

슬라이딩 모드 관측기를 이용한 고속 영역에서의 PMSM 센서리스 제어에 관한 연구

論文
53B-1-5

A Study on Sensorless Control of a PMSM using Sliding Mode Observer in High Speed Range

姜桂龍* · 金長睦** · 李相赫*** · 黃根培§ · 金勳勳§§

(Kye-Lyong Kang · Jang-Mok Kim · Sang-Hyuk Kim · Geun-Bae Hwang · Kyung-Hoon Kim)

Abstract - An iterative sliding mode observer is proposed to sensorless control of a PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor). The proposed sliding mode observer has the character which is robust to the disturbance and parameters variation. A low pass filter with the variable cut-off frequency is also proposed to compensate the delay of the rotor angle according to the rotor speed, it is led to save memory and minimize operation time. Experimental results show that the proposed sliding mode observer leads to the proper performance.

Key Words : sliding mode observer, sensorless, PMSM, iterative method

1. 서 론

표면 부착형 영구자석 동기 전동기(PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor)는 회전자에 부착된 영구 자석으로부터 자속을 공급받기 때문에 원활한 토크를 발생시키기 위해서는 정확한 회전자 위치 정보를 알아야한다. 대부분의 가변속 드라이브 시스템에서는 엔코더(encoder)나 레졸버(resolver)등과 같은 위치 검출기를 회전자 측에 부착하여 회전자의 위치 및 속도를 검출하고 있다. 그러나 이러한 검출기의 부착은 전동기 시스템의 가격 상승, 부피 증가, 신뢰성 저하 그리고, 사용 환경의 제약 등 많은 문제를 유발한다[1]. 따라서 이러한 문제점들을 개선하기 위하여 최근에는 회전자의 위치 센서나 속도 센서 없이 구동하는 센서리스 제어 알고리즘에 관한 많은 연구가 활발히 진행되고 있다.

영구자석 동기 전동기를 센서리스 제어하는 기존의 방법들은 크게 세 가지 방법으로 나뉘어 질 수 있다. 첫 번째 방식은 전동기 단자 전압을 적분함으로써 회전자의 자속 값을 추정하고 추정된 자속 값으로부터 위치 정보를 얻는 방식이다[2]. 그러나 이 경우 적분에서 발생하는 오프셋과 정밀도가 낮다는 단점이 있다. 두 번째는 전동기 실제 시스템과 전동기 모델과의 출력 전류 오차를 통하여 회전자 위치 값을 직접 검출하는 방식이다[3].

이 방식 역시 시스템 노이즈때문에 발생하는 부정확한 차분으로 인하여 과도 상태에서의 동특성을 저하시킬 수 있다. 끝으로 관측기 혹은 칼만 필터(Kalman filter)와 같은 상태 추정기를 이용하여 전동기 속도 및 회전자의 위치를 동시에 추정하는 방식이 있다[4][5][6]. 그러나 칼만 필터를 이용하는 경우 칼만 필터 자체가 많은 연산량을 요구하므로 저가의 구현에 있어 큰 부담으로 작용하고 시스템 잡음을 공정하게 평가할 수 있는 방법이 없기 때문에 추정 이득을 선택하기가 매우 까다롭다는 단점이 있다. 관측기의 경우 칼만필터에 비해 간단하게 구성되지만 전동기 파라미터에 대해 민감하고 기계 방정식을 사용하는 경우 기계계의 관성, 마찰계수, 부하토크 등을 근사하게 추정하는 것이 어렵다.

본 논문에서는 센서의 부착이 용이하지 않고 저가의 하드웨어를 요구하는 시스템에 적용하기 위하여 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 센서리스 제어를 구현하였다. 일반적으로 슬라이딩 모드 관측기(SMO : Sliding Mode Observer)는 계산량이 적고, 구현이 간단할 뿐만 아니라 전기계의 파라미터의 변동이나 외란에 강인하다는 큰 장점을 가지고 있다. 하지만, 실제 적용 면에서는 디지털 샘플링 주기를 무한하게 할 수 없으므로 슬라이딩 모드는 슬라이딩 면으로 미끄러지지 않고 채터링(chattering)을 유발시켜 정상 상태 특성이 좋지 않은 단점이 있다[7]. 특히 고속영역에서는 샘플링 구간 동안 추정 변수인 전류의 변화 폭이 커지므로 이를 추정하기 위해 관측기 스위칭 이득이 상대적으로 커지게 되고, 추정 변수에 큰 리플 성분으로 작용하여 제어가 용이하지 않다. 따라서 고속 영역에 적합한 슬라이딩 모드 관측기 알고리즘을 이용하여 영구자석 동기 전동기의 센서리스 제어 성능을 향상시키고자 한다. 제안된 슬라이딩 모드 관측기 알고리즘은 주어진 시스템의 샘플링 주기 내에 관측기를 반복함으로써 부가적인 하드웨어 없이 고속 영역에서의 센서리스를 가능하게 하고, 제안된 위상각 보상 방법은 전 속도 영역에 대해 간단하고 안정된 위치 보상을 가능하게 한다.

