

# 위치 오차 보상을 통한 전동식 슈퍼차저 모터의 모델 기반 센서리스 응답성 개선

박귀열<sup>1</sup>, 황요한<sup>1</sup>, 허 남<sup>1</sup>, 이 주<sup>†</sup>

## Improved Responsiveness of Model-Based Sensorless Control for Electric-Supercharger Motor using an Position Error Compensation

Gui-Yeol Park<sup>1</sup>, Yo-Han Hwang<sup>1</sup>, Nam Heo<sup>1</sup>, and Ju Lee<sup>†</sup>

### Abstract

Sensorless electric superchargers have recently been actively developed to provide a large amount of oxygen to engines in order assist the combustion process for miniaturizing the engines and improving fuel efficiency. The model-based sensorless method for surface-mounted permanent magnet synchronous motors has a disadvantage in that the system may become unstable due to parameter variations in low-speed operation and the rapid-acceleration section. An electric supercharger requires fast response to improve the engine response delay, such as the turbocharger turbo-rack. Therefore, the responsiveness must be improved to use the model-based sensorless system. The position compensation algorithm designed in this study is controlled by converting the position error into the beta, which is the angle formed by the d-axis and the stator current during sudden speed change. In this study, we improved the response of the model-based sensorless system through the algorithm and verified the algorithm validity by applying the algorithm to an actual dual-motor supercharger.

**Key words:** E-supercharger, Turbocharger, HEV, Sensorless drive, Position estimator

### 1. 서 론

엔진의 소형화는 차량의 설계 및 제조 방식을 근본적으로 변화시키고 있다. 또한 차량 제조업체는 배기가스와 연비 규제로 인해 엔진의 배기량 및 CO<sub>2</sub> 배출량을 줄이고 출력을 증가 시켜야 한다.

이러한 이유로 엔진 소형화 및 연비 개선을 위해 엔진에 많은 산소를 공급하여 연소 과정을 돕는 센서리스 전동식 슈퍼차저의 개발이 활발히 이루어지고 있다.

HEV/PHEV의 연비/동력 성능 향상을 위한 Dual 전동식 슈퍼차저는 엔진의 요구 유량이 적은 저 RPM

영역에서는 직렬로 사용되며, 높은 RPM 영역에서는 병렬로 사용하여 과급 성능을 향상시키는 시스템이다. 본 시스템은 EV(Electric vehicle)의 배터리를 공용으로 사용하므로 저비용으로 구현할 수 있는 장점이 있다.

개발된 전동식 슈퍼차저 모터 타입은 SPMSM (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)으로 센서리스 알고리즘을 적용하였다. 일반적으로 영구자석 동기 모터의 센서리스 제어는 고조파 주입 방식과 모델 기반 방식으로 분류된다. 모델 기반 방식은 주로 모터의 전기 또는 전자 기계 모델을 사용하여 역기전력 (EMF)을 추정하고 속도와 회전자 위치 정보를 획득 한다. 하지만 모델 기반 방식은 저속 운전 및 급가속 구간에서 매개변수의 변동으로 인해 시스템이 불안정해질 수 있는 단점이 있다<sup>[1]</sup>.

전동식 슈퍼차저는 터보차저의 터보랙과 같은 엔진 응답 지연 현상을 개선하기 위해 빠른 응답성을 요구하므로 모델 기반의 센서리스 방식을 사용하기 위해서는 응답성 개선이 필요하다.

본 연구에서 고안된 위치 보상 알고리즘을 통해 모델

Paper number: TKPE-2019-24-1-2

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

<sup>†</sup> Corresponding author: julee@hanyang.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Hanyang University

Tel: +82-2-2220-0349 Fax: +82-2-2295-7111

<sup>1</sup> Hyundai Wia Co. PT Electric System Development Team  
Manuscript received Aug. 21, 2018; revised Sep. 28, 2018;  
accepted Oct. 17, 2018

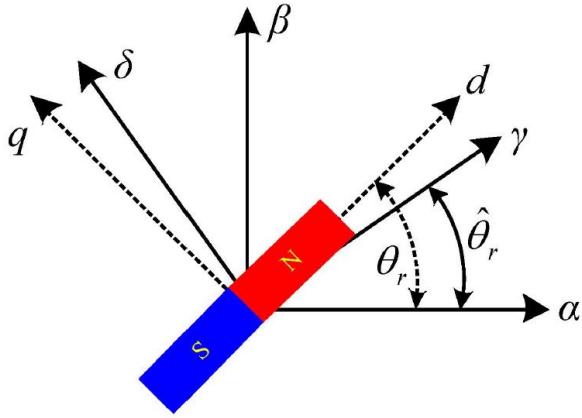


Fig. 1. Relationship between  $d-q$  and  $\gamma-\delta$  reference frames.

