

# 홀-이펙트 위치센서를 갖는 PMSM 드라이브에서 이득 스케줄 속도관측기에 의한 향상된 고 해상도 회전자 위치추정

논 문
59-10-16

## An Improved High-Resolution Rotor Position Estimation Using Gain Scheduled Speed Observer in PMSM Drives with Hall-Effect Position Sensors

김 삼 영\* · 변 항 길\*\* · 고 봉 진\*\*\* · 박 승 업†  
(Sam-Young Kim · Hang-Gil Byun · Bong Jin Ko · Seung-Yub Park)

**Abstract** - This paper presents an improved method for high-resolution rotor position estimation in the permanent magnet synchronous motor (PMSM) drives with low-resolution Hall-effect sensors. The proposed method adopts a gain-scheduled full-order speed observer. Since the quantized position signal, which is obtained from Hall-effect sensors, is basically used as the input of the observer, the sixth-order harmonics are essentially included in the estimated position. To eliminate the harmonic components, the quantized position is linearized by a linear extrapolation based on the estimated average speed and furthermore the speed-dependent observer gain scheduling strategy is developed. The observer gain is also scheduled by considering the motor acceleration to improve the dynamic performance according to the changes of the motor speed and load. Several experiments are performed for 800W PMSM drive and the results demonstrate the effectiveness of the proposed method.

**Key Words** : Permanent magnet synchronous motor (PMSM), Hall-effect sensors, High-resolution position estimation, Full-order observer.

### 1. 서 론

최근 PMSM (permanent magnet synchronous motor) 벡터제어 드라이브는 고성능 및 고효율을 필요로 하는 가전용, 산업용 등 다양한 분야에서 널리 이용되고 있다.

고성능 벡터제어 드라이브는 높은 분해능의 위치정보를 필요로 한다. 일반적으로 이런 위치정보는 고 해상도를 갖는 엔코더나 레졸버 등으로부터 쉽게 얻을 수 있으나 이러한 센서들은 전동기 회전자 축에 설치됨에 따라 모터의 부피를 증가시킬 뿐만 아니라 센서 자체의 가격이 비싸다는 단점이 있다. 그 결과 최근에는 센서 없이 제어할 수 있는 센서리스 제어기법에 관한 연구가 활발하게 이루어지고 있으며 크게 역기전력과 회전자 자속 정보에 기반을 두는 방법[1]-[4] 및 회전자의 돌극성을 이용하는 방법[5],[6] 등으로 구분할 수 있다. 돌극성을 이용하는 방법을 제외하고는 대부분의 센서리스 알고리즘은 정지 상태 혹은 일정 속도이하의 저속영역에서는 동작할 수 없거나 그 성능을 신뢰하기 어려우며 기동 시에 별도의 기동용 알고리즘을 구현해야하

는 단점이 있다.

센서리스 기법에서의 단점과 고 분해능을 갖는 위치센서 채용에 따른 단점을 적절한 점에서 타협할 수 있는 대안으로 전기각 60°의 분해능을 갖는 홀-이펙트(hall-effect) 센서를 이용하는 것이다. 홀-이펙트 센서는 고정자 코어에 삽입되어 설치되므로 전동기의 부피에 거의 영향을 주지 않으며 가격의 부담이 적다[7]. 또한 전기각 60°로 분해능은 낮지만 회전자 절대위치를 얻을 수 있으며 전동기 평균속도 (average speed) 기반의 선형 외삽법(linear extrapolation)[8]이나 관측기 이론 적용 기법[9],[10] 등을 적용하면 고 해상도의 회전자 위치를 추정할 수 있기 때문에 정지 상태 또는 저속영역에서도 안정적인 벡터제어 운전이 가능한 장점이 있다.

본 논문에서는 저 해상도 위치 센서인 홀-이펙트 센서를 갖는 PMSM 드라이브에서 고 해상도의 회전자 위치추정을 위한 개선된 추정기법을 제안한다. 제안된 방법에서 적용된 주 알고리즘은 전차원 관측기(full-order observer) 기술을 기반으로 한다. 홀-이펙트 센서로부터 얻은 전기각 60°의 분해능을 갖는 디스크리트한 위치정보를 어떠한 선형화 과정도 없이 관측기의 입력으로 그대로 이용하게 되면 추정된 회전자 위치정보에 전기각 60°에 해당하는 6고조파 성분이 과도하게 포함될 수 있다. 이러한 고조파는 전동기의 운전 속도 범위에 따라 관측기의 이득을 적절히 튜닝하는 것으로 어느 정도 완화될 수 있으나 과도운전 시를 포함한 전 운전 속도 영역에서 안정적인 결과를 얻을 수 없다. 따라서 본 논문에서는 이러한 고조파 성분을 제거하기 위하여 홀-이펙

\* 정 회 원 : 창원대 BK21 연구교수

\*\* 준 회 원 : LG 디스플레이(주)

