

영구자석 동기 전동기의 제정수 오차가 센서리스 운전에 미치는 영향

朴容淳[†], 薛承基^{*}, 池俊根^{**}, 朴永在^{***}, 李東桓^{****}

Effects of Parameter Errors on Sensorless Operation of PMSM

Yong-Soon Park, Seung-Ki Sul, Jun-Keun Ji, Young-Jae Park, and Dong-Hwan Lee

요 약

본 논문에서는 영구자석 동기 전동기의 센서리스 운전에 있어, 제어에 사용되는 제정수의 오차가 각도 추정 성능에 미치는 영향을 분석하였다. 회전 자속의 위치를 추정하는데 사용되는 위치 오차 정보를 부호 요인과 이득 요인으로 나누어, 그 중에 각도 추정의 편차를 초래하는 부호 요인을 중심으로 제정수 오차가 각도 추정 성능에 미치는 영향을 분석하였다. 본 논문에서는 센서리스 제어에 사용되는 저항과 인덕턴스의 오차로 표현되는 각도 추정 편차의 합수를 수식적으로 도출하였고, 모의실험 및 실험을 통해 도출된 수식의 타당성을 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper, the effect of parameter errors to the estimation of the rotor angle in sensorless operation of a permanent magnet synchronous motor is analyzed. The angle error information which is utilized to estimate the rotor position can be classified into two factors, namely, the sign factor and the gain factor. This paper particularly focuses on parameter errors reflected in the sign factor of the angle error information which causes a deviation in the angle estimation. In this paper, mathematical expressions describing the deviation of the angle estimation due to the inductance error and the resistance error in the sensorless control are derived. The validity of the expression is verified by the computer simulations and the experimental results.

Key Words : Parameter errors, Sensorless control, Permanent magnet synchronous motor

1. 서 론

최근 들어 공조기(Air Conditioner)에 사용되는 압축기용 전동기로 효율 및 출력 밀도가 우수한 영구자석 동기 전동기가 주목을 받고 있다^[1]. 이러한 응용 분야에 있어 위치 센서의 동작 온도 제한 및 가격 부담을

이유로 위치 센서가 없는 센서리스 운전에 대한 관심이 커지고 있다. 압축기 구동용 전동기의 센서리스 운전에는 통상적으로 전압 방정식을 이용한 방법이 사용된다^[2, 3, 4, 9].

이러한 방법은 기본적으로 전동기 제정수인 저항, 인덕턴스 및 쇠교자속을 정확히 알고 있음을 전제로 하므로, 제어에 사용되는 전동기 제정수의 실제 값에 대한 추정 오차는 센서리스 운전 성능의 저하를 초래할 수 있다.

운전 조건이 바뀌면 전류 및 온도 등의 변화로 전동기의 제정수 또한 변화하므로, 제정수 각각에 대한 하나의 추정 값만을 센서리스 제어에 사용할 경우 제정수

[†]교신저자 : 학생회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 박사과정

E-mail : yongsoon@eepel.snu.ac.kr

^{*}정회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 교수

^{**}정회원, 순천향대 전기통신공학과 교수

^{***}정회원, 삼성전자 DMC 연구소 책임연구원

접수일자 : 2010. 8. 16

1차 심사 : 2010. 9. 14

2차 심사 : 2010. 10. 11

심사완료 : 2010. 11. 14

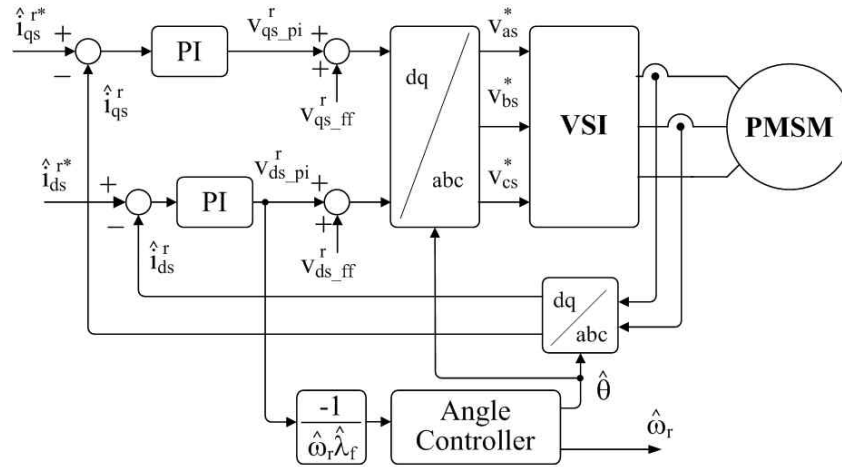


그림 1 제어기 출력을 이용한 센서리스 운전 기법
Fig. 1 Sensorless control method using feedback reference voltage

오차로 인한 문제가 발생할 수 있다. 모든 제정수 변화를 실시간으로 추정하여 곧바로 제어에 반영하는 것은 추정의 정밀도 및 운전의 안전성에 있어 현실적인 제약이 따르므로, 제정수 오차가 센서리스 운전에 미치는 영향을 분석하여 우선적으로 추정이 필요한 주요 제정수를 선정하고 그 추정 방법을 논할 필요가 있다.

