

역기전력 추정 기반 SMPMSM 센서리스 드라이브에서 저항 오차가 대역폭에 미치는 영향

김재석¹, 설승기[†]

Influence of Resistance Error to the Bandwidth of Back-EMF Estimation based SMPMSM Sensorless Drives

Jae-Suk Kim¹ and Seung-Ki Sul[†]

Abstract

This paper analyzes the effect of resistance error to the performance of sensorless drive system of surface-mounted permanent magnet synchronous machine (SMPMSM) based on the back-EMF observer. The analysis shows that the bandwidth of the entire sensorless drive system decreased in the low-speed region when using smaller resistance value than the actual one in the back-EMF observer. Even if the back-EMF observer invokes estimation error, the entire sensorless drive system does not make any steady-state position error. These characteristics may have positive effects such as extension of the low speed limit that goes further down in the sensorless drive. The validity of the analysis is verified by the experimental setup comprising the MG set.

Key words: Sensorless drive, Resistance error, SMPMSM(Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine), Adaptive control, Back-EMF observer

1. 서 론

영구자석 전동기는 유도 전동기나 릴럭턴스 전동기에 비해 높은 토크 밀도와 효율을 가지기 때문에 세탁기, 팬, 펌프 등 다양한 산업 분야에 사용된다. 영구자석 전동기의 벡터 제어를 위해서는 회전자의 위치 정보가 필수적이며, 이 정보를 이용하면 정밀한 토크제어가 가능하다. 하지만 회전자의 위치를 얻기 위해 사용되는 위치 센서는 제품의 가격, 부피, 신뢰도 문제를 야기 시키기 때문에 사용이 지양된다. 특히 팬, 펌프와 같은 제품은 원가 절감과 신뢰성 향상을 위해 위치 센서가 없는 센서리스 제어가 선호된다.

센서리스 제어의 방법으로는 전동기의 전기적 모델을 이용한 방법과 전동기의 돌극성(Saliency)을 이용한 방법이 있다. 전동기의 돌극성을 이용하는 방법은 정지 상

태를 포함한 비교적 넓은 범위의 속도 영역에서 위치 추정이 가능하다는 장점이 있지만, 소음이 발생하고 인버터의 전압 사용률이 떨어지며 돌극성이 거의 없는 표면부착형 영구자석 전동기(Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine, 이하 SMPMSM)의 경우에는 적용하기 어렵다는 단점이 있다. 반면 전동기의 모델을 이용하는 방법은 전동기의 돌극성과 상관없이 사용이 가능하며, 소음이 없으며 추가적인 전압을 사용하지 않는 것이 장점이다. 하지만 정지 상태에서는 역기전력이 존재하지 않으므로 사용이 불가능하고 저속에서는 비교적 큰 위치 오차가 생기는 단점이 있다. 본 논문은 돌극성이 없는 표면부착형 영구자석 전동기에 대하여 모델기반의 역기전력 센서리스 제어 기술을 대상으로 한다.

모델 기반의 센서리스 제어는 그림 1과 같은 구조로 표현될 수 있다. 그림 1의 (a)는 전동기의 입력 전류, 전압을 이용하여 역기전력을 추정하며, (b)는 추정된 역기전력 정보를 이용하여 회전자 위치 또는 위치 오차를 계산한다. (c)에서는 (b)에서 계산된 위치 정보를 바탕으로 제어에 사용할 회전자 위치와 속도를 추정한다. 역기전력을 추정하는 부분인 그림 1의 (a)에는 다양한 알고리즘들이 적용될 수 있다.

Paper number: TKPE-2016-21-5-7

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

[†] Corresponding author: sulsk@plaza.snu.ac.kr, Dept. of Electrical and Computer Eng., Seoul National University
Tel: +82-2-880-7251 Fax: +82-2-878-1452

¹ Dept. of Electrical and Computer Eng., Seoul National Univ.
Manuscript received Aug. 1, 2016; revised Aug. 17, 2016;
accepted Aug. 24, 2016

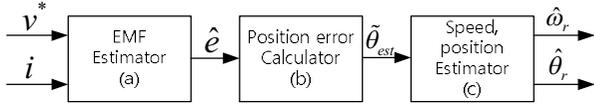


Fig. 1. Sensorless control system configuration.

그림 1의 (a)에서 사용하는 역기전력 추정 알고리즘들 중 일부에 대해서 성능 비교연구가 수행되었다^{[1],[2]}. 참고문헌 [1]에서는 ‘PI type state filter’, ‘disturbance observer’, ‘reduced order observer(Luenberger)’와 같은 모델기반 역기전력 추정기들이 동일한 추정성능을 가지며, 제정수 변화나 전압합성 오차에 의한 성능저하의 양상도 유사하다고 증명하였다. 참고문헌 [2]에서는 ‘Matsui 전압모델 방법’, ‘Extended EMF 추정기 (disturbance observer)’, ‘배(Bae) 방법’에 대하여 [1]과 같은 결론을 내렸다. 이들 연구에 의하면 앞서 언급된 역기전력 추정기들은 그 성능이 동일하며, 역기전력 추정 성능은 저속일수록 인버터에 의한 전압합성 오차나 전동기 저항오차의 영향을 크게 받으며, 고속에서는 전동기 상(Phase) 인덕턴스의 오차에 큰 영향을 받는다고 분석하였다. 이러한 모델 기반 센서리스는 특히 저속에서 성능이 취약한데, 그 이유는 시스템에 산재하는 잡음(noise) 대비 관측하고자 하는 모델 내 신호(역기전력)가 작아지기 때문이다.

저속에서의 센서리스 제어 성능을 향상시키기 위해 시스템을 정밀하게 파악하는 접근이 있었다. 참고문헌 [3-4]는 앞선 분석을 바탕으로 IPMSM(Interior permanent magnet synchronous machine)의 저항을 인버터로 측정하거나 추정하여 사용하는 방법을 제시하였고, 참고문헌 [5]는 인버터의 전압합성 오차를 줄이기 위해 추가적인 회로를 이용하여 실제 인버터가 합성하는 전압을 측정하여 저속에서의 성능을 향상시켰다. 이러한 접근과는 다르게 참고문헌 [6]에서는 그림 1의 속도, 위치 추정기((c) 블록)의 대역폭을 속도에 비례하여 변화시켜 저속에서의 측정 잡음의 영향을 감소시킴으로써 저속운전 영역을 넓힐 수 있음을 보였다.