기반 센서리스 방식의 응답성을 개선하고, Dual 전동식 슈퍼차저에 적용하여 알고리즘의 유효성을 검증하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 PMSM의 방정식

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor) 고정자 권선의 전압 방정식을 회전자 각속도  $\omega_r$ 로 회전하는  $d^r - q^r$  축 전압 방정식으로 변환하면 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= R_s i_{ds}^r + \frac{d\lambda_{ds}^r}{dt} - \omega_r \lambda_{qs}^r \\ v_{qs}^r &= R_s i_{qs}^r + \frac{d\lambda_{qs}^r}{dt} + \omega_r \lambda_{ds}^r \\ v_{ns}^r &= R_s i_{ns}^r + \frac{d\lambda_{ns}^r}{dt} \end{aligned} \quad (1)$$

$d^r - q^r$  축 전압 방정식은 a, b, c 축에서의 전압 방정식과는 다르게 회전으로 인한 속도 전압 항  $\omega_r \lambda_{qs}^r$ 와  $\omega_r \lambda_{ds}^r$ 가 존재한다.

이러한 상호 간섭 성분과 역기전압 성분에 의해 진동이 발생할 수도 있다.

따라서 이러한 성분들의 영향을 제거하여 d-q축 전류가 독립적으로 제어되도록 하기 위해서는 이들 성분을 외란으로 간주하고 이를 추정하여 보상하는 역기전압 전향보상(Feedforward Compensation) 방법이 주로 사용된다.

식 (1)에서 PMSM의  $d^r - q^r$  축 고정자 쇄교 자속은 식 (2)과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^r &= L_{ds} i_{ds}^r + K_e \\ \lambda_{qs}^r &= L_{qs} i_{qs}^r \\ \lambda_{ns}^r &= L_{ns} i_{ns}^r \end{aligned} \quad (2)$$

PMSM에 대한 회전자 각속도  $\omega_r$ 로 회전하는  $d^r - q^r$  축 전압 방정식과 쇄교 자속식을 정리하면 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= R_s i_{ds}^r + L_{ds} \frac{di_{ds}^r}{dt} - \omega_r L_{qs} i_{qs}^r \\ v_{qs}^r &= R_s i_{qs}^r + L_{qs} \frac{di_{qs}^r}{dt} + \omega_r (L_{ds} i_{ds}^r + K_e) \end{aligned} \quad (3)$$

위 식을 행렬식으로 표현하면 식 (4)와 같으며 모터 임피던스에 의한 전압 강하 항과 역기전력 항으로 구분된다<sup>[2]</sup>.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_{ds} & -w_r L_{qs} \\ w_r L_{ds} & R_s + pL_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w_r K_e \end{bmatrix} \quad (4)$$

### 2.2 모델 기반의 센서리스 위치 추정

그림 1은 영구자석 모터의 공간 벡터도이다. 센서리스 제어를 위한 PMSM의 수식 모델을 두 종류의 좌표로 설명할 수 있다.  $\alpha - \beta$ 축은 고정자 권선을 기준으로 a 상의 자계 축(magnetic axis)과 수직 축에 해당하는 고정 좌표축이고,  $d - q$ 축은 회전자의 영구 자석을 기준으로 각각 자속 축과 토크 축에 해당하는 회전자 동기 좌표축이며,  $\gamma - \delta$ 축은 제어 시스템에서 인지하는 자속 축과 토크 축이다.

회전자의 위치  $\theta_r$ 는  $\alpha$ 축에 대한  $d$ 축의 상대적인 위치이며, 제어시스템에서 인지하는 회전자 위치  $\hat{\theta}_r$ 은  $\gamma$ 축의 상대적인 위치이다.

그림 1에서  $d$ 축과  $q$ 축 사이에  $\Delta\hat{\theta}_r = \theta_r - \hat{\theta}_r$ 의 오차가 있을 때  $d$ 축과  $\gamma$ 축의 전기각속도가 동일하다고 가정하면,  $\gamma - \delta$  축에서 영구자석 동기 모터의 전압방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_{ds} & -w_r L_{qs} \\ w_r L_{qs} & R_s + pL_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + w_r K_e \begin{bmatrix} -\sin\Delta\hat{\theta}_r \\ \cos\Delta\hat{\theta}_r \end{bmatrix} \quad (5)$$

위 식의 첫 번째 항은 모터 임피던스에 의한 전압강하이고 두 번째 항은 역기전력(EMF) 항을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\Delta\hat{\theta}_r \\ \cos\Delta\hat{\theta}_r \end{bmatrix} \quad (6)$$