그림 1은 본 논문에서 기준으로 하는 센서리스 기법으로 d-q축의 전향보상(Feed-forward) 항은 식 (1)과 같이 회전자에 동기된 d-q 좌표축으로 표시된 영구자석 동기 전동기 전압 방정식으로부터 쉽게 구할 수 있다^[2]. 속도 전압 외에도 d-q축의 저항에 의한 전압 강하 성분도 전향 보상에 포함되어 있다^[5].

$$\begin{cases} v_{ds_ff}^r = \hat{R}_s \hat{i}_{ds}^r - \hat{\omega}_r \hat{L}_q \hat{i}_{qs}^r \\ v_{qs_ff}^r = \hat{R}_s \hat{i}_{qs}^r + \hat{\omega}_r \cdot (\hat{L}_d \hat{i}_{ds}^r + \hat{\lambda}_f) \end{cases} \quad (1)$$

영구자석에 의한 회전 자속의 위치와 여러 전동기 제정수 값들을 정확히 아는 경우, 위의 식 (1)과 같은 전향 보상이 이루어지면 d축 PI(Proportional and Integral) 제어기 출력은 0으로 수렴하게 된다. 본 논문에서 고려한 센서리스 기법은 회전 자속에 대한 각도의 추정 오차로 인한 성분이 d축 PI 제어기 출력에 반영됨을 근거로 하여, d축 PI 제어기 출력인 그림 1의 $v_{ds_pi}^r$ 를 각 오차 정보로 사용한다.

본 논문에서는 각도 및 속도를 추정하는 부분을 각 제어기(Angle Controller)라 지칭한다. 이것은 각 제어기의 출력인 추정 각 $\hat{\theta}$ 이 추정된 값으로 그치는 것이

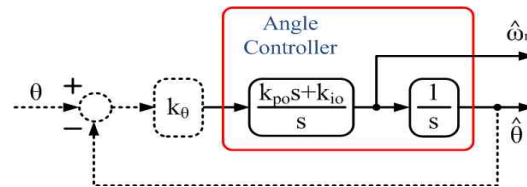


그림 2 각 제어기의 PI 구성
Fig. 2 Angle controller using PI structure

아니라, 각 제어기의 입력인 d축 PI 제어기 출력이 0이 되도록 제어기 출력으로서 기능하기 때문이다.

각 제어기는 그림 2와 같은 간단한 PI 제어 형식으로도 구성할 수 있다.

그림 2에서 점선으로 표시된 부분은 위치 센서가 없는 센서리스 운전에서 실제로 알 수 없는 값으로, 그림 1의 방법에서는 d축 PI 제어기 출력을 통해 간접적으로 얻어지는 부분이다. 각 오차인 $\theta_d = \theta - \hat{\theta}$ 에 비례하는 $k_\theta \theta_d$ 와 같은 성분을 각 제어기의 입력으로 사용할 수 있으면, 다음의 식 (2)와 같이 실제 각에 대한 추종이 가능함을 알 수 있다.

$$\hat{\theta} = \frac{k_\theta k_{po} s + k_\theta k_{io}}{s^2 + k_\theta k_{po} s + k_\theta k_{io}} \theta \quad (2)$$

2. 제정수 오차의 영향

2.1 각 오차 정보

각 오차 정보는 각 제어기의 입력으로, 그림 3과 같이 부호 요인과 이득 요인으로 나눌 수 있다.

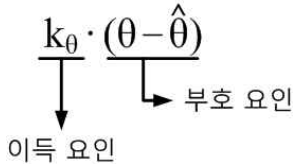


그림 3 각 오차 정보
Fig. 3 Angle error information

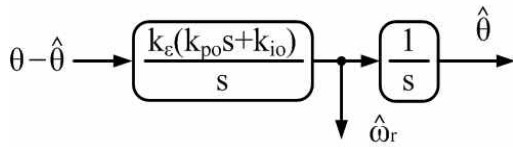


그림 4 변환 이득의 영향
Fig. 4 Effect of conversion gain

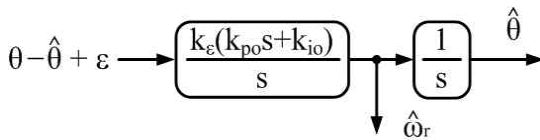


그림 5 부호 요인에 발생한 오차
Fig. 5 Error in the sign factor

이득 요인은 그림 2에서 알 수 있듯, 각 제어기의 비례·적분 이득 전체에 곱해지는 방식으로 추정 속도 및 각도의 변화 정도에 영향을 준다. 일반적으로 라디안(Radian) 단위의 각 오차를 얻기 위해 이득 요인의 추정치로 각 오차 정보를 나누어 사용하게 되는데, 여기서 이득 요인 k_θ 와 그에 대한 추정치 \hat{k}_θ 가 일치하지 않으면, 아래 그림 4와 같이 1이 아닌 어떠한 변환 이득 k_ϵ 이 각 제어기의 비례·적분 이득으로 반영되어 반응성에 영향을 주게 된다.

