

고속 슬라이딩모드 관측기를 이용한 PMSM 센서리스 속도제어

PMSM Sensorless Speed Control Using a High Speed Sliding Mode Observer

손 주 범, 김 흥 렬, 서 영 수, 이 장 명*

(Ju-Beom Son, Hong-Ryel Kim, Young-Soo Seo, and Jang-Myung Lee)

Abstract: The paper proposes a sensorless speed control strategy for a PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) based on a new SMO (Sliding Mode Observer), which substitutes a signum function with a sigmoid function. To apply robust sensorless control of PMSM against parameter fluctuations and disturbance, the high speed SMO is proposed, which estimates the rotor position and angular velocity from the back EMF. The low-pass filter and additional position compensation of the rotor are used to reduce the chattering problem commonly found in sliding mode observer with signum function, which becomes possible by applying the sigmoid function with the control of a switching function. Also the proposed sliding mode observer with the sigmoid function has better efficiency than the conventional sliding mode observer since it adjusts the observer gain by variable boundary layer and estimates the stator resistance. The stability of the proposed sliding mode observer is verified by the Lyapunov second method in determining the observer gain. The validity of the proposed high speed PMSM sensorless velocity control has been demonstrated by real experiments.

Keywords: PMSM, SMO, sigmoid function, sensorless control, Lyapunov function, estimation

I. 서론

전기 기기의 고효율화, 고성능화의 요구에 부응하기 위해 최근에는 산업용 로봇, 전기자동차 등의 제어를 위한 서보 제어용으로 직류전동기 대신 교류전동기의 사용이 급격히 증대되고 있는 실정이다. 직류전동기에 비해 교류전동기는 제어기의 구성이 복잡하지만 전동기의 정류작용을 전기적 신호의 스위칭으로 대신하기 때문에 기계적 마모에 따른 유지 및 보수가 필요 없으며 동급용량의 직류전동기에 비해 부피를 줄일 수 있는 장점이 있다. 일반적으로 교류전동기 중에서 유도전동기(induction motor)와 영구자석 동기전동기(permanent magnet synchronous motor)가 서보 제어 응용의 드라이브 시스템에서 가장 널리 사용되고 있다. 유도전동기는 다른 전동기에 비해 구조적으로 튼튼하며 제작이 용이하다는 장점이 있지만 높은 전력밀도와 효율, 우수한 기동토크 특성, 저렴한 유지보수 특성을 가진 영구자석 동기전동기에 비해 고 정밀성, 고성능을 요구하는 응용분야에서는 적절하지 못한 단점이 있다. 따라서 정밀제어를 요구하는 공작기구나 산업용 기기에서는 유도전동기의 사용은 적합하지 않다[1].

영구자석 동기전동기는 회전자의 영구자석으로부터 정현파 형태의 자속을 공급받기 때문에 원활한 제어를 위해서는 회전자의 정확한 위치를 알아야 한다. 일반적으로 회전자의 정확한 위치정보를 얻기 위해 홀 센서, 리졸버(resolver), 절대 인코더(absolute encoder) 등의 위치검출기가 사용된다. 하지만 이러한 위치검출기는 가격이 고가일 뿐만 아니라 진동 및 온

도 등의 환경적 제약을 받게 되며, 전동기 축에 장착함으로써 부피를 증가시키는 단점이 발생되게 된다[2]. 따라서 이와 같은 문제점을 극복하고자 위치검출기를 사용하지 않고 간접적으로 회전자의 위치 및 속도를 추정하는 센서리스 제어에 관한 연구가 현재 활발히 진행되고 있다[3-8].

본 논문에서는 파라미터 변동에 적응 가능한 영구자석 동기전동기의 센서리스(sensorless) 제어를 위해 슬라이딩 모드 관측기 기반에 스위칭 함수로 signum function 대신 sigmoid function를 사용하여 슬라이딩 모드 관측기의 구조를 제시하였다. 관측기에서 추정된 역기전력(back EMF)을 바탕으로 회전자의 위치를 추정하고 회전자의 위치로부터 모터의 속도를 추정하였다. 제안된 관측기는 슬라이딩 모드 제어이론을 이용하여 관측기의 강인성 및 설계의 용이함을 얻을 수 있었으며[9-11] Lyapunov 안정도 이론을 이용하여 관측기의 이득을 설계함으로써 관측기의 안정성을 얻을 수 있었다[12]. 특히 제안한 관측기에서는 signum function에서 발생하는 채터링 현상이 줄어들었으며[13], 아울러 센서리스 제어 방식에서 파라미터 변동에 민감한 문제점을 개선하기 위해 슬라이딩 모드 관측기에 고정자 저항 추정을 적응제어 기법을 통하여 구현하여 정상상태의 응답 특성이 개선되는 특징을 얻게 되었다[14]. 본 논문에서는 sigmoid function의 적용 및 가변 경계층을 가지는 관측기 이득 설정과 고정자 저항의 추정기법을 적용함으로써 저속과 고속 영역에서의 센서리스 제어에 대한 정상상태 응답특성의 개선이 최적화 될 수 있는 방안을 제시하였다. 제안한 관측기의 타당성은 기존의 관측기와 저속과 고속 영역에서의 응답특성 비교실험 등을 통하여 고속 영역에서 보다 개선된 특성을 검증하였다.

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2009. 11. 10., 수정: 2009. 11. 25., 채택확정: 2009. 12. 31.

손주범: 부산대학교 전자전기공학과 메카트로닉스협동과정

(sonjb81@pusan.ac.kr)

김흥렬, 서영수, 이장명: 부산대학교 전자전기공학과

(kimhr2580@pusan.ac.kr/jake0579@pusan.ac.kr/jmilee@pusan.ac.kr)

※ 본 연구는 (부산대학교 특수환경 NAVIGATION/LOCALIZATION 로봇기술 연구센터를 통한) 지식경제부/한국산업기술진흥원 융복합형로봇전문인력양성사업의 지원으로 수행되었음.

