

반복 적응 슬라이딩 모드 관측기를 이용한 초고속 영구자석형 동기 전동기의 전영역 센서리스 제어

論 文
58-1-12

Sensorless Control of High-speed Type PMSM in Wide Speed Range using an Iterative Adaptive Sliding Mode Observer

金鍾武* · 崔丁元** · 李錫圭†
(Jong-Moo Kim · Jeong-Won Choi · Suk-Gyu Lee)

Abstract - This paper describes sensorless high-speed control for 45,000rpm/22kw type PMSM by using iterative adaptive sliding mode observer. The proposed algorithm is based on sensorless vector control by on-line estimating the speed of rotor in the wide speed operating range between the starting operation. In addition, it shows the enhanced performance of the iterative adaptive observer by lessening its chattering and getting stable response in limited PWM period. The simulation and experiment results show the reliable performance of the proposed algorithm through starting to high speed operating range.

Key Words : Sliding mode observer, Permanent type synchronous motor, Sensorless control, Observer

1. 서 론

최근 산업계에서는 베어링 기술의 향상과 효율 향상 및 유지보수의 편리성으로 수 만 rpm 이상의 운전 범위를 가지는 고속 전동기를 적용한 다양 응용 제품이 개발되어 상용화 되고 있다. 대표적인 예로 영구자석형 동기전동기를 적용한 마이크로 터빈 발전기, 터보 블러워, 연료전지용 공기 압축기, 고속 가공기용 전동기 등이 있다[1][2][3].

고속 전동기의 구동용으로 많이 적용되는 영구자석형 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor; 이하 PMSM)는 정확한 토오크 제어를 위해서 회전자의 위치를 정확히 알아야만 한다. 이를 위해서는 회전자에 엔코더 또는 리졸버를 부착하여 실시간으로 회전각 및 속도를 측정하여 벡터 제어 알고리즘에 반영하여 토오크 및 속도 제어를 수행한다. 그러나 회전자의 회전각 측정을 위해 센서를 부착하는 경우 사용 환경에 따라서 설치가 어렵거나 오동작의 원인이 되기도 한다. 특히 수만 rpm의 고속 전동기의 경우 적절한 센서가 없거나 고가의 센서를 부착하여야 하는 단점이 있어 초고속전동기를 적용한 시스템의 구현에 많은 어려움이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 속도 및 위치를 측정하는 센서없이 회전자의 위치 및 속도를 실시간으로 연산이 가능한 다양한 센서리스 알고리즘이 제안되었으며 많은 연구가 진행되고 있다[4][5].

영구자석형 동기전동기의 회전각 추정을 위한 센서리스 알고리즘은 동기전동기의 회로 방정식을 이용하여 역기전력을

추정하여 회전자의 위치를 구하는 연구가 진행 되었다. 또한 상태 추정기를 이용한 알고리즘, 칼만 필터를 이용한 알고리즘 등이 제안되었으나, 많은 연산량과 낮은 인덕턴스로 PWM에 의한 큰 리플 전류 및 실제 구동시 파라메타 변동으로 정확한 회전자의 위치 추정이 어려운 점이 있다. 특히 넓은 운전범위로 초기 기동 및 저속 운전시 센서리스 구현이 어려워 일부 저속 대역을 오픈 루프로 v/f 운전하여 기동을 하고 역기전력이 확보되면 센서리스 제어 동작을 수행하게 된다[4][5].

본 논문에서는 영구자석형 동기전동기의 센서리스 제어를 위하여 슬라이딩 모드 관측기를 적용하여 센서리스 알고리즘을 제안하고 초기 기동 및 정격속도에서의 운전 상태를 비교 검토하였다. 슬라이딩 모드 관측기는 파라메타 변동이나 외란에 강한 특성을 가지지만 채터링에 의한 회전각 추정시 오차를 유발하여 적용에 어려운 점이 있다. 이를 보완하기 위해서 경계층을 설정하고 경계층 내에서는 선형함수를 두어 리플을 저감 시켰다. 또한 역기전력의 추종 속도를 개선하기 위하여 슬라이딩 모드 관측기를 반복 실행하여 PWM 주기 동안 추정된 역기전력의 오차를 최소화하여 다음 주기 연산에 오차가 누적되어 채터링을 일으키는 문제점을 개선하여 측정 오차를 최소화하였다[7][11].

2. 영구자석형 동기전동기의 모델링

지금까지 수 만 rpm 이상의 초고속 영구자석형 동기 전동기를 구동하기 위해서는 저가의 홀센서를 이용하여 속도를 구하고 회전자의 위치 정보를 구하거나 수 천 rpm 까지 오픈 루프로 v/f 운전을 하여 기동을 한 후 속도 및 위치 센서리스 운전을 구현하였다. 그러나 이 경우 초기 기동시 큰 전류가 인가되고 기동시 회전자 및 부하 상황에 따라서 기동 실패의 우려가 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여

* 正 會 員 : 韓國電氣研究院 前任研究員
** 正 會 員 : 金烏工科大学校 電子工學部 教授 · 工博
† 교신저자, 正會員 : 嶺南大學校 電氣工學科 教授 · 工博
E-mail : sglee@ynu.ac.kr
接受日字 : 2008年 11月 28日
最終完了 : 2008年 12月 17日

초기 기동에서부터 정격속도까지 전 영역을 속도 및 위치 센서가 없이 운전 센서리스 알고리즘에 대하여 기술한다.