본 논문에서는 기존의 통념과는 다르게 역기전력 관측기에 설정되는 전동기 고정자 저항의 값을 실제 값보다 작게 사용할 때, 정상상태 위치 오차를 만들지 않으며 전동기의 회전 속도에 따라 센서리스 대역폭을 가변시키는 기능을 부여함을 보이고자 한다. 고정자 저항오차의 영향을 그림 1의 (b)의 위치오차 계산 방법에 관련지어 분석하였으며, 이를 통해 고정자 저항오차가 속도에 따라 대역폭을 가변시킴을 증명하였다. 이러한 대역폭 가변 기능은 참고문헌[6]에 의해 센서리스 저속운전 영역이 넓어질 수 있다.

2. 역기전력 관측기의 관측 오차 분석^[7]

그림 1의 (a)에 서로 다른 역기전력 추정 알고리즘을

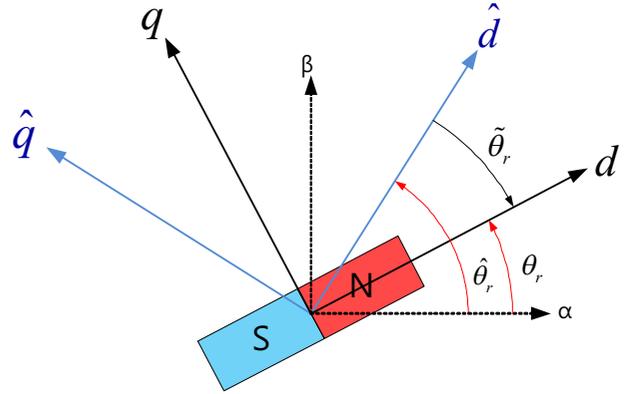


Fig. 2. Real and estimated axis.

사용할 수 있지만 이들의 관측 오차 양상은 동일함이 알려져있다^{[1],[2]}. 따라서 본 논문에서는 루엔버거 관측기(Luenberger observer)를 이용하여 분석을 진행하지만 서론에서 언급한 다른 역기전력 추정기를 사용하여도 그 양상이 동일할 것임을 미리 밝혀둔다.

본 논문에서 사용할 역기전력 관측기는 루엔버거 형태의 동기좌표계 역기전력 관측기이다. 관측기에 사용할 SMPMSM의 전압 방정식을 임의 동기 좌표계($\hat{d}-\hat{q}$)에서 표현하면 식 (1)과 같다.

$$v_{dqs}^r = R_s i_{dqs}^r + L^r \frac{d}{dt} i_{dqs}^r + \omega_r \mathbf{J} L^r i_{dqs}^r + E_{dqs}^r \quad (1)$$

$$L^r = L_s \mathbf{I}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, E_{dqs}^r = \begin{bmatrix} E_{ds}^r \\ E_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r \lambda_f \sin(\tilde{\theta}_r) \\ \omega_r \lambda_f \cos(\tilde{\theta}_r) \end{bmatrix}$$

여기서 $v_{dqs}^r, i_{dqs}^r, E_{dqs}^r$ 는 각각 추정 동기 좌표계 전압벡터, 전류벡터, 역기전력벡터를 의미한다. ω_r 은 추정 동기 좌표계의 회전 각속도를, λ_f 는 영구자석의 고정자 쇄교자속을 의미한다. $\tilde{\theta}_r (= \theta_r - \hat{\theta}_r)$ 는 각오차이며 그림 2와 같은 관계를 지닌다. 그림 2의 $\alpha-\beta$ 좌표계는 정지좌표계, $d-q$ 좌표계는 회전자 동기 좌표계, $\hat{d}-\hat{q}$ 좌표계는 센서리스 알고리즘이 동작하는 임의 동기 좌표계이다.

식 (1)을 이용하여 전동기 상태방정식(State Equation)을 표현하면 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \\ y &= \mathbf{C}x + \mathbf{D}u \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -R_s / L_s \mathbf{I} - \omega_r \mathbf{J} & -1 / L_s \mathbf{I} \\ 0 & (\omega_r - \omega_f) \mathbf{J} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} 1 / L_s \mathbf{I} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \ 0], \mathbf{D} = 0, \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ x &= \begin{bmatrix} i_{dqs}^r \\ E_{dqs}^r \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} i_{dqs}^r \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} v_{dqs}^r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

위 상태 방정식을 이용하여 역기전력 관측기를 설계 하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= \hat{A}\hat{x} + \hat{B}\hat{u} + L(y - \hat{y}) \quad (3) \\ \hat{A} &= \begin{bmatrix} -\hat{R}_s / \hat{L}_s \mathbf{I} - \omega_r \mathbf{J} & -1 / \hat{L}_s \mathbf{I} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \hat{B} = \begin{bmatrix} 1 / L_s \mathbf{I} \\ 0 \end{bmatrix} \\ L &= \begin{bmatrix} \left(-\frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s} + 2\zeta\omega_{bw} \right) \mathbf{I} + (-\omega_r) \mathbf{J} \\ -\omega_{bw}^2 \hat{L}_s \mathbf{I} \end{bmatrix}, \hat{u}^r = \begin{bmatrix} \hat{v}_{dqs}^r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

여기서 이득 행렬 L 은 $\hat{A} - LC$ 의 고유값(Eigen Value) 이 식 (4)의 값을 가지도록 설계 하였다. 여기서 ω_{bw} 는 원점과 고유값 사이의 거리이며 관측기의 대역폭으로 정의한다.

$$\begin{aligned} \lambda_{1,2} &= -\zeta\omega_{bw} + j\omega_{bw}\sqrt{1-\zeta^2} \\ \lambda_{3,4} &= -\zeta\omega_{bw} - j\omega_{bw}\sqrt{1-\zeta^2} \quad (4) \end{aligned}$$

식 (2)의 실제 시스템과 식 (3)의 관측기 시스템을 이용하여 오차 상태 방정식을 만들면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{e} &= Ax - \hat{A}\hat{x} + Bu - \hat{B}\hat{u} - LCe \\ &= (\hat{A} - LC)e + \left\{ (A - \hat{A})x + Bu - \hat{B}\hat{u} \right\} \quad (5) \\ e \equiv x - \hat{x} &= \begin{bmatrix} i_{dqs}^r - \hat{i}_{dqs}^r \\ E_{dqs}^r - \hat{E}_{dqs}^r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