\*\*\* 비 회 원 : 창원대 전자공학과 교수

† 교신저자, 정회원 : 창원대 전자공학과 교수

E-mail : psy@changwon.ac.kr

접수일자 : 2010년 8월 11일

최종완료 : 2010년 9월 13일

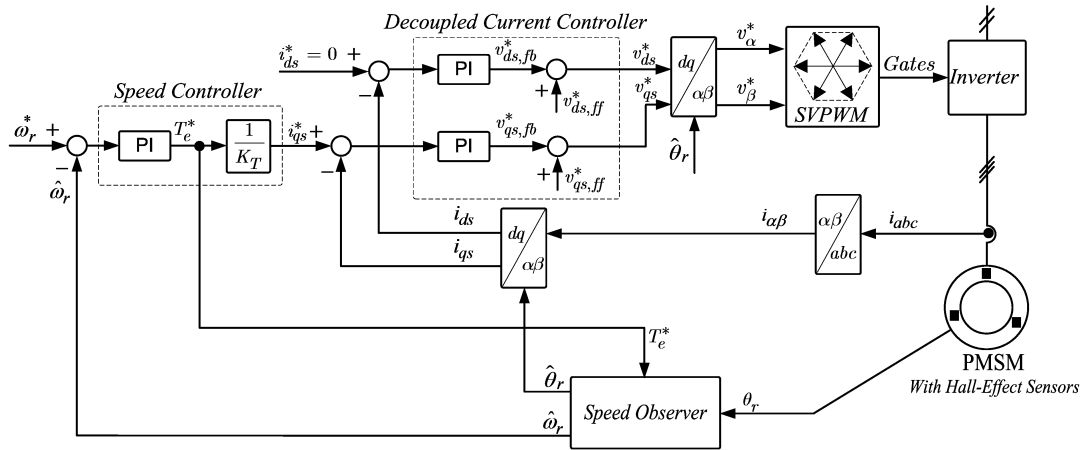


그림 1 저 해상도 홀-이펙트 위치센서를 갖는 PMSM 벡터제어 구성도  
 Fig. 1 Vector control scheme of PMSM with low resolution Hall-effect sensors.

트 센서로부터 얻은 디스크리트한 위치 정보를 추정된 평균 속도에 기반을 둔 선형 외삽법을 적용하여 일차적으로 선형화하였고, 전동기 운전속도에 따른 관측기의 이득 스케줄 기법을 개발/적용함으로써 관측기가 시스템 동특성을 적절히 만족하게 하였다. 또한 관측기 이득 스케줄에서 전동기 부하 및 속도의 과도 변동에 대한 관측기 및 시스템 동특성 개선을 위하여 전동기의 가속율(acceleration rate)을 고려하였다. 제된 방법은 홀-이펙트 센서를 갖는 800W급 PMSM 드라이브를 대상으로 다양한 실험을 수행하였으며 그 결과로부터 제안된 알고리즘의 유효성을 입증하였다.

2. 홀-이펙트 위치센서를 갖는 PMSM 드라이브

일반적인 저 해상도의 홀-이펙트 위치센서를 갖는 PMSM 드라이브의 고성능 벡터제어를 위한 속도 제어 구성도는 그림 1과 같이 나타낼 수 있다. 그림 1의 PMSM 벡터제어기는 속도제어기, 비간섭 전류제어기 및 홀-이펙트 센서로부터 얻은 저 해상도 위치정보로부터 고 해상도 회전자 위치 추정을 위한 속도 및 위치 추정기 등으로 구성된다.

2.1 PMSM의 수학적 모델링

그림 1로부터 PMSM의 동기좌표계상의 전압방정식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{ds} \\ E_{qs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} E_{ds} \\ E_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\hat{\omega}_r L_s \\ \hat{\omega}_r L_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{\omega}_r \lambda_m \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서,  $v_{ds}^*$ ,  $v_{qs}^*$ ,  $i_{ds}$  및  $i_{qs}$ 는 각각 동기좌표계상의 고정자 d-축, q-축 기준전압 및 측정전류를 나타내며  $R_s$ ,  $L_s$  및

$\lambda_m$ 은 각각 고정자의 저항, 인덕턴스 및 회전자 영구자석의 쇠교자속을 나타내며  $p$ 는 미분 연산자를 나타낸다.  $\hat{\omega}_r$ 은 속도/위치관측기에서 추정된 회전자 평균 전기 각속도를 나타낸다.  $E_{ds}$  및  $E_{qs}$ 는 PMSM의 역기전력 성분을 나타낸다.

PMSM의 기계적 방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$T_e = J \frac{d\omega_{rm}}{dt} + B\omega_{rm} + T_L \quad (3)$$

여기서,  $T_e$  및  $T_L$ 은 전동기의 전기적 토크와 부하 토크를 나타낸다.  $J$ ,  $B$  및  $\omega_{rm}$ 은 각각 회전자 관성, 점성 마찰계수 및 기계 각속도를 나타낸다.