각 제어기의 반응성 저하로 인한 문제는 속도나 부하 토크가 급격하게 변화할 때 나타나는 것으로, 높은 동특성에 대한 요구가 적은 압축기용 전동기는 운전 조건의 변화 비율을 제한함으로써, 이득 요인의 오차로 인한 변환 이득의 영향을 저감할 수 있다. 본 논문에서는 이득 요인보다는 부호 요인에 있어 제정수의 오차가 미치는 영향에 초점을 맞추었다.

각 오차 정보의 부호 요인은 그림 4에서 알 수 있듯, 그 부호에 따라 추정 속도의 변화 여부를 결정한다. 부호 요인이 0인 경우 추정 속도는 더 이상 변화하지 않으며, 부호 요인이 0이 아닌 경우는 그 부호에 따라 추정 속도가 증가 혹은 감소하게 된다.

그림 5는 부호 요인에 ϵ 의 오차가 발생한 경우로, 추정 각 $\hat{\theta}$ 이 실제각 θ 와 일치하여 추정 각 오차가 존재

하지 않더라도, 각 제어기는 오차인 ϵ 성분에 의해 속도 추정을 멈추지 않게 되고, 결과적으로 정상 상태에서 추정 각은 실제 각과 일정한 편차를 유지하게 된다.

본 논문에서 기준으로 하는 그림 1의 센서리스 기법은 d축 PI 제어기 출력을 각 오차 정보로 사용한다. d축 PI 제어기 출력의 부호에 따라 추정 속도의 변화 여부가 결정되므로, d축 PI 제어기 출력에 각 오차 정보의 부호 요인이 포함되어 있다. 추정 각 편차를 초래하는 원인은 d축 PI 제어기 출력을 통해 반영될 수밖에 없으므로, 본 논문에서는 센서리스 시스템의 d축 전류 제어를 중심으로 제정수 오차가 각 편차에 미치는 영향을 분석하였다.

2.2 제정수 오차와 각 편차

전압 방정식을 이용한 센서리스 기법은 운전 속도가 극히 낮은 경우, 각 오차 정보의 근거가 되는 역기전력 성분이 작아 운전이 불가능하다. 역기전력 정보를 얻을 수 있는 충분히 큰 운전 속도에 대해서만 고려할 때, 실제 속도의 절대 값에 비해 속도 추정 오차는 미미한 것으로 간주될 수 있다.

추정 속도와 실제 속도가 거의 일치한다고 가정하면, 추정 회전자 좌표계의 전압 방정식은 식 (3)이 된다^[8]. 본 논문에서 각 오차 θ_d 는 $\theta - \hat{\theta}$ 이고, d-q축 인덕턴스 차이 ΔL 은 $L_d - L_q$ 로 돌극성(Saliency)이라 지칭한다.

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{ds}^r \\ \hat{v}_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s - \omega_r \Delta L \sin \theta_d \cos \theta_d & -\omega_r (L_q + \Delta L \sin^2 \theta_d) \\ \omega_r (L_q + \Delta L \cos^2 \theta_d) & R_s + \omega_r \Delta L \sin \theta_d \cos \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^r \\ \hat{i}_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_q + \Delta L \cos^2 \theta_d & \Delta L \sin \theta_d \cos \theta_d \\ \Delta L \sin \theta_d \cos \theta_d & L_q + \Delta L \sin^2 \theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \hat{i}_{ds}^r \\ p \hat{i}_{qs}^r \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_d \\ \cos \theta_d \end{bmatrix} \quad (3)$$

수식 전개에 편의를 위해 식 (3)을 식 (4)로 대신하도록 한다. 즉 식 (3)의 우변에서 전류 성분에 대한 계수는 식 (4)에서 R_{xy} 로, 식 (3)에서 전류의 미분 변화 성분에 대한 계수는 식 (4)에서 L_{xy} 로 표시하였다.

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{ds}^r \\ \hat{v}_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^r \\ \hat{i}_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \hat{i}_{ds}^r \\ p \hat{i}_{qs}^r \end{bmatrix} + \omega_r \lambda_f \begin{bmatrix} -\sin \theta_d \\ \cos \theta_d \end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (4)를 이용하여 d축의 등가회로를 구성하면, d축 전류 제어의 블록선도는 그림 6과 같다.

