

# 적응 적분바이너리 관측기를 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어

論 文

56-1-11

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

姜 炯 錫<sup>†</sup> · 金 榮 石<sup>\*</sup>

(Hyoung-Seok Kang · Young-Seok Kim)

**Abstract** - A control approach for the sensorless speed control of interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) based on adaptive integral the binary is proposed. 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 width of the constant boundary limits the steady state estimation accuracy and robustness. In order to improve the steady state performance of the binary observer, the binary observer is formed by adding extra integral augmented switching the hyperplane equation. By mean of integral characteristics, the rotor speed can be finely estimated and utilized for a sensorless speed controller for IPMSM. The proposed adaptive integral binary observer applies an adaptive scheme, because the parameters of the dynamic equations such as the machine inertia or the viscosity friction coefficient is not well known and these values can be easily changed generally during normal operation. Therefore, the observer can overcome the problem caused by using the dynamic equations, and the rotor speed estimation is constructed by using the Lyapunov function. The experimental results of the proposed algorithm are presented to demonstrate the effectiveness of the approach.

**Key Words** : IPMSM, Sensorless control, Adaptive Integral Binary Observer.

### 1. 서 론

최근, 에너지 절약효과를 보다 높이고 장치의 소형·경량화를 위해 영구자석 동기전동기(PMSM)가 많이 사용되고 있으며, 영구자석 동기전동기는 회전자의 설계에 따라 전동기의 성능을 좌우하는 중요한 요소가 된다. 특히, 영구자석을 회전자의 부착하는 방법에 따라 SPMSM(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)와 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)으로 나뉜다[1]. 영구자석을 회전자의 표면에 부착하는 방법을 사용하는 SPMSM은 전동기의 전류를 정·부 대칭이 같은 정확한 정현파 형태로 인가해 주면 맥동토크가 없는 이상적인 토크를 발생시킬 수 있는 장점을 지니고 있으며, 이로 인해 SPMSM은 고성능 서보 응용 분야에 널리 사용되고 있다. 그러나 영구자석이 회전자 표면에 부착되어 있는 관계로 기계적인 구조가 취약하고 자기적으로 유효공극이 큰 단점을 가지고 있다. 이와는 달리 기계적으로 영구자석이 회전자 내에 매입되어 있는 형태를 가진 IPMSM은 전자기 토크 성분 외에도 전동기의 인덕턴스 차이에 의한 토크가 존재하며 역기전력의 파형이 정현파이며 토크 리플이 매우 작다는 장점을 가진다. 이로 인해 작은 체적의 회전자로 큰 토크를 발생할 수 있으며, 구조가 견고하고, 작은 유효공극으로 전기자

반작용이 강하므로 일정 토크 영역에서의 운전뿐만 아니라 약제자 영역에서 고속운전도 가능하다. 이러한 우수한 전기 및 기계적인 특성 때문에 IPMSM은 로봇, 기기 툴 및 위치 추정 장치, 전기자동차 등 서보 적용에 호응을 받고 있다. 또한, 대기오염 방지와 에너지절약 측면에서 하이브리드 카와 전기자동차가 각광을 받고 있는 것은 주지의 사실이며, 자동차에 본격적으로 IPMSM이 사용되면 물량은 산업용에 비할 수 없이 압도적일 것이기 때문에 IPMSM의 가격이 낮아 질 것으로 기대된다. 이러한 IPMSM의 가변속 구동 시스템은 더욱 활발히 사용 될 것이다.[2]-[4].

그러나 IPMSM은 회전자에 부착되어진 영구자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 벡터제어를 위해서는 항상 회전자의 정확한 위치 정보를 알아야한다. 이런 위치 정보를 얻기 위해서는 회전자에 레졸버(Resolver)나 절대 엔코더(Absolute Encoder) 등의 위치검출기를 부착하여야 한다. 그러나 위치검출기는 일반적으로 가격이 고가일 뿐만 아니라 별도의 소프트웨어와 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야 하는 단점을 가진다. 또한 진동 및 습도의 영향과 같은 주위환경에 대한 영향을 많이 받기 때문에 사용 환경에 제한을 받는다. 이 외에도 위치검출기를 전동기의 축에 부착함으로써 인한 전동기의 크기와 관성의 증대 등의 문제가 발생하게 된다. 따라서 IPMSM의 제어상 큰 문제점인 위치 센서를 사용하지 않고 간접적으로 회전자의 위치를 얻고자하는 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다[5]-[7].

IPMSM의 센서리스 제어에 일반적인 선형관측기를 적용한 경우 전체 시스템이 비선형이기 때문에 적절한 관측기 이득을 얻기가 어렵게 된다. 이러한 단점을 극복하기 위해

<sup>†</sup> 正 會 員 : 仁荷大 工大 電氣工學科 博士課程  
E-mail : skyoo7plus@bclinc.com

<sup>\*</sup> 正 會 員 : 仁荷大 工大 電氣工學科 助教授 · 工博  
接受日字 : 2006年 6月 12日  
最終完了 : 2006年 11月 3日

비선형 관측기로서 슬라이딩 모드 관측기가 적용되고 있지만, 제어특성상 떨림 현상이라는 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 해결하기 위해 슬라이딩 모드 관측기와 같은 장점을 가지면서 떨림 현상을 제거할 수 있는 바이너리 관측기가 제안되었다[8]. 바이너리 관측기는 슬라이딩 모드 관측기의 슬라이딩 모드 평면과 유사한 초평면이 있으며, 이 초평면을 중심으로 영역을 설정하고 이 영역을 벗어나지 않게 관측기의 이득을 설정함으로써 슬라이딩 모드 관측기와 같은 강인성을 가진다. 또한, 바이너리 관측기는 주루프와 보조루프로 구성되어 보조루프는 관측기의 이득을 연속적으로 조정함으로써 떨림 현상을 저감하는 특징을 가진다. 그러나 바이너리 관측기의 설정된 영역은 상태평면상에서 초평면과 평행하도록 설정되어, 추정되는 값은 영역 내에 머무르게 되지만 영으로 수렴할 수 없게 되는 단점이 있다. 이러한 단점을 해결하기 위해 가변구조에 적분항을 추가하는 방법[9]과 같이 IPMSM을 위한 상태관측기의 설계시에 스위칭 평면에 적분항을 추가함으로써 정상상태의 성능을 향상시킬 수 있음을 알 수 있고, 기존 바이너리 관측기에 적분항을 추가하였다. 또한, 전동기의 관성 계수나 마찰계수와 같은 운동방정식의 파라미터들은 계측하기 어려우며, 관측기의 성능을 저하시키므로, 실제구현에서도 많은 제약이 따른다. 이러한 문제를 해결하기 위해 적응칙을 이용하여 속도를 추정한 적응 바이너리 관측기가 제안되었다[10].

