

교류 전동기의 전류 측정 오차 보정 방식

이준환, 이광운, 이상택, 이원경
삼성전자 가전연구소

The Compensation Method of Current Measurement Error in AC Machine

LEE Joon-Hwan, LEE Kwang-Woon, LEE Sang-Taek, LEE Won-Kyoung
Samsung Electronics Living Appliances R&D Center

ABSTRACT

교류전동기의 벡터제어 구동 시스템에서 상전류 측정 오차는 토크 및 속도 제어 성능에 직접적인 영향을 주는 요소로서, 맥동 없는 토크 및 속도 제어를 위해서는 상전류의 정확한 측정이 필요하다. 상전류 측정 오차는 오프셋(Offset) 변동에 의한 오차와 스케일(Scale) 차이에 의한 오차로 분류할 수 있으며, 각각의 오차 성분은 고정자 전기 주파수의 1배 및 2배에 해당하는 토크 맥동을 야기 한다.

본 논문에서는 교류전동기 벡터제어 구동 시스템에서 상전류 측정 오차에 의한 토크 맥동을 저감시킬 수 있는 새로운 알고리즘을 제시하며, 시뮬레이션 및 실험을 통해 제안된 방식의 타당성을 입증한다.

1. 서 론

교류전동기 벡터제어 구동 시스템에서 상전류 측정의 정확성은 구동 시스템의 제어 성능에 큰 영향을 미친다. 상전류 측정에는 Hall Sensor, Shunt 저항 등이 사용되며, 이러한 측정 소자들은 소자의 비선형성, 온도에 따른 오프셋 변화, A/D 변환기의 양자화 오차 등으로 인해 원치 않는 측정 오차를 동반하게 된다. 교류전동기 벡터제어 구동 시스템에서 전류 측정 오차는 토크 맥동을 야기하여 구동 시스템의 진동 및 소음을 증가시키는 원인이 된다.^[1-4]

상전류 측정 오차는 상전류 검출부의 오프셋 변동에 의한 오프셋 오차와 상전류 검출부의 스케일 차이에 의한 스케일 오차로 분류할 수 있다. 오프셋 오차는 고정자 전기 주파수의 1배, 스케일 오차는 고정자 전기 주파수의 2배에 해당하는 토크 맥동을 발생시킨다.^[1] 전동기 속도의 스펙트럼 분석을 통해 전류 측정 오차 성분을 추출하여 전류 측정부에서 보상하는 방식^[2]은 연산량이 많기 때문에 저가의 마이크로프로세서로 구현하는 데 어려움이 있고, 구동 시스템의 기계적인 파라미터를 필요로

하기 때문에 파라미터 변동에 취약할 수 있다. 전류 제어기의 d축 적분기 출력으로부터 전류 측정 오차를 검출하는 방식^[3]은 다수의 적분기를 필요로 하고 회전자 위치에 따른 각 구간별 적분을 수행하므로 실제 구현시 연산량이 증가하게 된다.

본 논문에서는 교류전동기 벡터제어 구동 시스템에서 전류 측정 오차에 의한 영향을 간단한 연산을 통해 보상할 수 있는 새로운 알고리즘을 제안하고자 한다. 제안된 방식에서는 회전자 동기 좌표계에서 지령 전류와 검출 전류의 차를 정지 좌표계로 변환하여 전류 측정 오차를 직접적으로 검출하여 전류 측정부에서 보상하기 때문에 기존에 제안된 방식들에 비하여 간단하고 구현이 용이한 장점이 있다. 본 논문에서는 Matlab Simulink를 이용한 시뮬레이션을 통하여 제안된 방식의 유효성을 검증하였다. 또한, Simulink의 xPC Toolbox를 이용한 PMSM 구동 시스템을 구성하여 제안된 방식의 효과를 실험을 통하여 입증하였다.

