

스위칭 주파수 신호 주입 IPMSM 센서리스 제어를 위한 회전 행렬 기반의 새로운 위치 오차 추정 기법

김상일¹, 김래영[†]

A Novel Rotor Position Error Calculation Method using a Rotation Matrix for a Switching Frequency Signal Injected Sensorless Control in IPMSM

Sang-II Kim¹ and Rae-Young Kim[†]

Abstract

This paper proposes a novel rotor position error calculation method for high-frequency signal-injected sensorless control. The rotor position error using the conventional modulation method can be only measured up to $\pm 45^\circ$. In addition, when the rotor position estimation error is not sufficiently small, the small angle approximation is no longer valid. To overcome these problems, this study introduces a new rotor position error calculation method using the rotating matrix. In this study, the position error measurement range of the proposed method is extended from $\pm 45^\circ$ to $\pm 90^\circ$. The linearity between the real rotor position error and the estimated error is maintained by nearly 90° . These features of the proposed method improve the performance of the sensorless control. The validity of the proposed method is verified by simulations and experiments.

Key words: Sensor-less control, IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Machine), Signal injection, Rotation matrix

1. 서 론

센서 고장이나 잡음으로부터 높은 신뢰성을 확보하기 위해 센서를 사용하지 않고 위치 또는 속도 제어를 행하는 센서리스 전동기 제어가 널리 적용되고 있다^{[1]-[3]}. 지금까지 제안된 많은 센서리스 기법 중 역기전력 추정을 통한 센서리스 기법은 중-고속 영역에서는 우수한 특성을 보이거나 인버터의 비선형성이 커지는 저속 영역에서는 제어 성능이 저하되는 단점을 지닌다. 이에 반해 고주파 신호를 주입하여 회전자의 위치를 얻는 기법은 전동기의 자기적 돌극성을 이용하므로 영속 및 저속에서도 비교적 우수한 성능을 나타내는 장점을 지닌다^{[4]-[14]}.

고주파 신호 주입 기반의 센서리스 기법 중 회전하는 전압을 주입하는 방법은 d축 뿐만 아니라 q축에도 고주파 전압이 인가되므로 토크 품질에 악영향을 주는 단점을 지니는 것으로 알려져 있으며, 이에 따라 맥동하는 전압 주입에 의해 d축에만 고주파 전압이 인가되는 방법이 널리 사용되고 있다^{[7]-[14]}. 또한 정현파 전압 주입 기법을 이용하는 경우, 왜곡없는 정현파 신호 생성을 위해 PWM 주파수보다 낮은 주파수의 신호 주입이 불가피하며 이로 인해 전류 제어의 대역폭이 제한되는 단점을 가진다^{[8]-[11]}. 이에 반해 최근에 제안된 구형파 전압 주입 기법은 PWM 주파수와 같은 고주파 신호의 주입이 가능하며 이에 따라 높은 대역폭을 가진 전류 제어의 구현이 용이하다는 장점을 지닌다^{[13]-[14]}.

한편 구형파 고주파 전압 주입 기법에 적용되는 위치 추정 기법은 정현파 함수의 1차 선형화를 통한 작은 각도 근사법(small-angle approximation)을 이용한 방법이 널리 사용되고 있다. 이는 구현이 간단하고 필터 사용에 따른 시지연이 발생하지 않는다는 장점을 가지나, 실제 위치와 추정 위치 사이의 오차가 커지는 경우에는 실제 오차와 추정 오차간의 선형성이 저하되어 위치 추정의

Paper number: TKPE-2015-20-5-3

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: rykim@hanyang.ac.kr, Dept. of Electrical and Biomedical Eng., Hanyang University
Tel: +82-2-2220-4341 Fax: +82-2-2220-4825

¹ Dept. of Electrical Eng., EECS Lab., Hanyang University
Manuscript received Apr. 17, 2015; revised May 11, 2015; accepted Aug. 1, 2015

정확성이 감소되는 단점을 지닌다. 이러한 오차는 전향 보상, 왜란 관측기 또는 비선형 관측기를 이용하거나 자기적 포화를 고려한 유한요소법 등의 방법을 통해 최소화 될 수 있다^{[8],[15]-[17]}.

그러나 상기 방법들은 급격한 부하 토크 변동에 의해 45° 이상의 순시적인 위치 오차가 발생하는 경우, 추정 동특성이 정태환으로 전환되어 센서리스 제어의 실패를 유발할 수 있다는 단점이 존재한다. 이러한 문제점을 극복하기 위한 방안으로 고정좌표계에서 고주파 전류를 이용하는 회전자 위치 추정 기법이 제안되어 있다^{[12]-[13]}. 본 방법들은 45° 이상에서도 위치 오차를 얻을 수 있다는 장점은 있으나 실제 위치 오차와 추정 오차간의 선형성이 좋지 않다는 문제점을 가진다.