본 논문에서는 적분바이너리 관측기에 적응칙을 적용한 적응 적분바이너리 관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 제어를 제안한다. IPMSM의 고정자 전압방정식으로부터 적응 적분바이너리 관측기를 구성하고, 전동기의 전압방정식을 이용하기 때문에 전동기의 기계적 방정식에서 발생하는 기계적 제정수의 영향에 대해 강인한 특성을 갖는다. 또한, 리아푸노프 함수를 사용하여 속도추정 및 안정도 판별을 수행한다. 제안된 알고리즘의 타당성과 강인함은 실제 구동을 통하여 증명하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 IPMSM의 상태방정식

IPMSM의 고정자 좌표계에서 기본적인 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos 2\theta & L_2 \sin 2\theta \\ L_2 \sin 2\theta & L_1 - L_2 \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} + \omega K_E \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,  $L_1 = \frac{L_d + L_q}{2}$ ,  $L_2 = \frac{L_d - L_q}{2}$

식 (1)을 미분방정식으로 표현하기 위하여 정리하면 다음의 식을 얻는다.

$$\frac{di_s}{dt} = A i_s + L_1 v_s + L_1 E_s + B i_s \quad (2)$$

여기서,  $i_s = [i_\alpha \ i_\beta]^T$  : 고정자  $\alpha$ 축과  $\beta$ 축 전류

$v_s = [v_\alpha \ v_\beta]^T$  : 고정자  $\alpha$ 축과  $\beta$ 축 전압

$E_s = [E_\alpha \ E_\beta]^T$  : 고정자  $\alpha$ 축과  $\beta$ 축 유도전압

$E_\alpha = K_E \omega \sin\theta$ ,  $E_\beta = -K_E \omega \cos\theta$

$R$  : 고정자 저항

$L_d$  : 회전자 d축 인덕턴스

$L_q$  : 회전자 q축 인덕턴스

$A = -RL_1$ ,  $B = -\omega(L_d - L_q) \cdot L_2$

$K_E$  : 역기전력 상수,  $\omega$  : 회전자 속도

$\theta$  : 회전자 위치

$$L_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, L_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

식(2)에서 시간에 대한 변수인 전압, 전류와 위치에 대한 삼각함수와 속도항이 곱해진 형태로 나타나는 역기전력 성분으로 인하여 전체 시스템은 비선형이 된다. 따라서 이를 선형화시키기 위해 한 제어 주기 내에는 속도가 일정함을 전제로 하여 측정할 수 있는 전류에 대한 관측을 행하는 바이너리 관측기를 식(3)과 같이 구성한다.

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_s = A \hat{i}_s + L_1 v_s + L_1 \hat{E}_s + \hat{B} \hat{i}_s - K \gamma_s \quad (3)$$

여기서  $K = \begin{bmatrix} k_\alpha & 0 \\ 0 & k_\beta \end{bmatrix}$  : 상수

$\hat{i}_s = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$  : 고정자  $\alpha$ 축과  $\beta$ 축 추정전류

$\hat{E}_s = [\hat{E}_\alpha \ \hat{E}_\beta]^T$  : 고정자  $\alpha$ 축과  $\beta$ 축 추정유도전압

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

$\hat{B} = -\hat{\omega}(L_d - L_q) \cdot L_2$

$\gamma_s = [\gamma_\alpha \ \gamma_\beta]^T$  : 관측기 입력

### 2.2 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기

2.1절에서 설명한 일반적인 바이너리 관측기는 관측기의 평면을 원점으로 수렴시키는 것을 보장할 수 없고, 이는 정상상태에서 추정값에 대한 떨림을 줄일 수는 있으나, 정상상태 오차가 남을 수 있다는 단점을 가진다. 따라서 이러한 문제를 해결하고자 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기를 사용한다.

먼저, 정상상태의 오차를 줄이기 위하여 초평면에 적분항을 추가하며, 구성된 관측기의 초평면은 추정전류와 실제전류의 오차로 정의한다. 제안된 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기에서, 적분 스위칭 평면  $\sigma(t)$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$\sigma(t) = (\sigma_\alpha, \sigma_\beta) = 0 \quad (4)$$

여기서,  $\sigma_\alpha = -c_\alpha e_\alpha - \int_0^t e_\alpha d\tau$ ,  $e_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$

$$\sigma_\beta = -c_\beta e_\beta - \int_0^t e_\beta d\tau, e_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$$

$C_\alpha, C_\beta$  : 양의 상수

식(4)의 초평면은 전류의 오차를 적분하여 초평면의 차원을 높였고, 일반적인 바이너리 관측기와는 달리 제안된 관측기는 2차원 평면에서 상태궤적을 나타낼 수 있다.

제안된 관측기는 정의되는 영역  $G_\delta$ 를 다음과 같이 정의하였다.

$$G_\delta = x : \sigma^+, \sigma^- \leq 0 \quad (5)$$

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

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

식(4)을 이용하여 관측기의 영역을 원점으로 수렴 시킬 수 있고, 관측기의 차원이 높아진 것을 알 수 있다. 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 스위칭 함수를 결정하는 주루프 조정기와 보조루프 조정기는 일반적인 바이너리 제어기와 같이 연속관성형 보조루프 조정기로 다음과 같다.

$$\text{보조루프 조정기} : \begin{bmatrix} \dot{\mu}_\alpha \\ \dot{\mu}_\beta \end{bmatrix} = -\alpha \begin{bmatrix} \mu_\alpha + \text{sat}(\lambda_\alpha) \\ \mu_\beta + \text{sat}(\lambda_\beta) \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\text{주루프 조정기} : \begin{bmatrix} \nu_\alpha \\ \nu_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mu_\alpha |e_\alpha| \\ \mu_\beta |e_\beta| \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서,  $\lambda_\alpha = \sigma_\alpha / c_\alpha \delta, \lambda_\beta = \sigma_\beta / c_\beta \delta$

$$\dot{e}_s = \frac{d}{dt}(\hat{i}_s - i_s) = A(\hat{i}_s - i_s) + (\hat{B}\hat{i}_s - B i_s) + L_1(\hat{E}_s - E_s) - K_1 e_s \quad (8)$$

여기서,  $e_s = [e_\alpha \ e_\beta]^T = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \ \hat{i}_\beta - i_\beta]^T$

적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 오차방정식은 식(8)과 같으며, 관측기의 상태궤적을 그림 1에 나타내었다. 그림 1로부터 오차는 바이너리 관측기의 경계면에 도달한 후,  $e_s = 0$ 이 될 때까지 수평축을 따라 수렴해간다.

그림 2는 일반적인 바이너리 관측기에 적분항을 추가한 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 블록도이다. 그림 2에서 볼 수 있는 것과 같이 추정전류와 실제전류와의 오차를 적분한 항을 추가하여 바이너리 관측기의 초평면을 구성하는 것을 볼 수 있다.