II. PMSM 모델링과 슬라이딩 모드 관측기

1. PMSM MODELING

관측기 구성을 위해서는 전동기에 대한 모델식이 필요하

다. PMSM은 3상 Y결선의 고정자와 영구자석으로 이루어진 회전자로 이루어져 있으며 고정자를 120° 간격으로 배열하여 등가화 하면 영구 자석에 의한 자속 발생을 모델링 할 수 있다. 3상 전동기의 변수는 복잡한 시변 미분 방정식이기에 좌표 변환을 통하여 쉽게 해석 될 수 있는 2상의 전압 방정식으로 변환하는 과정을 거치게 된다(Y결선에서의 좌표변환에서는 영상분은 0이라 가정한다)[15]. PMSM의 센서리스 제어의 경우 회전자의 위치정보가 추정에 의한 것이므로 회전자의 위치와 무관한 고정자 측의 정지좌표계 모델 식을 이용하여 전압방정식에서 고정자 전류를 상태 변수로 하는 미분 방정식을 나타내면 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_\alpha &= -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha - \frac{1}{L_s}e_\alpha + \frac{1}{L_s}v_\alpha \\ \dot{i}_\beta &= -\frac{R_s}{L_s}i_\beta - \frac{1}{L_s}e_\beta + \frac{1}{L_s}v_\beta \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, $i_{\alpha,\beta}$, $v_{\alpha,\beta}$, $e_{\alpha,\beta}$ 는 각각 정지좌표계에서의 고정자 α, β 전류, 전압 및 역기전력이며, R_s 및 L_s 는 고정자 저항과 인덕턴스를 나타낸다. 각 상권선의 역기전력을 변환 행렬을 사용하여 정지좌표계에서 나타내면 $e_\alpha = -\lambda_f \omega_r \sin \theta$, $e_\beta = \lambda_f \omega_r \cos \theta$ 와 같으며, 여기서 λ_f 는 영구자석의 쇄교자속, ω_r 는 전기각속도, θ 는 전기적 회전자 위치이다.

2. 슬라이딩 모드 관측기

슬라이딩 모드 제어는 비선형 제어 방식으로 가변구조 제어 이론에 포함되는데, 가변구조 시스템에서는 상태공간에 위치한 불연속면을 시스템의 상태가 교차할 때 스위칭하게 되며 이로부터 가변구조 시스템의 고유한 특성을 얻게 되는 특징을 가진다. 슬라이딩 모드 제어는 시스템의 구조를 변경하여 시스템의 상태를 슬라이딩 평면상에 구속시킴으로써 강인성을 얻을 수 있는 방법이다. 상태 궤적이 슬라이딩 평면상을 향하도록 제어 입력이 주어지므로 시스템의 동작은 원래의 시스템과 무관하게 되어 슬라이딩 평면상에서 안정하게 된다. 따라서 파라미터 변동과 같은 시스템의 비선형성에 영향을 거의 받지 않는다. 또한 실제 시스템의 경우, 샘플링 주기를 무한하게 할 수 없어서 스위칭 지연이나 히스테리시스에 의해 스위칭이 제한되고 시스템 상태가 스위칭 면 사이로 진동하게 되는데, 이 진동현상을 채터링(chattering)이라고 한다. 이러한 고유의 특성을 그대로 상속하여 도입된 것이 슬라이딩 모드 관측기이다[16]. 그림 1은 기존의 슬라이딩 모드 관측기의 구조로서 속도제어 시에 위치각과 속도를 추정하는 알고리즘을 나타내고 있다.

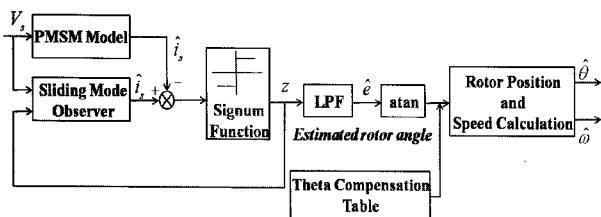


그림 1. 기존의 슬라이딩 모드 관측기와 추정 연산.

Fig. 1. Conventional sliding mode observer and estimation calculation.

III. 제안된 고속 슬라이딩 모드 관측기의 구성

1. Sigmoid function

Sigmoid 함수를 사용한 슬라이딩 모드 관측기는 채터링(chattering) 문제 해결과 역기전력을 추정하기 위해 저역통과필터(low-pass filter)를 사용하여 이로 인한 시간적 지연에 따른 회전자의 위치를 별도로 보상해 주어야 하며, 채터링으로 인한 정상상태 특성이 좋지 못한 단점이 있다. 특히 고속영역에서는 샘플링 주기 동안 추정변수의 변화 폭이 커지고 이를 추정하기 위해서 관측기의 이득이 상대적으로 커지게 되어 추정 변수에 리플 성분이 발생하여 제어가 용이하지 못하고 센서리스 제어가 불가능해 질 수도 있다[13]. 하지만 제안된 슬라이딩 모드 관측기에서는 sigmoid 함수를 스위칭 함수로 채택함으로써 채터링 문제를 해결하였으며 저역통과필터를 사용하지 않고도 역기전력의 추정이 가능하여 별도의 회전자 위치를 보상해 주지 않아도 된다. 하지만 기존의 sigmoid 함수보다 연산속도가 느리게 되어 스위칭 지연으로 인한 오차 값이 발생할 여지가 있다. 그리하여 고속 제어 시에는 빠른 슬라이딩 모드 진입과 오차 값을 보정하기 위하여 큰 스위칭 이득과 가변 경계층에 따른 이득 설정이 요구된다. 이와 같은 설정으로 모델의 불확실성이 존재할 경우에도 시스템의 상태를 슬라이딩 평면상에 구속시킴으로써 강인성을 확보할 수 있게 된다.

식 (1)로부터, 스위칭 함수로 sigmoid 함수를 사용하는 슬라이딩 모드 관측기는 식 (2)과 같이 구성된다[17].

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_\alpha &= -\frac{\hat{R}_s}{L_s}\hat{i}_\alpha + \frac{1}{L_s}v_\alpha - \frac{1}{L_s}kH(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \dot{\hat{i}}_\beta &= -\frac{\hat{R}_s}{L_s}\hat{i}_\beta + \frac{1}{L_s}v_\beta - \frac{1}{L_s}kH(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $\hat{\cdot}$ 은 추정치를 나타내고, k 는 관측기 이득 상수를 H 는 sigmoid 함수를 나타내며 기존의 이산시간 함수인 sigmoid 함수를 대신하는 sigmoid 함수는 식 (3)과 같이 정규화 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} H(\bar{i}_\alpha) \\ H(\bar{i}_\beta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{2}{1 + \exp(-a\bar{i}_\alpha)} \right) - 1 \\ \left(\frac{2}{1 + \exp(-a\bar{i}_\beta)} \right) - 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

a 는 sigmoid 함수의 기울기를 조정하는 양의 상수를 나타내며, $\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$, $\bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ 는 각각 정지좌표계의 고정자 α, β 전류의 추정오차를 나타낸다.