* 準 會 員 : 釜山大 工大 電氣工學科 碩士課程
** 正 會 員 : 釜山大 工大 電氣工學科 助教授 · 工博
*** 正 會 員 : 釜山大 工大 電氣工學科 基金教授 · 工博
§ 正 會 員 : LG電子(株) DAC研究所 責任研究員
§§ 正 會 員 : LG電子(株) DAC研究所 主任研究員
接受日字 : 2003年 6月 4日
最終完了 : 2003年 10月 29日

2. 역기전력 추정을 위한 슬라이딩 모드 관측기

정지 좌표계에서 PMSM의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\dot{x} = Ax + Bu + K_E v_i + \xi \quad (1)$$

여기서

$x = [i_\alpha \quad i_\beta]^T$: 정지좌표계 고정자 전류 벡터

$u = [v_\alpha \quad v_\beta]^T$: 정지좌표계 고정자 전압 벡터

$$A = \left(-\frac{R_s}{L_s}\right)I, B = \left(-\frac{1}{L_s}\right)I$$

R_s, L_s : 고정자 권선 저항 및 고정자 인덕턴스

I : 단위 벡터 (2×2)

$$K_E = -\frac{3}{2} \frac{K_e}{L_s}, K_e: \text{역기전력 상수}$$

$v_i = [-w \sin\theta \quad w \cos\theta]^T$: 역기전력 벡터

$\xi = [\xi_\alpha \quad \xi_\beta]^T$: 외란 벡터

식 (1)로 부터 슬라이딩 모드 관측기를 다음과 같이 구성할 수 있다[8-9].

$$\dot{\hat{x}} = A \hat{x} + Bu + K_{sw} \operatorname{sgn}(\hat{x} - x) \quad (2)$$

여기서

$$\operatorname{sgn}(\hat{x} - x) = [\operatorname{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad \operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta)]^T$$

$K_{sw} = kI$: 관측기 스위칭 이득

슬라이딩 초평면(hyperplane) S 는 식(3)과 같이 추정 전류와 입력 전류의 오차를 통하여 정의된다.

$$S = \hat{x} - x = 0 \quad (3)$$

추정 오차 $e_s = \hat{x} - x$ 에 대한 동적 방정식은 식 (1)과 (2)의 차로부터 얻을 수 있다.

$$\dot{e}_s = A e_s - K_E v_i + K_{sw} \operatorname{sgn}(e_s) - \xi \quad (4)$$

여기서, 적절한 관측기 스위칭 이득 K_{sw} 는 슬라이딩 모드 수렴하기 위한 $e_s \dot{e}_s^T < 0$ 조건을 만족시켜야 한다[7].

등가 제어법[7]을 이용하여 $e_s = \dot{e}_s = 0$ 을 만족하는 슬라이딩 초평면에서의 슬라이딩 모드 관측기의 성질은 식(5)와 같다.

$$z \equiv K_{sw} \operatorname{sgn}(e_s) = K_E (v_i) + \xi$$

$$z = \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = K_E \begin{bmatrix} -w \sin\theta \\ w \cos\theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_\alpha \\ \xi_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 z 는 전류 오차에 대한 스위칭 신호로 기본파 성분은 역기전력 성분이고 고조파를 포함하는 형태가 된다. 따라서, 이 고조파 신호를 저역 통과 필터를 통하여 필터링함으로써 식(6)과 같이 추정된 역기전력을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{w}{s+w} \begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

추정된 회전자 위치각은 식 (6)에서 추정된 역기전력을 통하여 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{\theta} = \operatorname{atan} \left(\frac{-\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right) \quad (7)$$

이상의 결과를 토대로 역기전력 추정을 위한 슬라이딩 모드 관측기의 제어 블록은 그림 1과 같이 나타낸다.

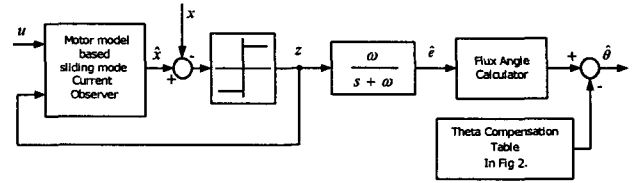


그림 1 역기전력 추정을 위한 슬라이딩 모드 관측기
Fig. 1 Sliding Mode Observer for back EMF estimation