### 2.3 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 이득 설정

적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 이득은  $G_\delta$  영역에 대한 불변조건으로부터 구할 수 있다.  $G_\delta$  영역 불변 조건은 영역  $G_\delta$ 의 경계면에서 식(9)가 만족되어야 한다.

$$\sigma^+(t) \cdot \dot{\sigma}^+(t) < 0, \sigma^-(t) \cdot \dot{\sigma}^-(t) < 0 \quad (9)$$

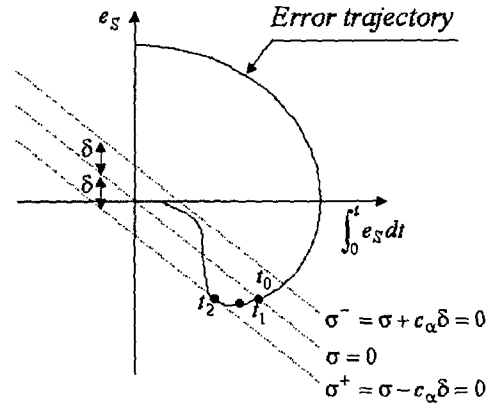


그림 1 제안된 적분 바이너리 관측기의 위상평면궤적  
Fig. 1 Phase plane trajectory of the proposed integral binary observer

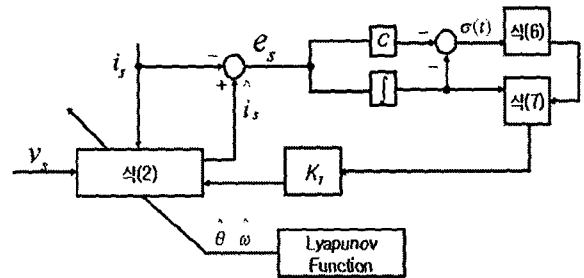


그림 2 적분 스위칭 평면을 갖는 바이너리 관측기의 블록 다이어그램  
Fig. 2 Block diagram of the binary observer with the integral switching plane.

#### 가. $K_1$ 의 설정

영역  $G_\delta$ 내에 들어온  $\sigma(t)$ 가 영역을 벗어나지 않고 계속  $G_\delta$  영역 내에서 머물러 있을 조건은 이득  $k_\alpha$ 를 적절하게 선택함으로써 확보되어야 할 수 있다. 먼저  $\sigma > 0$ 인 경우를 고려한다.

먼저,  $\sigma_\alpha > 0$ 이라 가정하고, 식(9)를 만족하도록 이득  $k_\alpha$ 을 선택하는 경우,

$$\sigma_\alpha \cdot \dot{\sigma}_\alpha = \sigma_\alpha \left\{ -c_\alpha \left[ -\frac{R}{L_d} e_\alpha - \left( \frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega} \hat{i}_\beta - \omega i_\beta) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) + k_\alpha \nu_\alpha \right] - e_\alpha \right\} < 0 \quad (10)$$

식(10)으로부터, 이득  $k_\alpha$ 는 식(11)과 같으며,

$$k_\alpha > \frac{1}{(1-h)\delta} \left\{ \left( -\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left( \frac{L_d - L_q}{L_d} (\hat{\omega} \hat{i}_\beta - \omega i_\beta) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right) \right\} \quad (11)$$

$\sigma_\alpha < 0$ 인 경우, 식(12)의 결과를 얻는다.

$$k_\alpha > -\frac{1}{(1-h)\delta} \left[ \left( -\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left( \frac{L_d - L_q}{L_d} \right) (\hat{\omega}i_\beta - \omega i_\beta) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right] \quad (12)$$

식(11), (12)로부터, 식(13)을 얻을 수 있으며,

$$k_\alpha > \frac{1}{(1-h)\delta} \sup_{t \geq 0} \left[ \left( -\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left( \frac{L_d - L_q}{L_d} \right) (\hat{\omega}i_\beta - \omega i_\beta) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right] \quad (13)$$

같은 방법으로,  $\sigma_\beta$ 에 대하여 식(14)가 얻어진다.

$$k_\beta > \frac{1}{(1-h)\delta} \sup_{t \geq 0} \left[ \left( -\frac{R}{L_q} + \frac{1}{c_\beta} \right) \delta - \left( \frac{L_d - L_q}{L_q} \right) (\hat{\omega}i_\alpha - \omega i_\alpha) + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) \right] \quad (14)$$

식(13), (14)로부터, 식(15)와 같이  $k_1$ 의 영역을 산출 가능하다.

$$K_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \max \left[ \sup_{t \geq 0} \left[ \left( -\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha} \right) \delta - \left( \frac{L_d - L_q}{L_d} \right) (\hat{\omega}i_\beta - \omega i_\beta) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) \right], \sup_{t \geq 0} \left[ \left( -\frac{R}{L_q} + \frac{1}{c_\beta} \right) \delta - \left( \frac{L_d - L_q}{L_q} \right) (\hat{\omega}i_\alpha - \omega i_\alpha) + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) \right] \right] \quad (15)$$

#### 나. $\alpha$ 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(6)을 시간에 대해 정리하면

$$t_2 - t_1 < \frac{1}{\alpha} \ln \frac{4}{2h-1} \quad (16)$$

여기서,  $t > t_0$   $t_1$ 은  $\lambda = 1/2$ 일 때의 시간

$t_2$ 는  $\lambda = 1$ 일 때의 시간

단,  $1/2 < h < 1$

$\sigma > 0$ 인 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,

$$\lambda(t_2) \leq \frac{1}{2} + \frac{1}{c\delta} \overline{K}_0 (t_2 - t_1) \quad (17)$$

여기서,

$$\overline{K}_0 > \max_{t \geq 0} \left[ -c_\alpha \left[ \left( -\frac{R}{L_d} \right) \delta - \left( \frac{L_d - L_q}{L_d} \right) (\hat{\omega}i_\beta - \omega i_\beta) + \frac{K_E}{L_d} (\hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta) + k_1 \nu_\alpha \right] - e_\alpha \right], \sup_{t \geq 0} \left[ -c_\alpha \left[ \left( -\frac{R}{L_q} \right) \delta - \left( \frac{L_d - L_q}{L_q} \right) (\hat{\omega}i_\alpha - \omega i_\alpha) + \frac{K_E}{L_q} (-\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta) + k_1 \nu_\beta \right] - e_\beta \right]$$

관측기의 보조루프 조정기 이득  $\alpha$ 가 식(16)과 같은 부등식을 만족한다고 가정한다.

$$\alpha \geq \frac{2\overline{K}_0}{c\delta} \ln \frac{4}{2h-1} \quad (18)$$

식(16)을 이용하여 식(17)을 정리하고, 여기에 식(18)을 대입하면 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$\lambda(t_2) < 1 \quad (19)$$

$\lambda$ 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  $\alpha$ 가 식(18)을 만족하도록 설정되면  $|\mu(t_2)| \geq 1-h$ 의 관계가 항상 성립하게 된다.  $\sigma < 0$ 의 경우에 대해서도, 식(18)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

#### 2.4 속도 추정식의 설정

적용 적분 바이너리 관측기는 기계적 제정수가 포함된 운동방정식을 이용하지 않으므로 전동기 회전자의 속도 및 위치 정보를 얻기 위하여, 속도와 위치에 대한 추정식이 필요하다. 본 논문에서는 전동기의 회전자 속도를 추정하고 안정도를 판별하기 위하여 리아푸노프(Lyapunov)함수를 이용한다 [11].