이러한 문제점을 극복하기 위하여 본 논문에서는 스위칭 주파수 신호 주입 센서리스 제어를 위한 새로운 위치 오차 추정기법을 제안한다. 제안한 위치 오차 추정 기법은 작은 각도 근사법에 따른 선형화 없이 회전 행렬을 이용하여 직접적으로 위치오차를 추정한다. 이에 따라 위치 오차 측정 범위를 ±90° 까지 넓힐 수 있으며 동시에 실제 위치 오차와 추정 오차간의 선형성의 확보가 가능하다는 장점을 지닌다. 따라서 제안한 기법은 급격한 부하 변동이나 빠른 가감속과 같이 위치 오차가 크게 발생하는 경우에도 강한 센서리스 제어가 가능하다는 장점을 지닌다. 제안한 기법은 600W급 IPMSM를 이용한 시뮬레이션 및 실험 결과를 통하여 그 타당성을 검증하였다.

2. 스위칭 주파수 주입을 이용한 센서리스 제어 위치 추정 기법^[14]

일반적인 IPMSM의 고주파 임피던스 모델로부터 동기 회전 좌표계상 고주파 전압은 식 (1)과 같이 간략하게 표현될 수 있다^[14]. 이때 T_s 는 샘플링 주기 또는 전류제어 주기, L_{ds} 는 d축 인덕턴스, L_{qs} 는 q축 인덕턴스, $[v_{dsh}^r v_{qsh}^r]^T$ 는 실제 회전 좌표계상에서의 d-q축 고주파 전압, $[\Delta i_{dsh}^r \Delta i_{qsh}^r]^T$ 는 실제 회전 좌표계상에서의 d-q축 고주파 전류를 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} v_{dsh}^r \\ v_{qsh}^r \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^r \\ \Delta i_{qsh}^r \end{bmatrix} \quad (1)$$

$[v_{dsh}^{\hat{r}} v_{qsh}^{\hat{r}}]^T$ 를 추정된 회전좌표계상의 d-q축 고주파 전압이라 정의하면, 실제 주입한 고주파 신호와 $[v_{dsh}^{\hat{r}} v_{qsh}^{\hat{r}}]^T$ 의 관계는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다. 여기에서 V_{inj} 은 주입한 구형과 고주파 전압의 크기이다.

$$\begin{bmatrix} v_{dsh}^{\hat{r}} \\ v_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \simeq \begin{bmatrix} \pm V_{inj} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

이때 실제 회전좌표계와 추정된 회전좌표계가 $\Delta\theta_r$ 만큼 오차를 가진다고 하면, 실제 위치 오차 $\Delta\theta_r$ 는 식 (3)과 같이 실제 회전자 위치 θ_r 와 추정된 회전자 위치 $\hat{\theta}_r$ 의 차이로 나타낼 수 있다. 또한 $[v_{dsh}^r v_{qsh}^r]^T$ 는 식 (4)와 같은 Rotation matrix $T(\Delta\theta_r)$ 에 의해 $[v_{dsh}^{\hat{r}} v_{qsh}^{\hat{r}}]^T$ 을 $\Delta\theta_r$ 만큼 회전시킴으로써 식 (5)와 같이 얻어질 수 있다.

$$\Delta\theta_r = \theta_r - \hat{\theta}_r \quad (3)$$

$$T(\Delta\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_r & \sin\Delta\theta_r \\ -\sin\Delta\theta_r & \cos\Delta\theta_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} v_{dsh}^r \\ v_{qsh}^r \end{bmatrix} = T(\Delta\theta_r) \begin{bmatrix} v_{dsh}^{\hat{r}} \\ v_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \pm V_{inj} \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_r \\ -\sin\Delta\theta_r \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^r \\ \Delta i_{qsh}^r \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} 1/L_{ds} & 0 \\ 0 & 1/L_{qs} \end{bmatrix} T(\Delta\theta_r) \begin{bmatrix} v_{dsh}^{\hat{r}} \\ v_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

또한 식 (5)를 식 (1)에 대입하고, 실제 회전좌표계상에서의 고주파 전류 $[\Delta i_{dsh}^r \Delta i_{qsh}^r]^T$ 에 대하여 정리하면 식 (6)을 얻을 수 있다. 또한 추정된 회전 좌표계상의 고주파 전류 $[\Delta i_{dsh}^{\hat{r}} \Delta i_{qsh}^{\hat{r}}]^T$ 는 식 (6)의 실제 회전좌표계상에서의 고주파 전류 $[\Delta i_{dsh}^r \Delta i_{qsh}^r]^T$ 를 $-\Delta\theta_r$ 만큼 회전시킴으로써 얻을 수 있고 이를 정리하면 식 (7)과 같이 표현되며, 식 (2)의 주입한 고주파 신호를 이용하여 식 (7)을 식 (8)과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^{\hat{r}} \\ \Delta i_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = T_s T(-\Delta\theta_r) \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} \end{bmatrix} T(\Delta\theta_r) \begin{bmatrix} v_{dsh}^{\hat{r}} \\ v_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^{\hat{r}} \\ \Delta i_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} = \frac{\pm T_s V_{inj}}{L_{ds} L_{qs}} \begin{bmatrix} L_{qs} \cos^2 \Delta\theta_r + L_{ds} \sin^2 \Delta\theta_r \\ \frac{1}{2} (L_{qs} - L_{ds}) \sin 2\Delta\theta_r \end{bmatrix} \quad (8)$$