식 (5)는 중괄호의 입력이 존재하는 오차 상태 방정식 이라 할 수 있다. 이 상태 방정식의 시스템 행렬 $\hat{A} - LC$ 은 위에서 설계했던 고유값에 따른 동특성을 보이게 되고, 중괄호 입력항의 동특성보다 오차 상태 방정식의 동특성이 빠르게 설계되었다고 가정하면 정상상태에서의 관측 오차는 다음과 같다.

$$e = -(\hat{A} - LC)^{-1} \left\{ (A - \hat{A})x + Bu - \hat{B}\hat{u} \right\} \quad (6)$$

정상상태 관측 오차를 식 (2), (3), (6)을 이용하여 나타내면 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} e &= \begin{bmatrix} i_{dqs}^r - \hat{i}_{dqs}^r \\ E_{dqs}^r - \hat{E}_{dqs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\omega_r - \omega_r) / (\omega_{bw}^2 \hat{L}_s) \mathbf{J} E_{dqs}^r \\ \hat{L}_s \mathbf{H} + 2\zeta(\omega_r - \omega_r) / \omega_{bw} E_{dqs}^r \end{bmatrix} \quad (7) \\ \mathbf{H} &\equiv \left(-\frac{R_s}{L_s} + \frac{\hat{R}_s}{\hat{L}_s} \right) i_{dqs}^r + \left(-\frac{1}{L_s} + \frac{1}{\hat{L}_s} \right) E_{dqs}^r + \frac{1}{L_s} v_{dqs}^r - \frac{1}{\hat{L}_s} \hat{v}_{dqs}^r \end{aligned}$$

만약 $|\omega_{bw}| \ll |\omega_r - \omega_r|$ 의 가정이 성립한다면 식 (7)은 식 (8)과 같이 간략히 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} e &\cong \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{L}_s \mathbf{H} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 0 \\ \left(-R_s \frac{\hat{L}_s}{L_s} + \hat{R}_s \right) i_{dqs}^r + \left(-\frac{\hat{L}_s}{L_s} + 1 \right) E_{dqs}^r + \left(\frac{\hat{L}_s}{L_s} v_{dqs}^r - \hat{v}_{dqs}^r \right) \end{bmatrix} \quad (8) \end{aligned}$$

식 (8)에서 알 수 있듯이, 정상상태에서 전류상태 오차는 없으며 역기전력 벡터 오차만이 나타난다. $\hat{d} - \hat{q}$ 좌표계에서 표현한 이 역기전력 오차를 전동기 방정식 식 (1)을 이용하여 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E_{dqs}^r - \hat{E}_{dqs}^r &\cong (\hat{R}_s - R_s) i_{dqs}^r + (\hat{L}_s - L_s) \frac{d}{dt} i_{dqs}^r \\ &\quad + (\hat{L}_s - L_s) \omega_r \mathbf{J} i_{dqs}^r + \hat{v}_{dqs}^r \quad (9) \\ \hat{v}_{dqs}^r &\equiv v_{dqs}^r - \hat{v}_{dqs}^r \end{aligned}$$

식 (9)는 각 각의 제정수 오차가 역기전력 추정치에 미치는 영향을 벡터로 표현한 것이다. 식 (9)를 추정 역기전력에 대한 식으로 정리하면 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{E}_{dqs}^r &\cong E_{dqs}^r + (R_s - \hat{R}_s) i_{dqs}^r + (L_s - \hat{L}_s) \frac{d}{dt} i_{dqs}^r \\ &\quad + (L_s - \hat{L}_s) \omega_r \mathbf{J} i_{dqs}^r - \hat{v}_{dqs}^r \quad (10) \end{aligned}$$

식 (10)을 통해 추정 역기전력은 저항오차($R_s - \hat{R}_s$)에 의해 발생하는 전압강하만큼 실제 역기전력 벡터에 더해진다는 것을 알 수 있다.

식 (11)은 역기전력 상태 오차(식 (9))를 현재 역기전력 벡터의 크기로 나누어 정규화시킨 관측 오차를 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned} \frac{E_{dqs}^r - \hat{E}_{dqs}^r}{\|E_{dqs}^r\|} &\cong \frac{(R_s - \hat{R}_s)}{|\omega_r| \lambda_{pm}} i_{dqs}^r + \frac{(\hat{L}_s - L_s)}{|\omega_r| \lambda_{pm}} \frac{d}{dt} i_{dqs}^r \\ &\quad + \frac{(\hat{L}_s - L_s)}{\lambda_{pm}} \frac{\omega_r}{|\omega_r|} \mathbf{J} i_{dqs}^r + \frac{1}{|\omega_r| \lambda_{pm}} \hat{v}_{dqs}^r \quad (11) \end{aligned}$$

식 (11)에서 저속에서 가장 영향력 있는 항은 입력 전압의 오차(\hat{v}_{dqs}^r)와 저항오차($R_s - \hat{R}_s$)이다. 이 항들은 분모에 속도항(ω_r)이 존재하여 속도가 증가함에 따라 그 영향이 작아진다. 반면 인덕턴스 오차에 의한 영향은 고속에 도달하더라도 그 크기가 변하지 않기 때문에 고속에서 가장 영향력 있는 항이라 할 수 있다.

3. 저항오차에 의한 센서리스 제어 대역폭 변동

3.1 회전자 위치 오차 계산

역기전력을 추정하는 그림 1의 (a)에 사용되는 알고리즘은 그 성능이 유사하기 때문에 역기전력 벡터를 이용하여 각오차를 연산하는 (b)와, 회전자의 위치와 속도를 추정하는 (c)의 설계에 의해 센서리스 성능이 크게 좌우된다.