3. 고속영역에서의 개선된 슬라이딩 모드 관측기

3.1 저역 통과 필터와 위치각 보상

고속 영역에서 슬라이딩 모드를 안정되게 동작시키기 위해서는 필연적으로 큰 스위칭 이득이 필요하다. 그러나, 이 경우 추정된 위상각에 큰 리플이 발생하므로 센서리스 제어기의 성능은 불안정해진다. 추정된 변수에 발생하는 리플을 최소화하고, 슬라이딩 면에서의 실제 신호와 스위칭 노이즈를 분리하기 위하여 실제 구현에서는 저역 통과 필터가 사용된다. 그러나 필터를 사용하는 경우 추정된 위상각에 위상 지연이 발생하므로 속도에 따른 적절한 위상각 보상이 필요하다. 기존의 위상각을 보상하는 방법은 실험적으로 최소의 리플을 갖는 차단주파수를 결정하여 위상 지연값을 테이블로 보상하였다. 그러나, 전 영역에 대하여 위상을 보상하는 경우 그림 2에서와 같이 200[Hz]까지 위상 지연이 급격하게 진행되므로 이를 보상하기 위해서는 많은 양의 데이터가 필요하고, 약간의 추정오차에 대해서도 지연되는 위상이 크게 차이가 나게 되므로 정확한 보상을 하기가 어렵다.

따라서 본 논문에서는 차단주파수를 특정 주파수로 고정시키지 않고 속도에 비례하게 가변시킴으로써 위상 보상값을 속도에 관계없이 항상 일정하게 설정하였다. 저역통과 필터의 차단 주파수는 사용한 DSP 제어기의 성능을 고려하여 식 (8)과 같이 설정하였다.

$$w_{cutoff} = \frac{\hat{w}}{K} \quad (8)$$

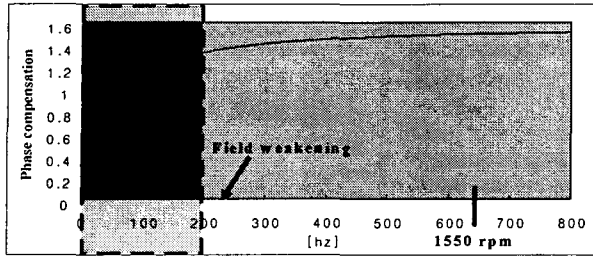


그림 2 회전자 속도 따른 위치각 보상 테이블
Fig. 2 Angle compensation table to the rotor speed

따라서 저역 통과 필터는

$$H_L(j\omega) = \frac{\omega_{cutoff}}{j\omega + \omega_{cutoff}} = \frac{1}{1 + jK} \quad (9)$$

이 되므로 위상 지연 보상 값은 식(10)과 같이 속도에 관계없이 항상 일정하게 얻을 수 있다.

$$\tan^{-1}\left(\frac{\hat{\omega}}{\omega_{cutoff}}\right) = \tan^{-1}(K) \quad (10)$$

3.2 반복 기법을 이용한 슬라이딩 모드 관측기

고속 영역에서 상태변수의 적절한 추정을 위하여 큰 스위칭 이득이 적용되므로 추정된 역기전력에 큰 리플 성분이 포함되어 필터링을 하더라도 정밀한 위치각을 얻을 수 없다. 이상적인 슬라이딩 모드에서와 같이 무한에 가까운 스위칭을 발생시킨다면 입력 전류의 변화 폭이 작아지므로 고속 영역에서도 작은 스위칭 이득으로도 제어가 가능하지만 실제 구현에 있어서는 변환 시간이 짧은 고가의 A/D와 고속 프로세서를 사용하여야 하는 비용적인 문제와 제어 알고리즘을 짧은 샘플링 구간 내에 동작시켜야 한다는 문제가 있다. 이러한 문제를 해결하기 위한 방법으로 그림 3과 같이 적용 DSP 제어기의 성능을 고려하여 전류 샘플링 주기 내에 슬라이딩 모드 관측기를 3번 반복하는 경우의 전류 추정 알고리즘을 나타내었다.

그림 3(a)와 같이 전류 제어기 동안 관측기를 반복하고 관측기의 샘플링 주기 T_s 를 반복 회수에 의해 나누게 되면 관측기에 의한 추정 전류는 그림 3(b)와 같이 전류제어기를 반복 회수로 나눈 가상 샘플링 주기마다 나타나게 된다. 그러므로 센서에 의해 검출된 전류가 실제 전류 샘플링 구간 동안 일정하다고 가정한다면 상대적으로 관측기 스위칭 이득을 작게 하더라도 그림 3(c)와 같이 전류제어기 구간 동안 반복 회수만큼 여러 번 전류를 추정하게 되므로 채터링 저감 효과를 얻을 수 있고, 고속 영역에서도 작은 스위칭 이득의 적용이 가능하므로 추정 역기전력에 리플 성분이 작아지고 정확한 위상각 추정이 가능하게 된다. 제어를 위한 흐름 선도는 그림 4과 같다.

