

# 적응 적분바이너리 관측기를 이용한 원통형 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어

論 文

53B-3-4

## A Sensorless Speed Control of Cylindrical Permanent Magnet Synchronous Motor using an Adaptive Integral Binary Observer

崔 陽 光\* · 金 榮 石\*\* · 韓 潤 錫\*\*\*

(Yang-Kwang Choi, Young-Seok Kim, Yoon-Seok Han)

**Abstract** - This paper presents a sensorless speed control of cylindrical permanent magnet synchronous motors(PMSM) using an adaptive integral binary observer. In view of composition with a main loop regulator and an auxiliary loop regulator, the binary observer has a property of the chattering alleviation in the constant boundary layer. However, the steady state estimation accuracy and robustness are dependent upon the width of the constant boundary. In order to improve the steady state performance of the binary observer, the binary observer is formed by adding extra integral dynamics to the switching hyperplane equation. With the help of integral characteristic, the rotor speed can be finely estimated and utilized for a sensorless speed controller for PMSM. Since the parameters of the dynamic equations such as machine inertia or a viscosity friction coefficient are not well known, there are many restrictions in the actual implementation. The proposed adaptive integral binary observer applies an adaptive scheme so that observer may overcome the problem caused by using the dynamic equations and the rotor speed is constructed by using the Lyapunov function. The observer structure and its design method are described. The experimental results of the proposed algorithm are presented to demonstrate the effectiveness of the approach.

**Key Words** : PMSM, Sensorless control, Binary observer.

### 1. 서 론

원통형 영구자석 동기전동기는 단위 무게당 토크 비율 및 효율이 다른 전동기에 비해 높다는 장점을 가지고 있어 산업응용분야에 폭 넓게 사용되고 있다. 그러나, 원통형 영구자석 동기 전동기는 회전자에 부착되어진 영구자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 백터제어를 위해서는 항상 회전자의 정확한 위치 정보를 알아야한다. 전동기 회전자의 정확한 위치정보를 얻기 위해서 레졸버나 Absolute Encoder 또는 홀소자 등의 자기 센서를 이용한 전자식 위치 검출기가 사용되어지고 있다. 이러한 위치검출기는 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. 따라서 원통형 영구자석 동기전동기의 제어상 큰 문제점인 회전자의 위치를 센서를 사용하지 않고 간접적으로 얻고자하는 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 이러한 센서리스 제어법 중 제어이론을 이용하여 전동기의 속도 및 회전자의 위치를 추정하는 관측기를 적용한 방법에 대한 많은 연구가 행해지고 있다.[1~3]

원통형 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어에 일반적인 선형관측기를 적용한 경우 전체 시스템이 비선형이기 때문에 적절한 관측기 이득을 얻기가 어렵게 된다. 이러한 단점을 극복하기 위해 비선형 관측기로서 슬라이딩 모드 이론을 이용한 슬라이딩 모드 관측기가 적용되고 있다.[4]. 하지만, 기존의 슬라이딩 모드 관측기는 관측기의 제어특성상 떨림현상이라는 단점을 가지고 있다. 이러한 슬라이딩 모드 관측기의 단점을 해결하기 위한 방법이 다양하게 진행되고 있다. 그 중에서도 슬라이딩 모드 관측기와 같은 장점을 가지면서 떨림현상을 제거할 수 있는 바이너리 이론을 이용한 바이너리 관측기가 제안되었다[5]. 바이너리 관측기는 슬라이딩 모드 관측기의 슬라이딩 모드 평면과 유사한 초평면이 있으며, 이 초평면을 중심으로 영역을 설정하게 된다. 이때 관측기의 영역을 벗어나지 않도록 관측기의 이득을 설정함으로써 슬라이딩 모드 관측기와 같은 강인성을 갖게된다. 또한, 바이너리 관측기는 주루프와 보조루프로 구성되어 보조루프는 주루프의 관측기 이득을 유연하게 실시간 조정함으로써 연속적인 제어입력을 생성하여 떨림을 저감하는 특징을 가지고 있다. 그러나, 바이너리 관측기의 설정된 영역은 상태평면상에서 초평면과 평행하도록 설정되어, 추정되는 값은 영역 내에 머무르게 되지만 영으로 수렴할 수 없게 되는 단점이 있다.

최근 가변구조제어에도 적분항을 추가하여 가변구조제어의 성능을 향상시키는 연구가 진행되었다[6~8]. 또한, 바이너리 이론을 적용한 외란 관측기에 대해 적분항을 추가한 외란 관측기와 적분항이 들어가지 않은 외란관측기에 대한 비교가 검토되었다[9]. 이로부터 영구자석 동기전동기의 센서리스 제

\* 正 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 博 士 課 程

\*\* 正 會 員 : 仁 荷 大 工 大 電 氣 工 學 科 教 授 · 工 博

\*\*\* 正 會 員 : 삼성테크원 責任研究員

接受日字 : 2003년 7월 14일

最終完了 : 2003년 12월 21일

을 위한 상태관측기의 설계시에도 스위칭 평면에 적분항을 추가함으로써 정상상태의 성능을 향상시킬 수 있음을 추측해 볼 수 있으므로, 기존의 바이너리 관측기의 성능을 향상시키기 위해 적분항을 추가하였다. 또한, 전동기의 관성계수나 마찰계수와 같은 운동방정식의 파라미터들은 계측하기 어려우며, 관측기의 성능저하를 야기하므로, 실제구현에서도 많은 제약이 따른다. 이러한 문제를 해결하기 위해 적응책을 이용하여 속도를 추정한 적응 슬라이딩 관측기가 제안되었다[10]. 본 논문에서는 적응 슬라이딩 관측기와 유사한 형태를 적분 바이너리 관측기에 적용한 적응 적분 바이너리 관측기를 제안하고, 제안된 관측기의 타당성을 실험결과를 통해 증명하였으며, 실험결과를 적응 슬라이딩 관측기와 비교를 통해 이루어졌다.

## 2. 본 문

### 2.1 바이너리 관측기

바이너리 관측기 설계 시 관측기의 형태는 전동기의 전압 방정식만을 이용하며, 고정자 좌표계  $(\alpha-\beta)$  에서 원통형 영구자석 동기전동기의 전압방정식은 식(1)과 같다.

$$\dot{i}_s = A i_s + B v_s + B E_s \quad (1)$$

여기서,  $i_s = [i_\alpha \ i_\beta]^T$  : 고정자의 전류,

$$E_s = [E_\alpha \ E_\beta]^T \quad \text{: 역기전력}$$

$$E_\alpha = K_E \omega_r \sin \theta_r, \quad E_\beta = -K_E \omega_r \cos \theta_r,$$

$$A = (-R_s/L_s)I, \quad B = (1/L_s)I$$

$$v_s = [v_\alpha \ v_\beta]^T,$$

$R_s$  : 고정자 저항,  $L_s$  : 고정자 인덕턴스,

$K_E$  : 역기전력 상수

$\omega_r$  : 회전자의 각속도,  $\theta_r$  : 회전자의 위치

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

식(1)에서 시간에 대한 변수로서 전압, 전류 이외에도 위치에 대한 삼각함수와 속도항이 곱해진 형태로 나타나는 역기전력 성분이 있으며, 이로 인해 전체 시스템은 비선형이 된다. 따라서 이를 선형화 시키기 위해 한 제어주기 내에서는 속도가 일정함을 전제로하여, 측정할 수 있는 전류에 대한 관측을 행하는 바이너리 관측기를 식(2)와 같이 구성한다.

$$\hat{\dot{i}}_s = A \hat{i}_s + B v_s + B \hat{E}_s + K_1 v \quad (2)$$

여기서,  $K_1 = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_1 \end{bmatrix}$  : 상수