$\gamma - \delta$ 축에서 유기기전력을 식 (6)과 같이 정의하고,  $i_{r\delta}$ 와  $e_{r\delta}$ 로 전개하면 식 (7)과 식 (8)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_r &= \frac{v_\gamma + w_r L_{qs} i_\delta - e_\gamma}{R_s + pL_{ds}} \\ i_\delta &= \frac{v_\delta - w_r L_{qs} i_\gamma + e_\delta}{R_s + pL_{ds}} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} e_\gamma &= v_\gamma + w_r L_{qs} i_\delta - (R_s + pL_{ds}) i_\gamma \\ e_\delta &= v_\delta - w_r L_{qs} i_\gamma - (R_s + pL_{ds}) i_\delta \end{aligned} \quad (8)$$

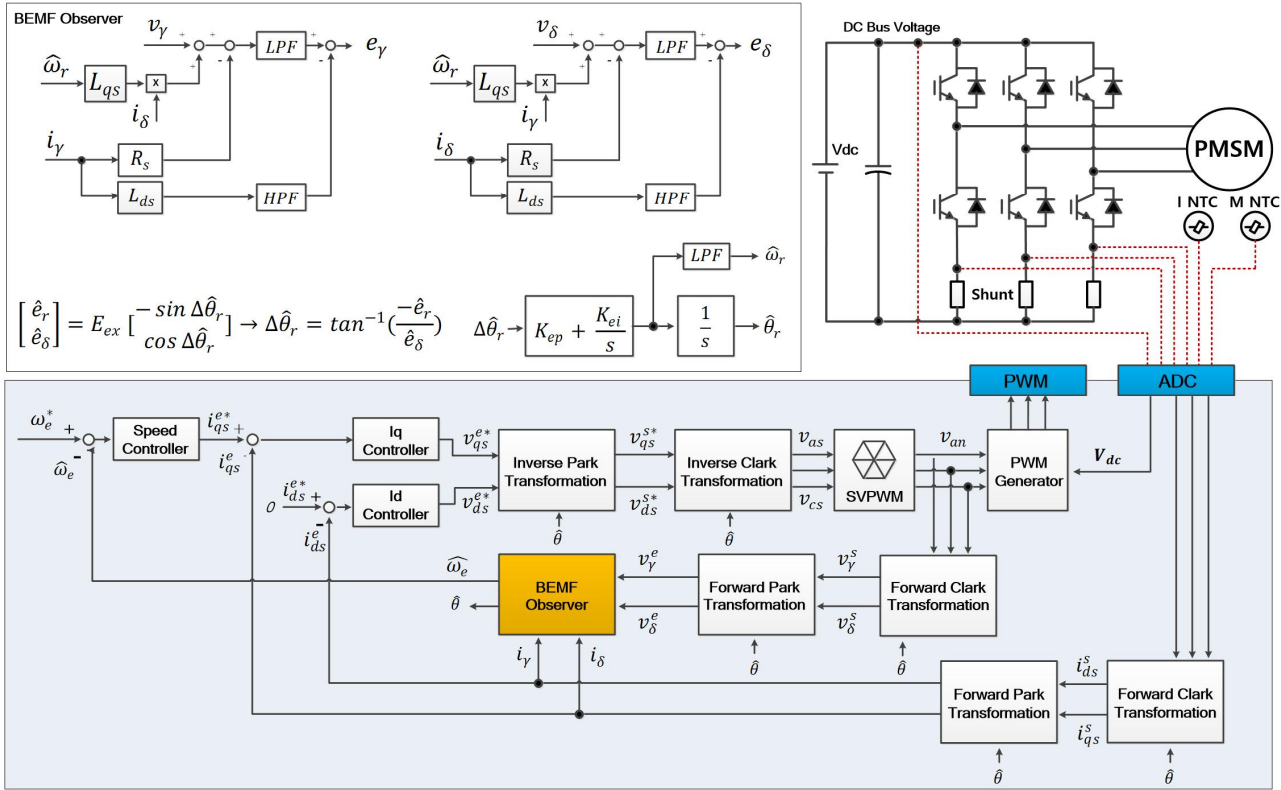


Fig. 2. Control block diagram of PMSM including position sensor fault tolerance control.

그림 2의 BEMF Observer에서 나타난 바와 같이 식 (7)과 식 (8)을 이용하여  $\gamma-\delta$ 축의 유효기전력  $e_\gamma, e_\delta$ 를 추정할 수 있다.

저항은 온도, 인덕턴스는 온도 및 자기회로의 포화에 따라 변화하기 때문에 그림 2에서 모터의 제정수를 고정 값으로 사용하는 경우 추정된 유효기전력에 오차가 포함될 수 있다. 또한 유효기전력 추정에서 전류를 제한 받는 부분에 미분기가 사용되어 추정 성능을 저하시킬 수 있기 때문에, 실제  $e_\gamma, e_\delta$ 의 추정은 저역 통과 및 고역 통과 필터를 사용하여 이루어진다.