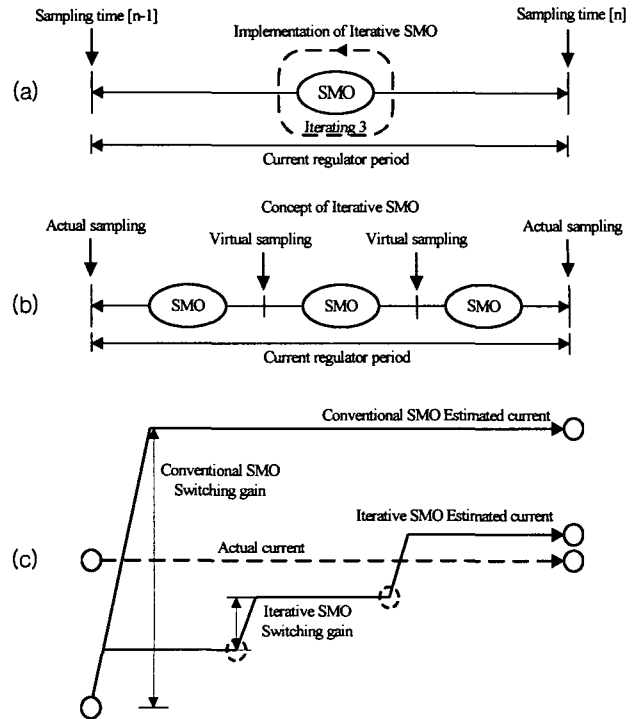


그림 3 반복법을 이용한 슬라이딩 모드 관측기의 구현
Fig. 3 SMO realization using a iterative method

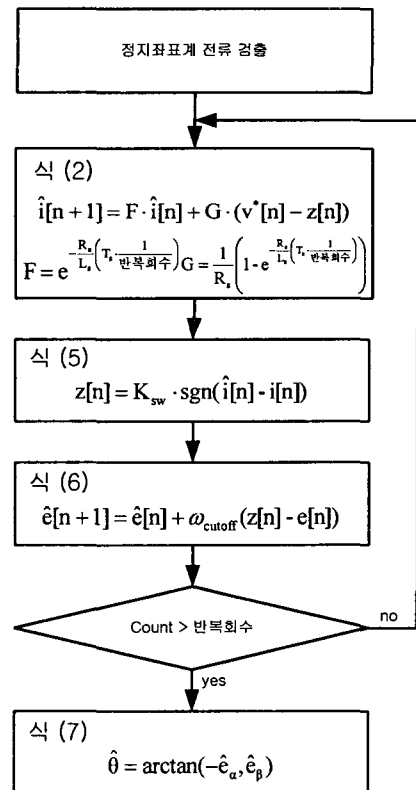


그림 4 반복기법을 이용한 슬라이딩모드관측기의 흐름선도
Fig. 4 Flow chart of the iterative sliding mode observer

제안된 슬라이딩 모드 관측기의 블록도는 그림 5와 같다.

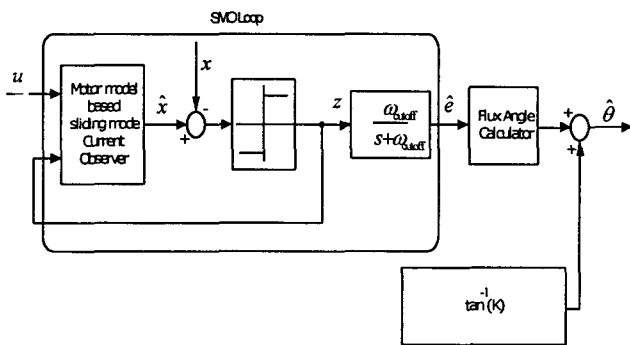


그림 5 제안된 슬라이딩 모드 관측기 블록도
Fig. 5 The proposed SMO block diagram

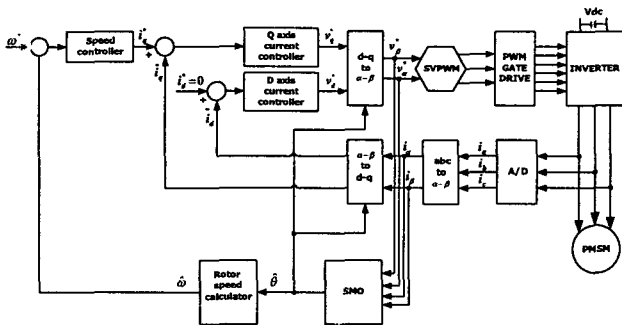


그림 6 슬라이딩모드관측기를 이용한 센서리스 제어블록도
Fig. 6 Sensorless control block using sliding mode observer

4. 실험 결과

제안하는 알고리즘의 타당성을 검토하기 위하여 TI사의 TMS320LF2407A를 사용하여 PMSM 구동 시스템을 구현하였다. 이 시스템은 낮은 가격에 모터 구동을 위한 여러 가지 회로를 내장하고 있기 때문에 하드웨어 구성이 간단하여 실제 현장에서 적용하기 쉽다는 장점이 있다. 전력회로의 인버터 스위칭 소자로는 IGBT를 사용하였고 데드타임은 2[μs]로 설정하였다. 각종 제어 변수의 모니터링은 D/A를 통하여 오실로스코프로 관측하였고, 전류 제어기의 제어주기는 62.5[μs] 그리고, 속도 제어 주기는 1[ms]의 샘플링 주기를 갖도록 설정하였다. 그림 6은 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 센서리스 제어 블록도를 나타내었다. 실험에 사용된 영구자석 동기 전동기의 사양은 표 1과 같다.