$\hat{i}_s = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$  : 고정자의 추정전류,

$\hat{E}_s = [\hat{E}_\alpha \ \hat{E}_\beta]^T$  : 추정 역기전력

$$\hat{E}_\alpha = K_E \hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r, \quad , ,$$

$$\hat{E}_\beta = -K_E \hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r,$$

$$v_s = [v_\alpha \ v_\beta]^T \quad \text{: 관측기 입력}$$

속도 센서리스로 벡터제어를 행하는 경우 전동기의 전류, 전압은 측정가능한 변수이고, 속도와 위치는 추정해야하는 변수이므로 바이너리 관측기의 초평면(hyperplane)을 다음과 같이 전류의 추정오차로 정의한다.

$$\sigma = (\sigma_\alpha, \sigma_\beta) = (\hat{i}_\alpha - i_\alpha, \hat{i}_\beta - i_\beta) = 0 \quad (3)$$

또한 바이너리 관측기의 경우, 정의되는 영역(boundary layer)  $G_\delta$ 를 다음과 같이 설정한다.

$$G_\delta = x : \sigma^+ \cdot \sigma^- \leq 0 \quad (4)$$

$$\sigma^+ = \sigma(t) - \delta$$

$$\sigma^- = \sigma(t) + \delta$$

$\delta$  : 상수 ( $0 \leq \delta < 1$ )

여기서,  $\delta$ 는  $G_\delta$  영역의 폭을 나타내는 임의의 설계 파라미터이다. 만약, 식(4)의  $\delta$ 를 매우 작게 하면 영역은 슬라이딩 면과 같아지게 되어 슬라이딩 모드 관측기와 같은 특성을 갖게된다.

식(2)의 바이너리 관측기에서 관측기의 스위칭 함수는 연속관성형 보조루프 조정기(Continuous Inertial Auxiliary Loop Coordinate Operator Feedback)를 가지는 바이너리 제어에 의해 다음과 같이 정해진다.

보조루프 조정기 :

$$\begin{bmatrix} \dot{\mu}_\alpha \\ \dot{\mu}_\beta \end{bmatrix} = -a \begin{bmatrix} \mu_\alpha + \text{sat}(\lambda_\alpha) \\ \mu_\beta + \text{sat}(\lambda_\beta) \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서,  $a$  : 상수

주루프 조정기 :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_\alpha & | & \sigma_\alpha | \\ \mu_\beta & | & \sigma_\beta | \end{bmatrix} \quad (6)$$

바이너리 관측기의 상태궤적을 그림1에서 나타내었으며, 여기서,  $t_0, t_1, t_2$ 는 각각  $|\sigma|=0, \delta/2, \delta$ 에 도달하는 시간이다. 바이너리 관측기의 상태궤적은 상태변수가 각 축에 대한 전류의 오차이므로, 상태평면을 상태변수의 2차원평면에서 나타낼 수 없다. 따라서, 그림1에서와 같이 각각의 상태변수에 대해 시간축을 기준으로 상태궤적을 나타내었다.

바이너리 관측기의 이득  $k^0$ 와  $a$ 는  $G_\delta$  불변조건으로부터 구해진다. 여기서,  $G_\delta$  불변조건이란 추정오차  $\sigma(t)$ 가 일단 영역  $G_\delta$  내에 들어가면, 그 후로 계속  $G_\delta$  영역을 벗어나지 않고 영역내에 머물러 있을 조건을 말한다. 이 관계는 기존 가변구조제어에서의 슬라이딩 모드 존재조건과 유사한 개념을 갖는다.  $G_\delta$  불변조건을 만족하도록  $k^0$ 와  $a$ 를 설계하면 슬라이딩모드 관측기와 같은 강인성이 확보되어진다.

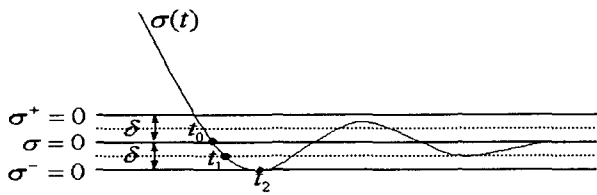


그림 1 바이너리 관측기의 상태궤적  
Fig. 1 Phase plane trajectory of the binary observer

$G_\delta$  불변조건을 만족하도록 관측기 이득을 설정한다면, 바이너리 관측기는 슬라이딩 모드 관측기와 같은 강인성을 갖으면서도, 슬라이딩 모드에서 발생하는 같은 떨림이 없는 연속적인 추정값을 갖는 특징을 갖게된다. 그러나 바이너리 관측기는 식(4)에서와 같이 영역을 설정하게 되면 정상상태에서 영역의 폭이 영으로 수렴할 수 없으므로 추정값 역시 영으로 수렴하는 것을 보장할 수 없다. 만약, 영으로 수렴하는 것을 보장하기 위해  $\delta$ 의 값을 작게 하여 영역의 폭을 좁게 설정한다면 슬라이딩 모드 관측기와 같아지게 되므로 바이너리 관측기의 장점인 연속적인 추정이득을 얻지 못하게 된다.

2.2 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기

2.1절에서 설명한 바이너리 관측기는 설정되는 관측기의 평면을 원점으로 수렴시키는 것을 보장할 수 없다. 이는 정상상태에서 추정값에 대한 떨림을 줄일 수 있으나 정상상태 오차가 남을 수 있는 단점을 가지고 있다. 이러한 바이너리 관측기의 단점을 해결하고자, 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기를 사용한다.

먼저 바이너리 관측기의 정상상태 성능을 향상시키기 위하여 초평면에 적분항을 추가하였으며, 2.1절에서와 마찬가지로 바이너리 관측기의 초평면은 전류의 실제값과 추정값을 이용하여 정의한다.

제안된 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기에서, 적분 스위칭 평면  $\sigma(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\sigma = (\sigma_a, \sigma_b) = 0 \tag{7}$$

여기서,  $\sigma_a = -c_a e_a - \int_0^t e_a dt$ ,  $e_a = \hat{i}_a - i_a$

$\sigma_b = -c_b e_b - \int_0^t e_b dt$ ,  $e_b = \hat{i}_b - i_b$

$c_a, c_b$  : 양의상수

식(7)은 앞에서 본 식(3)의 초평면과 달리 전류의 오차를 적분하여 초평면의 차원을 높였다. 따라서, 2.1절의 바이너리 관측기와 달리 제안되는 바이너리 관측기는 2차원 평면에서 상태궤적을 나타낼 수 있다.

바이너리 관측기에서 정의되는 영역  $G_\delta$ 를 다음과 같이 정의하였다.

$$G_\delta = x : \sigma^+ \cdot \sigma^- \leq 0 \tag{8}$$

$$\sigma^+ = \sigma(t) - c \cdot \delta$$

$$\sigma^- = \sigma(t) + c \cdot \delta$$

$\delta$  : 상수 ( $0 \leq \delta < 1$ )

식(7)과 식(8)로부터 알 수 있듯이 관측기 영역의 차원이 높아진 것을 알 수 있으며, 이를 이용하여 관측기의 영역을 원점으로 수렴시킬 수 있다. 적분스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 스위칭 함수를 결정하는 주루프 조정기와 보조루프 조정기는 2.1절에서와 마찬가지로 연속관성형 COFB로 다음과 같다.

보조루프 조정기:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mu}_a \\ \dot{\mu}_b \end{bmatrix} = -a \begin{bmatrix} \mu_a + sat(\lambda_a) \\ \mu_b + sat(\lambda_b) \end{bmatrix} \tag{9}$$

주루프 조정기 :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_a & | & e_a \\ \mu_b & | & e_b \end{bmatrix} \tag{10}$$

여기서,  $\lambda_a = \sigma_a / c_a \delta$ ,  $\lambda_b = \sigma_b / c_b \delta$

$$\dot{e}_s = \frac{d}{dt} (\hat{i}_s - i_s)$$

$$= A(\hat{i}_s - i_s) + B(\hat{E}_s - E_s) + K_1 v$$

여기서,  $e_s = [e_a \ e_b]^T = [\hat{i}_a - i_a \ \hat{i}_b - i_b]^T$

적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기도 식(2)로 표현되므로 오차방정식은 (11)과 같으며, 관측기의 상태궤적을 그림2에 나타내었다. 그림2로부터 오차는 일단 바이너리 관측기의 경계면에 도달한 후,  $e_s = 0$  이 될 때까지 수렴축을 따라 수렴해간다.