$e_\gamma, e_\delta$ 의 추정 값  $\hat{e}_\gamma, \hat{e}_\delta$ 을 이용하여 다음과 같이  $\Delta\hat{\theta}_r$ 을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\gamma \\ \hat{e}_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\Delta\hat{\theta}_r \\ \cos\Delta\hat{\theta}_r \end{bmatrix} \rightarrow \Delta\hat{\theta}_r = \tan^{-1}\left(\frac{-\hat{e}_\gamma}{\hat{e}_\delta}\right) \quad (9)$$

그림 2와 같이  $\Delta\hat{\theta}_r$ 을 오차값으로 PI제어기를 구성하여 회전자 전기각( $\hat{\theta}_r$ ) 및 전기각속도( $\hat{\omega}_r$ )를 추정할 수 있다. 회전자 전기각( $\theta_r$ )와 추정된 전기각( $\hat{\theta}_r$ )사이의 전달 함수는 식 (10)와 같다. 식 (10)에서 비례 및 적분 이득  $K_{ep}, K_{ei}$ 는 식 (11)과 같이 감쇠비( $\xi$ )와 비감쇠 고유주파수( $\omega_n$ )를 이용하여 결정할 수 있다<sup>[3]</sup>.

$$\frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{K_{ep}s + K_{ei}}{s^2 + K_{ep}s + K_{ei}} \quad (10)$$

$$K_{ep} = 2\xi\omega_n, K_{ei} = \omega_n^2 \quad (11)$$

### 2.3 응답성 개선을 위한 위치 오차 보상 알고리즘

2.2 절과 같이 역기전력 기반 센서리스 기법은 위치 ( $\hat{\theta}_r$ ) 추정을 위한 PI제어기와 소프트웨어 필터가 사용된다. 비교적 넓은 속도 범위를 갖는 전동식 슈퍼차저의 경우 PI제어기의 게인을 가변적으로 적용하여도 급가속 조건에서 위치 오차( $\Delta\hat{\theta}_r$ )가 증가하여 시스템의 응답성을 저하시킨다.

그림 3는 모델 기반의 센서리스 알고리즘의 급가속 시물레이션 파형이며, 그림 4는 최대 전류 인가 시점을 확대한 파형이다. 이 파형은 급가속 구간에서 발생하는 위치 오차  $\Delta\hat{\theta}_r$ 를 보여준다.

위치 오차( $\Delta\hat{\theta}_r$ )는 급가속 구간에서 증가하여 최대  $34.5^\circ$  이상으로 제어되고 최대 토크 발생 지점에서 운전되지 않으므로 가속을 위한 전류가 상승하며 응답 지연이 발생한다.

SPMSM의 경우 전류 제어시 회전자 위치  $\theta_r$ 을 회전자 좌표계  $d$ 축의 위치로 설정하고, 고정자 전류를 변환한다. 이때 자속 발생을 위한  $d$ 축의 자속 성분 전류가

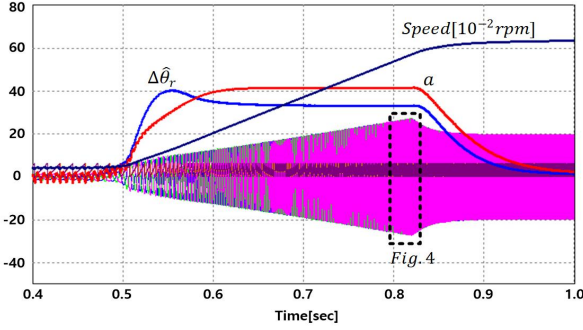


Fig. 3. Sensorless drive simulation at rapid acceleration.

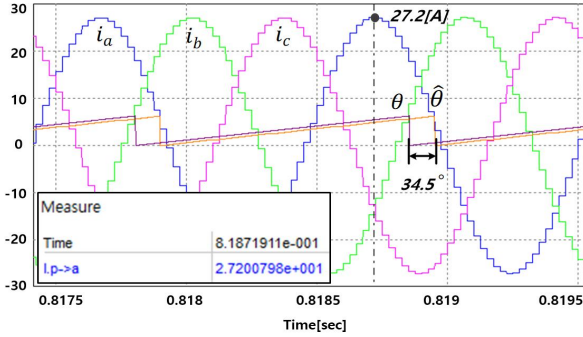


Fig. 4. Enlargement of waveform with sensorless drive simulation at rapid acceleration.

필요하지 않으며, 자속 성분 전류는 토크 발생에 아무런 기여를 하지 않기 때문에 주어진 고정자 전류를 최대한으로 이용하기 위해서는 고정자 전류를 모두 토크 성분 전류인  $q$ 축에 인가한다. 하지만 센서리스 알고리즘의 위치 오차( $\Delta\hat{\theta}_r$ )로 인해 전류는 실제 위치  $\theta_r$ 에서 지연되어 인가되므로 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 제어와 동일하게  $d$ 축 전류를 인가하여 보상할 수 있다.

