

## 인버터의 전류측정 오차에 기인하는 교류전동기의 토크리플 저감

尹德鏞, 洪淳瓊

### Reduction of Torque Ripple due to Current-Sensing Errors in Inverter-Fed AC Motor Systems

Duck-Yong Yoon and Soon-Chan Hong

#### 요 약

본 논문에서는 벡터제어방식의 인버터에 의하여 구동되는 교류전동기 제어 시스템에서 전류측정회로에서의 측정오차에 기인하는 전동기의 토크리플을 저감하는 방법을 제안한다. 2상의 전류를 측정하는 회로에서의 오프셋 전압과 전압증폭률이 서로 다를 때 전동기 출력토크에 발생하는 리플을 각각 정량적으로 분석하고, 이로부터 온라인 상태에서 실시간으로 토크리플을 제거할 수 있는 알고리즘을 제시하였다. 제안된 방식의 유용성을 확인하기 위하여 이를 영구자석형 동기전동기에 적용하였을 경우에 대하여 출력토크의 리플을 계산하고 이를 제거하는 알고리즘을 컴퓨터로 시뮬레이션하였다.

#### ABSTRACT

This paper proposes a novel method to reduce the torque ripple due to the non-ideality of the current sensing parts in vector-controlled inverter-fed AC motor drive systems. For PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor), motor output torque equations are derived in terms of their offset voltages and different voltage transducing gains. And the effects of phase current errors on motor torque are analyzed for both salient PMSM and non-salient PMSM. The proposed method can eliminate the torque ripple by nulling the offset voltages and setting the voltage transducing gains to the same value. To verify the proposed method, digital simulations are carried out for non-salient PMSM.

**Key Words:** AC Motor, Vector Control, Torque Ripple, Current Sensing Error, Offset Voltage

#### 1. 서 론

벡터제어방식의 인버터에 의하여 구동되는 교류전동기 제어시스템은 일반적으로 그림 1과 같이 교류전동기, 3상 인버터 전력회로, 마이크로프로세서에 의한 디지털 제어회로의 3부분으로 구성된다. 이와 같이 벡터제어방식을 사용하는 시스템에서는 전동기의 출력토크를 제어하기 위하여 인버터의 출력전류 즉, 전동기의 상전류를 실시간으로 측정하여 이를 디지털 제어부로 피드백하는 것이 필수적으로 요구된다. 그런데, 대부분의 경우 인버터에서는 시스템을 간단히 구현하기 위하여 3상의 출력전류를 모두 측정하지 않고 실제로 2개의 상에 대해서만 측정한 후에 나머지 1상의 전류를 키르히

호프의 전류법칙 ( $i_{us} + i_{vs} + i_{ws} = 0$ )에 따라 계산으로 얻는 방식을 사용한다.

이러한 상태에서 전류센서, 증폭회로 및 A/D 컨버터를 포함하는 전류측정 회로들이 이상적으로 동작하지 않고 측정오차를 포함할 경우에는 디지털 제어회로가 전동기의 상전류를 불평형으로 인식하게 되고 인버터는 이를 근거로 전동기를 제어하게 되므로 결과적으로 전동기의 출력토크에는 리플이 발생하게 된다.

전동기의 출력토크 리플은 회전속도의 리플을 야기하게 되며, 이러한 상황은 특히 전동기의 저속운전영역에서 문제가 될 수 있다.

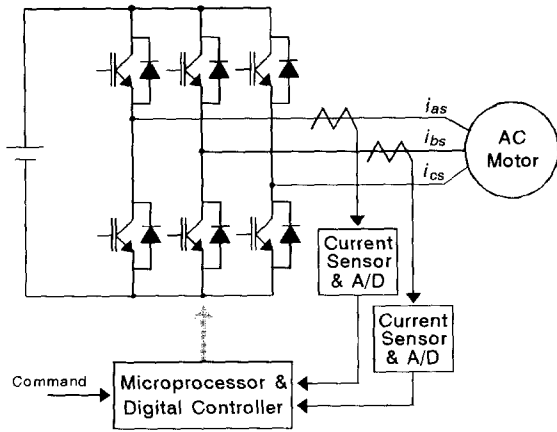


그림 1 인버터에 의한 교류전동기 구동시스템  
Fig. 1 Inverter-fed AC motor drive system

전류측정 회로에서의 측정오차는 센서회로에서의 직류 오프셋 전압에 의한 성분과 변환이득의 오차에 의한 성분으로 나눌 수 있다. 본 논문에서는 이들 각각의 오차성분에 기인하여 발생되는 동기전동기의 토크리플을 분석하고 이를 제거 또는 저감시키기 위한 방법을 제안한다. 또한 제안된 이론을 2.2[kW] 용량의 영구자석형 동기전동기에 대하여 디지털 시뮬레이션하고, 인버터의 전동기 제어프로그램에서 실시간으로 이와 같은 토크리플을 제거할 수 있는 알고리즘을 제시한다.