만약 적절한 센서리스 제어에 통해 실제 위치 오차 $\Delta\theta_r$ 가 충분히 작게 제어되면 식 (9)와 같이 $\sin 2\Delta\theta_r$ 은 $2\Delta\theta_r$ 로 1차 근사화 될 수 있으며 이를 식 (8)에 대입한 후 $\Delta\theta_r$ 에 대해서 정리하면, 식 (10)과 같이 $\Delta i_{qsh}^{\hat{r}}$ 로부터 근사화된 추정 위치 오차 $\Delta\theta_r'$ 를 얻을 수 있다.

$$\sin 2\Delta\theta_r \approx 2\Delta\theta_r \quad (9)$$

$$\Delta\theta'_r = \frac{L_{ds}L_{qs}}{2V_{inj}T_s(L_{qs} - L_{ds})} \Delta i_{qsh}^{\hat{r}} \quad (10)$$

식 (10)으로부터 얻어진 $\Delta\theta'_r$ 는 상태 필터 또는 관측기에 입력되고 이를 통해 센서리스 제어에 필요한 회전자 위치 정보가 획득된다. 즉, 정확한 회전자 위치 정보를 얻기 위해서는 정확한 추정 위치 오차의 계산이 필수적이라 할 수 있다.

그러나 식 (9)에서 알 수 있는 바와 같이 $\Delta\theta_r$ 가 큰 경우, 작은 각도 근사법에 따른 근사화 오차가 커지게 되어 정확한 위치 오차가 계산될 수 없고 이로 인해 관측기의 회전자 위치 정보 추정 성능이 저하되는 문제점을 가진다. 뿐만 아니라, 급격한 부하 변동이나 변속 등에 의하여 $\Delta\theta_r$ 가 45° 이상인 경우, $\Delta\theta_r$ 이 증가함에 따라 $\sin 2\Delta\theta_r$ 가 감소하게 되므로 관측기에서는 오히려 $\Delta\theta_r$ 가 증가하는 방향으로 회전자 위치 정보를 출력하게 되어 전동기 제어에 악영향을 미치게 되며, 최악의 경우 센서리스 제어가 실패하게 된다. 그러므로 실제 위치 오차 $\Delta\theta_r$ 가 큰 경우에도 정확한 추정 위치 오차를 획득함과 동시에 급격한 부하 토크 변동이나 급가감속에 의해 45° 이상의 실제 위치 오차 $\Delta\theta_r$ 발생하는 경우에도 정밀한 센서리스 제어의 구현을 제공할 수 있는 위치 오차 추정기법이 요구된다.

3. 제안하는 새로운 위치 오차 추정 기법

식 (4)를 식 (7)에 대입하여 우변을 전개한 후 $\Delta\theta_r$ 에 관련이 없는 항과 관련이 있는 항으로 정리하면 식 (11)과 같이 나타낼 수 있으며, $L_{sum} = (L_{qs} + L_{ds})/2$ 이고, $L_{dif} = (L_{qs} - L_{ds})/2$ 이다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^{\hat{r}} \\ \Delta i_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} &= \frac{T_s L_{sum}}{L_{ds} L_{qs}} \begin{bmatrix} v_{dsh}^{\hat{r}} \\ v_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \\ &+ \frac{T_s L_{dif}}{L_{ds} L_{qs}} \begin{bmatrix} \cos 2\Delta\theta_r & \sin 2\Delta\theta_r \\ \sin 2\Delta\theta_r & -\cos 2\Delta\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dsh}^{\hat{r}} \\ v_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)에 식 (2)를 대입한 후, 우변의 첫째항을 좌변으로 이항하고 $(T_s L_{dif})/(L_{ds} L_{qs})$ 로 양변을 나누면 최종적으로 식 (12)를 얻을 수 있다. 이 때 $[v_\gamma v_\delta]^T$ 는 식 (13)과 같이 정의될 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos 2\Delta\theta_r & \sin 2\Delta\theta_r \\ -\sin 2\Delta\theta_r & \cos 2\Delta\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \pm V_{inj} \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= T(2\Delta\theta_r) \begin{bmatrix} \pm V_{inj} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} \equiv \frac{L_{ds}L_{qs}}{T_s \times L_{dif}} \begin{bmatrix} \Delta i_{dsh}^{\hat{r}} \\ -\Delta i_{qsh}^{\hat{r}} \end{bmatrix} - \frac{L_{sum}}{L_{dif}} \begin{bmatrix} \pm V_{inj} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

식 (12)와 식 (13)으로부터 실제 위치 오차의 정보는 추정된 회전좌표계상에서 주입된 전압의 크기 V_{inj} 와 고주파 전류 $\Delta i_{dsh}^{\hat{r}}$, $\Delta i_{qsh}^{\hat{r}}$ 를 통해 얻어질 수 있음을 보여준다.

