

IPMSM의 맥동하는 구형파 신호 주입 센서리스 제어를 위한 정지좌표계상에서의 새로운 위치 추정 기법

김상일¹, 김래영[†]

A Novel Rotor Position Estimation Method using a Rotation Matrix for a Square-Wave Signal Injected Sensorless Control in IPMSM

Sang-Il Kim¹ and Rae-Young Kim[†]

Abstract

In this study, a novel rotor position sensorless estimation method of an interior permanent-magnet synchronous motor is proposed. A square-wave pulsating voltage signal is injected in the estimated synchronous reference frame. This signal is interpreted in the stationary reference frame regardless of the estimated rotor position. Thus, assuming that the position error is nearly zero is unnecessary because the variables in the estimated synchronous reference frame are not used. The rotor position can be exactly calculated from two voltage references and three sampled current feedbacks in the stationary reference frame. The proposed method is easy to implement and helps enhance the bandwidth of the current controller. 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

매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM)는 높은 전력밀도와 효율을 가지고 있으며 제어 성능 또한 탁월하여 다양한 산업에 많은 적용이 이루어지고 있다. 이러한 동기전동기를 운전하기 위해서는 회전자의 위치를 아는 것이 필수적이며, 위치 정보를 얻기 위해 엔코더나 레졸버와 같은 위치센서가 필요하게 된다. 하지만 이러한 위치 센서는 시스템의 구축 비용 상승과 크기를 키우는 단점을 가지고 있다. 또한 위치 센서는 외부 노이즈에 대한 취약성과 고장에 대한 문제로 인하여 시스템의 신뢰성에 문제를 유발할 수 있다. 이런 단점들을 극복하기 위해 위치나 속도 센서를 사용하지 않는 센서리스 제어가 산업용에서 가정용까지 다양한 분야에 채택되어지고

있다. 이 외에도 전동기 구동을 이용한 압축기와 같이 고온 고압의 환경으로 인하여 근본적으로 센서를 설치하지 못하는 시스템의 운전과 센서를 사용하는 제어기에서 센서의 고장발생시 시스템에 피해가 확산되지 않게 하거나 한시적으로 운전이 지속되도록 하기 위한 목적으로도 센서리스 제어를 채용하고 있다^{[1]-[18]}.

이런 센서리스 제어는 크게 역기전력을 이용하는 방법과 고주파 주입을 이용한 방법으로 구분할 수 있다. 센서리스 제어 시 주로 이용되는 역기전력을 이용하는 방법은 중-고속 영역에서 우수한 특성을 나타내지만 저속 영역에서는 역기전력의 크기가 작기 때문에 인버터의 데드타임이나 스위치의 전압강하 등의 비선형적인 전압오차로 인하여 제어가 힘들다^{[1]-[3]}. 이에 반하여, 전동기의 자기적인 돌극성을 이용하는 고주파 신호 주입 방법은 영속과 저속에서 우수한 특성을 나타낸다^{[4]-[16]}. 이런 이유로, 넓은 영역의 센서리스 운전을 위해서 역기전력 방식 외에도 저속운전 영역에서 우수한 성능을 갖는 고주파 신호 주입기반의 센서리스 제어에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다.

고주파 주입 방법은 주입하는 방법에 따라 고정좌표계상에서 회전하는 전압을 주입하는 방법과 동기 회전

Paper number: TKPE-2016-21-3-4

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 Nov. 12, 2015; revised Dec. 24, 2015;
accepted Apr. 7, 2016

좌표계상에서 맥동하는 전압을 주입하는 방법으로 나눌 수 있으며, 고주파 주입 기반의 센서리스 제어를 위해서는 주입한 고주파 전압에 대한 고주파 전류를 검출하여 이로부터 회전자의 위치를 추정하게 되는데 저역통과필터와 같은 디지털 필터를 이용하여 고주파로부터 회전자 위치 오차를 얻어내는 헤테로다인 방법이 많이 연구되어져 왔다^{[4]-[10]}. 진동기제어의 동특성 향상을 위해서는 제어기 대역폭의 확대가 필요하며 이를 위해서는 주입하는 전압의 주파수를 높여야 한다. 하지만, 주입 주파수를 높이면 회전자 위치를 얻기 위해 사용하는 디지털 필터의 지연이 상대적으로 더 크게 작용하여 진동기 제어 성능이 저하된다. 이러한 문제를 극복하기 위해 최근에는 맥동하는 구형파 전압을 주입하는 센서리스 제어 기법이 연구되어 지고 있다^{[11]-[16]}. 본 방법들은 저역통과필터나 대역통과 필터를 사용하지 않기 때문에 스위칭 주파수까지 주입 신호의 주파수를 높일 수 있어 넓은 대역폭을 확보 할 수 있으며, 구현이 용이하다는 장점이 있다. 또한 위치 오차가 작게 유지되는 조건에서는 우수한 특성을 나타낸다. 하지만 빠르고 큰 부하 변동에 의해 추정된 위치 오차가 커지게 되면 추정 오차가 실제 오차를 정확히 추정하지 못하여 위치 관측기의 성능이 떨어지는 문제점을 가지고 있다. 이 문제는 근본적으로 실제 회전자 위치와 정확히 동기 되어 있지 않은 고정 좌표계상의 고주파 전류로부터 회전자 위치를 추정하기 때문에 발생한다. 이를 극복하기 위해서는 실제 위치 오차가 작다는 가정 없이 실제 회전자 위치에 동기 되어 있는 신호의 검출이 필요하다.