## 2. 토크리플의 분석 및 저감 방법

### 2.1 영구자석형 동기전동기의 시스템 방정식

매입형의 회전자 구조를 가지고 있어서 돌극성이 있는 영구자석형 동기전동기의 전압 및 토크방정식을 동기회전좌표계에서 표현하면 다음과 같다.<sup>(1)</sup>

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + pL_d i_{ds} - \omega_e L_q i_{qs} \quad (1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + pL_q i_{qs} + \omega_e (L_d i_{ds} + \lambda_f) \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \{ \lambda_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} \} \quad (3)$$

단, 여기서  $P$ 는 전동기의 쌍극수이다.

식(3)에서 첫항은 전동기의 고정자와 회전자 사이의 쇠교자속에 의한 토크성분이며, 두번째 항은 회전자의 돌극성에 기인하는 릴럭턴스 토크성분을 나타낸다.<sup>(2)</sup>

영구자석을 회전자의 표면에 부착한 비돌극기의 경우에는  $d$ 축 인덕턴스와  $q$ 축 인덕턴스가 서로 같아지므로( $L_d = L_q$ ) 토크방정식이 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_f i_{qs} \quad (4)$$

### 2.2 오프셋 전압에 의한 토크리플

$a, b$ 상의 전류센서 및 증폭회로에 의하여 전류를 측정할 때 오프셋 전압에 의한 전류오차를 각각  $I_{as}, I_{bs}$ 라고 하면 이 오차를 포함하는 상전류  $i'_{as}, i'_{bs}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i'_{as} = i_{as} + I_{as} \quad (5)$$

$$i'_{bs} = i_{bs} + I_{bs} \quad (6)$$

벡터제어방식으로 구동되는 시스템에서 3상 고정좌표계와 동기회전좌표계 사이의 전류 변환관계는

$$i_{ds} = i_{as} \cos \theta + \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{as} + 2i_{bs}) \sin \theta \quad (7)$$

$$i_{qs} = -i_{as} \sin \theta + \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{as} + 2i_{bs}) \cos \theta \quad (8)$$

와 같이 표시되므로<sup>(3)</sup>, 전류측정시에 오프셋 전압에 기인하는 오차가 포함되었을 경우의  $d, q$ 축 전류는 각각 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$i_{ds} = i'_{as} \cos \theta + \frac{1}{\sqrt{3}} (i'_{as} + 2i'_{bs}) \sin \theta \quad (9)$$

$$= (i_{as} + I_{as}) \cos \theta + \frac{1}{\sqrt{3}} \{ (i_{as} + I_{as}) + 2(i_{bs} + I_{bs}) \} \sin \theta$$

$$i_{qs} = -i'_{as} \sin \theta + \frac{1}{\sqrt{3}} (i'_{as} + 2i'_{bs}) \cos \theta \quad (10)$$

$$= -(i_{as} + I_{as}) \sin \theta + \frac{1}{\sqrt{3}} \{ (i_{as} + I_{as}) + 2(i_{bs} + I_{bs}) \} \cos \theta$$

따라서, 식(7)~(10)으로부터 실제의  $d, q$ 축 전류성분  $i_{ds}, i_{qs}$ 와 오차가 포함되어 측정된  $d, q$ 축 전류성분  $i'_{ds}, i'_{qs}$  사이의 관계를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$i_{ds} = -I_{as} \cos \theta - \frac{1}{\sqrt{3}} (I_{as} + 2I_{bs}) \sin \theta + i'_{ds} \quad (11)$$

$$i_{qs} = I_{as} \sin \theta - \frac{1}{\sqrt{3}} (I_{as} + 2I_{bs}) \cos \theta + i'_{qs} \quad (12)$$

