

# 유도전동기용 벡터제어 인버터에서 전류측정 오차의 실시간 보상 방법

김지훈<sup>1</sup>, 윤덕용<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>공주대학교 대학원 전기전자제어공학과

## Real-Time Compensation Method of Current Measurement Error in Vector-Controlled Inverter for Induction Motor

Ji-Hoon Kim<sup>1</sup> and Duck-Yong Yoon<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Department of Electrical, Electronic and Control Engineering, Graduate School of Kongju National University

**요 약** 본 논문에서는 유도전동기 벡터제어 인버터에서 상전류를 검출할 때 발생하는 측정 오차를 실시간으로 보상하는 방법을 제안한다. 전류측정에 오프셋 오차와 변환이득 오차가 포함될 경우의 3상 유도전동기 토크 방정식을 유도하여 이러한 측정 오차들이 전동기의 토크 리플을 유발하는 것을 보였으며, 이러한 토크 리플을 제거할 수 있는 방법을 제시하였다. 특히, 본 논문에서는 전동기의 운전 상태에서 실시간으로 변환이득 오차에 의한 토크 리플을 제거하는 방법을 제안하였다. 이를 200[W]급 3상 유도전동기의 벡터제어 인버터에 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 수행함으로써 제안된 방법의 유효성을 검증하였으며, 그 결과 전류측정에서 변환이득 오차가 있더라도 전동기의 토크가 상당히 제거되는 것을 확인하였다.

**Abstract** This paper proposes a novel method to compensate for the measurement errors in detecting phase currents for vector-controlled inverter in real-time. The output torque equations for 3-phase induction motor are derived in terms of offset error and transducing gain error in current measurement circuits, and the equations shows that motor output torque has many ripples due to current measurement errors. Especially, if the proposed method is applied to vector-controlled inverter, the torque ripple by transducing gain error can be reduced in real-time at running state of motor. To verify the proposed method, it was applied to vector-controlled inverter for 3-phase induction motor of 200[W] and computer simulation and experimentation were carried out.

**Key Words** : Current Measurement Error, Induction Motor, Torque Ripple, Vector-Controlled Inverter

### 1. 서론

3상 유도전동기의 속도제어를 위해서는 순시 토크제어가 필요하며, 이와 같이 토크를 제어하려면 실시간으로 전동기의 입력전류를 측정해야 한다[1]. 전통적으로 전동기의 입력전류는 2개의 홀 전류센서를 사용하여 측정하고 나머지 1상의 전류는 이로부터 계산하여 사용한다. 대부분 전류센서의 아날로그 출력신호는 증폭회로를 사용하여 증폭하고, 이를 A/D 컨버터를 사용하여 디지털 값

으로 변환하는데 이러한 처리 과정에서 오프셋 오차 또는 변환이득 오차를 포함할 수 있으며, 이 오차들은 전동기의 토크 리플을 야기한다. 이러한 전류측정 오차에 의한 전동기의 토크 리플을 제거하기 위한 여러 가지 방법이 제안되었으나[2], 이것은 시스템을 기동할 때에 측정된 값을 기준으로 적용하므로 운전 중에 동작 환경이 달라지면 오차문제를 정확하게 해결하기 어렵다. 본 논문에서는 전류측정 오차에 의한 영향을 수학적으로 해석하고, 이러한 오차를 실시간으로 보상하는 새로운 방법을 제안

\*Corresponding Author : Duck-Yong Yoon(Kongju National Univ.)

Tel: +82-41-521-9165 email: yoon3m@kongju.ac.kr

Received October 21, 2013

Revised December 6, 2013

Accepted March 6, 2014

한다.