영구자석형 동기 전동기의 2상 동기 좌표계에서 전압 방정식은 다음과 같다[6].

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r L_s I_{qs} \quad (1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r L_s I_{ds} + \omega_r K_e \quad (2)$$

여기서, v_{ds}, v_{qs} 는 동기좌표계 전압, i_{ds}, i_{qs} 는 동기좌표계의 전류, $K_e = \sqrt{\frac{3}{2}} K_E$ 는 역기전력 상수, $R_s = R_b$ 는 권선저항, $L_s = \frac{3}{2} L_b$ 는 자기 인덕턴스, ω_r 은 회전자계의 전기각속도, θ_r 은 회전자의 위치인 전기각이다.

고속 PMSM의 회전자 위치를 추정하기 위하여 정지좌표계의 전압 및 전류를 이용하여 역기전력 및 자속을 추정하므로 이를 위한 동기 전동기의 2상 정지 좌표계에서 전압 방정식은 다음과 같다.

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + L_s \frac{di_{\alpha s}}{dt} - K_e \omega_r \sin \theta_r \quad (3)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + L_s \frac{di_{\beta s}}{dt} + K_e \omega_r \cos \theta_r \quad (4)$$

여기서, $v_{\alpha s}, v_{\beta s}$ 는 정지좌표계 전압, $i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ 는 정지좌표계의 전류이다.

식 (3), (4)를 전류에 대한 상태 방정식으로 전개하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} i_s = A i_s + B v_s - B e_s \quad (5)$$

여기서,

$$A = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 \\ 0 & -R_s/L_s \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$i_s = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}, v_s = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix}, e_s = \begin{bmatrix} e_{\alpha s} \\ e_{\beta s} \end{bmatrix} = K_e \omega_r \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

이다. 그림 1은 동기전동기의 좌표계를 나타낸다.

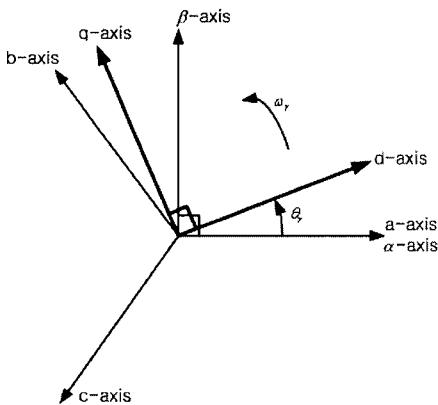


그림 1 영구자석형 동기전동기의 좌표계
Fig. 1 Coordinates description of PMSM

3. 반복 적응 슬라이딩 모드 관측기

영구자석형 동기전동기의 회전자 위치 및 속도를 제어하기 위해서 많은 연구들이 진행되어 다양한 알고리즘이 제안되었으나 초고속 전동기처럼 운전범위가 넓고 전동기의 상수가 작은 경우는 실제 적용에 어려운 점이 있다. 특히 작은 전동기 상수로 인해 PWM 출력에 의한 큰 리플전류를 수반하고 높은 기본파 주파수로 인해서 높은 전류 제어주기를 가져야 함으로 제한된 연산능력 범위내에서 센서리스 알고리즘을 구현 할 수가 있는 운전기법의 선택이 중요하다. 본 논문에서 관측기의 이득 선정 및 설계가 용이한 슬라이딩 모드 관측기를 적용한 개선된 알고리즘인 반복 적응 슬라이딩 모드 관측기를 적용한 센서리스 알고리즘을 구성하였다[7][8][10].

관측기의 상태방정식은 다음과 같으며 구성 블록도를 그림 2에 나타낸다.

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_s = A \hat{i}_s + B v_s - B z_s \quad (7)$$

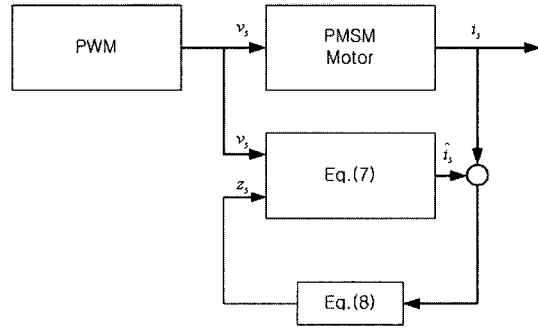


그림 2 적응 관측기의 구조
Fig. 2 Structure of adaptive observer

이때 관측기의 오차 피드백은 다음과 같다. 기존의 슬라이딩 모드제어기에 적용된 sign 함수는 빠른 스위칭 응답을 가지나 채터링을 유발하여 오히려 역효과를 내는 경우가 있기 때문에 이를 개선한 식(9)의 slide 함수를 적용하여 관측기의 추정 전류가 일정오차 범위 내에 수렴하면 오차에 비례하는 선형 구간을 두어 관측기의 응답을 얻도록 개선하였다[10].