비돌극기의 경우 식(12)를 식(4)에 대입하면 전동기의 발생토크는

$$\begin{aligned}
 T'_e &= \frac{3}{2} P \lambda_f \left\{ I_{as} \sin \theta - \frac{1}{\sqrt{3}} (I_{as} + 2I_{bs}) \cos \theta + i'_{qs} \right\} \\
 &= \frac{3}{2} P \lambda_f i'_{qs} + \frac{3}{2} P \lambda_f (i'_{qs} - i_{qs}) \quad (13) \\
 &+ \frac{3}{2} P \lambda_f \left\{ I_{as} \sin \theta - \frac{1}{\sqrt{3}} (I_{as} + 2I_{bs}) \cos \theta \right\} \\
 &= T'_e + T'_{e(-)} + T'_{e(-)}
 \end{aligned}$$

가 된다. 식(13)은 오프셋 전압에 의한 전류측정 오차가 있을 경우의 전동기 발생토크는 오차가 없을 경우의 토크  $T_e$ 에 직류성분의 오차토크  $T'_{e(-)}$ 와 리플이 있는 토크성분  $T'_{e(-)}$ 의 합으로 표시됨을 나타낸다. 여기서, 리플토크 성분은 고정자 전류의 기본파와 동일한 주파수로 진동함을 알 수 있다. 제어프로그램에서 실시간으로 각 상의 오프셋 전압에 기인하는 전류오차  $I_{as}, I_{bs}$ 를 보상하여 0으로 제거한다면 이와 같은 토크의 직류성분 오차와 리플성분 오차는 모두 제거될 수 있다.

돌극기의 경우, 전동기의 토크식은 식(11)과 (12)를 식(3)에 대입하면 얻어지며, 이 경우에도 비돌극기와 마찬가지로 각 상의 오프셋 전압에 의한 전류오차를 보상하면 토크의 직류성분 오차와 리플성분 오차를 없앨 수 있다.

### 2.3 전압변환이득의 오차에 의한 토크리플

전류센서 및 증폭회로에 의하여 전류를 측정할 때  $a, b$  상의 전압변환이득을 각각  $G_a, G_b$ 라고 하면 이 변환이득의 오차를 포함하여 측정된 상전류  $i''_{as}, i''_{bs}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$i''_{as} = G_a i_{as} = (1 + k_a) i_{as} \quad (14)$$

$$i''_{bs} = G_b i_{bs} = (1 + k_b) i_{bs} \quad (15)$$

여기서  $k_a$  및  $k_b$ 는 센서의 전압변환이득에 대한 오차계수이다. 전류센서 및 증폭회로가 이상적으로 동작한다면  $G_a = G_b = 1$  및  $k_a = k_b = 0$ 의 관계를 만족하게 된다.

이를 이용하여 전류측정시에 변환이득의 차이에 기인하는 측정오차가 포함되었을 경우의  $d, q$ 축 전류는 각각 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$i''_{ds} = G_a i_{as} \cos \theta + \frac{1}{\sqrt{3}} (G_a i_{as} + 2G_b i_{bs}) \sin \theta \quad (16)$$

$$i''_{qs} = -G_a i_{as} \sin \theta + \frac{1}{\sqrt{3}} (G_a i_{as} + 2G_b i_{bs}) \cos \theta \quad (17)$$

식(7), (8), (16), (17)로부터 실제의  $d, q$ 축 전류성분  $i_{ds},$

$i_{qs}$ 와 비이상적인 변환이득에 기인하는 오차가 포함되어 측정된  $d, q$ 축 전류성분  $i''_{ds}, i''_{qs}$  사이의 관계를 다음과 같이 얻게 된다.

$$i_{ds} = i_{as} \left( \cos \theta + \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta \right) \left( 1 - \frac{G_a}{G_b} \right) + \frac{i''_{ds}}{G_b} \quad (18)$$

$$i_{qs} = i_{as} \left( \frac{1}{\sqrt{3}} \cos \theta - \sin \theta \right) \left( 1 - \frac{G_a}{G_b} \right) + \frac{i''_{qs}}{G_b} \quad (19)$$

비돌극기의 경우 식(19)를 식(4)에 대입하면 전동기의 발생토크는

$$T''_e = \frac{3}{2} P \lambda_f \left\{ i_{as} \left( \frac{\cos \theta}{\sqrt{3}} - \sin \theta \right) \left( 1 - \frac{G_a}{G_b} \right) + \frac{i''_{qs}}{G_b} \right\} \quad (20)$$

