

저속영역에서 교류전동기의 정확한 자속추정을 위한 전류측정오차 보상

趙慶來*, 石줄기†

Correction on Current Measurement Errors for Accurate Flux Estimation of AC Drives at Low Stator Frequency

Kyung-Rae Cho, Jul-Ki Seok

요 약

본 논문은 1-Hz의 낮은 고정자 전류 주파수에서도 동작하는 순수적분 기반의 자속추정을 위한 온라인 전류측정 오차 보상방법을 제안한다. 오프셋 전류와 변환이득오차에 의한 역상분 전류 성분은 상태관측기를 이용하여 제거하고, 동시에 변환이득오차에 의한 역상분 전류는 동기좌표계에서 영구자석에 의하여 발생된 q축 자속을 기준모델에 의한 값과 추정된 자속에 의한 값 사이의 차이에 의하여 보상한다. 이 보상기는 PI제어기를 이용하여 두 값 사이의 오차가 0이 되도록 제어한다. 또한 적분기 초기값 오차 및 관측기의 전동기 상수 오차에 의한 잔여오차 보상방법도 제안하였다. 타당성을 입증하기 위하여 1.1-kW 영구자석형 동기전동기(PMSM)에 제안된 보상 방법을 구현하여 다양한 실험을 수행하였다.

ABSTRACT

This paper presents an on-line correction method of current measurement errors for a pure-integration-based flux estimation down to 1-Hz stator frequency. An observer-based approach is taken as one possible solution of eliminating the dc offset and the negative sequence component of unbalanced gains in the synchronous coordinate. At the same time, the positive sequence component estimation is performed by creating an error signal between a motor model reference and an estimated q-axis rotor flux established by a permanent magnet (PM) in the synchronous coordinate. The compensator utilizes a PI controller that controls the error signal to zero. The proposed technique further contains a residual error compensator to completely eliminate miscellaneous disturbances in the estimated flux. The developed algorithm has been implemented on a 1.1-kW permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive to confirm the effectiveness of the proposed scheme.

Key Words : Current measurement errors, Flux estimation, Pure-integration, Offset errors, Scaling errors

1. 서 론

현대의 교류전동기 구동에 있어서 정확한 자속의 추정은 속도 전 영역에서 원활한 운전을 가능케 하며, 특히 저속영역에서는 시스템의 안정성을 보장하기 위해 매우 중요하다^[1-3]. 자속기준제어나 직접토크제어(DTC)에서 자속을 추정하기 위한 가장 손쉬운 방법은 고정자 모델을 이용하여 단자전압을 적분하는 것이다^[4-6]. 그러나 이 방법은 실제 구현할 경우 전류측정 시

†교신저자 : 정회원, 영남대 전기공학과 조교수
E-mail : dojk@ynu.ac.kr

*정회원, 영남대 대학원 전기공학과 박사과정
접수일자 : 2006. 12. 5 1차 심사 : 2007. 1. 12
심사완료 : 2007. 1. 19

자연적으로 존재하는 오프셋 전류 같은 작은 전류측정 오차에도 적분기가 포화될 수 있다^[2]. 이 문제를 해결하기 위해 최근 순수적분 대신에 고정 또는 가변 차단 주파수를 가지는 저역통과필터(LPF)를 이용하는 방법이 제안되기도 하였으나^[3], 차단주파수 이하의 극 저속에서는 순수적분과의 크기 및 위상오차로 인하여 자속 추정오차가 발생하는 문제는 여전히 남아있다.

고정자 전압모델을 이용하여 자속을 추정하는 방법에 있어서 또 하나 중요한 점은 인버터의 비선형성과 고정자 저항 오차의 보상이다. 인버터는 스위칭 소자의 비선형성 및 영 전류 클램프(Zero-current clamp) 등의 여러 가지 비선형성이 존재하며 이와 관련하여 수학적 모델링 및 룩업테이블(Look-up table) 등의 방법으로 인버터의 비선형성을 보상할 수 있다^[7-8]. 또한 고정자 저항은 고정자에 온도 센서를 부착하거나^[9], 온라인 고정자 저항 추정기^[10-11]를 이용하여 실시간으로 정확한 값을 추정할 수 있다. 이렇듯 인버터의 비선형성 및 고정자 저항 추정 분야에서는 활발한 연구가 진행되고 있는데 비해 전류측정오차 문제^[12-15]에 대한 연구는 아직도 미미하다. 전류측정오차는 고정자 전압모델을 이용하여 자속을 추정할 때 추정된 자속을 발산하게 만드는 중요한 요소일 뿐만 아니라, 정확한 전류의 측정은 전류 데이터를 이용하여 회전자 위치를 추정하는 센서리스 제어에 있어서 매우 중요하다. 부정확한 전류 데이터는 센서리스 운전을 불안정하게 만들 수 있으며, 특히 고정자 전류 주파수가 0에 가까워짐에 따라 그 영향은 심각해진다.