추정된 역기전력을 이용하여 회전자 위치 오차를 계산하는 방법으로는 아래 4가지 방법이 많이 사용된다.

$$\tilde{\theta}_{r,est} = -\hat{E}_{ds}^r \quad (12)$$

$$\tilde{\theta}_{r,est} = \frac{-\hat{E}_{ds}^r}{\sqrt{\hat{E}_{ds}^{r2} + \hat{E}_{qs}^{r2}}} \quad (13)$$

$$\tilde{\theta}_{r,est} = \tan^{-1}\left(-\frac{\hat{E}_{ds}^r}{\hat{E}_{qs}^r}\right) \quad (14)$$

$$\tilde{\theta}_{r,est} = \tan^{-1}\left(-\hat{E}_{ds}^r \hat{E}_{qs}^r\right) \quad (15)$$

식 (12)는 추정된 동기 d축 역기전력을 그림 1의 (c)의 입력으로 사용하는 방법이다. 식 (13)의 경우, 그림 1의 (c)의 대역폭을 보장하기 위해 역기전력의 크기가 속도에 비례하여 커진다는 것을 고려하여 식 (12)의 값을 역기전력의 크기로 나눈 값을 사용하는 방식이다. 식 (14), (15)는 회전자 위치오차를 직접적으로 추출하는 방식이며, 이를 제어 C언어 표준 라이브러리(C standard library)로 구현시 (14)의 atan 방식을 사용하는 경우와 (15)의 atan2의 방식을 사용하는 경우가 있어 이를 구분하였다.

제정수 오차가 없다고 가정하여 식 (10)을 식 (16)으로 표현하고 이를 식 (12), (13), (14), (15)에 대입하여 입력 $\tilde{\theta}_r$ 에 대한 출력 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 을 표시하면 그림 3, 4, 5, 6과 같다.

$$\hat{E}_{dqs}^r = \begin{bmatrix} \hat{E}_{ds}^r \\ \hat{E}_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{ds}^r \\ E_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r \lambda_f \sin(\tilde{\theta}_r) \\ \omega_r \lambda_f \cos(\tilde{\theta}_r) \end{bmatrix} \quad (16)$$

여기서 $\tilde{\theta}_r$ 는 실제 위치각 오차를 의미하며, $\tilde{\theta}_{r,est}$ 은 추정 역기전력을 이용하여 계산된 각오차 정보이며 이 정보는 그림 1의 (c)에 전달된다.

역기전력을 이용하여 각오차를 계산하는 이상적인 방법은 실제 회전자 속도(ω_r)에 관계없이 항상 $\tilde{\theta}_{r,est} = \tilde{\theta}_r$ ($\frac{d\tilde{\theta}_{r,est}}{d\tilde{\theta}_r} = 1$)을 만족하는 것이다. atan2를 이용하는 그림 6의 경우, 회전자의 속도가 양수라면 항상 이 조건을 만족한다. 하지만 회전자의 속도가 음수인 영역에서는 실제 각오차($\tilde{\theta}_r$)와 atan2의 계산결과($\tilde{\theta}_{r,est}$)의 부호가 서로

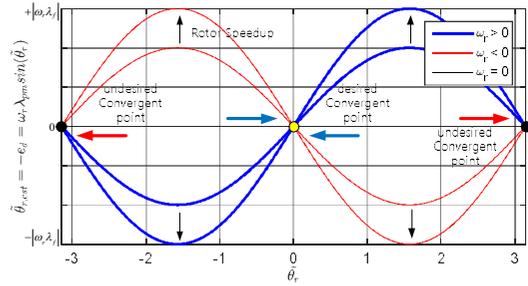


Fig. 3. Calculated position error using equation (12).

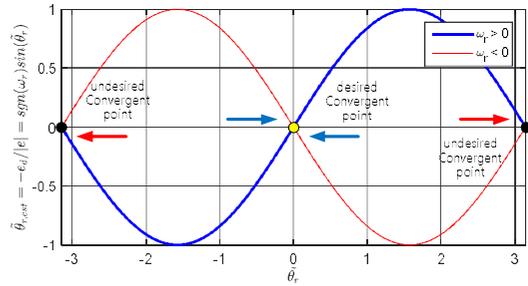


Fig. 4. Calculated position error using equation (13).

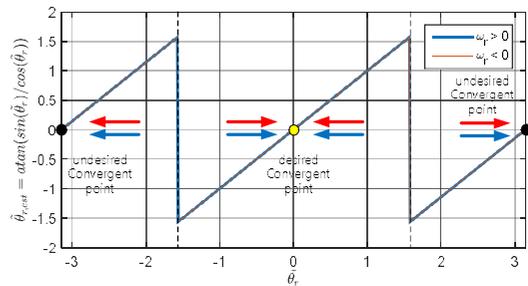


Fig. 5. Calculated position error using equation (14).

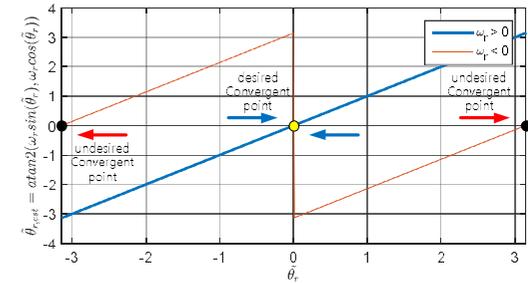


Fig. 6. Calculated position error using equation (15).

반대가 되므로, 센서리스 알고리즘은 원하지 않는 -d축 방향으로 수렴하게 된다.

atan을 사용하는 그림 5의 경우, 속도의 부호에 영향을 받지 않아 양의 속도와 음의 속도 모두에서 이용할 수 있지만 원하는 +d축으로의 수렴 범위가 $-\pi/2 \sim \pi/2$ 로 제한된다. d축 추정 역기전력을 역기전력 벡터의 크기로 나눈 식 (13)의 경우는 atan2를 사용하는 식 (15)와 수렴 양상이 비슷하다.

네 가지 방법 중 가장 이질적인 방법은 추정 d축 추정 역기전력을 그대로 사용하는 식 (12)의 방법이다. 이 경우 회전자 속도에 따라 $\tilde{\theta}_r=0$ 근처에서의 실제 각오차 ($\tilde{\theta}_r$)와 계산된 각오차($\tilde{\theta}_{r,est}$)의 관계가 다음과 같이 정의된다.

$$\left. \frac{d\tilde{\theta}_{r,est}}{d\tilde{\theta}_r} \right|_{\tilde{\theta}_r=0} = \omega_r \lambda_f \quad (17)$$

식 (17)을 살펴보면 역기전력의 크기($\omega_r \lambda_f$)가 1V 인 경우에만 $\left. \frac{d\tilde{\theta}_{r,est}}{d\tilde{\theta}_r} \right|_{\tilde{\theta}_r=0} = 1$ 을 만족하기 때문에 이 속도 영역에서만 그림 1의 (c)에서 설계한 위치-속도 추정기의 대역폭이 보장된다. 하지만 역기전력의 크기가 1V보다 크거나 작게되면 이에 비례하여 $\left. \frac{d\tilde{\theta}_{r,est}}{d\tilde{\theta}_r} \right|_{\tilde{\theta}_r=0}$ 값이 바뀌기 때문에 그림 1의 (c)의 위치, 속도 추정기의 대역폭이 변동되는 효과가 발생한다.