IPMSM은 지령 토크 발생을 위해 필요한 고정자 전류가 최소가 되는  $i_{ds}^r$ 와  $i_{qs}^r$ 의 조합을 구해 운전해야 한다. 이를 단위 전류당 최대 토크 제어 MTPA(Maximum Torque Per Ampere Control)기법 이라하며 이를 위해  $d$ 축 전류를 인가하여야 한다<sup>[5]</sup>.

$$\begin{aligned} i_{ds}^r &= I_s \cos \beta \\ i_{qs}^r &= I_s \sin \beta \end{aligned} \quad (12)$$

여기서,  $\beta$ 는 식 (13)과 같다.

$$\beta = \cos^{-1} \left( \frac{-\Phi_f + \sqrt{\Phi_f^2 + 8(L_{ds} - L_{qs})^2 I_s^2}}{4(L_{ds} - L_{qs})I_s} \right) \quad (13)$$

식 (14)와 그림 5는 급가속시 증가하는 위치 오차  $\Delta\hat{\theta}_r$ 를 보상하기 위한 위치 오차 보상 알고리즘이다.

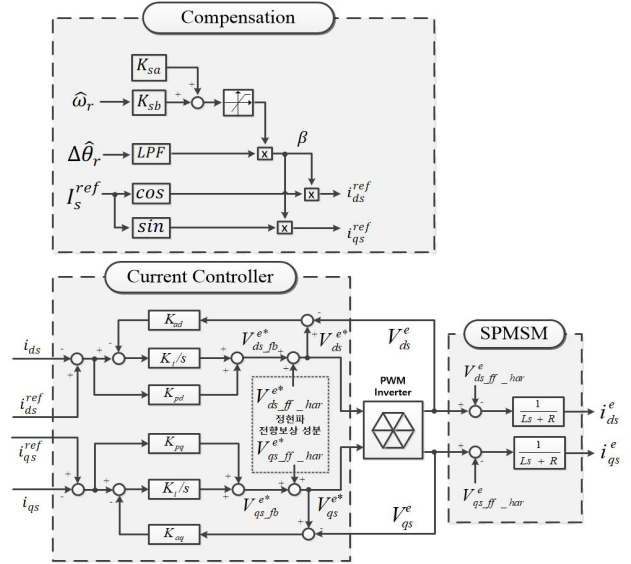


Fig. 5. Position compensation algorithm.

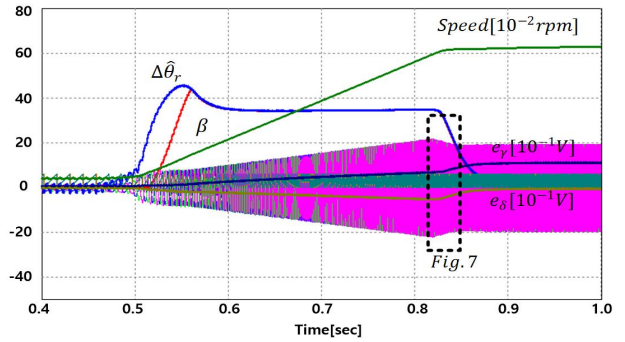


Fig. 6. Simulation of sensorless drive during rapid acceleration with position compensation algorithm.

$$\begin{aligned} \beta &= \left( \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \right) \left\{ \Delta\hat{\theta} (K_{sa}\hat{\omega}_r + K_{sb}) \right\} \\ &= \left( \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \right) \left\{ \Delta\hat{\theta} A(\hat{\omega}_r) \right\} \end{aligned} \quad (14)$$

$$A(\hat{\omega}_r) = \begin{cases} 0, & \hat{\omega}_r < \hat{\omega}_{r1} \\ K_{sa}\hat{\omega}_r + K_{sb}, & \hat{\omega}_{r1} < \hat{\omega}_r < \hat{\omega}_{r2} \\ 1, & \hat{\omega}_r > \hat{\omega}_{r2} \end{cases} \quad (15)$$

위치 보상 알고리즘은  $\Delta\hat{\theta}_r$ 를 LPF(Low Pass Filter)를 이용하여 저속 구동 조건에서 발생하는  $\Delta\hat{\theta}_r$ 의 진동을 안정화 시킨 후  $d$ 축과 고정자 전류  $I_s^{ref}$ 가 이루는 각도인  $\beta$ 로 변환하여 제어한다.