리아푸노프 함수를 식(20)과 같이 설정하고,

$$V = \frac{1}{2} e_s^T e_s + \frac{(\hat{\omega}_r - \omega_r)^2}{2} \quad (20)$$

한 추정주기 내에서 전동기의 속도가 일정하다고 가정하여, 식(20)를 미분하면, 식(21)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\dot{V} = e_s^T \dot{e}_s + (\hat{\omega}_r - \omega_r) \hat{\omega}_r \quad (21)$$

회전자 속도 추정과 안정도 판별을 위하여, 식(8)을 식(21)에 대입하면 리아푸노프 함수의 미분값은 다음과 같이

쓸 수 있다.

$$\dot{V} = e_s^T [A(\hat{i}_s - i_s) + (\hat{B}i_s - Bi_s) + L_1(\hat{E}_s - E_s) - K_1\nu_s] + \Delta\omega\dot{\omega} \quad (22)$$

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

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(22)로부터 다음과 같이 두 개의 식으로 분리한다.

$$e^T [(\hat{B} - B)\hat{i}_s + L_1(\hat{E}_s - E_s)] + \Delta\omega\dot{\omega} = 0 \quad (23)$$

$$e^T [A(\hat{i}_s - i_s) + B(\hat{i}_s - i_s) - K_1\nu_s] < 0 \quad (24)$$

회전자의 추정속도를 도출하기 위하여 식(23)이 0이 되도록 설정하고, 안정도 판별을 위하여 식(24)의 부등식을 만족하도록 하면, 식(20)의 리아푸노프 함수는 안정하게 된다.

식(24)의 부등식으로부터  $K_1$ 의 범위는 식(25)와 같으며,  $K_1$ 은 식(25)와 식(15)를 모두 만족하도록 설정되어야 하므로 식(26)의 조건을 만족해야 한다.

$$K_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \max \left[ \left| -\frac{R}{L_d}\delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d}\right)(\hat{\omega}\hat{i}_\beta - \omega i_\beta) \right|, \left| -\frac{R}{L_q}\delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_q}\right)(\hat{\omega}\hat{i}_\alpha - \omega i_\alpha) \right| \right] \quad (25)$$

$$K_1 > \frac{1}{(1-h)\delta} \max \left[ \sup_{t \geq 0} \left| \left(-\frac{R}{L_d} + \frac{1}{c_\alpha}\right)\delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_d}\right)(\hat{\omega}\hat{i}_\beta - \omega i_\beta) + \frac{K_E}{L_d}(\hat{\omega}\sin\hat{\theta} - \omega\sin\theta) \right|, \right.$$

$$\left. \sup_{t \geq 0} \left| \left(-\frac{R}{L_q} + \frac{1}{c_\beta}\right)\delta - \left(\frac{L_d - L_q}{L_q}\right)(\hat{\omega}\hat{i}_\alpha - \omega i_\alpha) + \frac{K_E}{L_q}(-\hat{\omega}\cos\hat{\theta} + \omega\cos\theta) \right| \right] \quad (26)$$

식(23)을 정리하면 다음과 같이 쓸 수 있으며, 전동기의 속도는 역기전력, 전류 및  $L_d$ 와  $L_q$ 의 차에 대한 정보와 관련이 있음을 알 수 있다.

$$e^T \cdot \begin{bmatrix} K_E \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \left( \hat{\omega} \begin{bmatrix} \sin\hat{\theta} \\ -\cos\hat{\theta} \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} \sin\theta \\ -\cos\theta \end{bmatrix} \right) \\ -(\hat{\omega} - \omega)(L_d - L_q) \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \hat{i}_s \end{bmatrix} + (\hat{\omega} - \omega)\dot{\omega} = 0 \quad (27)$$

식(27)에서  $\theta \cong \hat{\theta}$ 라 근사하여 정리하면, 다음과 같이 회전자의 속도 추정식으로 나타낼 수 있다.

$$\dot{\omega} = -K_E \left( \frac{1}{L_d} e_\alpha \cdot \sin\hat{\theta} - \frac{1}{L_q} e_\beta \cdot \cos\hat{\theta} \right) + \left[ \frac{(L_d - L_q)}{L_d} e_\alpha \hat{i}_\beta + \frac{(L_d - L_q)}{L_q} e_\beta \hat{i}_\alpha \right] \quad (28)$$

### 2.5 시스템의 구성

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어를 위해 전원부, IPMSM, 인버터부, 부하로 사용된 다이내모미터, 그리고 제어를 다음의 그림 4와 같이 구성하였다.

실험에 사용된 매입형 영구자석 동기전동기의 사양은 다음의 표 1과 같다. IPMSM에 전력을 공급하는 인버터의 직류 전원은 3상 전압을 모듈화 시킨 3상 다이오드 정류기로 정류하여 얻고 있으며, 인버터의 DC링크단의 평활용으로 450[V], 4700[μF] 용량의 전해 콘덴서를 부착하여 인버터의 전압으로 사용하였다. 인버터의 스위칭 소자는 IGBT(MG75J2YS50) 모듈을 사용하였으며 일반적인 3상 풀브릿지 형태를 취하는 전력 회로로 구성하였다.

전동기의 부하로는 다이내모미터를 사용하였으며 최대 부하는 50[N·m]를 가지며 전동기의 축과 부하의 축은 커플러를 통하여 연결하였다. 또한, 전동기를 구동하기 위한 전압형 인버터의 전압 변조법으로 공간 벡터 변조법(SVPWM)을 사용하였고, 공간 전압벡터 변조법을 구현하기 위하여 전용 프로세서인 Analog Devices사의 ADMC201을 사용하였다.

마이크로프로세서는 DSP에서 계산된 기준전압벡터의 시간은 샘플링 시간인 200[μs]마다 ADMC201에 입력되며, ADMC201은 IGBT 구동을 위한 게이트 구동 신호를 발생한다. 게이트 구동회로 및 보호회로는 40kHz까지 구동 가능한 게이트 드라이버(EXB841)를 사용하였다.

전류제어기의 전류제어를 위하여 전동기에 흐르는 3상 실제전류는 검출이 요구된다. 이를 위하여 a상 및 b상에 전류센서(Current Transducer, CT)를 설치하였다. 나머지 c상은 계산에 의하여 얻어진다. CT는 전류형으로 25A급을 사용하였다. 검출된 전류는 A/D변환기(16비트 DSP102)를 거쳐 DSP에 입력된다.

표 1 매입형 영구자석 동기 전동기의 규격

Table 1 Specification of IPMSM.

