴으로써 맥동토크를 감소시킬 수 있음을 보였다. Hung과 Ding[5]은 역기전력 파형을 푸리에분석한 뒤 최소사승법에 의해 최대효율로써 상당 고조파토크를 최소화할 수 있는 고조파전류 성분을 도출하는 방법을 제시하였다. Hanselman[6]은 이러한 연구결과를 확장시켜 제한된 성능을 갖는 전원 및 전력변환장치로 인해 전기자전류의 변화율이 한계치를 초과할 수 없는 경우의 최적전류파형을 제시하였다. 그러나 전술한 모든 연구결과들은 상당히 복잡할 뿐만 아니라, 각 상의 역기전력 파형이 동일하고 3상 평형이며 반파대칭이라는 부적절한 가정에 기초하고 있다. 이는 브러쉬리스 영구자석 전동기의 제조상의 불완전함이나 영구자석의 부분적 열화 또는 고정자권선 임피던스의 불평형 등에 의해 정당화될 수 없는 가정이며 맥동토크의 최소화에도 상당히 큰 오차를 발생시키게 된다.

따라서 본 논문에서는 $d-q-0$ 기준축이론에 의해 최대 효율로써 맥동토크를 최소화시킬 수 있는 브러쉬리스 영구자석 전동기의 새로운 벡터제어 방식을 제시한다. 일반적으로 브러쉬리스 영구자석 전동기의 고정자권선은 집중권이므로 고정자와 회전자 사이의 상호인덕턴스는 정현적으로 변화하지 않는다. 따라서 $d-q-0$ 기준축 이론이나 공간벡터 해석을 전동기의 모델링에 적용시키는 것은 적절하지 않다. 그러나 이 이론들으로써 전동기 자체를 모델링하는 것이 아니라, 전력적인 관점에서 전압에 대해 입력전력이 최소가 되는 전류파형을 도출하는 것이므로 제안된 방식은 타당하다 할 수 있으며, 개념적으로 매우 간단할 뿐만 아니라 역기전력 파형이 3상 불평형인 경우에도 쉽게 적용시킬 수 있다. 제안된 방식은, $d-q-0$ 기준축에서 최대효율, 최소 맥동토크를 위한 전류값들을 구하고 이를 $a-b-c$ 축으로 역변환한 뒤 델타변조기법에 의해 고정자의 각 상전류가 기준전류를 추종하도록 제어한다. 시뮬레이션과 실험을 통해 결과를 제시함으로써 제안된 방식의 타당성이 입증된다.

II. 제안된 방식의 원리

먼저 맥동토크를 해석하기 위해 다음과 같은 가정을 한다.

- 1) 전동기의 고정자권선은 3상 Y결선이다.
- 2) 전동기의 상호토크는 상전류에 선형적으로 비례한다.
- 3) 코깅토크는 존재하지 않는다.
- 4) 고정자권선의 저항과 인덕턴스는 일정하고 3상 동일하며, 각 상간의 상호인덕턴스는 무시할 수 있다.
- 5) 전류변화율은 제한되지 않는다.

일반적으로 임의의 역기전력 파형은 다음과 같이 복소페이저 형태로 나타낼 수 있다.

$$e_p(t) = \sum_{n=1}^{\infty} E_n \sin[n\{\omega_e t + \frac{2\pi}{3}(p-1)\} + \theta_n] \quad (1)$$

여기서 n 은 고조파차수이며, E_n 은 푸리에 급수의 계수, ω_e 는 운전 각주파수이고 $p = 1, 2, 3$ 으로 각 상을 나타낸다. 지금까지의 연구들은 각 상의 역기전력 파형이 동일하며 반파대칭으로써 (1)과 같이 나타낼 수 있다고 가정하고 있다. 이에 따라 최대효율로써 맥동토크를 최소화할 수 있는 전류식을 최소사승법과 행렬연산에 의해 구하고 있지만, 매우 복잡할 뿐만 아니라 적절하지 못한 가정에 기초하고 있다. 따라서 본 논문에서는 동기속도로 회전하는 $d-q-0$ 기준축이론에 의해 맥동토크를 최소화할 수 있는 최적전류 파형을 구함으로써 전술한 단점들을 제거시키고자 한다.