추가적으로 센서리스 알고리즘의 저속 구동 조건에서의 불안정성을 보완하기 위해 식 (14)의 A항을 가변적으로 적용한다. A항은 추정 속도  $\hat{\omega}_r$ 가  $\hat{\omega}_{r1}$ 보다 작을 경우 0으로 계산되며,  $\hat{\omega}_r$ 가  $\hat{\omega}_{r2}$ 보다 클 경우 1,  $\hat{\omega}_r$ 가

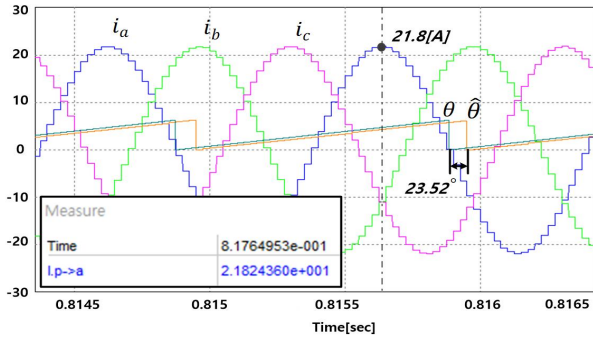


Fig. 7. Enlargement of waveform with simulation of sensorless drive duration rapid acceleration with position compensation algorithm.

TABLE I  
SPECIFICATION FOR DUAL e-SUPERCHARGER

Specifications		Value
System	Nominal Input Power (Max Input Power)	5[kW] (5.9[kW])
	Permanent Boost	3.0[kW]
	Max Speed	81,600[rpm]
	Rising t @ 72,000[rpm]	220[msec]
	Efficiency@90°C	66[%]
Motor & Inverter	Motor Type	SPMSM
	Rated Voltage	270[Vdc]
	Transient Peak Current	38[Ap]
	Maximum Torque	0.64[Nm]

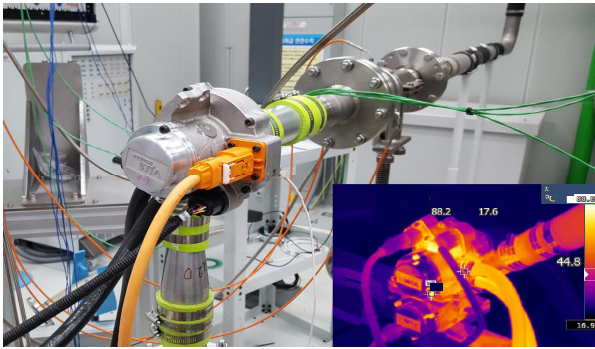


Fig. 8. Test image of high-voltage electric supercharger.

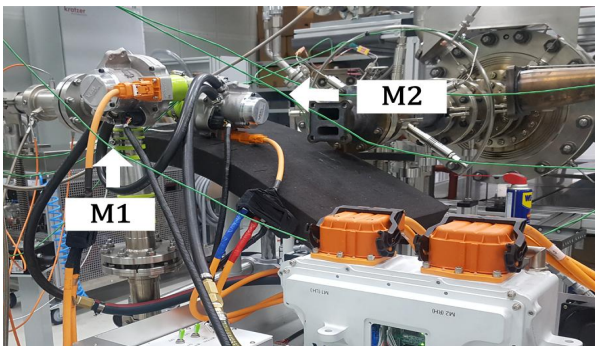


Fig. 9. Test image of high-voltage dual electric supercharger.

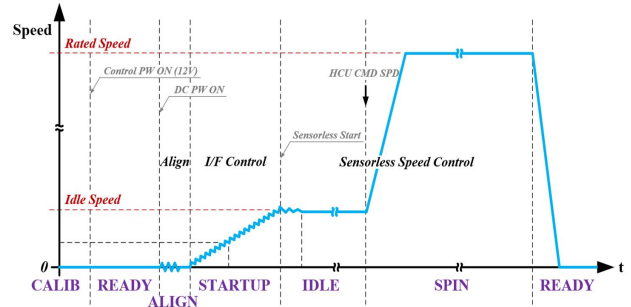


Fig. 10. Sensorless FOC operation sequence.

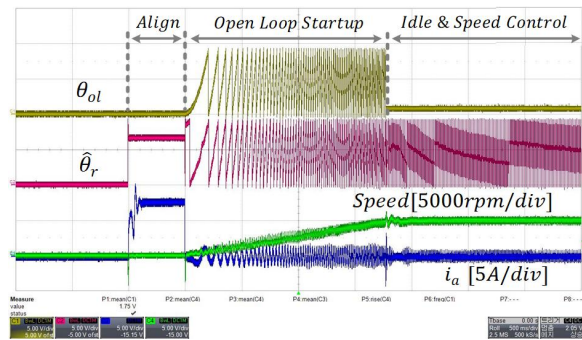


Fig. 11. Sensorless FOC operation test waveform.

$\hat{\omega}_{r1}$ 보다 크고  $\hat{\omega}_{r2}$ 작은 영역에서는  $K_{sa}$  및  $K_{sb}$ 에 의해 비례적으로 적용된다.

그림 6은 위치 오차 보상 알고리즘을 적용한 센서리스 제어 시뮬레이션 파형이며, 그림 7은 최대 전류 인가 시점을 확대한 파형이다.