2. Lyapunov 안정도를 통한 슬라이딩 모드 관측기 설계

슬라이딩 평면 s 를 실제 전류와 추정전류의 오차로 정의하면, 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$S_n = [s_\alpha \ s_\beta]^T = [\hat{i}_\alpha - i_\alpha \ \hat{i}_\beta - i_\beta]^T \quad (4)$$

$s_\alpha = \bar{i}_\alpha$, $s_\beta = \bar{i}_\beta$ 를 각각 나타내며, 슬라이딩 모드 제어로 진입되고 나면 추종 오차 값이 슬라이딩 평면 상으로 구속되게 되고 $\hat{i}_\alpha = i_\alpha$, $\hat{i}_\beta = i_\beta$ 와 같이 추정 전류와 실제 값의 오

차가 0가 되는 제어가 이루어진다. 결국 슬라이딩 평면 S_n 은 0이 되고, 관측기는 시스템의 어떠한 파라미터나 외란에 대한 강인한 제어가 가능해진다. 그렇다면 슬라이딩 모드가 일어날 수 있는 존재조건을 따져야 한다.

PMSM의 센서리스 제어에서 변동 가능한 파라미터인 고정자 저항을 추정하는 슬라이딩 모드 존재 조건을 찾기 위한 Lyapunov 후보 함수는 식 (5)와 같이 정의 할 수 있다.

$$V = \frac{1}{2} S_n^T S_n + \frac{1}{2} (\hat{R}_s - R_s)^2 \quad (5)$$

Lyapunov 함수의 안정도 이론으로부터 $V > 0$ 일 때, $\dot{V} = S_n^T \dot{S}_n < 0$ 을 만족하게 되면 슬라이딩 모드 존재 조건이 성립된다[14].

$$\dot{V} = S_n^T \dot{S}_n + (\hat{R}_s - R_s) \dot{\hat{R}}_s \quad (6)$$

정지좌표계의 전류 방정식 식 (1)과 식 (2)을 이용하면 다음과 같은 식을 만들어 낼 수 있다.

$$\dot{\hat{i}}_\alpha = \dot{\bar{i}}_\alpha = \dot{i}_\alpha - i_\alpha = (\hat{A} - A)\hat{i}_\alpha + A(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L_s} e_\alpha - \frac{1}{L_s} k_1 H(\bar{i}_\alpha) \quad (7)$$

$$\dot{\hat{i}}_\beta = \dot{\bar{i}}_\beta = \dot{i}_\beta - i_\beta = (\hat{A} - A)\hat{i}_\beta + A(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L_s} e_\beta - \frac{1}{L_s} k_1 H(\bar{i}_\beta)$$

여기서, $\hat{A} = -\hat{R}_s/L_s$, $A = -R_s/L_s$ 를 나타내며, 식 (6), (7)과 $s_\alpha = \bar{i}_\alpha$, $s_\beta = \bar{i}_\beta$ 일 때, 존재 조건을 만족하는 식을 세우게 되면 다음과 같다.

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha & \bar{i}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\hat{A} - A)\hat{i}_\alpha + A(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L_s} [e_\alpha - k_1 H(\bar{i}_\alpha)] \\ (\hat{A} - A)\hat{i}_\beta + A(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L_s} [e_\beta - k_1 H(\bar{i}_\beta)] \end{bmatrix} + \bar{R}_s \cdot \dot{\hat{R}}_s < 0 \quad (8)$$

위 식으로부터 $\dot{V} < 0$ 을 만족하기 위해서 아래의 두 식으로 분리하여 조건을 만족시키는 식을 세운다.

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha & \bar{i}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\hat{A} - A)\hat{i}_\alpha \\ (\hat{A} - A)\hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \bar{R}_s \cdot \dot{\hat{R}}_s = 0 \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha & \bar{i}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L_s} [e_\alpha - k_1 H(\bar{i}_\alpha)] \\ A(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L_s} [e_\beta - k_1 H(\bar{i}_\beta)] \end{bmatrix} < 0 \quad (10)$$

$\bar{R}_s = \hat{R}_s - R_s$ 를 나타내며, (9)식으로부터 고정자 저항 값은 추정된 전류와 슬라이딩 평면과 관계가 있다는 것을 알 수 있으며, 정리하면 다음과 같은 고정자 저항 추정 식을 얻을 수 있다.

$$\dot{\hat{R}}_s = \frac{1}{L_s} (\bar{i}_\alpha \cdot \hat{i}_\alpha + \bar{i}_\beta \cdot \hat{i}_\beta) \quad (11)$$

(11)로부터 고정자 저항 값의 미분 식을 추정하게 되고 다시

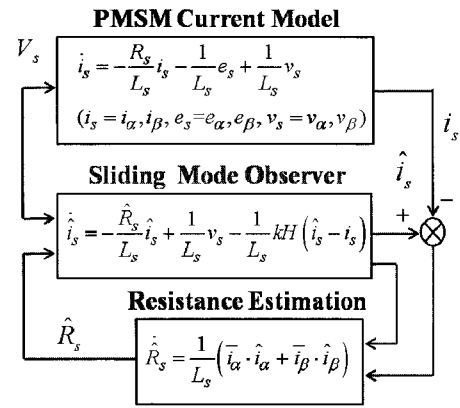


그림 2. 고정자 저항 추정을 적용한 슬라이딩 모드 관측기.

Fig. 2. Sliding mode observer with stator resistance estimation.

적분을 수행하여 파라미터 변화에 대한 적응제어방법으로 수식에 적용된다. 변동 가능한 파라미터인 고정자 저항의 추정을 통하여 정상상태의 성능을 개선할 수 있는 성능을 가지게 된다[10].

변동 가능한 파라미터인 고정자 저항의 추정을 통하여 정상상태의 성능을 개선할 수 있는 성능을 가지게 된다.

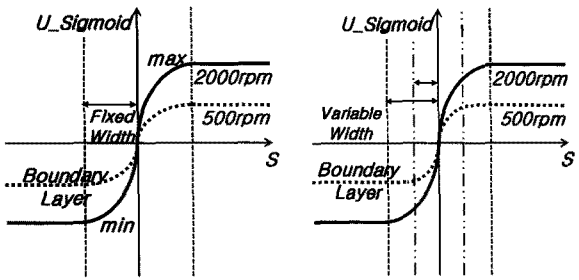
(10)식으로부터 슬라이딩 모드로의 진입이 안정적일 수 있는 Lyapunov 안정도 이론에 근거한 관측기 이득을 구해야 한다.

$$-\frac{R_s}{L_s} (\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2) + \frac{1}{L_s} [e_\alpha \cdot \bar{i}_\alpha - \bar{i}_\alpha \cdot k_1 H(\bar{i}_\alpha)] + \frac{1}{L_s} [e_\beta \cdot \bar{i}_\beta - \bar{i}_\beta \cdot k_1 H(\bar{i}_\beta)] < 0 \quad (12)$$

