

적응 슬라이딩 관측기를 이용한 매입형 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어

論 文
55B-5-5

Sensorless Speed Control of IPMSM using an Adaptive Sliding mode Observer

姜 炯 錫* · 金 元 錫** · 金 榮 石†
(Hyung-Seok Kang · Won-Seok Kim · Young-Seok Kim)

Abstract -In this paper, a new speed sensorless control based on an adaptive sliding mode observer is proposed for the interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) drives. With using voltage equation only, the adaptive sliding mode observer was investigated. 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 during normal operation, there are many restrictions in the actual implementation. The proposed adaptive sliding mode observer applied to overcome the problem caused by using the dynamic equation. Furthermore, the Lyapunov function is used to prove the system stability included speed estimate and speed control. The effectiveness of the proposed algorithm is confirmed by the experiments.

Key Words : IPMSM, Sensorless Control, Adaptive Sliding Mode

1. 서 론

최근, 에너지 절약효과를 보다 높이고 장치의 소형·경량화를 위해 영구자석 동기전동기(PMSM)가 많이 사용되고 있다. 이러한 영구자석 동기전동기는 회전자를 구성하는 영구자석의 형태와 특성이 전동기의 성능을 좌우하는 중요한 요소가 된다. 이로 인해 영구자석 동기전동기는 회전자의 설계에 따라 몇 가지의 형태로 구분하게 되고, 영구자석을 회전자의 표면에 부착하는 경우와 회전자 내부에 삽입하는 경우에 따라 SPMSM(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)와 IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)으로 나뉜다[1]. 특히, SPMSM은 전동기의 전류를 정확한 정현파 형태로 인가해 주면 맥동토크가 없는 이상적인 토크를 발생시킬 수 있는 장점을 지니고 있으며, 이로 인해 SPMSM은 지금까지 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 SPMSM과 달리 전자기 토크 성분 외에도 전동기의 돌극성으로 인한 릴럭턴스 차이에 의한 토크가 존재한다. 이로 인해 작은 체적의 회전자로 큰 토크를 발생시킬 수 있으며, 구조가 견고하고,

작은 유효공극으로 전기자 반작용이 강하므로 일정 토크 영역에서의 운전뿐만 아니라 일정 출력 영역에서 고속운전도 가능하다. 이러한 우수한 전기 및 기계적인 특성 때문에 양호한 동 특성 및 고 효율을 가진 IPMSM은 로봇, 기기 틀 및 위치추정 장치, 전기자동차 등 서보 적용에 호응을 받고 있다. 또한, IPMSM은 역기전력의 파형이 정현파이며 토크 리플이 매우 적다[2]-[4].

그러나 IPMSM은 회전자에 부착되어진 영구자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 원활한 토크 제어를 위해서는 회전자의 정확한 위치 정보를 갖고 전류 제어를 해야만 한다. 회전자 위치는 정밀하고 연속적인 시스템의 제어 알고리즘에 필요하다. 정확한 위치정보를 얻기 위해서는 회전자에 절대 엔코더나 레졸버 등의 전자식 위치검출기를 부착하여야 한다. 이러한 위치검출기는 회전하는 위치를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나 그 가격이 매우 고가이기 때문에 전체 시스템의 가격을 크게 상승시킬 뿐만 아니라 별도의 소프트웨어와 복잡한 하드웨어가 제어기에 구성되어야 하는 단점을 가진다. 또한 진동 및 습도의 영향과 같은 주위환경에 대한 제약이 많이 받는다. 외에도 위치검출기를 전동기 측에 부착함으로써 인한 전동기 크기의 증대 및 가공성 저하의 문제가 발생하는 단점이 있다. 따라서 IPMSM의 속도 및 위치 센서리스 제어에 대한 연구가 활발히 진행되고 있고, 속도와 위치 관측기에 대한 다양한 개념이 제시되었다[5]-[7].

일반적으로 회전자 기준 측에서 구한 모델을 기초한 상태 관측기는 전동기의 전기 및 기계적인 상태를 추정하는데 사용한다. 그러나 회전자 속도가 일정하지 않을 경우 전기적인 모델은 비선형이 된다. 이 경우 관측기의 이득을 최적으로 선정하여도 동작조건이 변화하면 관측기의 적절한 이득을 결정하기 어렵다. 따라서 전동기 모델을 선형화하고 전기적 방

† 교신저자, 正會員 : 仁荷大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
E-mail : youngsk@inha.ac.kr

* 正會員 : 仁荷大 工大 電氣工學科 博士課程

** 學生會員 : 仁荷大 工大 電氣工學科 碩士課程

接受日字 : 2006年 3月 20日

最終完了 : 2006年 4月 18日

정식에서 비선형 항을 제거할 수 있는 방법이 필요하다[8]-[9].

본 논문에서는 적용 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 IPMSM의 새로운 센서리스 제어를 제안한다. 제안된 관측기는 슬라이딩 모드를 적용하였기 때문에 관측기의 강인성 및 설계의 용이함을 얻을 수 있다. IPMSM의 고정자 전압방정식으로부터 적용 슬라이딩 모드 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 수행 한다. 제안된 알고리즘의 타당성과 강인함은 실제 구동을 통하여 증명하였다.