$$z_s = K \text{slide}(\hat{i}_s - i_s) \quad (8)$$

$$\text{slide}(\hat{i}_s - i_s) = \begin{cases} 1 & , \text{if } (\hat{i}_s - i_s) > E_{lim} \\ \frac{(\hat{i}_s - i_s)}{E_{lim}} & , \text{otherwise} \\ -1 & , \text{if } (\hat{i}_s - i_s) < -E_{lim} \end{cases} \quad (9)$$

$$z_s = \hat{e}_s + \zeta \quad (10)$$

$$\hat{e}_s \cong \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z_s \quad (11)$$

식(8)의 $z_s = [z_{\alpha s}, z_{\beta s}]^T$ 는 전류오차에서 구한 슬라이딩 모드 관측기의 스위칭값이다. 이 값에는 식(11)의 역기전력 e_s 와 슬라이딩모드 관측기의 채터링에 의해 발생한 고주파 성분 ζ 이 포함되어 있어서 이를 제거하기 위해서 저역 통과 필터가 필요로 하게 되며 이로 인한 위상지연을 보상하는 기능이 필요하게 된다.[11]

관측기를 통하여 구한 z_s 의 전압 정보를 이용하여 회전자의 위치를 구할 수 있으며 이를 식(12)에 나타낸다.

$$\hat{\theta}_r = \tan^{-1}\left(\frac{-z_{\alpha s}}{z_{\beta s}}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{-\hat{e}_{\alpha s}}{\hat{e}_{\beta s}}\right) + \theta_{comp} \quad (12)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{d}{dt}\hat{\theta}_r \quad (13)$$

슬라이딩 모드 관측기의 피드백 게인 K 를 설정하기 위한 조건을 구하여 보면,

$$S = \hat{i}_s - i = e_i = 0 \quad (14)$$

$$\dot{e}_i = Ae_i - BK \text{slide}(\hat{e}_i) + Be_s - B\zeta \quad (15)$$

관측기의 슬라이딩 모드 조건은

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} S^T S < 0 \quad (16)$$

이며, 이를 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S^T \dot{S} &= e_i^T \dot{e}_i \\ &= e_i^T [Ae_i - BK \text{slide}(\hat{e}_i) + Be_s - B\zeta] \\ &= [\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s}, \hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s}] \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} A_{11}(\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s}) - B_{11}K \text{slide}(\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s}) + B_{11}e_{\alpha s} - B_{11}\zeta \\ A_{22}(\hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s}) - B_{22}K \text{slide}(\hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s}) + B_{22}e_{\beta s} - B_{22}\zeta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A_{11}(\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s})^2 - B_{11}K \text{slide}(\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s})(\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s}) \\ \quad + B_{11}(\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s})e_{\alpha s} - B_{11}\zeta(\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s}) \\ A_{22}(\hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s})^2 - B_{22}K \text{slide}(\hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s})(\hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s}) \\ \quad + B_{22}(\hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s})e_{\beta s} - B_{22}\zeta(\hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s}) \end{bmatrix} < 0 \quad (18) \end{aligned}$$

여기서 항상 $A_{11}(\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s})^2 < 0$, $A_{22}(\hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s})^2 < 0$ 이고 ζ 는 가우시안 분포를 가진다면 식(16)를 만족하기 위해서는 $K > \max(|e_{\alpha s}| + |\zeta|, |e_{\beta s}| + |\zeta|)$ 충족하여야 한다. K 를 선정시 큰 값을 설정하면 응답은 빠르지만 슬라이딩 모드의 단점인 채터링이 발생하고 작은 값을 설정하면 응답의 지연으로 관측기가 수렴하지 못하고 위상 지연이 발생하는 문제가 있다. 따라서 K 는 역기전력의 크기의 함수이므로 속도에 비례하는 값으로 설정하여 적응 관측기를 구성하였다.

$$K = k|w_r| + k_0 \quad (19)$$

위치 및 속도 추정을 위한 관측기 설계시 전류, 전압을 정지 좌표계의 신호를 사용함으로 주파수와 크기를 가진다. 그런데 관측기의 연산은 전류제어기와 동기를 이루고 전동기의 회전수와 전압의 크기는 비례관계에 있어서 고속 모드

에서는 위상 지연이 발생하여 회전자의 위치 및 속도 추정에 어려움이 발생하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 전체 시스템은 트래킹 모드로 관측기를 운전하고 매 샘플마다 관측기를 여러 번 반복수행하여 레귤레이션 모드로 관측기를 학습시켜 매 주기마다 오차를 최소화하는 방법을 적용하였다. 이때 전류 오차가 0이 되는 부분에서의 채터링을 방지하기 위하여 변형된 함수인 식(9)의 slide함수를 적용하여 수렴시 안정화를 기하였다. 제안된 반복 적응 슬라이딩 모드 관측기의 구조를 그림 3에 나타내며, 전체 센서리스 시스템의 구성을 그림 4에 나타낸다.