그러나 상기 관계로부터 추정되는 오차 정보는 $\Delta\theta_r$ 가 아닌 $2\Delta\theta_r$ 이므로 작은 각도 근사법에 의한 문제점을 해결 할 수 없고, 따라서 $\Delta\theta_r$ 가 직접 추정될 수 있도록 식 (12) 양변에 회전 행렬 $T(-\Delta\theta_r)$ 을 곱해준다.

$$T(-\Delta\theta_r) \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = T(-\Delta\theta_r) T(2\Delta\theta_r) \begin{bmatrix} \pm V_{inj} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

회전 행렬의 성질로부터 $T(-\Delta\theta_r)T(2\Delta\theta_r)$ 는 $T(\Delta\theta_r)$ 와 같으므로 식 (14)는 식 (15)와 같이 표현되고, 식 (12)와 다르게 $\Delta\theta_r$ 의 정보만으로 표현되어 $\Delta\theta_r$ 가 직접 추정이 가능함을 알 수 있다. 최종적으로 식 (15)에서 첫 번째 행과 두 번째 행을 각각 cosine항과 sine항으로 나누어 정리하면, 식 (16) 및 식 (17)과 같이 두 개의 상이한 방법에 의해 각각 실제 위치 오차 $\Delta\theta_{r1}$ 및 $\Delta\theta_{r2}$ 을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_r & -\sin\Delta\theta_r \\ \sin\Delta\theta_r & \cos\Delta\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_r & \sin\Delta\theta_r \\ -\sin\Delta\theta_r & \cos\Delta\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \pm V_{inj} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\Delta\theta_{r1} = \tan^{-1} \left(\frac{v_\gamma \mp V_{inj}}{v_\delta} \right) \quad (16)$$

$$\Delta\theta_{r2} = \tan^{-1} \left(\frac{-v_\delta}{v_\gamma \mp V_{inj}} \right) \quad (17)$$

식 (16) 및 식 (17)에 의한 실제 위치 오차의 추정은 기존의 작은 각도 근사법을 이용한 방법과는 달리 어떠한 가정도 하지 않았으므로 실제 위치 오차를 약 $\pm 90^\circ$ 까지 정확하게 추정해 낼 수 있다. 또한, 식 (10)의 기존 추정 방법과 달리 단일 신호 주입을 통해 $\Delta\theta_{r1}$ 또는 $\Delta\theta_{r2}$ 의 두 가지 위치 오차 추정이 가능하므로 측정 잡음이나 운전 조건에 따라 보다 강인한 추정 방법의 선택이나 보정이 가능해지는 장점을 가진다.

그림 1은 제안한 위치 오차 추정 기법을 적용한 고주파 주입에 의한 센서리스 제어 블록도이다. 먼저 측정된 전동기 3상 고정자 전류 i_{abc} 는 추정된 위치 정보에 의해 추정된 회전 좌표계상의 d-q축 고정자 전류 $i_{dq}^{\hat{r}}$ 로

서 영 전류제어를 수행하였다. 그림 3(b)는 식 (20)로부터 구한 위치 오차 $\Delta\theta_{r1}$ 을 나타내었고, 그림 3(c)는 식 (21)로부터 구한 위치 오차 $\Delta\theta_{r2}$ 을 나타내었고, 그림 3(d)는 실제 위치 오차 $\Delta\theta_r$ 와 식 (10)로 구한 위치 오차 $\Delta\theta_r'$ 를 나타내었다^[14]. 제안한 방법으로 구한 $\Delta\theta_{r1}$ 와 $\Delta\theta_{r2}$ 는 $\Delta\theta_r$ 와 -90° 에서 $+90^\circ$ 까지 거의 비슷함을 알 수 있다. 다만, $\Delta\theta_{r1}$ 는 0° 근처에서, $\Delta\theta_{r2}$ 는 90° 근처에서 성능이 악화된다. 이는 식 (16)과 (17)에서 아크 탄젠트내의 식의 분모가 영에 가까울 때 발생하는 문제이다. 식 (10)로부터 구한 $\Delta\theta_r'$ 의 경우, $\Delta\theta_r$ 가 작을 때에는 정확하게 $\Delta\theta_r$ 를 추정하나 $\Delta\theta_r$ 가 약 30° 부터는 선형성에 문제가 발생하고, 45° 부터는 방향성마저 달라진다.

그림 4와 5는 300rpm으로 속도제어를 수행하면서 1.6~4.0N.m의 부하를 인가한 경우에 기존방식과 제안한 방법에서 구한 각각의 추정 위치 오차를 비교하였다. 부하의 변동을 유발하여 과도적으로 $\Delta\theta_r$ 가 45° 이상으로 커질 때의 성능을 비교하기 위한 모의시험이다. 그림 4는 $\Delta\theta_r'$ 를 제어에 반영했을 때의 속도제어 파형이다. 그림 4(a)는 $\Delta\theta_r$ 와 $\Delta\theta_r'$ 를 나타내었다. $\Delta\theta_r'$ 를 이용하여 제어한 경우, 1N.m, 3.2N.m (100, 200% 부하)까지는 제어를 잘 이루어지지만, 4N.m의 부하를 인가했을 때, $\Delta\theta_r'$ 가 $\Delta\theta_r$ 를 반영하지 못하면서 제어에 실패함을 확인할 수 있다. 그림 4(b)는 $\Delta\theta_r$ 와 $\Delta\theta_{r2}$ 를 나타내었으며, $\Delta\theta_{r2}$ 가 $\Delta\theta_r'$ 보다 상대적으로 $\Delta\theta_r$ 를 더 잘 반영함을 알 수 있다. 그림 4(c)는 실제 회전자 위치 θ_r 와 추정된 회전자 위치 $\hat{\theta}_r$ 를 비교하였고, 그림 4(d)는 실제 속도 ω_{rpm} , 추정된 속도 $\hat{\omega}_{rpm}$ 를 나타내었으며, 그림 4(e)는 인가한 부하 T_L 를 나타내었다. 그림 5는 $\Delta\theta_{r2}$ 를 이용하여 센서리스 제어를 수행한 파형이다. $\Delta\theta_r$ 가 작은 조건에서는 기존의 방법과 큰 차이를 보이지 않으며, 4N.m의 부하를 인가한 경우에도 발산하지 않고 제어를 잘 수행하고 있음을 알 수 있다.

