

# 적응 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어

論 文

51B-2-6

## Sensorless Speed Control of PMSM using an Adaptive Sliding Mode Observer

韓潤錫\*, 金榮石\*\*  
(Yoon-Seok Han · Young-Seok Kim)

**Abstract** - This paper presents a new speed and position sensorless control method of permanent magnet synchronous motors based on the sliding mode observer. Since the parameter of the dynamic equation such as machine inertia or viscosity friction coefficient are not well known and these values can be easily changed generally during normal operation, there are many restrictions in the actual implementation. The proposed adaptive sliding mode observer applies adaptive scheme so that observer may overcome the problem caused by using the dynamic equation. Furthermore, using the Lyapunov Function, the adaptive sliding mode observer can estimate rotor speed as well as stator resistance. The feasibility of the proposed observer is verified via the experiments.

**Key Words** : PMSM, Sensorless control, Sliding Mode Observer, speed control, Adaptive control

### 1. 서 론

최근 들어 공작기계나 산업용 로봇과 같은 고정도 속도제어가 요구되는 산업용기기의 구동을 위한 서보운전용으로 직류전동기 대신 교류전동기의 사용이 급격히 증대되고 있다. 서보운전용의 직류전동기는 전기자 전류를 독립적으로 제어할 수 있어 전동기의 토오크제어와 속도제어가 매우 용이하다. 그러나 직류전동기를 사용한 서보 시스템에서는 브러쉬 및 정류자편의 기계적인 마모에 따른 유지·보수가 필요하다는 단점이 있고, 정류자의 정류한계상 고속화·고압화에 한계가 있는 등의 제약을 받는다. 이러한 이유로 교류 구동 시스템으로의 전환이 활발히 진행되고 있다. 교류 전동기 중에서도 특히 전동기의 자속을 생성하기 위해 영구자석을 사용하는 영구자석 동기전동기는 전동기 본체의 고장이 생길 우려가 거의 없으므로 신뢰성이 높고, 회전자에는 동손에 의한 발열이 없으며, 고정된 전기자 철심의 철손과 전기자 권선의 동손에 의한 발열뿐이어서 효율이 높고 역률이 뛰어나다는 장점을 가지고 있어 영구자석 동기전동기의 서보운전에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[1~3].

영구자석 전동기 중 회전자의 표면에 영구자석을 비둘극형으로 부착한 표면 부착형 영구자석 동기전동기(Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor : SPMSM or PMSM)는 전동기의 역기전력이 정현파 형태를 갖기 때문에 전동기의 전류를 정현파 형태로 인가해 주어야 하는 어려

움이 있지만, 맥동 토오크가 발생하지 않는다는 장점을 가지고 있다. 이러한 장점으로 인하여 표면 부착형 영구자석 동기전동기는 고성능 서보 분야에 가장 널리 사용되고 있다. 본 논문에서는 정현파 형태의 역기전력을 갖는 표면 부착형 영구자석 동기전동기에 대해 영구자석 동기전동기 혹은 PMSM으로 약칭한다[4].

영구자석 동기전동기는 회전자의 영구자석으로부터 정현파 형태의 자속을 공급받기 때문에 전동기 회전자의 정확한 위치를 알아야 전동기에 대한 벡터제어를 행할 수 있다. 일반적으로 전동기 회전자의 위치 정보를 얻기 위해서는 레졸버나 절대엔코더 등의 위치검출기를 전동기에 부착하여야 한다. 이러한 위치검출기는 회전하는 회전자의 위치를 연속적으로 검출할 수 있는 장점이 있으나 일반적으로 가격이 고가일 뿐만 아니라 별도의 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야 하는 단점이 있다. 또한 진동 및 습도 등의 주위환경에 대한 영향을 많이 받기 때문에 사용환경에 제한을 받는다. 이외에도 위치검출기를 전동기 축에 부착함으로써 인한 전동기 크기의 증대 등 문제가 발생하게 된다. 이와 같이 영구자석 전동기의 제어상 큰 문제점인 회전자의 위치를 센서를 사용하지 않고 간접적으로 얻고자하는 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.[5-11]

본 논문은 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 영구자석 동기전동기의 새로운 센서리스 제어를 제안한다. 제안된 관측기는 슬라이딩모드 이론을 적용하였기 때문에 관측기의 강인성 및 관측기 설계의 용이함을 얻을 수 있다. 제안된 슬라이딩 모드 관측기가 안정할 수 있도록 하는 이득을 구하기 위해 리아프노프 함수를 설정하고 이로부터 관측기의 이득을 설계하였다. 또한 기존의 슬라이딩모드 관측기와 달리 운동방정식을 사용하지 않기 때문에 영구자석 동기전동기의 속도를 추정하기 위한 추정식을 리아프노프 함수로부터 도출하였으

\* 正 會 員 : (주)아크로센스 先任研究員 · 工博

\*\* 正 會 員 : 仁荷大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 2001年 12月 20日

最終完了 : 2002年 1月 8日

며. 이와 동시에 고정자 저항에 대한 추정식은 도출하였다. 제안된 관측기는 고정자 저항 추정식을 사용하여 고정자 저항을 추정할 수 있으므로 속도 센서리스 운전중에 전동기의 고정자 저항이 변동하거나 초기에 저항값을 잘못 알고 있더라도 전동기의 속도를 추정할 수 있다. 따라서, 제안된 적응 슬라이딩모드 관측기의 사용은 전동기의 제 정수에 강인한 속도 센서리스 시스템 구축을 가능하게 할 수 있다. 제안된 관측기의 타당성은 실험과 모의실험을 통해 확인하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 영구자석 전동기의 상태방정식

고정자 좌표계상에서 영구자석 동기전동기의 전압방정식을 전류에 대한 미분방정식으로 표현하면 다음과 같이 적을 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_s = \mathbf{A} \mathbf{i}_s + \mathbf{B} \mathbf{v}_s + \mathbf{B} \mathbf{E}_s \quad (1)$$