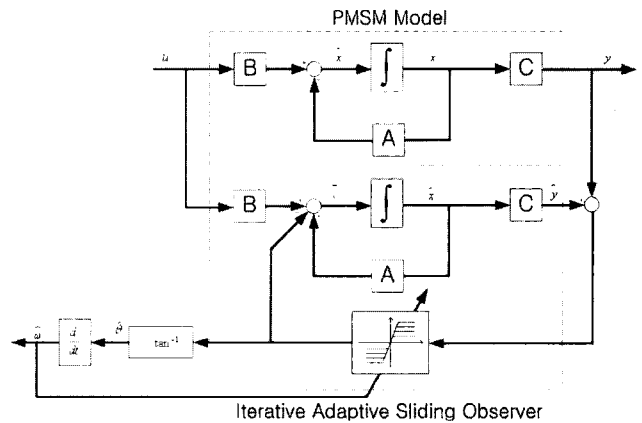


그림 3 제안한 반복 적응 슬라이딩 모드 관측기의 구조
Fig. 3 The structure of the proposed iterative adaptive sliding mode observer

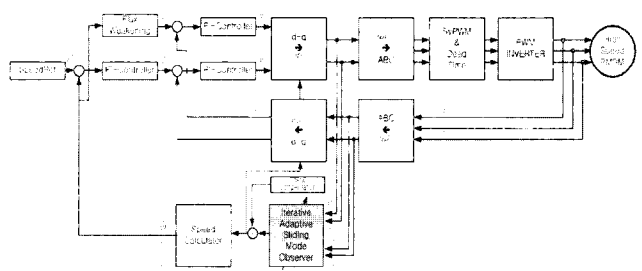


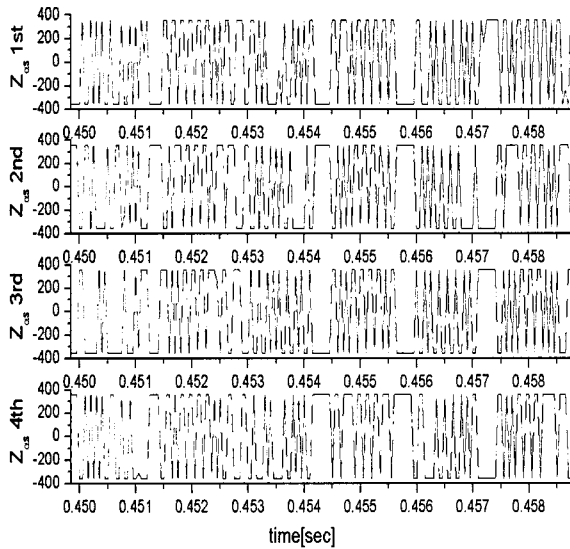
그림 4 제안한 반복 적응 슬라이딩 모드 관측기를 포함한 전체 시스템 구성
Fig. 4 The global structure of the proposed system

4. 시뮬레이션 및 실험

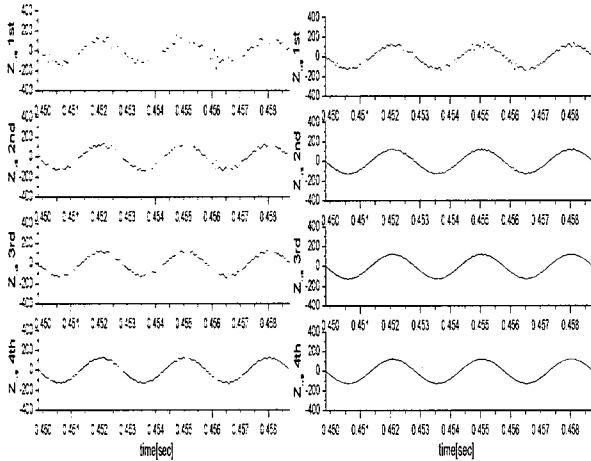
제안한 초고속 영구자석형 동기전동기의 센서리스 알고리즘을 검증하기 위하여 시뮬레이션 툴인 MATLAB의 SIMULINK 및 S-Function을 이용하여 Discrete Mode에서 수행하였으며 이때 인버터의 실제 백터제어 주기인 20kHz 즉 50usec로 설정하고 표 1에 나타난 전동기의 파라미터를 이용하였다. 이때 전동기의 전류 피드백시 가우시안 노이즈를 포함하여 시뮬레이션을 수행하여 실제 인버터의 제어시

발생하는 많은 오차 성분을 포함하여 성능을 평가하였다.

20,000[rpm] 회전시 그림 5는 제안한 슬라이딩 함수의 기울기 및 반복 횟수에 따라서 Z_{α_s} 의 변화를 나타낸다. 기울기가 0.1에 근접할수록 반복 횟수가 증가 할수록 정현파에 가까운 역기전력을 얻을 수 있다. 이를 저역 통과 필터를 통하여 얻은 그림 6의 E_{α_s} 는 정현파를 얻지만 위상 지연 및 감쇄가 발생하게 된다. E_{lim} 을 0.1로 하고 4회 반복하여 추종시 전류관측기에 의한 입력전압, 역기전력, 필터된 전압 및 회전자들의 추정위치를 그림 7에 나타낸다. 각 파형의 위상을 보면 지연이 발생함을 알 수 있다. 이는 운전주파수와 필터주파수 비를 일정하게 하여 지연을 일정값으로 보상하면 된다.