2.2 비간섭 전류제어기 및 속도제어기

식(1)-(2)에서 PMSM은 d-축과 q-축 간에 역기전력 성분으로 상호간섭 됨을 확인할 수 있으며 PMSM의 벡터제어, 즉 d-축과 q-축을 독립적으로 제어하기 위해서는 이러한 간섭항을 적절히 보상할 수 있는 전류제어기를 구성해야 한다. 이를 위한 가장 일반적인 방식은 그림 1에 나타난 것과 같은 역기전력 전향보상 항을 갖는 비간섭 PI(proportional-integral) 전류제어기이며 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{ds}^* = (K_P + \frac{K_I}{s})(i_{ds}^* - i_{ds}) + v_{ds,ff}^* \quad (4)$$

$$v_{qs}^* = (K_P + \frac{K_I}{s})(i_{qs}^* - i_{qs}) + v_{qs,ff}^* \quad (5)$$

여기서,  $v_{ds,ff}^*$ 와  $v_{qs,ff}^*$ 는 식(2)의 역기전력 성분과 동일한 값을 가진다.  $K_P$ 와  $K_I$ 는 각각 비례 및 적분이득을 나타낸다. 제어기의 이득을  $K_P = \omega_c L_s$  및  $K_I = \omega_c R_s$ 로 설정하면 전류

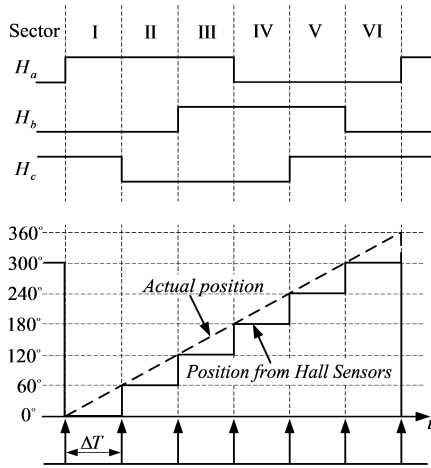


그림 2 홀-이펙트 센서 출력신호 및 회전자 위치.  
 Fig. 2 The output signals of Hall-effect sensors and rotor position.

제어 대역폭이  $\omega_c$ 인 오버슈트 없는 1차 시지연 특성을 얻을 수 있다. 그림 1에 나타낸 PI 속도제어기는 PMSM의 토오크 지령치를 발생시키며 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e^* = (K_{PS} + \frac{K_{IS}}{s})(\omega_r^* - \hat{\omega}_r) \quad (6)$$

여기서,  $K_{PS}$ 와  $K_{IS}$ 는 각각 비례 및 적분이득을 나타낸다. 토오크 지령치  $T_e^*$ 는 다음 장에서 논의될 속도관측기의 입력으로 이용된다. 그리고  $T_e^*$ 로부터 전류제어기의 q-축 전류 지령치는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$i_{qs}^* = \frac{T_e^*}{K_T} \quad (7)$$

### 2.3 평균속도 기반의 위치추정

저 해상도 홀-이펙트 센서를 갖는 드라이브는 그림 2와 같이 전기각  $60^\circ$ 의 해상도를 갖는 회전자 절대 위치 정보를 얻을 수 있다. 그러나 이러한 저해상도의 위치 정보를 이용해서는 정확한 벡터변환 혹은 정현과 구동이 불가능하므로 고성능의 벡터제어 또한 불가능하다. 따라서 저 해상도 위치정보로부터 고 해상도 위치정보를 추정하기 위한 어떤 신호처리 절차가 필수적이며 가장 일반적인 고 해상도 위치추정 기법은 식(8)-(9)와 같이 표현되는 평균속도에 기반을 둔 방법이다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{60^\circ}{\Delta T} \quad (8)$$

$$\hat{\theta}_{rh} = \theta_s + \hat{\omega}_r T_s \quad (9)$$

여기서,  $T_s$ 와  $\Delta T$ 는 각각 샘플링 주기 및 홀-이펙트 센서

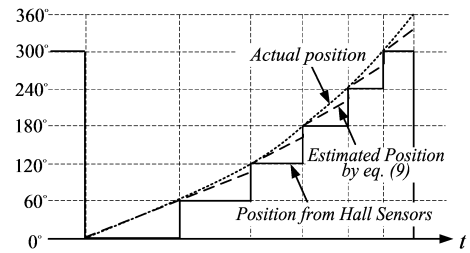


그림 3 가속 운전 시 평균속도 기반 기법의 위치추정 오차 개념도

Fig. 3 Position estimation error of average speed based approach at the acceleration.

의 섹터별 시간간격을 나타내며,  $\hat{\theta}_{rh}$  및  $\theta_s$ 는 각각 추정된 회전자 전기각과 홀-이펙트 센서로부터 얻은 섹터별 회전자 절대위치 값을 나타낸다.