여기서,  $\mathbf{i}_s = (i_D \ i_Q)^T$  : 고정자 전류,

$\mathbf{v}_s = (v_D \ v_Q)^T$  : 공급전압,

$\mathbf{E}_s = (E_D \ E_Q)^T$  : 역기전력

$E_D = K_E \omega_r \sin \theta_r$ ,  $E_Q = -K_E \omega_r \cos \theta_r$ ,

$\mathbf{A} = (-R_s/L_s) \cdot \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{B} = (1/L_s) \cdot \mathbf{I}$

$K_E$  : 역기전력 상수,  $R_s$  : 고정자 저항,

$L_s$  : 고정자 권선 인덕턴스

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

영구자석 동기전동기에서 발생하는 기계적인 토크  $T_M$ 는 다음과 같이 서로 직교하는 전기자권선 쇄교자속과 전기자 전류의 곱으로 표현된다.

$$\begin{aligned} T_M &= \frac{p}{2} \Phi_F \{-i_D \sin \theta_r + i_Q \cos \theta_r\} \\ &= \frac{p}{2} \Phi_F i_Q = K_t i_Q \end{aligned} \quad (2)$$

여기서,  $K_t$  : 토크상수,  $p$  : 극수

이 때의 기계적인 출력방정식은 다음과 같다

$$J \frac{d^2 \theta_r}{dt^2} + D \frac{d \theta_r}{dt} = T_M - T_l \quad (3)$$

여기서,  $J$  : 관성모멘트,  $D$  : 점성마찰계수,

$T_l$  : 부하토크

식 (1)과 (3)을 이용하여 고정자 좌표계에서 영구자석 전동기의 상태방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} i_D + \frac{K_E}{L_s} \omega_r \sin \theta_r + \frac{1}{L_s} v_D \\ -\frac{R_s}{L_s} i_Q - \frac{K_E}{L_s} \omega_r \cos \theta_r + \frac{1}{L_s} v_Q \\ -\frac{D}{J} \omega_r + \frac{K_T}{J} (-i_D \sin \theta_r + i_Q \cos \theta_r) - \frac{T_l}{J} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

### 2.2 기존의 슬라이딩 모드 관측기[11]

고정자 좌표계에서의 영구자석 동기전동기 수학적 모델식인 식 (4)를 이용하여 나타낸 슬라이딩모드 관측기의 구성식은 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_D \\ \hat{i}_Q \\ \hat{\omega}_r \\ \hat{\theta}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_D + \frac{K_E}{L_s} \hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r + \frac{1}{L_s} v_D \\ -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_Q - \frac{K_E}{L_s} \hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r + \frac{1}{L_s} v_Q \\ -\frac{D}{J} \hat{\omega}_r + \frac{K_T}{J} (-\hat{i}_D \sin \hat{\theta}_r + \hat{i}_Q \cos \hat{\theta}_r) - \frac{T_l}{J} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} I_1 \quad (5)$$

여기서,  $K_1 = \begin{bmatrix} k_{11} & 0 \\ 0 & k_{12} \end{bmatrix}$ ,  $K_2 = \begin{bmatrix} k_{21} & k_{22} \end{bmatrix}$ ,

$I_1 = [\text{sgn}(s_1), \text{sgn}(s_2)]^T$

$S = (s_1, s_2)^T = (\hat{i}_D - i_D, \hat{i}_Q - i_Q)^T$  : 슬라이딩 변

식 (5)에서 식 (4)을 빼면 오차방정식을 얻을 수 있는데, 선형화되어진 오차방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} I_1 \quad (6)$$

여기서,  $E_1 = \begin{bmatrix} \hat{i}_D - i_D \\ \hat{i}_Q - i_Q \end{bmatrix}$ ,  $E_2 = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_r - \omega_r \\ \hat{\theta}_r - \theta_r \end{bmatrix}$

$$F_{11} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 \\ 0 & -R_s/L_s \end{bmatrix},$$

$$F_{12} = \frac{K_E}{L_s} \cdot \begin{bmatrix} \sin \theta_r & \omega_r \cos \theta_r \\ -\cos \theta_r & \omega_r \sin \theta_r \end{bmatrix}$$

$$F_{21} = \frac{K_t}{J} \cdot \begin{bmatrix} -\sin \theta_r & \cos \theta_r \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$F_{22} = \frac{1}{J} \cdot \begin{bmatrix} -D & -K_t(i_D \cos \theta_r + i_Q \sin \theta_r) \\ J & 0 \end{bmatrix}$$

슬라이딩모드 관측기의 이득은 슬라이딩모드 존재조건으로부터 다음방정식을 만족하도록 구해진다.

$$s_1 \dot{s}_1 < 0, \quad s_2 \dot{s}_2 < 0 \quad (7)$$

식 (7)을 만족하도록 관측기의 이득을 설계하면 관측기는 관측기의 특성상 파라미터 변동에 강인할 수 있다. 그러나 슬라이딩모드 관측기는 특성상 이상적인 실현을 위해 무한대의 이득과 높은 주파수의 스위칭에 의한 떨림이 존재하게 된다. 이는 식 (5)에서 보는 것과 같이 관측기 이득식에 불연속적인 제어입력항이 있어 관측기의 추정값에 떨림현상이 발생하게 되어 추정성능을 저하하는 문제점을 가지게 된다.

### 2.3 적응 슬라이딩 모드 관측기

식 (4)에서 나타낸 상태방정식에서 운동방정식을 제외한 영구자석 동기전동기의 전압방정식만을 이용한다. 또한 식 (1)을 보면 영구자석 동기전동기에서 시간에 따라 변동하는 변수로써 전압 전류 이외에 위치에 대한 삼각함수와 속도항이 곱해져 있는 형태로 나타나는 역기전력 성분이 있음을 볼 수 있다. 따라서 전체 시스템은 비선형이 되기 때문에 선형화 시키고자 한 제어주기 내에서는 전동기의 속도가 거의 일정하다는 가정을 세운다.