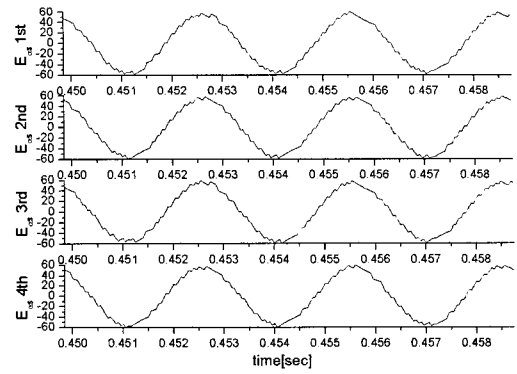
(a) $E_{lim}=0.001$ 인 경우



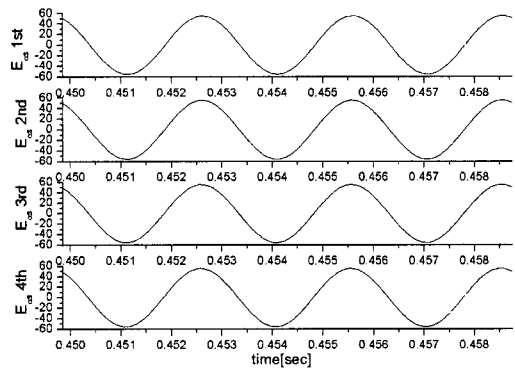
(b) $E_{lim}=0.05$ 인 경우

(c) $E_{lim}=0.1$ 인 경우

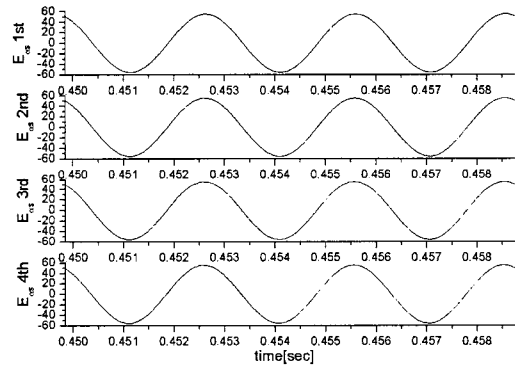
그림 5 슬라이딩 함수의 기울기 변화에 따른 스위칭값 Z_{α_s} 의 변화. 이때 위에서부터 1-4회 반복한 경우의 결과
Fig. 5 The variation of Z_{α_s} depending on the slope of sliding function



(a) $E_{lim}=0.001$ 인 경우



(b) $E_{lim}=0.05$ 인 경우



(c) $E_{lim}=0.1$ 인 경우

그림 6 슬라이딩 함수의 기울기 변화에 따른 E_{α_s} 의 변화 파형. 이때 위에서부터 1-4회 반복한 경우의 결과
Fig. 6 The variation of E_{α_s} depending on the slope of sliding function

전동기를 정지상태에서 정격속도까지 운전시 알고리즘의 성능을 시뮬레이션을 얻은 결과 그림 8에 나타낸다. 그림 8의 (a)는 정지상태에서 정격속도까지의 슬라이딩 함수의 기울기에 따른 속도 추정 특성을 비교하였다. 초기 기동시를 확대한 파형 (b)에서 초기 속도 추정시 불안정한 모습을 보인다. 슬라이딩 함수의 기울기 설정에 따라서 안정된 추정 응답 특성을 얻을 수 있다. 또한 정격속도 부근의 파형을 확대한 (c)에서도 슬라이딩 함수의 기울기가 너무 크면 측

정값에 리플이 많이 함유되어 추정된 속도로 피드백 제어시 리플이 발생할 수 있다.

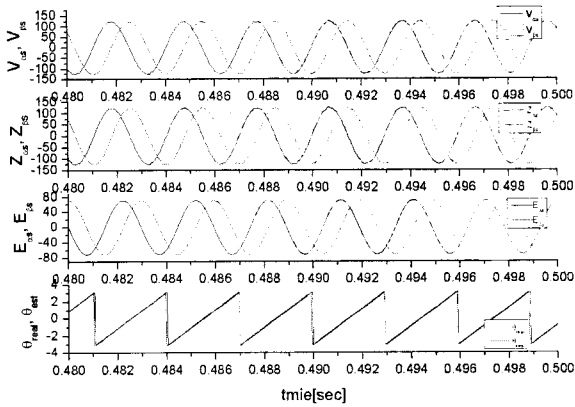


그림 7 20,000rpm 운전시 $V_{\alpha s} - V_{\beta s}$, $Z_{\alpha s} - Z_{\beta s}$, $E_{\alpha s} - E_{\beta s}$, $\theta_{real} - \theta_{est}$ 의 변화

Fig. 7 The variation of $V_{\alpha s} - V_{\beta s}$, $Z_{\alpha s} - Z_{\beta s}$, $E_{\alpha s} - E_{\beta s}$, $\theta_{real} - \theta_{est}$ for 20,000 rpm

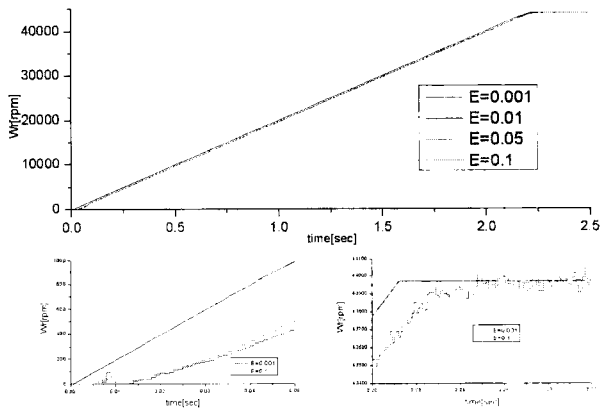


그림 8 0~44,000[rpm] 운전시 실제속도 및 추정속도 변화
(a) 0~44,000[rpm] 운전시 전체 파형, (b) 초기 기동시 0~1,000[rpm] 운전시 확대 파형, (c) 목표속도 도달시 속도 확대 파형