5. 실험

그림 3의 시뮬레이션과 같은 조건으로 실험을 실시하여 제안한 방법과 기존의 방법으로 구한 위치 오차를 비교하였다. 그림 6은 $\Delta\theta_r$ 와 $\Delta\theta_r'$, 그리고 제안한 방법으로 구한 위치 오차 $\Delta\theta_{r1}$ 와 $\Delta\theta_{r2}$ 를 비교한 그림이다. 그림 6(a)는 $\Delta\theta_{r1}$ 을, 그림 6(b)는 $\Delta\theta_{r2}$ 을 보여주고 있다. 이는 시뮬레이션 그림 (3)과 동일한 위치 오차 추정 성능을 나타내고 있음을 알 수 있다. 시뮬레이션과 마찬가지로 $\Delta\theta_{r1}$ 는 0° 근처에서, $\Delta\theta_{r2}$ 는 90° 근처에서 성능이 악화된다. 이 문제는 $\pm 45^\circ$ 이하에서는 $\Delta\theta_{r2}$ 를 사용하고 $\pm 45^\circ$ 이상에서는 $\Delta\theta_{r1}$ 를 사용함으로써 보정할 수 있다.

TABLE I
SIMULATION AND SYSTEM PARAMETERS

Parameter	Value[Unit]
Rated Power	600[W]
Rated Torque	1.6[N.m]
Rated Speed	3600[rpm]
Number of Poles	6
Linkage Flux	0.109[Wb]
Stator Resistance	1.65[Ω]
d/q Inductance	8.1/14.1[mH]
d-axis Injection voltage	± 20 [V], 5[kHz]
q-axis Injection voltage	0
Switching Freq.	5[kHz]
Current controller period	100[us]
Speed controller period	1[ms]

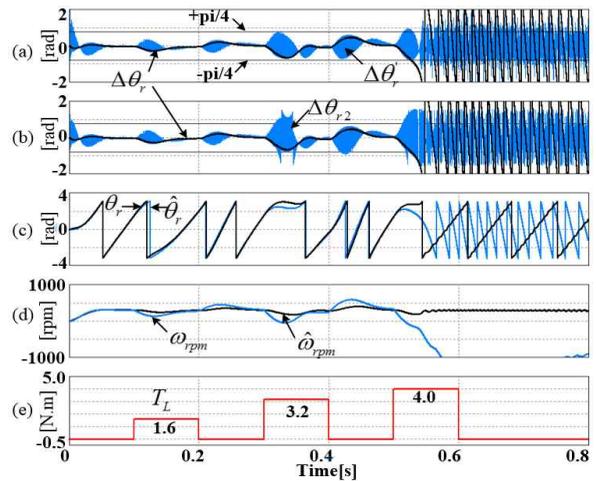


Fig. 4. Sensorless control using $\Delta\theta_r'$.

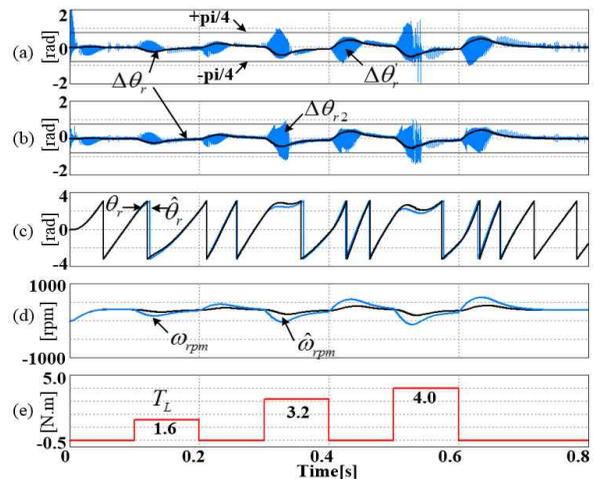
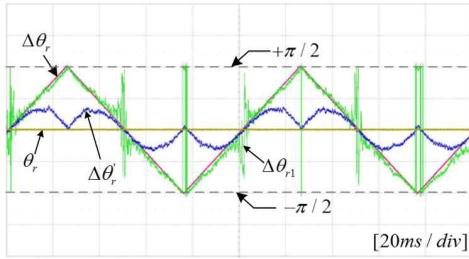
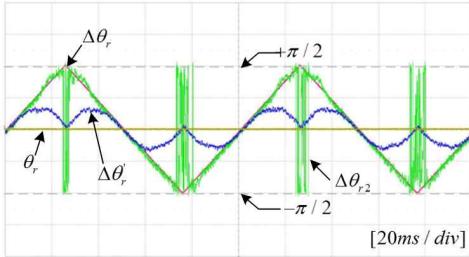


Fig. 5. Sensorless control using $\Delta\theta_{r2}$.