부정확한 전류측정 데이터의 주요한 원인은 오프셋 전류와 변환이득오차이다. 이 전류측정오차는 전동기 토크 및 속도에 고정자 전류 주파수의 1배와 2배의 리플을 야기 시킨다. 몇몇 논문들이 이 리플을 보상하여 성공적인 연구 결과를 발표하였다^[12-13]. 그러나 첫 번째 논문^[12]에서 제안된 방법의 보상은 정확한 기계적 상수를 요구하며, 그렇지 않을 경우 제안된 보상이 불안정해질 수 있다. 두 번째 논문^[13]에서는 속도에 주기적인 리플을 제거하기 위하여 d축 전류제어기의 적분 출력을 이용하였다. 그러나 이 방법은 전류제어기에서 전향 보상은 역기전력이 정확해야만 보상의 성능을 기대할 수 있으며, 보상의 수렴속도 또한 느린 단점이 있다.

게다가 위의 두 방법은 주기적인 리플의 제거에 주안점을 두었기 때문에 전류측정오차 중 오프셋 전류 및 변환이득오차에 의한 역상분 전류만 보상하였다. 따라서 동기좌표계에서 DC성분으로 나타나는 변환이

득오차에 의한 정상분 전류는 여전히 전류측정 시스템에 남아있게 된다. 이 변환이득오차에 의한 정상분 전류는 자속추정 시에 크기 및 위상오차를 유발하여 센서리스 제어나 DTC운전의 성능을 심각하게 악화시킨다.

본 논문은 수-Hertz의 고정자 전류 주파수에서 정확한 자속추정을 위한 온라인 전류측정오차 보상방법을 제안한다. 제안된 방법은 상태관측기를 이용하여 동기좌표계에서 $\omega+2\omega$ 의 리플성분을 추정하여 오프셋 전류 및 변환이득오차의 역상분 전류를 보상할 수 있다.

변환이득오차에 의한 정상분 전류는 영구자석에 의해 발생된 q축 자속을 기준모델 의한 값과 고정자 전압모델을 순수적분하여 추정된 값 사이의 오차를 PI제어기를 이용하여 0으로 제어함으로써 보상할 수 있다. 고정자 저항 오차는 고정자 전압모델을 이용하여 단자 전압을 적분할 때 또 다른 정상분 오차 성분으로 나타나기 때문에 PI제어기를 이용하여 정상분 오차 성분을 보상하면 자연적으로 같이 보상된다. 제안된 방법의 타당성을 입증하기 위하여 1.1-kW 영구자석형 동기전동기(PMSM)을 이용하여 다양한 실험을 수행하였다.

2. 전류측정오차의 효과

교류전동기에서 전류측정오차의 효과는 기존의 논문들^[11-12]에 의해 거의 완벽하게 해석되었다. 본 논문에서는 전류측정오차의 효과를 자속추정의 정확성에 주안점을 두어 해석하였다.

2.1 오프셋 전류의 효과

오프셋 전류는 전류 센서에 존재하는 오차 및 측정 회로 아날로그 소자들의 오프셋에 의해 발생한다. 작은 오프셋 전류라 하더라도 순수적분을 할 경우에는 발산할 수 있다. 오프셋 전류가 존재할 때 동기좌표계의 d, q축 전류는 다음과 같다.

$$i_{ds}^e = i_{ds}^c + \Delta I_{as} \cos\theta + \frac{1}{\sqrt{3}} (\Delta I_{as} + 2\Delta I_{bs}) \sin\theta \quad (1)$$

$$i_{qs}^e = i_{qs}^c - \Delta I_{as} \sin\theta + \frac{1}{\sqrt{3}} (\Delta I_{as} + 2\Delta I_{bs}) \cos\theta \quad (2)$$

여기서, i_{ds}^e 와 i_{qs}^e 는 실제 d, q축 전동기 전류, ΔI_{as} 와 ΔI_{bs} 는 A상과 B상 오프셋 전류, θ 는 전기각을 각각 나타낸다.

2.2 변환이득오차의 효과

변환이득오차는 전류 센서의 비선형성 및 부정확성, 전류추정회로 아날로그 소자의 비선형성, 수동소자의 부정확성 및 A/D 컨버터의 양자화 오차에 의해 발생한다.

만약 A상과 B상에 변환이득오차가 존재한다면, 측정된 상전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{as_AD} &= k_a i_{as} = I \cos(\theta - \varphi) \\ i_{bs_AD} &= k_b i_{bs} = I \cos\left(\theta - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서, $\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{i_{qs_AD}^e}{i_{ds_AD}^e}\right)$, k_a 와 k_b 는 각각 A상과 B상의 변환이득을 나타낸다.

이때 변환이득오차에 의한 동기좌표계 d, q축 전류 추정오차는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \Delta i_{ds}^e &= G_a i_{ds_AD}^e + \frac{1}{\sqrt{3}} I(G_a - G_b) \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{3}} I(G_a - G_b) \cos\left(2\theta - \frac{\pi}{6} - \varphi\right) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_{qs}^e &= G_b i_{qs_AD}^e + \frac{1}{\sqrt{3}} I(G_a - G_b) \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{3}\right) \\ &\quad + \frac{1}{\sqrt{3}} I(G_a - G_b) \cos\left(2\theta + \frac{\pi}{3} + \varphi\right) \end{aligned} \quad (5)$$

여기서,

$$\begin{aligned} G_a &= 1 - \frac{1}{k_a} \\ G_b &= 1 - \frac{1}{k_b} \end{aligned} \quad (6)$$

식(4)와 (5)로부터 오차 성분은 DC성분과 동기주파수의 2배의 리플성분으로 구성되어있음을 알 수 있다. 동기주파수의 2배의 리플성분은 전동기에 역상분 전류이며, 이 역상분 전류가 완벽하게 보상된다면 식 (4)와 (5)에서 $k_a = k_b = k$ 가 되는 것을 의미한다. 그러나 역상분 전류가 완벽하게 보상되더라도 변환이득오차에 의해 발생하는 정상분 전류는 여전히 존재하기 때문에 실제 전류와 측정 전류와의 차이로 인하여 자속추정시 추정오차를 유발한다.