식 (1)로부터 슬라이딩 모드 관측기는 다음과 같이 구성되 어 질 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_s = \hat{A} \hat{\mathbf{i}}_s + B \mathbf{v}_s + B \hat{\mathbf{E}}_s + K \quad (8)$$

여기서,  $\hat{A} = (-\hat{R}_s/L_s) \cdot I$ ,  $\hat{\cdot}$  : 추정값,

$K = \Phi S + \Psi$  : 관측기 입력

$$\Phi = \begin{bmatrix} \phi_{11} & 0 \\ 0 & \phi_{22} \end{bmatrix}, \quad \Psi = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \end{bmatrix}$$

식 (8)로부터 슬라이딩모드 관측기에는 전동기의 운동방정식이 사용되지 않는 것을 볼 수 있다. 따라서, 영구자석 동기 전동기의 속도 및 위치 정보를 얻기 위해서는 식 (8)에서 속도와 위치에 대한 정보가 있는 항을 고려해야 한다. 관측기를 구성하는 각 행렬식을 보면 속도 및 위치에 대한 정보는 역기전력에 포함된 것을 볼 수 있다.

또한 제안되는 적응 슬라이딩모드 관측기는 전동기의 고정자 저항값도 동시에 추정하므로 행렬  $A$ 가 아닌  $\hat{A}$ 로 나타나 있음을 볼 수 있다.

관측기의 슬라이딩 평면은 식 (5)와 마찬가지로 추정전류와 실제전류의 오차로 정의한다.

$$\begin{aligned} S &= (s_D \quad s_Q)^T = (\hat{i}_D - i_D, \hat{i}_Q - i_Q)^T \\ &= \hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s = \mathbf{e}_s = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

### 2.4 속도 및 고정자 저항 추정

적응 슬라이딩모드 관측기는 전동기의 운동방정식을 이용 하지 않으므로, 전동기 회전자속의 속도 및 위치정보를 얻기 위

하여 속도와 위치에 대한 추정식이 필요하다. 본 논문에서는 파라미터 변동에 강인한 전동기의 속도 및 고정자 저항을 추정하기 위하여 리아푸노프(Lyapunov) 함수를 이용한다.

리아푸노프 함수를 다음과 같이 설정한다[12].

$$V = \frac{1}{2} S^T S + \frac{(\hat{\omega}_r - \omega_r)^2}{2} + \frac{(\hat{R}_s - R_s)^2}{2} \quad (10)$$

한 추정주기 내에서 전동기의 속도가 일정하다고 가정하고 식 (11)를 미분하면, 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\dot{V} = S^T \dot{S} + (\hat{\omega}_r - \omega_r) \dot{\hat{\omega}}_r + (\hat{R}_s - R_s) \dot{\hat{R}}_s \quad (11)$$

또한 식 (9)을 미분하면, 식(1)과 식(8)로부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\dot{S} = \frac{d}{dt} (\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) = (\hat{A} \hat{\mathbf{i}}_s - A \mathbf{i}_s) + B (\hat{\mathbf{E}}_s - \mathbf{E}_s) + K \quad (12)$$

식 (12)를 식 (11)에 대입하면 리아푸노프 함수의 미분값은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T [(\hat{A} - A) \hat{\mathbf{i}}_s + A(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) + B(\hat{\mathbf{E}}_s - \mathbf{E}_s) - K] \\ &\quad + \Delta\omega_r \hat{\omega}_r + \Delta R_s \hat{R}_s \end{aligned} \quad (13)$$

여기서,  $\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$ ,  $\Delta R_s = \hat{R}_s - R_s$

관측기의 시스템이 안정하기 위해서는 리아푸노프 안정도 이론으로부터  $V > 0$ 일 때,  $\dot{V} < 0$ 을 만족해야 한다. 따라서,  $\dot{V} < 0$ 을 만족하도록 하기 위하여 식 (13)으로부터 다음과 같이 두 개의 식으로 분리한다.

$$\begin{aligned} S^T [(\hat{A} - A) \hat{\mathbf{i}}_s] + S^T [B(\hat{\mathbf{E}}_s - \mathbf{E}_s)] + \Delta\omega_r \hat{\omega}_r \\ + \Delta R_s \hat{R}_s = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

$$S^T [A(\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) - K] < 0 \quad (15)$$

식 (14)가 '0'이 되도록 설정하고 식 (15)의 부등식을 만족 하도록 하면 식 (10)의 리아푸노프 함수는 안정하게 된다. 식 (14)을 항상 만족할 수 있도록 다음과 같이 두 개의 식으로 다시 각각 분리한다.

$$S^T [B(\hat{\mathbf{E}}_s - \mathbf{E}_s)] + \Delta\omega_r \hat{\omega}_r = 0 \quad (16)$$

$$S^T [(\hat{A} - A) \hat{\mathbf{i}}_s] + \Delta R_s \hat{R}_s = 0 \quad (17)$$

식 (16)을 보면 전동기의 속도는 역기전력 정보 및 슬라이딩평면과 관계가 있는 것을 볼 수 있으며, 식 (17)로부터는

고정자 저항값은 추정된 전류 및 슬라이딩평면과 관계가 있는 것을 볼 수 있다.

식 (16)을 풀어 쓰면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$S^T \cdot \frac{K_E}{L_s} \left( \hat{\omega}_r \begin{bmatrix} \sin \hat{\theta}_r \\ -\cos \hat{\theta}_r \end{bmatrix} - \omega_r \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ -\cos \theta_r \end{bmatrix} \right) + (\hat{\omega}_r - \omega_r) \hat{\omega}_r = 0 \quad (18)$$

식 (18)에서  $\theta_r = \hat{\theta}_r$ 라 가정하고, 정리하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{K_E}{L_s} S^T \begin{bmatrix} -\sin \hat{\theta}_r \\ \cos \hat{\theta}_r \end{bmatrix} = -\frac{K_E}{L_s} (s_D \cdot \sin \hat{\theta}_r - s_Q \cdot \cos \hat{\theta}_r) \quad (19)$$

식 (19)로부터 추정 위치값과 슬라이딩평면을 이용하여 회전자의 속도를 추정할 수 있음을 볼 수 있다. 이때 회전자의 추정 위치값은 추정된 속도를 적분하여 얻는다.