식 (12)의 또 다른 특징은 회전자의 속도(ω_r)가 0 인 경우에도 정의가 된다는 점이다. 식 (13), (14), (15)는 모두 나눗셈이 사용되기 때문에 전동기가 정지해 있는 상태에서 해당 값이 정의되지 않는다는 문제가 발생한다. 반면, 식 (12)는 회전자의 속도가 0일 때 항상 $\tilde{\theta}_{r,est}=0$ 으로 유지된다.

3.2 회전자 위치 오차 계산에서의 저항오차의 영향

제정수 오차가 저항에만 존재한다고 가정할 때 추정된 역기전력 벡터는 식 (10)에 의해 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{E}_{dq_s}^r = \begin{bmatrix} \hat{E}_{ds}^r \\ \hat{E}_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{ds}^r \\ E_{qs}^r \end{bmatrix} + (R_s - \hat{R}_s) \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^r \\ \hat{i}_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r \lambda_f \sin(\tilde{\theta}_r) \\ \omega_r \lambda_f \cos(\tilde{\theta}_r) + v_R \end{bmatrix} \quad (18)$$

여기서 $\hat{i}_{ds}^r = 0, v_R \equiv (R_s - \hat{R}_s) \hat{i}_{qs}^r$.

SMPMSM의 제어 특성상, d축 전류분인 \hat{i}_{ds}^r 은 항상 0으로 제어되기 때문에 추정된 역기전력 벡터는 식 (18)처럼 정리될 수 있다. 따라서 저항오차에 의한 전압강하분 'v_R'은 식 (18)에서 볼수 있듯이 추정 q축에만 영향을 준다.

여기서 'v_R'은 저항오차($\Delta R_s \equiv R_s - \hat{R}_s$)의 부호에 따라 양수와 음수를 가질 수 있다. 정방향 운전을 위해 q축 전류 지령을 양수로 가질 경우 'v_R'의 부호는 저항오차의 부호와 동일하다. 'v_R'이 음수일 경우, 역기전력이 'v_R'보다 작아지는 저속 영역에서 실제 각오차와 계산된 각오차의 부호가 반대가 되기 때문에 사용할 수 없다. 따라

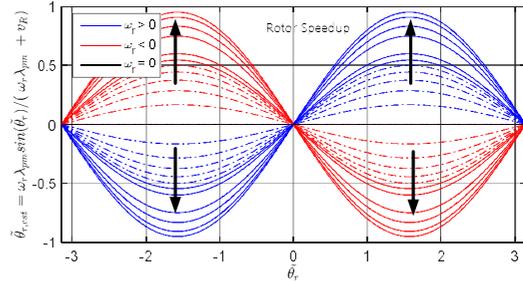


Fig. 7. Calculated position error using equation (13) when resistance error exists.

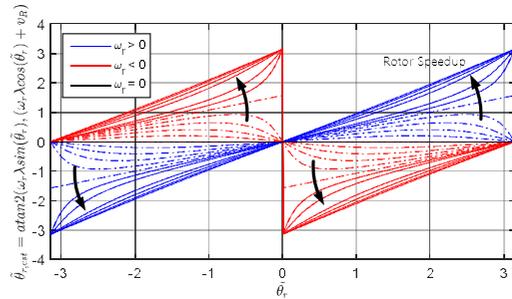


Fig. 8. Calculated position error using equation (14) when resistance error exists.

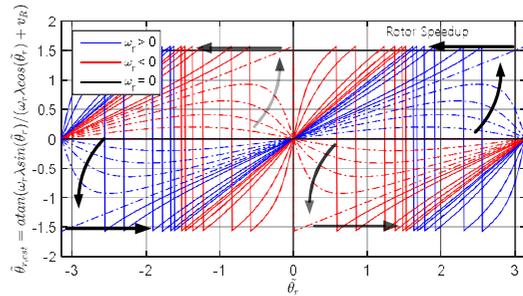


Fig. 9. Calculated position error using equation (15) when resistance error exists.

서 저항오차는 'v_R'이 양수가 되도록 설정해야 하며, 그 조건은 다음과 같다.

$$R_s \geq \hat{R}_s \quad \text{여기서 } \hat{i}_{ds}^r = 0, \hat{i}_{qs}^r \geq 0 \quad (19)$$

그림 7, 8, 9는 식 (18)을 식 (13), (14), (15)에 대입하여 도시한 그래프이며 'v_R' 과 역기전력 크기가 0~20배 까지 차이가 나는 경우에 대해 도시하였다. 식 (12)에 적용하지 않은 이유는 저항오차로 인한 역기전력 왜곡이 d축에서는 나타나지 않기 때문이다.

그림 4, 5, 6과 비교했을 때, 저항오차가 존재할 때의 그래프들(그림 7, 8, 9)은 회전자 속도가 0일 때의 $\tilde{\theta}_{r,est}$ 값이 0으로 정의되며, 속도가 증가할수록 그 크기가 증가하는 특징이 있다.

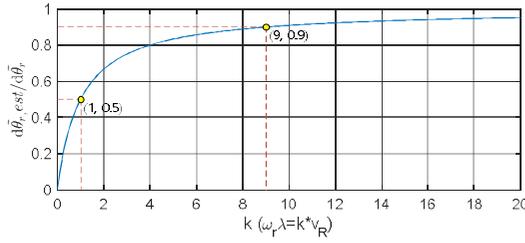


Fig. 10. Gradient of calculated position error near zero(equation (20)).

그림 7, 8, 9의 공통된 특징은 회전자 속도의 증가에 따른 $\hat{\theta}_r=0$ 근처에서의 기울기 변화가 동일하다는 것이다. 전동기의 역기전력의 크기가 ‘ v_R ’과 같아질 때, 0.5의 기울기를 가지며 역기전력의 크기가 그 이상 커질수록 그 기울기가 1로 수렴해 가며 결국 그림 4, 5, 6 으로 수렴한다.