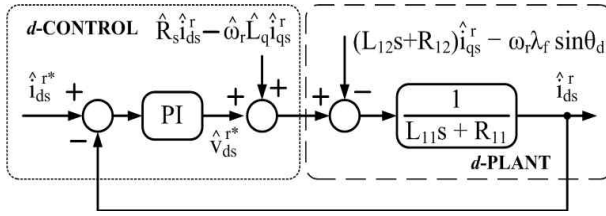


그림 6 추정 d축의 전류 제어
Fig. 6 Current control in estimated d-axis

그림 6으로부터 아래 식 (5)와 같은 관계를 도출할 수 있다.

$$\left(\hat{i}_{ds}^{r*} - \frac{v_{ds_pi}^r + \hat{R}_s \hat{i}_{ds}^r - \omega_r \hat{L}_q \hat{i}_{qs}^{r*} - (L_{12}s + R_{12}) \hat{i}_{qs}^r + \omega_r \lambda_f \sin \theta_d}{L_{11}s + R_{11}} \right) \times \left(k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \right) = v_{ds_pi}^r \quad (5)$$

식 (5)를 d축 PI 제어기 출력에 대해 정리하면, 다음의 식 (6)을 얻을 수 있다.

$$v_{ds_pi}^r = \frac{L_{11}k_{pd}s^2 + (R_{11}k_{pd} + L_{11}k_{id})s + R_{11}k_{id}}{L_{11}s^2 + (R_{11} + k_{pd})s + k_{id}} \hat{i}_{ds}^{r*} + \{ -\hat{R}_s \hat{i}_{ds}^r + \omega_r \hat{L}_q \hat{i}_{qs}^{r*} + (L_{12}s + R_{12}) \cdot \hat{i}_{qs}^r - \omega_r \lambda_f \sin \theta_d \} \times \frac{k_{pd}s + k_{id}}{L_{11}s^2 + (R_{11} + k_{pd})s + k_{id}} \quad (6)$$

최종값 정리(Final value theorem)에 의해, 정상 상태에 이르면 식 (6)의 d축 PI 제어기 출력은 다음의 식 (7)처럼 식 (6)의 적분 이득인 k_{id} 에 곱해진 성분으로 수렴하게 된다.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v_{ds_pi}^r(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot v_{ds_pi}^r(s) = R_{11} \cdot \hat{i}_{ds}^r - \hat{R}_s \hat{i}_{ds}^r + \omega_r \hat{L}_q \hat{i}_{qs}^{r*} + R_{12} \hat{i}_{qs}^r - \omega_r \lambda_f \sin \theta_d \quad (7)$$

그림 1의 센서리스 기법은 아래 식 (8)의 좌변을 각 오차 정보로 사용하므로, q축 전류의 미분 변화를 무시할 때 식 (7)을 이용하여 식 (8)의 우변과 같이 표현할 수 있다.

$$-\frac{v_{ds_pi}^r}{\omega_r \hat{\lambda}_f} = \frac{\hat{R}_s - R_s + \omega_r \Delta L \sin \theta_d \cos \theta_d}{\omega_r \hat{\lambda}_f} \cdot \hat{i}_{ds}^r + \frac{L_q - \hat{L}_q + \Delta L \sin^2 \theta_d}{\hat{\lambda}_f} \cdot \hat{i}_{qs}^r + \frac{\lambda_f}{\hat{\lambda}_f} \sin \theta_d \quad (8)$$

각 제어기는 그 입력이 되는 d축 PI 제어기 출력이 0이 되도록 추정 각을 제어하므로, 식 (8)의 좌변이 0일 때 각 편차가 결정되는 것을 알 수 있다. 각 편차가 충분히 작게 되면 삼각함수에 대한 $\sin \theta_d \approx \theta_d$ 와 $\cos \theta_d \approx 1$ 의 근사가 성립하여, 각 편차에 대해 식 (9)를 얻을 수 있다.

$$\theta_d \approx \frac{(\hat{L}_q - L_q) \cdot \hat{i}_{qs}^r - (\hat{R}_s - R_s) \cdot \hat{i}_{ds}^r}{\Delta L \cdot \hat{i}_{ds}^r + \lambda_f} \quad (9)$$

식 (9)에 의해 본 논문의 기준 센서리스 기법은 전동기의 제정수 중 인덕턴스와 저항의 오차가 각도 추정 편차에 각각 영향을 줄 것으로 예상할 수 있다. 식 (9)에서 돌극성과 쇄교자속도 각 편차에 영향을 줄 것으로 예상할 수 있지만, 그 영향은 두 제정수의 실제 값에 대한 추정 오차에 의한 것은 아니다. 그 밖에도 전류 및 속도 등과 같은 운전 조건도 각 편차에 영향을 줄 것으로 예상할 수 있다. 식 (9)의 결과는 인버터의 영향을 고려하지 않을 때, 역기전력 관측기를 이용한 다른 센서리스 기법에서 분석된 각 편차에 대한 제정수 오차의 경향성과 일치한다^[4, 7].