일반적으로 정현적인 공극자속의 분포를 갖는 영구자석형 전동기의 경우, 고정자 정지축에서의 Park's transformation을 사용하여 동기속도로 회전하는 $d-q$ 기준축으로 전동기의 수학적 모델을 나타내면 다음 식과 같이 된다.

$$[V_{dq}] = R_s[I_{dq}] + [L_{dq}] \frac{d}{dt}[I_{dq}] + [I_{dq}] \frac{d}{dt}[L_{dq}] + \omega R \left(\frac{\Pi}{2} \right) ([L_{dq}][I_{dq}] + [\Phi_{fdq}]) \frac{d}{dt}[\Phi_{fdq}] \quad (2)$$

$$[L_{dq}] = \begin{bmatrix} L_{dd} & M_{dq} \\ M_{dq} & L_{qq} \end{bmatrix},$$

$$[\Phi_{fdq}] = \begin{bmatrix} \Phi_{fd} \\ \Phi_{fq} \end{bmatrix}, \quad R \left[\frac{\Pi}{2} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

여기서 $[L_{dq}]$ 와 $[\Phi_{fdq}]$ 는 각각 $d-q$ 축으로 나타낸 인덕턴스 및 공극자속 행렬이며, $R[\Pi/2]$ 는 $\Pi/2$ 의 회전행렬, $\omega = d\theta/dt$ 는 전기각으로 표시한 각속도이다. 그러나 브러쉬리스 영구자석 전동기의 경우 공극자속의 파형은 사다리꼴에 가까우므로 이 전동기에 (2)를 적용시키기 위해서는 비정현적인 자속분포를 고려해 주어야 한다. 따라서 $[L_{dq}]$ 및 $[\Phi_{fdq}]$ 행렬은 고조파성분을 포함한 식이 되며, 전체적인 브러쉬리스 영구자석 전동기의 수학적 모델도 상당히 복잡하게 된다. 따라서 $d-q-0$ 기준축이론을 전동기의 모델링에 적용시키는 것은 적절하지 않

다. 그러나 본 연구에서는, 전력적인 관점에서 임의의 역기전력에 대해 맥동이 없는 토오크를 발생시키되 입력전력이 최소가 되는 전류파형을 도출하는 것이므로 전동기 자체의 수학적 모델과는 무관하다 할 수 있다. 제안된 방식은 개념적으로 매우 간단할 뿐만 아니라 어떠한 임의의 역기전력 파형에도 쉽게 적용시킬 수 있다. 또한 zero sequence variable을 고려해 줌으로써, 역기전력의 파형이 3상 불평형이거나 각 상별 파형이 반과 대칭이 아닌 경우에도 적용시킬 수 있는 아주 유용한 방법이라 할 수 있다.

이를 위해, 먼저 각 상의 역기전력 파형을 측정에 의해 얻은 뒤 다음과 같은 변환행렬에 의해 그 값들을 $d-q-0$ 축 상으로 변환시킨다.

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{bmatrix} = C \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta_e - \theta_0) & \sin(\theta_e - \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e - \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e - \theta_0) & \cos(\theta_e - \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \theta_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

여기서 $\theta_e = \omega_e t$ 이고, ω_e 는 전기적인 각주파수, θ_e 는 각변위, θ_0 는 $a-b-c$ 축과 $d-q-0$ 축 사이의 초기 각변위, C 는 $a-b-c$ 축상의 양을 $d-q-0$ 축상의 양으로 변환시키기 위한 행렬이다. $d-q-0$ 축상에서 기계적인 출력과 공극을 통한 전기적인 입력과의 관계를 나타내면 다음과 같다.