위 부등식이 만족되는 조건으로부터 관측기 이득을 얻을 수 있게 된다.

$$k \gg \max(|e_\alpha|, |e_\beta|) \quad (13)$$

-1, 1의 값을 가지는 signum 함수와 달리 sigmoid 함수는 $-1 < H(\bar{i}_\alpha, \bar{i}_\beta) < 1$ 와 같이 범위를 가지는 스위칭 함수로서 Lyapunov 안정도 조건 식을 만족하는 관측기 이득을 설정할 때, 안정도를 만족할 수 있는 값을 취해야 한다. 너무 낮은 관측기 이득은 슬라이딩 모드로의 진입을 불가하게 만들 수 있는 반면 너무 높은 이득의 설정은 제어가 불안정해 질 수 있는 단점이 있으므로 적절한 설정이 필요하다. 본 논문 실험 결과에서 스위칭 이득은 조건에 만족되는 범위에서 실험을 통하여 경험적으로 설계 하였다. 또한, 회전자의 전기적 스위칭 주파수가 5kHz로 일정하므로 저속일 때 보다 고속일 때 전기각 한 주기의 스위칭 횟수가 줄어들게 된다. 이에 따라, 스위칭 지연에 따른 관측기 이득의 가변 조정이 필요하다[18]. 그림 3(a)는 고정된 경계층을 갖는 제어입력으로서 관측기 이득이 고정 되어 저속에서는 함수의 기울기가 작게 되고, 정상상태의 오차를 증가시켜 수렴속도를 저하 시키는 결과를 초래한다. 반대로, 고속일 경우에는 기울기가 급속도로 커져 채터링을 유발 시킬 수 있는 주요 원인이 된다. 그러므로 3(b)와 같이 관측기 이득을 조정하여 함수의 기울기에 따라 경계층을 변화 시켜야 한다.



(a) Control input of fixed boundary layer (b) Control input of variable boundary layer

그림 3. 스위칭 함수의 경계층에 따른 관측기 이득 설정.
Fig. 3. Observer gain as boundary layer of sigmoid function.

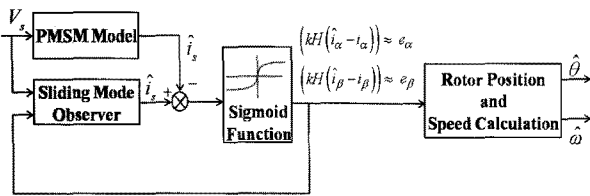


그림 4. Sigmoid function을 적용한 슬라이딩 모드 관측기와 추정 연산.
Fig. 4. Sliding mode observer with sigmoid function and estimation calculation.

$$k_{va} = k \cdot w_{ref} \quad (14)$$

식 (14)와 같이 기준 속도 값에 따라 변화하는 관측기 이득을 결정하고 이에 따라 함수의 기울기가 조정되고 경계층이 재설정 되어 가변 속도에 대하여 일정한 기울기를 가진 스위칭 함수를 확보할 수 있다.

3. 역기전력, 회전자 위치, 속도 추정 연산

관측기 이득 k 에 의해서 일단 슬라이딩 모드가 일어나게 되면 슬라이딩 평면은 다음과 같이 된다.

$$[\dot{s}_\alpha \ \dot{s}_\beta]^T = [s_\alpha \ s_\beta]^T \approx [0 \ 0] \quad (15)$$

식 (15)에 의해서 다음의 식을 얻을 수 있게 된다.

$$(kH(\hat{i}_\alpha) - i_\alpha) \approx e_\alpha, \quad (kH(\hat{i}_\beta) - i_\beta) \approx e_\beta \quad (16)$$

그림 4는 개선된 슬라이딩 모드 관측기의 블록도를 나타낸 그림으로 sigmoid 함수를 이용한 연속적인 슬라이딩 모드 제어를 통해서 채터링 문제는 해결되며, 식 (16)과 같이 추정된 역기전력을 이용하면 회전자의 위치를 추정하고 미분연산을 통하여 속도를 다음과 같이 추정 할 수가 있게 된다.

$$\hat{\theta} = -\tan^{-1}\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right), \quad \hat{\omega} = \frac{d}{dt}\hat{\theta} \quad (17)$$

IV. 전체 시스템 구성

그림 5는 본 논문에서 제안한 시스템의 전체 블록도이다. 기본적으로 PMSM 을 제어하기 위해 3상 좌표계를 dq동기 좌표계로 변환하는 벡터제어 과정을 거치게 된다. 벡터제어에 의해 발생된 기준 전류를 인버터를 거쳐 전동기의 고정자

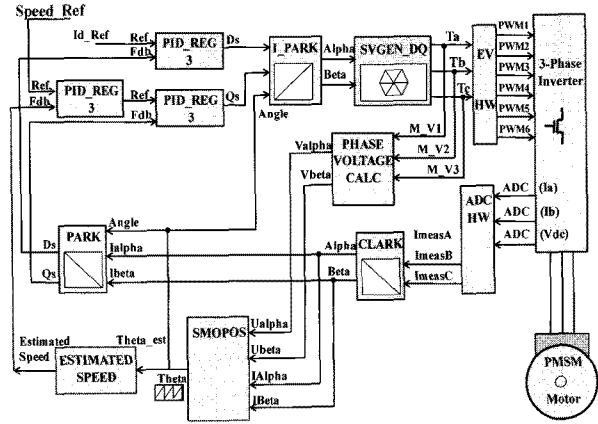


그림 5. 센서리스 속도 제어기 블록도.
Fig. 5. Block diagram of the sensorless speed controller.

에 공급한다. 고정자에 공급되는 전류를 정현파로 제어하기 위하여 스위칭 주파수와 제어의 선형성이 뛰어난 SVPWM제어를 하였다. 속도 지령값과 추정된 속도값의 오차는 PID 제어를 통하여 제어 되며, 전류 제어 또한 PID 제어를 사용하였다. 슬라이딩 모드 관측기에서는 실제 전류와 추정된 전류의 오차를 계산하고 스위칭 함수(sigmoid function)를 통해서 역기전력을 계산하여 회전자의 위치 값을 추정해 낸다. 추정된 회전자의 위치 정보와 속도를 피드백 받아서 속도제어 및 전류제어를 수행한다.