위의 식 (9)에 $\Delta L = 0$, $L_q = L_s$ 을 대입하면, 표면 부착형 영구자석 동기 전동기에 대한 각 편차의 관계를 식 (10)과 같이 얻을 수 있다.

$$\theta_d \approx \frac{(\hat{L}_s - L_s) \cdot \hat{i}_{qs}^r - (\hat{R}_s - R_s) \cdot \hat{i}_{ds}^r}{\lambda_f} \quad (10)$$

표면 부착형 영구자석 동기 전동기는 단위 전류당 최대 토크(MTPA)^[6, 10] 운전에 의해 일반적으로 d축 전류가 0A로 제어되므로, 다음의 식 (11)에 의해 센서리스 운전 시 일반적으로 인덕턴스 오차가 각 편차에 지배적인 영향을 미칠 것으로 예상할 수 있다.

$$\theta_d \approx \frac{(\hat{L}_s - L_s) \cdot \hat{i}_{ds}^r}{\lambda_f} \quad (11)$$

2.3 모의실험 결과

센서리스 운전 시 제정수 오차가 각 편차에 미치는 영향에 대해 도출된 수식의 타당성을 검증하기 위해, 일련의 모의실험을 진행하였다. 식 (10)에서 예상할 수 있듯 인덕턴스와 저항의 오차를 동시에 변화시킬 경우, 각 제정수 오차의 영향이 중첩되어 도출된 수식의 경향성을 관찰하기에는 적합하지 않으므로, 인덕턴스 오차와 저항 오차에 의한 영향을 분리하여 관찰하도록 모의실험을 진행하였다.

우선 인덕턴스 오차에 의한 영향을 관찰하기 위해, 1.8kW, 1500r/min, 15A_{rms} 정격의 표면 부착형 영구자석 동기 전동기의 제정수로 모의실험을 진행하였다. 그림 7의 운전 조건은 기계 각속도가 110rad/s일 때 11.11 N·m의 부하가 걸린 상황으로, 저항 오차에 의한 영향을 배제하기 위해 d축 전류는 0A로 제어 되었다. 인덕턴스가 실제 값인 2.65mH를 기준으로 약 1%씩 변화할 때 각 편차의 변화를 관찰하였다.

식 (11)에서 예상한 것과 동일하게, 그림 7의 모의실험 결과 각 편차와 인덕턴스 오차는 서로 비례하는 관계로 나타났다.

그림 8은 그림 7과 동일한 운전 조건에서 부하 토크만 1.11N·m로 10N·m가 감소하였을 경우에 대한 모의 실험 결과이다. 식 (11)에서 예상할 수 있듯, 인덕턴스 오차에 의한 각 편차의 변화 정도는 q축 전류의 크기에 비례한다. 표면 부착형 영구자석 동기 전동기는 토크가 곧바로 q축 전류에 비례하므로, 부하 토크 감소

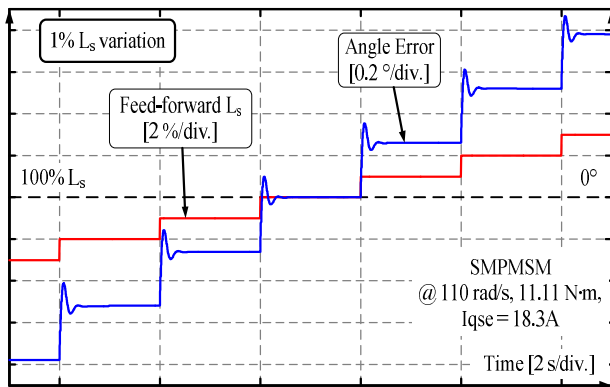


그림 7 인덕턴스 오차 변화에 따른 각 편차 1

Fig. 7 Deviation in angle estimation according to variation of inductance error 1

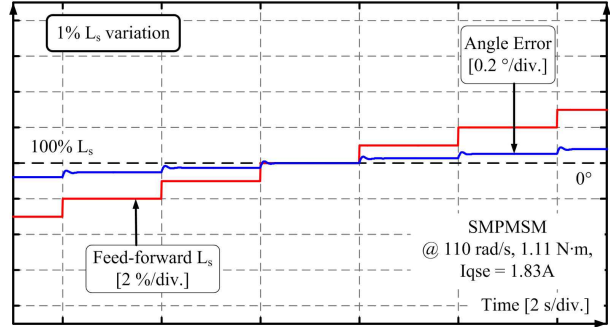


그림 8 인덕턴스 오차 변화에 따른 각 편차 2

Fig. 8 Deviation in angle estimation according to variation of inductance error 2

에 따라 q축 전류가 감소하였고, 그에 따라 동일한 인덕턴스 오차 변화에 대해서 각 편차의 변화 정도가 감소한 것을 확인할 수 있다. 센서리스 운전 시 인덕턴스 오차는, 그것에 비례하는 각 편차를 유발하고, 그 영향은 q축 전류가 커질수록 심해지는 것을 알 수 있다.