매입형 영구자석 동기진동기의 인덕턴스가 회전자 위치에 따라 변하며, 또한 회전자 위치에 동기 되어있다는 점을 이용하여 진동기의 인덕턴스 매트릭스를 구하는 논문들이 소개되었다^{[16]-[18]}. 이 논문들은 위치 오차가 작아야 하는 제한조건 없이 고주파 전압과 전류의 관계로부터 인덕턴스 매트릭스를 계산하고 있으며, 이 매트릭스로부터 정확한 회전자 위치를 얻는다. 하지만, PWM의 패턴을 바꾸거나 공간벡터상의 전압을 계산하여야 하므로, 구현 방법이 복잡하고 계산량이 많으며 전류 센싱 횟수가 증가하는 제한 조건이 존재한다.

본 논문에서는 스위칭 주파수의 맥동하는 신호 주입 기반의 센서리스 제어시의 새로운 위치 추정 알고리즘을 제안한다. 본 방법은 추정된 회전자 좌표계상에서 스위칭 주파수와 동일한 맥동하는 전압을 주입하지만 추정된 회전자의 위치를 고려하지 않는 고정자 좌표계상에서의 변수만을 이용하여 해석을 진행하였기 때문에 정확한 회전자 위치 계산이 가능하며, LPF나 BPF없이 회전자의 위치를 추정하기 때문에 제어기의 대역폭을 극대화할 수 있다. 또한 이 방법은 회진행렬을 이용하여 별다른 가정 없이 실제 회전자 위치에 동기 되어 있는 신호의 검출이 가능하고 이를 통하여 회전자의 위치를 직접 추정한다. 결과적으로 추정 위치 오차가 큰 경우에

도 추정된 위치 오차와 실제 위치 오차가 차이 나지 않으며, 헤테로다인 방법과 비교하여 구현이 간단하고 계산량도 적다. 제안한 방법의 유효성을 확인하기 위해 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 성능을 검증하였다.

2. 구형파 신호 주입 방법에 기반한 센서리스 제어

정지좌표계 α - β 축 상에서의 IPMSM의 상전압 방정식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s}^s \\ v_{\beta s}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s}^s \\ \lambda_{\beta s}^s \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기에서 $[v_{\alpha s}^s \ v_{\beta s}^s]^T$, $[i_{\alpha s}^s \ i_{\beta s}^s]^T$ 그리고 $[\lambda_{\alpha s}^s \ \lambda_{\beta s}^s]^T$ 는 고정좌표계 α - β 축에서의 상전압, 상전류, 그리고 쇄교 자속이며, R_s 는 고정자 상저항이다. 쇄교 자속은 식 (2)와 같이 전류에 의한 성분과 영구자석에 의한 성분으로 나누어서 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s}^s \\ \lambda_{\beta s}^s \end{bmatrix} = \mathbf{L}_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} + \lambda_f \begin{bmatrix} \cos\theta_r \\ \sin\theta_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_r & L_1 \sin 2\theta_r \\ L_1 \sin 2\theta_r & L_0 - L_1 \sin 2\theta_r \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기에서 \mathbf{L}_s 는 식 (3)과 같이 인덕턴스 매트릭스, λ_f 는 역기전력 상수, L_0 는 $(L_{qs} + L_{ds})/2$, L_1 은 $(L_{ds} - L_{qs})/2$, θ_r 은 실제 회전자 위치를 각각 나타낸다. 식 (2)를 식(1)에 대입하여 정리하면 전압방정식을 식 (4)와 같이 전개할 수 있으며 샘플링 주기 ΔT_s 가 매우 짧은 경우에 전류 미분항을 식 (5)와 같이 대수화할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s}^s \\ v_{\beta s}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_f \begin{bmatrix} -\sin\theta_r \\ \cos\theta_r \end{bmatrix} + \mathbf{L}_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} + 2L_1 \omega_r \begin{bmatrix} -\sin 2\theta_r \cos 2\theta_r \\ \cos 2\theta_r \sin 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s}^s \\ v_{\beta s}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_f \begin{bmatrix} -\sin\theta_r \\ \cos\theta_r \end{bmatrix} + \mathbf{L}_s \frac{1}{\Delta T_s} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s}^s \\ \Delta i_{\beta s}^s \end{bmatrix} + 2L_1 \omega_r \begin{bmatrix} -\sin 2\theta_r \cos 2\theta_r \\ \cos 2\theta_r \sin 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s}^s \\ i_{\beta s}^s \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기에서 ω_r 은 회전자의 전기 각속도이며, ΔT_s 는 샘플링 주기(제어 References주기), 그리고 $[\Delta i_{\alpha s}^s \ \Delta i_{\beta s}^s]^T$

는 샘플링 한 주기 동안의 전류변동분이다.