식(8)-(9)에 의한 고해상도 회전자 위치 추정 기법은 매 섹터 천이 때 마다 절대위치  $\theta_s$ 가 업데이트됨에 따라 적어도 전기각  $60^\circ$ 의 해상도를 제공할 수 있으며, 또한 구현이 아주 간단하다는 장점이 있으나 식(8)에 의한 평균속도 추정 값이 현 시점에서의 정확한 속도가 아닌 홀 센서의 이전 섹터의 평균속도를 반영함에 따라 부하 또는 속도가변 등 회전속도가 급격히 변할 수 있는 조건에서는 그림 3에 나타낸 것과 같이 추정된 속도 및 위치에 심각한 오차를 포함하게 된다.

## 3. 제안된 고해상도 회전자 위치추정 방법

### 3.1 속도관측기 설계

본 논문에서는 정확한 회전자 평균속도 및 위치 추정을 위하여 식(3)의 기계방정식을 기반으로 한 전차원 속도관측기[9]를 사용하였다. 식(3)의 전동기 기계방정식에서 전동기 점성 마찰에 의해 발생하는 마찰력( $B\omega_{rm}$ )은 정격 토오크에 비해 충분히 작기 때문에 관측기 설계에서 무시할 수 있다. 또한 부하 토오크의 변동은 다른 상태변수에 비해 아주 느리다고 가정하면 무시할 수 있다. 따라서 식(9)으로부터 구한 선형화된 회전자 전기각  $\hat{\theta}_{rh}$ 과 속도제어기로부터 얻은 토오크 지령치  $T_e^*$ 를 입력으로 하는 페루프 속도관측기 식은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_r \\ \hat{\omega}_r \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{P}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_r \\ \hat{\omega}_r \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{P}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T_e^* \quad (10)$$

$$+ \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \end{bmatrix} \left[ \hat{\theta}_{rh} - [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \hat{\theta}_r \\ \hat{\omega}_r \\ \hat{T}_L \end{bmatrix} \right]$$

여기서,  $P$ 는 전동기의 극쌍수를 나타낸다. 이 관측기의 특성방정식,  $s^3 + l_1 s^2 + l_2 s - \frac{P}{J} l_3 = 0$ 의 근이 3중근을 갖도록

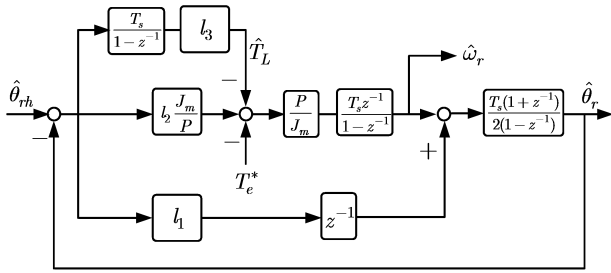


그림 4 속도관측기 구성도  
Fig. 4 Configuration of Speed observer.

하면 이득  $l_1, l_2$  및  $l_3$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$l_1 = -3\beta \tag{11}$$

$$l_2 = 3\beta^2 \tag{12}$$

$$l_3 = \beta^3 \frac{J}{P} \tag{13}$$

여기서,  $\beta$ 는 속도관측기 특성방정식의 3중근을 나타내며 이 근이 복소평면의 좌 반면에 위치하도록 선정하면 관측기는 안정적으로 동작할 수 있다.

그림 4는 식(10)-(13)으로 표현되는 속도관측기의 이산시간 영역에서의 구성도를 나타낸다. 관측기에서 추정된 평균 속도  $\hat{\omega}_r$ 은 관측기의 입력, 즉 선형화된 회전자 전기각  $\hat{\theta}_{rh}$ 을 얻기 위해 식(9)로 케환되어야 한다.

### 3.2 속도관측기 이득 스케줄

그림 4의 속도관측기를 사용할지라도 홀센서로부터 얻은 회전자 위치  $\theta_s$ 는 홀센서의 상태전이 때 마다 전기각 한 주기당 6번씩 60°만큼 증가하는 디스크리틴한 신호이기 때문에 (9)식으로부터 얻은 선형화된 회전자 전기각  $\hat{\theta}_{rh}$ 에는 속도관측기에서 추정된 평균속도  $\hat{\omega}_r$ 의 정확도에 따라 그림 3에 나타난 바와 같이 기본적으로 회전자 전기각 속도 대비 6 고조파 성분의 오차를 포함할 수 있다. 나아가 관측기에서 추정된 회전자 위치  $\hat{\theta}_r$ 에도 심각한 6 고조파 오차 성분이 포함될 수 있다.