2. 본 론

2.1 IPMSM의 상태 방정식

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

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

$$\frac{di_s}{dt} = A i_s + \mathbb{L}_1 v_s + \mathbb{L}_1 E_s + B i_s \quad (2)$$

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

$v_s = [v_\alpha \ v_\beta]^T$: D축과 Q축 입력전압

$E_s = [E_\alpha \ E_\beta]$: 유도전압

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

$A = -R \mathbb{L}_1$

$B = -\omega(L_d - L_q) \cdot \mathbb{L}_2$

R : 고정자 저항

L_d : d축 인덕턴스

L_q : q축 인덕턴스

K_E : 역기전력 상수

ω : 전동기의 속도

θ : 전동기의 위치

$$\mathbb{L}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbb{L}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

매입형 영구자석 동기전동기에서 발생하는 기계적인 토크 T_M 는 다음과 같이 서로 직교하는 전기자권선 쇄교자속과 전기자 전류의 곱과 L_d 와 L_q 의 차에 대한 항으로 표현된다.

$$T_M = \frac{p}{2} \Phi_F i_q = K_t i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \quad (3)$$

여기서, K_t : 토크상수, p : 극수

이때의 기계적인 출력방정식은 다음과 같다.

$$J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + D \frac{d\theta}{dt} = T_M - T_l \quad (4)$$

여기서, J : 관성모멘트, D : 점성마찰계수, T_l : 부하토크

식 (1)과 (4)를 이용하여 고정자 좌표계에서 매입형 영구자석 동기전동기의 상태방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} i_\alpha - \frac{\omega(L_d - L_q)}{L_d} i_\beta + \frac{K_E}{L_d} \omega \sin\theta + \frac{1}{L_d} v_\alpha \\ -\frac{R}{L_q} i_\beta - \frac{\omega(L_d - L_q)}{L_q} i_\alpha - \frac{K_E}{L_q} \omega \cos\theta + \frac{1}{L_q} v_\beta \\ -\frac{D}{J} \omega + \frac{K_t}{J} (-i_\alpha \sin\theta + i_\beta \cos\theta) + \frac{(L_d - L_q)}{J} i_\alpha i_\beta - \frac{T_l}{J} \\ \omega \end{bmatrix} \quad (5)$$

2.2 슬라이딩 모드 관측기[10]

식 (5)로부터 슬라이딩 모드 관측기를 구성하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \\ \hat{\omega} \\ \hat{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} \hat{i}_\alpha - \frac{\hat{\omega}(L_d - L_q)}{L_d} \hat{i}_\beta + \frac{K_E}{L_d} \hat{\omega} \sin\hat{\theta} + \frac{1}{L_d} v_\alpha \\ -\frac{R}{L_q} \hat{i}_\beta - \frac{\hat{\omega}(L_d - L_q)}{L_q} \hat{i}_\alpha - \frac{K_E}{L_q} \hat{\omega} \cos\hat{\theta} + \frac{1}{L_q} v_\beta \\ -\frac{D}{J} \hat{\omega} + \frac{K_t}{J} (-\hat{i}_\alpha \sin\hat{\theta} + \hat{i}_\beta \cos\hat{\theta}) + \frac{(L_d - L_q)}{J} \hat{i}_\alpha \hat{i}_\beta - \frac{T_l}{J} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서, $K_1 = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix}$, $K_2 = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \\ k_3 & k_4 \end{bmatrix}$, $I_1 = [sgn(s_1), sgn(s_2)]$

$S = [s_1, s_2] = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha, \hat{i}_\beta - i_\beta]$: 슬라이딩 면

식 (6)에서 식 (5)를 빼면 오차방정식을 얻을 수 있고, 선형화된 오차방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\text{여기서, } E_1 = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix}, \quad E_2 = \begin{bmatrix} \hat{\omega} - \omega \\ \hat{\theta} - \theta \end{bmatrix}$$

$$F_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & -\frac{(L_d - L_q)}{L_d} \omega \\ -\frac{(L_d - L_q)}{L_q} \omega & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix},$$

$$F_{12} = \begin{bmatrix} \frac{K_E}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{K_E}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sin\theta & \omega \cos\theta \\ -\cos\theta & \omega \sin\theta \end{bmatrix}$$

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

$$F_{22} = \frac{1}{J} \cdot \begin{bmatrix} -D & (L_d - L_q)(\hat{i}_\alpha \hat{i}_\beta - i_\alpha i_\beta) \\ J & 0 \end{bmatrix}$$

슬라이딩 모드 관측기의 이득은 슬라이딩 모드 조건으로부터 다음 방정식을 만족하도록 구해진다.

$$s_1 \dot{s}_1 < 0, \quad s_2 \dot{s}_2 < 0 \quad (8)$$

식 (8)을 만족하도록 관측기의 이득을 설계하면 관측기는 관측기의 특성상 파라미터 변동에 강인할 수 있다. 그러나 슬라이딩 모드 관측기는 특성상 이상적인 실현을 위해 무한대의 이득과 높은 주파수의 스위칭에 의한 떨림이 존재하게 된다. 이는 식 (6)에서 보는 것과 같이 관측기의 이득식에 불연속적인 제어 입력항이 있어 관측기의 추정 떨림현상이 발생하게 되어 추정성능을 저하하는 문제점을 가지게 된다.