2. 전류 검출 오차

2.1 Offset Current Error^[3]

전류 검출 시 발생하는 Offset 오차 성분은 검출장치의 DC offset, LPF를 통한 DC Offset, 공급 전원의 불평형 등의 원인으로 발생할 수 있다. 또한 저가의 A/D converter, 전류 센서 또는 shunt 저항 등의 온도 drift 또한 Offset성분으로 영향을 미치게 되며, 비교적 저가의 전류 센서는 Open Loop의 출력 방식으로 되어 있어 Op-Amp등의 온도 drift의 영향이 크게 된다. 3상 Y결선 모터인 경우 Offset 오차 성분은 식(1)과 같이 표현되어 질수 있다.

$$\begin{aligned} I_{as_AD} &= I_{as} + \Delta I_{as} \\ I_{bs_AD} &= I_{bs} + \Delta I_{bs} \\ I_{cs_AD} &= -(I_{as_AD} + I_{bs_AD}) \end{aligned} \quad (1)$$

식(1)은 식(2)와 같이 3상 회전좌표계로 실측성분과 오차 성분으로 표현 할 수 있다.

$$\Delta I_{ds_AD}^e = I_{ds}^{e*} + \Delta I_{ds}^e, \quad \Delta I_{qs_AD}^e = I_{qs}^{e*} + \Delta I_{qs}^e \quad (2)$$

전류 제어기의 응답이 충분히 빠르다면 식 (3),(4) 와 같이 d-q축의 오차로 표현할 수 있다.

$$\Delta I_{ds}^e = \Delta I_{as} \cos \theta_e + 1/\sqrt{3} (\Delta I_{as} + 2\Delta I_{bs}) \sin \theta_e \quad (3)$$

$$\Delta I_{qs}^e = -\Delta I_{as} \sin \theta_e + 1/\sqrt{3} (\Delta I_{as} + 2\Delta I_{bs}) \cos \theta_e \quad (4)$$

식(3),(4)와 같이 offset성분에 의한 전류 검출의 오차는 고정자 전류 주파수인 $1f_e$ 성분으로 진동함을 알 수 있다.

2.2 Scale Current Error^[3]

Scale오차 성분은 전류 센서의 non-linearity성분, 센서와 A/D 검출부와의 회로 matching, A/D converter의 양자화 오차 등에 의해 발생할 수 있다. 전류 검출 시 scale오차 성분이 존재하면 식(5)과 같이 표현 할 수 있으며 각각 a, b상의 scale factor K_a, K_b 로 표현 한다.

$$\begin{aligned} I_{as_sclAD} &= -K_a I \sin \theta \\ I_{bs_sclAD} &= -K_b I \sin(\theta - 2\pi/3) \\ I_{cs_sclAD} &= (I_{as_AD} + I_{bs_AD}) \end{aligned} \quad (5)$$

식(5)에서 회전좌표계의 실측성분과 오차 성분으로 표현하면 식(6)과 같이 표현 할 수 있다.

$$\Delta I_{ds_sclAD}^e = I_{ds_scl}^e - I_{ds}^e, \quad \Delta I_{qs_sclAD}^e = I_{qs_scl}^e - I_{qs}^e \quad (6)$$

식(6)을 d-q 오차 성분으로 표현하면 식(7),(8)과 같다.

$$\Delta I_{ds_scl}^e = \frac{(K_b - K_a)I}{2\sqrt{3}} + \frac{(K_b - K_a)I}{\sqrt{3}} \sin(2\theta - \frac{\pi}{6}) \quad (7)$$

$$\Delta I_{qs_scl}^e = -I + \frac{(K_a + K_b)I}{2} + \frac{(K_b - K_a)I}{\sqrt{3}} \sin(2\theta + \frac{\pi}{3}) \quad (8)$$

식(7),(8)과 같이 scale성분에 의한 전류 검출의 오차는 고정자 전류 주파수의 $2f_e$ 성분으로 진동함을 알 수 있다.