그림 7은 기존의 슬라이딩 모드 관측기를 이용하여 무부하 시 전동기 속도 200[rpm]에서의 센서리스 운전 특성을 나타낸다. 이 경우 전기적 주파수로 환산해 보면 극수가 48극이므로 약 80[Hz]의 주파수로 회전하고, 그림 7(b)에서와 같이 저속에서는 실제 전류와 거의 동일한 추정전류를 얻게 된다. 이 때의 스위칭 함수 z는 그림 7(c) 실험 파형으로부터

터 무한에 가까운 스위칭을 하고 있음을 알 수 있다. 그림 8은 추정된 역기전력과 추정된 위치각을 나타내고 있다. 저속에서는 기존 알고리즘을 사용하더라도 실제 위치에 잘 추정하고 있음을 알 수 있다. 그러나, 고속 영역에서는 스위칭 함수가 저속에 비해 매우 적은 수의 스위칭을 하게 되고, 추정변수가 빠르게 변하므로 전류 추정을 위해 큰 스위칭 이득을 필요로 하게 된다. 또, 큰 스위칭 이득으로 인하여 추정 전류에 리플 성분이 포함되어 추정된 위치각을 통한 제어는 불안정하게 될 가능성이 있다.

그림 9은 기존 슬라이딩 모드 관측기를 이용하여 무부하 시 전동기 속도 1600[rpm]에서의 센서리스 운전 특성을 나타낸다. 이 경우 620[Hz]의 매우 빠른 전기적 주파수를 가지므로 그림 9(b)와 같이 큰 스위칭 이득으로 인하여 추정 전류에 리플성분이 포함됨을 알 수 있다.

그림 10은 1600[rpm]에서의 추정 역기전력과 추정 위치각을 나타낸다. 고속영역에서 큰 리플을 저감시키기 위하여 고차의 필터링을 하더라도 역기전력과 위상각은 불안정하게 추정되어 안정된 센서리스 제어가 되지 않음을 그림 10(d)의 추정 위치 파형으로부터 알 수 있다.

그림 11, 12은 200[rpm]에서의 제안된 슬라이딩 모드 관측기 알고리즘을 이용한 운전특성을 나타낸다. 이 경우 그림 8, 9의 기존의 슬라이딩 모드 관측기에서와 같이 추정된 위치각은 실제 위치에 잘 추정하고 있음을 알 수 있다.

그림 13은 1600[rpm]에서의 제안된 슬라이딩 모드 관측기 알고리즘을 이용한 운전특성을 나타낸다. 고속영역에서 제안된 관측기는 그림 13(b)와 같이 실제전류에 대해 추정전류는 큰 리플 없이 잘 추정함을 알 수 있다. 그리고 그림 14와 같이 추정 역기전력과 추정 위치각은 기존 방식과는 달리 큰 리플 성분 없이 실제 위치에 잘 추정하고 있음을 알 수 있다.

7. 결론

본 연구는 고속 영역에서의 영구자석 동기전동기의 센서리스 제어를 위한 슬라이딩 모드 관측기의 구성에 대한 연구를 수행하였다. 기존의 테이블을 이용한 위상 보상 방식에 대해 가변 차단 주파수를 이용한 위상 보상 방법을 제안함으로써 위상 보상을 일정 상수로 처리하여 메모리 낭비와 수행시간을 최소화하였다. 그리고 반복 기법을 이용하여 기존의 샘플링 주기 내에 관측기를 반복함으로써 고가의 하드웨어 없이도 고속에서의 제어성능을 개선하였다. 실험을 통하여 제안된 반복 슬라이딩 모드 관측기가 고속영역에서 위치각이 실제 위치각을 적절히 추정함을 확인하였다.

표 1 영구자석 동기 전동기 명세
Table 1 Parameters of a PMSM

정격전압	220[V]	극 수	48
정격전류	8.5[A]	고정자 저항	4.1[Ω]
정격속도	600[rpm]	고정자 리액턴스	20[mH]
최대속도	1550[rpm]	역기전력상수	0.083[V/rad/s]