## 2. 전류측정 오차 분석

### 2.1 오프셋 오차에 의한 영향 및 보상 방법

전류센서에 의하여 측정된 전류  $i'_{as}$ ,  $i'_{bs}$ 는 유도전동기에 흐르는 실제전류  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ 에 전류측정 과정에서 포함된 오프셋 전압에 의한 전류오차  $I_{as}$ ,  $I_{bs}$ 가 합해진 것으로 간주하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i'_{as} = i_{as} + I_{as} \quad (1)$$

$$i'_{bs} = i_{bs} + I_{bs} \quad (2)$$

식 (1)과 (2)를 3상 고정좌표계와 동기회전좌표계의 변환식에 대입하면, 실제  $d$ ,  $q$ 축 전류와 오프셋 오차가 포함된  $d$ ,  $q$ 축 전류의 관계는 다음과 같이 된다.

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

$$i_{qs} = i'_{qs} + I_{as} \sin \theta - \frac{1}{\sqrt{3}}(I_{as} + 2I_{bs}) \cos \theta \quad (4)$$

3상 유도전동기의 발생 토크를 동기회전좌표계로 변환된  $d$ ,  $q$ 축 전류로 표현하면 다음과 같다.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (5)$$

그러나, 전류측정 오차를 포함하는 경우에는 토크가 식 (5)에 식 (3)과 (4)를 적용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} T' &= \frac{3PL_m^2}{4L_r} \left\{ i'_{ds} i'_{qs} - AB \sin(\theta + \varphi + \alpha) + A^2 \frac{\sin[2(\theta + \varphi)]}{2} \right\} \\ &= \frac{3PL_m^2}{4L_r} \left\{ i_{ds} i_{qs} + (i'_{ds} i'_{qs} - i_{ds} i_{qs}) - AB \sin(\theta + \varphi + \alpha) \right. \\ &\quad \left. + A^2 \frac{\sin[2(\theta + \varphi)]}{2} \right\} \\ &= T + T_{(-)} + T_{(-)} + T_{(\approx)} \end{aligned} \quad (6)$$

단, 여기서  $A$ ,  $B$ 는 토크식을 간단하게 정리하기 위하여 다음과 같이 도입된 상수이다.

$$I_{as} = A \sin \varphi \quad (7)$$

$$\frac{1}{\sqrt{3}}(I_{as} + 2I_{bs}) = A \cos \varphi \quad (8)$$

$$A = \sqrt{I_{as}^2 + \left[ \frac{1}{\sqrt{3}}(I_{as} + 2I_{bs}) \right]^2} \quad (9)$$

$$i'_{ds} = B \sin \alpha \quad (10)$$

$$i'_{qs} = B \cos \alpha \quad (11)$$

$$B = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (12)$$

식 (6)에서 보듯이 인버터의 전류측정에 오프셋 오차가 포함되는 경우의 전동기 발생 토크는 전류측정 오차가 없을 경우의 토크  $T$ 에 직류성분의 오차토크  $T_{(-)}$ , 전원 주파수와 같은 리플이 있는 오차 토크  $T_{(-)}$  및 전원 주파수의 2배 리플이 있는 오차 토크  $T_{(\approx)}$ 가 모두 합해진 형태로 표현된다. 여기서, 이와 같은 토크 리플을 제거하기 위해서는 전통적으로 시스템을 기동하기 전에 인버터가 정지된 상태에서 전동기의 상전류를 측정하여 이를 오프셋 오차로 간주하고 저장하여 두었다가, 전동기를 운전할 때 전류측정 주기마다 이를 가지고 보상하는 방법을 사용하였다[2].

### 2.2 변환이득 오차에 의한 영향 및 보상 방법

변환이득 오차를 포함하여 측정된 상전류  $i''_{as}$ ,  $i''_{bs}$ 를  $a$ ,  $b$ 상의 변환이득  $G_a$ ,  $G_b$ 와 실제전류  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$ 에 대한 관계식으로 표현하면 다음과 같다.

$$i''_{as} = G_a i_{as} \quad (13)$$

$$i''_{bs} = G_b i_{bs} \quad (14)$$

위의 식 (13) 및 (14)를 3상 고정좌표계와 동기회전좌표계의 변환 관계식에 대입하면 실제  $d$ ,  $q$ 축 전류와 변환이득에 의한 전류오차가 포함된  $d$ ,  $q$ 축 전류의 관계식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_{ds} = \frac{i''_{ds}}{G_a} + \frac{2}{\sqrt{3}} \left( 1 - \frac{G_b}{G_a} \right) i_{bs} \sin \theta \quad (15)$$

$$i_{qs} = \frac{i''_{qs}}{G_a} + \frac{2}{\sqrt{3}} \left( 1 - \frac{G_b}{G_a} \right) i_{bs} \cos \theta \quad (16)$$