2.3 적응 슬라이딩 모드 관측기

식 (5)에서 나타난 상태방정식에서 운동방정식을 제외한 매입형 영구자석 동기전동기의 전압방정식만을 이용한다. 또한 식 (2)에서 매입형 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 (2)로부터 슬라이딩 모드 관측기는 다음과 같이 구성되어 질 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_s = A \hat{i}_s + L_1 v_s + L_1 \hat{E}_s + \hat{B} \hat{i}_s - K \quad (9)$$

여기서, $K = \Phi S + \Psi$: 관측기 입력

$$\Phi = \begin{bmatrix} \phi_{11} & \phi_{12} \\ \phi_{21} & \phi_{22} \end{bmatrix}, \quad \Psi = \begin{bmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \end{bmatrix}$$

식 (9)로부터 슬라이딩 모드 관측기에는 전동기의 운동방정식이 사용되지 않는 것을 볼 수 있다. 따라서 매입형 영구자석 동기전동기의 속도 및 위치 정보를 얻기 위해서는 식 (9)에서 속도와 위치에 대한 정보가 있는 항을 고려해야 한다. 관측기를 구성하는 각 행렬식을 보면 속도 및 위치에 대한 정보는 L_d 와 L_q 에 차에 의한 항과 역기전력에 포함된다.

관측기의 슬라이딩 평면은 다음과 같이 추정전류와 실제전류의 오차로 정의 한다.

$$\begin{aligned} S &= [s_\alpha \quad s_\beta] = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha, \quad \hat{i}_\beta - i_\beta] \\ &= \hat{i}_s - i_s = e_s = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

2.4 속도 추정

적용 슬라이딩 모드 관측기는 운동방정식을 이용하지 않기 때문에 전동기의 회전자의 속도 및 위치정보를 얻기 위하여 속도와 위치에 대한 추정식이 필요하다. 본 논문에서는 파라미터 변동에 강인한 전동기의 속도를 추정하기 위해 리아푸노프(Lyapunov) 함수를 이용한다.

리아푸노프 함수를 다음과 같이 설정한다[11].

$$V = \frac{1}{2} S^T S + \frac{(\hat{\omega} - \omega)^2}{2} \quad (11)$$

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

$$\dot{V} = \dot{S}^T S + (\hat{\omega} - \omega) \dot{\hat{\omega}} \quad (12)$$

또한, 식 (10)을 미분하면, 식 (2)와 식 (9)로부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \frac{d}{dt} (\hat{i}_s - i_s) \\ &= A(\hat{i}_s - i_s) + (\hat{B} \hat{i}_s - B i_s) + L_1 (\hat{E}_s - E_s) - K \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)을 식 (12)에 대입하면 리아푸노프 함수의 미분값은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S^T [A(\hat{i}_s - i_s) + (\hat{B} \hat{i}_s - B i_s) + L_1 (\hat{E}_s - E_s) - K] \\ &\quad + \Delta \omega \dot{\hat{\omega}} \end{aligned} \quad (14)$$

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 (14)로부터 다음과 같이 두 개의 식으로 분리한다.

$$S^T [(\hat{B}-B)\hat{i}_s + L_1(\hat{E}_s - E_s)] + \Delta\omega \hat{\omega} = 0 \quad (15)$$

$$S^T [A(\hat{i}_s - i_s) + B(\hat{i}_s - i_s) - K] < 0 \quad (16)$$

식 (15)가 '0'이 되도록 설정하고 식 (16)의 부등호를 만족하도록 하면 식 (11)의 리아푸노프 함수는 안정하게 된다. 식 (15)는 각각 전동기의 속도는 역기전력 정보와 L_d 와 L_q 의 차이 및 슬라이딩 평면과 관계가 있는 것을 볼 수 있다. 식 (15)를 항상 만족할 수 있도록 식 (17)과 같이 정리한다.

$$S^T \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \left(\hat{\omega} \begin{bmatrix} \sin\hat{\theta} \\ -\cos\hat{\theta} \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} \sin\theta \\ -\cos\theta \end{bmatrix} \right) - (\hat{\omega} - \omega)(L_d - L_q) \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \hat{i}_s + (\hat{\omega} - \omega)\hat{\omega} = 0 \quad (17)$$

식 (17)에서 $\theta = \hat{\theta}$ 라 가정하고, 정리하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\dot{\hat{\omega}} = -K_E \left(\frac{1}{L_d} s_\alpha \cdot \sin\hat{\theta} - \frac{1}{L_q} s_\beta \cdot \cos\hat{\theta} \right) + \left[\frac{(L_d - L_q)}{L_d} s_\alpha \hat{i}_\beta + \frac{(L_d - L_q)}{L_q} s_\beta \hat{i}_\alpha \right] \quad (18)$$

식 (18)로부터 추정 위치값과 슬라이딩 평면을 이용하여 회전자의 속도를 추정할 수 있음을 볼 수 있다. 이때 회전자의 추정 위치값은 추정된 속도를 적분하여 얻는다.

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 (18)로부터 속도의 미분값을 추정한다. 회전자의 위치정보는 식 (18)을 적분하여 얻고, 매입형 영구자석 동기전동기의 속도를 추정함에 있어, 전동기의 운동방정식을 이용하지 않기 때문에 전동기 기계적 정수에 대한 의존도를 감소시킬 수 있다.