식 (17)를 정리하면 다음과 같이 적을 수 있다.

$$S^T \begin{bmatrix} -\frac{\Delta R_s}{L_s} \cdot \hat{i}_D \\ -\frac{\Delta R_s}{L_s} \cdot \hat{i}_Q \end{bmatrix} + \Delta R_s \cdot \hat{R}_s = 0 \quad (20)$$

윗식을 정리하면

$$\hat{R}_s = \frac{1}{L_s} (s_D \cdot \hat{i}_D + s_Q \cdot \hat{i}_Q) \quad (21)$$

식 (21)으로부터 추정 전류값과 슬라이딩평면을 이용하여 고정자 저항값에 대한 미분값을 추정할 수 있음을 볼 수 있으므로, 추정된 고정자 저항값은 식 (21)를 적분하여 적을 수 있다.

그림 1은 관측기 시스템의 블록선도를 나타낸다. 그림 1에서 알 수 있듯이 실제 검출된 전류와 슬라이딩 모드 관측기에서 얻은 전류를 이용하여 슬라이딩 평면을 구하고, 이를 이용하여 식 (19)로부터 속도의 미분값과 식 (21)으로부터 고정자 저항의 미분값을 동시에 추정한다. 회전자의 위치정보와 고정자 저항값은 식 (19)와 식 (21)를 적분하여 얻는다. 영구자석 동기전동기의 고정자 저항과 회전자의 위치를 동시에 추정하므로 전동기의 고정자 저항이 변동하거나 초기에 저항값을 잘못 알고 있더라도 전동기의 속도를 추정할 수 있다. 또한 속도를 추정함에 있어, 전동기의 운동방정식을 이용하지 않기 때문에 전동기 기계적 정수에 대한 의존도를 더욱 감소시킬 수 있다.

### 2.5 슬라이딩 모드 관측기 이득 K

적용 슬라이딩모드 관측기가 안정하기 위해서는 식 (15)를 만족하는 관측기의 이득을 구해야 한다. 식 (15)에 이득 K

를 넣어 풀면 다음과 같다.

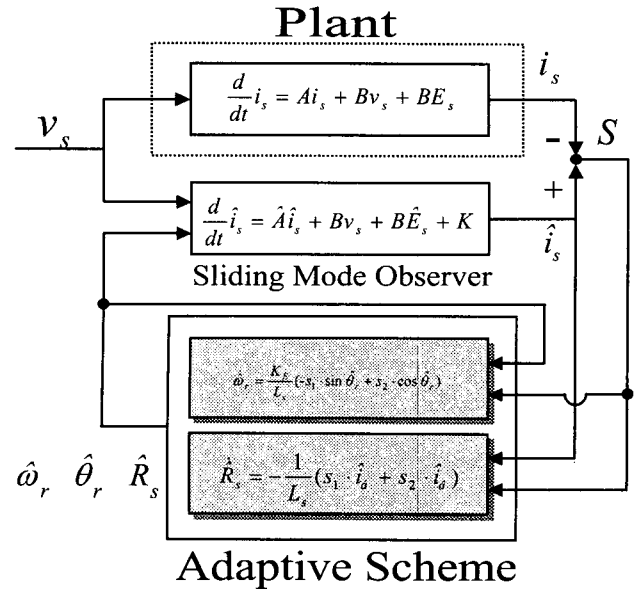


그림 1 제안된 알고리즘의 블록선도

Fig. 1 Block diagram of the proposed system

$$S^T [A(\hat{i}_s - i_s) - \Phi S - \Psi] < 0 \quad (22)$$

식 (22)로부터 다음과 같이 적응 슬라이딩모드 관측기의 이득을 구할 수 있다.

$\Phi > A$ 로부터,

$$\phi_{11}, \phi_{22} > \frac{\hat{R}_s}{L_s} \quad (23)$$

$S^T \cdot \Psi > 0$ 로부터,

$$\phi_i = \begin{cases} \alpha_i & \text{if } s_i > 0 \\ -\beta_i & \text{if } s_i < 0 \end{cases} \quad (24)$$

여기서,  $\alpha_i, \beta_i$ 는 양의 상수,  $i = 1, 2$

식 (23)과 식 (24)를 만족하도록 관측기 이득을 설정하면, 적응 슬라이딩모드 관측기는 전체적으로 안정하게 된다.

### 2.6 시스템 구성

본 논문에서는 영구자석 전동기의 센서리스 제어를 위해 영구자석 전동기와 인버터, 부하로 사용된 BLDCM, 그리고 제어기를 다음의 그림 2와 같이 구성하였다. 실험에 사용된 영구자석 전동기의 사양은 다음의 표 1과 같다.

