

# 이중 PLL 구조를 이용한 표면부착형 영구자석 동기전동기 센서리스 구동장치의 성능 개선

이광운<sup>†</sup>

## Performance Improvement of Sensorless Drives for Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor using a Dual PLL Structure

Kwang-Woon Lee<sup>†</sup>

### Abstract

This paper presents a simple approach for improving the performance of back-electromotive force (back-EMF)-estimation-based sensorless drives for surface-mounted permanent magnet synchronous motors (SPMSM). Similar to conventional approaches, a hypothetical d-q synchronous reference frame model of SPMSM is employed in the proposed approach to estimate the back-EMFs. This approach also employs a dual phase locked loop structure to compensate for the effect of the dead time and parameter uncertainty of the inverter on the estimated back-EMFs. The proposed algorithm is validated by conducting experiments.

**Key words:** Surface mounted permanent magnet synchronous motor, Sensorless control, PLL(Phase Locked Loop)

### 1. 서 론

표면 부착형 영구자석 동기전동기(SPMSM)는 세탁기, 팬(fan) 등의 구동 목적으로 널리 사용되고 있으며, 근래에는 SPMSM 드라이브의 가격 절감을 목적으로 회전자 위치 검출 센서를 제거한 센서리스(sensorless) 구동 방식이 적용되고 있다<sup>[1]</sup>. SPMSM의 센서리스 제어에는 전동기의 모델을 이용하여 역기전력 또는 자속을 추정하는 방식이 사용되는데, 인버터의 데드 타임(dead time) 등으로 인한 비선형성으로 인해 센서리스 제어 성능이 크게 저하될 수 있다<sup>[2]</sup>. 이에 대한 대책으로 데드 타임 보상에 많은 노력이 필요한데, 실용적인 관점에서 볼 때 데드 타임으로 인한 전압 오차를 보상하는 것은 상당히 어려운 일이다. 인버터 출력 전압을 측정하여 센서리스 위치 추정기의 성능을 개선하는 방식이 제시되었는데, 추가적인 회로의 사용으로 드라이브의 구현 비용이 상

승될 수 있다<sup>[3]</sup>. 전동기 드라이브를 저비용으로 구현하는 것이 중요시되는 응용 분야에서는 별도의 데드타임 보상을 수행하지 않기도 하는데, 이것은 데드타임 보상이 어렵고 부품 편차로 인해 데드타임 보상이 영향을 받을 수 있기 때문이다.

본 논문에서는 인버터에서 별도의 데드타임 보상을 하지 않는 경우 역기전력 추정 기반의 SPMSM 센서리스 구동장치에서 인버터 비선형성으로 인한 성능 저하 문제를 개선할 수 있는 이중 PLL(Phase Locked Loop) 구조의 센서리스 위치 추정기를 제안하고자 한다. 제안하는 방식에서는 역기전력 추정을 목적으로 가상 동기 좌표계에서의 전압 모델을 사용하고, 추정 역기전력으로 부터 회전자 위치 오차의 추정 값을 구한다. 또한, 두 개의 PLL 구조를 갖는 회전자 위치/속도 추정기를 사용하여 인버터 비선형성으로 인해 나타나는 추정 역기전력의 오차를 보상한다. 실험을 통해 제시된 방식의 효용성을 입증하고자 한다.

### 2. 기존 역기전력 기반 SPMSM 센서리스 위치 추정 방식에 대한 분석

그림 1과 같은 가상 동기 좌표계( $\gamma-\delta$ )에서 전동기의

Paper number: TKPE-2017-22-6-10

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

<sup>†</sup> Corresponding author: kwlee89@mmu.ac.kr, Dept. of Electronic Engineering, Mokpo Nat'l Maritime University  
Tel: +82-61-240-7269 Fax: +82-61-240-7253  
Manuscript received Aug. 23, 2017; revised Sep. 14, 2017; accepted Sep. 19, 2017

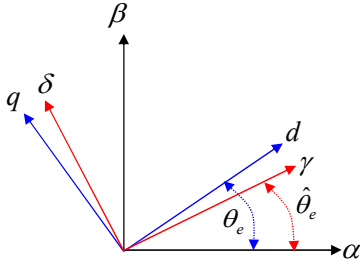


Fig. 1. Hypothetical synchronous reference frame.