실제 고정자 전류  $I_s^{ref}$ 가 토크 성분에 인가되므로 동일한 가속 조건에서의 전류는 27.2[Ap]에서 21.8[Ap]로 19.8% 감소함을 알 수 있다.

### 2.4 실험 및 결과

표 1과 그림 8, 그림 9는 시뮬레이션 및 시험에 사용된 HEV(Hybrid Electric Vehicle)용 고전압 Dual 전동식 슈퍼차저의 시스템 사양과 시험 사진이다.

그림 10은 전동식 슈퍼차저에 적용된 센서리스 구동 알고리즘의 운전 시퀀스이다. 센서리스 FOC(Field Oriented Control) 알고리즘은 역기전력 추정을 통해 운영되므로 역기전력 추정이 가능한 속도(Idle Speed)로 가속하기 위한 센서리스 운전 시퀀스가 필요하다.

CALIB 및 READY는 시스템 부팅 및 초기화, 상위 제어기의 지령을 대기하는 단계이다. 이후 상위 제어기로부터 기동 신호를 수신하면 시동 모드에 진입한다. 시동 모드에서는 회전자 정렬(Rotor alignment)을 위한 Align을 수행한 후 Open loop startup(IF Control) 단계에서 모터를 가속할 수 있는 일정한 전류를 고정 가속도로 인가한다.

그림 11은 센서리스 FOC 기동 시험 파형이다. 초기

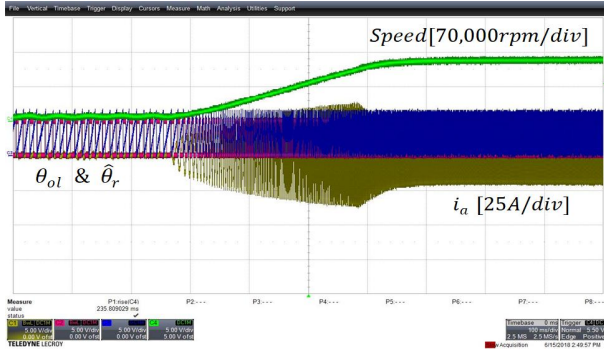


Fig. 12. Sensorless FOC operation test waveform at rapid acceleration.

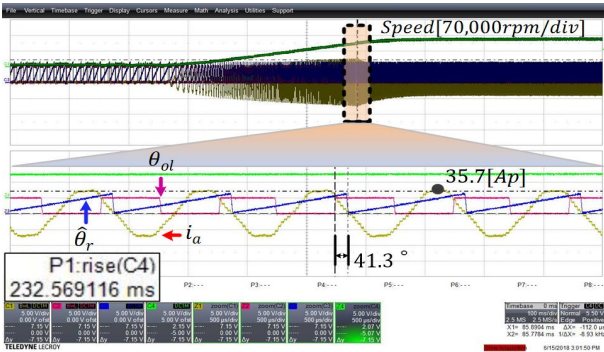


Fig. 13. Enlargement of waveform with sensorless FOC operation test waveform at rapid acceleration.

Align 단계 이후 오픈 루프 제어의 위상  $\theta_{ol}$  과 추정 위치  $\hat{\theta}_r$  이 동기화되고, 속도 제어 (Idle Speed) 로 전환된다.

그림 12와 그림 13은 모델 기반의 센서리스 알고리즘의 급가속 시험 파형이며, 그림 14와 그림 15는 위상 보상 알고리즘을 적용한 구동 시험 파형이다.

시험 파형에 나타난 구형과 신호 ( $\theta_{ol}$ ) 는 Hall sensor 를 A상 역기전력 위상에 일치 시킨 파형으로 실제 역기전력의 위치를 나타낸다.

그림 12와 그림 13과 같이 일반적인 모델 기반 센서리스 방식은 급가속 구간에서 최대 41.3[°]의 위치 오차 ( $\Delta\hat{\theta}_r$ ) 가 발생하였다.

그림 14와 그림 15는 위치 오차 보상 알고리즘 적용 후의 응답 파형이다. A상 전류가 추정 위치보다 30.4[°] 진상으로 운전되었다. 위치 오차 보상 알고리즘을 적용한 후 동일한 가속 조건에서 최대 전류는 35.7[A] 에서 32.0[A]로 10.4[%] 감소하고 응답 시간은 232.7[msec]에서 221.3[msec]로 4.9[%] 감소하였다.

PWM 주파수는 효율 및 제어 성능 향상을 위해 10 ~ 30[kHz] 범위에서 가변으로 적용하였다. 70,000[rpm] 에서는 30[kHz]로 제어됨으로 약 14[°]의 지연이 발생할 수 있다.