3. 제안된 추정 및 보상 방법

3.1 오프셋 전류 및 변환이득오차에 의한 역상분 전류 보상

리플성분을 고려한 전동기의 전압모델은 다음과 같다.

$$i_{s_AD}^e = \frac{v_s^e}{L_s s + R_s} + I_{off} \cos(\theta - \delta_{off}) + I_{neg} \cos(2\theta - \delta_{neg}) \quad (7)$$

여기서, $i_{s_AD}^e$ 와 v_s^e 는 동기좌표계에서 제어되는 전동기 전류 및 전압 지령, R_s 와 L_s 는 고정자 저항 및 인덕턴스를 각각 나타낸다. I_{off} 와 I_{neg} 는 오프셋 전류와 변환이득오차에 의한 역상분 전류, δ_{off} 와 δ_{neg} 는 임의의 위상각을 각각 의미한다.

오프셋 전류와 변환이득오차에 의한 역상분 전류는 상태관측기를 설계하여 리플성분을 추정하고 피드포워드 전류제어기에 피드백 되는 측정전류에 주입하여 보상할 수 있다. 상태관측기를 설계하기 위해 식 (7)의 전압모델을 이용하여 상태 방정식을 세우면 다음과 같다.

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \frac{R_s}{L_s} & -\omega & \frac{R_s}{L_s} & -2w \\ 0 & 0 & -w & 0 & 0 \\ 0 & w & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -2w \\ 0 & 0 & 0 & 2w & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_s^e \quad (8)$$

$$y = x_1$$

여기서, ω 는 추정 또는 측정된 회전자의 각속도이다.

식 (8)의 상태방정식에서 상태변수는 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned} x_1 &= i_{s_AD}^e \\ x_2 &= I_{off} \cos(\theta - \delta_{off}) \\ x_3 &= I_{off} \sin(\theta - \delta_{off}) \\ x_4 &= I_{neg} \cos(2\theta - \delta_{neg}) \\ x_5 &= I_{neg} \sin(2\theta - \delta_{neg}) \end{aligned} \quad (9)$$

식 (8)의 상태방정식을 이용하여 식 (10)과 같은 상태관측기를 설계할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= -\frac{R_s}{L_s} \hat{x}_1 + \frac{R_s}{L_s} \hat{x}_2 - w \hat{x}_3 + \frac{R_s}{L_s} \hat{x}_4 - 2w \hat{x}_5 \\ &\quad + \frac{1}{L_s} v_s^e + l_1 (y - \hat{x}_1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{x}}_2 &= -u\hat{x}_3 + l_2(y - \hat{x}_1) \\
 \dot{\hat{x}}_3 &= u\hat{x}_2 + l_3(y - \hat{x}_1) \\
 \dot{\hat{x}}_4 &= -2u\hat{x}_5 + l_4(y - \hat{x}_1) \\
 \dot{\hat{x}}_5 &= 2u\hat{x}_4 + l_5(y - \hat{x}_1)
 \end{aligned} \tag{10}$$

여기서, $L=[l_1 \ l_2 \ l_3 \ l_4 \ l_5]$ 은 관측기의 이득이다.

상태관측기의 안정성을 보장하도록 관측기 이득을 적절히 설정하면 추정된 전류와 전압 지령으로부터 $\omega + 2\omega$ 성분을 추출하여 오프셋 전류와 변환이득오차에 의한 역상분 전류를 보상할 수 있다.

3.2 변환이득오차에 의한 정상분 전류 보상

변환이득오차에 의한 정상분 전류는 전동기의 상전류와 동상이기 때문에 동기좌표계에서 직류 성분으로 나타난다. 따라서 상태관측기를 이용하여 변환이득오차에 의해 나타나는 직류 성분은 전동기에 존재하는 저주파 외란들 때문에 정확한 값을 추정하기 힘들다. 따라서 본 논문에서는 동기좌표계에서 영구자석에 의하여 발생된 q축 자속을 기준모델에 의한 값과 고정자 전압모델을 이용하여 단자전압을 순수적분하여 추정된 값 사이의 차이에 의하여 보상하는 방법을 제안한다.

PMSM의 전압방정식은 식 (11)과 같이 주어진다.

$$\overline{v}_s^e = R_s \overline{i}_s^e + L_s \frac{d\overline{i}_s^e}{dt} + \overline{e}_s^e \tag{11}$$

여기서, \overline{e}_s^e 는 전동기의 역기전력 벡터를 나타낸다.

전동기가 전류추정오차를 가진 인버터에 의해 운전된다고 가정하고 오프셋 전류와 변환이득오차에 의한 역상분 전류를 보정한 후, 정지좌표계에서 추정된 회전자 자속은 다음과 같다.