식 (5)에서 첫 번째 제어 주기 동안의 출력 상전압을 $[v_{\alpha s1}^s v_{\beta s1}^s]^T$ 로, 두 번째 제어 주기 구간의 출력 상전압을 $[v_{\alpha s2}^s v_{\beta s2}^s]^T$ 로 정의하고 두 샘플링 간의 전압차를 식 (6)과 같이 $[v_{\alpha s21}^s v_{\beta s21}^s]^T$ 정의한다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s21}^s \\ v_{\beta s21}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha s2}^s - v_{\alpha s1}^s \\ v_{\beta s2}^s - v_{\beta s1}^s \end{bmatrix} \quad (6)$$

마찬가지로, 첫 번째 제어 주기 동안의 상전류의 변동분을 $[\Delta i_{\alpha s1}^s \Delta i_{\beta s1}^s]^T$ 로, 다음의 제어 주기 동안의 상전류의 변동분을 $[\Delta i_{\alpha s2}^s \Delta i_{\beta s2}^s]^T$ 로 정의하면 두 번의 제어 주기간의 고주파 전류는 식 (7)과 같이 $[\Delta i_{\alpha s21}^s \Delta i_{\beta s21}^s]^T$ 정의 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s2}^s - \Delta i_{\alpha s1}^s \\ \Delta i_{\beta s2}^s - \Delta i_{\beta s1}^s \end{bmatrix} \quad (7)$$

위의 식(6)과 식(7)의 정의를 바탕으로 식 (5)로부터 두 제어 주기 사이의 전압방정식의 차를 구하면 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s21}^s \\ v_{\beta s21}^s \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s1}^s \\ \Delta i_{\beta s1}^s \end{bmatrix} + 2L_1\omega_r \begin{bmatrix} -\sin 2\theta_r & \cos 2\theta_r \\ \cos 2\theta_r & \sin 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s1}^s \\ \Delta i_{\beta s1}^s \end{bmatrix} + L_s \frac{1}{\Delta T_s} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \quad (8)$$

제어주기(또는 샘플링 주기)가 매우 짧고 전동기의 회전 속도가 낮은 경우, 식 (8)의 우변 항에서 첫 번째 부분인 저항에 의한 전압강하 성분과 두 번째 부분인 인덕턴스 성분보다 훨씬 작으므로, 식 (8)을 식 (9)와 같이 간략화 할 수 있으며, 식(3)의 인덕턴스 매트릭스를 적용하여 다시 표현하면 식 (10)과 같이 전개할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s21}^s \\ v_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \simeq L_s \frac{1}{\Delta T_s} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s21}^s \\ v_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \simeq L_s \frac{1}{\Delta T_s} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta T_s} \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_r & L_1 \sin 2\theta_r \\ L_1 \sin 2\theta_r & L_0 - L_1 \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \quad (10)$$

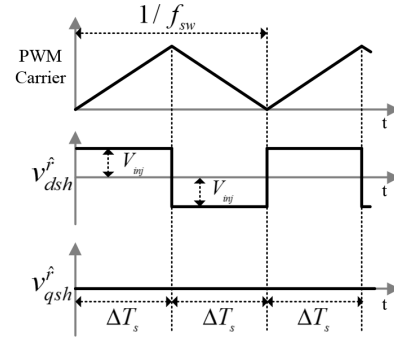


Fig. 1. Pulsating injection voltage in the estimated rotor reference frame.

식 (10)을 고주파 전류 $[\Delta i_{\alpha s21}^s \Delta i_{\beta s21}^s]^T$ 에 관하여 나타내면 식 (11)와 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} &= \Delta T \times L_s^{-1} \begin{bmatrix} v_{\alpha s21}^s \\ v_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \\ &= \frac{\Delta T_s}{L_{ds} L_{qs}} \begin{bmatrix} L_0 - L_1 \cos 2\theta_r & -L_1 \sin 2\theta_r \\ -L_1 \sin 2\theta_r & L_0 + L_1 \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s21}^s \\ v_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

그림 1은 고주파 주입 센서리스 제어를 위해 주입한 추정된 회전 좌표계상의 주입 전압의 형태를 나타낸다. 여기에서 f_{sw} 는 PWM 스위칭 주파수, V_{inj} 은 추정된 회전 좌표계상에 주입한 d축 전압의 크기, v_{dsh}^r 와 v_{qsh}^r 는 각각 추정된 회전좌표계상에 주입하는 d축 전압과 q축 전압을 의미한다. 전류제어의 대역폭을 최대한 높이기 위해 스위칭 주파수에 해당하는 구형파를 추정된 회전 좌표계 d축에 주입하였으며, 추정된 회전 좌표계 q축에는 신호를 주입하지 않았다. 전류제어기에 의한 기본파 전압은 제어주기에서는 거의 변하지 않는다고 가정하고, 주입전압을 제어 주기마다의 추정된 회전좌표계상에서의 전압차 $[v_{ds21}^r v_{qs21}^r]^T$ 로 나타내면 식 (12)와 같이 주입 전압의 2배의 크기로 나타낼 수 있다. 회전 행렬을 식 (13)과 같이 정의하고, 실제 회전자 위치 θ_r 와 추정된 회전자 위치 $\hat{\theta}_r$ 의 차 $\Delta\theta_r$ 를 식 (14)와 같이 정의하면, 식 (12)의 추정된 회전 좌표계상의 전압 차 $[v_{ds21}^r v_{qs21}^r]^T$ 를 고정좌표계상의 전압차인 $[v_{\alpha s21}^s v_{\beta s21}^s]^T$ 로 표현 할 수 있으며 이를 식 (15)에 나타내었다. 식 (11)에 식 (15)를 대입하여 정리하면 식 (16)과 같이 전개할 수 있다. 이로부터, 실제 회전자 위치 오차 $\Delta\theta_r$ 가 작다고 가정하면, 식 (16)을 식(17)과 같이 간략화 할 수 있으며 식 (18)과 같이 회전자의 위치 $\Delta\theta_{rcal0}$ 를 얻을 수 있다^{[11]-[12]}.