Fig. 8 The comparison of the actual speed and estimated speed for 0~44,000[rpm] range
(a) The waveform for 0~44,000[rpm], (b) The enlarged waveform for 0~1,000[rpm], (c) The enlarged waveform at the desired speed

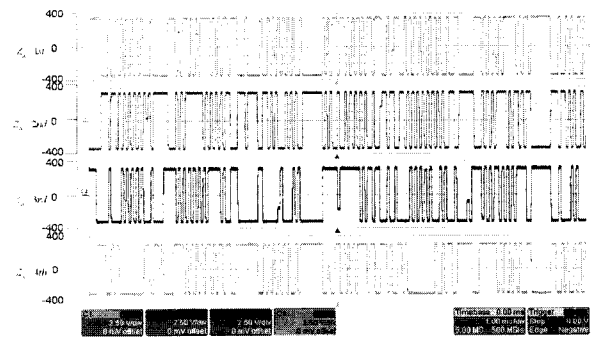
4. 실험결과

제안한 센서리스 알고리즘을 검증하기 위하여 제작한 45,000rpm/22kW 영구자석형 동기전동기를 이용하여 실험을 수행하였다. 전동기의 사양은 표 1에 나타낸다. 전원은 3상 380V를 인가하여 정류한 후 SVPWM 방식으로 IGBT를 구동하며 스위칭 주파수는 10kHz이고 전류제어기 주기는 20kHz로 수행하였다. 또한 센서리스 알고리즘을 수행하기 위하여 DSP제어기는 TI사의 TMS320VC33-150를 적용하고

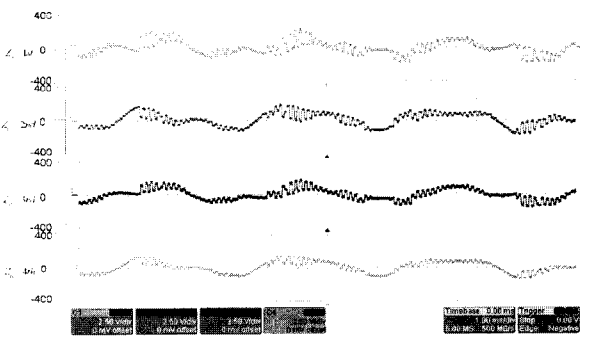
SVPWM 및 주변 인터페이스 및 보호회로를 VHDL을 이용하여 로직을 구성하고 ACTEL사의 재프로그밍 가능한 APA075 FPGA 디바이스를 이용하여 구현하였다.

실제 회전자 각도 측정은 홀소자를 120도씩 3개를 배치하고 회전자 축에 2극 링자석을 설치하여 1회전당 3펄스를 얻어서 6채배하고 이를 M/T 기법으로 속도를 측정하고 펄스와 펄스 사이는 속도 정보를 이용가지고 보간하여 회전자 위치를 구하고 추정된 회전자 위치와 비교하게 된다.

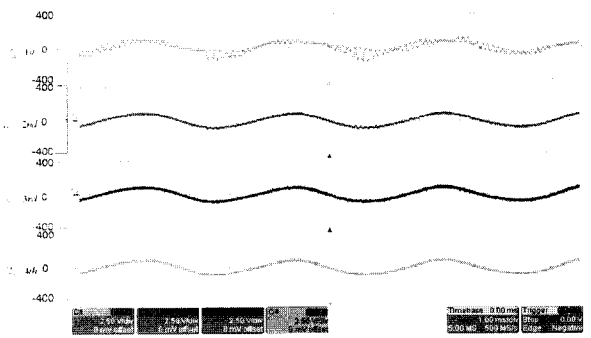
제안한 알고리즘을 적용하여 20,000rpm에서 E_{lim} 의 값과 반복 횟수에 따른 $Z_{\alpha s}$, $E_{\alpha s}$ 의 변화를 그림 9, 10에 나타낸다. 시뮬레이션 결과와 동일한 결과를 확인 할 수 있다. 그림 11은 $E_{lim}=0.1$, 반복횟수 4인 경우 추정시 전류관측기에 의한 입력전압, 역기전력, 필터된 전압을 나타낸다.