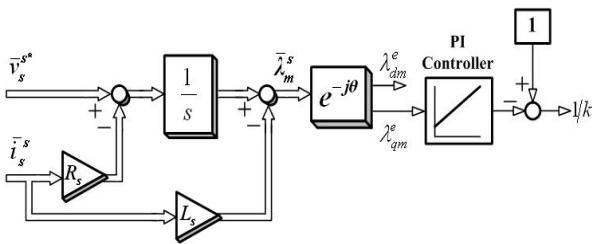


그림 1 정상분 전류 보상 블록도.

Fig. 1 Block diagram of correction strategy on the positive sequence component.

$$\begin{aligned}
 \overline{\lambda}_m^s &= \int (\overline{v}_s^e - R_s \overline{i}_s^e) d\tau - L_s \overline{i}_s^e \\
 &= \int \left(R_s \frac{\overline{i}_s^e}{k} + L_s \frac{1}{k} \frac{d\overline{i}_s^e}{dt} + \overline{e}_s^e - R_s \overline{i}_s^e \right) d\tau - L_s \overline{i}_s^e \\
 &= R_s \int \left(\left(\frac{1}{k} - 1 \right) \overline{i}_s^e \right) d\tau + \overline{\lambda}_m^s + L_s \left(\frac{1}{k} - 1 \right) \overline{i}_s^e
 \end{aligned} \tag{12}$$

식 (12)에서부터, 추정된 동기좌표계 q축 회전자 자속은 다음과 같다.

$$\hat{\lambda}_{qm}^e = -R_s \left(\frac{1}{k} - 1 \right) \frac{i_{ds}^e}{\omega} + L_s \left(\frac{1}{k} - 1 \right) i_{qs}^e \tag{13}$$

추정된 동기좌표계 q축 회전자 자속은 항상 0이 되어야 한다. 만약 $\hat{\lambda}_{qm}^e$ 이 0이 아니라면, 변환이득오차에 의한 정상분 전류 때문에 실제 동기좌표계 기준축과 추정된 동기좌표계 기준축이 일치하지 않기 때문이다.

본 논문에서는 $\hat{\lambda}_{qm}^e$ 이 0이 되도록 $1/k$ 를 PI제어기를 이용하여 제어함으로써 정상분 전류를 보상한다. 그림 1은 변환이득오차에 의한 정상분 전류를 보상하는 방법을 보여준다.

고정자 저항 오차의 효과는 식 (12)에서 k 가 변하는 것과 동일한 효과를 나타낸다. 그러므로 정상분 전류를 보상할 때 고정자 저항 오차의 효과도 자연스럽게 같이 보상된다. 일반적으로 PMSM의 제어에 있어서 d축 전류는 최대 토크 제어를 위해 0으로 제어한다. 그러나 본 논문에서 제안한 정상분 전류 보상방법을 사용하기 위해서는 d축 전류지령을 주기적으로 발생하여야 한다. 저속에서는 부하가 존재하더라도 식 (13)의

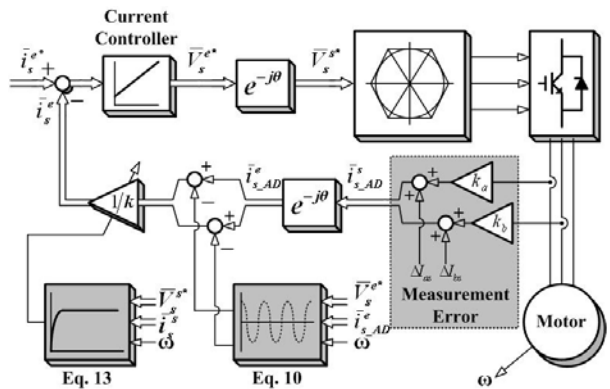


그림 2 전류추정오차 보상 블록도

Fig. 2 Block diagram of overall correction scheme.

우변 첫 번째 항이 두 번째 항보다 매우 크다. 이것은 제안된 보상방법은 정확한 L_s 의 정보가 필요하지 않는 것을 의미한다. 그림 2는 정확한 자속추정을 위한 전류측정오차 보상방법의 전체 블록도를 나타낸다.

4. 잔여오차 보상

고정자 전압모델을 이용하여 단자전압을 순수적분하여 자속을 추정할 때, 적분기의 초기값 오차^[16]로 인하여 추정자속이 오프셋을 가질 수 있고, 인버터 데드타임 효과 등으로 작은 전류측정오차가 남아 추정자속을 발산하게 할 수 있기 때문에 이런 잔여오차를 보상할 필요가 있다. 이론적으로 전동기 역기전력과 고정자 자속은 정확하게 90°의 위상차를 가지게 된다. 그러나 잔여오차가 존재할 때 이러한 관계는 성립하지 않는다. 다음은 잔여오차가 존재할 때 추정된 역기전력과 자속의 관계를 보여준다.

$$\hat{e}_{ds}^s = A \cos \theta + \beta_{ds} \tag{14a}$$

$$\hat{e}_{qs}^s = A \cos \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) + \beta_{qs} \tag{14b}$$

$$\hat{\lambda}_{ds}^s = \int \hat{e}_{ds}^s dt = \frac{A}{\omega} \sin \theta + \beta_{ds} T \tag{14c}$$

$$\hat{\lambda}_{qs}^s = \int \hat{e}_{qs}^s dt = \frac{A}{\omega} \sin \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) + \beta_{qs} T \tag{14d}$$