$\hat{\theta}_r=0$ 근처에서의 기울기를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\left. \frac{d\tilde{\theta}_{r_est}}{d\hat{\theta}_r} \right|_{\hat{\theta}_r=0} = \frac{\omega_r \lambda_f}{\omega_r \lambda_f + v_R}, \text{ 여기서 } \omega_r > 0. \quad (20)$$

그림 10은 식 (20)을 $\omega_r > 0$ 범위에서 역기전력 크기 ($\omega_r \lambda_f$)를 ‘ v_R ’에 대해 정규화하여 표현한 그래프이다. x 축에 역기전력 크기($\omega_r \lambda_f$)와 ‘ v_R ’의 비율을 ‘ k ’로 표기 하였다. 그림에서 확인 할 수 있듯이 역기전력 크기가 ‘ v_R ’과 같아질 때 $\left. \frac{d\tilde{\theta}_{r_est}}{d\hat{\theta}_r} \right|_{\hat{\theta}_r=0}$ 가 0.5가 되며 역기전력 값이 ‘ $9v_R$ ’ 이 될 때 $\left. \frac{d\tilde{\theta}_{r_est}}{d\hat{\theta}_r} \right|_{\hat{\theta}_r=0}$ 가 0.9가 된다. 이는 그림 1의 (c)의 위치-속도 추정기의 대역폭을 변동시키는 효과를 가져다준다.

식 (12)의 방식 또한 대역폭을 변동시키는 효과를 가져오며 속도에 대해 선형으로 증가하는 효과를 준다(식 (17)). 반면 저항오차에 의한 대역폭 변동 효과는 식 (20)처럼 비선형적이며 속도가 증가할수록 원래의 대역폭으로 수렴하는 특징이 있다.

또한 그림 7, 8, 9 에서 확인할 수 있듯이, 이들의 수렴 양상과 수렴 범위는 저항오차가 없는 그림 4, 5, 6과 일치하기 때문에 정상상태에서의 각오차를 발생시키지 않는다.

일반적으로 모델 기반의 센서리스 제어에서 제정수 오차는 센서리스 운전에서 불리하게 작용한다. 하지만 SMPMSM과 같이 q축 전류만을 사용하는 전동기에서 실제 저항보다 작은 저항을 사용할 경우, 정상상태 각오차를 만들지 않으며 저속에서 위치-속도 추정기의 대역폭을 감소시키게 된다. 이러한 특성은 저속에서의 센서

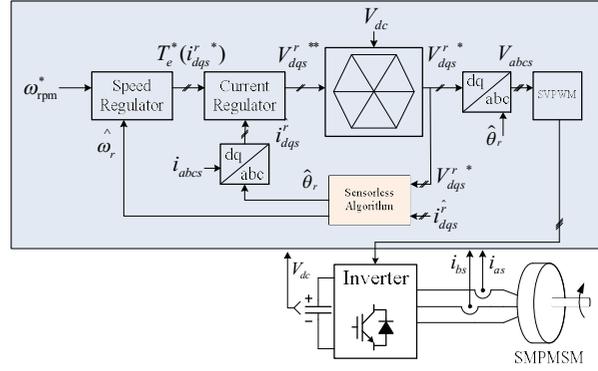


Fig. 11. Sensorless speed control system.

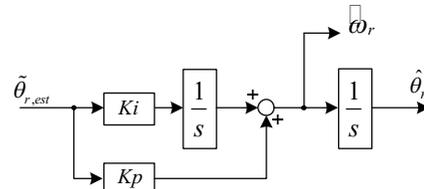


Fig. 12. PLL type speed-position estimator.

TABLE I
SMPMSM PARAMETER & CONTROL BANDWIDTH

Parameter	Value	controller	bandwidth
pole pair	4	current controller	300[Hz]
R_s	0.033[Ω]	speed controller	2.5[Hz]
L_s	0.39[mH]	back-EMF observer	600[Hz]
λ_{pm}	0.131[V·s]	speed-position estimator	20[Hz]
rated power	11[kW]		
rated speed	2000[r/min]		

리스 운전 영역을 넓히고 센서리스 기동특성을 개선하는데 도움을 줄 수 있다^{[6],[7]}.

4. 실험

저항오차가 위치-속도 추정기의 대역폭에 변화를 주는 것을 보이기 위해 다음의 3가지 경우에 대한 센서리스 위치-속도 추정 성능을 비교하였다.

case 1 : $R_s - \hat{R}_s = 0$

case 2 : $R_s - \hat{R}_s = 0$, 속도-위치 추정기 이득 0.5배

case 3 : $R_s - \hat{R}_s = 0.157\Omega$ ($\hat{R}_s = -0.124\Omega$)

실험은 MG 세트를 이용하였으며 부하기는 실험기 정격토크의 70%의 일정 토크 출력을 내도록 하며, 실험기는 200r/min 속도지령의 센서리스 속도제어를 수행하였다. 해당 부하전류에 대한 ‘ v_R ’의 값이 200r/min에서의

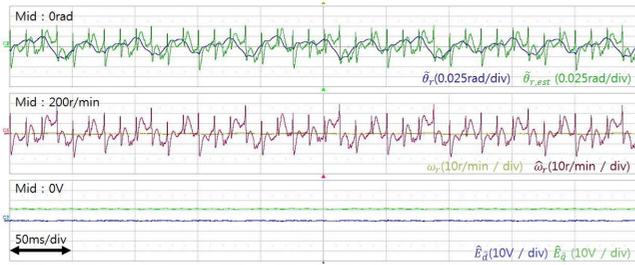


Fig. 13. Speed & position error, estimated back-EMF when using back-EMF tracking for speed control(case 1).

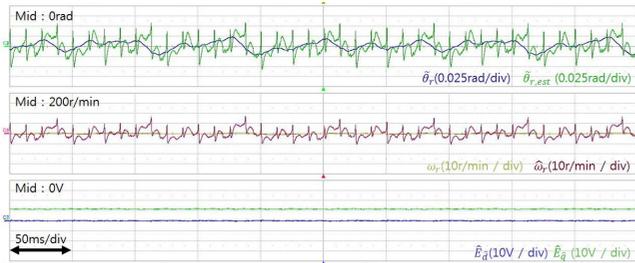


Fig. 14. Speed & position error, estimated back-EMF when using back-EMF tracking for speed control(case 2).