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{ds21}^r \\ \hat{v}_{qs21}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pm 2V_{inj} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$T(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\Delta\theta_r = \theta_r - \hat{\theta}_r \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s21}^s \\ v_{\beta s21}^s \end{bmatrix} = T(-\hat{\theta}_r) \begin{bmatrix} \hat{v}_{ds21}^r \\ \hat{v}_{qs21}^r \end{bmatrix} = \pm 2V_{inj} \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta}_r \\ \sin\hat{\theta}_r \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} = \frac{\pm 2V_{inj}\Delta T_s}{L_{ds}L_{qs}} \begin{bmatrix} L_0\cos(\theta_r - \Delta\theta_r) - L_1\cos(\theta_r + \Delta\theta_r) \\ L_0\sin(\theta_r - \Delta\theta_r) - L_1\sin(\theta_r + \Delta\theta_r) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \approx \frac{\pm 2V_{inj}\Delta T_s}{L_{ds}} \begin{bmatrix} \cos\theta_r \\ \sin\theta_r \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\theta_{rcal0} = \text{atan2}(i_{\alpha s21}^s \times \text{sign}(v_{ds21}^r), i_{\beta s21}^s \times \text{sign}(v_{qs21}^r)) \quad (18)$$

하지만, 식 (18)에서 얻어진 회전자 위치는 회전자의 위치 오차가 작은 경우 매우 정확하지만, 급격하고 큰 부하 변동조건과 같이 위치 오차가 커질 수 있는 조건에서는 정확도가 떨어진다. 이로 인하여 제어 특성이 떨어지는 문제점을 가지고 있다. 이는 고정좌표계상의 해석임에도 식 (16)과 같이 추정된 회전 좌표계상의 주입 전압을 식에 반영함으로써 고주파 전류를 회전자 위치 오차가 작다는 가정을 통하여 회전자의 위치를 계산하였기 때문이다. 즉, 회전자 위치 오차가 커지게 되면 식 (18)로부터 얻은 회전자 위치가 부정확해지게 된다.

3. 제안하는 정확한 회전자 위치 추정 기법

이를 개선하기 위해 본 논문에서는 간단한 벡터들의 관계로부터 추정된 회전 좌표계를 고려하지 않고 고정좌표계상의 변수들만을 이용하여 정확한 회전자 위치를 계산하고자 한다. 먼저 식 (11)의 우변 항에서 회전자 위치에 관련이 없는 항과 관련이 있는 항으로 식 (19)와 같이 구분하였다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s21}^s \\ -v_{\beta s21}^s \end{bmatrix} = \frac{L_0}{\Delta T_s} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ -\Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} + \frac{L_1}{\Delta T_s} \begin{bmatrix} \cos 2\theta_r & \sin 2\theta_r \\ -\sin 2\theta_r & \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \quad (19)$$

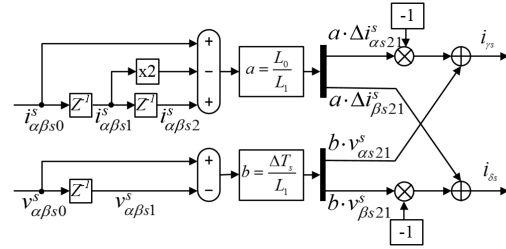


Fig. 2. Calculation of γ - δ axis currents.

식 (19)로부터, 회전자 위치와 관련 없는 항을 좌변으로 이항하고 위치에 관련되어 있는 항의 계수를 양변으로 나누어 주어 식 (20)과 (21)과 같이 정리하고 이를 $[i_{\gamma s} \ i_{\delta s}]^T$ 로 정의한다. 식 (21)로부터, $[i_{\gamma s} \ i_{\delta s}]^T$ 는 정지좌표계상의 고주파 전류성분에 $T(2\theta_r)$ 을 곱한 것과 같은 값이다. 실제 회전자 위치 θ_r 는 알 수 없으므로, $(i_{\gamma s}, i_{\delta s})$ 는 식(20)과 같이 두 번 계산된 제어기 출력 전압 기준치와 3번 sampling된 전류를 이용하여 얻을 수 있으며, 이 계산 과정을 그림 2에 나타내었다.

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \end{bmatrix} \equiv \frac{\Delta T_s}{L_1} \begin{bmatrix} \Delta v_{\alpha s}^s \\ -\Delta v_{\beta s}^s \end{bmatrix} - \frac{L_0}{L_1} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ -\Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos 2\theta_r & \sin 2\theta_r \\ -\sin 2\theta_r & \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} = T(2\theta_r) \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \quad (21)$$

식 (21)은 여전히 $2\theta_r$ 가 포함되어 있는 성분으로 표현되어 있으므로 양변에 회전 행렬 $T(-\theta_r)$ 을 곱해주어 식 (22)-(23)과 같이 양변을 θ_r 에 관한 식으로 표현하였다.

$$T(-\theta_r) \begin{bmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \end{bmatrix} = T(-\theta_r) T(2\theta_r) \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\gamma s} \\ i_{\delta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\alpha s21}^s \\ \Delta i_{\beta s21}^s \end{bmatrix} \quad (23)$$