그림3은 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 블록도이다. 그림에서 볼 수 있는것과 같이 추정전류와 실제전류와의 오차를 적분한 항을 추가하여 바이너리 관측기의 초평면을 구성하는 것을 볼 수 있다.

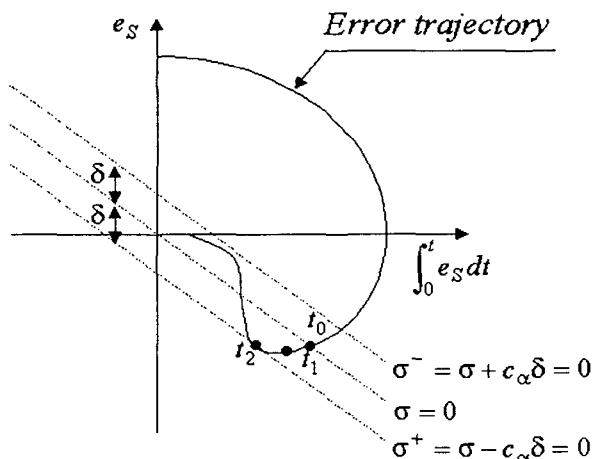


그림 2 제안된 적분 바이너리 관측기의 위상평면궤적  
Fig. 2 Phase plane trajectory of the integral proposed binary observer

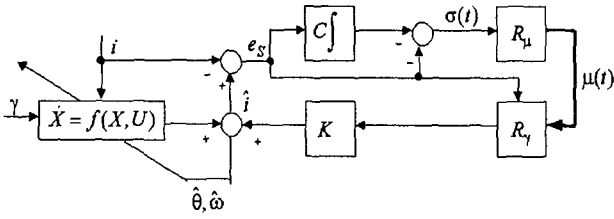


그림 3 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 블록 다이어그램

Fig. 3 Block diagram of the binary observer with the integral switching plane

### 2.3 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 이득 설정

적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 이득은 영역에 대한 불변 조건으로부터 구할 수 있다.  $G_\delta$  불변조건은 영역  $G_\delta$ 의 경계면에서 식(12)가 만족되어야 한다[5].

$$\sigma^+(t) \cdot \dot{\sigma}^+(t) < 0, \sigma^-(t) \cdot \dot{\sigma}^-(t) < 0 \quad (12)$$

#### 2.3.1 $K_1$ 의 설정

식(8)의 영역  $G_\delta$ 내에 들어온  $\sigma(t)$ 가 영역을 벗어나지 않고 계속 영역내에서 머물러 있을 조건은 이득  $k_1$ 을 적절하게 선택함으로써 확보되어질 수 있다. 먼저  $\sigma > 0$ 인 경우를 고려한다.

먼저,  $\sigma_a > 0$ 이라 가정하고, 식(12)를 만족하도록 이득  $k_1$ 을 선택하는 경우,

$$\sigma_a \cdot \dot{\sigma}_a = \sigma \left\{ -c_a \left[ -\frac{R_s}{L_s} e_s + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r - \omega_r \sin \theta_r) + k_1 v \right] - e_s \right\} < 0 \quad (13)$$

위의 부등식으로부터, 이득  $k_1$ 는 다음과 같으며,

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \left[ \left( -\frac{R_s}{L_s} + \frac{1}{c_a} \right) \delta + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r - \omega_r \sin \theta_r) \right] \quad (14)$$

$\sigma_a < 0$ 인 경우에는 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$k_1 > -\frac{1}{(1-h)\delta} \left[ \left( -\frac{R_s}{L_s} + \frac{1}{c_a} \right) \delta + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r - \omega_r \sin \theta_r) \right] \quad (15)$$

식(14),(15)로부터, 식(16)을 얻을 수 있으며,

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \sup \left\{ \left( -\frac{R_s}{L_s} + \frac{1}{c_a} \right) \delta + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r - \omega_r \sin \theta_r) \right\} \quad (16)$$

같은 방법으로,  $\sigma_\beta$ 에 대하여 식(17)이 얻어진다.

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \sup \left\{ \left( -\frac{R_s}{L_s} + \frac{1}{c_\beta} \right) \delta - \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r - \omega_r \cos \theta_r) \right\} \quad (17)$$

식(16), (17)로 부터, 식(18)과 같이  $k_1$ 의 영역을 산출 가능하다.

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \max \left[ \sup \left\{ \left( -\frac{R_s}{L_s} + \frac{1}{c_a} \right) \delta + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r - \omega_r \sin \theta_r) \right\}, \sup \left\{ \left( -\frac{R_s}{L_s} + \frac{1}{c_\beta} \right) \delta - \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \cos \hat{\theta}_r - \omega_r \cos \theta_r) \right\} \right] \quad (18)$$

#### 2.3.2 $\alpha$ 의 설정

보조루프 조정기 이득  $\alpha$ 는  $\mu(t)$ 가 영역의 경계에서  $|\mu| \geq 1-h$ 의 크기를 만족하도록 하는 이득으로 함수  $\lambda = \sigma(t)/c\delta$ 를 이용하여 구한다. 먼저 시스템의 상태가  $\sigma = 0$ 을 통과하는 시간을  $t_1$ ,  $\sigma > 0$ 에서 영역의 경계에 도달하는 시간을  $t_2$ 라 놓고 식(9)를 시간에 대해 정리하면

$$t_2 - t_1 < \frac{1}{\alpha} \ln \frac{4}{2h-1} \quad (19)$$

여기서,  $t > t_0$

$t_1$ 은  $\lambda = 1/2$  일 때의 시간

$t_2$ 은  $\lambda = 1$  일 때의 시간

$1/2 < h < 1$

$\sigma > 0$ 의 경우에 대해  $\mu \leq -(1-h)$ 가 되도록 하는  $\alpha$ 는 다음과 같이 구할 수 있다. 여기서 반증을 위해  $\mu(t_2) > -(1-h)$ 라고 가정하고,  $t_1$ 에서부터  $t_2$ 까지  $\lambda(t)$ 를 조사하면,

$$\lambda(t_2) \leq \frac{1}{2} + \frac{1}{c\delta} \overline{K}_o(t_2 - t_1) \quad (20)$$

여기서,

$$\overline{K}_o > \max \left\{ \sup \left[ -c_a \left[ -\frac{R_s}{L_s} \delta + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \sin \hat{\theta}_r - \omega_r \sin \theta_r) + k_1 v_a \right] - e_a \right], \right.$$

$$\sup_{t \geq t_0} \left[ -c_\beta \left[ -\frac{R_s}{L_s} \delta + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \cos \theta_r - \omega_r \cos \theta_r) + k_1 v_\beta \right] - e_\beta \right]$$

관측기의 외부루프 조정기 이득  $a$ 가 식(19)와 같은 부등식을 만족한다고 가정한다.

$$a \geq \frac{2\overline{K}_o}{c\delta} \ln \frac{4}{2h-1} \tag{21}$$

식(19)를 이용하여 식(20)을 정리하고, 여기에 식(21)을 대입하면 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$\lambda(t_2) < 1 \tag{22}$$

$\lambda$ 의 크기는 위에서 정의한 것에 의하면 영역의 경계 즉,  $t_2$ 에서  $\lambda(t_2) = 1$ 이 되어야 하는데  $\lambda(t_2) < 1$ 이 되어 모순이 되므로  $a$ 가 식(21)을 만족하도록 설정되면  $|\mu(t_2)| \geq 1-h$ 의 관계가 항상 성립하게 된다.  $\sigma < 0$ 의 경우에 대해서도, 식(21)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

### 2.3.3 속도 추정식의 설정

적용 적분 바이너리 관측기는 운동방정식을 이용하지 않으므로 전동기 회전자의 속도 및 위치정보를 얻기 위하여, 속도와 위치에 대한 추정식이 필요하다. 본 논문에서는 전동기의 속도를 추정하기 위하여 리아프노프(Lyapunov)함수를 이용한다[10].