영구자석 동기전동기에 전력을 공급하는 인버터의 직류 전원은 3상 전압을 모듈화 시킨 3상 다이오드 정류기로 정류하여 얻고 있으며, 인버터의 DC링컨단의 평활용도로 450[V],

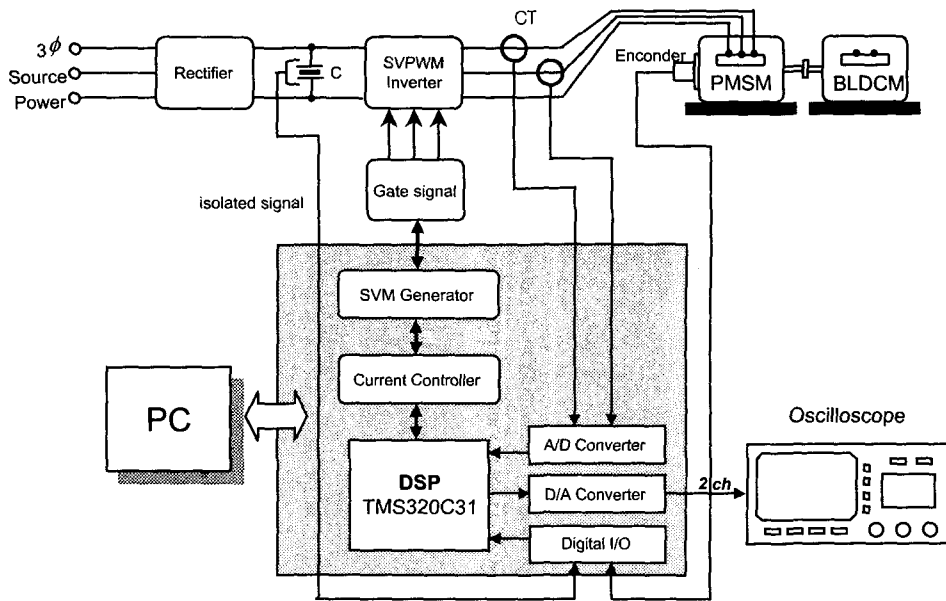


그림 2 영구자석 동기전동기의 전체 구동 시스템  
Fig. 2 Overall PMSM drive System

표 1 영구자석 전동기의 규격  
Table 1 Specification of PMSM

정격 용량	1.8 [kW]	고정자 저항	0.22 [ $\Omega$ ]
정격토크	5.84 [N · m]	고정자 인덕턴스	0.88 [mH]
정격속도	3000 [r/min]	역기전력 상수	0.0522 [V/r/min]
극수	8극	토크 상수	0.497 [N · m/A]
관성계수	$18.6 \times 10^{-4}$ [Kg · m <sup>2</sup> ]		

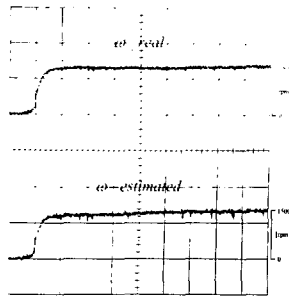
4700[ $\mu$ F] 용량의 전해 콘덴서를 부착하여 인버터의 입력 전압 원으로 사용하였다. 인버터의 스위칭 소자는 IGBT 모듈을 사용하였으며 일반적인 3상 풀브릿지 형태를 취하는 전력 회로로 구성하였다. 영구자석 전동기의 부하로는 BLDCM을 사용하였으며 전동기는 최대 정지 토크가 3.39[N · m]인 브레이크를 가지고 있다. 전동기의 축과 부하의 축은 커플러를 통하여 연결하였다. 또한 전동기를 구동하기 위한 전압형 인버터의 전압 변조법으로 공간 전압 벡터 변조법(SVPWM)을 사용하였으며 전류제어기는 비간섭 PI 전류제어기를 사용하였다. 공간 전압벡터 변조법을 구현하기 위하여 전용 프로세서인 ADMC201을 사용하였다. 게이트 구동회로 및 보호회로는 40kHz까지 구동 가능한 게이트 드라이버를 사용하였다.

전류제어기의 전류제어를 위하여 전동기에 흐르는 3상 실제전류는 검출이 요구된다. 이를 위하여 a상 및 b상에 전류 센서를 설치하였다. 나머지 1상의 전류는 계산에 의하여 얻어진다. 검출된 전류는 A/D변환기를 거쳐 DSP에 입력된다. DC링크단의 전압 검출을 위해 저항을 분압하여 입력전압을 10V로 제한하여 사용하였다. V/F컨버터는 4MHz의 변환주파수를 갖으며, 12bit 카운터로 계수하여 마이크로프로세서인

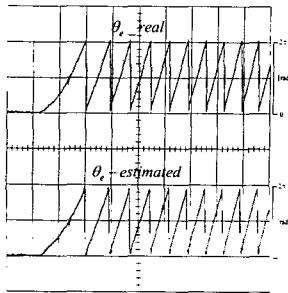
DSP에서 200 $\mu$ sec의 샘플링 시간마다 DC링크단의 전압을 측정하도록 사용하였다. 하드웨어를 간략화하기 위하여 인버터를 제외한 대부분의 알고리즘은 소프트웨어로 구성되었으며 소프트웨어는 고속, 고정도의 연산을 수행하기 위하여 DSP를 사용하였다. 본 논문에서 마이크로프로세서로 사용된 DSP소자는 고속, 고정도의 연산이 가능하며, 부동소수점 처리가 가능한 32비트 DSP인 TMS320C31 제어기를 사용하였다. 영구자석 전동기의 회전속도 측정을 위해 전동기에 부착되어진 4096ppr(pulse per round)의 정도를 갖는 인크리멘탈형 엔코더를 사용하였다. 엔코더에서 구한 전동기의 회전속도는 추정속도와 비교를 위한 실제속도로 제공되었다. 제안된 알고리즘의 성능 및 상태량은 DSP를 통해 D/A 변환기에 입력되며, 이들의 값은 오실로스코프로 확인하였다.