속도관측기는 기준위치  $\hat{\theta}_{rh}$ 를 오차 없이 추종하는 어떤 제어기로 간주될 수 있으며, 이때 관측기 대역폭을 너무 크게 설정하면 관측기는  $\hat{\theta}_{rh}$ 에 포함된 고조파 오차 성분까지 그대로 추종하여 추정된 회전자 위치  $\hat{\theta}_r$ 뿐만 아니라 추정 속도에도 고조파 오차 성분이 그대로 포함된다. 반면 대역폭을 너무 작게 설정하면 추정된 회전자 위치와 속도에서 고조파 오차 성분은 제거될 수 있으나 외란에 대한 관측기의 동특성을 충분히 확보할 수 없게 된다.

따라서 본 논문에서는 관측기의 추정오차를 최소화하고 동특성을 최대화하기 위하여 관측기의 대역폭, 즉 특성방정식의 극점  $\beta$ 를 회전자 속도 증가에 따라 선형적으로 증가시킬 수 있도록 식(14)와 같이 스케줄 하였다.

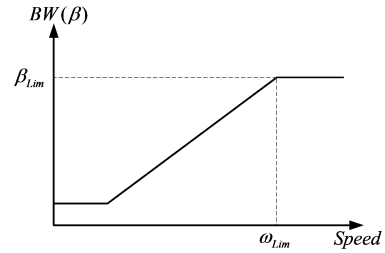


그림 5 운전 속도에 따른 관측기 대역폭  $\beta$  스케줄.  
Fig. 5 Observer bandwidth schedule according to operating speed.

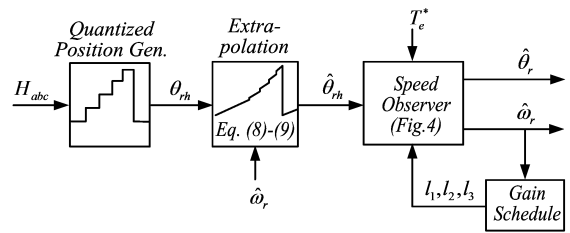


그림 6 제안된 방법의 고해상도 위치추정 구성도  
Fig. 6 Configuration of high-resolution position estimation in the proposed approach.

$$\beta = k_\beta \omega_r \tag{14}$$

여기서,  $k_\beta$ 는 비례상수이며 위치 추정치에서 6고조파 성분을 제한할 수 있는 Nyquist 주파수  $6\omega_r/2$ 보다  $\beta$ 값이 작게 되도록 설정해야 한다. 식(14)와 같이 회전자 속도에 따라  $\beta$ 값이 선형적으로 변하면 관측기 이득은 식(11)-(13)에 따라 비선형적으로 변하게 될 것이다.

식(14)에서 이론적으로  $\beta$ 값은 회전자 속도가 0일 때 0의 값을 가진다. 그러나 실제 회전자의 관성값은 실험적으로 추정/측정한다할지라도 상당한 오차를 가지기 때문에 저속 영역에서는  $\beta$ 값을 제한시켜 주어야 관측기의 안정성을 유지할 수 있다. 그리고 관측기의 대역폭  $\beta$ 가 전동기의 속도 제어 대역폭보다 훨씬 크게 되면 추정치에 6고조파 오차 성분이 나타나기 때문에 특정 속도  $\omega_{Lim}$  이상의 영역에서의  $\beta$ 는 그림 5에 도시한 것과 같이 어떤 대역폭 이내로 제한되어야 한다. 이때  $\omega_{Lim}$ 의 관계식은 식(14)으로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\omega_{Lim} = \frac{\beta_{Lim}}{k_\beta} \tag{15}$$

여기서,  $\beta_{Lim}$ 은 관측기 대역폭의 최대값으로 본 논문에서는 속도제어기의 대역폭과 같게 설정하였다.

식(14) 및 식(11)-(13)에 따라 관측기 이득을 스케줄하면 정상상태 운전 혹은 속도가 서서히 변하는 경우에는 매우 유용할 것이다. 그러나 큰 가속을 필요로 하는 기동 시에나, 부하 또는 속도의 과도 응답에서는 만족할 만한 시스템 성

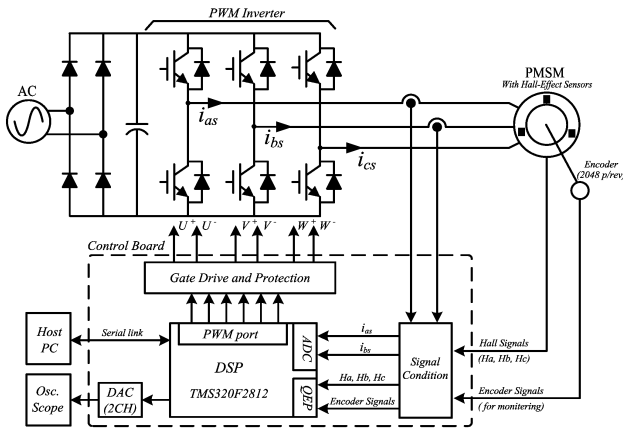


그림 7 실험 드라이브 시스템 구성도.  
Fig. 7 Configuration of test drive system.