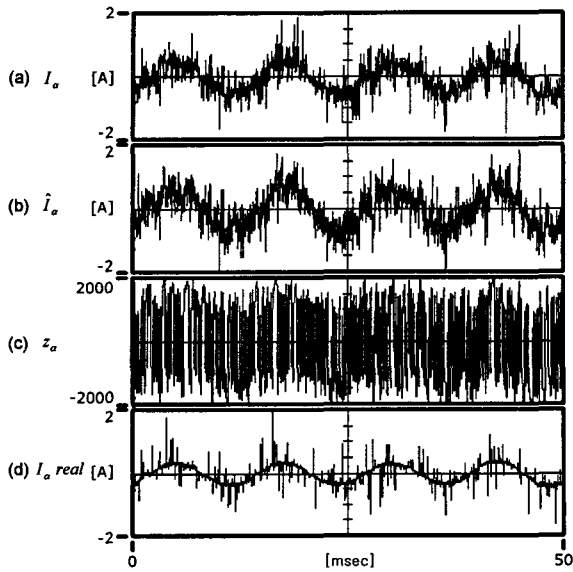


그림 7 80[Hz]에서의 기존 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 운전특성

- (a) 정지좌표 α 축 전류 (b) 정지좌표 추정 α 축 전류
(c) 스위칭 함수 (d) 실제 전류

Fig. 7 Operating performance using conventional SMO at 80Hz

- (a) α -axis current (b) estimated α -axis current
(c) switching function (d) real current

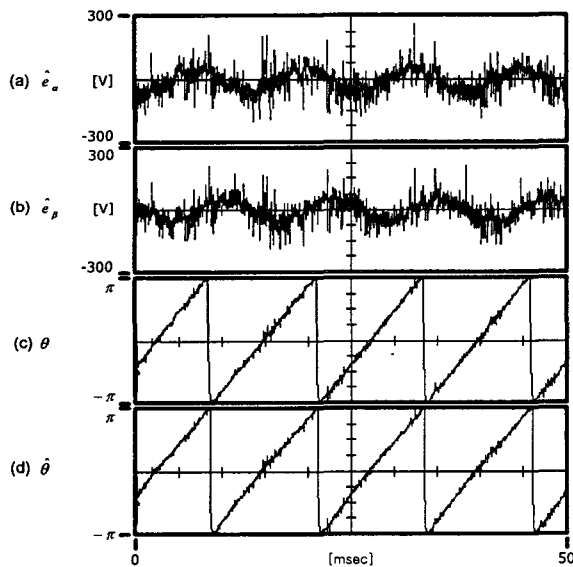


그림 8 80[Hz]에서의 기존 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 운전특성

- (a) 추정 α 축 역기전력 (b) 추정 β 축 역기전력
(c) 실제 회전자 위치각 (d) 추정 회전자 위치각

Fig. 8 Operating performance using conventional SMO at 80Hz

- (a) estimated α -axis EMF (b) estimated β -axis EMF
(c) real rotor angle (d) estimated rotor angle

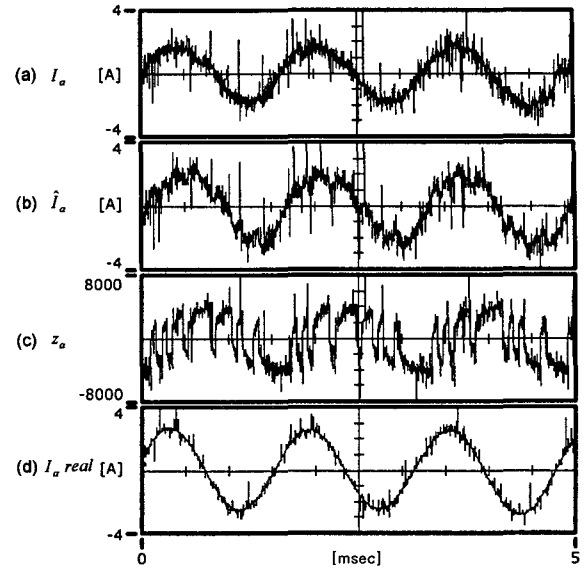


그림 9 620[Hz]에서의 기존 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 운전특성

- (a) 정지좌표 α 축 전류 (b) 정지좌표 추정 α 축 전류
(c) 스위칭 함수 (d) 실제 전류

Fig. 9 Operating performance using conventional SMO at 620Hz

- (a) α -axis current (b) estimated α -axis current
(c) switching function (d) real current

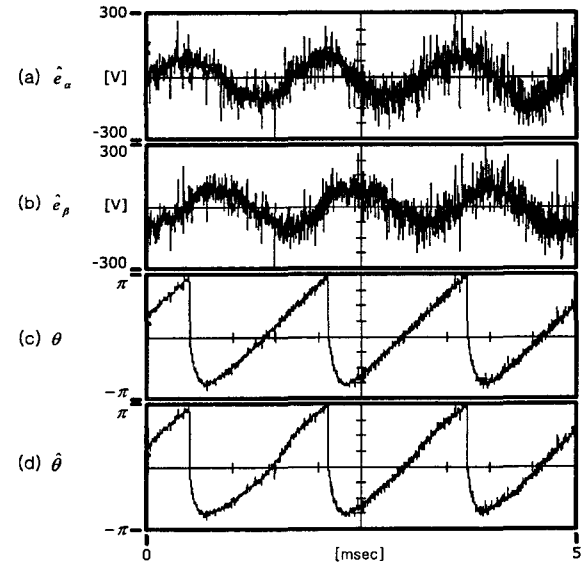


그림 10 620[Hz]에서의 기존 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 운전특성

- (a) 추정 α 축 역기전력 (b) 추정 β 축 역기전력
(c) 실제 회전자 위치각 (d) 추정 회전자 위치각

Fig. 10 Operating performance using conventional SMO at 620Hz

- (a) estimated α -axis EMF (b) estimated β -axis EMF
(c) real rotor angle (d) estimated rotor angle