$$T \frac{\omega_e}{P} = \frac{3}{2} (e_d i_d + e_q i_q + e_0 i_0) \tag{4}$$

여기서 T 는 부하토크, P 는 극쌍의 수, ω_e/P 는 전동기의 기계적인 속도이다. e_d, e_q, e_0 및 i_d, i_q, i_0 는 각각 $d-q-0$ 축으로 나타낸 역기전력 및 고정자전류 값이다. 위 식에서 브러쉬리스 영구자석 전동기의 자속이 회전자에 의해 형성되므로 자속의 형성에 관련되는 i_q 성분은 0이 되어야 하며, 고정자 각 상의 전류의 합은 항상 영이 되어야 하므로 i_0 성분 역시 0이 되어야 한다. 따라서 (4)에서 비록 역기전력 파형에 고조파성분이 포함되어 있거나 비대칭 또는 3상 불평형에 의해 e_q, e_0 성분이 존재한다 할지라도 i_q, i_0 값이 0이므로 발생 토오크는 맥동성분을 포함하지 않는 완전한 평활토크가 된다. 따라서 (4)는 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$T \frac{\omega_e}{P} = \frac{3}{2} e_d i_d \tag{5}$$

위 식에서 전자기토크를 발생시키는 전류성분인 i_d 는 다음과 같이 구해진다.

$$i_d = \frac{2}{3} T \frac{\omega_e}{P} \frac{1}{e_d} \tag{6}$$

이렇게 하여 얻어진 i_d 값을 아래와 같은 식에 의해 $a-b-c$ 축상으로 다시 역변환시킴으로써 각 상마다 최적의 전기자전류 파형을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \tag{7}$$

여기서 명심해야 할 것은, 맥동이 존재하지 않는 평활토크를 발생시킬 수 있는 상전류 파형은 대단히 많이 존재하지만, 효율을 최대화하면서 전류변화율도 최소화시킬 수 있는 것은 유일하게 단 하나만 존재한다. 이는 θ_0 가 0인 경우로써 역기전력과 전기자전류의 위상이 일치하는 경우이다.

III. 시뮬레이션 및 실험 결과

실험에 사용된 브러쉬리스 영구자석 전동기는 3상, 4극, 400[W], 50[V] 기기이고 부하는 영구자석 전동기를 사용하였다. 전체 시스템은 그림 2와 같이 구성되어 있으며, 속도 및 전류제어기는 그림의 점선부분으로써 부동소수점 연산이 가능한 TMS320C40 DSP를 사용하였다. 먼저 전동기 축상의 엔코더로부터 위치와 속도를 검출하고 이를 기준토크 명령과 함께 look-up 표에 입력시켜 각 상별 최적전류 파형을 구한다. 각 상의 전동기 전류가 이 기준전류 파형을 추종하도록 델타변조기법에 의해 제어함으로써 최대효율, 최소 맥동토크 운전을 실현시킬 수 있다. 이때 밴드폭 내에서의 전류의 스위칭에 의해 고주파전류가 흐르고 이것이 맥동토크를 발생시키지만 그 크기가 작을 뿐만 아니라 밴드폭을 최적화하면 맥동토크는 거의 발생하지 않으므로 크게 문제가 되지 않는다.

그림 3은 브러쉬리스 영구자석 전동기의 각 상의 역기전력이 동일하고 반과 대칭인 경우를 가정하여 그때의 각 상전류의 파형과 상당 토오크 및 총합토크를 나타낸 것이다. 그림 3(a)는 역기전력 파형으로써 이를 $d-q-0$

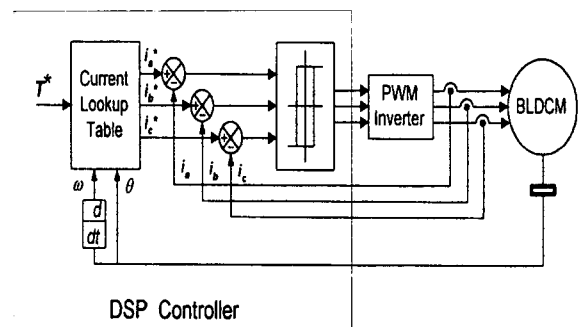
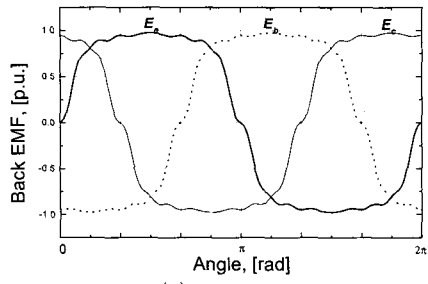
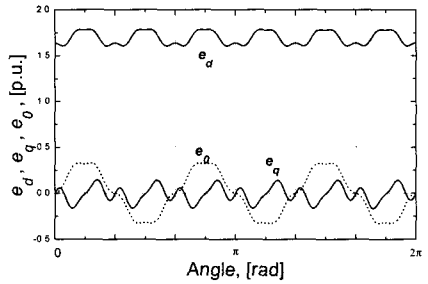