식(23)의 전류 변동분 또는 고주파 전류들의 관계를 이해하기 위해 전류 변동분에 관련된 벡터들을 그림 3과 같이 나타내었다. 그림 3(a)는 식(21)을 나타낸 것으로 고정좌표계상의 고주파 전류 변동분($\Delta i_{\alpha s21}^s, \Delta i_{\beta s21}^s$)을 γ - δ 축으로 사영하여 $(i_{\gamma s}, i_{\delta s})$ 를 얻는 것을 보여준다. 여기에서 γ - δ 축은 α - β 축을 기준으로 $2\theta_r$ 만큼 회전한 축을 의미한다. 그림 3(b)는 식(23)의 좌변 항을 나타낸 것으로 $(i_{\gamma s}, i_{\delta s})$ 을 실제 회전좌표축으로 사영하여 실제 d-q축상의 고주파 전류 (i_{dsh}^r, i_{qsh}^r)를 나타

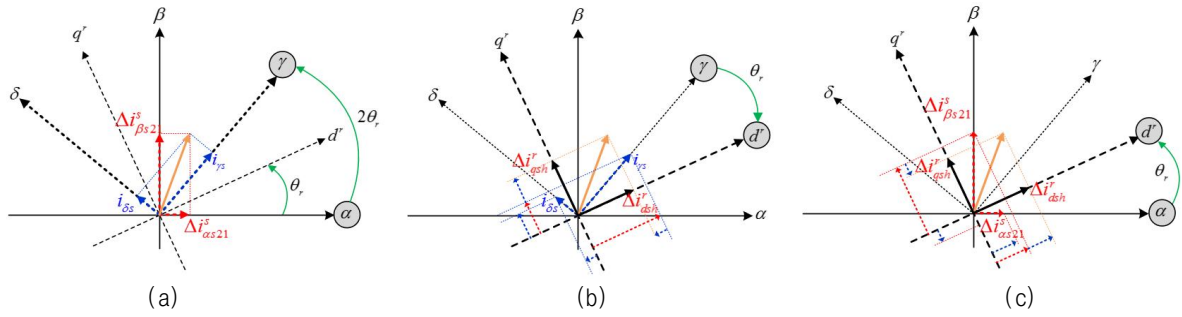


Fig. 3. Current variation vectors (a) relationship between γ - δ axis and α - β axis coordinates, (b) projection from γ - δ axis and d^r - q^r axis, and (c) projection from α - β axis and d^r - q^r axis.

내고 있다. 그림 3(c)는 식(23)의 우변 항을 나타낸 것으로 고정 좌표계상의 $(\Delta i_{\alpha s 21}^s, \Delta i_{\beta s 21}^s)$ 을 실제 회전좌표축으로 사영하여 그림 3(b)와 마찬가지로 실제 d-q축상의 고주파 전류 (i_{dsh}^r, i_{qsh}^r) 를 나타내고 있다. 즉, 실제 회전자 위치 θ_r 는 알 수 없으므로 실제 d-q축상의 고주파 전류 (i_{dsh}^r, i_{qsh}^r) 를 직접적으로는 구할 수는 없지만, 식 (23)과 그림 3으로 부터 벡터 $(i_{\gamma s}, i_{\delta s})$ 와 $(\Delta i_{\alpha s 21}^s, \Delta i_{\beta s 21}^s)$ 의 실제 회전좌표계상의 d-q축 상으로의 사영이 서로 같다는 조건에서 회전자의 위치를 간접적으로 구할 수 있음을 알 수 있다.

이 관계를 이용하여 식 (23)의 첫째 행으로부터 식 (24)을 얻을 수 있으며 여기에서 구해진 회전자 위치를 θ_{rcal1} 로 정의한다. 마찬가지로, 식 (23)의 둘째 행의 관계에 의해 식 (25)를 얻을 수 있으며 이때의 회전자 위치를 θ_{rcal2} 로 정의한다. 단, 식 (24)의 arc-tangent 인수의 분자와 분모는 거의 영에 가깝게 나타난다. 이는 $i_{\gamma s}$ 와 $\Delta i_{\alpha s 21}^s$, $i_{\delta s}$ 와 $-\Delta i_{\beta s 21}^s$ 가 각각 서로 비슷한 크기를 갖기 때문이다. 이로 인하여 식 (24)의 θ_{rcal1} 는 잡음이 심한 특징을 가지므로 본 논문에서는 식 (25)를 이용하여 회전자 위치를 계산한다. 편의를 위해 식 (25)의 arc-tangent의 인수의 분자와 분모를 각각 i_{num} 과 i_{den} 이라고 정의하였다. 즉 i_{num} 과 i_{den} 는 식 (16)의 $\Delta i_{\alpha s 21}^s$ 와 $\Delta i_{\beta s 21}^s$ 와는 다르게 회전자 위치 오차와 관계없이 회전자 위치와 동기 되어 있는 값임을 식 (25)로부터 확인할 수 있다.

$$\theta_{rcal1} = \tan^{-1} \left(\frac{i_{\gamma s} - \Delta i_{\alpha s 21}^s}{i_{\delta s} + \Delta i_{\beta s 21}^s} \right) \quad (24)$$

$$\theta_{rcal2} = \tan^{-1} \left(\frac{-i_{\delta s} + \Delta i_{\beta s 21}^s}{i_{\gamma s} + \Delta i_{\alpha s 21}^s} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{i_{num}}{i_{den}} \right) \quad (25)$$

식 (25)의 i_{num} 과 i_{den} 는 주입하는 전압과 회전자의 위치에 따라 그 극성이 바뀌므로, 주입하는 전압의 극성을 고려하면 i_{num} 과 i_{den} 의 포락선을 얻을 수 있으며,

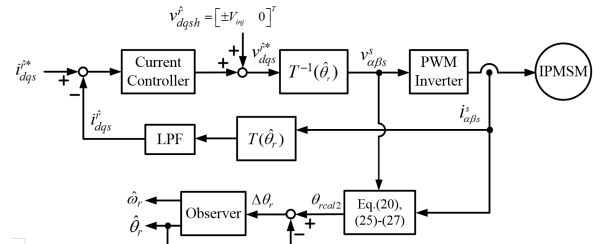


Fig. 4. Block diagram of the PWM frequency voltage signal injection sensorless control using the proposed rotor position estimation method.