그림 6에서는 제어기 실험환경을 보여주고 있으며, 삼성 Rockwell사의 CSMT-10B(1KW) SPMSM 모델을 사용하였고, 스위칭 소자로는 Mitsubishi사의 PM300CSD060 IPM 모듈을 사용하였다. 제어보드의 콘트롤러는 TI사의 TMS320F2812를 이용하였으며, 전류제어 주기는 100us, 속도제어 주기는 1ms, 데드타임의 설정은 2us로 설정하여 각각 연산을 수행한다. IPM에 DC전원을 공급하기 위해서 PM30TPM 다이오드 모듈과 4700uF의 고 용량 콘덴서로 인버터를 구성하였다. 또한

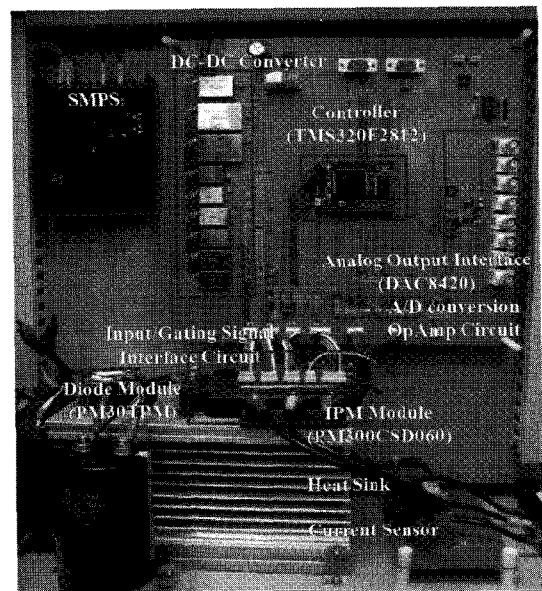


그림 6. 1KW PMSM 센서리스 속도 제어기 실험환경.
Fig. 6. Sensorless speed controller of 1KW PMSM.

gating signal 회로에서는 노이즈 대책을 위하여 포토 커플러를 활용하여 상부의 컨트롤러와 하부의 인버터 단을 절연시키고 실험을 시행하였다. 각종 제어 변수의 출력 값은 D/A 컨버터를 통하여 오실로스코프로 관측하였다.

V. 실험 결과

그림 5의 알고리즘으로 시뮬레이션을 수행하였으며, 실험 결과와 유사하기에 본 논문에서 비교하고자 하는 센서리스 제어기의 검증은 실험결과로서 증명하고자 한다. 본 실험에 사용된 모터의 자세한 사양과 파라미터 설정 부분은 표 1과 같다.

본 논문에서는 슬라이딩 모드 관측기의 스위칭 함수로서 **signum** 함수와 가변경계층을 가지는 **sigmoid** 함수를 두 부하시에 저속과 고속에서 사용하였을 때의 성능을 비교하여 고속에서 **sigmoid** 함수를 사용하였을 때 정상상태 응답특성이 개선됨을 실험 결과로서 나타내고자 한다. 위치 추정 값과의 비교 검출을 통한 검증을 위해서 2000[PPR]의 엔코더를 사용하여 파형을 비교하여 나타내었다. 아울러 고정자 저항 추정을 사용한 관측기 정상상태 성능과 그렇지 않은 경우의 성능을 비교하여 파라미터의 변동에 민감한 센서리스 제어의 특성을 보였다.

그림 7은 기존의 슬라이딩 모드 관측기 제어 방법인 **Signum** 함수를 적용하여 500rpm으로 속도 제어를 수행한 실험이다. 실제 전류 값과 추정 값을 비교하여 나타내었고, 회전자의 주파수는 33Hz로서 전류 한 주기에 대하여 무한대에 가까운 스위칭을 하게 되어 실제 위치에 잘 추종하며, 추정된 역기전력도 거의 정현파에 가까운 값을 나타내어 센서리스 제어가 안정적으로 수행 되는 것을 볼 수 있다. 그러나 그림 8에서 나타난 고속 영역(2000rpm)으로 속도 제어를 수행한 실험을 보게 되면, 회전자의 전기적 주파수가 133Hz이며, 큰 스위칭 이득의 설정으로 추정 전류 값에 리플 성분이 포함되어 나타난다.

그림 8의 실험결과는 리플 성분이 포함된 추정 전류로 인하여 역기전력과 추정된 위치각을 통한 속도 추정에 오차가 심하게 발생하여 제어가 불안정해 지는 단점을 볼 수 있다. 이를 개선하기 위해서 관측기의 스위칭 함수로서 **signum** 함수 대신 **sigmoid** 함수를 사용하여 가변 경계층을 가진 관측기 이득을 적용시켜 속도제어를 수행하였다. 저속제어인 500

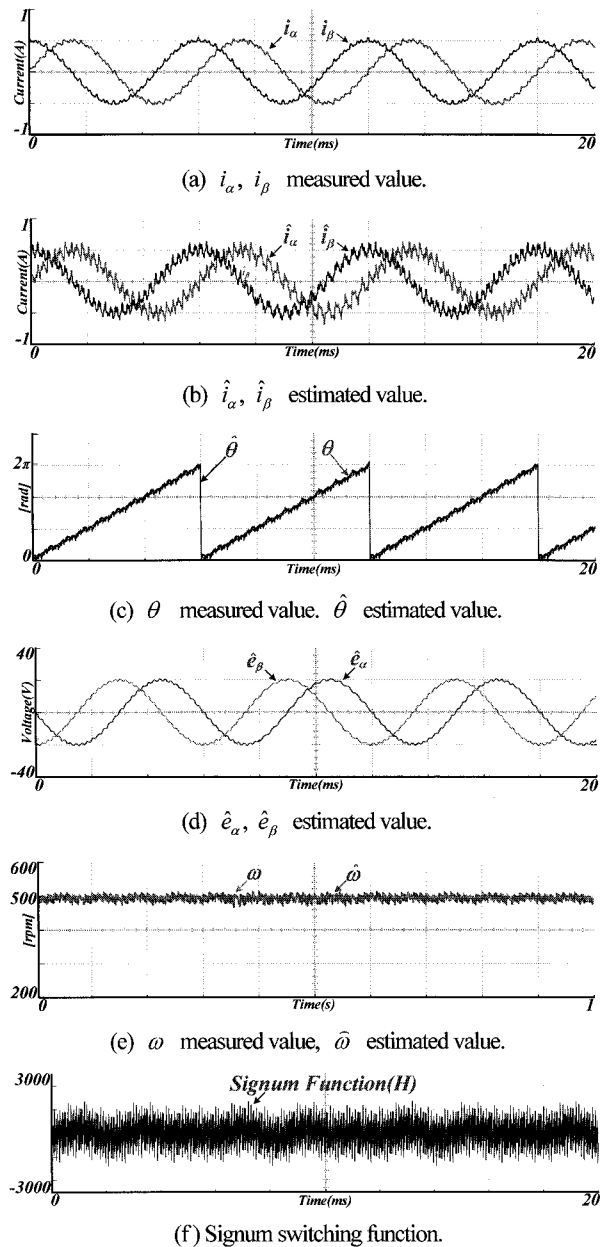


그림 7. 500rpm속도 제어시 signum 함수를 사용한 센서리스 제어.