이와 같이 속도에 비해 낮은 제어 주기로 인한 제어 지연 현상과 위상 보상 알고리즘 적용을 통해 낮아진

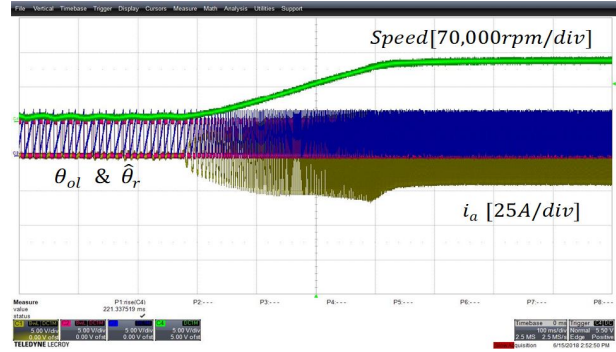


Fig. 14. Sensorless operation test waveform for rapid acceleration with position compensation algorithm.

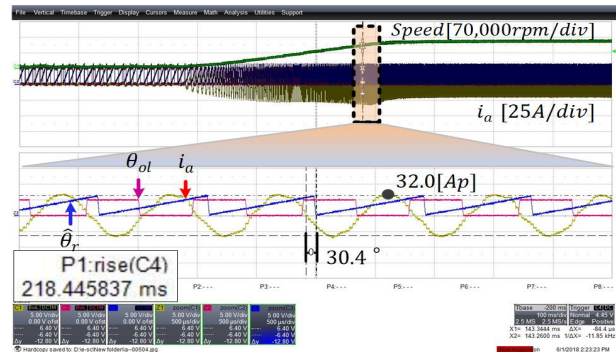


Fig. 15. Sensorless operation test enlargement waveform for rapid acceleration with position compensation algorithm.

전류로 인하여 오차의 크기가 변화하므로 알고리즘 적용 전의 위상 오차와 적용 후의 보상 위상이 차이가 발생할 수 있다.

### 3. 결 론

제안된 모델 기반 센서리스 제어의 위치 보상 알고리즘을 통해 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) 모델 기반 센서리스 알고리즘은 역기전력 추정을 위한 PI제어기와 필터로 인해 급가속 조건에서 위치 오차 ( $\Delta\hat{\theta}_r$ ) 가 증가하여 시스템의 응답성을 저하시킨다.
- 2) 일반적인 모델 기반 센서리스 방식은 급가속 구간에서 최대 41.3[°]의 위치 오차 ( $\Delta\hat{\theta}_r$ ) 가 발생하였으며, 위치 오차 보상 알고리즘을 적용한 후 전류가 추정 위치보다 30.4[°] 진상으로 운전되었다.
- 3) 알고리즘 적용 후 동일 가속 조건에서 최대 전류는 35.7[A]에서 32.0[A]로 10.4[%], 응답시간은 232.7[msec]에서 221.3[msec]로 4.9[%] 감소하였다.
- 4) 고안된 위치 보상 알고리즘을 통해 HEV/PHEV용 전동식 슈퍼차저의 동특성 개선을 확인하였다.

## References

- [1] Y. H. Cho, "Improved sensorless control of interior permanent magnet sensorless motors using an active damping control strategy," *MDPI, Energies*, Feb. 2016.
- [2] S. H. Kim, *DC, AC, BLDC motor control*, Bogdoo, 2012.
- [3] K. W. Lee, "Position sensor fault tolerant control of permanent magnet synchronous generator," *The Transactions of The Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 16, No. 4, pp. 351-357, Aug. 2011.
- [4] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 38, No. 4, pp. 1054-1061, Aug. 2002.
- [5] I. K. Won, D. Y. Kim, A. Y. Ko, J. H. Lee, and Y. R. Kim, "A design method of 2D look-up table of IPMSM for electric vehicle," in *Annual Conference of the KIPE*, pp. 104-105, Jul. 2011.



### 박귀열(朴貴烈)

1981년 7월 9일생. 2007년 목포대 전기공학과 졸업. 2010년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2010년~2012년 (주)DMS 풍력팀 연구원. 2012년~현재 (주)현대위아 PT전장개발팀 연구원.



### 황요한(黃曜翰)

1979년 7월 26일생. 2005년 한라대 전기공학과 졸업. 2007년 한양대 전기공학과 졸업(석사). 2012년~현재 동 대학원 박사과정. 2012년~현재 (주)현대위아 PT전장개발팀 책임연구원.



### 허남(許楠)

1975년 3월 1일생. 1998년 경남대 기계설계학과 졸업. 2000년 부산대 지능기계공학과 졸업(석사). 2003년~현재 동 대학원 박사과정. 1999년~현재 (주)현대위아 PT전장개발팀장.



### 이주(李柱)

1986년 한양대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988~1993년 국방과학연구소 연구원. 1997년 일본 큐슈대학교 System 정보과학연구과 졸업(공학박사). 1997년 한국철도기술연구원 선임연구원. 1997년~현재 한양대 전기공학부 교수.