### 2.7 실험 및 모의실험 결과

실험은 비교를 위해 2.1절에서 설명한 슬라이딩 모드 관측기와 제안된 적응 슬라이딩 모드 관측기에 대해서 행하였으며, 부하장치로는 BLDCM의 정지토크를 이용하여 전동기 정격의 약 60% 부하가 전체 동작영역에서 일정량의 토크

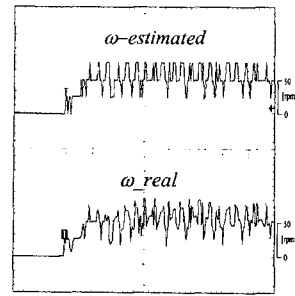


[ 100 msec. / Div. ]

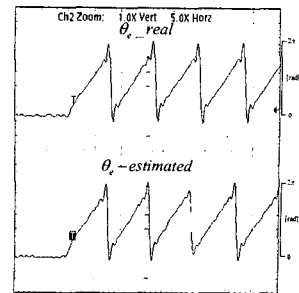


[ 10 msec. / Div. ]

그림 3 슬라이딩모드 관측기를 이용한 속도제어  
Fig. 3 Speed control using the sliding mode observer  
0 [r/min] → 1500 [r/min]

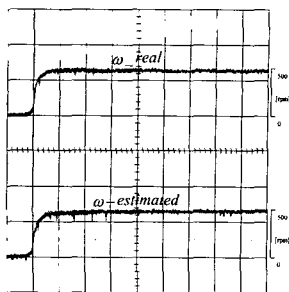


[ 5 msec. / Div. ]

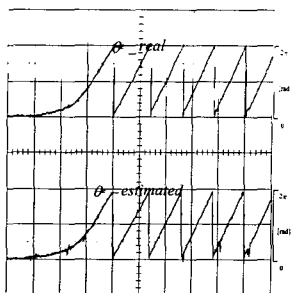


[ 200 msec. / Div. ]

그림 5 슬라이딩모드 관측기를 이용한 속도제어  
Fig. 5 Speed control using the sliding mode observer  
0 [r/min] → 50 [r/min]



[ 100 msec. / Div. ]

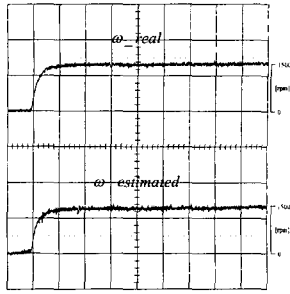


[ 20 msec. / Div. ]

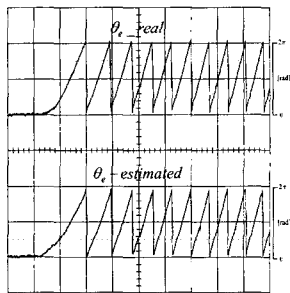
그림 4 슬라이딩모드 관측기를 이용한 속도제어  
Fig. 4 Speed control using the sliding mode observer  
0 [r/min] → 500 [r/min]

로 인가되게 하였다.

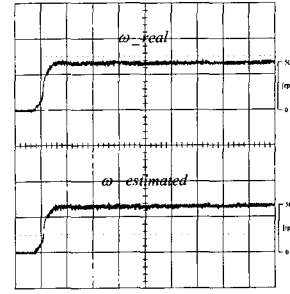
그림 3부터 그림 5는 슬라이딩 모드 관측기에 대한 실험 결과이다. 먼저, 그림 3은 고속에 대한 관측기의 스텝 응답특성을 보여주고 있다. 부하를 인가한 후 정지상태에서 속도지령치를 1500[r/min]인가하였을 때의 실제속도, 추정속도, 실제위치, 추정위치 파형이다. 정상상태까지 도달하는데 약 100[msec]가 걸리고 있음을 볼 수 있다. 따라서, 전체 시스템에 대한 빠른 응답특성을 볼 수 있다. 또한 결과로부터 추정된 속도와 실제 속도가 거의 일치함을 볼 수 있다. 추정 위치와 실제 위치 역시 거의 일치함을 볼 수 있다. 이는 회전자의 위치는 추정된 속도를 적분하여 얻기 때문에 고속 운전시 추정값의 떨림의 영향이 적분에 의해 많이 상쇄될 수 있기 때문이다. 또한, 고속시에는 전동기의 운동방정식에 대한 파라미터 중 관성의 잘못 설정에 대한 영향이 작음을 볼 수 있다. 또한 이득을 적절히 큰 값으로 설정해 주면 부하의 영향에도 강한 특성을 볼 수 있다. 실험결과로부터 고속운전시에는 슬라이딩모드 관측기는 빠른 응답특성과 부하에 강한 특성을 갖고 있음을 볼 수 있다. 또한 추정값에 떨림의 영향 역시 잘 나타나지 않는다는 것을 볼 수 있다. 이는 부하에 의해 관성이 증가하여 추정값에 의한 떨림의 영향이 작게 나타날 수 있다. 그러나 일반적인 영구자석 동기전동기는 서보용으로 사용되고 서보용 전동기는 관성계수가 다른 전동기에 비해 상당히 작아 무부하 운전시에는 관측기에서 발생된 떨림에 의해 전체 시스템에 악영향을 미칠 수 있으나 실제 전동기 시스템은 무부하로 운전되는 경우가 거의 없기 때문에 이 경우는 고려하지 않겠다.



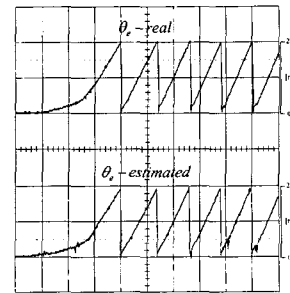
[ 100 msec. / Div. ]



[ 10 msec. / Div. ]



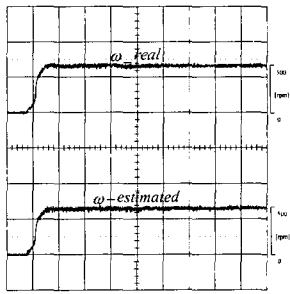
[ 100 msec. / Div. ]



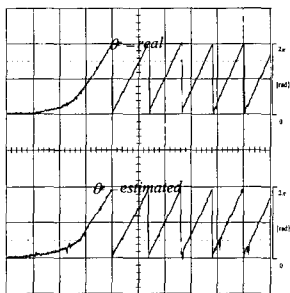
[ 20 msec. / Div. ]

그림 6 적응 슬라이딩모드 관측기를 이용한 속도제어  
Fig. 6 Speed control using the adaptive sliding mode observer  
0 [r/min] → 1500 [r/min]