(a)



(b)

Fig. 6. Performance comparison of rotor position error at locked-rotor positions. (a) $\Delta\theta_{r1}$ (b) $\Delta\theta_{r2}$.

그림 7은 실제오차 $\Delta\theta_r$ 와 추정된 오차간의 선형성을 확인하기 위해 XY-그래프를 나타낸 것이다. X축은 엔코더로부터 얻은 실제 회전자 위치와 임의로 $-\pi/2 \sim \pi/2$ rad 사이를 가변하고 있는 회전자 추정 오차간의 오차 $\Delta\theta_r$ 로 설정하였으며, Y축은 추정한 오차를 나타내었다. 그림 7(a)는 $\Delta\theta_r'$ 를 나타내고 있으며, $\Delta\theta_r$ 가 커지면서 선형성이 악화됨을 알 수 있다. 그림 7(b)는 식 $\Delta\theta_{r1}$ 를 나타낸 것으로 0° 부근에서는 선형성이 좋지 않지만 위치 오차가 커질수록 좋은 선형성을 나타내고 있다. 그림 7(c)는 $\Delta\theta_{r2}$ 를 나타낸 것으로 전반적으로 좋은 선형구간을 확보할 수 있는 것을 확인할 수 있다.

속도 제어 시에 급격한 부하를 인가하여 회전자 위치 오차 추정성능을 검증 하였으며 이를 그림 8-10 에 나타내었다. 여기에서 T_e 는 추정 전동기 토크, $\Delta\theta_r$ 는 실제 위치 오차, $\Delta\theta_r'$ 는 식 (10)로부터 구한 근사화된 위치 오차, $\Delta\theta_{r2}$ 는 식 (17)로부터 구한 위치 오차를 나타낸다. 운전 속도는 300rpm이며, 전동기와 직결되어 있는 Powder brake를 이용하여 부하를 인가하였고, 전류 제어기의 대역폭은 500Hz, 속도제어기 대역폭은 20Hz, 그리고 루엔버거 속도 관측기의 대역폭은 10Hz로 설정하였다. 그림 8은 위치 오차가 적게 발생하는 조건으로 운전 중에 1N.m의 부하를 인가했을 때의 시험 파형이다. 그림 8(a)는 $\Delta\theta_r'$ 를 이용하여 제어를 수행한 결과이고, 그림 8(b)는 $\Delta\theta_{r2}$ 를 이용하여 제어를 수행한 결과이다. 부하 1N.m을 인가한 과도 상태에서 두 기법이 모두 잘 동작하고 있으나, $\Delta\theta_{r2}$ 를 이용했을 때가 $\Delta\theta_r'$ 를 이용했을 때보다 실제 위치 오차 $\Delta\theta_r$ 가 과도상태에서

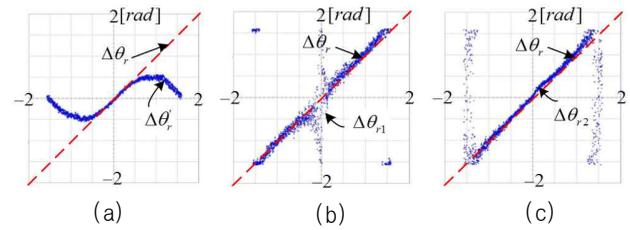


Fig. 7. The linearity of the estimated rotor position error. (a) $\Delta\theta_r'$ (b) $\Delta\theta_{r1}$ (c) $\Delta\theta_{r2}$.

더 작게 나타남을 알 수 있다. 이는 $\Delta\theta_r'$ 보다 $\Delta\theta_{r2}$ 가 $\Delta\theta_r$ 를 나타냄에 있어서 더 정확하기 때문으로 그림 8(a)에서도 확인할 수 있다. 그림 8(a)에서 실제 오차가 약 30° 정도 까지 커졌으나 기존 방법으로 구한 $\Delta\theta_r'$ 는 약 22° 이상을 표현하지 못하고 있다.

그림 9는 위치 오차가 크게 나타나는 조건으로 1.3N.m의 부하를 인가했을 때의 시험 파형으로 전류제한을 가하지 않은 조건이다. 그림 9(a)는 $\Delta\theta_r'$ 를 이용하여 제어를 수행한 결과이며, 부하 인가 시 제어가 실패하였다. 위치 오차가 커지면서 정확한 토크를 발생하지 못하여 속도 제어기 출력 값인 토크 기준 값이 계속 상승하다가 과전류 고장이 발생한 것이다. 이때에 실제 위치 오차 $\Delta\theta_r$ 는 45° 이상 까지 커지고 있으며 $\Delta\theta_r'$ 는 22° 정도까지 밖에는 측정해 내지 못하고 있다. 하지만, 이 조건하에서도 $\Delta\theta_{r2}$ 는 $\Delta\theta_r$ 를 45° 이상 까지 잘 추종함을 알 수 있다. 그림 9(b)는 $\Delta\theta_{r2}$ 를 이용하여 제어를 수행한 결과이다. 부하를 1.3N.m 인가하는 과도 상태에서도 실제 위치 오차 $\Delta\theta_r$ 가 발산하지 않고 제어가 잘 되고 있음을 확인할 수 있다. 실제 위치 오차 $\Delta\theta_r$ 는 30° 부근 까지 커 졌으나 다시 0° 부근으로 작아 짐을 알 수 있으며, 제안한 방법으로 구한 위치 오차 $\Delta\theta_{r2}$ 가 $\Delta\theta_r$ 를 잘 추정하고 있음을 확인할 수 있다.