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]

이를 식 (26)과 같이 각각 i'_{num} 과 i'_{den} 로 정의하였다.

$$i'_{num} = \begin{cases} i_{num}, & \text{if } v_{ds21}^s > 0 \\ -i_{vm}, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (26)$$

$$i'_{den} = \begin{cases} i_{den}, & \text{if } v_{ds21}^s > 0 \\ -i_{den}, & \text{otherwise} \end{cases}$$

이를 이용하여 다시 회전자의 위치를 구하면 식 (27)과 같다.

$$\theta_{rcal2} = \text{atan2}(i'_{num}, i'_{den}) \quad (27)$$

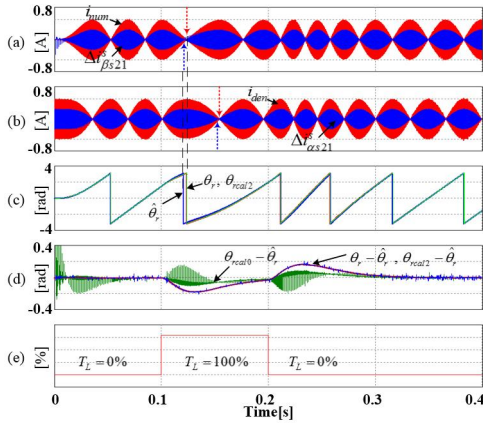


Fig. 5. Simulation result based on the proposed rotor position calculation method.

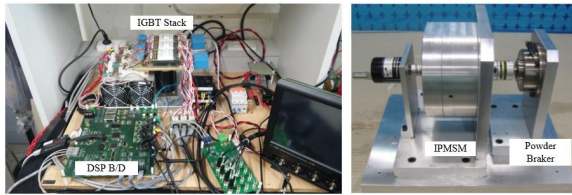


Fig. 6. Experimental set-up.

그림 4는 제안한 회전자 위치 추정법을 적용한 PWM 주파수의 전압을 주입하는 센서리스 제어의 전체 블록도이다. 전류제어기의 출력인 기본파 전압에 맥동하는 고주파 신호를 주입하고, 이로 인해 발생한 전동기 상전류의 고주파 성분과 고정자 전압 기준값을 입력하는 식 (20)으로부터 $(i_{\gamma s}, i_{\delta s})$ 를 얻었으며, 이 값을 이용하여 식 (25)-(27)로부터 회전자의 위치를 계산하였다.

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안하는 회전자 위치 추정법의 유효함을 검증하기 위해 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션과 실험에서 사용한 시스템 사양은 표 1과 같다. 그림 5는 제안한 회전자 위치 추정법을 적용하여 제어를 했을 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림 5(a)는 식 (25)의 arc-tangent 인수인 i_{num} , 고정좌표계상의 고주파 전류 변동분 $\Delta i_{\beta s 21}^s$ 을 나타내었고. 그림 5(b)는 식 (25)의 arc-tangent 인수인 i_{den} , 고정좌표계상의 고주파 전류 변동분 $\Delta i_{\alpha s 21}^s$ 을 나타내었다. 회전자의 위치 오차가 적게 발생할 때에는 식 (18)로부터 회전자의 위치를 추정하는 기존의 방법과 식 (25)으로부터 회전자의 위치를 추정하는 제안한 방법에서의 신호의 차이가 없지만, 회전자의 위치 오차가 큰 경우에는 서로 위상이 달라짐을 확인 할 수 있다. 그림 5(c)는 실제 회전자 위치 θ_r , 관측기로부터 추정된 회전자 위치 $\hat{\theta}_r$, 제

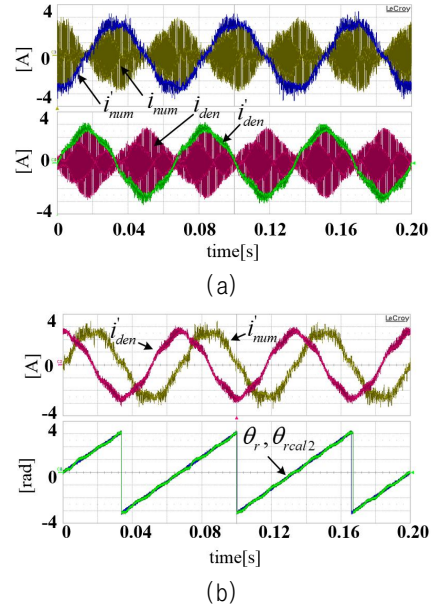


Fig. 7. Rotor position estimation performance (a) i_{num} and i_{den} of arc-tangent argument in (25), i'_{num} and i'_{den} of arc-tangent argument in (27) (b) i'_{num} and i'_{den} , the real rotor position, the calculated rotor position from (27).