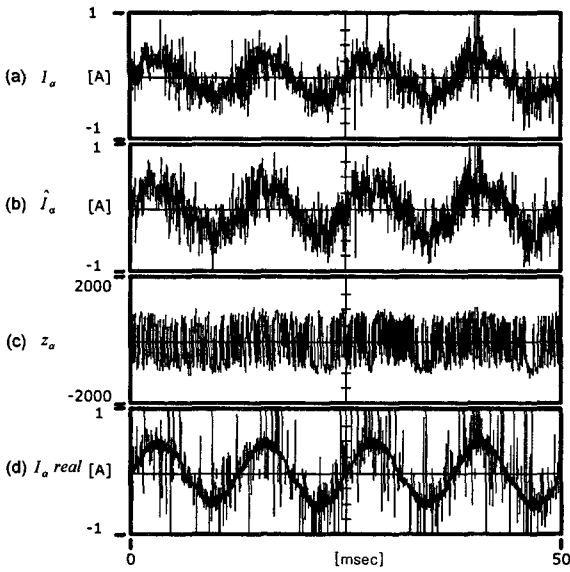


그림 11 80[Hz]에서의 제안된 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 운전특성

(a) 정지좌표 α 축 전류 (b) 정지좌표 추정 α 축 전류
(c) 스위칭 함수 (d) 실제 전류

Fig. 11 Operating performance using proposed SMO at 80Hz

(a) α -axis current (b) estimated α -axis current
(c) switching function (d) real current

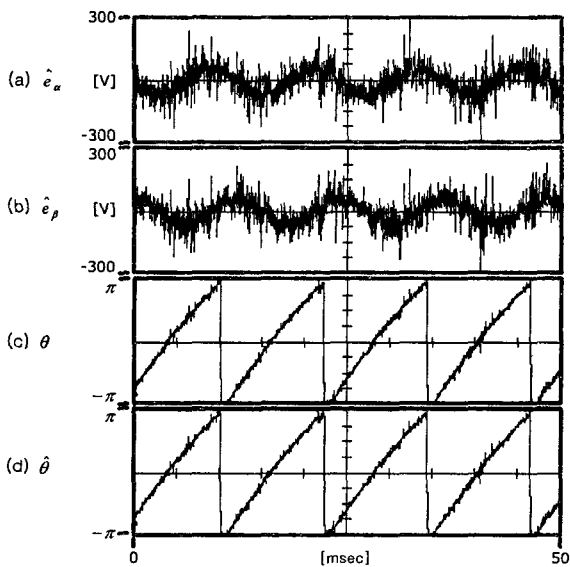


그림 12 80[Hz]에서의 제안된 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 운전특성

(a) 추정 α 축 역기전력 (b) 추정 β 축 역기전력
(c) 실제 회전자 위치각 (d) 추정 회전자 위치각

Fig. 12 Operating performance using proposed SMO at 80Hz

(a) estimated α -axis EMF (b) estimated β -axis EMF
(c) real rotor angle (d) estimated rotor angle

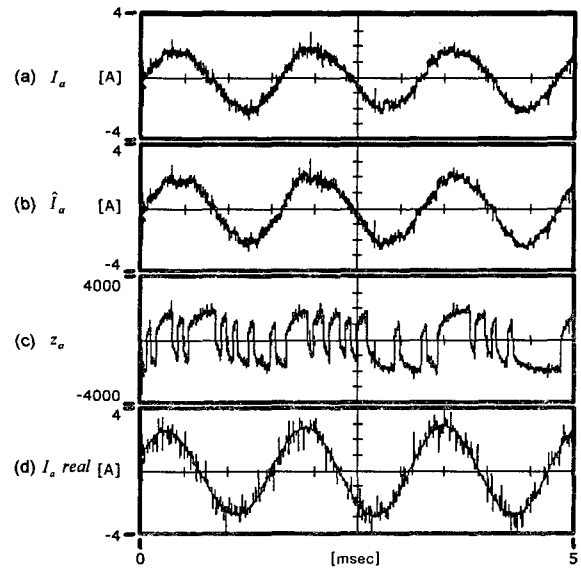


그림 13 620[Hz]에서의 제안된 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 운전특성

(a) 정지좌표 α 축 전류 (b) 정지좌표 추정 α 축 전류
(c) 스위칭 함수 (d) 실제 전류

Fig. 13 Operating performance using proposed SMO at 620Hz

(a) α -axis current (b) estimated α -axis current
(c) switching function (d) real current