(a) $E_{lim}=0.001$ 인 경우



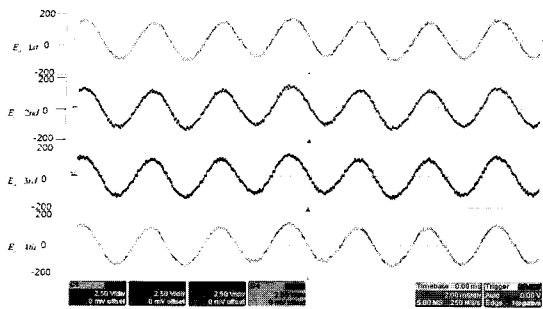
(b) $E_{lim}=0.05$ 인 경우



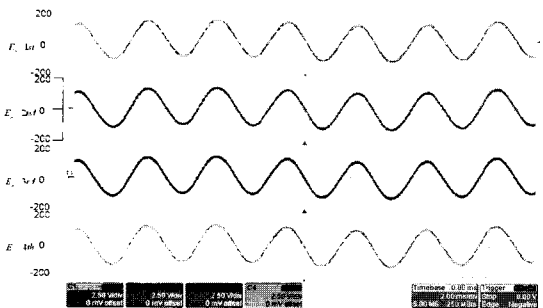
(c) $E_{lim}=0.1$ 인 경우

그림 9 슬라이딩 함수의 기울기 변화에 따른 스위칭값 $Z_{\alpha s}$ 의 변화. 이때 위에서부터 1-4회 반복한 경우의 결과

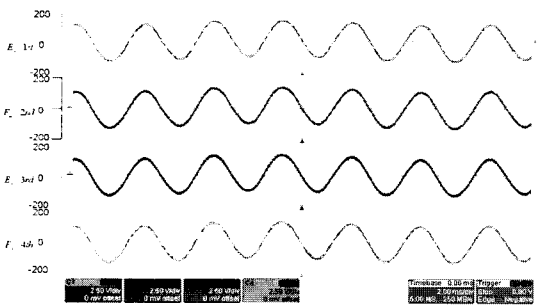
Fig. 9 The variation of switching value $Z_{\alpha s}$ depending the slope of the sliding function



(a) $E_{lim}=0.001$ 인 경우



(b) $E_{lim}=0.05$ 인 경우



(c) $E_{lim}=0.1$ 인 경우

그림 10 슬라이딩 함수의 기울기 변화에 따른 E_{α_s} 의 변화 파형. 이때 위에서부터 1-4회 반복한 경우의 결과
Fig. 10 The variation of E_{α_s} depending the slope of the sliding function

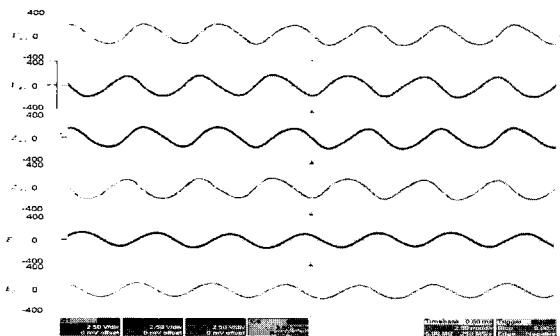


그림 11 20,000rpm 운전시 $V_{\alpha_s} - V_{\beta_s}$, $Z_{\alpha_s} - Z_{\beta_s}$, $E_{\alpha_s} - E_{\beta_s}$ 의 변화
Fig. 11 The variation of $V_{\alpha_s} - V_{\beta_s}$, $Z_{\alpha_s} - Z_{\beta_s}$, $E_{\alpha_s} - E_{\beta_s}$ for 20,000rpm operation

그림 12는 기동시 회전자 각도의 초기값을 알지 못해도 안정된 기동 특성을 보임을 알 수 있다. 특히 회전자의 실제각을 보면 초기 기동시 고정자와의 마찰로 회전하지 못하고 진동하는 특성을 보이며 일정 토크 이상에서 안정된 회전이 이루어짐을 알 수 있다. 그림 13-16에는 정지상태에서 기동하여 45,000rpm 까지 속도 증가시 각각의 속도 대역별로 측정 파형을 확대하여 나타낸다. 각각의 파형은 실제 회전자 위치, 추정 위치, 추정 속도 및 전류를 나타낸다. 초기 기동에서부터 정격속도 영역까지 전영역에 대해서 연속적으로 센서리스 제어가 안정적으로 구현됨을 확인할 수 있다.

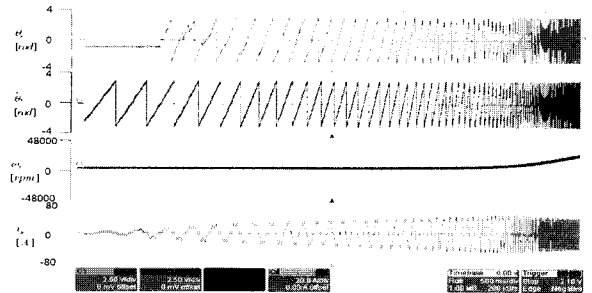


그림 12 초기 기동시 실제 각도-추정 각도, 추정속도 및 전류 파형

Fig. 12 The waveform of the actual, estimated angle, estimated speed, and current for starting operation.