센서리스 운전 시 각 편차에 대한 저항 오차의 영향을 모의 실험하기 위해, 앞서 언급한 표면 부착형 영구자석 동기 전동기의 제정수를 사용하였다. 제어에 사용되는 인덕턴스를 실제 인덕턴스와 동일하게 맞추면 ($\hat{L}_s - L = 0$), 식 (10)은 다음의 식 (12)와 같은 관계가 된다.

$$\theta_d \approx \frac{-(\hat{R}_s - R_s) \cdot \hat{i}_{ds}^r}{\omega_r \lambda_f} \quad (12)$$

일반적으로 표면 부착형 영구자석 동기 전동기는 d축 전류를 0A로 제어하지만, 저항 오차에 의한 영향을

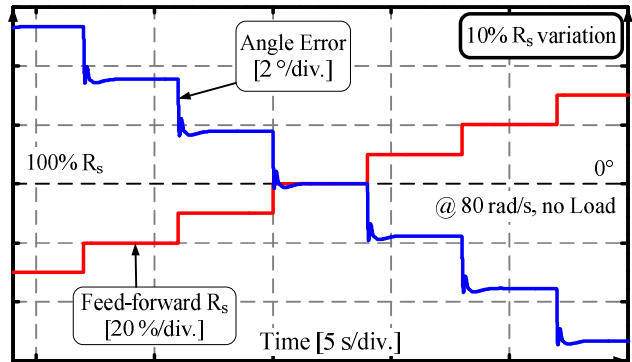


그림 9 저항 오차 변화에 따른 각 편차 1

Fig. 9 Deviation in angle estimation according to variation of resistance error 1

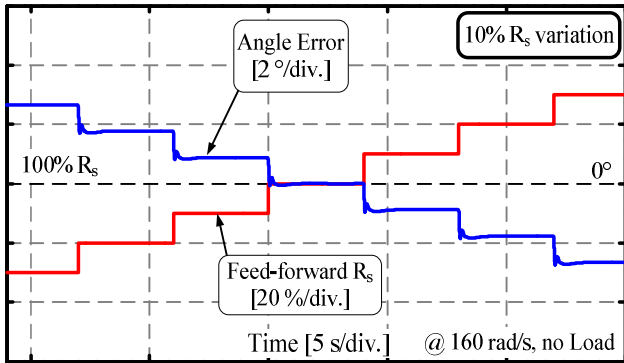


그림 10 저항 오차 변화에 따른 각 편차 2
 Fig. 10 Deviation in angle estimation according to variation of resistance error 2

살펴보기 위하여 d축 전류를 고의적으로 10A로 제어하였다. 식 (12)로부터 정확한 인덕턴스를 제어에 사용하고 d축 전류를 양으로 제어할 때, 저항 오차에 의한 영향은 각 편차에 음의 상관 관계로 비례할 것으로 예상할 수 있다.

그림 9는 기계 각속도 80rad/s, 무부하 일 때의 모의 실험 결과로, 제어에 사용되는 저항을 실제 값인 0.98 Ω을 기준으로 10%씩 변화를 시키가면서 각 편차를 관찰하였다. 그림 9는 식 (12)의 예상대로 저항 변화에 대한 음의 상관관계로 비례하는 각 편차가 나타났다. 그림 9와 그림 10의 비교를 통해 저항 오차에 대한 속도의 영향을 파악할 수 있다.

그림 10은 그림 9에 대해 운전 조건이 동일하면서 속도만 160rad/s로 두 배 증가하였을 때의 저항 오차에 의한 영향을 관찰한 결과이다. 식 (12)에서 예상할 수 있듯, 저항 오차에 의한 각 편차의 변화 정도는 속도에 반비례하여, 동일한 저항 오차 변화에 대해 각 편차의 변화 정도가 감소한 것을 확인할 수 있다.