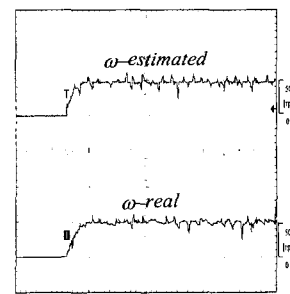
그림 7 적응 슬라이딩모드 관측기를 이용한 속도제어  
Fig. 7 Speed control using the adaptive sliding mode observer  
0 [r/min] → 500 [r/min]



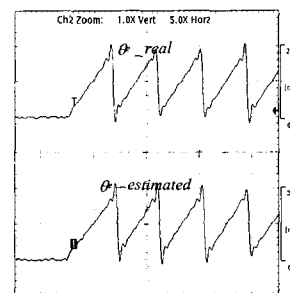
[ 100 msec. / Div. ]



[ 20 msec. / Div. ]



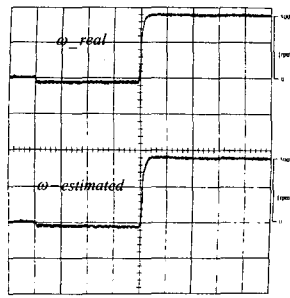
[ 5 msec. / Div. ]



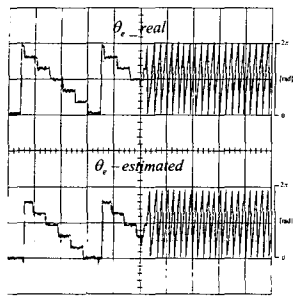
[ 200 msec. / Div. ]

그림 7 적응 슬라이딩모드 관측기를 이용한 속도제어  
Fig. 7 Speed control using the adaptive sliding mode observer  
0 [r/min] → 500 [r/min]

그림 8 적응 슬라이딩모드 관측기를 이용한 속도제어  
Fig. 8 Speed control using the adaptive sliding mode observer  
0 [r/min] → 50 [r/min]



[ 500 msec. / Div. ]



[ 100 msec. / Div. ]

그림 9 적응 슬라이딩모드 관측기를 이용한 속도제어  
Fig. 9 Speed control using the adaptive sliding mode observer  
-50 [r/min] → 500 [r/min]

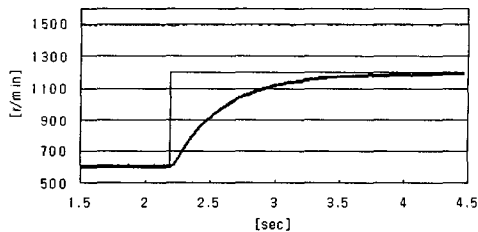


그림 10 속도 및 고정자 저항 추정 성능 (시뮬레이션)  
Fig. 10 Performance of observer with speed and stator resistance estimator  
0→1500[r/min], 고정자 저항 100% 변동

그림 4는 증속에 대한 관측기의 스텝 응답특성을 보여주고 있다. 부하를 인가한 후 정지상태에서 속도지령치를 500[r/min]인가하였을 때의 실제속도, 추정속도, 실제위치, 추정위치 파형이다. 정상상태까지 도달하는데 약 50[msec]가 걸리고 있음을 볼 수 있다. 역시 빠른 응답특성을 보여주고 있다. 또한 결과로부터 추정된 속도와 실제 속도가 거의 일치함을 볼 수 있다.

그림 5는 저속에 대한 관측기의 스텝 응답특성을 보여주고 있다. 정지상태에서 속도지령치를 정격속도의 1.67%인 50[r/min]으로 인가하였을 때의 실제속도, 추정속도, 실제위치, 추정위치 파형이다. 저속에서는 추정전류의 오차를 통하여 얻어진 관측기의 스위칭 입력이 속도를 추정시에 영향을

미치므로 저속영역에서 전류의 맥동 성분이 다른 상태에 비해 상대적으로 크게 나타나게 되어 속도에 대한 추정 성능을 저하시키게 된다. 이는 전체 시스템에 악영향을 미치게 되고, 시스템을 불안정하게 한다.

그림 6은 고속에 대한 적응 슬라이딩모드 관측기의 스텝 응답특성을 보여주고 있다. 정지상태에서 부하를 인가한 후 속도지령치를 1500[r/min]인가하였을 때의 실제속도, 추정속도, 실제위치, 추정위치 파형이다. 정상상태까지 도달하는데 약 100[msec]가 걸리고 있음을 볼 수 있다. 역시 빠른 응답특성을 보여주고 있다. 또한 결과로부터 추정된 속도와 실제 속도가 거의 일치함을 볼 수 있으며, 추정 위치와 실제 위치 역시 거의 일치함을 볼 수 있다.

그림 7은 중속에 대한 적응 슬라이딩 모드 관측기의 스텝 응답특성을 보여주고 있다. 부하를 인가한 후 정지상태에서 속도지령치를 500[r/min]인가하였을 때의 실제속도, 추정속도, 실제위치, 추정위치 파형이다. 정상상태까지 도달하는데 약 50[msec]가 걸리고 있음을 볼 수 있다. 역시 빠른 응답특성을 보여주고 있다. 또한 결과로부터 추정된 속도와 실제 속도가 거의 일치함을 볼 수 있다.

그림 8은 저속에 대한 적응 슬라이딩 모드 관측기의 스텝 응답특성을 보여주고 있다. 정지상태에서 속도지령치를 50[r/min]인가하였을 때의 실제속도, 추정속도, 실제위치, 추정위치 파형이다. 적응 슬라이딩모드 관측기는 운동방정식을 사용하지 않지만, 식 (19)를 보면 식 내부에 역시 스위칭 함수가 존재하여 속도의 추정성능에 나쁜 영향을 미칠 수 있다. 이러한 점을 보완하기 위하여 저속에서는 식 (19)의 식으로부터 바로 속도를 얻지 않고 식 (19)를 비례항과 적분항을 통해 얻어진 속도를 사용하였다. 이렇게 함으로써, 2.2절에서 서술한 슬라이딩모드 관측기에서와 같은 스위칭 입력의 영향을 줄일 수 있고 저속에서도 안정적인 센서리스 운전을 할 수 있다.