정격용량	2.5[kW]	고정자 저항	0.22[Ω]
정격토크	11.9[N·m]	정격속도	2000[rpm]
극수	8극	역기전력상수	0.4965[V/rpm]
d축 인덕턴스	0.00131[H]	q축 인덕턴스	0.00161[H]

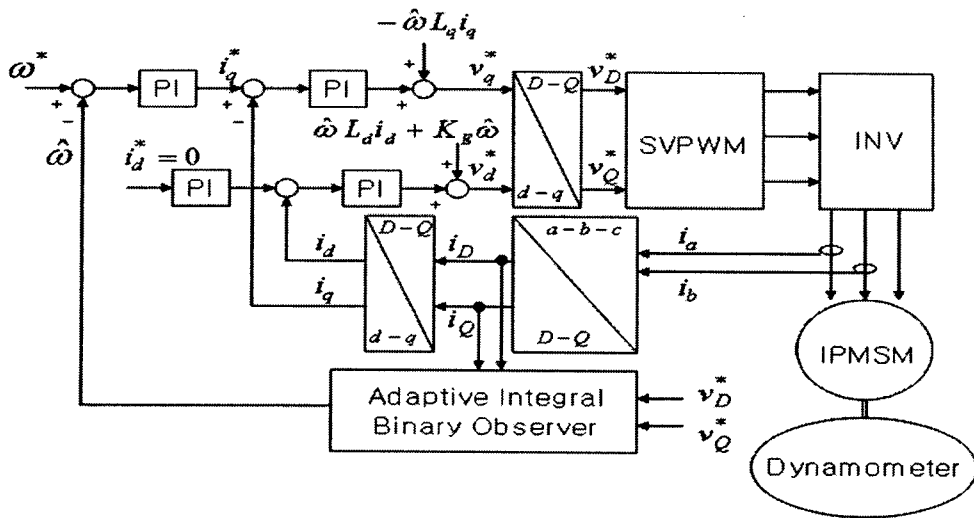


그림 3 적응 적분바이너리 관측기를 이용한 센서리스 알고리즘의 전체 블록도  
 Fig. 3 Overall block diagram of the sensorless algorithm using the proposed adaptive integral binary observer.

DC링크단의 전압 검출을 위해 저항을 분압하여 입력전압을 10V로 제한하여 사용하였다. V/F컨버터(AD625)는 4MHz의 변환주파수를 갖고, 12bit 카운터로 계수하여 DSP에서 200[μs]의 샘플링 시간마다 DC링크단의 전압을 측정하도록 사용하였다. V/F 컨버터의 출력은 펄스열로 나타나므로 제어기와 연결을 위하여 하나의 포트커플러(TPL552)를 사용하였다. 하드웨어를 간략화하기 위하여 인버터를 제외한 대부분의 알고리즘은 소프트웨어로 구성되었으며 소프트웨어는 고속, 고정도의 연산을 수행하기 위하여 마이크로프로세서인 DSP를 사용하였다. 본 논문에서 사용된 DSP소자는 고속, 고정도 연산이 가능하며 부동소수점 처리가 가능한 TI(Texas Instrument)사의 32비트 DSP(Digital Signal Processor)인 TMS320C31 제어기를 사용하였다. 1 사이클(single cycle) 명령의 처리 속도는 50[ns]이고 20 MIPS(Million Instruction per Second)의 처리 속도를 가진다.

전동기의 회전속도 관측을 위해 전동기에 부착되어진 5000ppr(pulse per round)의 정도를 갖는 인크리멘탈형 엔코더를 사용하였다. 엔코더 펄스는 HCPL202에 A상과 B상이 입력되고, 이들 신호는 4배 되고, 카운터 된 후, 상위 8비트씩 DSP의 디지털 I/O 포트(82C55)를 통하여 레치(latch)된다. 엔코더에서 구한 전동기의 회전속도는 추정속도와 비교를 위한 실제속도로 제공되었다. 제안된 알고리즘의 성능 및 상태량은 DSP를 통해 D/A 변환기(16비트 DSP202)에 입력되며, 이들 값은 오실로스코프의 파형으로 볼 수 있다.

2.6 실험결과

본 논문에서는 제안된 알고리즘의 타당성을 증명하기 위하여, 다음의 실험을 수행 하였다.

그림 5와 그림 6은 무부하시 실험결과로서 실험에 사용된 IPMSM의 정격속도인 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 정역운전시 실제속도, 추정속도, 실제위치와 추정위치를 나타내었다. 정의 정격속도에서 부의 정격속도로 속도가 급격히 변화하는 구간에서, 속도가 급격히 변화함과 전동기의 관성으로 인한 지령속도와 실제속도의 오차가 20% 정도 발생하나 약 1.3[sec] 후 정상상태에 도달하는 것을 보여주고, 지령속도와 실제속도의 차이가 발생하지만 추정속도가 실제속도를 잘 추정하고 있음을 보인다. 그림 6은 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 지령속도의 변화시 실제위치와 추정위치를 보여준다. 정의 정격속도에서 부의 정격속도로 급격히 변화시에도 실제위치와 추정위치가 오차 없이 일치함을 보여준다.

그림 7은 2000[rpm]에서 무부하 및 부하 변화시의 실제속도와 추정속도를 나타낸다. 정상상태에 도달한 후 8~13[sec]에서 70%의 스텝부하를 인가했을 때 부하로 인해 속도가 급변하지만, 실제속도와 추정속도가 거의 오차 없이 정상상태에 도달하는 것을 보여 준다. 그림 8은 70% 부하 인가시에 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 지령속도를

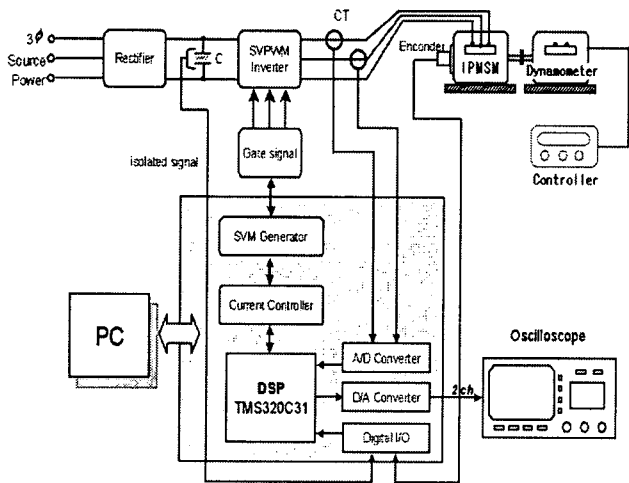


그림 4 매입형 영구자석 동기전동기 전체구동 시스템  
 Fig. 4 Overall IPMSM drive system

변화시 선전류와 추정속도를 나타내었다. 선전류는 D/A 변환기에 출력한 후 10배하여 나타내었다. 부하 인가시 정의 정격속도에서 부의 정격속도로 지령속도를 변경하여도 추정속도가 지령속도를 잘 추정하고 있음을 나타낸다. 즉, 정격속도에서도 속도 변화와 부하 변화에 강인함을 알 수 있다.