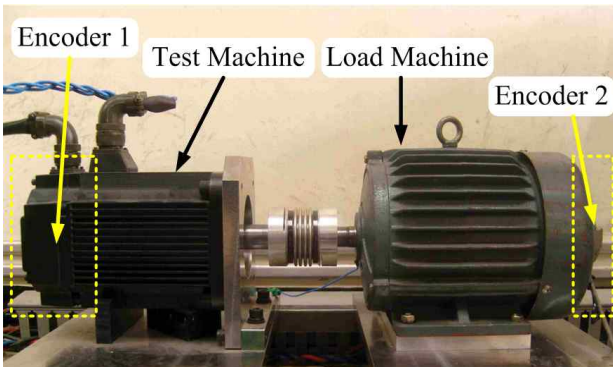


그림 11 시험 전동기와 부하 전동기
 Fig. 11 Test machine and load machine

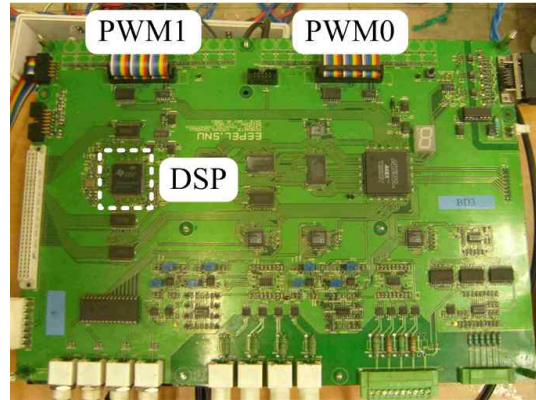


그림 12 디지털 제어 보드
 Fig. 12 Digital control board

센서리스 운전 시 저항 오차는 d축 전류가 양으로 제어될 경우, 그 오차에 음의 상관관계로 비례하는 각 편차를 유발하고, 그 영향은 속도가 커질수록 저하되는 것을 알 수 있다.

2.4 실험 결과

앞서 모의실험을 통해 도출된 수식의 타당성을 검토해보았다. 각 편차에 대한 식 (11)과 식 (12)의 경향성을 직접 확인하기 위해 1.8kW, 1500r/min, 15A_{rms} 정격의 표면 부착형 영구자석 동기 전동기를 이용한 실험 세트를 구성하였다. 그림 11은 왼편의 시험 전동기인 표면 부착형 영구자석 동기 전동기와 오른편의 부하 전동기로 사용된 유도 전동기를 나타낸다. 시험 전동기는 센서리스 제어로 구동되지만, 각 오차를 측정하기 위해 5000ppr(Pulse Per Revolution)의 엔코더가 사용되었고, 부하 전동기는 간접 벡터 제어를 위해 1024ppr의 엔코더가 사용되었다.

실험 세트는 Texas Instruments 사의 DSP인 TMS320VC33을 이용하는 디지털 제어보드를 이용해 구동되었다. 샘플링 주파수는 10kHz이며, 스위칭 주파수는 5kHz이다.

인덕턴스 오차의 영향에 대한 실험을 먼저 진행하였다. 운전 조건이 1100r/min, 5N·m 부하일 때, 각 편차가 0이 되는 인덕턴스를 기준으로 약 10%씩 인덕턴스를 변화시켜 가면서 그에 따른 각 편차의 변화를 관찰하였다. 이 때 저항 오차에 의한 영향을 배제하여 식 (11)의 경향성을 관찰하기 위해, d축 전류는 0A로 제어되었다.

그림 13은 인덕턴스 오차에 따른 각 편차의 실험 결과를 나타낸 것으로, 각 편차와 인덕턴스 오차에 대한 파형이 양의 상관관계를 가지며 서로 비례하였던 그림

7의 모의실험 결과를, 실제 실험을 통해서도 확인할 수 있다.

센서리스 운전 시 저항 오차가 각 편차에 미치는 영향을 실험으로 확인하기 위해서는, 800r/min의 마찰에 의한 부하만 있는 운전 조건에서 실험을 진행하였다. 첫째로 식 (12)의 관계가 성립하도록, 그림 13과 같은 관찰을 통해 각 편차가 0에 근사하는 인덕턴스를 찾아 제어에 사용하였다. 둘째로 저항 오차가 각 편차에 미치는 영향을 확대하여 관찰하기 위해 무부하 상태에서 d축 전류를 10A로 제어하였다.

그림 9의 모의실험 결과를 통해, 실제 인덕턴스와 동일한 값을 제어에 사용하고 d축 전류를 양으로 제어하면, 시험 전동기의 센서리스 운전에서 저항 오차에 대한 각 편차는 서로 음의 상관관계로 비례하는 것을 확인하였다. 그림 14는 그러한 예상을 그대로 확인해주는 것으로, 각 편차가 0이 되는 저항 값을 기준으로 20%씩 변화하는 저항에 대해 각 편차는 음의 상관관계로 비례하는 결과를 관찰할 수 있었다.

3. 결 론

본 논문에서는 영구자석 동기 전동기의 센서리스 운전 시 전동기 제정수 오차가 각 편차에 미치는 영향을 수식으로 도출하였고, 각 편차에 영향을 미치는 주요한 제정수는 저항과 인덕턴스임을 입증하였다. 모의실험 및 실험을 통해 인덕턴스와 저항의 오차는 그 크기에 비례하는 각 편차를 초래함을 확인하였는데, 그 중에 인덕턴스 오차는 q축 전류가 커질수록 그 영향이 심해짐을 알 수 있었고, 저항 오차는 속도가 커질수록

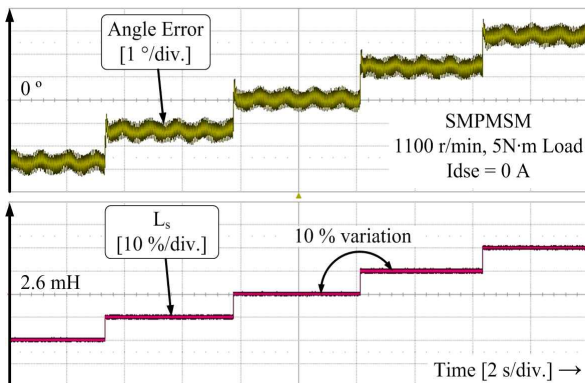


그림 13 인덕턴스 오차 변화에 따른 각 편차 - 실험
Fig. 13 Deviation in angle estimation according to variation of inductance error - experimental result