2.5 슬라이딩 모드 관측기 이득 K

적용 슬라이딩 모드 관측기가 안정하기 위해서는 식 (16)을 만족하는 관측기의 이득을 구해야 한다. 식 (16)에 이득 K를 넣어 풀면 다음과 같다.

$$S^T [A(\hat{i}_s - i_s) + B(\hat{i}_s - i_s) - \Phi S - \Psi] < 0 \quad (19)$$

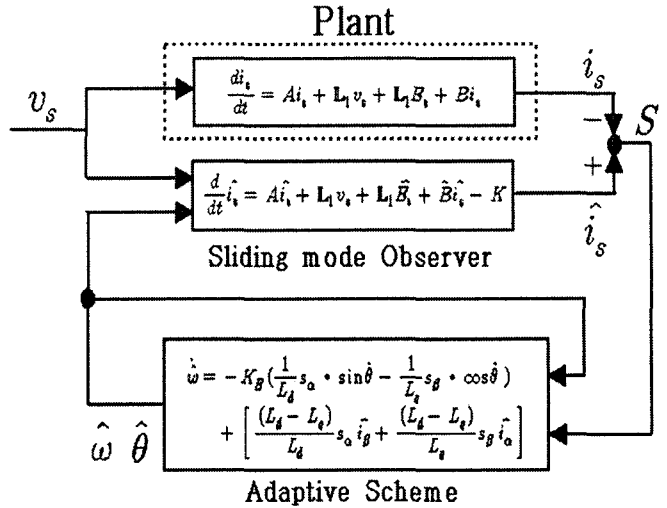


그림 1 제안된 알고리즘의 블록선도

Fig. 1 Block diagram of the proposed algorithm

식 (19)로부터 다음과 같이 적용 슬라이딩 모드 관측기의 이득을 구할 수 있다.

$\Phi > A + B$ 로부터,

$$\phi_{11} > \frac{R}{L_d}, \quad \phi_{22} > \frac{R}{L_q} \quad (20)$$

$$\phi_{12} > \frac{\omega(L_d - L_q)}{L_d}, \quad \phi_{21} > \frac{\omega(L_d - L_q)}{L_q}$$

$S^T \cdot \Psi > 0$ 로부터,

$$\psi_i = \begin{cases} \alpha_i & \text{if } s_i > 0 \\ -\beta_i & \text{if } s_i < 0 \end{cases} \quad (21)$$

여기서, α_i, β_i 는 양의 상수, $i = 1, 2$

식 (20)과 식 (21)을 만족하도록 관측기 이득을 설정하면, 적용 슬라이딩 모드 관측기는 전체적으로 안정하게 된다.

2.6 시스템 구성

본 논문에서는 매입형 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어를 위해 IPMSM과 인버터부, 제어부로 구성하였고, 부하인 가 실험을 위해 다이내모미터를 연결하여 사용하였다. 전체적인 시스템의 구성도는 그림 2와 같다. 매입형 영구자석 동기전동기에 전력을 공급하는 인버터의 직류전원은 모듈화 된 다이오드 정류기를 사용하였고, 인버터의 DC링크 단은 450[V], 4700[μF] 용량의 전해 콘덴서를 부착하여 인버터의 입력전원으로 사용하였다. 인버터는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 모듈을 사용하여 일반적인 3상 인버터 형태의 전력회로를 구성하였다. 매입형 영구자석 동기전동기의 부하로는 다이내모미터를 사용하였고, 전동기의 축과 다이내모미터의 축은 커플링을 통하여 연결하였다.

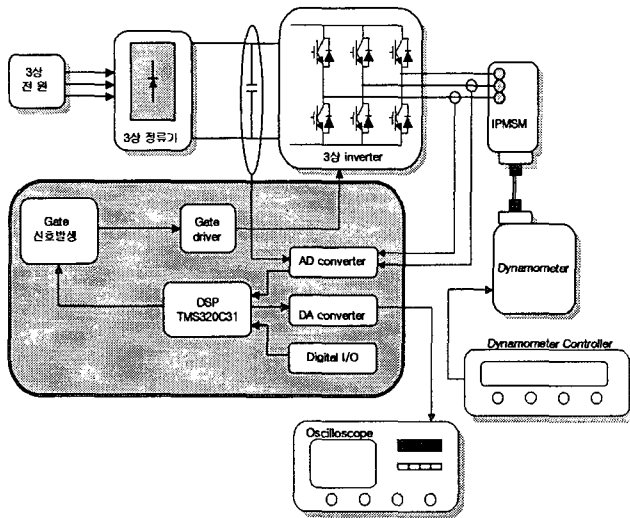


그림 2. 매입형 영구자석 동기전동기 전체 구동 시스템
Fig. 2. Overall IPMSM drive system.

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]

또한, 전동기를 구동하기 위한 전압형 인버터의 변조법으로 공간 전압 벡터 변조법(Space Vector Modulation)을 사용하였으며, 전류제어기는 비간섭 PI 전류제어기를 사용하였고, 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 요구되며, 이를 위하여 a상 및 b상에 전류 센서를 설치하였다. 나머지 c상은 계산에 의해서 얻어진다. 검출된 전류는 A/D변환기를 거쳐 DSP에 입력된다. 하드웨어를 간략화하기 위해 인버터를 제외한 대부분의 알고리즘은 소프트웨어로 구성되었다. 소프트웨어는 고속, 고정도의 연산을 수행하기 위하여 부동소수점 처리가 가능한 32비트 마이크로프로세서인 TMS320C31 제어기를 사용하였다.

매입형 영구자석 동기전동기 회전속도 측정을 위해 전동기에 부착되어진 5000ppr(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 변환

기에 입력되며, 이들의 값은 오실로스코프로 확인하였다.

2.7 실험결과

본 논문에서 제안된 알고리즘의 타당성을 증명하기 위하여, 다음의 실험을 수행 하였다. 그림 3은 무부하시 실험결과로서 IPMSM의 정격속도인 2000[rpm]에서 실제속도 및 속도 추정오차를 나타내었다. 약 2초 후에 실제속도와 추정속도가 정상상태에 도달 하는 것을 볼 수 있고, 실제속도와 추정속도가 거의 일치함을 알 수 있다.