리아푸노프 함수를 식(23)과 같이 설정하고,

$$V = \frac{1}{2} e_s^T e_s + \frac{(\hat{\omega}_r - \omega_r)^2}{2} \tag{23}$$

한 추정주기 내에서 전동기의 속도가 일정하다고 가정하여, 식(23)을 미분하면, 식(24)와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\dot{V} = e_s^T e_s + (\hat{\omega}_r - \omega_r) \hat{\omega}_r \tag{24}$$

식(11)을 식(24)에 대입하면 리아프노프 함수의 미분값은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{V} = e_s^T [A(\hat{i}_s - i_s) + B(\hat{E}_s - E_s) + K_1 v] + \Delta\omega_r \hat{\omega}_r \tag{25}$$

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

관측기의 시스템이 안정하기 위해서는 리아프노프 안정도 이론으로부터  $V > 0$ 일 때,  $\dot{V} < 0$ 을 만족해야 한다. 따라서,  $\dot{V} < 0$ 을 만족하도록 하기 위하여 식(25)로부터 다음과 같이 두 개의 식으로 분리한다.

$$e_s^T [A(\hat{i}_s - i_s) + K_1 v] < 0 \tag{26}$$

$$e_s^T [B(\hat{E}_s - E_s)] + \Delta\omega_r \hat{\omega}_r = 0 \tag{27}$$

식(27)이 '0'이 되도록 설정하고 식(26)의 부등식을 만족하도록 하면, 식(23)의 리아프노프 함수는 안정하게 된다.

식(26)의 부등식으로부터  $k_1$ 의 범위는 식(28)와 같으며,  $k_1$ 은 식(28)과 식(18)을 모두 만족하도록 설정되어야 하므로 (29)의 조건을 만족해야 한다.

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \left| -\frac{R_s}{L_s} \delta \right| \tag{28}$$

$$k_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \max \left[ \sup \left( -\frac{R_s}{L_s} + \frac{1}{c_a} \right) \delta + \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \sin^{\hat{t} \geq t_0} \theta_r - \omega_r \sin \theta_r), \sup \left( -\frac{R_s}{L_s} + \frac{1}{c_\beta} \right) \delta - \frac{K_E}{L_s} (\hat{\omega}_r \cos^{\hat{t} \geq t_0} \theta_r - \omega_r \cos \theta_r), \left| -\frac{R_s}{L_s} \delta \right| \right] \tag{29}$$

식(27)을 풀어 쓰면 다음과 같이 쓸 수 있으며, 전동기의 속도는 역기전력 및 전류의 정보와 관련이 있음을 알 수 있다.

$$e_s^T \cdot \frac{K_E}{L_s} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_r \sin \theta_r \\ -\cos \theta_r \end{bmatrix} - \omega_r \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ -\cos \theta_r \end{bmatrix} + (\hat{\omega}_r - \omega_r) \hat{\omega}_r = 0 \tag{30}$$

식(30)에서  $\theta_r = \hat{\theta}_r$ 라 근사하여 정리하면, 다음과 같이 전개된다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{K_E}{L_s} e_s \begin{bmatrix} -\sin \hat{\theta}_r \\ \cos \hat{\theta}_r \end{bmatrix} = -\frac{K_E}{L_s} (e_a \cdot \sin \hat{\theta}_r - e_\beta \cdot \cos \hat{\theta}_r) \tag{31}$$

식(31)를 이용하여 회전자의 속도를 추정할 수 있음을 알 수 있으며, 추정속도를 빠르고 안정적으로 실제속도로 수렴시키기 위해 식(31)을 비례 적분하여 추정속도를 결정하고 이를 적분하여 추정위치를 산출한다.

그림4는 제안한 적용 적분바이너리 관측기의 전체 블록도이다

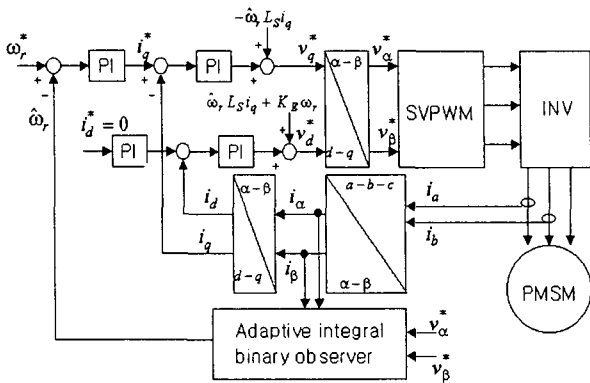


그림 4 제안한 적응 적분바이너리 관측기를 이용한 센서리스 알고리즘의 전체 블록도  
 Fig. 4 Overall block diagram of the sensorless algorithm using the proposed adaptive integral binary observer

2.4 시스템의 구성

본 논문에서는 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어를 위해 영구자석 동기전동기, 인버터, 제어기 그리고 부하인가와 측정을 위해 사용된 다이내모미터를 그림 5와 같이 구성하였으며, 실험에 사용된 영구자석 동기전동기의 사양은 표1과 같다

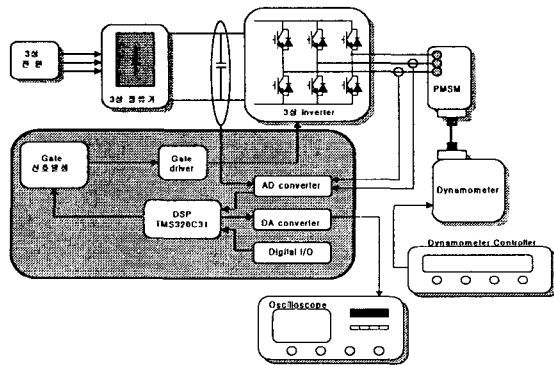


그림 5. 영구자석 동기전동기 전체 구동 시스템.  
 Fig. 5. The overall PMSM drive system.

표 1 영구자석 전동기의 규격  
 Table 1 The specifications of the PMSM

정격용량	1.8[kw]	고정자 저항	0.22[Ω]
정격 토크	5.84[N · m]	고정자 인덕턴스	0.88[mH]
정격 속도	3000[rpm]	역기전력 상수	0.0522 [V/r/min]
극수	8극	관성 계수	18.6×10 <sup>-4</sup> [Kg · m <sup>2</sup> ]

영구자석 동기전동기에 전력을 공급하는 인버터의 직류전원은 모듈화된 다이오드 정류기를 사용하였고, 인버터의 DC 링크단은 450[V], 4700[μF] 용량의 전해콘덴서를 부착하여 인버터의 입력전원으로 사용하였다. 인버터는 IGBT 모듈을 사용하여, 일반적인 3상 VSI(voltage source inverter)형태의 전력회로를 구성하였다. 영구자석 동기전동기의 부하로는 MAGTROL사의 2PB65모델의 dynamometer를 사용하였으며, 전동기의 축과 부하의 축은 커플러를 통하여 연결하였다. 또한 전동기를 구동하기 위한 전압형 인버터의 전압 변조법으로 공간 전압 벡터 변조법(Space Vector Modulation)을 사용하였으며, 이를 구현하기 위해 전용 프로세서를 사용하였다. 전류제어기로는 비간섭 PI 전류제어기를 사용하였다.