이를 전동기의 발생 토크식에 대입하면 변환이득 오차

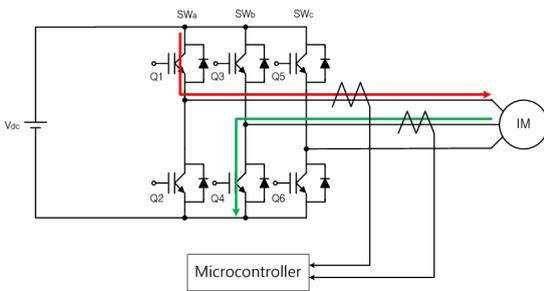
를 포함하는 경우의 토크는 다음과 같이 표현된다.

$$T'' = \frac{3PL_m^2}{4L_r} \left[ \frac{i''_{ds}}{G_a} + \frac{2}{\sqrt{3}} \left( 1 - \frac{G_b}{G_a} \right) i_{bs} \sin\theta \right] \left[ \frac{i''_{qs}}{G_a} + \frac{2}{\sqrt{3}} \left( 1 - \frac{G_b}{G_a} \right) i_{bs} \cos\theta \right] \quad (17)$$

이 경우에도 전동기의 토크는 전류측정 오차가 없을 경우의 토크에 직류성분의 오차토크 및 리플 성분의 오차토크가 합해진 형태로 된다.

여기서, 변환이득  $G_a$ 와  $G_b$ 는 1이 되는 것이 바람직하지만, 이 값이 1이 아니더라도 서로 같아지도록 제한한다면 변환이득의 비  $G_b/G_a$ 가 1로 되므로 전동기의 발생 토크는 리플 성분이 제거되어 다음과 같이 된다.

$$T'' = \frac{3PL_m^2 i''_{ds} i''_{qs}}{4L_r G_a^2} \quad (18)$$



[Fig. 1] Classical method for measurement of transducing gain.

Fig. 1과 같은 인버터 회로에서  $a$ 상의 위쪽 스위치와  $b$ 상의 아래쪽 스위치를 동시에 턴온하여 전동기에 직류 전류를 흘리면 2개의 홀 전류센서에서 측정된 상전류는 크기가 같고, 방향은 서로 반대로 되어야 한다[2]. 이것을 다음과 같은 관계식으로 표현할 수 있다.

$$i_{as} = -i_{bs} \quad (19)$$

위의 식 (19)를 식 (13), (14)에 적용하면 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$i_{as} = \frac{i''_{as}}{G_a} = -\frac{i''_{bs}}{G_b} = -i_{bs} \quad (20)$$

이로부터 다음과 같은 변환이득의 비를 구할 수 있다.

$$\frac{G_b}{G_a} = \left| \frac{i''_{bs}}{i''_{as}} \right| \quad (21)$$

이상의 결과들로부터 각 상의 전류를 측정할 때 변환이득의 비  $G_b/G_a$ 를 보상하면  $a$ 상과  $b$ 상의 변환이득이 같게 되어 토크 리플이 완전히 제거된다. 그러나, 이러한 종래의 보상 방법은 인버터를 기동하기 전에 측정된 변환이득의 비를 사용하므로 운전 중에 온도변화 등으로 인하여 각 전류센서의 변환이득이 변동되는 경우에는 오차문제를 정확히 해결하지 못하는 단점을 가지고 있다.

### 3. 변환이득 오차의 실시간 보상

#### 3.1 새로운 실시간 변환이득 보상 방법

제한된 변환이득 보상 방법은 각 상의 전류측정 회로에서 변환이득이 같아지도록 하기 위하여 측정전류 중 어느 한 상의 전류를 기준으로 다른 상의 전류를 보상하는 방법인데, 본 논문에서는  $a$ 상 전류를 기준으로 하여  $b$ 상 전류를 보상하는 방법을 사용하였다.