안한 방법인 식 (27)로부터 구한 회전자 위치 θ_{rcal2} 를 나타낸다. 이 때 θ_{rcal2} 와 θ_r 가 거의 일치함을 확인 할 수 있다. 그림 5(d) 회전자 추정 방법들 간에 회전자의 위치 오차를 비교하고 있다. 먼저 $\theta_{rcal0} - \hat{\theta}_r$ 는 기존의 방법인 식 (18)로부터 얻은 위치와 추정된 위치와의 차이이며, $\theta_{rcal2} - \hat{\theta}_r$ 는 제안한 방법인 식 (27)로부터 얻은 위치와 추정된 위치와의 차이이며, $\theta_r - \hat{\theta}_r$ 는 실제 회전자 위치와 추정된 위치와의 차이이다. 그림 5(e)는 부하를 나타내고 있으며 정격부하 기준으로 0%에서 100%, 다시 0%로 변경하였다. 이 시뮬레이션 결과를 통하여 부하가 step으로 변경될 때, 기존의 방법으로 구한 회전자 위치보다 제안한 방법으로 구한 회전자 위치가 실제 회전자 위치와 비슷하며 잡음도 덜하다는 것을 알 수 있다.

5. 실험

제안한 회전자 위치 추정기법의 유효성을 검증하기 위하여 그림 6과 같이 600W급 전동기를 이용하여 실험을 실시하였다. Powder braker를 이용하여 부하를 인가하였으며, 실제 회전자 위치를 얻기 위해 엔코더를 설치하였다. 그림 7은 300rpm으로 속도 제어시에 회전자 위치를 계산하기 위해 사용된 신호를 나타내고 이로부터 구한 회전자 위치와 실제 회전자를 보여준다. 그림 7(a)는 식 (25)와 (27)로부터 회전자 위치를 얻기 위해 계산된 arc-tangent의 분자와 분모를 나타낸다. 그림 7(b)는

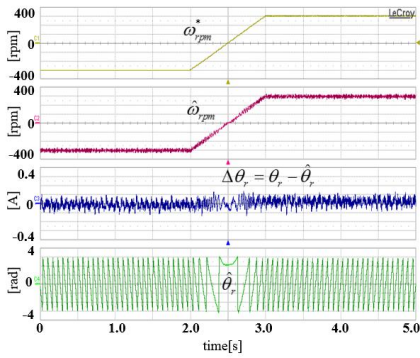


Fig. 8. Speed control from -300 to 300 rpm without load.

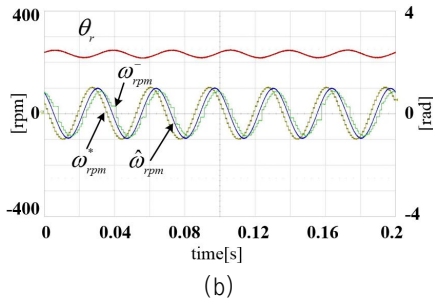
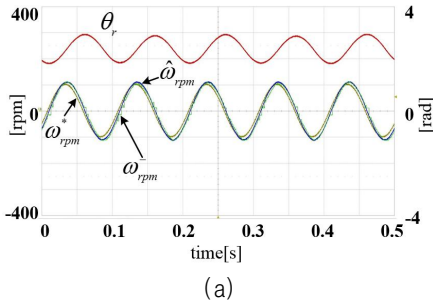


Fig. 9. Sinusoidal response of speed control.(a) 10Hz sinusoidal reference, (b) 30Hz sinusoidal reference.

회전자의 실제 위치 θ_r 와 i'_{num} 과 i'_{den} 로부터 계산된 θ_{rcal2} 를 비교하였으며, 실제 회전자 위치를 잘 추정하고 있음을 확인할 수 있다.

그림 8과 9는 속도제어 특성을 보여준다. 그림 8은 무부하 조건에서 -300rpm에서 300rpm으로 속도제어를 수행하면서 속도 기준값, 속도 추정값, 실제 회전자 위치 오차, 그리고 추정된 회전자 위치를 나타내고 있다. 이 때 전류제어기의 대역폭은 400Hz, 속도제어기 대역폭은 30Hz로 설정하였으며, 속도 추정기로 사용한 루엔버거 관측기의 대역폭은 20Hz로 설정하였다. 속도 가변 시에도 위치 오차가 $\pm 0.1\text{rad}$ 이하로 유지되고 있음을 알 수 있다. 그림 9는 무부하 조건에서 속도 기준 값을 10Hz와 30Hz의 정현파로 주었을 경우의 센서리스 속도 제어의 응답성을 보여주며, 기준 속도, 추정 속도, M/T 기법으로 계산한 실제 속도, 그리고 실제 위치를 나타내었다. 정현파의 크기는 100rpm으로 설정하였다. 10Hz의 정현파는 매우 정확하게 추정되고 있음을 알 수 있

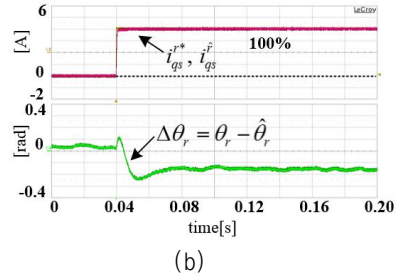
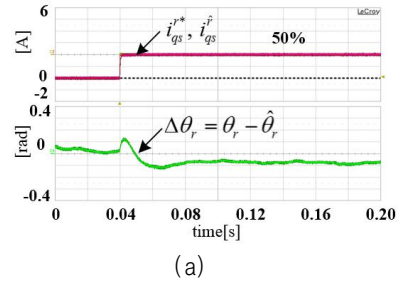


Fig. 10. Step current response (a) 25% load, (b) 50% load. (c) 100% load.