전류제어기의 전류제어를 위하여 전동기에 흐르는 3상 권선의 실제전류가 검출되어야 하며, 이를 위해 a상 및 b상 권선의 전류가 검출되고, c상 전류는 계산되어졌으며, 센서를 통하여 검출된 2상 전류 및 DC링크 전압은 160[μ sec] 마다 A/D변환기를 거쳐 DSP로 입력된다. 하드웨어를 간략화하기 위해 인버터를 제외한 대부분의 알고리즘은 소프트웨어로 구성되어졌으며, 소프트웨어를 구현하기 위한 마이크로프로세서로 DSP를 사용하였다. 제안된 알고리즘에서 사용된 DSP소자는 고속 고정도 연산이 가능하며, 부동소수점처리가 가능한 TMS320C31을 사용하였으며, 알고리즘의 성능 및 상태량은 D/A변환기를 거친 후 오실로스코프로 확인하였다.

2.5 실험결과

본 논문에서 제안된 관측기의 타당성을 증명하기 위하여 실험을 수행하였으며, 제안된 관측기의 성능을 검토하기 위해 기존의 적응 슬라이딩 모드 관측기와 비교하였다.

그림6에서 그림13는 적응 슬라이딩모드 관측기의 성능을 나타냈으며, 그림14에서 그림21은 적응 적분바이너리 관측기의 성능을 나타냈다. 먼저 적응 슬라이딩 관측기의 무부하시 실험결과로 그림 6는 1500[rpm]에서 실제속도, 추정속도, 속도 추정오차를 나타내었으며, 속도에 대한 종축의 단위는 1000[rpm/div]이다. 적응 슬라이딩 관측기의 경우 추정전류를 실제전류로 수렴시키기 위해 관측기 이득이 슬라이딩 존재조건을 만족하도록 설정하고, 전류 추정시 발생하는 전류 추정오차를 이용하여 리아프노프 함수를 구성한 후, 구성된 리아프노프 함수가 안정하도록 속도추정식을 모델링하면 추정속도는 실제속도로 수렴한다. 속도 추정오차는 실제속도와 추정속도의 오차를 10배 한 후, D/A컨버터에 출력한 파형으로 기동직후 추정속도가 실제속도에 빠르게 수렴하는 것을 알 수 있으며, 이로 인해 설정된 속도추정식의 타당성이 증명된다.

그림7은 1000[rpm]에서 60%부하를 인가한 경우, 선전류 및 추정속도를 나타내었으며, 기동 후 약 3.5~8.5[sec] 사이에 스텝부하를 인가한 경우로서, 부하증가 직후에는 속도가 감소하나 속도제어기와 전류제어기의 동작으로 전동기가 안정적으로 토크를 발생하여, 약 2초 후 완전히 정상상태에 도달하였으며, 부하감소 시에도 급히 정상상태에 도달하였다. 이로부터 급변하는 부하변화에도 속도가 매우 양호하게 추정되어지는 것을 알 수 있다. 전류는 A/D변환기로부터 검출된

전류가 D/A변환기를 거쳐 출력된 파형이다.

다음은 무부하시 정역운전 실험결과로 그림8, 9은 500[rpm]에서 -500[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우, 선 전류 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치를 나타내었다. 그림8에서 지령속도의 급격한 변화에도 불구하고 속도추정이 매우 잘 되고 있음을 알 수 있으며, 전류 파형은 A/D변환기로 검출된 전류를 D/A변환기로 출력한 것이다. 그림9에서는 속도가 급격히 변하는 과도상태에서도 위치추정이 잘 되고 있음을 알 수 있다.

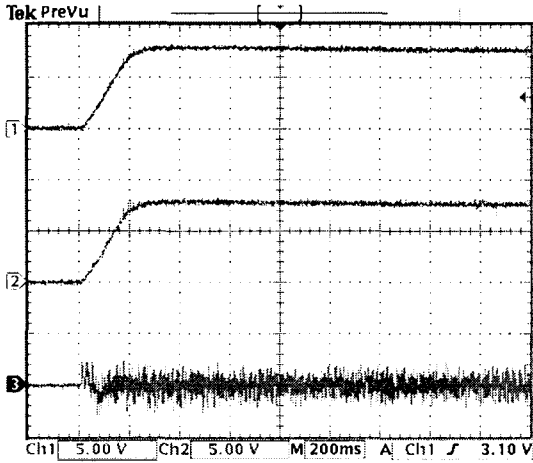


그림 6 적응 슬라이딩 관측기를 사용한 경우 무부하시 1500[rpm]에서 실제속도(상), 추정속도(중) 및 속도 추정오차(하)

Fig. 6 Real(upper) and estimated (mid) speed and the speed estimation error (lower) when the PMSM is driven by using an adaptive sliding mode observer at 1500[rpm] with no load .

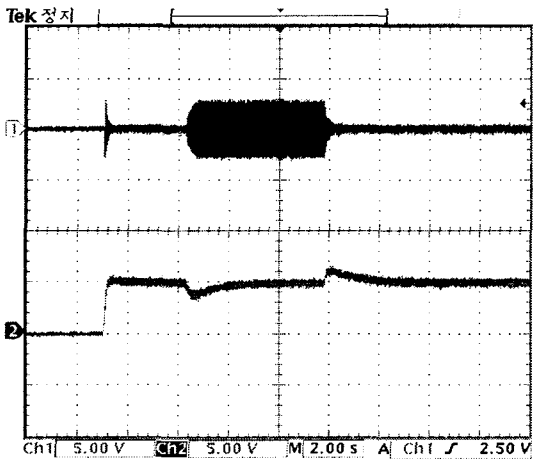


그림 7 적응 슬라이딩 관측기를 사용한 경우 부하변화시 1000[rpm]에서 선전류(상) 및 추정속도(하)

Fig. 7 Line current(upper) and estimated speed(lower) using an adaptive sliding mode observer when the load is changed from 0% to 60% and return to 0% at 1000[rpm].

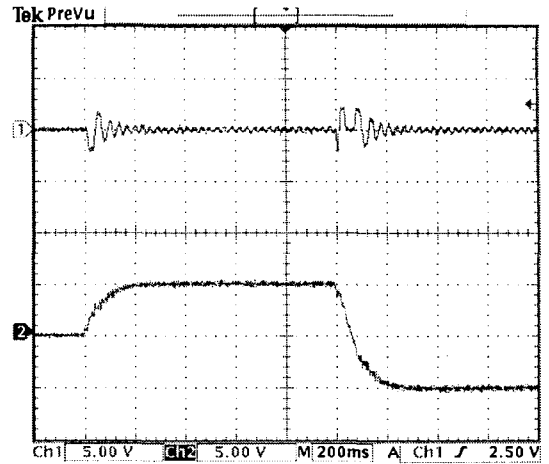


그림 8 적응 슬라이딩 관측기를 사용시 500[rpm] 에서 -500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 선전류(상) 및 추정속도(하)

Fig. 8 Line current(upper) and estimated speed(lower) using an adaptive sliding mode observer when the speed is reversed from 500[rpm] to -500[rpm] with no load.

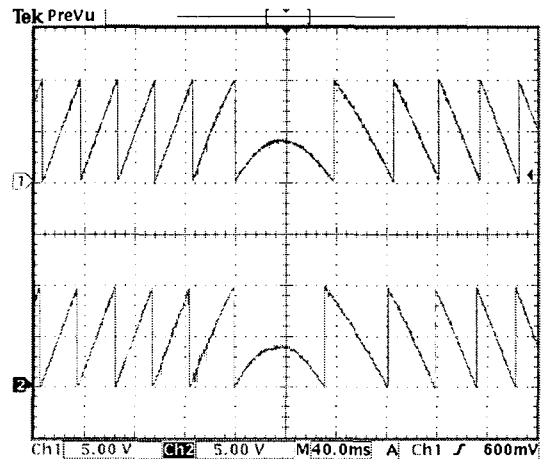


그림 9 적응 슬라이딩 관측기를 사용시 500[rpm] 에서 -500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 9 Real(upper) and estimated position(lower) using an adaptive sliding mode observer when the speed is reversed from 500[rpm] to -500[rpm] with no load.