Fig. 7. Sensorless speed control with signum function at 500rpm.

표 1. 영구자석 전동기의 규격 및 제어기 파라미터 설정.

Table 1. Specification of pmsm and controller parameter setting.

Motor constants		Control Parameter	
정격용량	1 [KW]	극수	8극
정격토크	9.36[N·m]	최고 자속	0.09[wb]
정격속도	3000 [r/min]	속도제어주기	1ms
정격전류	5.4 [A]	전류제어주기	100us
입력전압(DC)	310[V]	전류제한	20.0[A]
고정자저항	0.25 [Ω]	a	0.05494
고정자인덕턴스	1.3 [mH]	기존_SMO_K	25
회전자관성	1.53x10 ⁻⁴ [kg·m ²]	개선_SMO_K	35
전기적시정수	5.4 [ms]	기계적시정수	0.27[ms]

rpm에서는 기존 제어방법으로도 원활한 제어가 수행 되고 있으며, 그림 9와 같이 **sigmoid** 함수를 적용한 방법과 큰 차이가 없다. 하지만 **sigmoid** 함수를 적용시킨 고속 영역에서는 **signum** 함수보다 리플 성분이 줄어들어 제어 불안정이 개선된 특징이 그림 10에서 나타난다.

그림 10에서는 고속 영역(2000rpm)에서 **sigmoid** 함수를 스위칭 함수로서 사용하여 가변 경계층을 가진 관측기 이득을 적용시켜 실험 한 것이다. 그림 8에 비하여 추정 전류에 큰 리플 성분이 거의 없으며, 역기전력이 깔끔한 정현파 형태로 출력되고 있으며, 위치각의 추정이 적절하게 이루어지고 속도 제어의 정상 상태가 개선됨을 확인 할 수 있다. 본 논문에서 제안된 스위칭 함수로서 **sigmoid** 함수를 적용시킨 관측기의 설정을 통하여 고속 영역에서의 불안정한 센서리스 제

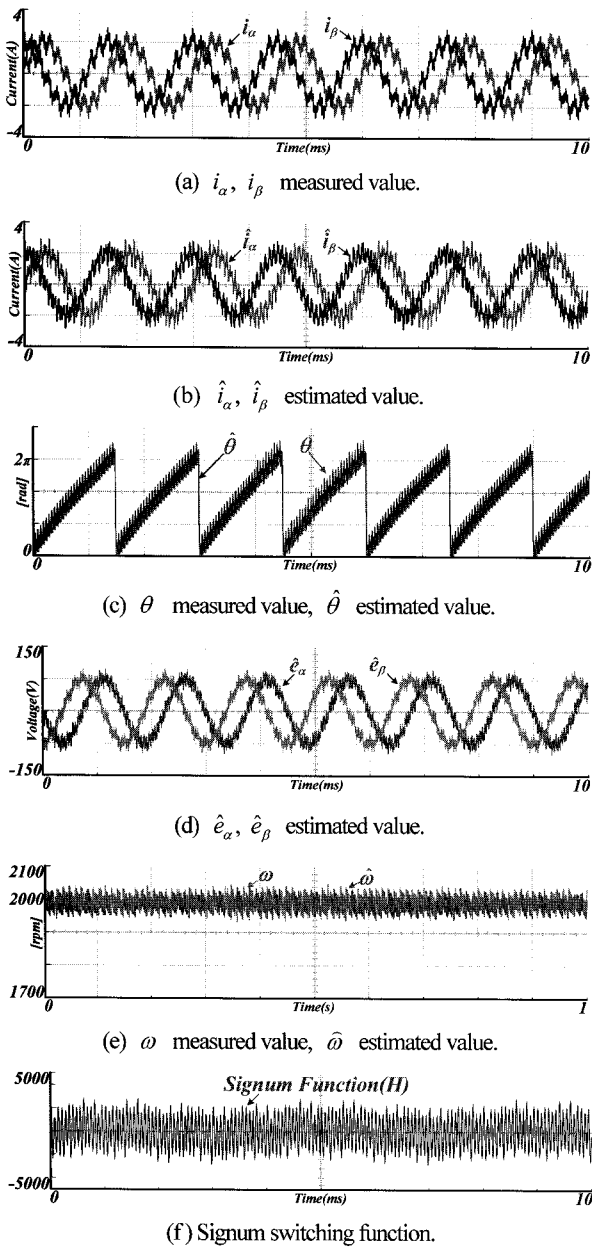


그림 8. 2000rpm속도 제어시 signum 함수를 사용한 센서리스 제어.

Fig. 8. Sensorless speed control with signum function at 2000rpm.

어려운 리플 성분 없이 안정적으로 제어가 가능하다는 것을 보여 주고 있다.

그림 11은 본 논문에서 제안된 고정자 저항 추정 기법에 대한 성능을 나타낸 것이다. 2000rpm의 속도제어를 하면서 고정자 저항을 0.25[Ω]에서 0.5[Ω]으로 임의로 증가시켰을 때, 고정자 저항의 추정 성능과 속도 추정 정상상태 응답을 나타낸 것이다. 고정자 저항을 증가시켰을 때, 고정자 저항의 추정값이 0.5sec 이내에 실제 값으로 잘 추종하고 있음을 확인할 수 있다. 고정자 저항값을 임의로 증가시키면서 고정자 저항 추정을 적용 하였을 경우와 그렇지 않은 경우를 나타낸 실험에서는 고정자 저항 추정을 적용하지 않은 경우에는 정상상태 오차가 발생하고 오차 값이 수렴하지 않지만, 고정자 저항 추정을 적용한 경우에는 속도 오차 값이 수렴하