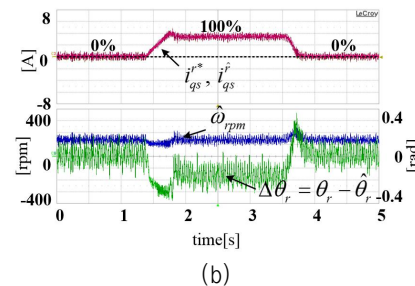
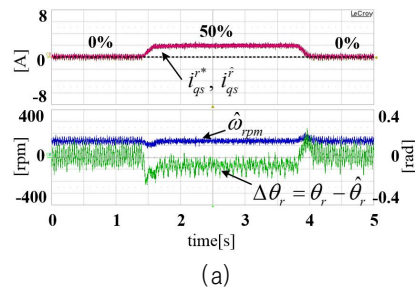


Fig. 11. Speed control under load variation (a) 50% of rated torque, (b) 100% of rated torque.

으며, 30Hz의 경우에도 약 45도정도의 지연을 가지면서 기준속도를 잘 추종함을 볼 수 있다.

그림 10은 정지 시에 전류제어기의 응답특성을 나타내었으며 전류 제어 시에 전동기를 고정하고 부하를 각각 정격부하의 50%, 100%에 해당하는 전류 기준 값을 인가했을 때의 파형이다. 정격전류의 50%의 전류를 인가했을 때, 회전자 위치 오차는 $\pm 0.1\text{rad}$ 이하로 유지하고 있다. 정격전류를 인가한 경우에도 위치 오차는 약 0.2rad정도 변한 것을 알 수 있으며, 이는 전류증가에 따른 자기 포화에 기인한다^{[9],[16]}.

그림 11은 제안한 센서리스 제어를 적용하여 속도를 100rpm으로 운전하면서 Powder brake를 이용하여 50%

와 100%의 부하를 인가했을 때의 파형이다. 그림 11(b)는 100% 부하 변동조건으로, 자속의 포화에 의한 회전자 위치 보정 없이도 $\pm 0.4\text{rad}$ 이하의 위치 오차가 발생하는 것을 확인할 수 있으며, 제한한 센서리스 운전이 잘 되고 있음을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 별다른 가정 없이 정확하게 회전자 위치를 추정하는 새로운 기법을 소개하였다. 추정된 회전좌표계상의 변수를 이용하지 않고 고정 좌표계상의 전압과 전류만을 이용하여 회전자 위치를 계산함으로써, 회전자 위치 오차를 고려하지 않고 정확한 센서리스 제어가 가능한 결과를 얻었다. 고주파 신호를 얻기 위해 저역통과 필터나 대역통과 필터등과 같은 디지털 필터를 사용하지 않았기 때문에 제어 대역폭의 확대가 가능하였으며, 위치 오차가 작다는 가정 없이 회전자의 위치를 계산함으로써 급격하고 큰 부하조건에서도 강인한 제어 특성을 확보하였다. 제안한 방법은 제어주기간의 제어기 전압 기준값의 차와 3개의 샘플링된 전류만을 이용하여 간단하게 회전자 위치를 계산하므로 구현이 용이하고 계산량이 적다는 장점을 가지고 있다. 실험을 통하여 본 방법의 유효성을 검증하였다.

이 논문은 2015년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업입니다. (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] P. L. Jansen and R. D. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 31, No. 1, pp. 240-247, Mar./Apr. 1995.
- [6] 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, issue. 2, pp. 45-51, Jan./Feb. 1999.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] F. Briz, M. W. Degner, A. Diez, and R. D. Lorenz, "Static and dynamic behavior of saturation-induced saliencies and their effect on carrier-signal-based sensorless ac drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 38, No. 3, pp. 670-678, May/Jun. 2002.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] Y. D. Yoon, S. K. Sul, S. Morimoto, and K. 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.
- [13] C. Y. Yu, J. Tamura, D. D. Reigosa, and R. D. Lorenz, "Position self-sensing evaluation of a FI-IPMSM based on high-frequency signal injection methods," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 49, No. 2, pp. 880-888, Mar./Apr. 2013.
- [14] N. C. Park and S. H. Kim, "Simple sensorless algorithm for interior permanent magnet synchronous motors based on high-frequency voltage injection method," *IET, Electric Power Appl.*, Vol. 8, pp. 68-75, Feb. 2014.
- [15] S. C. Yang, "Saliency-based position estimation of permanent-magnet synchronous machines using square-wave voltage injection with a single current sensor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 51, No. 2, pp. 1561-1571, Mar./Apr. 2015.
- [16] 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.

- [17] 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.
- [18] M. Mamo, K. Ide, M. Sawamura, and J. Oyama, "Novel rotor position extraction based on carrier frequency component method (CFCM) using two reference frames for IPM drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 5, pp. 508 - 514, Apr. 2005.



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 두산수석연구원, 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(공박). 1999년~2004년 효성중공업 연구소 선임연구원, 2009년~2010년 미국 National Semiconductor Post Doc. Researcher. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 조교수. 당학회 JPE 편집위원, 학술위원.