저속(정격속도의 1.67%)인 50[rpm]에서의 실험결과를 그림10, 11에 나타냈다. 속도에 대한 종축의 단위는 50[rpm/div]이며, 그림10, 11은 지령속도를 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 변화시킨 경우 실제속도 및 추정속도, 실제 위치 및 추정위치를 나타내었다. 실제속도를 계측하기 위해 사용한 incremental encoder는 1회전당 4096개의 펄스를 출력하는 두 신호가 90° 위상차로 출력되어진다. 카운터로 사용된 HCTL2020 소자는 이를 4채배하므로 1회전당 16384개의 펄스를 카운터한다. 50rpm으로 운전할 경우, 한 샘플주기인 160[μsec]동안 약 2.18개의 펄스가 증가되어야 하며, 실험

시 약간의 속도변동에 의해 한 샘플주기동안 1~3개의 펄스만이 증가하므로, 그림10에 보여진 실제속도에 대한 파형의 정밀도가 낮게 나타난다. 그림10~11으로부터 저속에서도 위치 및 속도를 매우 안정적으로 추정하며, 속도가 급변하는 정역운전시에도 양호한 추정성능을 보임을 알 수 있다.

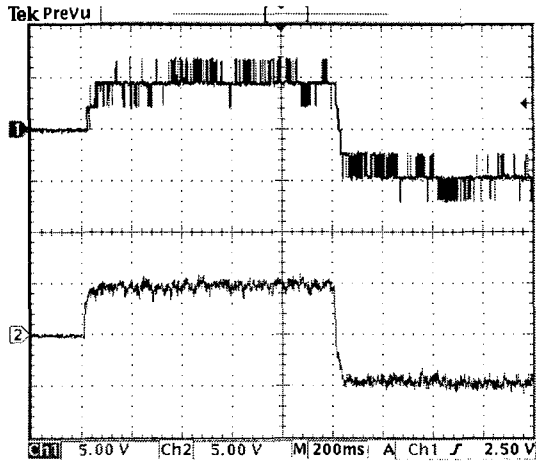


그림 10 적응 슬라이딩 관측기를 사용시 50[rpm] 에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 10 Real(upper) and estimated (lower) speed using an adaptive sliding mode observer when the speed is reversed from 50[rpm] to -50[rpm] with on load.

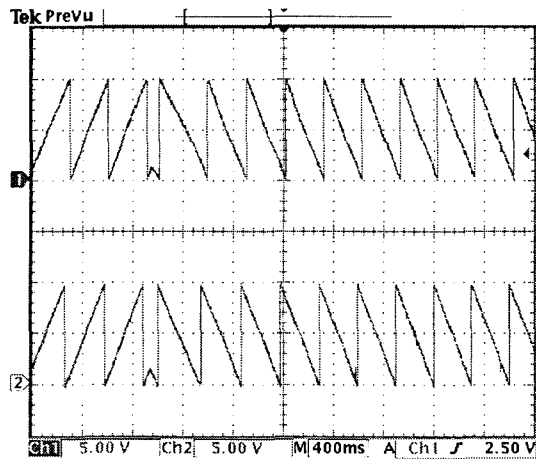


그림 11 적응 슬라이딩 관측기를 사용시 50[rpm] 에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 11 The real(upper) and estimated (lower) position using an adaptive sliding mode observer when the speed is reversed from 50[rpm] to -50[rpm] with no load.

그림12, 13는 가변속 정역운전 특성을 나타냈다. 그림12, 13은 저속인 -50[rpm] 으로 운전을 시작하고, 1초후에 역방향으로 1500[rpm]의 속도로 운전한 경우 실제속도 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치를 나타냈다. 그림12로부터 정·

부방향에 관계없이 다양한 지령속도에도 속도추정이 잘 이루어지고 있음을 알 수 있으며, 이때 위치도 양호하게 추정됨을 그림13로부터 알 수 있다.

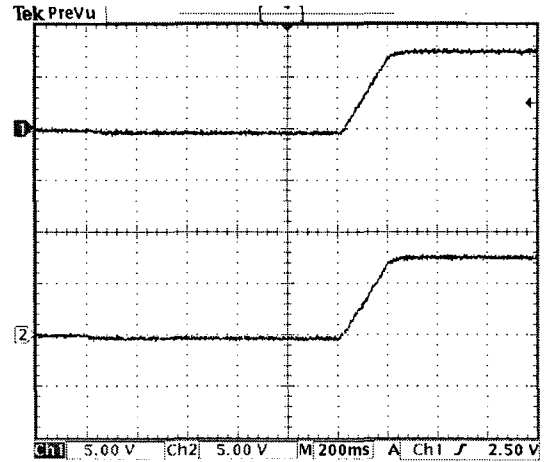


그림 12 적응 슬라이딩 관측기를 사용시 -50[rpm] 에서 1500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 12. Real(upper) and estimated (lower) speed using an adaptive sliding mode observer when the speed is reversed from -50[rpm] to 1500[rpm] with no load.

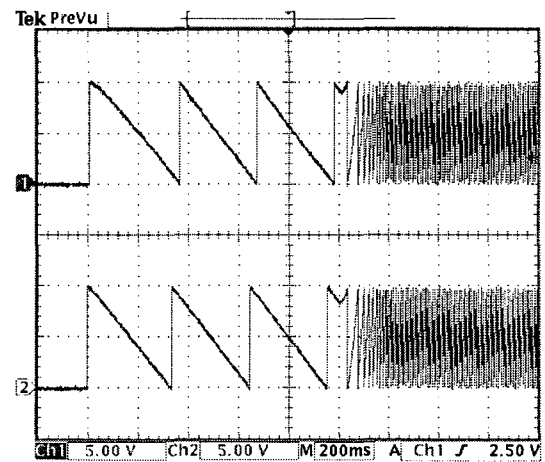


그림 13. 적응 슬라이딩 관측기를 사용시 -50[rpm] 에서 1500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 13. Real(upper) and estimated (lower) position using an adaptive sliding mode observer when the speed is reversed from -50[rpm] to 1500[rpm] with no load .

그림14에서 그림21은 적응 적분바이너리 관측기를 이용하여 영구자석 동기 전동기를 센서리스로 운전한 파형이다. 먼저 무부하시 실험결과로 그림 14은 1500[rpm]에서 실제속도, 추정속도, 속도 추정오차를 나타내었으며, 속도에 대한 종축의 단위는 1000[rpm/div]이다. 그림14에서 속도 추정오차는 실제속도와 추정속도의 오차를 10배 한 후, D/A컨버터에 출력한 파형으로 최대값은 기동직후 약 80[rpm]이며, 이후



추정속도가 실제속도에 빠르게 수렴하는 것을 알 수 있으며, 속도가 정상상태에 이르기 전에 정확하게 속도를 추정하고 있음을 알 수 있다. 실험 시 적분바이너리 관측기는  $G_8$  불변 조건에 의해 샘플주기마다 검출된 전류로 수렴하며, 이때 발생하는 오차와 추정위치를 식(31)로 대입하고 이를 비례 적분하여 추정속도를 얻는다. 식(31)은 식(23)의 리아프노프 함수가 안정할 조건을 만족하며, 이로 인해 그림14의 속도 추정 오차가 0으로 수렴하는 것을 알 수 있다.

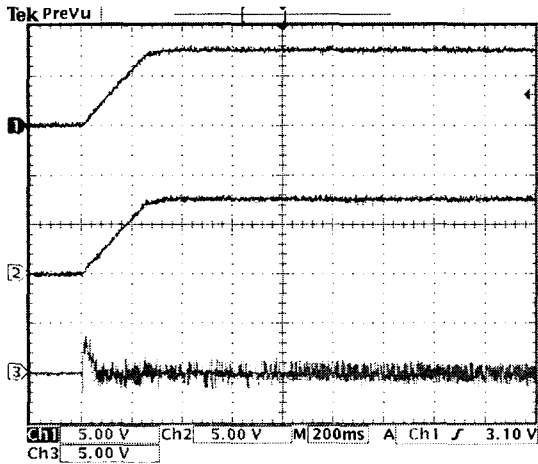


그림 14. 적응 적분바이너리 관측기를 사용한 경우 무부하시 1500[rpm]에서 실제속도(상), 추정속도(중) 및 속도 추정 오차(하)

Fig. 14. Real(upper) and estimated(mid) speed and the speed estimation error (lower) when the PMSM is driven by using an adaptive integral binary observer at 1500[rpm] with no load.