표 1 PMSM 파라미터.  
Table 1 Parameter of PMSM.

정격 출력	800 [W]
정격 속도	3,000 [rpm]
정격 전압	200 [V]
정격 전류	6.2 [A]
권선 저항( $R_s$ )	4.9 [ $\Omega$ ]
인덕턴스( $L_s$ )	6.05 [mH]
극쌍수	4

능을 기대할 수 없다. 이는 관측기 대역폭을 식(14)와 같이 스케줄하는 것은 정지상태 혹은 저속운전 중에는 관측기 대역폭이 드라이브 시스템의 요구 성능 보다 훨씬 낮게 설정되어 부하 및 속도 변동에 대하여 관측기가 실제 속도와 위치를 아주 느리게 추종할 수 있기 때문이다. 따라서 본 논문에서는 전동기의 가속율(acceleration rate,  $a_m \approx T_e^*/J$ )을 고려하여 관측기의 대역폭을 다음 식(16)과 같이 스케줄함으로써 기동 또는 속도 및 부하스텝 운전 등 많은 가속을 필요로 하는 운전에서 시스템 성능을 개선하였다.

$$\beta = k_\beta \omega_r + k_m T_e^* \tag{16}$$

여기서,  $k_m T_e^*$ 는 전동기의 가속율을 반영하는 항이고,  $k_\beta$ 은 회전자 관성을 고려한 비례상수를 나타낸다.

홀-이펙트 센서로부터 얻은 디스크리트한 저 해상도의 회전자 위치로부터 고해상도 위치를 추정하기 위한 제안된 방법의 전반적인 구성도는 그림 6과 같다.

#### 4. 실험결과

##### 4.1 실험 시스템 구성

제안된 고 해상도 위치 추정 방법의 유효성을 입증하기 위하여 그림 7과 같은 홀-이펙트 센서를 갖는 800W급

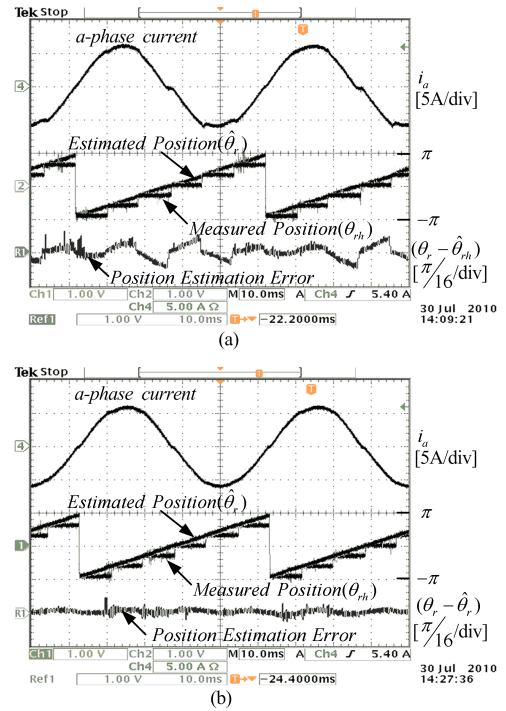


그림 8 정상상태 응답 (속도: 300rpm, 부하: 6A).  
(a) 외삽법. (b) 제안된 방법.

Fig. 8 Steady state response(Speed: 300rpm, Load: 6A).  
(a) Extrapolation. (b) Proposed method.

PMSM 드라이브에 적용하여 다양한 실험을 수행하였다. PMSM의 주요 파라미터는 표 1과 같으며 제어기는 TMS320F2812 고정 소수점 DSP를 이용하였다. 인버터의 PWM 주파수는 10 kHz이고 데드타임은 3.2 $\mu$ s로 설정하였다. 전류제어는 PWM 한 주기당 2번 실행되도록 50 $\mu$ s로 설정하였으며 속도제어 주기는 1ms 설정하였다. 그림 7에 나타난 것과 같이 PMSM에 직결된 2048 pulse/rev의 해상도를 갖는 엔코더로부터 실제 회전자 위치를 측정하였으며 추정된 회전자 위치와 비교 분석을 통하여 제안된 알고리즘의 유효성을 검증하였다.

##### 4.2 실험 결과

그림 8-10는 각각 정상상태, 기동 및 부하스텝 응답 결과 파형을 나타낸다. 각 파형에서 Ch.1-2 파형은 제어기에서 D/A 변환기를 통해 출력한 파형들이며 Ch. 4 파형은 전류 프로브에 의한 측정 파형이다.