실제 속도와 추정 속도 사이의 오차를 무시하는 경우 SPMSM의 전압 방정식은 식 (1)과 같다<sup>[2]</sup>.

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_e L_s \\ \omega_e L_s & R_s + pL_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_e \lambda_{PM} \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

식 (1)에서  $v_\gamma$ ,  $v_\delta$ ,  $i_\gamma$ ,  $i_\delta$ 는 각각  $\gamma$ - $\delta$  축에서의 전압 및 전류이고,  $R_s$ 는 고정자 저항,  $L_s$ 는 고정자 인덕턴스,  $\omega_e$ 는 회전자의 전기 각속도,  $p$ 는 미분연산자,  $\lambda_{PM}$ 은 역기전력 상수,  $\Delta\theta$ 는 실제 회전자 위치( $\theta_e$ )와 추정 회전자 위치( $\hat{\theta}_e$ ) 사이의 오차를 의미한다. 외란 관측기 형태의 역기전력 추정기를 사용하는 경우 추정 역기전력은 식 (2)와 같이 대역폭이  $\omega_{est}$ 인 저역통과필터와 고역통과필터를 이용하여 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\gamma \\ \hat{e}_\delta \end{bmatrix} = \frac{\omega_{est}}{s + \omega_{est}} \left\{ \begin{bmatrix} \hat{R}_s & -\hat{\omega}_e \hat{L}_s \\ \hat{\omega}_e \hat{L}_s & \hat{R}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_\gamma^* \\ v_\delta^* \end{bmatrix} \right\} - \frac{\omega_{est}s}{s + \omega_{est}} \begin{bmatrix} 0 & \hat{L}_s \\ \hat{L}_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\gamma \\ \hat{e}_\delta \end{bmatrix} = \omega_e \lambda_{PM} \begin{bmatrix} -\sin \Delta\hat{\theta} \\ \cos \Delta\hat{\theta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (2),(3)에서  $v_\gamma^*$ ,  $v_\delta^*$ 는  $\gamma$ - $\delta$  축에서의 전압 지령이고,  $\hat{R}_s$ 와  $\hat{L}_s$ 는 각각 추정기에 사용된 고정자 저항 및 인덕턴스 값,  $\hat{\omega}_e$ 는 추정된 회전자 전기 각속도,  $\Delta\hat{\theta}$ 은 추정된 회전자 위치 오차이다. 식 (3)으로부터  $\Delta\hat{\theta}$ 은 다음과 같이 구할 수 있다<sup>[2]</sup>.

$$\Delta\hat{\theta} = \tan^{-1} \left( \frac{-\hat{e}_\gamma}{\hat{e}_\delta} \right) \quad (4)$$

식 (4)로부터 회전자 위치 및 속도는 그림 2와 같이 PLL 방식의 위치/속도 추정기를 이용하여 추정할 수 있다. 그림 2에서  $k_{ep}$ 와  $k_{ei}$ 는 각각 PLL에 사용되는 비례-적분(PI) 제어기의 비례 및 적분이득이다.

인버터의 데드타임으로 인한 전압 오차  $v_{dead}$ 는 다음과 같다<sup>[3]</sup>.