가 된다. 그런데, 전동기가 정격운전영역에서  $i_{ds} = 0$ 의 조건으로 운전되는 것을 고려하면 3상 고정좌표계와 동기회전좌표계의 관계에서 고정자 전류  $i_{as}$ 는

$$i_{as} = i_{ds} \cos \theta - i_{qs} \sin \theta = -i_{qs} \sin \theta \quad (21)$$

가 되고, 식(20)의 토크는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 T''_e &= \frac{3}{2} P \lambda_f \left\{ (-i_{qs} \sin \theta) \cdot \left( \frac{\cos \theta}{\sqrt{3}} - \sin \theta \right) \right. \\
 &\quad \cdot \left. \left( 1 - \frac{G_a}{G_b} \right) + \frac{i''_{qs}}{G_b} \right\} \\
 &= \frac{3}{2} P \lambda_f i_{qs} + \frac{3}{2} P \lambda_f \left\{ \frac{i''_{qs}}{G_b} - \frac{i_{qs}}{2} \left( 1 + \frac{G_a}{G_b} \right) \right\} \quad (22) \\
 &+ \frac{3}{2} P \lambda_f i_{qs} \left( \frac{1}{2\sqrt{3}} \sin 2\theta + \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) \left( \frac{G_a}{G_b} - 1 \right) \\
 &= T_e + T''_{e(-)} + T''_{e(-)}
 \end{aligned}$$

식(22)는 비이상적인 변환이득에 의한 전류측정 오차가 있을 경우의 전동기 발생토크는 오차가 없을 경우의 토크  $T_e$ 에 직류성분의 오차토크  $T''_{e(-)}$ 와 리플성분의 오차토크  $T''_{e(-)}$ 의 합으로 표시됨을 나타낸다. 여기서, 리플토크 성분은 고정자 전류 기본파 성분의 2배에 해당하는 주파수로 진동함을 알 수

있다. 이와 같은 리플토크 성분의 오차는 제어프로그램에서 실시간으로 각 상의 변환이득을 보상하여 그것이 이상적인 값 1이 아니더라도 동일한 값으로만 유지할 수 있다면 완전히 제거되며, 결과적으로 토크는 다음과 같게 된다.

$$T_c'' = \frac{3}{2} P \lambda_f \frac{i_{qs}''}{G_b} \quad (23)$$

또한, 직류성분의 오차토크  $T_{c'}''$ 는 속도제어기에서 자동적으로 보상되어 없어진다.

돌극기의 경우에는 식(18), (19)를 식(3)에 대입하여 다음과 같은 토크식을 얻을 수 있다.

$$T_c'' = \frac{3}{2} P \left[ \lambda_f \left\{ i_{as} \left( \frac{\cos \theta}{\sqrt{3}} - \sin \theta \right) \left( 1 - \frac{G_a}{G_b} \right) + \frac{i_{qs}''}{G_b} \right\} + (L_d - L_q) \left\{ i_{as} \left( \cos \theta + \frac{\sin \theta}{\sqrt{3}} \right) \left( 1 - \frac{G_a}{G_b} \right) + \frac{i_{ds}''}{G_b} \right\} \times \left\{ i_{as} \left( \frac{\cos \theta}{\sqrt{3}} - \sin \theta \right) \left( 1 - \frac{G_a}{G_b} \right) + \frac{i_{qs}''}{G_b} \right\} \right] \quad (24)$$

이 경우에도 비돌극기에서와 마찬가지로 리플토크 성분은 각 상의 변환이득을 보상하여 동일한 값으로만 유지하면 완전히 제거되며, 토크는 다음과 같게 된다.

$$T_c'' = \frac{3}{2} P \left\{ \lambda_f \frac{i_{qs}''}{G_b} + (L_d - L_q) \frac{i_{ds}'' i_{qs}''}{G_b G_b} \right\} \quad (25)$$

### 3. 디지털 시뮬레이션

앞에서 제안한 토크리플을 제거하는 방법의 타당성을 알아보기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 대상 전동기로는 영구자석을 회전자의 표면에 부착한 비돌극 영구자석형 동기전

표 1 전동기의 정격 및 파라미터  
Table 1 Motor ratings and parameters

정 격		파라미터	
전압	3ϕ 220V	$R_s$	0.1246Ω
전류	16.6A	$L_d$	2.01615mH
출력	2.2kW	$L_q$	2.01615mH
속도	2000rpm	$\lambda_f$	0.11833Wb · turn
극수	8	$J$	0.0143kg · m <sup>2</sup>

동기이며, 이것의 정격 및 파라미터들은 표 1과 같다.