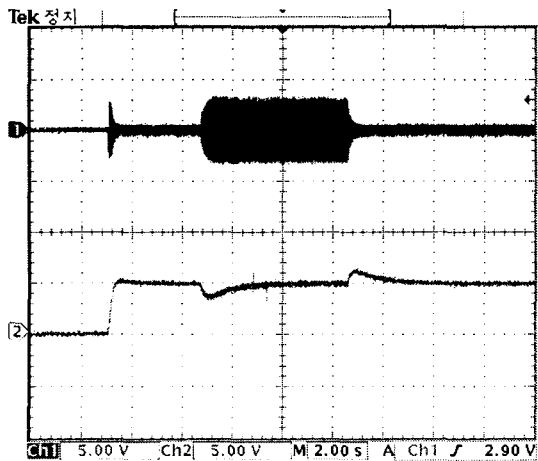


그림 15. 적응 적분바이너리 관측기를 사용한 경우 부하변화 시 1000[rpm]에서 선전류(상) 및 추정속도(하)

Fig. 15. Line current(upper) and estimated speed(lower) using an adaptive integral binary observer when the load is changed from 0% to 60% and return to 0% at 1000[rpm].

그림 15는 1000[rpm]에서 60%부하를 인가한 경우, 선전류 및 추정속도를 나타내었다. 그림15는 기동 후 약 4~9[sec] 사이에 스텝부하를 인가한 경우로서, 적응 슬라이딩 모드 관측기와 마찬가지로 급변하는 부하의 증가와 감소시에도 속도가 매우 양호하게 추정되어지는 것을 알 수 있다. 전류는 A/D변환기로부터 검출된 전류가 D/A변환기를 거쳐 출력된 파형이다.

다음은 무부하시 정역운전 실험결과로 그림16, 17은 500[rpm]에서 -500[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우, 선 전류 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치를 나타내었다. 그림16에서 역 방향 지령값에 도달하는 시간은 약 0.3[sec]로 지령속도의 급격한 변화에도 불구하고 속도추정이 매우 잘 되고 있음을 알 수 있으며, 전류 파형은 A/D변환기로 검출된 전류를 D/A변환기로 출력한 것이다. 그림17에서는 속도가 급격히 변하는 과도상태에서도 위치추정이 잘 되고 있음을 알 수 있다.

저속(정격속도의 1.67%)인 50[rpm]에서의 실험결과를 그림18,19에 나타내었으며, 속도에 대한 종축의 단위는 50[rpm/div]이다. 그림18, 19은 지령속도를 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 변화시킨 경우 실제속도 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치를 나타내었다. 그림18에서 그림19로부터 저속에서도 위치 및 속도를 매우 안정적으로 추정하며, 속도가 급변하는 정역운전시에도 양호한 추정성능을 보임을 알 수 있다.

그림20,21은 가변속 정역운전 특성을 나타냈다. 그림20,21은 저속인 -50[rpm]으로 운전을 시작하고, 1초후에 역방향으로 1500[rpm]의 속도로 운전한 경우 실제속도 및 추정속도, 실제위치 및 추정위치를 나타냈다. 적응 슬라이딩 관측기와 마찬가지로 그림20,21로부터 정·부방향에 관계없이 다양한 지령속도에도 강인하게 동작하며, 속도와 위치추정이 양호하게 이루어지고 있음을 알 수 있다.

적응 적분 바이너리 관측기와 적응 슬라이딩 모드 관측기를 비교시 두 관측기가 부하, 정역운전 및 저속운전에 모두 양호한 운전특성을 보이고 있으나, 속도 추정성능을 비교시 적응 적분바이너리 관측기의 그림14과 적응 슬라이딩 모드 관측기의 그림6로부터 정상상태에서 속도오차의 변동이 적응슬라이딩 모드 관측기에 비해 적응 적분바이너리 관측기가 작음을 알 수 있으며, 저속영역에서 운전특성 비교시 그림 9에서는 추정속도의 맥동이 거칠게 나타나지만, 그림18에서는 부드럽게 나타난다. 이는 저속의 경우 전류 추정오차를 통하여 얻어진 관측기의 입력이 다른 속도 영역에 비해 상대적으로 크게 나타나므로, 전류의 맥동 성분의 형태가 추정속도에 나타났다. 이러한 추정속도의 맥동 성분의 형태로부터 슬라이딩 모드 관측기의 특성인 떨림 현상을 바이너리 관측기를 이용하여 해결할 수 있음이 잘 나타난다.

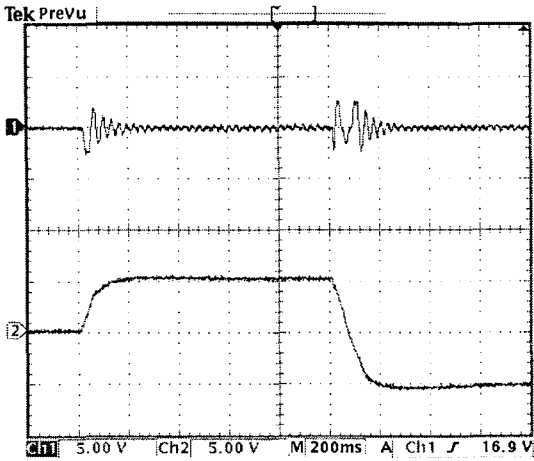


그림 16 적응 적분바이너리 관측기를 사용한 경우 무부하시 500[rpm]에서 -500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 선전류(상) 및 추정속도(하)

Fig. 16. line current(upper) and estimated speed(lower) using an adaptive integral binary observer when the speed is reversed from 500[rpm] to -500[rpm] with no load.

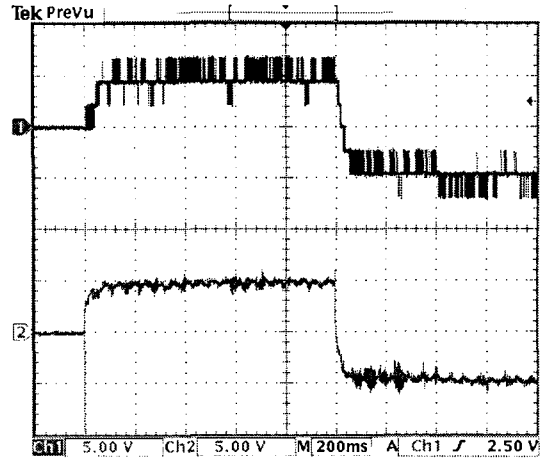


그림 18 적응 적분바이너리 관측기를 사용시 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 18. Real(upper) and estimated (lower) speed using an adaptive integral binary observer when the speed is reversed from 50[rpm] to -50[rpm] with no load.

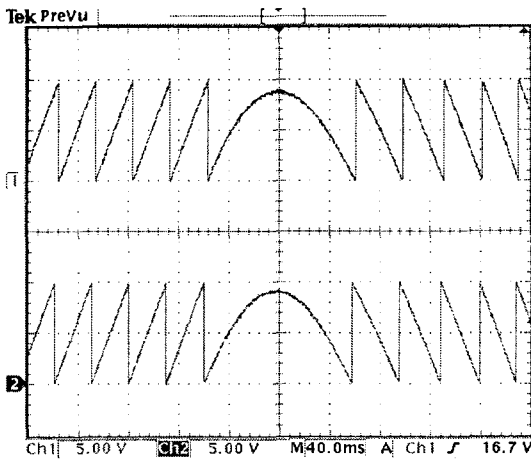


그림 17 적응 적분바이너리 관측기를 사용한 경우 무부하시 500[rpm]에서 -500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 17. Real(upper) and estimated position(lower) using an adaptive integral binary observer when the speed is reversed from 500[rpm] to -500[rpm] with no load.