그림 8은 300 rpm 속도와 6A 부하 조건하의 정상상태 응답을 나타낸다. 그림 8(a)는 식(8)-(9)의 외삽법에 의한 회전자 위치 추정 시의 파형으로 고정자 전류 파형에 심각한 고조파 성분을 포함하고 있으며 또한 위치 추정오차 ( $\theta_r - \hat{\theta}_{rh}$ ) 파형에서 매 홀 센서 상태전이 시 마다 주기적으로 과도하게 변하는 추정오차(약  $\pm 6^\circ$ )를 확인할 수 있다. 이는 식(8)에 따라 계산된 평균속도는 홀센서의 이전 섹터에서의 평균속도로 현 시점의 정확한 회전자 속도를 반영할 수 없기 때문이다. 반면 그림 8(b)에 나타난 제안된 방법에

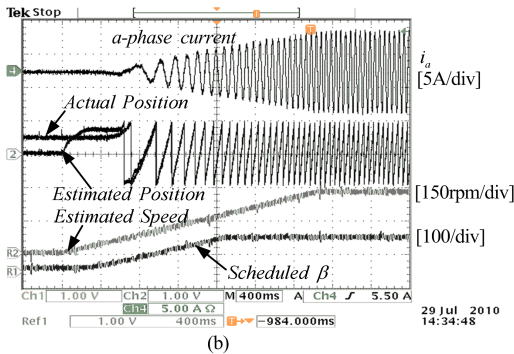
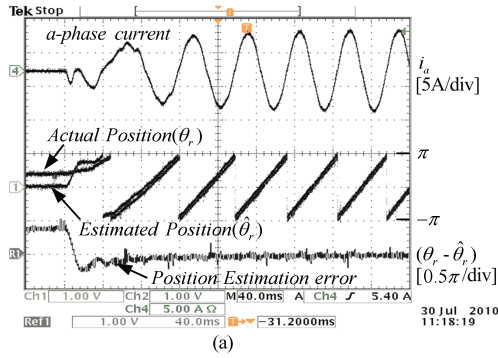


그림 9 기동 시 응답. (a) 스텝 기동 (속도지령: 300rpm, 부하: 6A). (b) 램프 기동 (속도지령: 0-300rpm, 부하: 0-6A).

Fig. 9 Start-up response. (a) Step response (Speed command: 300rpm, Load: 6A). (b) Ramp response (Speed command: 0-300rpm, Load: 0-6A).

의한 회전자 위치 추정의 경우 전류 및 추정오차( $\theta_r - \hat{\theta}_r$ ) 파형에서 과도 성분이 거의 나타나지 않으며 추정 오차는 전기각으로 약  $\pm 1^\circ$  정도임을 확인할 수 있다.

그림 9는 제안된 방법을 적용하였을 때 스텝 및 램프 기동 응답 파형을 나타낸다. 이때 속도는 0-300 rpm 및 부하는 0-6A까지 변하며 초기 회전자 위치는 제안된 방법에서 최대 추정오차를 가질 수 있도록 약  $60^\circ$ 로 설정하였다. 그림 9(a)에 나타낸 스텝 기동 시 추정오차 파형에서 초기 약간의 오실레이션이 존재하지만 빠르게 오차가 0으로 수렴함을 확인할 수 있다. 그림 9(b)의 램프 기동 파형에서 회전자 위치추정은 스텝 기동시의 결과와 같이 빠르게 실제 위치에 수렴함을 확인할 수 있다. 그리고 제안된 방법에서 식 (14)-(16)에 따라 설정된 속도관측기 대역폭  $\beta$ 는 회전자의 속도에 따라 증가되며 그림 9(b)의 스케줄 파형(R1)에서 이를 확인할 수 있다

그림 10은 제안된 방법에서 부하 스텝 응답으로 150 rpm 속도에서 전동기 부하를 약 2A에서 6A로 스텝가변 하였을 때 특성을 나타낸다.  $\beta$ 의 스케줄 파형에서 식(16)에 제시된 것과 같은 전동기 가속율을 고려한 관측기 이득 스케줄 결과를 확인할 수 있다. 추정오차 파형에서 부하 스텝 시 오차가 다소 존재하지만 부하(가속율)가 증가할 때  $\beta$ 를 증가시켜 관측기의 응답성을 증가시킴으로써 추정오차가 빠르게 0으로 수렴함을 확인할 수 있다.

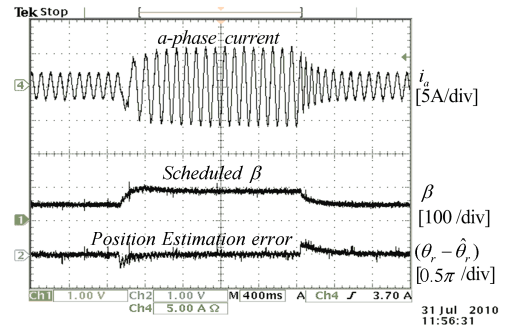


그림 10 부하 스텝 응답(속도지령: 150rpm, 부하: 2-6A).  
Fig. 10 Load step response (Speed command: 150rpm, Load: 2-6A).