그림 9는 무부하 시동시 1000[rpm]에서 실제속도와 추정속도를 나타내었다. 실제속도와 추정속도가 오버슈트 없이 정상상태에 도달하는 것을 보여주고, 그림 10은 2000[rpm]에서의 PI 게인(gain)을 변화 시킨 후 1000[rpm]에서 -1000[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우의 정·역 운전시 실제속도와 추정속도를 나타내었다. 정 방향 회전에서 역방향 회전으로 변화시 실제속도와 추정속도는 지령속도와와의 오차 없이 짧은 과도상태 이후 실제속도와 추정속도가 정상상태에 도달하고, 정상상태 도달 후 오차가 0.1%미만으로 지령속도를 잘 추정하고 있음을 보여 준다.

그림 11은 1000[rpm]에서 -1000[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우 실제위치와 추정위치를 나타낸다. 정의 속도에서 부의 속도로 변화하는 순간 약간의 오차를 보이지만 1~2[rpm] 후에 실제위치와 추정위치의 오차가 거의 없음을 보여준다. 그림 12는 1000[rpm]에서 시동 후 정상상태에 도달한 후 5[sec]~11[sec]에서 100%의 스텝부하를 인가했을 때 실제속도와 추정속도를 보여준다. 100% 스텝부하를 인가했을 때 부하가 급변하는 지점에서는 속도는 증가하고 추정속도의 오차가 증가하지만 곧 속도제어기의 동작으로 부하인가 1[sec] 후에 정상상태에 도달하여 지령속도를 잘 추정하고 있음을 알 수 있다. 즉, 속도 및 부하의 변화에 대해 강인함을 알 수 있다.

그림 13은 1000[rpm]에서 100% 부하 인가시 권선에 흐르는 전류를 검출한 파형과 이때 선간에 입력되는 전압을 나타내었다. 안정적인 정현파 형태의 전류파형은 추정위치가 실제위치를 매우 잘 추정한 결과이다.

실험에 사용된 IPMSM의 경우 고정자 권선의  $L_d$ ,  $L_q$  인덕턴스는 각각 1.31[mH], 1.61[mH]의 작은 값이므로 권선에 흐르는 전류는 입력전압에 빠르게 응답하며, 이로 인해 스위칭 주파수에 해당하는 고주파 성분이 권선의 전류에 포함되어진 것을 알 수 있다.

그림 14와 그림 15는 전동기 시동시 오차에 대한 실험으로써 그림 14는 1000[rpm]에서 d축과 실제 전기각의 위치가 20° 차이일 때 시동시 실제위치와 추정위치를 나타낸다. 시동시 d축과 전기각이 20°의 오차를 가지고 운전되지만 1[rpm] 후 실제위치와 추정위치가 일치함을 보여준다. 그림 15는 1000[rpm]에서 d축과 실제 전기각의 위치가 60° 차이일 때 시동시 실제위치와 추정위치를 나타낸다. 시동시 d축과 전기각이 60°의 오차를 가지고 운전되지만 1[rpm] 후 실제위치와 추정위치가 일치함을 보여준다. 즉, 시동시의 오차에도 강인함을 알 수 있다.

그림 16~18은 저속 영역에서 IPMSM의 특성을 보여준다. 그림 16은 50[rpm]에서 무부하시 실제속도와 추정속도를 보여주고, 그림 17은 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우 실제속도와 추정속도를 보여준다. 그림 18은 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우 실제위치와 추정위치를 보여준다. 실제속도를 계

측하기 위해 사용한 incremental encoder는 1회전당 5000개의 펄스를 출력하는 두 신호가 90° 위상차로 출력 되어진다. 카운터로 사용된 HCTL2020 소자는 이를 4채배. 하므로 1회전당 20000개의 펄스를 카운트 한다. 50[rpm]으로 운전할 경우, 한 샘플주기인 160[μsec]동안 약 1개의 펄스가 증가되어야 하며, 실험시 약간의 속도변동에 의해 한 샘플주기 동안 0~3개의 펄스만이 증가함으로, 그림 19와 그림 20에서 보여진 실제속도에 대한 파형의 정밀도가 낮게 나타난다. 그림 16~18로부터 저속에서도 속도 및 위치를 매우 잘 추정하며, 속도가 급변하는 정·역운전시에도 양호한 추정 성능을 보임을 알 수 있다.

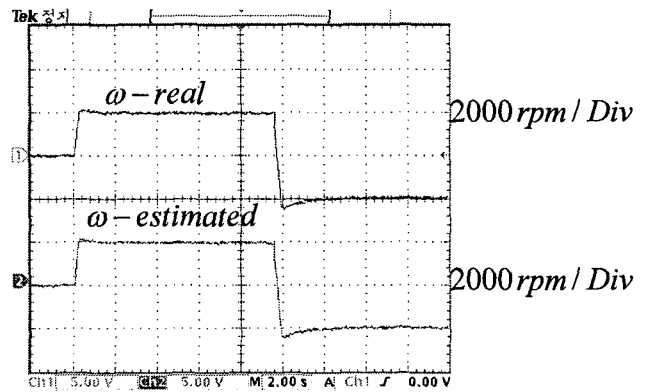


그림 5 무부하시 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상)와 추정속도(하)  
 Fig. 5 Real(upper) and estimated speed(lower) when the speed was reversed from 2000[rpm] to -2000[rpm] with no load

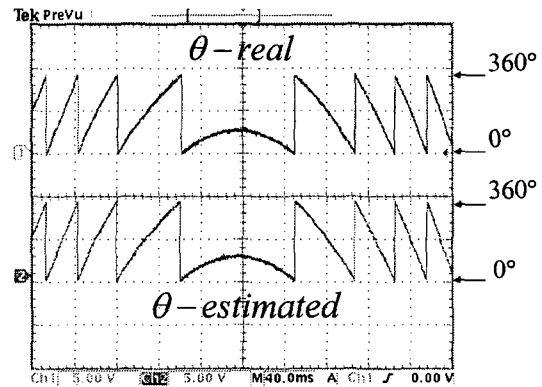


그림 6 무부하시 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)  
 Fig. 6 Real(upper) and estimated position(lower) when the speed was reversed from 2000[rpm] to -2000[rpm] with no load.

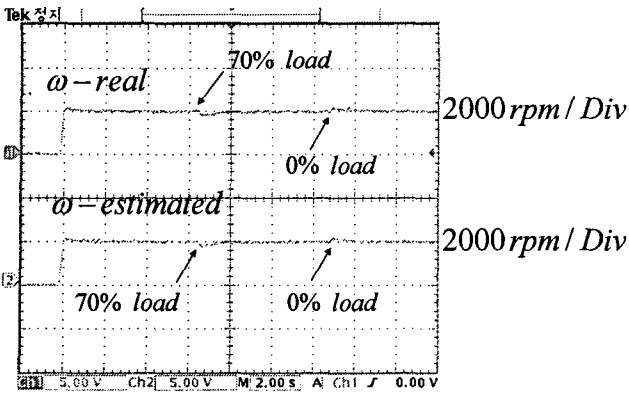


그림 7 부하 변화시 2000[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)  
 Fig. 7 Real(upper) and estimated speed(lower) at 2000[rpm] when the load is changed from 0% to 70% and return 0%.