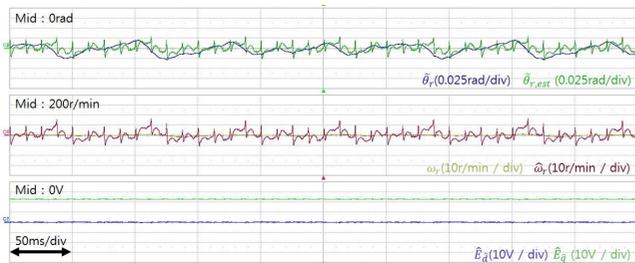


Fig. 15. Speed & position error, estimated back-EMF when using back-EMF tracking for speed control(case 3).

실험기의 역기전력 크기인 11V와 같게 하기 위해 case 3의 저항오차를 0.157Ω으로 결정하였다. 따라서 그림 10의 분석 결과에 의해 case 3의 속도-위치 추정 성능은 case 2의 추정 성능과 같을 것이라 예상하며 이를 실험으로 확인하고자 한다.

실험기의 전체 센서리스 제어 구조는 그림 11과 같다.

그림 11의 센서리스 알고리즘의 구조는 그림 1과 같다. 그림 1의 (a)의 역기전력 관측기는 식 (3)의 루엔버거(Luenberge) 관측기를 사용하였고, 그림 1의 (b)는 식 (15)의 atan2를 이용하여 각오차를 계산하였다. 그림 1의 (c)는 PI제어기를 이용한 PLL 형태의 추정기를 사용하였으며 그 구조는 그림 12와 같다. 위치-속도 추정기의 대역폭 설정은 참고문헌[8]의 식 (20)을 기준으로 설정하였다.

실험기의 제정수와 실험에 사용한 제어기들의 대역폭은 표 1과 같다. 센서리스 알고리즘의 저항오차에 의한 영향만을 확인하기 위해 case 1,2,3 실험의 전류제어기는 동일한 이득값을 사용하였다. Dead time에 의한 인버터

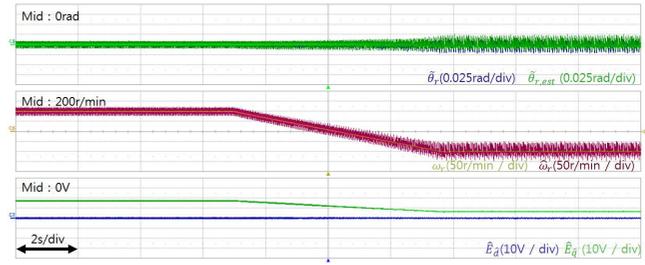


Fig. 16. Speed & position error, estimated back-EMF when using back-EMF tracking for speed control(case 1).

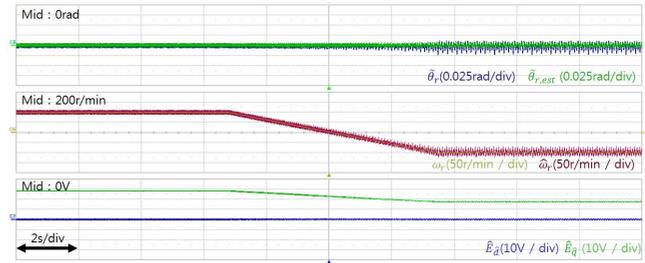


Fig. 17. Speed & position error, estimated back-EMF when using back-EMF tracking for speed control(case 3).

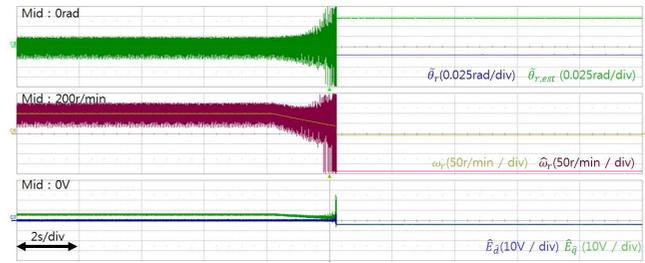


Fig. 18. Speed & position error, estimated back-EMF when using back-EMF tracking for speed control(case 4).

합성전압 오차를 줄이기 위해 dead time 보상을 동시에 수행하였다.

그림 13, 14, 15는 위에서 언급한 3가지 경우의 속도 지령 200r/min 에서의 추정 위치, 속도 실험 파형이다. 그림 14, 15의 파형은 그림 13의 파형과 달리 추정 속도, 위치 변동폭이 서로 유사하게 줄어든 것을 확인할 수 있다. 이는 속도-위치 추정기의 이득이 줄어든 효과와 역기전력 관측기의 저항값을 줄이는 효과가 증가(Equivalent)임을 보여준다. 그림 15의 실험 파형은 역기전력 관측기가 사용하는 추정 저항을 음(-)의 저항으로 사용한 결과이다. 큰 저항오차로 인해 역기전력 추정오차가 크에도 불구하고 전체 센서리스 시스템의 정상상태(평균) 위치 오차는 0임을 확인할 수 있다.

저항오차의 부호에 따른 센서리스 성능을 검증하기 위해 아래 4번째 case에 대해 실험하였다.

case 4 : $R_s - \hat{R}_s = -0.157\Omega$ ($\hat{R}_s = 0.19\Omega$)

case 4 실험은 case 3 실험과 저항 오차의 크기는 같지만 부호는 반대로 되도록 설정하였다. 따라서 case 4

는 추정 저항치가 양수로 유지되는 경우다. 실험은 부하기가 실험기 정격토크의 70%의 일정 토크 출력을 내도록 하며, 실험기는 속도지령이 300r/min에서 100r/min으로 점진적으로 감소하는 센서리스 속도제어를 수행하였다.

그림 16, 17, 18은 각각 case 1, 3, 4의 조건에 대한 실험 결과이다. 저항오차가 음수로 주어진 그림 17 ($\hat{R}_s = -0.124\Omega$)은 저항오차가 없는 그림 16에 비해 역기전력의 크기가 더 크게 추정되어 상당한 추정오차가 발생하였지만 위치오차는 없으며, 저속에서의 각오차와 속도오차의 변동범위가 더 작아 안정적인 센서리스 운전을 보여준다. 그림 18($\hat{R}_s = 0.19\Omega$)은 저항오차가 양수로 주어진 경우이며, 이 경우 역시 200r/min 이상의 비교적 높은 속도 영역에서 각오차가 없다. 하지만 추정 역기전력이 실제보다 더 작게 추정되어 속도가 200r/min에 근접할수록 각 오차 변동범위가 증가하여 결국 탈조하게 된다.