먼저, 전류센서에서 측정시에 직류 오프셋 전압이 포함되는 데 기인하는 토크리플 및 이를 제거하였을 경우의 시뮬레이션 결과를 그림 2에 보였다. 시뮬레이션에서는 정격의 1/10 부하로 운전하다가 0.3[s]에서 1/2부하로 증가시켰으며, 0.6[s]에서 다시 1/10부하로 감소시켰다. 여기서 오프셋 전압은 센서의 최대 측정범위(full scale)에 대한 백분율로 표시하였다. 첫번째와 두번째의 그림에서 보듯이 두 전류센서에 모두 같은 극성으로 0.5%의 오프셋 전압을 포함하는 경우에는 큰 토크리플을 발생한다. 또한, 세번째의 그림에서처럼 서로 반대 극성의 오프셋 전압이 존재하거나 또는 네번째의 그림에서와 같이 어느 한쪽에만 오프셋 전압이 존재하는 경우에도 거의 비슷한 수준의 토크리플이 발생한다. 그러나, 마지막 그림에서와 같이 오프셋 전압을 0으로 보상하면 토크리플이 완전히 제거되는 것을 볼 수 있다.

그림 3(a)는 전류센서 회로의 변환이득이 오차를 갖는 경우에 발생하는 토크리플 및 이를 제거하였을 경우의 시뮬레이션 결과이며, 그림 3(b)는 토크리플 및 이로 인하여 야기되는 회전속도의 리플을 상세히 볼 수 있도록 시간축과 속도축을 확대하여 나타낸 그림이다. 변환이득이 5% 정도의 크기로 반대 극성의 오차를 가질 때는 적지 않은 토크리플이 발생한다. 그러나, 두 오차계수가 0이 아니더라도 서로 같은 값이 되도록 보정한 경우에는 토크리플이 완전히 제거되는 것을 알 수 있다.

### 4. 실시간 토크리플 제거 알고리즘

앞에서 제안한 바와 같이 인버터의 전류측정회로에서 측정 오차에 기인하는 전동기의 토크리플은 영구자석형 동기전동기의 제어프로그램에서 실시간으로 다음의 순서에 따라 제거할 수 있다.<sup>14)</sup>

첫째로, 그림 4(a)에 보인 것처럼 전류센서의 오프셋 전압을 측정한다. 즉, 인버터를 구동하기 전에 모든 스위칭 소자를 OFF 상태로 하여  $i_{as} = i_{bs} = 0$ 이 되도록 하고  $a, b$ 상의 전류센서를 읽으면 식(5), (6)은 각각

$$i_{as} = i_{as} + I_{as} = I_{as} \quad (26)$$

$$i_{bs} = i_{bs} + I_{bs} = I_{bs} \quad (27)$$

로 되므로 이 측정값이 각 상의 오프셋 전압에 기인하는 전류의 오차에 해당한다. 이 오차값은 향후의 모든 전류측정에서 오프셋 보상을 위하여 사용된다.

둘째로, 그림 4(b)에 보인 것처럼 전류센서의 변환이득의 비를 측정한다. 즉,  $a$ 상 및  $b$ 상의 고정자 권선이 직렬로 연결 되도록 스위칭 소자를 구동하여  $i_{as} = -i_{bs}$ 로 되도록 하고 전