3. 검출 오차 보정 방식

3.1 Offset Current Error 보정 방식

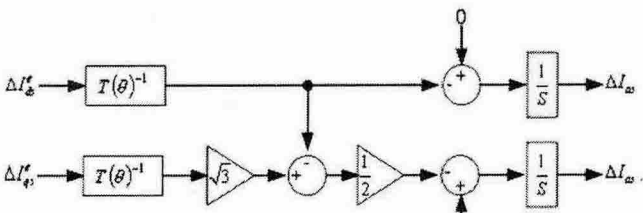


그림 1 Offset 보정 Block 도

Fig. 1 Block Diagram of Offset Compensator

그림 1은 식(3),(4)에 의해 연산되어진 offset 오차를 보정하는 Block도 이다. 식(3),(4)와 같이 얻어진 d-q축의 오차 성분은 고정자 전기 주파수의 1배 성분의 cos과 sin의 향으로 구성 되어져 있으며, 이를 제거하기 위해 정지좌표계로 회전 하면 식(9)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{ds}^s \\ \Delta I_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_{as} \cos \theta_e + 1/\sqrt{3} (\Delta I_{as} + 2\Delta I_{bs}) \sin \theta_e \\ -\Delta I_{as} \sin \theta_e + 1/\sqrt{3} (\Delta I_{as} + 2\Delta I_{bs}) \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (9)$$

식(9)를 정리하면 식(10),(11)과 같이 표현되며, 이는 각 상의 전류 검출 교류 offset성분이 좌표계의 변환에 의해 전류 검출 시 발생하는 직류 offset성분의 값으로만 표현 되어짐을 알 수 있다.

$$\Delta I_{ds}^s = \Delta I_{as} \quad (10)$$

$$\Delta I_{qs}^s = 1/\sqrt{3} (\Delta I_{as} + 2\Delta I_{bs}) \quad (11)$$

3.2 Scale Current Error 보정 방식

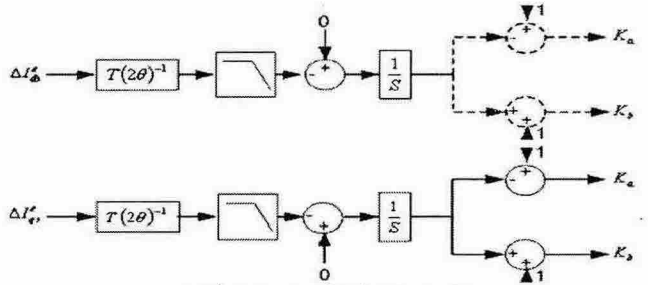


그림 2 Scale 보정 Block 도

Fig. 2 Block Diagram of Scale Compensator

그림 2는 식(7),(8)에 의해 연산되어진 scale 오차를 보정하는 Block도 이다. 식(7),(8)의 오차 성분은 전류 지령 및 Noise 성분 등이 포함되어 있으므로 정확한 $2f_e$ 성분을 추출할 수 없다. $\sin 2\theta_e$ 성분을 이용하면, 90° 의 위상 차이를 가지며 계수의 값은 scale성분의 크기로 표현되어 있으므로, 정지좌표계로 변환하면 식(12)처럼 표현할 수 있게 된다.

$$\begin{bmatrix} \Delta I_{ds}^s \\ \Delta I_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta_e & -\sin 2\theta_e \\ \sin 2\theta_e & \cos 2\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{(K_b - K_a)I}{2\sqrt{3}} + \frac{(K_b - K_a)I}{\sqrt{3}} \sin(2\theta_e - \frac{\pi}{6}) \\ -I + \frac{(K_a + K_b)I}{2} + \frac{(K_b - K_a)I}{\sqrt{3}} \sin(2\theta_e + \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (12)$$

식(12)에서 q축에 대한 성분을 정리하면 식(13)과 같고, LPF를 이용 교류 성분을 제거하고 DC 성분을 각각 scale 오차 보정 값으로 이용하면, scale 오차 성분을 0으로 제어 할 수 있게 된다.

$$\Delta I_{qs}^s = \left(\frac{K_b - K_a}{2}\right) + \left(\frac{K_b - K_a}{2}\right) \cos 2\theta_e - I \cos 2\theta_e \quad (13)$$