그림 4는 정격속도인 2000[rpm]에서 무부하 및 부하 변화시의 실제속도와 추정속도를 나타낸다. 정상상태에 도달한 후 8~14.5[sec]에서 70%의 스텝부하를 인가했을 때 속도가 급변하지만, 리아푸노프 함수에 의한 속도제어기의 동작으로 실제속도와 추정속도가 거의 오차 없이 정상상태에 도달하는 것을 보여 준다. 그림 5는 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 지령속도의 변화시 실제속도와 추정속도를 보여준다. 정의 정격속도에서 부의 정격속도로 속도가 급격히 변화하는 구간에서, 속도가 급격히 변화함으로 인한 지령속도와 실제속도의 오차가 30%정도 발생하나 약 1.7[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 무부하시 1000[rpm]에서 실제속도와 추정속도를 나타내었다. 초기 시동시에도 오버슈트 없이 약 0.3[sec] 후에 정상상태에 도달하는 것을 보여준다. 그림 8은 1000[rpm]에서 무부하 및 부하 변화시의 실제속도와 추정속도를 나타낸다. 1000[rpm]에서 시동 후 정상상태에 도달 후 7~14[sec]에서 100%의 스텝부하를 인가했을 때 부하가 급변하는 지점에서 속도가 감소하지만 속도제어기의 동작으로 약 1[sec] 후에 정상상태에 도달함을 알 수 있다.

그림 9는 그림 7에서 속도 PI 게인(gain)을 변화 시킨 후 1000[rpm]에서 -1000[rpm]으로 지령속도를 변화시킨 경우의 정 · 역운전시 실제속도와 추정속도를 나타내었다. 정 방향 회전에 역방향으로 변화시 지령속도와 약 20%정도의 속도 오차가 존재하지만, 실제속도와 추정속도가 과도상태 이후 정상상태에 도달하면 오차가 0.1%미만으로 실제속도를 잘 추정하고 있음을 보여 준다. 즉, 속도 및 부하의 변화에 대해 강인함을 알 수 있다.

그림 10은 무부하시 실제 q축 전류와 추정 q축 전류를 나타내었고, 그림 11은 무부하에서 100% 스텝부하 인가시 선전류와 추정속도를 나타내었다. 그림 10은 정지토크와 오버슈트에 의한 속도가 급변하는 시동시의 q축 전류가 지령속도에 도달하기까지의 변화를 D/A변환기에 출력하여 나타내었다. 그림 11은 부하 인가시 선전류는 급격히 증가하고, 약 2[sec] 후에 정상상태에 도달함을 보여준다. 이것으로 급변하는 부하 변화에도 강인하게 동작하고 있음을 알 수 있다.

그림 12는 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 13, 14와 그림 15는 저속 영역에서 IPMSM의 동작 특성을 보여준다. 그림 13은 무부하시 100[rpm]에서 실제속도와 추정속도를 보이며, 부하로 쓰이는 다이내모미터의 약 0.3~0.5[N·m] 부하 토크 오차로 인하여 실제속도가 1~2[rpm] 정도의 오차를 보이지만 추정속도가 지정속도를 추정하고 있음을 나타낸다. 그림 14는 100[rpm]에서 -100[rpm]으로 지정속도 변화시 실제속도와 추정속도를 보여준다. 속도가 급변하는 구간에서 최대 5% 정도의 속도 추정오차를 보이지만, 정상상태에 도달하면 거의 오차 없이 실제속도를 추정함을 알 수 있고, 그림 15는 속도가 급변하는 구간에서 실제위치와 추정위치가 약 10[msec] 정도의 오차를 보이지만, 약 1[sec] 후에 실제위치와 추정위치가 일치함을 알 수 있다.

그림 16과 그림 17은 50[rpm]에서 무부하시 실제속도와 추정속도를 보여주고, 그림 18은 50[rpm]에서 실제위치와 추정위치를 나타낸다. 실제속도를 계측하기 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, 실험 시 약간의 속도변동에 의해 한 샘플주기 동안 0~3개의 펄스만이 증가함으로, 그림 13, 14, 16, 17에서 보여진 실제속도에 대한 파형의 정밀도가 낮게 나타난다. 그림 13~18로부터 저속에서도 속도 및 위치를 매우 잘 추정하며, 속도가 급변하는 정 역운전시에도 양호한 추정 성능을 보임을 알 수 있다.

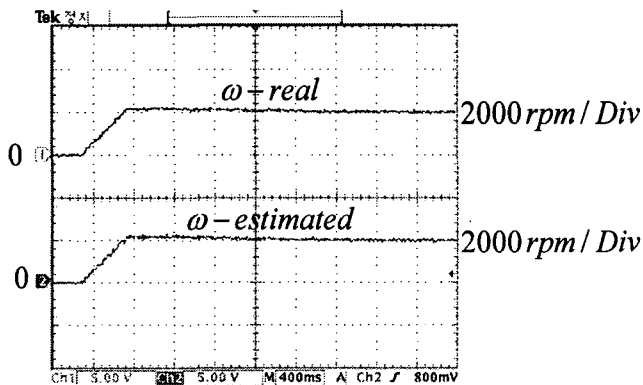


그림 3. 무부하 시동시 2000[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)
 Fig. 3. Real(upper) and estimated speed(lower) when the IPMSM is driven at 2000[rpm] with no load.