실제전류  $i_{as}$ 와  $i_{bs}$ 의 최대값을  $I_{am}$ ,  $I_{bm}$ 이라고 하면 측정전류  $i''_{as}$ ,  $i''_{bs}$ 는 다음과 같은 식으로 표현된다. 여기서,  $\theta_a$ 는  $a$ 상 전류의 위상이다.

$$i''_{as} = G_a I_{am} \sin\theta_a \quad (22)$$

$$i''_{bs} = G_b I_{bm} \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (23)$$

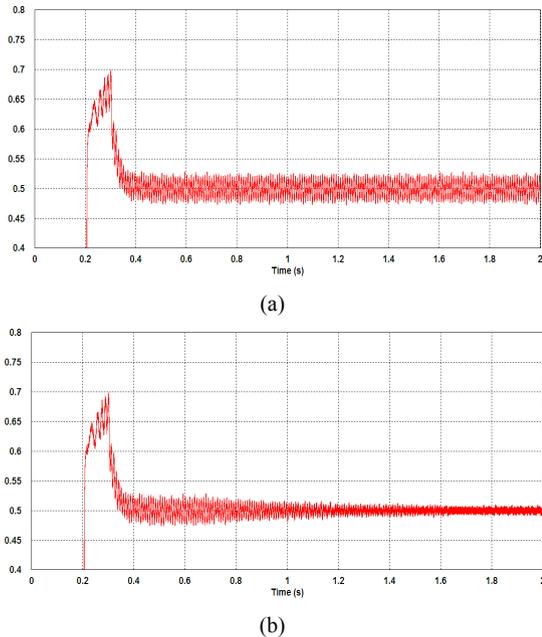
전동기를 정상상태로 운전할 때  $I_{am} = I_{bm} = I_m$ 의 관계를 만족하므로 위 식을  $G_a I_m$ ,  $G_b I_m$ 에 관한 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$G_a I_m = \frac{i''_{as}}{\sin\theta_a} \quad (24)$$

$$G_b I_m = \frac{i''_{bs}}{\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right)} \quad (25)$$

위의 식 (24)와 (25)에서 우변의 분자는 각각  $a$ 상 및  $b$ 상의 측정전류이며, 분모는 3상 PLL (Phase Locked



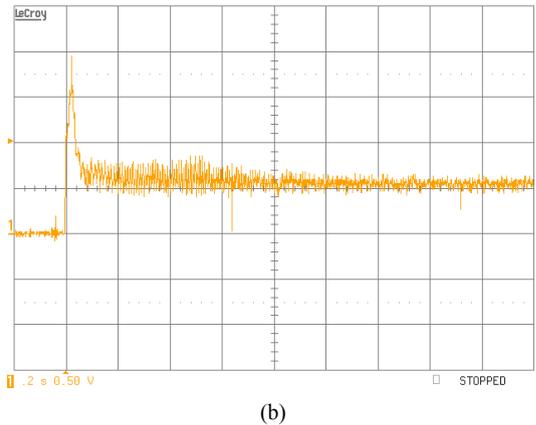
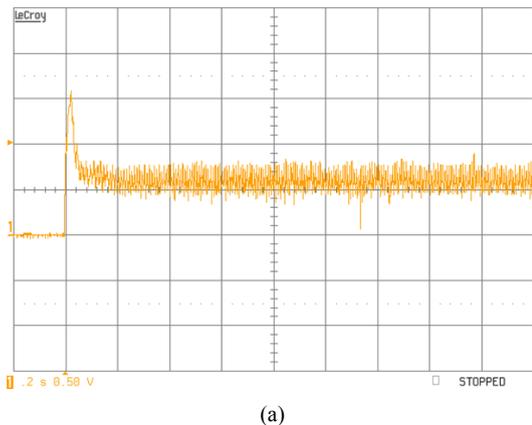


[Fig. 4] Computer simulation results of the proposed real-time compensation method.  
(a) without compensation (b) with compensation

### 3.3 실험 결과

제안된 실시간 보상제어 알고리즘을 200[W]급의 3상 유도전동기 벡터제어 인버터에 적용하여 실험하였다. 모든 운전 조건은 시뮬레이션에서와 동일하게 하였고, 전동기의 발생 토크는 직접 측정하기 어려우므로 인버터의 컨트롤러에서 계산한 값을 D/A 컨버터로 출력하여 관측하였다.