5. 결 론

본 논문은 SMPMSM의 역기전력을 이용하는 센서리스 운전에서 저항오차가 미치는 영향을 전체 센서리스 제어 시스템에 연관 지어 분석하였다. 역기전력 관측기는 저항오차에 의해 역기전력 추정 오차를 만들지만 아래의 조건하에서 전체 센서리스 제어 시스템은 정상상태 위치 오차를 만들지 않는다. 저항오차에 의한 대역폭 변동 성질과 정상상태 오차에 대한 내용은 MG세트실험을 통해 검증하였다.

$$R_s \geq \hat{R}_s \quad \text{여기서 } i_{ds}^* = 0, i_{qs}^* \geq 0$$

또한 위 조건을 만족하는 경우, 저속에서 위치-속도 추정기의 대역폭이 줄어들기 때문에 저속 운전영역을 넓히거나 기동특성을 개선하는데 도움을 줄 수 있다[6],[7].

이러한 분석은 루엔버거 역기전력 관측기(Luenberg Observer)를 이용하여 수행하였지만 선행 연구[1-2]에 의해 다음의 여러 역기전력 관측기에 대해서도 그 양상이 같을 것이라 추론된다.

- 'PI type state filter', 'disturbance observer', 'reduced order observer(Luenberger)', 'Matsui 전압모델 방법', 'EEMF 추정기(disturbance observer)', '배(Bae) 방법'

본 논문은 추정한 역기전력을 이용하여 추정 각오차를 계산하는 4가지 방법에 대해 분석하였으며 이 중 d축 역기전력을 사용하는 식 (12)를 제외한 나머지 3가지 방법에 의해 위치-속도 추정기의 대역폭이 가변됨을 보였다.

제어 프로그램을 이용하여 추정 역기전력의 크기를 기준으로 위치-속도 추정기의 대역폭을 직접 가변시키는 것이 가능하기 때문에 속도에 따른 대역폭 변동을 위해 관측기가 사용하는 저항을 의도적으로 작게

만들 필요는 없다. 하지만 이 연구는 역기전력 센서리스 제어에서 제정수(저항값) 오차의 영향에 대한 새로운 개념을 제공한다. 일반적인 통념과 달리 q축 전류만을 사용하는 SMPMSM의 경우 저항값 오차는 정상상태 각오차를 만들지 않는다. 또한 실제 저항보다 작은 저항값 사용은 저속에서 위치-속도 추정기의 대역폭을 낮추는 특성이 부여한다. 전체 센서리스 제어 시스템의 관점에서 이러한 저항오차는 센서리스 저속 성능을 개선시킬 가능성이 있다. 반면 실제 저항보다 큰 저항을 역기전력 관측기에 사용할 경우 극저속 영역이 존재하는 센서리스 기동운전 성능이 악화 될 가능성이 있다. 따라서 센서리스 기동을 사용하는 산업영역에서 전동기의 정확한 저항 값을 설정할수 없다면 가능한 실제 저항보다 작은 저항 값을 사용하는 것이 바람직하다.

본 논문은 q축 전류만을 이용한 SMPMSM에 대한 분석 논문이기 때문에, d, q축 전류를 함께 사용하는 IPMSM에서는 본 논문의 결과를 동일하게 적용하지 못한다.

References

- [1] K. W. Lee and J. I. Ha, "Evaluation of back-EMF estimators for sensorless control of permanent magnet synchronous motors," *Journal of Power Electronics*, Vol. 12, No. 4, pp. 604 - 614, Jul. 2012.
- [2] Y. Lee, Y. Kwon, and S. Sul, "Comparison of rotor position estimation performance in fundamental-model-based sensorless control of PMSM," *ECCE (IEEE Energy Conversion Congress and Exposition)*, No. 7, pp. 5624 - 5633, Sep. 2015.
- [3] N. Park, M. Jang, and J. Lee, "Performance improvement of a PMSM sensorless control algorithm using a stator resistance error compensator in the low speed region," *Journal of Power Electronics*, Vol. 10, No. 5, pp. 485 - 490, Sep. 2010.
- [4] K. Y. Cho, S. B. Yang, and C. H. Hong, "Sensorless control of a PM synchronous motor for direct drive washer without rotor position sensors," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 151, No. 1, pp. 61, Jan. 2004.
- [5] Y. Son, B. Bae, and S. Sul, "Sensorless operation of permanent magnet motor using direct voltage sensing circuit," *2002 IEEE Industry Applications Conference 37th IAS Annual Meeting*, Vol. 3, No. 4, pp. 1674 - 1678, Oct. 2002.
- [6] R. W. Hejny and R. D. Lorenz, "Evaluating the practical low-speed limits for back-EMF tracking-based sensorless speed control using drive stiffness as a key metric," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 47, No. 3, pp. 1337 - 1343, May/June 2011.
- [7] J. S. Kim, "Analysis of Back-EMF observation error

and starting strategy for sensorless drive of SMPMSM," *Master's thesis*, Seoul National University, Korea, Feb. 2014.

- [8] P. Kshirsagar, R. P. Burgos, J. Jang, A. Lidozzi, F. Wang, D. Boroyevich, and S. K. Sul, "Implementation and sensorless vector-control design and tuning strategy for SMPM machines in fan-type applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 48, No. 6, pp. 2402 - 2413, Nov. 2012.



김재석(金在碩)

1987년 7월 17일생. 2011년 서울대 공대 기계항공공학부/전기공학부 졸업. 2014년 동 대학원 전기·컴퓨터 공학부 졸업(석사). 2014년~현재 동 대학원 전기·컴퓨터 공학부 박사과정.



설승기(薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1986년~1988년 University of Wisconsin, Madison 연구원. 1988년~1990년 LG산전 책임연구원. 2003년~2004년 일본 Yaskawa Electric Corp. 상임연구고문. 1991년~현재 서울대 전기·정보공학부 교수. 2005년~2007년 서울대 공대 부학장. 2008년~2011년 기초전력연구원 원장. 2011년 ICPE'11 General Chairman. 2012년~2014년 당 학회 JPE Editor-in-Chief. 당 학회 명예회장.