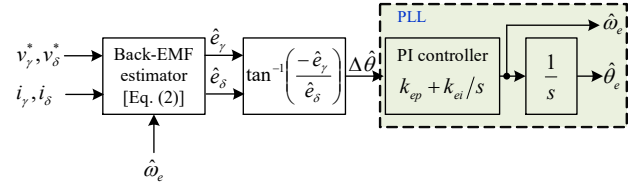
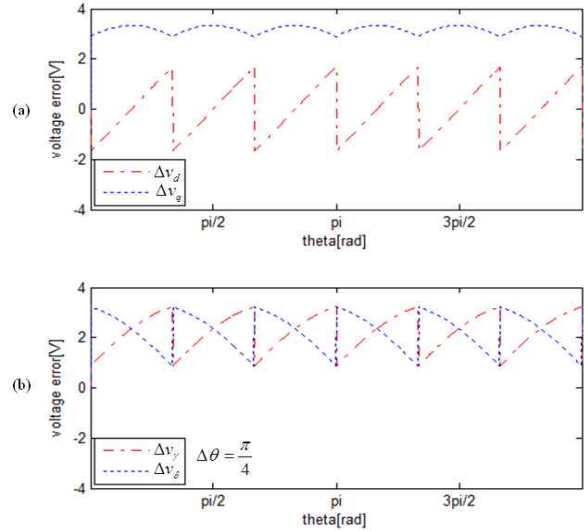


Fig. 2. The conventional PLL based sensorless rotor position/speed estimator.

Fig. 3. Voltage error due to dead-time (a) in d-q reference frame, (b) in  $\gamma$ - $\delta$  reference frame.

$$v_{dead} = \frac{T_{dead} + T_{on} - T_{off}}{T_s} (v_{dc} - v_{sat} + v_d) + \frac{v_{sat} + v_d}{2} \quad (5)$$

식 (5)에서  $T_{dead}$ ,  $T_{on}$ ,  $T_{off}$ ,  $T_s$ 는 각각 데드타임, 스위칭 소자의 온-타임과 오프-타임, 스위칭 주기를 의미하고,  $v_{dc}$ ,  $v_{sat}$ ,  $v_d$ 는 인버터 직류단(dc-link) 전압, 스위칭 소자의 포화전압, 환류 다이오드의 순방향 전압 강하 성분을 의미한다. 데드타임으로 인한 전압 오차는 동기 주파수의 6고조파 성분으로 나타난다.  $v_{dead} = 2.5$  [V], d-q축과  $\gamma$ - $\delta$ 축 사이의 각도 오차  $\Delta\theta = \pi/4$ 인 경우, 데드타임으로 인한 전압 오차를 d-q축과  $\gamma$ - $\delta$ 축에서 보면 그림 3과 같다.

식 (2)에서 전동기 제정수 오차가 0이라고 가정하면 ( $R_s = \hat{R}_s$ ,  $L_s = \hat{L}_s$ ), 추정 역기전력과 실제 역기전력의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\gamma \\ \hat{e}_\delta \end{bmatrix} = \frac{\omega_{est}}{s + \omega_{est}} \left\{ \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta v_\gamma \\ \Delta v_\delta \end{bmatrix} \right\} \quad (6)$$

식 (6)에서 데드타임에 의한 전압 오차의 주파수가 역기전력 추정기의 대역폭  $\omega_{est}$ 보다 작은 경우 추정 역기전력에는 데드타임으로 인한 전압 오차가 포함됨을 알

수 있다. 따라서 데드타임으로 인한 전압 오차가 추정 역기전력에 포함되는 경우 식 (4)에 의해 추정된 위치 오차에 영향을 준다. 특히 저속에서는 역기전력의 크기가 작기 때문에 데드타임으로 인한 전압 오차가 역기전력 추정 오차에 미치는 영향이 커지고, 결과적으로 센서리스 위치 추정 값에 많은 오차가 포함된다. 따라서 기존의 역기전력 기반 센서리스 위치 추정 방식을 사용하는 경우 데드타임의 영향이 큰 저속 영역에서는 역기전력 추정기의 대역폭을 낮게 설정할 필요가 있다.