그림 10은 토크 제한을 100%로 걸어놓은 조건으로 200rpm으로 운전하면서 1N.m의 부하를 인가했을 때의 시험 파형이다. 그림 10(a)는 $\Delta\theta_r'$ 를 이용하여 제어를 수행한 결과이며, 추정 오차 $\Delta\theta_r'$ 가 실제 오차 $\Delta\theta_r$ 를 추정하지 못하여 부하 인가 시 제어가 실패하였다. 실제 위치 오차를 정확히 추정하지 못하였기 때문에 정확한 토크가 발생하지 못하고 전류 제한이 오게 되어 전동기가 정지하였다. 그림 10(b)는 제안한 방법으로 얻은 추정 오차 $\Delta\theta_{r2}$ 를 이용하여 제어를 수행한 결과이다. 부하를 인가한 과도 상태에서도 전류 제한까지 가지 않고 제어가 잘 되고 있음을 확인할 수 있다. 이와 같이 실험 결과들로부터 제안한 오차 추정 기법이 $\Delta\theta_r$ 를 정확하게 추정하며, 오차가 크게 발생하는 과도상태에서도 강임함을 확인할 수 있다.

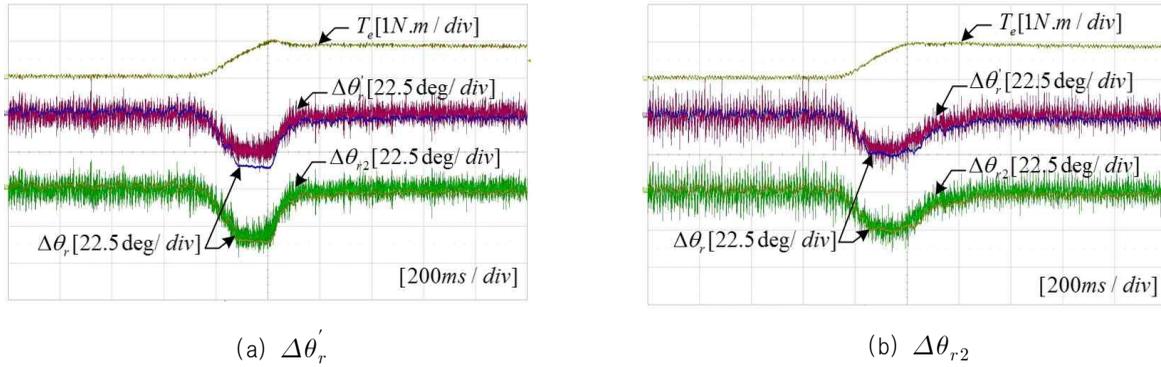


Fig. 8. Performance comparison of switching frequency sensor-less control under small position error.

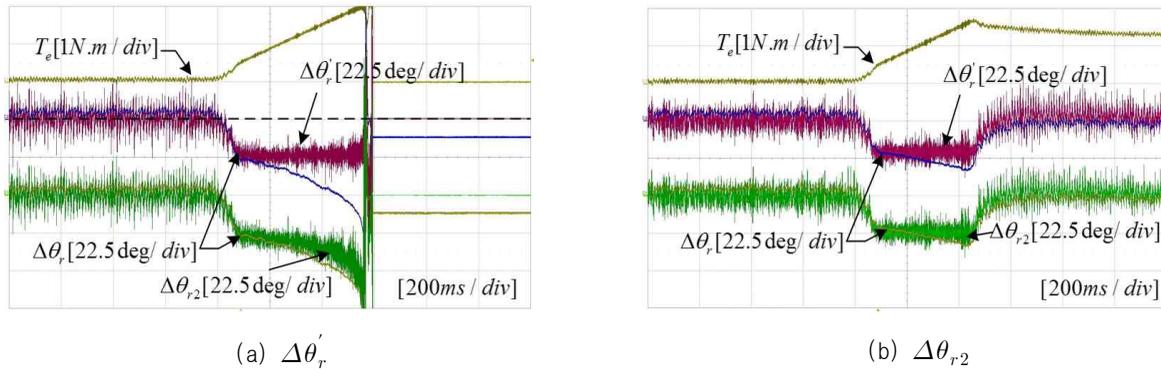


Fig. 9. Performance comparison of switching frequency sensor-less control under large position error.