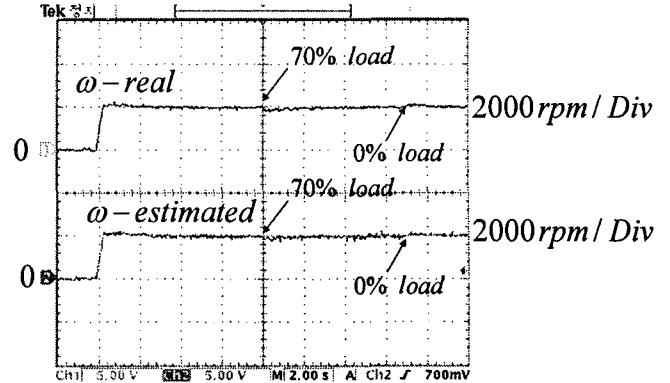


그림 4. 부하 변화시 2000[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)
 Fig. 4. Real(upper) and estimated speed(lower) at 2000[rpm] when the load is changed from 0% to 70% and return 0%.

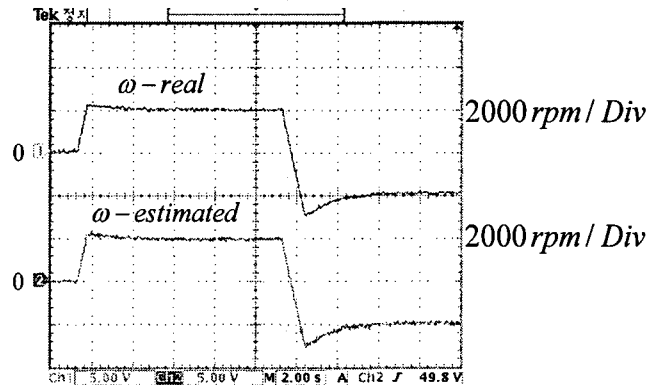


그림 5. 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상)와 추정속도(하)
 Fig. 5. Real(upper) and estimated speed(lower) when the speed was reversed from 2000[rpm] to -2000[rpm] with no load.

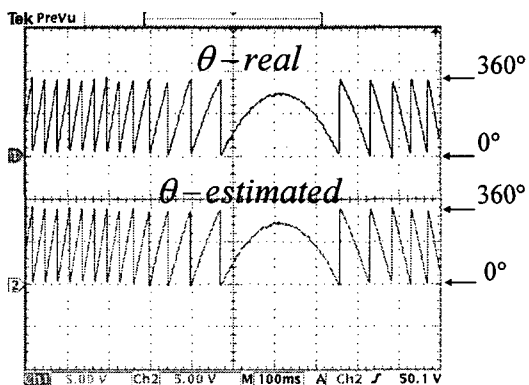


그림 6. 2000[rpm]에서 -2000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)
 Fig. 6. Real(upper) and estimated position(lower) when the speed was reversed from 2000[rpm] to -2000[rpm] with no load.

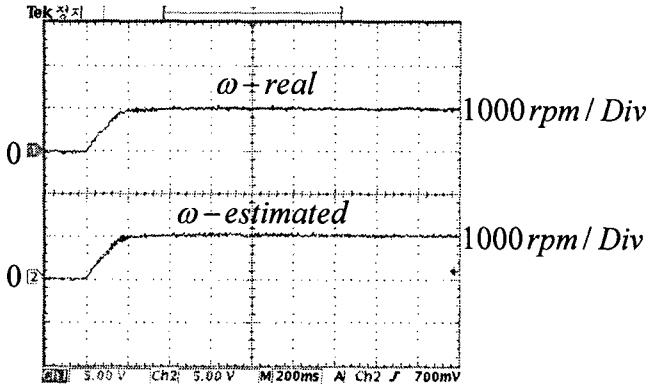


그림 7. 무부하 시동시 1000[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 7. Real(upper) and estimated speed(lower) when the IPMSM is driven at 1000[rpm] with no load.

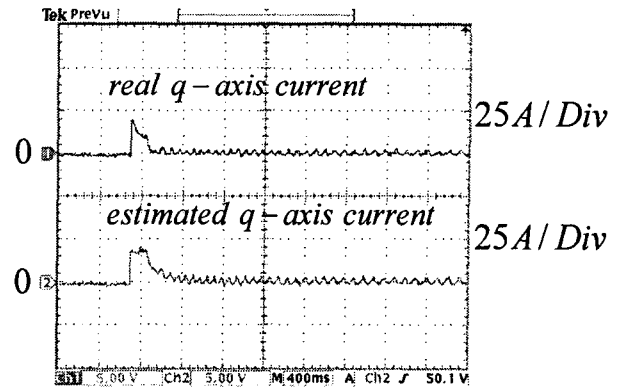


그림 10. 무부하 시동시 1000[rpm]에서 실제 q축 전류(상)와 추정 q축 전류(하)

Fig. 10. Real(upper) and estimated q-axis current(lower) when the IPMSM is driven at 1000[rpm] with no load.

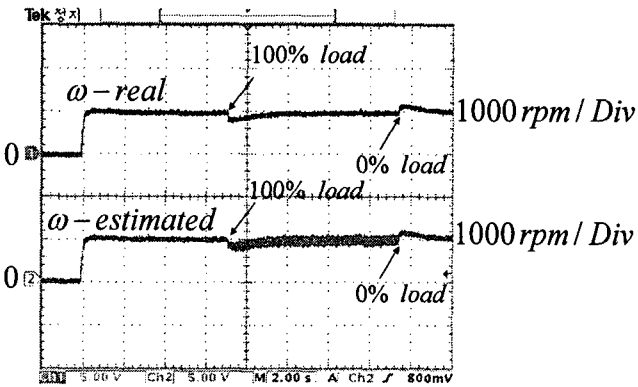


그림 8. 부하 변화시 1000[rpm]에서 실제속도(상) 및 추정속도(하)

Fig. 8. Real(upper) and estimated speed(lower) at 1000[rpm] when the load is changed from 0% to 100% and return 0%.