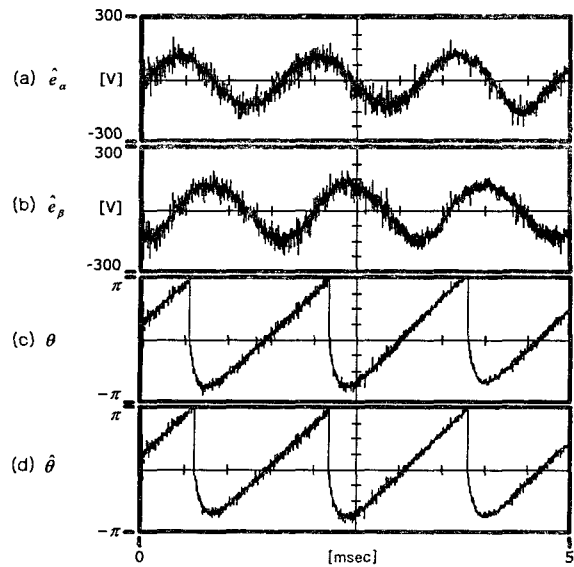


그림 14 620[Hz]에서의 제안된 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 운전특성

(a) 추정 α 축 역기전력 (b) 추정 β 축 역기전력
(c) 실제 회전자 위치각 (d) 추정 회전자 위치각

Fig. 14 Operating performance using proposed SMO at 620Hz

(a) estimated α -axis EMF (b) estimated β -axis EMF
(c) real rotor angle (d) estimated rotor angle

참 고 문 헌

- [1] F.Parasiliti, R.Petrella, M.Tursini, "Sensorless Speed control of a PM synchronous motor by Sliding Mode Observer," ISIE '97 vol. 3, pp. 1106-1111, 1997.
- [2] R.Wu, G.R.Slemon, "A Permanent Magnet motor drive without a Shaft Sensor," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.27, No.5, pp.1005-1011, 1991.
- [3] N.Matsui, M.Shigyo, "Brushless dc Motor Control without Position and Speed Sensor," IEEE Trans. on Ind. Appl. vol.28, No.1, pp.120-127, 1992.
- [4] A. Bado, S.Bolognani, M.Zigliotto, "Effective Estimation of speed and rotor position of a PM Synchronous motor drive by a Kalman filtering technique," IEEE PESC'92, pp.951-957, 1992.
- [5] R. Dhaouadi, N.Mohan, L.Norum, "Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor," IEEE Trans. on Power Electronics, vol.6, pp.491-497, 1991.
- [6] R.B.Sepe, et al., "real-time observer-based (adaptive) control of a permanent-magnet synchronous Motor without Mechanical Sensor," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.28, No.6, pp.1345-1352, 1992.
- [7] Vadim Utkin Jingxin Shi, "Sliding mode control in electromechanical systems", 1st Edition., Taylor & Francis. 1999.
- [8] Takeshi Furuhashi, Somboon Sangwongwanich, "A Position-and-Velocity Sensorless Control for Brushless DC Motors Using an Adaptive Sliding Mode Observer," IEEE Trans. On Industrial Electronics Vol. 39, No.2, pp.89-95, 1992.
- [9] Peixo, Z.M.A. et al, "Application of sliding mode observer for induced e.m.f., position and speed estimation of permanent magnet motors", Power Electronics and Drive Systems, Proc. Vol. 2 pp. 599-604, 1995.

저 자 소 개



강 계 룡 (姜 桂 龍)

1973년 12월 5일생. 1999년 경남대 전기 공학과 졸업. 2002년~현재 부산대 대학원 전기공학과 석사과정
Tel : 051-510-2866, Fax : 051-513-0212
E-mail : garongyi@pusan.ac.kr



김 장 목 (金 長 睦)

1961년 8월 6일생. 1988년 부산대 전기 공학과 졸업. 1991년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사).1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 부산대 전기공학과 조교수
Tel : 051-510-2366, Fax : 051-513-0212
E-mail : jmok@pusan.ac.kr



이 상 혁 (李 相 赫)

1963년 3월 10일생. 1988년 충북대 전기 공학과 졸업. 1991 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 부산대 전기공학과 기금교수
Tel : 051-510-2497, Fax : 051-513-0212
E-mail : leehyuk@pusan.ac.kr



황 근 배 (黃 根 培)

1966년 7월 12일생. 1989년 부산대 전기 공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기 공학과 졸업(공학석사). 2002년 부산대 기계설계공학과 졸업(공학박사) 1989년~현재 LG전자DAC연구소
Tel : 055-260-3834, Fax : 055-260-3507
E-mail : kbhwang@lge.com



김 경 훈 (金 勁 勳)

1972년 10월 3일생. 1998년 경북대 전자공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전자 공학과 졸업(공학석사). 2000년~현재 LG전자DAC연구소
Tel : 055-260-3834, Fax : 055-260-3507
E-mail : coolkim@lge.com