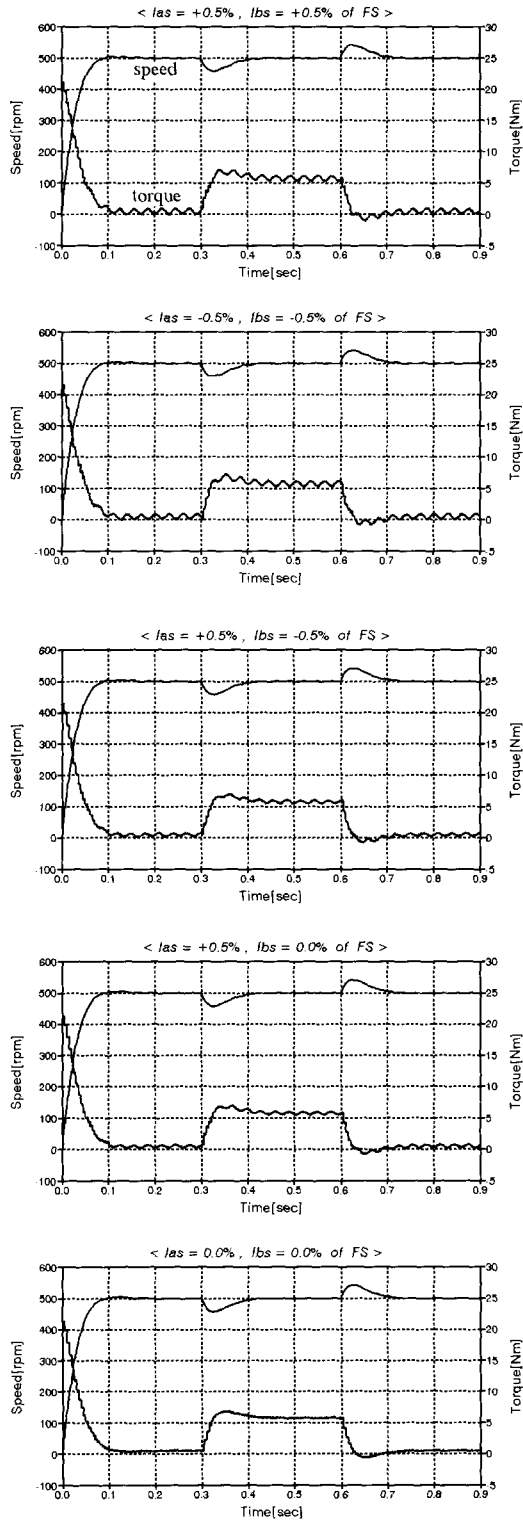
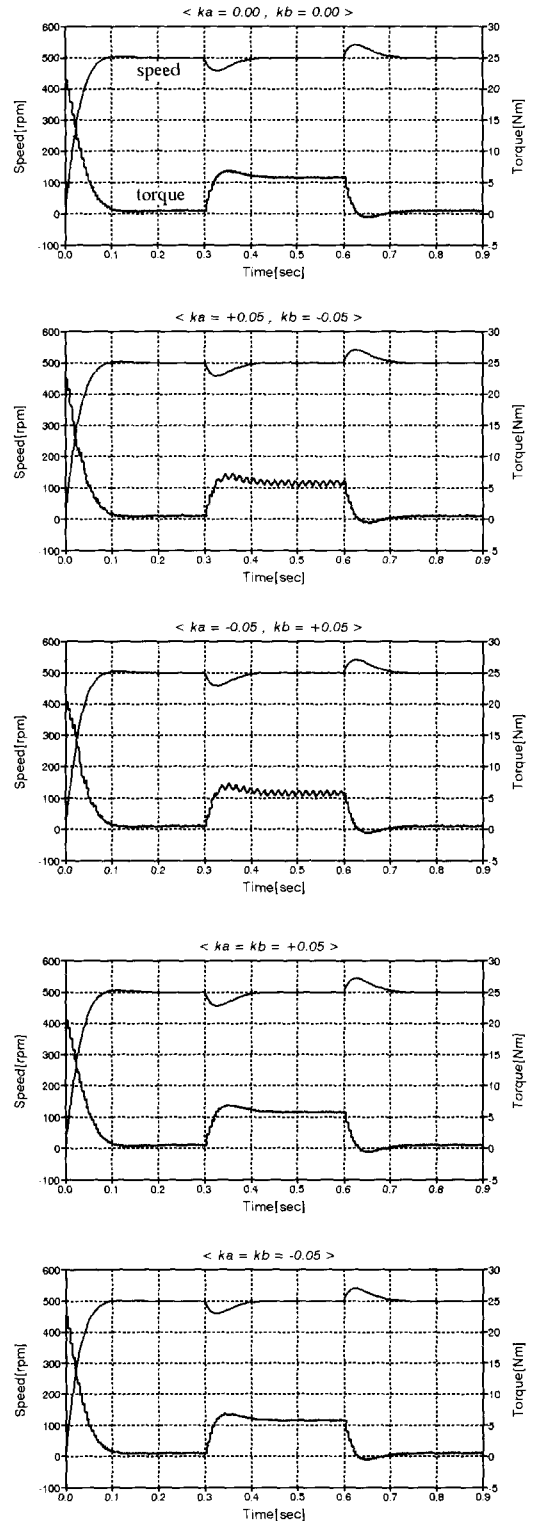
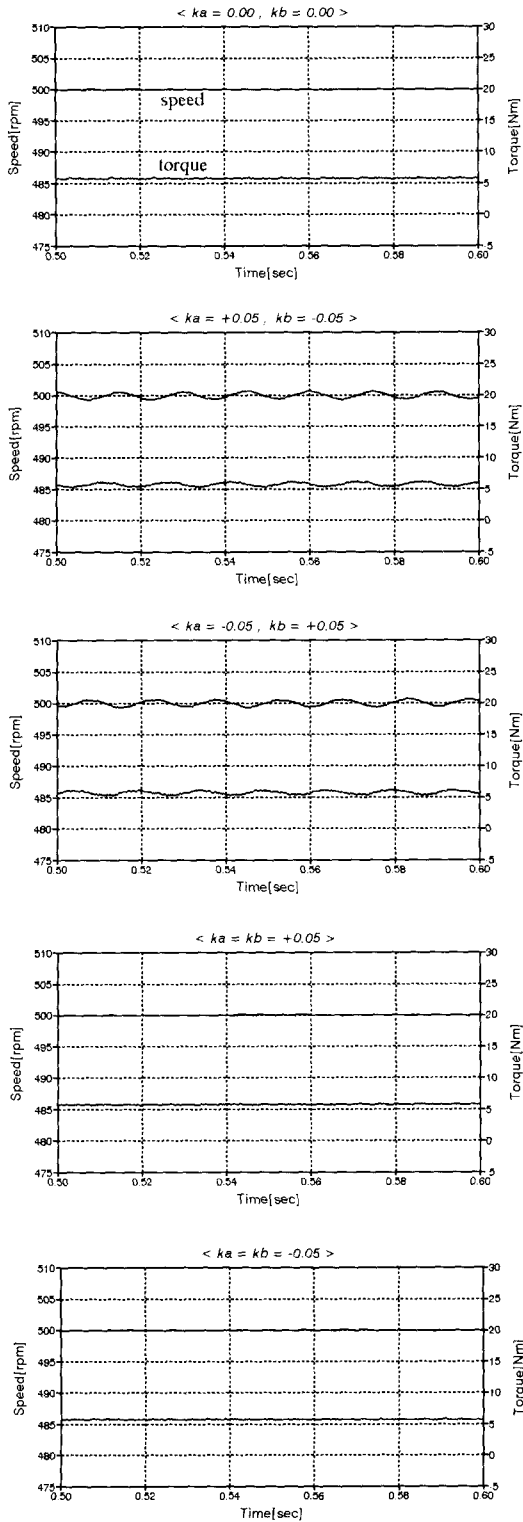