Fig. 5의 실험 결과 파형에서 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 제안된 변환이득 보상 방법을 적용한 이후에는 토크 리플이 점차 감소하는 것을 확인할 수 있다.



[Fig. 5] Experimental results of the proposed real-time compensation method.  
(a) without compensation (b) with compensation

## 4. 결론

유도전동기 벡터제어 인버터에서 상전류를 측정할 때 오프셋 오차와 변환이득 오차가 포함될 수 있는데, 이러한 측정 오차는 벡터제어가 수행될 때 전동기의 토크 리플을 발생한다. 종래에는 인버터를 기동할 때 측정값을 가지고 이러한 오차를 보상하는 방법을 적용하였으므로 운전 중에 온도 변화 등에 의하여 전류측정 회로의 특성이 달라지면 보상이 정확하게 수행되지 못하는 단점이 있었다. 본 논문에서는 특히 변환이득 오차에 의한 유도전동기의 토크 리플을 저감하기 위하여 인버터의 운전 중에 실시간으로 오차를 보상하는 방법을 제안하였다.

제안된 변환이득 보상 방법의 유효성을 검증하기 위하여 이를 200[W]급의 3상 유도전동기 벡터제어 인버터에 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 실시하였으며, 그 결과 보상 알고리즘이 적용된 시점부터 전동기의 토크 리플이 뚜렷하게 감소하는 것을 확인하였다.

본 논문에서 제안한 실시간 오차 보상 방법은 이와 같이 기존의 방법에 비하여 벡터제어 인버터의 운전조건이나 환경 변화에 대하여 더욱 정확하게 오차를 보상하여 전동기의 토크 리플을 제거할 수 있다. 그러나, 이러한 과정에서 디지털 PLL이나 PI 제어 알고리즘이 사용되므로 유도전동기 벡터 제어의 속응성이나 안정성을 떨어뜨릴 수 있으므로 이에 관한 후속 연구가 필요할 것으로 사료된다.

## References

- [1] Duck-Yong Yoon, Soon-Chan Hong, "Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Space Voltage Vector PWM", Journal of KIEE, Vol. 43, No. 7, pp. 1112~1120, 1994.
- [2] Duck-Yong Yoon, Soon-Chan Hong, "Reduction of Torque Ripple due to Current-Sensing Errors in Inverter-Fed AC Motor Systems", Journal of KIPE, Vol. 3, No. 4, pp. 280~286, 1998.
- [3] A.Timbus, M.Liserre, R.Teodorescu, F.Blaabjerg, "Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems - An Overview and Evaluation", IEEE 36th PESC '05, pp. 2474~2481, 2005.  
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/PESC.2005.1581980>

---

### 김 지 훈(Ji-Hoon Kim)

[정회원]



- 2008년 2월 : 충남대학교 전기공학과 졸업
- 2012년 3월 ~ 현재 : 공주대학교 대학원 전기전자제어공학과 석사과정
- 2012년 12월 ~ 현재 : LG화학 기술연구원 BMS 선행 개발팀 근무

<관심분야>

3상 유도전동기 벡터제어, BMS 시스템

---

### 윤 덕 용(Duck-Yong Yoon)

[정회원]



- 1983년 2월 : 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사)
- 1995년 2월 : 단국대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사)
- 1982년 12월 ~ 1984년 5월 : 삼성전자 종합연구소 주임연구원
- 1985년 3월 ~ 현재 : 공주대학교 전기전자제어공학부 교수

<관심분야>

전동기 서보제어, 마이크로프로세서 응용 설계