여기서, β_{ds} 와 β_{qs} 는 잔여오차를 의미하고, T 는 적분 시간을 나타낸다. 그림 3에서 보는 것처럼 잔여오차가 존재하면 추정된 역기전력과 자속 사이에 90°의 위상차는 더 이상 성립하지 않는다. 잔여오차 보상기 설계의 목적은 추정된 역기전력과 자속 사이에 90°의 위상

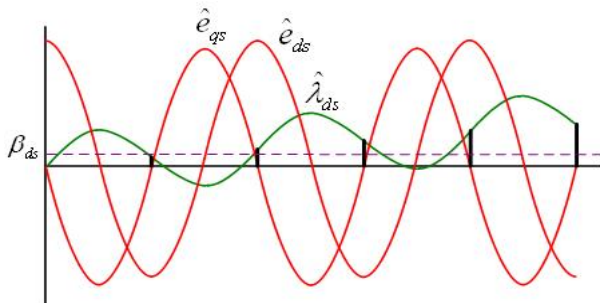


그림 3 잔여오차가 존재할 때 추정된 역기전력과 자속.
Fig. 3 Estimated back-EMF and stator flux when the residual error existed.

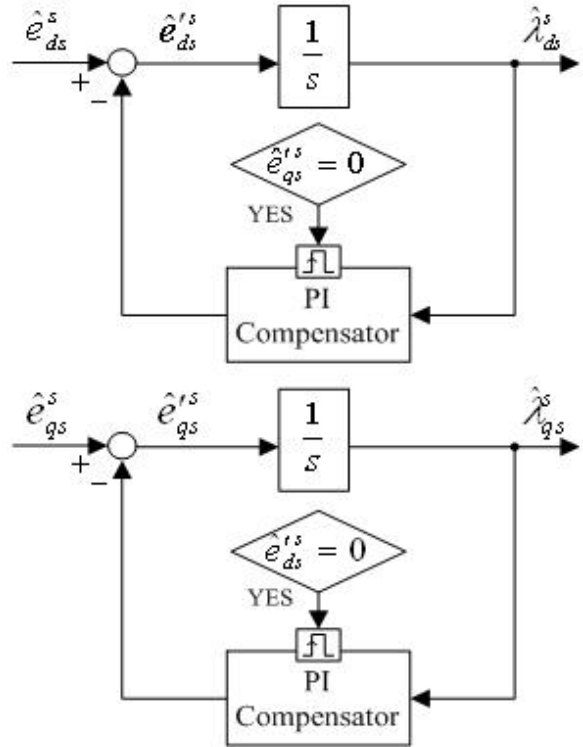


그림 4 PI 제어기를 이용한 잔여오차보상 블록도.
Fig. 4 Block diagram of the PI-type residual error compensation scheme.

차를 회복하여 자속이 발산하지 않게 하는 것이다. 실제 순수적분을 이용한 자속 추정 시 $A \gg \beta_{dq}$ 이기 때문에 $\theta \approx \pi, 2\pi, \dots$ 에서 $\hat{e}_{qs}^s = 0$ 이다. 이때 잔여오차가 없다면, $\hat{\lambda}_{ds}^s$ 가 0이 되어야 하지만 잔여오차가 존재한다면 그림 3에 보이는 것처럼 특정한 값을 가지게 된다. 식 (15)는 잔여오차가 존재할 때 $\hat{\lambda}_{ds}^s$ 를 나타낸다.

$$\hat{\lambda}_{ds}^s = \beta_{ds} T \tag{15}$$

마찬가지로 $\hat{e}_{ds}^s = 0$ 일 때, $\hat{\lambda}_{qs}^s$ 를 구할 수 있다.

$$\hat{\lambda}_{qs}^s = \beta_{qs} T \tag{16}$$

식 (15)와 (16)의 오차신호를 PI 보상기를 이용하여 추정된 역기전력에 피드백하여 오차신호를 0으로 제어함으로써 잔여오차를 보상할 수 있다. 그림 4는 잔여오차 보상 블록도이다.

5. 실험 결과

제안된 방법의 타당성을 검증하기 위하여 1.1-kW 상용 PMSM과 3.5 μ s의 데드타임을 가진 IGBT를 10 kHz로 스위칭하는 PWM 인버터를 이용하여 다양한 실험을 수행하였다. 두 상전류는 50 μ s마다 샘플링되며, 전류제어기는 6000 rad/s의 대역폭을 가진다. 제안된 알고리즘의 성능을 정확하게 검증하기 위해서 데드타임은 전류측정오차에도 강인한 support vector regression 이론을 이용한 방법^[17]으로 보상하였다. 전류 센서는 LEM사의 LA 55-P를 사용하였으며, 이 전류 센서는 최대 ± 70 A까지 측정가능하고 ± 0.65 %의 허용 오차 범위를 가진다. 오프셋 전류 및 변환이득오차는 온도 등 여러 가지 요인에 영향을 받으나, 그 변화가 서서히 일어나기 때문에 온라인 관측기의 대역폭