### 3. 제안하는 이중 PLL구조의 위치추정 방식

본 논문에서는 SPMSM 센서리스 제어 성능을 개선할 목적으로 그림 4와 같이 이중 PLL 구조의 위치 추정기를 제안한다. 그림 4의 제안된 방식에서는  $\delta$ 축에서 추정된 역기전력  $\hat{e}_\delta$ 를 역기전력 상수( $\lambda_{PM}$ )로 나눈 값으로부터 회전자의 추정 속도( $\hat{\omega}_e$ )를 구하고, PLL 1은 식 (4)를 이용하여 추정된 위치 오차에 비례 이득( $k_{ep}$ )을 곱한 값과 추정 속도  $\hat{\omega}_e$ 의 합을 적분하여 회전자의 추정 위치( $\hat{\theta}_e$ )를 구한다. 그림 4에서 PLL 2는 PLL 1의 출력( $\hat{\theta}_e$ )을 입력으로 받아서 동작하며 회전자의 추정 속도  $\hat{\omega}_{e1}$ 을 출력한다.

이상적인 경우 정상 상태에서 PLL 1에서 구한  $\hat{\omega}_e$ 과 PLL 2에서 구한  $\hat{\omega}_{e1}$ 은 동일한 값을 가져야 한다. 그러나 데드타임으로 인한 전압 오차가  $\delta$ 축에서 추정된 역기전력  $\hat{e}_\delta$ 에 포함되는 경우  $\hat{e}_\delta$ 은 실제 값보다 작은 값을 가지게 되고, 역기전력 상수의 오차가 0이라고 하면 정상 상태에서  $\hat{\omega}_e$ 은  $\hat{\omega}_{e1}$ 보다 작은 값을 가지게 된다. 그림 4에 나타낸 바와 같이  $\hat{\omega}_{e1}$ 과  $\hat{\omega}_e$ 의 차이를 입력으로 하는 별도의 적분 제어기를 사용하고, 그 출력을  $\hat{e}_\delta$ 을 역기전력 상수로 나누는 과정에 별도의 이득으로 곱하는 경우 적분 제어기는  $\hat{\omega}_e$ 이  $\hat{\omega}_{e1}$ 을 추종하는 역할을 수행한다. 동기전동기의 특성을 고려할 때 정상 상태에서  $\hat{\omega}_{e1}$ 은 실제 속도  $\omega_e$ 와 동일한 값을 갖는다고 볼 수 있다. 따라서 그림 4의 적분 제어기의 이득이 곱해져서 구해지는  $\hat{\omega}_e$ 은 실제 속도  $\omega_e$ 를 추종하게 되고, 결과적으로 데드타임으로 인한 추정 역기전력의 오차를 보상하는 효과를 얻을 수 있다.

역기전력 상수( $\lambda_{PM}$ )에 오차가 존재하는 경우에도  $\hat{\omega}_e$ 이  $\hat{\omega}_{e1}$ 을 추종하도록 하는 적분 제어기의 동작에 의해 역기전력 상수 오차를 보상할 수 있다.

### 4. 실험 결과

본 논문에서 제시한 이중 PLL 구조의 역기전력 기반 SPMSM 센서리스 위치 추정 방식의 효용성을 입증할

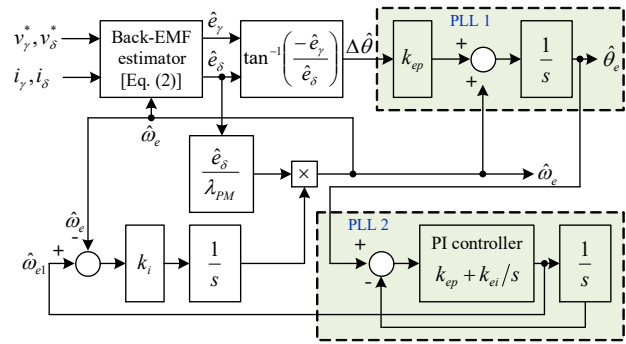


Fig. 4. The proposed dual PLL based sensorless rotor position/speed estimator.