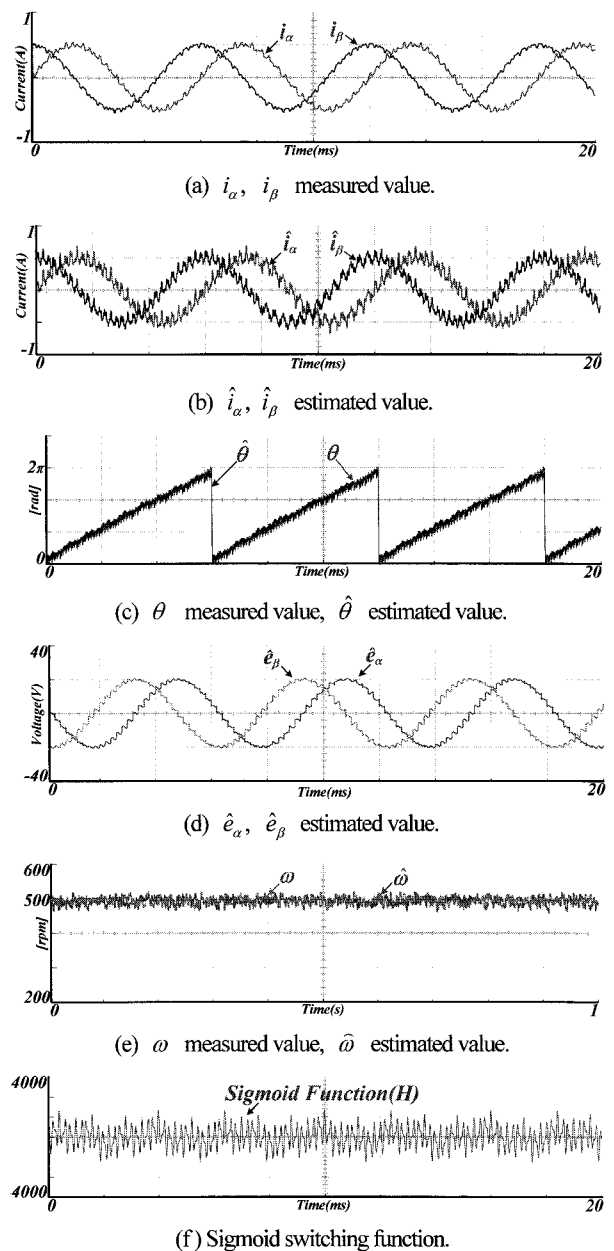


그림 9. 500rpm속도 제어시 sigmoid 함수를 사용한 센서리스 제어.

Fig. 9. Sensorless speed control with sigmoid function at 500rpm.

여 정상상태 오차가 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 고정자 저항의 값에 따라 실제 속도의 추정 속도값에 오차가 발생할 여지가 있으므로 고정자 저항 추정식이 관측기 구성에 필요하다는 것을 알 수 있는 실험 결과이다.

그림 11의 실험에서는 임의로 고정자 저항을 100% 증가시켜 고정자 저항의 추정 성능을 확인하였지만 실질적으로 모터 구동 시에 고정자 저항의 변동이 그림 11의 실험과 같이 크게 변하지 않기 때문에 실제 모터 구동에서 정상상태 응답 특성이 개선되는 효과가 크게 나타나지는 않는다. 하지만 센서리스 제어와 같이 파라미터 변동에 민감한 제어의 경우, 고정자 저항의 변동에 의해서 정상상태 응답 특성이 달라질 수도 있기 때문에 고정자 저항 추정식이 필요할 것으로 사료된다.

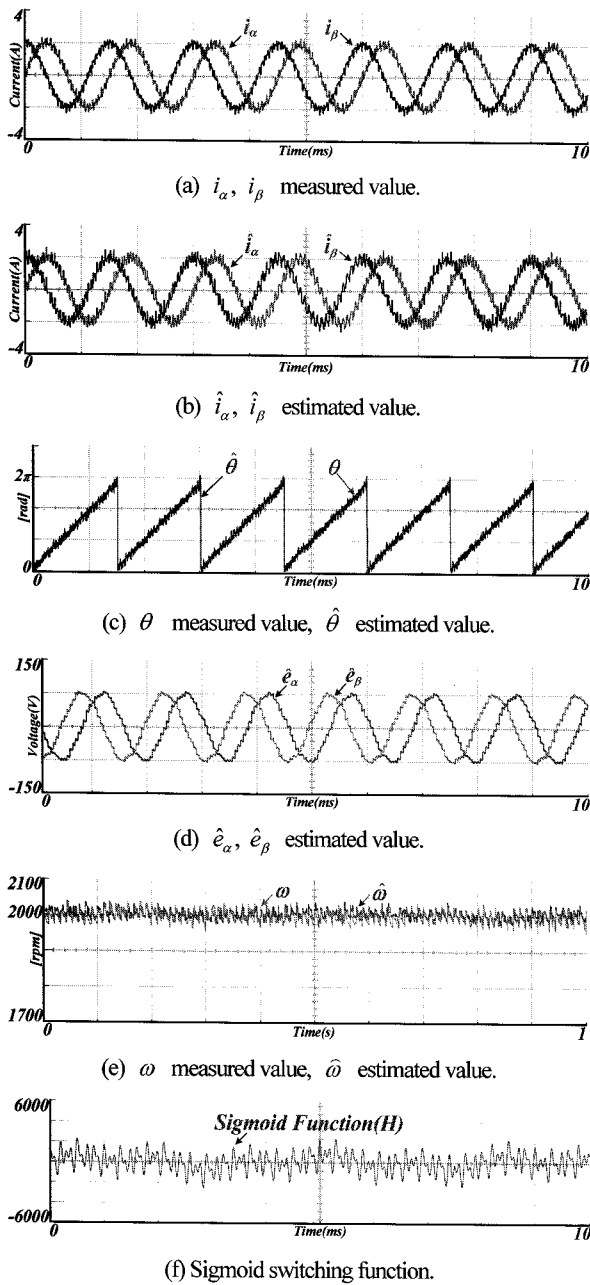


그림 10. 2000rpm속도 제어시 sigmoid 함수를 사용한 센서리스 제어.

Fig. 10. Sensorless speed control with sigmoid function at 2000rpm.

VI. 결론

본 논문에서는 파라미터 변동에 강인한 성능을 가진 슬라이딩 모드 관측기를 적용하여 센서리스 시스템을 구현하였다. Lyapunov 안정도 이론을 바탕으로 가변 경계층을 가지는 스위칭 함수의 관측기 이득을 설정하였으며, 슬라이딩 모드 제어의 안정성을 검증하였다. 파라미터 변동에 민감한 센서리스 제어의 특성을 고려하여 슬라이딩 모드 관측기의 구성에 고정자 저항 추정을 적용제어기법으로 추가시켜 구성하여 파라미터 변동에 더욱 견실한 제어기 설계가 되었으며, 스위칭 함수로서 signum 함수를 사용한 슬라이딩 모드 관측기에서 발생할 수 있는 고속 제어 시 문제점을 sigmoid 함수를 사용한 슬라이딩 모드 관측기에서 개선 될 수 있음을 나