4. Simulation 및 실험 결과

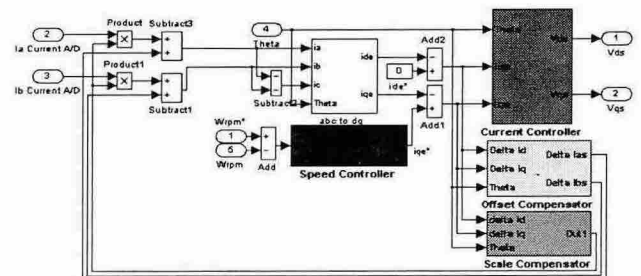


그림 3 제안된 보상기의 Simulation Block

Fig. 3 Simulation Block of the Proposed Compensator

제안된 알고리즘은 그림3과 같으며, MATLAB Simulink를 사용하여 검증 하였다. 제안된 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 offset과 scale오차 성분은 각각

$\Delta I_{ds} = 0.3[A]$, $\Delta I_{bs} = -0.2[A]$, $K_a = 1.1$, $K_b = 0.9$ 로 설정하여 Simulation 및 실험하였다. 그림 4는 Offset 및 Scale오차 성분의 보정 동작의 Simulation결과이다.

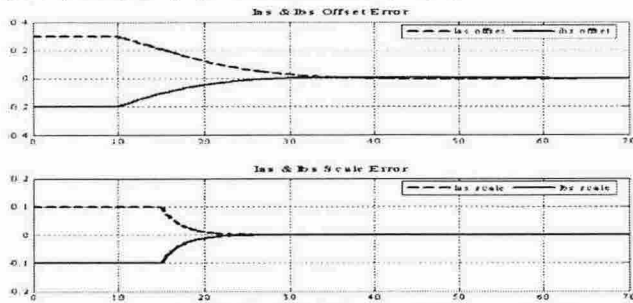


그림 4 보정 동작중의 특성(Offset(상), Scale(하))
Fig. 4 Characteristics of Compensation operation(Offset(Top), Scale(Bottom))

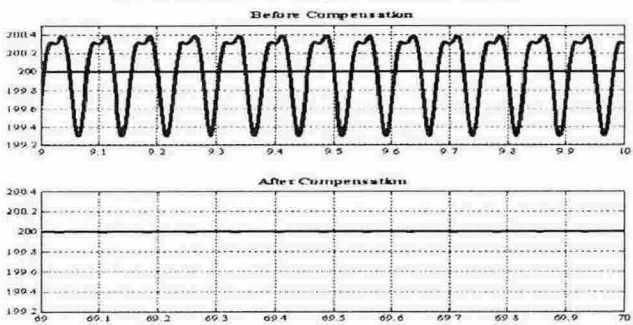


그림 5 보정 전/후의 속도 Ripple(보정 전(상), 후(하))
Fig. 5 Speed Ripple of Before/After Compensation(Before(Top), After(Bottom))

그림 5는 보정전의 속도 ripple과 보정후의 속도 ripple을 보여주고 있으며, 그림 6은 보정 전후의 속도 ripple에 대한 주파수 FFT 분석을 나타내고 있다. 결과와 같이 보정후의 offset 및 scale성분이 사라진 것을 알 수 있다.

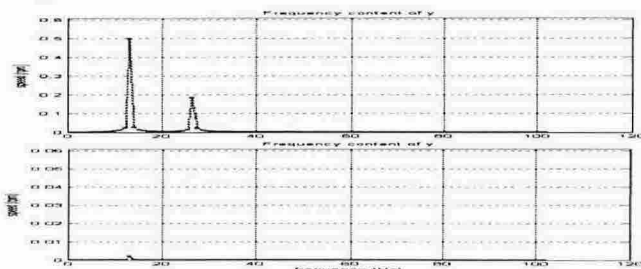


그림 5 속도 FFT Simulation 결과(보정 전(상), 후(하))
Fig. 5 Motor Speed FFT Simulation Analysis (Before(Top), After(Bottom))