TABLE I  
MOTOR PARAMETERS

Variable name	Value [unit]
Base speed	3000 [r/min]
Stator resistance ( $R_s$ )	5.7 [ohm]
Stator inductance ( $L_s$ )	30 [mH]
Back-EMF constant ( $\lambda_{PM}$ )	0.066 [V/(rad/sec)]
Number of poles	12

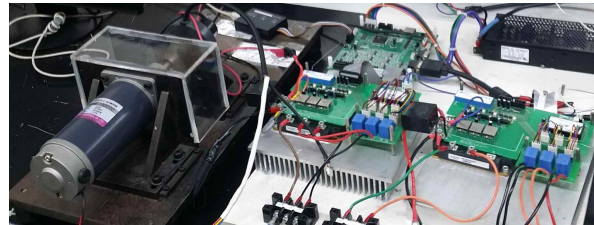


Fig. 5. Experimental setup.

목적으로 표 1과 같은 SPMSM을 사용하여 실험을 진행하였다. 실험 세트의 구성은 그림 5와 같다. SPMSM 제어 알고리즘은 TI DSP TMS320F28335를 통해 구현하였다. 그림 5에 나타낸 바와 같이 SPMSM에 250W급의 직류전동기를 부착하고, 직류 전동기의 전류를 제어함으로써 SPMSM의 부하토크를 조절하였다. 실험에서 SPMSM 구동을 위한 인버터의 PWM 주파수는 10kHz, 데드타임은 2us로 설정하였으며 별도의 데드타임 보상은 수행하지 않았다. 또한 전류 제어기의 대역폭은 100Hz로 설정하였고, 속도 제어기의 제어 이득은 실험을 통해 적절한 값(비례 이득 = 0.01, 적분 이득 = 0.01)으로 설정하였다.

센서리스 위치/속도 추정에 사용되는 역기전력 추정기의 대역폭은 100Hz로 설정하였다. PLL의 비례 및 적분 이득은 식 (7)을 통해서 설정하였고,  $\zeta = 0.7$ ,  $\omega_n = 45[\text{rad/sec}]$ 로 하였다. 또한, 제안된 방식(그림 4)에 사용되는 적분 제어기이득( $k_{ei}$ )은 0.05로 설정하였다.

$$k_{ep} = 2\zeta\omega_n, k_{ei} = \omega_n^2 \quad (7)$$

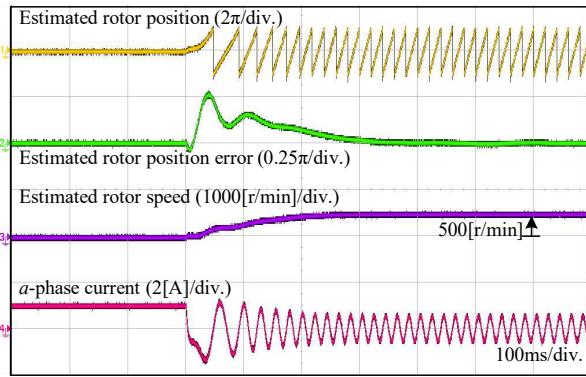


Fig. 6. Starting characteristics of the conventional method.

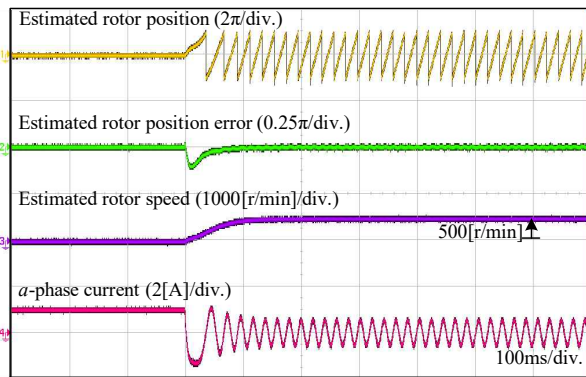


Fig. 7. Starting characteristics of the proposed method.