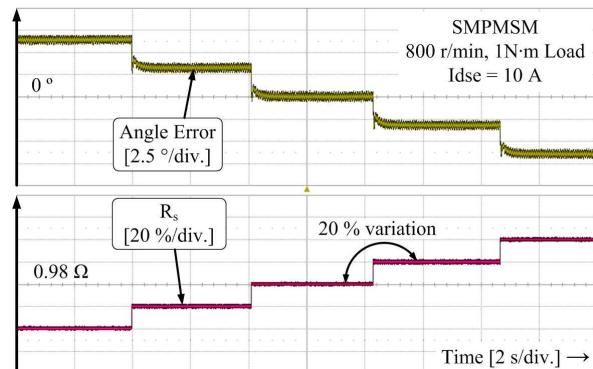


그림 14 저항 오차 변화에 따른 각 편차 - 실험
Fig. 14 Deviation in angle estimation according to variation of resistance error - experimental result

그 영향이 저하됨을 알 수 있었다.

본 논문의 분석을 근거로 센서리스 운전 중의 추정 각 편차 발생의 주요한 원인은 제어에 사용되는 저항과 인덕턴스의 추정 오차임을 알 수 있다. 실제 각에 대한 추정 각의 편차 발생을 해결하기 위해서는 저항과 인덕턴스를 실시간으로 추정하는 방법에 대한 연구가 필요하다.

본 연구는 삼성전자주식회사 DMC 연구소 지원 과제의 일환으로 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] Hiroshi Murakami, Yukio Honda, et al, "The Performance Comparison of SPMSM, IPMSM, and SynRm in Use as Air-conditioning Compressor", in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, Vol. 2, pp. 840-845, 1999, Oct.
- [2] Bon-Ho Bae, Seung-Ki Sul, et al, "Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High-Speed PMSM of Turbo-Compressor", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 3, pp. 811-818, 2003, May/June
- [3] Nobuyuki Matsui, "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 43, No. 2, pp. 300-308, 1996, Apr.
- [4] Shigeo Morimoto, Keisuke Kawamoto, et al, "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, 2002, Jul./Aug.

- [5] Robert D. Lorenz and Donald B. Lawson, "Performance of Feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machine Controllers", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-23, No. 4, pp. 597-602, 1987, Jul./Aug.
- [6] Thomas M. Jahns, Gerald B. Kliman, et al, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-22, No. 4, pp. 738-747, 1986, July.
- [7] Yukinori Inoue, Koji Yamada, et al, "Accuracy Improvement of IPMSM Sensorless Drives with On-line Parameter Identification", in Conf. Rec. IEEE PCC, Nagoya, pp. 860-866, 2007.
- [8] 박용순, "영구자석 동기기의 센서리스 운전시 인덕턴스 실시간 추정", 서울대학교 대학원 학위논문(석사).
- [9] 설승기, "초고속 전동기 제어 기술", *전력전자학회 논문지*, 제13권, 제5호, pp. 28-23, 2008. 10.
- [10] 김성민, 설승기, "실시간 신호 주입을 이용한 매입형 영구자석 동기 전동기의 단위 전류당 최대 토크 제어", *전력전자학회 논문지*, 제15권, 제2호, pp. 142-149, 2010. 4.

저 자 소 개



박용순(朴容淳)

1985년 11월 26일생. 2008년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 2010년 동 대학원 전기 컴퓨터공학부 졸업(석사). 동 대학원 박사 과정.



설승기(薛承基)

1958년 5월 13일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1986년~1988년 University of Wisconsin, Madison 연구원. 1988년~1990년 LG산전 책임연구원. 2003년~2004년 Yaskawa Electric Corp. 상임 연구고문. 1991년~현재 서울대 전기컴퓨터공학부 교수. 2005년~2007년 서울대 공대 부학장. 2008년~현재 기초전력원 원장. ICPE'11 General Chairman.



지준근(池俊根)

1964년 8월 13일생. 1986년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1994년~현재 순천향대 전기통신공학과 교수. 당 학회 평의원 및 JPE 편집위원.



박영재(朴永在)

1974년 5월 15일생. 1998년 연세대 공대 전기공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기 전자컴퓨터공학과 졸업(석사). 2004년~현재 삼성전자 DMC 연구소 책임연구원.



이동환(李東桓)

1979년 9월 4일생. 2002년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 2004년 동 대학원 전기 컴퓨터공학부 졸업(석사). 2008년~현재 삼성전자 DMC 연구소 책임연구원.