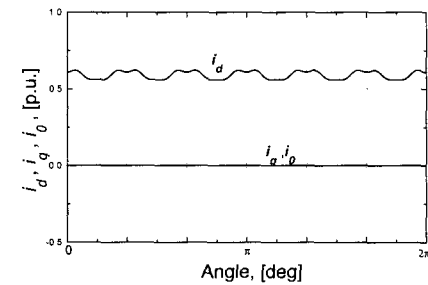
그림 2. 제안된 방식에 의한 전체 시스템의 구성도.
Fig. 2. The configuration of whole system for proposed method.



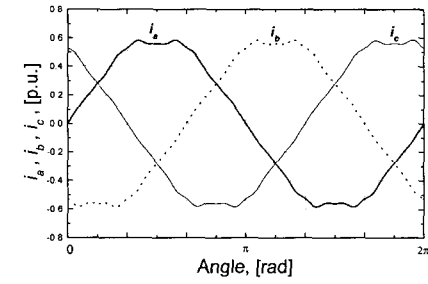
(a) e_a, e_b, e_c



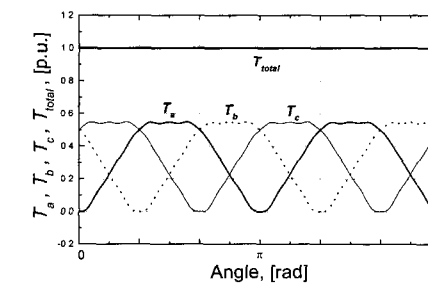
(b) e_d, e_q, e_0



(c) i_d, i_q, i_0



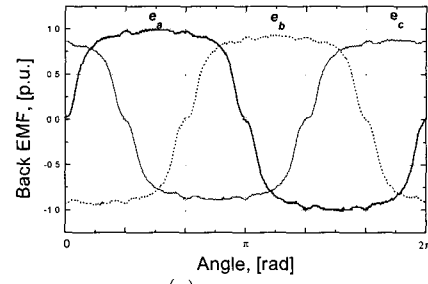
(d) i_a, i_b, i_c



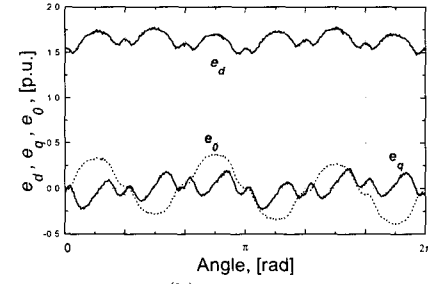
(e) T_a, T_b, T_c and T_{total}

그림 3. 브러시리스 영구자석 전동기의 최대 효율, 최소 맥동토크 제어(역기전력 파형이 3상 평형이고 반파 대칭인 경우).

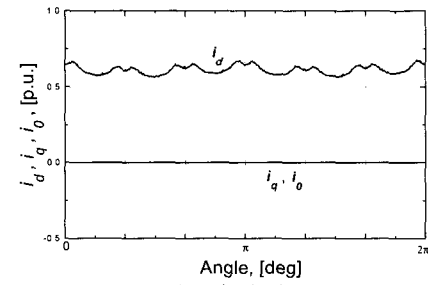
Fig. 3. Max. efficiency, minimum torque ripple control of brushless permanent magnet motor (In the case of 3-phase balanced and half-wave symmetrical back EMF).