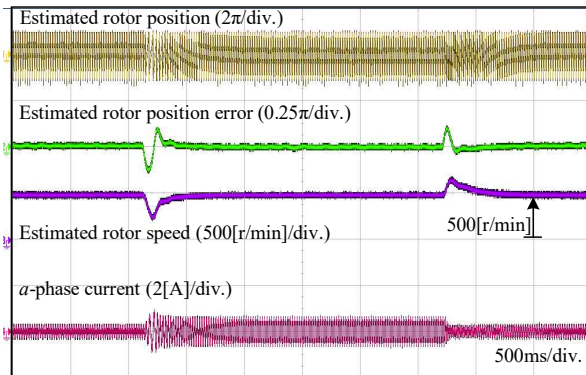


Fig. 8. Sensorless control of the conventional method at 500[r/min].

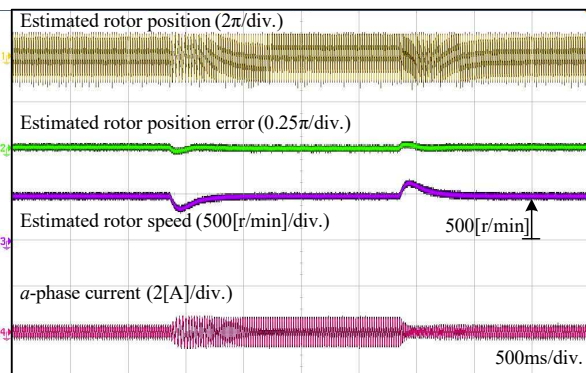


Fig. 9. Sensorless control of the proposed method at 500[r/min].

그림 6과 그림 7은 기존 방식(그림 2)과 제안하는 방식(그림 4)의 기동 특성을 보여준다. 기동 실험에서 회전자 초기 위치는 강제 정렬(d축 전류를 2초동안 1A로 제어)을 통해 특정 위치로 설정하였고, 기동과 동시에 직류전동기의 전류 제어를 통해 0.4Nm 정도의 부하 토크를 인가하였다. 실험으로부터 기존 방식의 경우 전기 각으로 최대 45도 정도의 위치 추정 오차가 발생한 것에 비해 제안된 방식에서는 전기 각으로 최대 22도 정도의 위치 추정 오차가 발생한 것을 알 수 있다. 그림 8과 그림 9는 일정 속도(500 [r/min])로 회전하는 조건에서 부하 토크를 0.2Nm → 0.4Nm → 0.2Nm로 변동시켰을 때의 제어 특성을 보여준다. 제안된 방식이 기존 방식에 비해 부하 토크 변동에 의한 과도 상태에서 센서리스 위치 추정 성능이 우수함을 확인할 수 있다.

#### 4. 결론

본 논문에서는 역기전력 기반 SPMSM 센서리스 구동 장치에서 두 개의 PLL 구조로 구성된 위치/속도 추정기를 제안하였고, 실험을 통해 제안된 방식이 기존 방식에 비해 기동 및 부하 변동 조건에서 우수한 특성을 보임을 입증하였다.

이 논문은 2016년 동부문화재단의 연구비 지원으로 연구되었음

#### References

- [1] H. J. Kim, K. Y. Cho, H. W. Kim, and K. W. Lee, "Eliminating method of estimated magnetic flux offset in flux based sensorless control algorithm of surface mounted PM synchronous motor," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 22, No. 3, pp. 216-222, Jun. 2017.
- [2] 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.
- [3] S. J. Chee, J. Kim, S. K. Sul, "Dead-time compensation based on pole voltage measurement," *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 1549-1555, Sep. 2015.