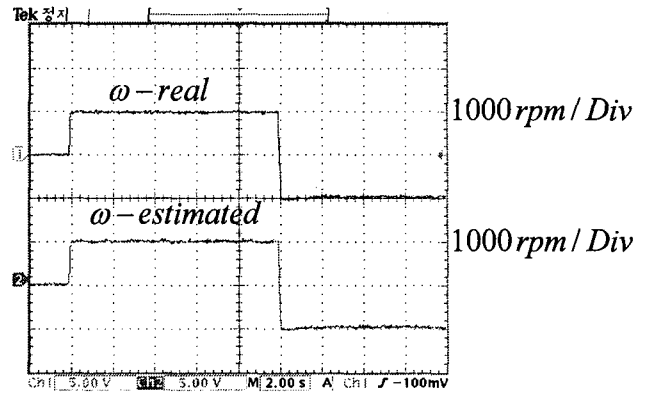


그림 10 무부하시 1000[rpm]에서 -1000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상)와 추정속도(하)  
 Fig. 10 Real(upper) and estimated speed(lower) when the speed was reversed from 1000[rpm] to -1000[rpm] with no load.

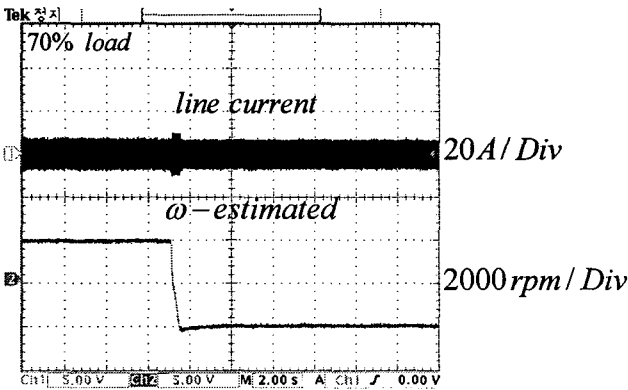


그림 8 부하 인가시 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 선전류(상)와 추정속도(하)  
 Fig. 8 Line current(upper) and estimated speed(lower) when the speed was reversed from 2000[rpm] to -2000[rpm] with 70% load.

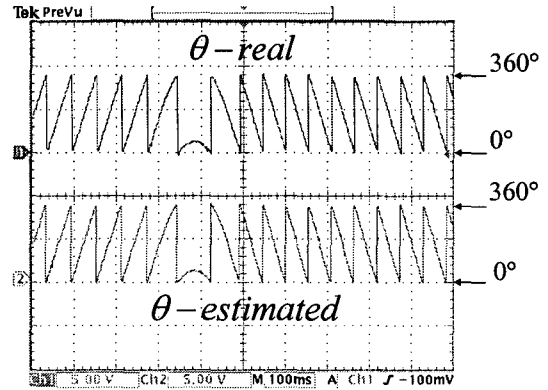


그림 11 무부하시 1000[rpm]에서 -1000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)  
 Fig. 11 Real(upper) and estimated position(lower) when the speed was reversed from 1000[rpm] to -1000[rpm] with no load.

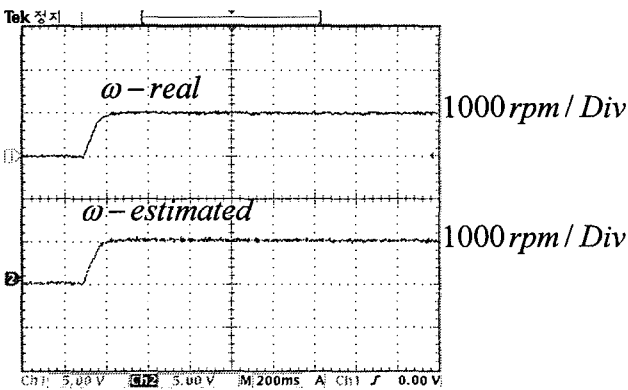


그림 9 무부하 시동시 1000[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)  
 Fig. 9 Real(upper) and estimated speed(lower) when the IPMSM is driven at 1000[rpm] with no load.

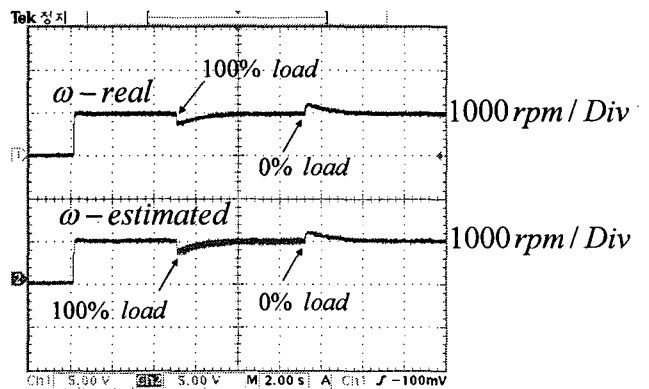


그림 12 부하 변화시 1000[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)  
 Fig. 12 Real(upper) and estimated speed(lower) at 1000[rpm] when the load is changed from 0% to 100% and return 0%.



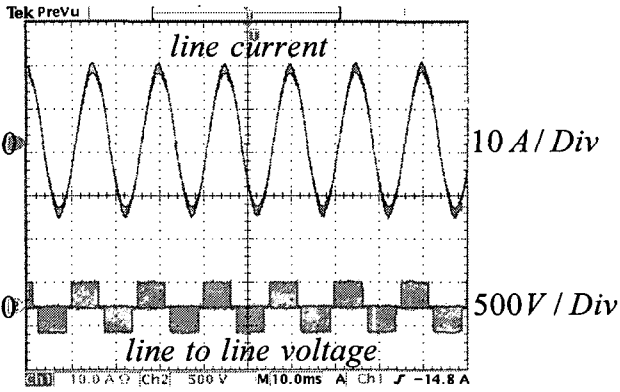


그림 13 부하 인가시 1000[rpm]에서 선 전류(상) 및 선간전압(하)  
 Fig. 13 Line current(upper) and line to line voltage(lower) when the IPMSM is driven at 1000[rpm] with 100% load.

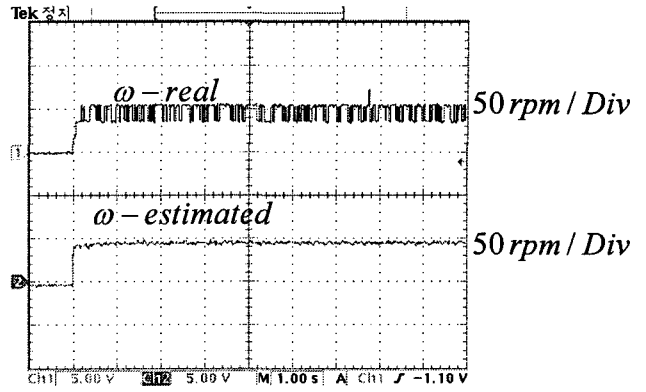


그림 16 무부하시 50[rpm]에서 실제속도(상)와 추정속도(하)  
 Fig. 16 Real(upper) and estimated speed(lower) when IPMSM is driven at 50[rpm] with no load.