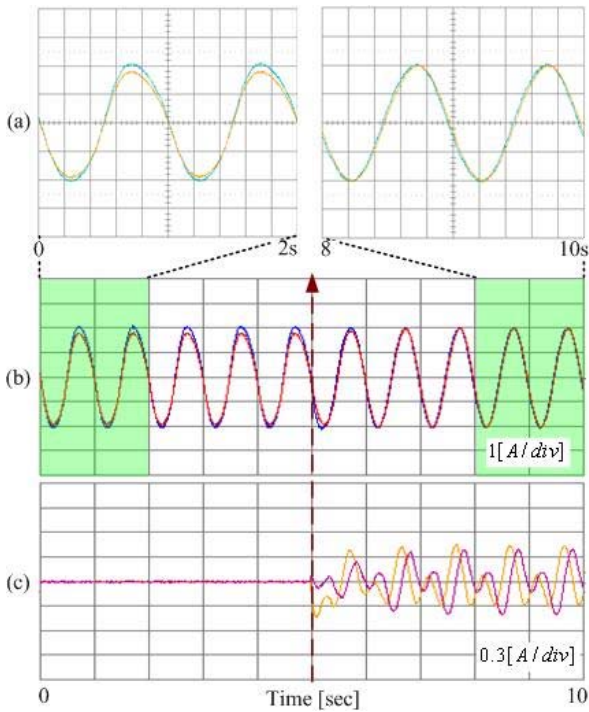


그림 5 오프셋 전류 및 역상분 전류 보상결과. (a) (b)의 어두운 부분을 확대한 파형. (b) 측정상전류 및 실제 상전류. (c) 동기좌표계에서 추정된 리플성분.

Fig. 5 Compensation result of dc offset and negative sequence component. (a) enlarged responses of the shaded portion in (b). (b) measured and real phase current. (c) estimated ripple component in the synchronous coordinate.

은 크게 중요하지 않다. 온라인 관측기의 수행주기는 50 μ s이며, 속도 제어를 수행하기 위해 3000 p/r 엔코더를 전동기에 부착하였다.

그림 5는 1-Hz의 고정자 전류 주파수에서 오프셋 전류와 변환이득오차에 의한 역상분 전류의 보상결과를 보여주고 있다. 의도적으로 정격전류의 +10 %의 오프셋 전류를 주입하였으며, 변환이득은 각각 $k_a=1.1$ 과 $k_b=0.9$ 로 설정하였다. 온라인 관측기는 5초에서부터 추정 및 보상을 시작하였으며, (c)에서 보이듯이 추정된 리플성분이 $\omega+2\omega$ 의 주기를 가짐을 확인할 수 있고 (a)의 전류측정오차 보상 전의 파형에서 오프셋 전류에 의한 측정 전류와 실제 전류와의 오

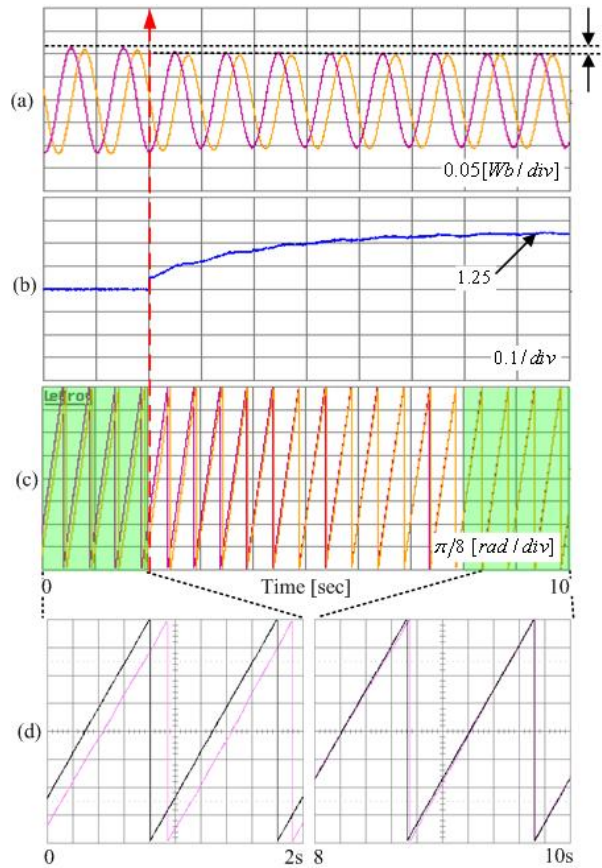


그림 6 정상분 전류 보상결과. (a) 추정된 회전자 자속. (b) 추정된 1/k. (c) 추정된 회전자 각위치 및 실제 각위치. (d) (c)의 어두운 부분을 확대한 파형.

Fig. 6 Compensation result of positive sequence component. (a) estimated rotor flux. (b) estimated 1/k. (c) estimated and real rotor angle. (d) enlarged responses of the shaded portion in (c).

프셋 및 변환이득오차 때문에 발생하는 전류의 왜곡 현상이 전류추정오차 보상 후에는 나타나지 않으며 제어 전류와 실제 전류가 일치하는 것으로부터 온라인 관측기가 정확하게 리플 성분만을 빠르게 추정했음을 알 수 있다. 또한 실험결과에서 온라인 관측기가 인버터나 전동기에 존재하는 데드타임이나 슬롯효과 같은 다양한 고주파 외란의 영향을 받지 않고 정확히 $\omega + 2\omega$ 리플성분만 추정하는 것을 (c)의 파형에서 고주파 성분이 나타나지 않은 것으로부터 확인할 수 있다. 그러나 이러한 리플성분을 정확하게 보상하더라도 변환이득오차에 의한 정상분 오차전류는 여전히 남아 있다.