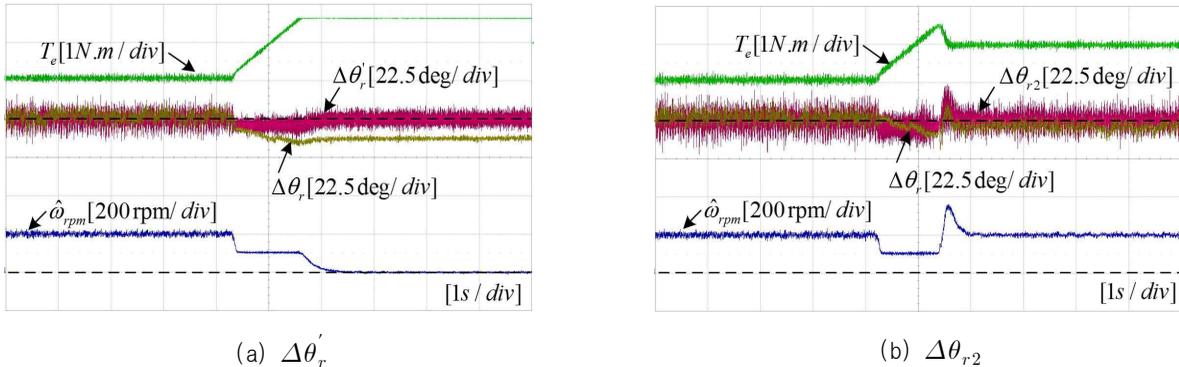


Fig. 10. Performance comparison of switching frequency sensor-less control under torque 100% limit.

6. 결 론

본 논문에서는 스위칭 주파수 신호 주입 센서리스 제어의 정밀한 제어를 위한 새로운 위치 오차 추정 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 작은 각도 근사법에 따른 근사화 없이 회전 행렬을 이용하여 실제 위치 오차를 정확하게 추정할 수 있어 보다 정밀한 센서리스 제어가 가능하게 한다. 또한 오차 측정 범위를 $\pm 90^\circ$ 까지 넓힐 수 있어 부하 변동이 크거나 속도 변동이 급격한 경우와 같은 위치 오차가 커지는 과도상태에서 보다 정확하고 강인한 제어가 가능하도록 한다. 제안한 제어기법의 타당성을 검증하기 위해 600W급 IPMSM을 대상으로

시뮬레이션 및 실험을 수행하였으며 그 성능을 확인하였다.

이 논문은 2015년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. NRF-2014R1A1A1007258)

References

[1] N. Matsui, "Sensorless operation of brushless DC motor drives," in *Proc. IEEE IECON93*, pp. 739-744, 1993.

- [2] Z. Q. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 50, No. 2, pp. 288-295, Apr. 2003.
- [3] F. Genduso, R. Miceli, C. Rando, and G. R. Galluzzo, "Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 57, No. 6, pp. 2092-2100, Jun. 2010.
- [4] M. J. Corley and R. D. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for a permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 36-41, 1996.
- [5] S. Ogasawara and H. Akagi, "An approach to real-time position estimation at zero and low speed for a PM motor based on saliency," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 29-35, 1996.
- [6] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation induction and salient AC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 31, No. 1, pp. 240-247, Mar./Apr. 1995.
- [7] J. I. Ha and S. K. Sul, "Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 35, No. 2, pp. 45-51, Jan./Feb. 1999.
- [8] G. Wang, R. Yang, and D. Xu, "DSP-based control of sensorless IPMSM drives for wide-speed-range operation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 2, pp. 720-727, Feb. 2013.
- [9] J. H. Jang, S. K. Sul, J. I. Ha, K. Ide, and M. Sawamura, "Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 4, pp. 1031-1039, Jul./Aug. 2003.
- [10] M. J. Corley and R. D. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for a permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, Vol. 1, pp. 36-41, 1996.
- [11] L. Yi, Z. Q. Zhu, D. Howe, C. M. Bingham, and D. A. Stone, "Improved rotor-position estimation by signal injection in brushless AC motors, accounting for cross-coupling magnetic saturation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, No. 5, pp. 1843-1850, 2009.
- [12] R. Masaki, S. Kaneko, M. Hombu, T. Sawada, and S. Yoshihara, "Development of a position sensorless control system on an electric vehicle driven by a permanent magnet synchronous motor," in *Proc. IEEE PCC Osaka 2002*, Vol. 2, pp. 571-576, 2002.
- [13] Y. D. Yoon, S. K. Sul, S. Morimoto, and Kozo Ide, "High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 47, No. 3, pp. 1361-1370, May/Jun. 2011.
- [14] S. M. Kim, J. I. Ha, and S. K. Sul, "PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 48, pp. 1576-1587, Sep./Oct., 2012.
- [15] A. Pilippo, M. Hinkkanen, and J. Luomi, "Analysis of an adaptive observer for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 2, pp. 570-576, Feb. 2008.
- [16] S. C. Yang and R. D. Lorenz, "Surface permanent-magnet machine self-sensing at zero and low speed using improved observer for position, velocity, and disturbance torque estimation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 48, No. 1, pp. 151-160, Jan./Feb. 2012.
- [17] G. Foo and M. F. Rahman, "Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 4, pp. 1270-1278, Apr. 2010.



김상일(金相一)

1975년 7월 19일생. 1998년 한양대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~2005년 포스콘 연구소 전력전자팀 대리. 2005년~2008년 삼성종합기술원 디스플레이 Lab. 전문연구원. 2008년~현재 두산인프라코어 책임연구원. 2012년~현재 한양대 대학원 전기공학과 박사과정.



김래영(金來瑛)

1974년 6월 6일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 미국 버지니아 공대(Virginia Tech) 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1999년~2004년 호성중공업 연구소 선임연구원. 2009년~2010년 미국 National Semiconductor Post Doc. Researcher. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 조교수. 당 학회 JPE 편집위원, 학술위원.