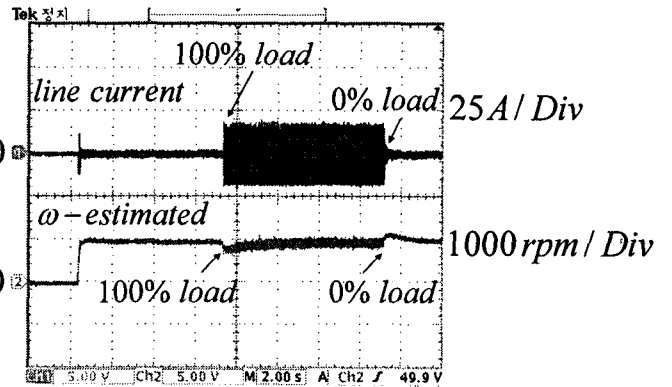


그림 11. 부하 변화시 1000[rpm]에서 선전류(상)와 추정속도(하)

Fig. 11. Line current(upper) and estimated speed(lower) at 1000[rpm] when the load is change from 0% to 100% and return 0%.

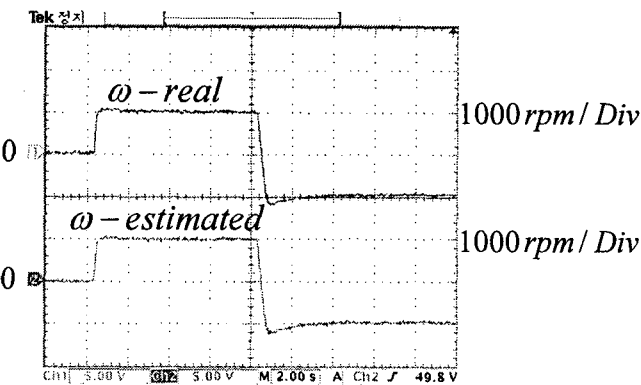


그림 9. 1000[rpm]에서 -1000[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상)와 추정속도(하)

Fig. 9. Real(upper) and estimated speed(lower) when the speed was reversed from 1000[rpm] to -1000[rpm] with no load.

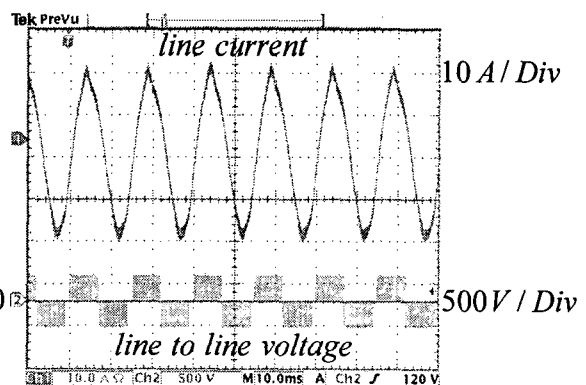


그림 12. 부하 인가시 1000[rpm]에서 선 전류(상) 및 선간전압(하)

Fig. 12. Line current(upper) and line to line voltage(lower) when the IPMSM is driven at 1000[rpm] with 100% load.

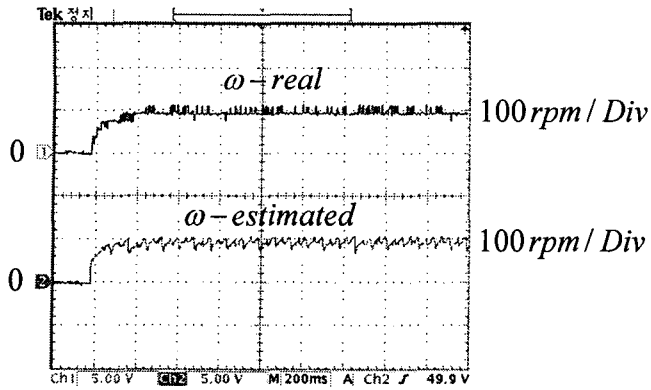


그림 13. 무부하 시동시 100[rpm]에서 실제속도(상)와 추정속도(하)

Fig. 13. Real(upper) and estimated speed(lower) when IPMSM is driven at 100[rpm] with no load.

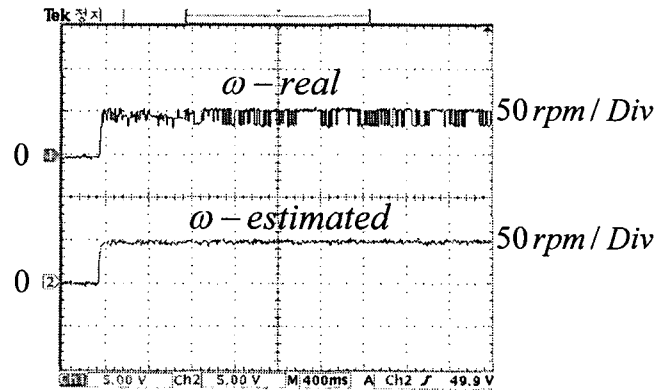


그림 16. 무부하 시동시 50[rpm]에서 실제속도(상)와 추정속도(하)

Fig. 16. Real(upper) and estimated speed(lower) when IPMSM is driven at 50[rpm] with no load.