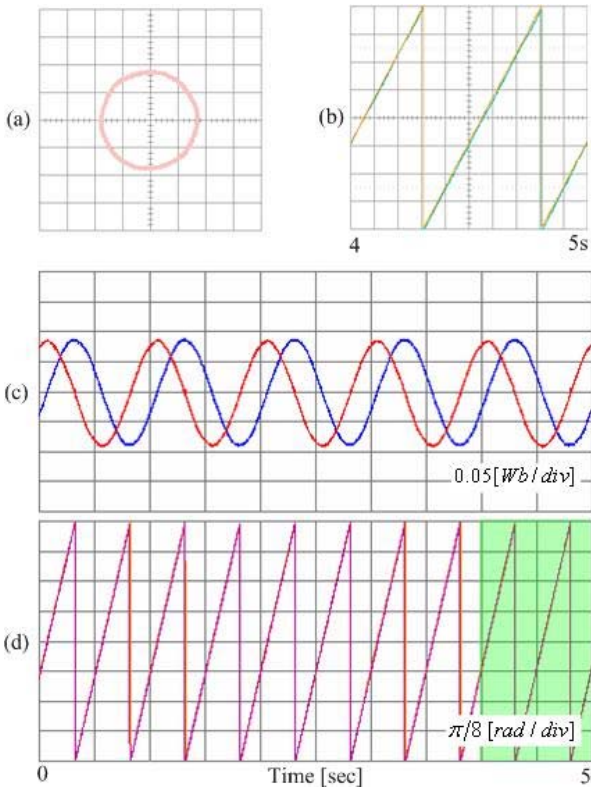


그림 7 제안된 방법으로 전류추정오차(+10 % 오프셋 전류, $k_f=0.9$, $k_b=0.8$)를 보상한 결과. (a) 추정된 회전자 자속의 X-Y plot. (b) (d)의 어두운 부분을 확대한 파형. (c) 추정된 회전자 자속. (d) 추정된 회전자 각위치 및 실제 회전자 각위치.

Fig. 7 Compensation result of proposed scheme(+10 % offset error, $k_f=0.9$, $k_b=0.8$). (a) X-Y plot of estimated rotor flux. (b) enlarged response of the shaded portion in (d). (c) estimated flux. (d) estimated and real rotor angle.

그림 6은 변환이득오차에 의한 정상분 전류의 보상 결과를 보여준다. 변환이득은 $k=k_a=k_b=0.8$ 로 설정하였다. 2초에서부터 정상분 전류를 보상하기 시작했다. (a)의 자속은 단자전압을 순수적분하여 추정하였으며, 정상분 전류의 보상이 시작됨에 따라 추정자속의 크기가 감소하는 것을 관찰할 수 있다. 이는 PI제어기가 변환이득을 변화시키고 있음을 나타낸다. 이때 PI제어기 동작 초기에 P제어기에 의한 순간적인 $1/k$ 의 변화에 의해 자속의 크기가 많이 변하게 되고 이후 서서히 $1/k$ 가 변할 때는 자속의 크기보다는 자속의 위상이 변하게 된다. 자속의 위상이 변하는 것은 (c)의 추정된 회전자 각위치가 실제 각위치에 수렴해가는 파형에서 확인할 수 있다. (b)에서는 PI제어기에 의해 제어되는 변환이득이 실제값인 1.25 ($1/k=1/0.8=1.25$)에 정확히 수렴하고 있음을 알 수 있으며, (c)와 (d)에서 정상분 전류가 보상되기 전에 실제각과 추정각 사이에 존재하던 오차가 정상분 전류가 보상됨에 따라 없어지는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 제안된 방법으로 전류추정오차를 보상한 후 단자전압을 순수적분하여 자속을 추정한 결과이다. 전류추정 시 오프셋 전류 및 변환이득오차가 동시에

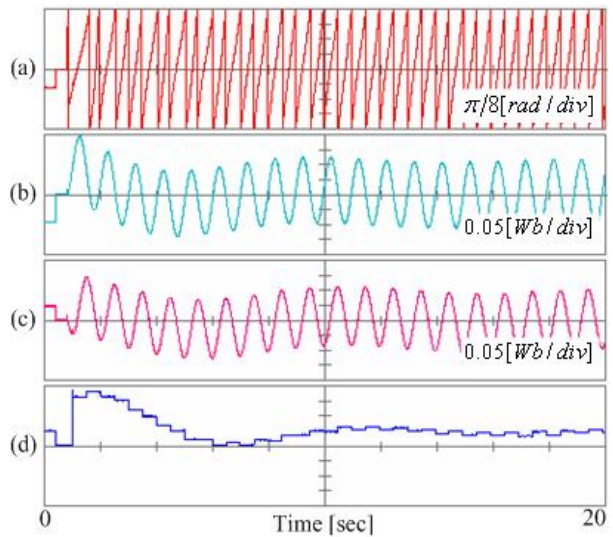


그림 8 기동시 초기값 때문에 발생하는 잔여오차 보상. (a) 추정된 회전자 각위치. (b) 추정된 d축 자속. (c) 추정된 q축 자속. (d) 추정된 d축 잔여오차.