### 5. 결 론

본 논문에서는 저해상도 위치센서인 홀-이펙트 센서를 갖는 PMSM 드라이브에서 고성능 벡터제어를 위한 고 해상도의 회전자 위치추정을 위한 개선된 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 일반적인 전차원 속도관측기 기술에 기반을 두었으며 홀-이펙트 센서로부터 얻은 위치정보에 포함된 디스크리트한 성분을 시스템 요구성능의 저하 없이 효과적으로 제거하기 위하여 평균속도에 기반한 선형 외삽법으로 디스크리트한 회전자 위치를 선형화하여 관측기의 기준 입력으로 제공하고 관측기의 이득을 속도변화와 전동기 가속율의 변화에 따라 적절히 스케줄할 수 있는 기법을 개발/적용하였다. 제안된 방법은 홀-이펙트 센서를 갖는 800W급 PMSM 드라이브를 대상으로 다양한 실험을 수행하였으며 정상상태에서 기존의 방법과 비교분석 시험을 통하여 제안된 방법의 우수한 위치 추정 성능을 입증하였다. 또한 제안된 방법에 대한 기동응답 및 부하 스텝응답 시험을 통하여 저속 및 부하변동 운전 조건하에서도 특별한 성능저하 없이 빠르게 실제 회전자 위치를 추정함을 보임으로써 제안된 이득 스케줄 속도관측기에 의한 고 해상도 위치 추정 알고리즘의 유효성을 입증하였다.

### 감사의 글

본 논문은 2009년도 창원대학교 공모과제 연구비에 의하여 연구되었음. 또한 이 연구에 참여한 연구자 일부는 「2단계 BK21 사업」의 지원비를 받았음.

### 참 고 문 헌

[1] 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. Applicat., vol. 38, no. 4, pp. 1054-1061, July/Aug. 2002.  
[2] Z. 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] I. Boldea, M. C. Paicu, and G. D. Andreescu, "Active flux concept for motion sensorless unified AC drives," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 5, pp. 2612-2618, Sep. 2008.
- [4] G. Foo, and M. F. Rahman, "Sensorless direct torque and flux-controlled IPM Synchronous motor drive at very low speed without signal injection," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 1, pp. 395-403, Jan. 2010.
- [5] N. Matsui and T. Takeshita, "Sensorless control and initial position estimation of salient-pole brushless DC motor," Int. Workshop on Advanced Motion Control, pp. 18-23, 1996.
- [6] S. Y. Kim, and I. J. Ha, "A New Observer Design Method for HF Signal Injection Sensorless Control of IPMSMs," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 6, pp. 2525-2529, June 2008.
- [7] T. D. Batzel, and K. Y. Lee, "Slotless permanent magnet synchronous motor operation without a high resolution rotor angle sensor," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 15, no. 4, pp. 366-371, Dec. 2000.
- [8] T. Ohmae et al., "A microprocessor-controlled high accuracy wide-range speed regulator for motor drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 29, pp. 207-211, Aug. 1982.
- [9] A. Yoo, S. K. Sul, D. C. Lee and C. S. Jun, "Novel Speed and Rotor Position Estimation Strategy Using a Dual Observer for Low-Resolution Position Sensors," Power Electronics, vol. 24, no. 12, pp. 2897-2906, Dec. 2009.
- [10] M. C. Harke, G. De Donato, F. Giulii Capponi, T. R. A. Tesch, and R. D. Lorenz, "Implementation Issues and Performance Evaluation of Sinusoidal, Surface-Mounted PM Machine Drives With Hall-Effect Position Sensors and a Vector-Tracking Observer," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 44, no. 1, pp. 161-173, Jan./Feb. 2008.

저 자 소 개



**김삼영 (金三永)**

1971년생. 1997년 창원대 전자공학과 졸업. 2005년 동대학원 전자공학과 졸업(박사). 1997년~2003년 두산중공업(주) 근무. 2005년~현재 창원대 산학협력단 연구교수.

E-mail : sam0kim@changwon.ac.kr



**변항길 (卞恒吉)**

1979년생. 2006년 창원대 전자공학과 졸업. 2010년 동대학원 전자공학과 졸업(석사). 2010년~현재 LG디스플레이(주) 근무.

E-mail : tuneyosi@naver.com



**고봉진 (高鳳震)**

1963년생. 1986년 한국항공대 통신공학과 졸업. 1995년 동대학원 전자공학과 졸업(박사). 1994년~1996년 인하공전 통신과 조교수. 1996년~현재 창원대 전자공학과 교수.

E-mail : bjko@changwon.ac.kr



**박승엽 (朴勝燁)**

1958년생. 1981년 고려대 전기공학과 졸업. 1988년 동대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988년~현재 창원대 전자공학과 교수.

E-mail : psy@changwon.ac.kr