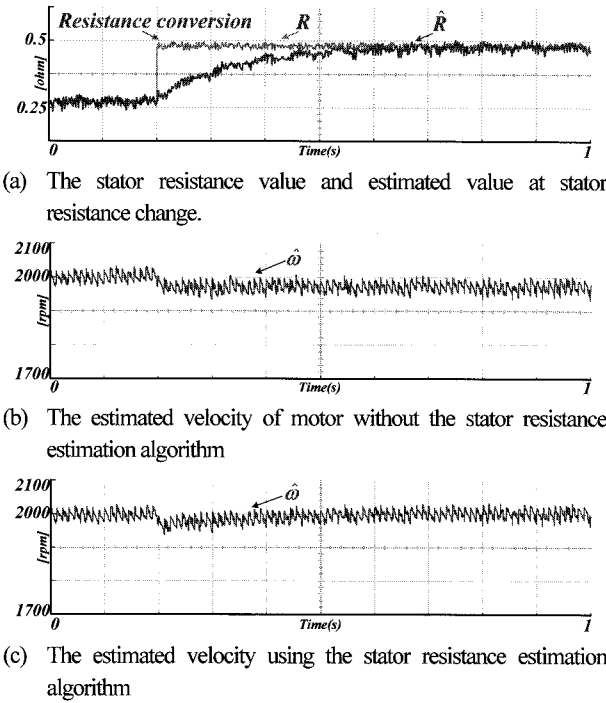


그림 11. 2000rpm 속도 제어시 고정자 저항 추정을 추가한 센서리스 제어.

Fig. 11. Sensorless speed control add to stator resistance at 2000rpm.

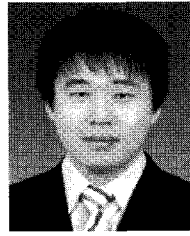
타내었다. 기존의 제어 방법으로 고속에서 제어 수행 시 나타나는 정상상태 응답 특성과 전류 리플 및 추정 오차 값을 제안된 관측기의 구조를 적용하였을 시 개선된 점을 검증하는 실험을 수행 함으로서 관측기의 성능을 평가 하였다.

참고문헌

- [1] P. Pillay and R. Krishnan, "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motor for servo drive," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 27, no 5, pp. 986-996, Sept.-Oct. 1991.
- [2] F. Parasiliti, R. Petrella, and M. Tursini, "Sensorless speed control of a PM synchronous motor by sliding mode observer," *Proc. of the IEEE ISIE '97*, vol. 3, pp. 1106-1111, Jul. 1997.
- [3] R. Wu and G R. Selmon, "A permanent magnet motor drive without a shaft sensor," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 1005-1011, Sept.-Oct. 1991.
- [4] N. Matsui and M. Shigyo, "Brushless DC motor control without position and speed sensor," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, no. 1, pp. 120-127, Jan.-Feb. 1992.
- [5] J. Hu, D. Zhu, Y. D. Li, and J. Gao, "Application of sliding observer to sensorless permanent magnet synchronous motor drive system," *IEEE PESC '94. Record*, vol. 1, pp. 532-536, Jun. 1994.
- [6] L. Changsheng and M. Elbuluk, "A sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motors," *IEEE IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1273-1278, Sept.-Oct. 2001.
- [7] Matthew J. Corley and Robert D. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 784-789, Jul.-Aug.

1998.

- [8] J. I. Ha and S. K. Sul, "Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 45-51, Jan.-Feb. 1999.
- [9] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and application to electric drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, 1993.
- [10] Z. Yan and V. Utkin, "Sliding mode observers for electric machines - An overview," *IEEE, IECON*, pp. 1842-1847, 2002.
- [11] Y.-H. Roh and J.-H. Oh, "Sliding mode control for robust stabilization of uncertain input-delay systems," *The Institute of Control, Automation and Systems Engineers, KOREA*, vol. 2, no. 2, pp. 98-103, Jun. 2000.
- [12] Y.-K. Kim and G. J. Jeon, "Error reduction of sliding mode control using sigmoid-type nonlinear interpolation in the boundary layer," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 2, no. 4, pp. 523-529, Dec. 2004.
- [13] V. Utkin and J. Shi, "Sliding mode control on electromechanical systems," 1st Edition, Taylor & Francis. 1999.
- [14] Y. S. Han, J. S. Choi, and Y. S. Kim, "Sensorless PMSM drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance estimator," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 36, no. 5, pp. 3588-3591, Sep. 2000.
- [15] Texas Instruments, "Implementation of a speed field oriented control of 3-phase PMSM motor using TMS320F240," Application Report SPRA588, Sep. 1999.
- [16] K. Paponpen and M. Konghirun, "An Improved sliding mode observer for speed sensorless vector control drive of PMSM" *Proc. of CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conf.*, vol. 2, pp. 1-5, Aug. 2006.
- [17] M. Ertugrul, O. Kaynak, A. Sabanovic, and K. Ohnishi, "A generalized approach for Lyapunov design of sliding mode controller for motion applications," *Proc. of AMC'96-MIE Conf.*, vol. 1, pp. 407-412, Mar. 1996.
- [18] Y. S. Kim, S. L. Ryu, and Y. A. Kwon, "An improved sliding mode observer of sensorless permanent magnet synchronous motor," *Proc. of SICE 2004 Annual Conference in Sapporo*, Aug. 2004.



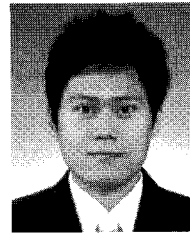
손주범

2008년 동명대학교 메카트로닉스공학과 졸업. 2010년 부산대학교 대학원 메카트로닉스 협동과정 졸업. 관심분야는 모터 구동 제어, 지능 제어 시스템, 마이크로프로세서 응용제어.



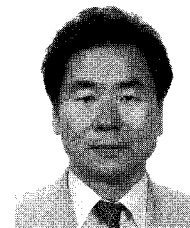
김홍열

1998년 동의대학교 전자공학과 졸업. 2000년 동 대학원 석사. 2008년~현재 부산대학교 전자공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 마이크로프로세서 응용 및 시스템 설계, 분산제어, 모션 및 모터 구동 제어.



서영수

2007년 동아대학교 전기공학과 졸업. 2009년~현재 부산대학교 대학원 정보기술협동과정 석사과정 재학중. 관심분야는 로봇 시스템 설계 및 제어, 모터 구동 제어, 마이크로프로세서 응용제어.



이장명

1980년 서울대학교 전자공학과 공학사. 1982년 서울대학교 전자공학과 공학석사. 1990년 University of Southern California 공학박사. 1992년~현재 부산대학교 전자공학과 교수. 관심분야는 다관절 로봇 시스템 설계 및 제어, 협동 제어, 이동 물체의 위치 추적, 마이크로 프로세서응용제어.