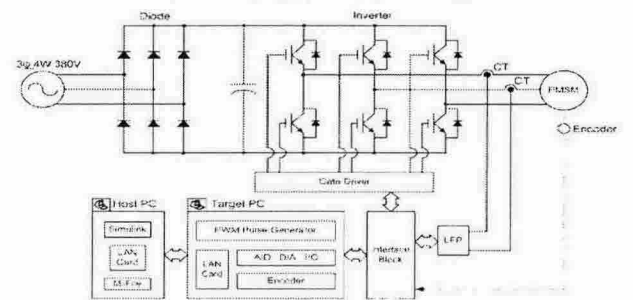


그림 6 실험 구성도
Fig. 6 Configuration of Power circuit and drive

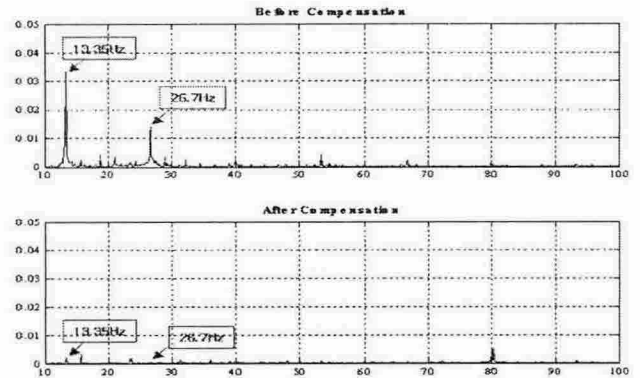


그림 7 속도 FFT 실험 결과(보정 전(상), 후(하))
Fig.7 Speed FFT Experimental Result Analysis (Before(Top), After(Bottom))

그림 6은 알고리즘을 검증하기 위한 실험 구성도이다. 실험은 센서리스 벡터 제어 방식을 사용하였으며 실험에 사용한 전동기는 표1과 같다. xPC Toolbox를 이용한 Real-Time 실험 방식으로 구성 하였으며 속도는 200rpm으로 운전하였다. 그림 7은 실제 속도에 대한 FFT결과이며, simulation과 동일하게 offset 및 scale오차 성분이 감소한 것을 알 수 있다.

표.1 PMSM 전동기 PARAMETER(750W)
Table. 1 PARAMETER OF PMSM

T_e Rate	2.4 Nm	K_T	0.43 Nm/A	L_a	3.2 mH
I_R Rate	6 ARMS	K_E	0.288 V/rad/sec	P	8
R_a	0.43 Ω	J_M	0.000131 [Kg m ²]		

5. 결론

본 논문에서는 교류전동기 벡터제어 구동시스템에서 전류측정에 오차에 의한 토크 맥동을 저감할 수 있는 새로운 알고리즘을 제안하였고, 시뮬레이션 및 실험을 통해 그 타당성을 입증하였다. 본 논문에서 제안한 방식은 d-q축 전류 지령과 검출 전류간의 차이인 Δi_{ds}^e 와 Δi_{qs}^e 값을 회전좌표계에서 정지좌표계로 변환하여 전류 측정 오차 성분을 직접 추출하므로, 기존에 제안된 방법들에 비해 구현이 용이한 장점이 있다.

참고 문헌

- [1] R.B. Sepe and J.H. Lang, "Inverter nonlinearities and discrete-time vector current control", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, pp.62-70, Jan./Feb. 1994.
- [2] D.W. Chung and S.K. Sul, "Analysis and Compensation of Current Measurement Error in Vector-Controlled AC Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 34, No.2, pp.340-345, 1998.
- [3] H.S. Jung, J.M. Kim, C.U. Kim, C. Choi and T.U. Jung, "Diminution of Current Measurement Error in Vector Controlled AC Motor Drives", JPE Trans. vol.5, No.2, pp.151-159, Apr. 2005.
- [4] J.W. Choi, S.S. Lee, S.Y. Yu and S.J. Jang, "Novel Periodic Torque Ripple Compensation Scheme in Vector Controlled AC Motor Drives", IEEE APEC Conf., vol.1, pp.81-85, 1998.