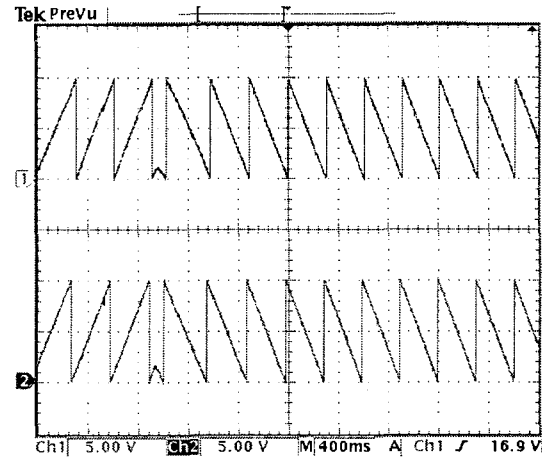


그림 19 적응 적분바이너리 관측기를 사용시 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 19. Real(upper) and estimated (lower) position using an adaptive integral binary observer when the speed is reversed from 50[rpm] to -50[rpm] with no load.

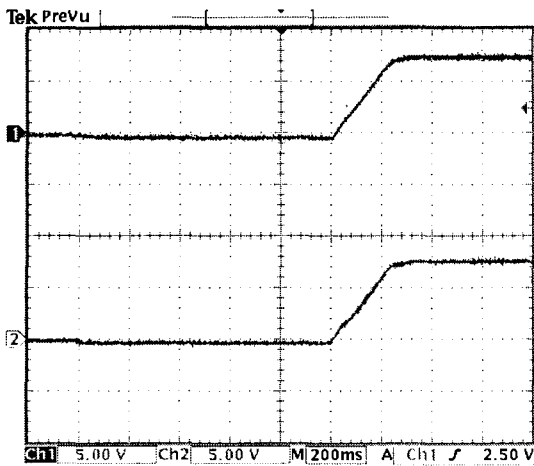


그림 20 적응 적분바이너리 관측기를 사용시 -50[rpm]에서 1500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 20. Real(upper) and estimated (lower) speed using an adaptive sliding mode observer under no load when the speed is reversed from -50[rpm] to 1500[rpm] with no load.

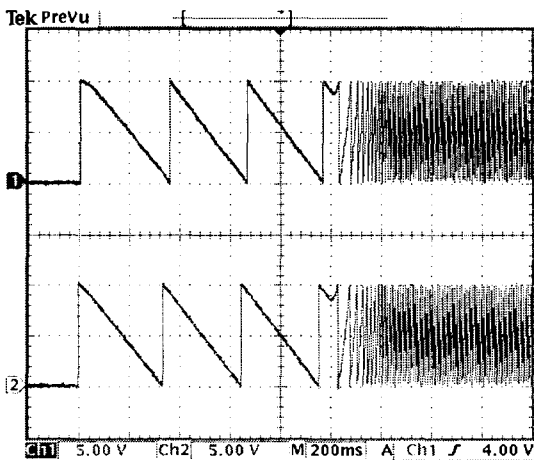


그림 21 적응 적분바이너리 관측기를 사용시 -50[rpm]에서 1500[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상) 및 추정위치(하)

Fig. 21. Real(upper) and estimated (lower) position using an adaptive sliding mode observer under no load when the speed is reversed from -50[rpm] to 1500[rpm] with no load.

### 3. 결 론

본 논문에서는 적응 적분바이너리 관측기를 이용한 영구자석 동기전동기의 속도 및 위치추정 알고리즘을 제안하였으며, 알고리즘의 타당성을 실험을 통하여 증명하였다. 1500[rpm]에서 저속인 50[rpm](정격속도의 1.67%)까지 다양한 속도 영역에서 속도 및 위치추정이 정확히 수행되고 있음을 알 수

있으며, 운전 중 60[%]의 갑작스런 스텝부하의 증가 및 감소에도 견실하게 동작하고, 기동직후 속도추정오차는 속도와 지령속도의 오차에 비해 매우 빠르게 수렴한다. 이러한 실험 결과는 제안한 위치추정 알고리즘이 정상상태뿐만 아니라, 속도가 급변하는 과도상태에서도 전동기의 속도 및 위치를 매우 안정적으로 추정하며, 부하변화에도 견실하게 동작함을 보여준다.

일반적으로, 관성계수나 점성마찰계수와 같은 운동방정식의 파라미터들은 측정하기 어려우며, 동작중에도 미묘하게 변할 수 있으므로, 운동방정식을 사용하는 위치 및 속도 추정 알고리즘은 실제구현에 제한을 받는다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 슬라이딩 모드에 적응 제어 알고리즘을 도입한 적응 슬라이딩 관측기가 제안되었으며, 이를 본 논문에서 제안된 적응 적분바이너리 관측기와 비교하였다. 비교결과 적응 적분바이너리 관측기를 사용했을 경우, 정상상태에서 속도 추정오차의 감소, 슬라이딩 모드 관측기의 문제점인 떨림 현상의 해결과 같은 장점이 있음을 실험 파형으로부터 알 수 있다.

### 감사의 글

이 논문은 2001년도 한국학술재단의 지원에 의하여 연구되었음.(KRF-2001-041-E00146)

### 참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] R. B. Sepe and J. H. Lang, "Real Time Observer-based(Adaptive) Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor without Mechanical Sensors", IEEE Trans. IA, Vol.28, No.6, pp.1345-1352, 1992.
- [3] J. Solona, M. I. Valla and C. Muravchik, "A Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE-IECON Conf. Rec, pp.38-43, 1994.
- [4] 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.
- [5] Y. C. Kim, W. S. You and Y. S. Kim, "A Position Sensorless Control for Brushless DC Motor using Binary Observer", ICPE Conf. Rec, pp.546-551, 1995.
- [6] T. L. Chern and Y. C. Wu, "An Optimal Variable Structure Control with Integral Compensation for Electrohydraulic Position Servo Control System", IEEE Trans. IE, Vol.39, No.5, pp.460-463, 1992.
- [7] T. L. Chern and Y. C. Wu, "Design of Brushless DC Position Servo System using Integral Variable Structure Approach", IEE Proceedings-B, Vol.140,

- No.1, pp.27-34, 1993.
- [8] D. Cho, Y. Kato, and D. Spilman, "Sliding mode and Classical Controllers in Magnetic Levitation Systems", IEEE Control System Magazine, Vol.13, No.1, pp.42-48, 1993.
- [9] Y. S. Han, Y. S. Kim, and S. Okuma, "The Position Control of Induction Motors Using a Binary Disturbance Observer", Advanced Robotics, Vol.14, No.2, pp.119-134, 2000.
- [10] Y. S. Han, J. S. Choi, Y. S. Kim, "Sensorless PMSM Drive with a Sliding Mode Control Based Adaptive Speed and Stator Resistance Estimator", IEEE Trans. Magn., Vol. 36, No. 5, pp.3588-3591, 2000.

## 저 자 소 개



### 최 양 광(崔陽光)

1975년 3월 22일 생. 2001년 2월 인하대 전기공학과 졸업. 2002년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사), 현재 동 대학원 박사과정.  
전화:032-860-7397, 팩스:032-863-5822  
E-mail : cyangk@chollian.net



### 김 영 석(金榮石)

1951년 6월11일 생. 1977년 인하대 전기공학과 졸업.1987년 일본 나고야대 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1987년~1989년 전기연구원 전력전자연구실장. 현재 인하대 전기공학과 교수.  
전화:032-860-7397, 팩스:032-863-5822  
E-mail : youngsk@inha.ac.kr



### 한 윤 석(韓潤錫)

1972년 8월5일 생. 1995년 2월 인하대 전기공학과 졸업. 1997년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 삼성테크윈 책임연구원.  
전화:031-740-8485  
팩스:031-740-8420  
E-mail : yoonseok.han@samsung.co.kr