Fig. 8 Residual error compensation due to the initial value at start-up. (a) estimated rotor angle. (b) estimated d-axis flux. (c) estimated q-axis flux. (d) estimated d-axis residual error.

존재하더라도 (d)에서 보이듯이 실제 회전자의 각위치와 추정된 각위치가 일치함으로써 정확하게 실제 자속을 추정하였음을 알 수 있다.

그림 8은 단자전압을 순수적분하여 자속을 추정할 때 잔여오차 보상결과를 보여준다. 전동기의 회전자각 임의의 위치에서 기동하였을 때 순수 적분의 초기값 오차나 인버터의 데드타임 등에 의해 발생한 잔여오차를 보상하여 추정된 자속이 오프셋을 가지거나 미세한 전류측정오차에 의해 발산하는 것을 막아준다. (b)와 (c)의 파형에서 적분기 초기값 오차에 의해 발생한 오프셋이 시간이 지남에 따라 점차적으로 없어지고 정확하게 좌표의 중앙으로 회복하는 것을 볼 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 정확한 자속 추정을 위한 전류측정오차 보상방법을 제안하였다. 전류측정오차가 자속추정시에 미치는 영향을 해석하였으며 온라인 관측기를 이용하여 오프셋 전류 및 변환이득오차의 역상분 전류를 추정 및 보상하고, 별도의 변환이득오차에 의한 정상분 전류 추정 알고리즘을 구현하여 이를 보상하였다. 또한 순수적분에 의한 초기값 오차와 데드타임 효과 등에 의해 발생하는 잔여오차를 보상하는 방법도 제안하였다. 실험을 통하여 고정자 전류 주파수가 1-Hz인 저속에서 전류측정오차에도 불구하고 단자전압을 순수적분하여 정확하게 자속을 추정할 수 있음을 증명하였다.

이 논문은 산업자원부의 (R-2005-7-067)지원에 의하여 기초전력연구원 주관으로 수행된 과제임.

참 고 문 헌

- [1] P. L. Jansen, R. D. Lorenz, and D. W. Novotny, "Observer-based direct field orientation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.30, pp.945-953, July/Aug.1994.
- [2] J. Holtz and J. Quan, "Drift and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol.39, pp.1052-1060, July/Aug.2003.
- [3] M. Comanescu and L. Xu, "An improved flux observer based on PLL frequency estimator for sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.53, pp.50-56, Feb.2006.
- [4] M. Marchesoni, P. Segarich, and E. Soressi, "A simple approach to flux and speed observation in induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, pp. 528-535, Aug. 1997.
- [5] C. Silva, G. M. Asher, and M. Sumner, "Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.53, pp.373-378, Apr.2006.
- [6] ABB AC Drives ACS 800 Catalogue, ABB Industrial Systems Ltd, 2003.
- [7] J. W. Choi and S. K. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.11, pp.221-227, Mar.1996.
- [8] N. Urasaki, T. Senjyu, T. Kinjo, T. Funabashi, and H. Sekine, "Dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive taking zero-current clamp and parasitic capacitance effects into account," *IEE Proc. Electr. PowerAppl.*, vol.152, no.4, pp.845-853, July2005.
- [9] B. K. Bose, M. G. Simoes, D. R. Crecelius, K. Rajashekara, and R. Martin, "Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive," in *Proc.30th IAS Annu. Meeting, Orlando, FL, Oct.8-12, 1995*, pp.137-143
- [10] R. J. Kerkman, B. J. Seibel, T. M. Rowan, and D. W. Schlegel, "A new flux and stator resistance identifier for AC drive systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.32, pp.585-593, May/June1996.
- [11] G. Guidi and H. Umida, "A novel stator resistance estimation method for speed-sensorless induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.36, pp.1619-1627, Nov./Dec.2000.
- [12] D. W. Chung and S. K. Sul, "Analysis and compensation of current measurement error in vector-controlled AC motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.34, pp.340-345, Mar./Apr.1998.
- [13] H. S. Jung, S. H. Hwang, J. M. Kim, C. U. Kim, and C. Choi, "Diminution of current measurement error for vector-controlled AC motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.42, pp. 1249-1256, Sep./Oct. 2006.
- [14] S. H. Song, J. W. Choi, and S. K. Sul, "Current measurements in digitally controlled AC drives," *IEEE Ind. Appl. Magazine*, vol.6, pp.51-62, 2000.
- [15] J. H. Jang, S. K. Sul, and Y. C. Son, "Current measurement issues in sensorless control algorithm using high frequency signal injection method," in *Proc. 30th IAS Annu. Meeting, Oct.12-16 2003*, pp.1134-1141.
- [16] M. H. Shin, D. S. Hyun, S. B. Cho, and S. Y. Choe, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.15, pp. 312-318, Mar. 2000.
- [17] C. H. Choi, K. R. Cho, and J. K. Seok, "Inverter

nonlinearity compensation in the presence of current measurement errors and switching device parameter uncertainties,” IEEE Trans. Power Electron., in press.

저 자 소 개



조경래(趙慶來)

1977년 12월 25일생. 2003년 영남대 공대 전기·전자공학부 졸업. 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



석졸기(石 雋 基)

1992년 서울대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 1998년~2001년 삼성전자 생산기술센터 자동화연구소 책임연구원. 현재 영남대 전기공학과 조교수.