그림 2 오프셋 전압에 기인하는 토크리플 및 이를 제거한 경우의 시뮬레이션 결과  
Fig. 2 Torque ripple due to offset voltages



(a) 속도와 토크 파형

그림 3 변환이득의 오차에 기인하는 토크리플 및 이를 제거한 경우의 시뮬레이션 결과  
Fig. 3 Torque ripple due to erroneous voltage gains



(b) 확대한 속도와 토크 파형

그림 3 변환이득의 오차에 기인하는 토크리플 및 이를 제거한 경우의 시뮬레이션 결과

Fig. 3 Torque ripple due to erroneous voltage gains

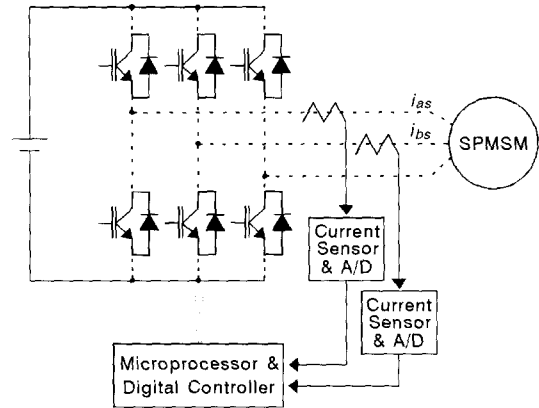
류를 측정한다. 물론 이때 첫번째 단계에서 측정한 오프셋 전압에 기인하는 오차값이 보상되어야 한다. 따라서,