그림 9는 적응 슬라이딩모드 관측기의 가변속 특성을 보여주고 있다. 정지상태에서 부하를 인가한 후 속도지령치를 -50[r/min]에서 2초후 500[r/min]인가하였을 때의 실제속도, 추정속도, 실제위치, 추정위치 파형이다. 결과로부터 가변속시 빠른 응답특성을 볼 수 있다. 저속에서는 위치값에 약간의 차이는 있으나 전체적으로 추정 위치값과 실제 위치값에 대한 지연이 거의 없어 시스템은 안정하게 동작할 수 있다.

그림 8과 그림 9의 실험결과로부터 저속에서의 안정적인 동작특성을 확인할 수 있으나 제안된 적응 슬라이딩모드 관측기 역시 전동기의 역기전력 정보에 의존하기 때문에 '0'속도 부근에서의 센서리스 속도제어가 어렵다는 문제점을 가지고 있다.

그림 10은 제안한 관측기의 고정자 저항 추정 성능을 확인하고자 모의실험을 행하였다. 모의실험 결과로부터 고정자 저항값의 100%변동에 대해 정상상태에 도달하는데 약 2초의 시간이 걸리는 것을 볼 수 있다. 그러나 실제 시스템에 있어서 전동기의 고정자 저항값이 스텝적으로 급격히 증가하지 않고 서서히 증가하므로 고정자 저항 추정의 응답성은 문제가 되지 않으리라 사료된다.



### 3. 결 론

본 논문에서는 고정자 저항 추정기를 갖는 슬라이딩 모드 관측기를 제안하고 이를 영구자석 동기전동기의 속도 및 위치센 없는 제어에 대해 적용하였으며, 이를 통한 실험 결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) 제안한 관측기 시스템은 정상상태 뿐만 아니라 속도가 급변하는 과도상태에서도 전동기의 속도 및 회전자의 위치를 잘 추정할 수 있음을 확인하였다. 또한 고속운전 뿐만 아니라 저속 그리고 가변속에 이르기까지 넓은 영역의 운전특성을 확인하였다.
- 2) 고정자 저항 추정기는 고정자 저항값을 잘 추정함을 확인하였다.
- 3) 고정자 저항 추정기를 사용하여 고정자 저항을 추정하고, 전동기의 기계적 제 정수를 사용하지 않고 속도를 고정자 저항과 동시에 추정하기 때문에 고정자 저항 변동시에도 속도를 잘 추정할 수 있음을 확인하였다. 따라서 제안된 알고리즘은 전동기 정수에 덜 민감함을 확인하였다.

#### 감사의 글

이 논문은 2001년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구 되었음. (KRF-2001-041-E00146)

#### 참 고 문 헌

- [1] Sakutaro Nonaka, et. al., "Variable-Speed Control of Brushless Half-Speed Synchronous Motor by Voltage Sourec Inverter," IEEE Trans. IA., Vol.27, No.3, pp.545-551, 1991.
- [2] Raymond B. Sepe, et. al., "Real-Time Adaptive Control of the Permanent Magnet Synchronous Motor," IEEE Trans. IE., Vol.27, No.4, pp.706-714, 1991.
- [3] Masahiro Takigawa, et. al. "A Wide Speed Control System for Brushless DC Motor Regarding to the Transient Response Characteristics," T. IEE. Japan, Vol.113-D, No.2 pp.151-158, 1993.
- [4] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives, part I: The Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," IEEE Trans. IA., Vol.25, pp.265-273, 1989.
- [5] R. Wu and G.R. Slemon, "A Permanent Magnet Motor Drive Without A Shaft Sensor", IEEE Trans. IA., Vol.27, No.5, pp.1005-1011, 1991.
- [6] N. Ertugrul and P.P. Acarnley, "A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors," IEEE Trans. IA., Vol.30, No.1, pp.126-133, 1994.
- [7] N. Matsui, T. Takeshita, and K. Yasuda, "A New Sensorless Drive of Brushless DC Motor," IEEE

IECON Conf. Rec., pp.430-435, 1992.

- [8] M. Schroedl, "An Improved Position Estimator for Sensorless Controlled Permanent Magnet Synchronous Motors," EPE Conf. Rec., pp.418-423, 1991.
- [9] L. A. Jones and J. H. Lang, "A State Observer for Permanent-Magnet Synchronous Motor," IEEE Trans. IE., Vol.36, No.3, pp.374-382, 1989.
- [10] J. S. Kim, S. K Sul, "High Performance PMSM Drives without Rotational Position Sensors Using Reduced Order Observer," IEEE-IAS Conf. Rec., pp.75-82, 1995.
- [11] J. Hu, D. Zhu, Y. Li, J. Gao. "Application of Sliding Observer to Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System," IEEE PESC Conf. Record, pp.532-536, 1994.
- [11] J-J E. Slotine, W. Li, "Applied Nonlinear Control," from Prentice-Hall, 1991

### 저 자 소 개



#### 한 윤 석(韓潤錫)

1972년 8월 5일 생. 1995년 2월 인하대 전기공학과 졸업. 1997년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 (주)아크로센스 선임연구원  
전화 : 032-860-7397  
팩스 : 032-863-5822  
E-mail : yoonseokhan@hanmail.net



#### 김 영 석(金榮石)

1951년 6월 11일 생. 1977년 인하대 전기공학과 졸업. 1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1989년 전기연구원 전력전자연구실장. 현재 인하대 전기공학과 교수  
전화 : 032-860-7397  
팩스 : 032-863-5822  
E-mail : youngsk@inha.ac.kr