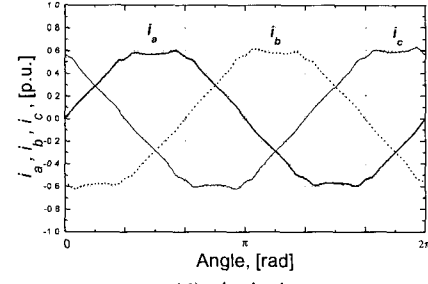
(a) e_a, e_b, e_c



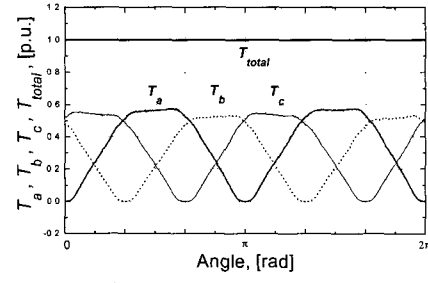
(b) e_d, e_q, e_0



(c) i_d, i_q, i_0



(d) i_a, i_b, i_c



(e) T_a, T_b, T_c and T_{total}

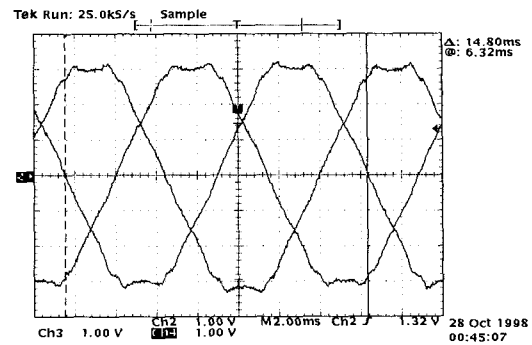
그림 4. 브러시리스 영구자석 전동기의 최대 효율, 최소 맥동토크 제어(역기전력 파형이 3상 불평형이고 반파 비대칭인 경우).

Fig. 4. Max. efficiency, minimum torque ripple control of brushless permanent magnet motor (In the case of 3-phase unbalanced and half-wave unsymmetrical back EMF).

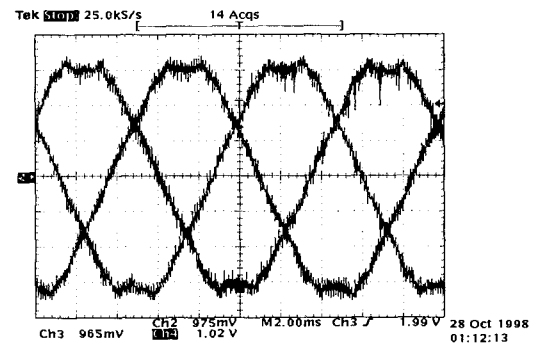
기준축으로 변환시키면 그림 3(b)와 같은 값이 얻어진다. 역기전력 파형의 3상 합이 영이 아니며 고조파 성분이 포함되어 있기 때문에 e_q, e_0 성분이 존재하고 있음을 알 수 있다. 여기서 i_q, i_0 값을 0으로 하고 (5)에 의해 i_d 값을 구한 결과가 그림 3(c)에 주어져 있으며, 이들을 다시 $a-b-c$ 축으로 역변환시킨 것이 그림 3(d)에 주어져 있다. 이 그림에서 역기전력 파형이 3상 동일하고 반파 대칭이므로 얻어진 전류파형도 같은 모양을 하고 있음을 알 수 있다. 이 전류들에 의해 각 상에 발생하는 토크와 총합토크가 그림 3(e)에 주어져 있으며, 총합토크는 맥동이 없는 이상적인 평활토크가 됨을 알 수 있다.