$$i_{as} = \frac{i'_{as}}{G_a} = -\frac{i'_{bs}}{G_b} = -i_{bs} \quad (28)$$

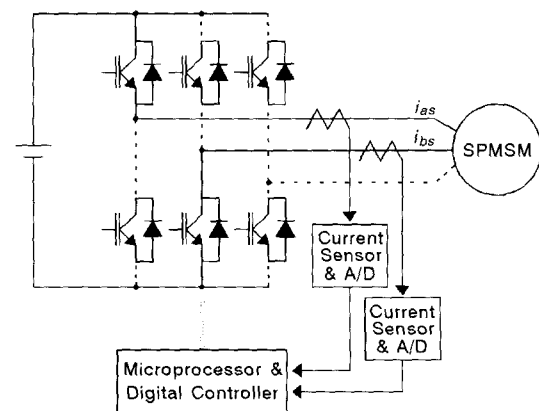
의 관계로부터 두 전류센서의 변환이득의 비를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\frac{G_a}{G_b} = -\frac{i''_{as}}{i''_{bs}} = \left| \frac{i''_{as}}{i''_{bs}} \right| \quad (29)$$

셋째로, 앞의 두 단계에서 측정한 전류센서부의 오프셋 전압에 기인하는 오차값과 변환이득의 비를 이용하여 실시간으



(a) 오프셋 전압에 기인하는 전류오차의 측정



(b) 변환이득비의 측정

그림 4. 인버터의 전류측정 오차 보상

Fig. 4 Compensation of current-sensing error in inverter system

로 전류측정을 실시할 때마다 오차를 보상하면서 전동기의 제어프로그램을 수행함으로써 토크리플을 제거한다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 인버터로 구동되는 영구자석형 동기전동기 제어시스템에서 전류센서, 전압증폭회로, A/D 변환기 등의 오차로 인하여 발생하는 토크리플을 분석하고 이를 제거할 수 있는 방법을 제안하였다. 이와 같은 전류측정부의 오차가 토크리플을 야기하는 원인은 2가지로 나눌 수 있는데, 하나는 전류측정부의 오프셋 전압이고 나머지 또 하나는 변환이득의 오차이다. 오프셋 전압에 의한 전동기의 토크리플은 이 오프셋 값을 전동기 제어프로그램에서 미리 측정하여 보상함으로써 제거할 수 있으며, 변환이득의 오차에 의한 토크리플은 이 변환이득을 알 수 없다고 하더라도 이들 변환이득의 비는 제어프로그램에서 미리 측정하여 알 수 있으므로 이 비가 1이 되도록 보상함으로써 제거할 수 있다.

제안된 방법을 2.2[kW]의 비돌극 영구자석형 동기전동기에 적용하였을 경우에 대하여 디지털 시뮬레이션을 수행하였으며, 그 결과 두 가지의 원인에 의한 전동기의 토크리플이 모두 완전히 제거되는 것을 확인하였다. 제안된 방법은 비돌극형뿐만 아니라 돌극형 동기전동기에도 마찬가지로 적용되며, 이를 확장하면 유도전동기에도 적용할 수 있을 것으로 사료된다. 제안된 방법을 속도제어나 위치제어와 같은 서보운전용 인버터 시스템에 적용한다면 제어정밀도를 향상하는데 크게 기여할 수 있을 것으로 기대된다.

이 연구는 단국대학교 대학연구비의 지원으로 연구되었음.

### 참고문헌

[1] P. Pillay and R. Krishnan, "Modelling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part I : The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-25, No. 2, pp. 265~273, Mar./Apr. 1989.

[2] Peter Vas, Electrical Machines and Drives, A Space-Vector Theory Approach, Oxford University Press, New York, pp. 723~726, 1992.  
 [3] 윤덕용, "공간전압벡터 PWM 기법을 이용한 영구자석형 동기전동기의 속도제어", 단국대학교 공학박사학위논문, 1995.  
 [4] S. C. Hong, D. Y. Yoon, and E. Y. Won, "Torque Ripple Reduction in Synchronous Motor Systems Driven by an Inverter", Proceedings of ICEE '96, Beijing, pp. 859~863, 1996.

### 〈저 자 소 개〉



#### 윤덕용(尹德鏞)

1958년 5월 19일생. 1981년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 단국대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1982년~1984년 삼성전자(주) 종합연구소 주임연구원. 1984년~1985년 한독(주) 컴퓨터기술연구소 과장대리. 1985년~현재 천안공업대학 제어계측과 교수.



#### 홍순찬(洪淳瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1975년~1978년 해군사관학교 교수부 전기공학과 전임강사. 1978년~현재 단국대 공대 전기공학과 교수. 1986년~1987년 미국 텍사스 A&M 대학교 방문교수. 현재 당 학회 부회장.