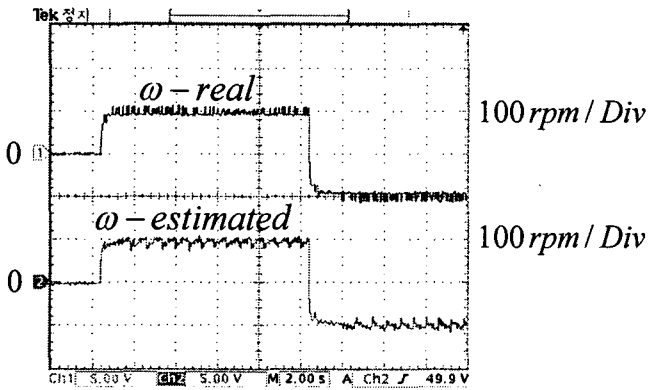


그림 14. 100[rpm]에서 -100[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상)와 추정속도(하)

Fig. 14. Real(upper) and estimated speed(lower) when the speed was reversed from 100[rpm] to -100[rpm] with no load.

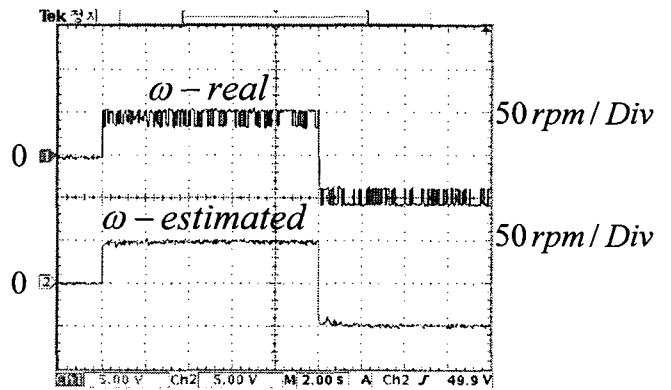


그림 17. 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제속도(상)와 추정속도(하)

Fig. 17. Real(upper) and estimated speed(lower) when the speed was reversed from 50[rpm] to -50[rpm] with no load.

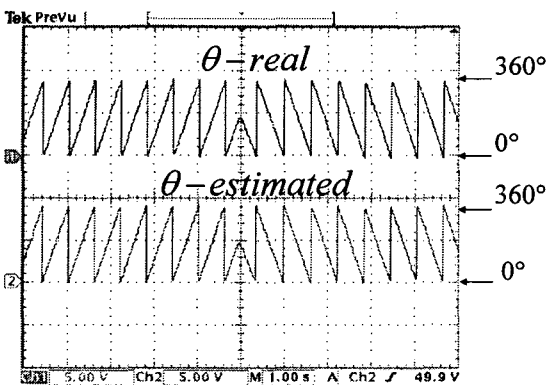


그림 15. 100[rpm]에서 -100[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)

Fig. 15. Real(upper) and estimated position(lower) when the speed was reversed from 100[rpm] to -100[rpm] with no load.

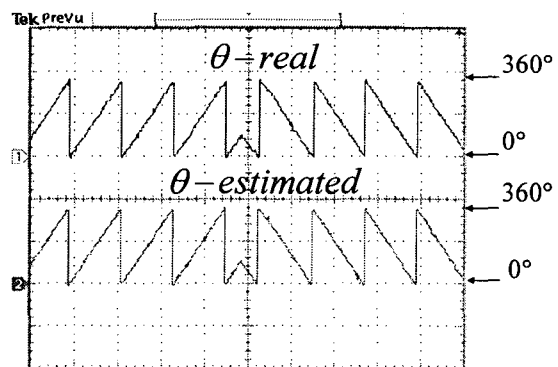


그림 18. 50[rpm]에서 -50[rpm]으로 속도를 변화시킨 경우 실제위치(상)와 추정위치(하)

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 슬라이딩 모드 관측기를 제안하고 이를 매입형 영구자석 동기전동기의 속도 및 위치 센서 없는 제어에 대해 적용하였으며, 알고리즘의 성능과 타당성을 실험을 통하여 확인 하였다. 제안한 관측기 시스템은 정상상태뿐만 아니라 속도가 급변하는 과도상태에서도 전동기의 속도 및 회전자의 위치를 잘 추정 할 수 있음을 확인 하였다. 또한, 고속운전 뿐만 아니라 저속 그리고 가변속 운전에 이르기 까지 넓은 영역의 운전특성을 확인하였다. 그리고 전동기의 기계적 계 정수를 사용하지 않고 속도를 추정하기 때문에 운동방정식을 이용하기 위한 파라미터들을 계측해야 하는 어려움을 해결할 수 있으며, 속도 및 위치 센서리스 제어가 가능하다.

감사의 글

이 논문은 산업자원부에서 시행하는 대학전력연구센터 육성 지원사업에 의해 작성되었습니다.

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] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] R. Wu and G.R. Slemmon, "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] M. Schroedl, "An Improved Position Estimator for Sensorless Controlled Permanent Magnet Synchronous Motors," EPE Conf. Rec., pp.418-423, 1991.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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



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 원 석(金元錫)

1979년 3월 24일생. 2002년 2월 원광대 전자공학과 졸업. 현재 인하대 대학원 전기공학과 석사과정.

전화 : 032-860-7397

팩스 : 032-863-5822

E-mail : rotc2328@hotmail.com



김 영 석(金榮石)

1951년 6월 11일생. 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