그림 4는 실제로 실험에 사용된 브러쉬리스 영구자석 전동기를 대상으로 한 시뮬레이션 결과로써, 각 상의 역기전력의 크기가 서로 다를 뿐만 아니라 반파 비대칭인 경우 그때의 각 상전류의 파형과 상당 토크 및 총합토크를 나타낸 것이다. 그림 4(a)는 실제로 측정된 역기전력 파형으로써 이를 $d-q-0$ 기준축으로 변환시키면 그림 4(b)와 같은 값이 얻어진다. 역기전력 파형의 크기가 서로 다를 뿐만 아니라 고조파성분이 포함되어 있기 때문에 e_q, e_0 는 물론 e_d 성분 역시 변화량이 크고 불규칙함을 알 수 있다. 여기서 같은 방법으로 i_d 값을 구한 결과가 그림 4(c)에 주어져 있으며, 이들을 다시 $a-b-c$ 축으로 역변환시킨 것이 그림 4(d)에 주어져 있다. 이 그림에서 역기전력 파형의 크기가 서로 다르고 반파 비대칭이므로 얻어진 전류파형도 같은 모양을 하고 있음을 알 수 있다. 이 전류들에 의해 각 상에 발생하는 토크와 총합토크가 그림 4(e)에 주어져 있으며, 각 상별 토크의 크기가 서로 다를 수 있음을 명확히 알 수 있다. 그러나 총합토크는 역시 맥동이 없는 이상적인 평활토크가 됨을 알 수 있다.

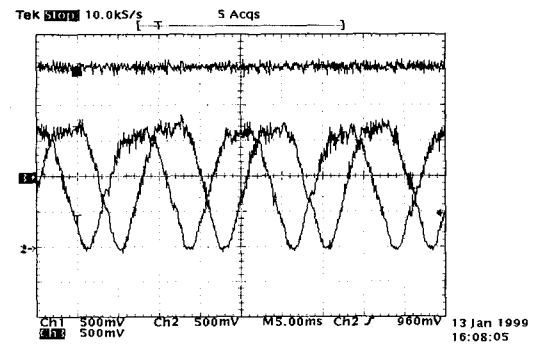
그림 5는 제안된 방식의 타당성을 입증하기 위해 실험을 통해 얻은 결과를 나타낸 것으로써, 기준전류 추종시의 전류 밴드폭은 피크치의 5[%]로 제한하였다. 실험 조건은 브러쉬리스 영구자석 전동기의 속도와 부하가 각각 2000[rpm]과 1.6[N.m]인 경우이다. 그림의 (a)와 (b)의 파형은 기준전류와 전동기 권선전류를 측정된 것으로, 전기자전류가 기준전류를 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. 이러한 전기자전류에 의해 전동기의 a상 및 c상 토크와 총합토크를 DSP 단자에서 측정된 것이 그림 (c)에 나타나 있다. 총합토크는 일정한 크기의 평균토크에 전류의 스위칭에 의한 고조파성분만이 약간 포함되어 있다. 따라서 제안된 방식은 일정한 부하토크에 대해 맥동성분을 최소화시킬 수 있으며, 그 타당성이 입증되었음을 알 수 있다. 여기서 지적해 두고 싶은 것은, 이 파형은 실제 전동기 측정의 토크가 아니라 역기전력 및 전기자전류를 측정에 의해 구한 뒤 이를 DSP 내부에서 연산하여 얻은 결과를 오실로스코프로 측정된 것이므로 실제 값과는 약간의 차이가 있을 수 있다. 그러나 그러한 차이는 주로 코깅토크에 기인하는 것으로



(a) Reference phase current waveforms (1 [A/div]).



(b) Motor phase current waveforms



(c) Phase and total torque waveforms measured from DSP terminal

그림 5. 제안된 제어방식에 의한 전류 및 토크 파형.

Fig. 5. Current and torque waveforms of the proposed control scheme.

고정자슬롯이나 회전자 자석을 1 슬롯피치만큼 skewing시킴으로써 그렇지 않은 경우에 비해 코깅토크를 90[%] 이상 크게 감소시킬 수 있으므로[3], 전체 토크에서 차지하는 비율은 매우 작게 된다. 그러나 릴럭턴스 토크인 코깅토크를 측정하여 이를 상호토크성분으로 상쇄시킬 수 있는 전류를 흘리면 발생토크를 완전히 평활화시킬 수 있으며, 이는 차후의 연구과제이다. 그 외에도 공간고조파에 의한 고조파토크, 축의 마찰 등에 의해 오차가 발생할 수 있으나 이들은 무시할 수 있다. 오히려 전동기와 부하의 관성모멘트에 의해 고조파토크 성분이 필터링되므로 실제 토크의 맥동성분은 측정된 값보다 더욱 작아질 것이다. 또한 구동회로의 스위칭손실을 적절히 고려해 전류의 밴드폭을 더욱 작게 설정하면 맥동토크를 크게 감소시킬 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 $d-q-0$ 기준축을 사용하여 브러쉬리스 영구자석 전동기의 손실을 최소화하면서 맥동토크를 최소화시킬 수 있는 최적전류를 구하는 새로운 방법을 제시하였으며, 각 상의 역기전력 파형의 크기가 서로 다른 3상 불평형인 경우에까지 이를 확장시켰다. 제안된 방식에 의해 얻어진 최적 전기자전류 파형을 기준전류로 하여 델타변조에 의해 전동기전류가 이를 추종하도록 제어하였다. 그 결과 제안된 방식은 최적의 전동기 전기자전류를 구하고 이를 제어할 수 있었다. 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 방식의 타당성과 실제적인 응용가능성을 입증하였다.