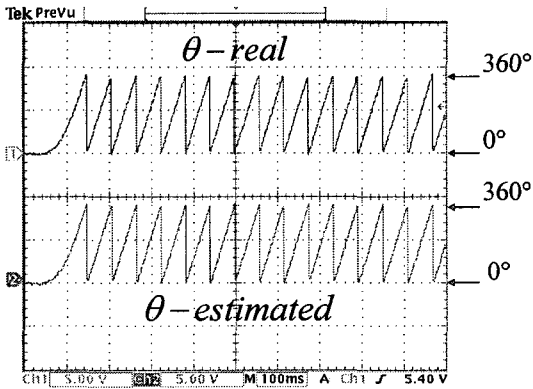


그림 14 1000[rpm]에서 d축과 전기각이 20° 차일 때 시동시 실제위치(상) 및 추정위치(하)  
 Fig. 14 Real(upper) and estimated(lower) position when the IPMSM driven at 1000[rpm] with d-axis and electric angle difference as 20°

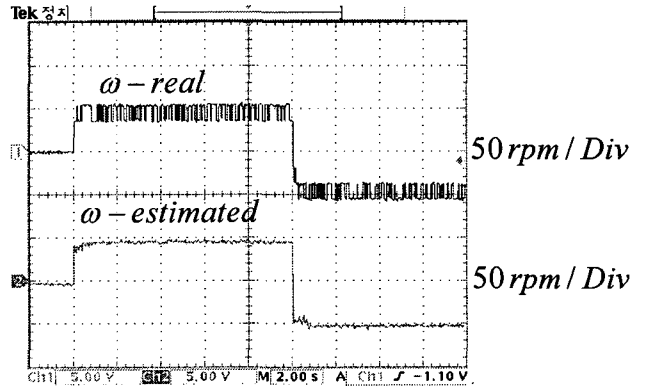


그림 17 무부하시 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상)와 추정속도(하)  
 Fig. 17 Real(upper) and estimated speed(lower) when the speed was reversed from 50[rpm] to -50[rpm] with no load.

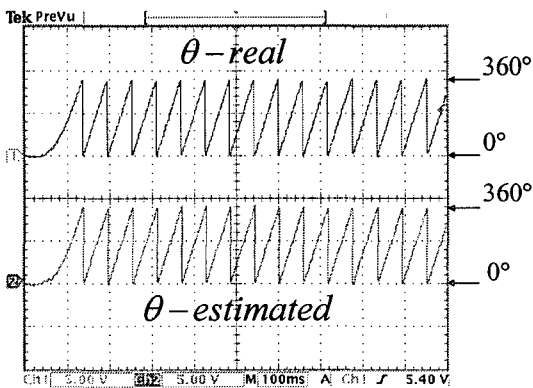


그림 15 1000[rpm]에서 d축과 전기각이 60° 차일 때 시동시 실제위치(상) 및 추정위치(하)  
 Fig. 15 Real(upper) and estimated(lower) position when the IPMSM driven at 1000[rpm] with d-axis and electric angle difference as 60°

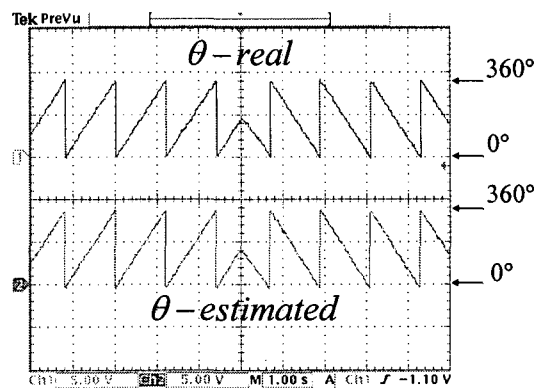


그림 18 무부하시 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)  
 Fig. 18 Real(upper) and estimated position(lower) when the speed was reversed from 50[rpm] to -50[rpm] with no load.

### 3. 결 론

본 논문에서는 적응 적분바이너리 관측기를 제안하고 이를 매입형 영구자석 동기전동기의 속도 및 위치 센서 없는 제어에 대해 적용하였으며, 알고리즘의 성능과 타당성을 실험을 통하여 확인 하였다. 제안한 관측기 시스템은 정상상태 뿐만 아니라 속도가 급변하는 과도상태에서도 전동기의 속도 및 회전자의 위치를 잘 추정 할 수 있음을 확인 하였다. 또한, 고속운전 뿐만 아니라 저속, 가변속 운전에서 이르기까지 넓은 영역의 운전특성과 부하 인가시와 초기오차를 가지고 시동시에도 강인함을 확인하였다. 그리고 전동기의 기계적 제 정수를 사용하지 않고 속도를 추정하기 때문에 운동 방정식을 이용하기 위한 파라미터들을 계측해야 하는 어려움을 해결할 수 있으며, 속도 및 위치 센서리스 제어가 가능하다.

#### 감사의 글

이 논문은 인하대학교의 지원에 의해 연구되었음.

#### 참 고 문 헌

[1] 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.

[2] K. R. Shouse and D. G. Taylor, "Sensorless velocity control of permanent magnet synchronous motors", IEEE Tran. on vol.6, no.3, pp.313-324. 1998.

[3] T. S. Low, T. H. Lee, K. T. Chang, "A Nonlinear Speed Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor", IEEE Trans. on I.E., vol.40, no.3, pp.307-316, 1993.

[4] 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.

[5] R. B. Sepe, J. H. Lang, "Real-time observer-based(Adaptive) control of a permanent magnet synchronous motor without mechanical sensor", IEEE Trans. Ind. Appl., vol.28, no.6, pp.1345-1352, 1992.

[6] 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.

[7] M. Schroedl, "An Improved Position Estimator for Sensorless Controlled Permanent Magnet Synchronous Motors," EPE Conf. Rec., pp.418-423, 1991.

[8] Y. C. Kim et al, "A Position Sensorless Control for Brushless DC Motor using Binary Observer", ICPE Conf. Rec, pp.546-551, 1995.

[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.

[11] J-J E. Slotine, W. Li, "Applied Nonlinear Control," from Prentice-Hall, 1991.

#### 저 자 소 개



#### 강 형 석 (姜 炯 錫)

1977년 7월 1일생. 2003년 동양대 전자공학과 졸업. 2005년 2월 인하대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.  
전화 : 032-860-7397  
팩스 : 032-863-5822  
E-mail : skyoo7plus@bcline.com



#### 김 영 석 (金 榮 石)

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