참고문헌

[1] T. M. Jahns, "Torque production in permanent magnet synchronous motor drives with rectangular current excitation", *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, vol. 20, no. 4, pp. 803-813, July/June 1984.
 [2] H. R. Bolton and R. A. Ashen, "Influence of motor

design and feed-current waveform on torque ripple in brushless DC drive", *Proc. of IEE*, vol. 131, Part B, no. 3, pp. 82-90, May, 1984.

[3] R. P. Deodhar, D. A. Staton, T. M. Jahns and T. J. E. Miller, "Prediction of cogging torque using the flux-MMF diagram technique", *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, vol. 32, no. 3, pp. 569-575, May/June, 1996.
 [4] H. Le-Huy, R. Perret and R. Feuillet, "Minimization of torque ripple in brushless DC motor drive", *IEEE Trans. Indust. Applicat.*, vol. 22, no. 4, pp. 748-755, July/Aug., 1986.
 [5] J. Y. Hung and Z. Ding, "Minimization of torque ripple in permanent magnet motors", *Proc. 18th IEEE Industrial Electronics Conf.*, San Diego, CA, pp. 459-463, Nov., 1992.
 [6] D. C. Hanselman, "Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 41, no. 3, pp. 292-300, June, 1994.



최 근 국

1981년 부산대 기계설계학과 졸업. 동 대학원 석사(1987), 동 대학원 박사 과정 수료. 1989년~현재 삼성항공산업(주) 특수연구소 수석연구원. 관심분야는 대구경 포/포탑 자동 구동 및 제어장치 개발.



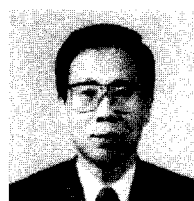
원 태 현

1986년 부산대 전기공학과 졸업. 동 대학원 석사(1988), 동 대학원 박사 과정 수료. 1988년~1997년 국방과학연구소 선임연구원, 1998년~현재 동의공업대학 전기과 전임강사. 관심분야는 퍼지 제어 및 지능제어, 마이크로 프로세서 응용 및 전동기 제어.



박 한 응

1983년 부산대 전기공학과 졸업. 동 대학원 석사(1987), 동대학 박사(1997). 1990년~현재 해군사관학교 전기공학과 조교수. 관심분야는 전력전자, 전동기 제어 및 인공지능 제어.



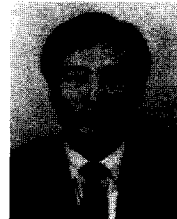
송 달 섭

1972년 부산대 전기공학과 졸업. 동 대학원 석사(1981), 현재 동 대학 메카트로닉스 박사과정. 1980년~현재 동의공업대학 전기과 교수. 관심분야는 전력전자, 메카트로닉스, 자동화.



박 성 준

1991년 부산대 전기공학과 졸업. 동 대학원 석사(1993), 동대학 박사(1996). 1996년~현재 거제대학 전기과 조교수. 관심분야는 전력전자, 전동기제어 및 컴퓨터응용 제어.



이 만 형

1969년 부산대 전기공학과 졸업. 동대학원 석사(1971), 미국 오리건 주립대 전기·컴퓨터공학과 박사(1983). 1975년~현재 부산대학교 기계공학부 교수. 관심분야는 메카트로닉스, 비선형제어, 확률 제어, 파라메타 추정기법.