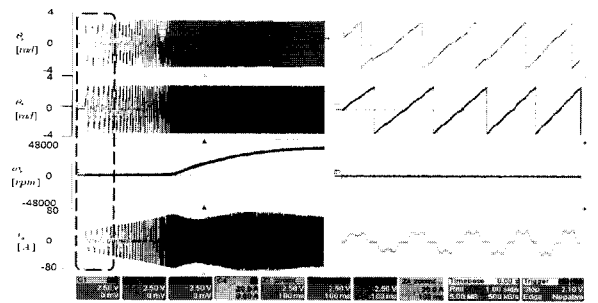


그림 13 전영역 운전중 초기 기동시 실제 각도-추정 각도, 추정속도 및 전류

Fig. 13 The waveform of the actual, estimated angle, estimated speed, and current for start-up

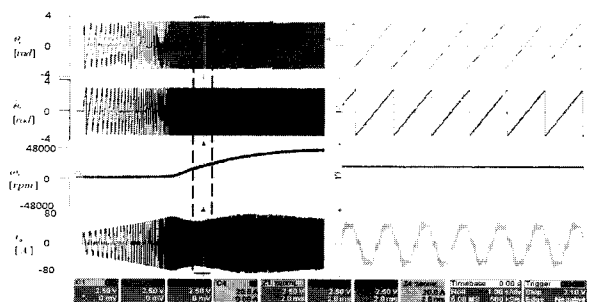


그림 14 전영역 운전중 23,000rpm 운전시 실제 각도-추정 각도, 추정속도 및 전류 파형

Fig. 14 The waveform of the actual, estimated angle, estimated speed, and current for 23,000rpm

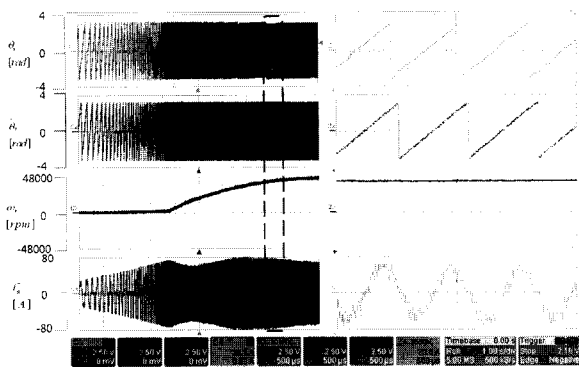


그림 15 전영역 운전중 40,000rpm 운전시 실제 각도-추정 각도, 추정속도 및 전류 파형

Fig. 15 The waveform of the actual, estimated angle, estimated speed, and current for 40,000rpm

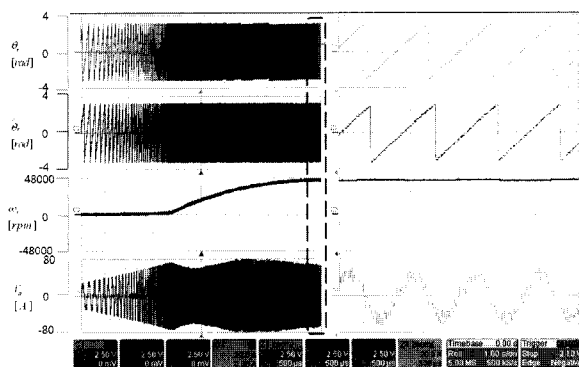


그림 16 전영역 운전중 45,000rpm 운전시 실제 각도-추정 각도, 추정속도 및 전류 파형

Fig. 16 The waveform of the actual, estimated angle, estimated speed, and current for 45,000rpm

표 1 전동기 사양

Table 1 The motor specification

극수	2극
정격출력	22kW
정격전압	380V
정격전류	40A
정격속도	45,000RPM
고정자 권선저항	31.3mΩ
고정자 인덕턴스	150μH

6. 결 론

본 논문에서 제안한 반복 적응 슬라이딩 모드 관측기를 적용한 초고속 영구자석형 동기전동기용 센서리스 제어 알고리즘을 전영역에서의 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검증하였다. 초고속 전동기의 경우 인덕턴스가 매우 작고, 낮은 운전 주파수에서는 인버터의 작은 출력의 외곽에도 큰 전류 리플로 나타나 회전자 관측기를 설계하는데 어려움이 있다. 이는 센서리스 관측기의 불안정을 유발 할 수 있어 상태 관측기를 포함하는 제어기 설계시 어려운 점이다. 제안한 알

고리즘은 넓은 속도 범위에서 속도에 따라 관측기의 이득을 조정하여 응답을 개선하고 또한 관측기를 다중으로 반복 연산하여 추정치의 오차를 최소화 하여 안정된 응답을 얻을 수 있었다. 또한 종래에 초기 기동시 오픈루프 v/f 운전으로 기동하던 것을 초기부터 임의의 각도에서 기동이 가능하다는 것을 실험을 통하여 입증하여 향후 실용화가 크게 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] S. L. Hamilton, "Micro turbine generator program," in Proc. 33rd Annu. Hawaii Int. Conf. System Sciences, pp.1-4, 2000.
- [2] J.B. Ahn, Y.H. Jeong, D.H. Kang, J.H. Park, "Development of high speed PMSM for distributed generation using microturbine," IEEE-IECON Annual Conf, vol.3, pp.2879- 2882, 2004.
- [3] W. L. Soong, G. B. Klima, R. N. Johnson, R. A. White, and J. E. Miller, "Novel high-speed induction motor for a commercial centrifugal compressor," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, pp. 706-713, May/June 2000.
- [4] L. Xu and C. Wang, "Implementation and experimental investigation of sensorless control schemes for PMSM in super-high variable speed operation," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 1, pp. 483-489, 1998.
- [5] B. H. Bae, S. K. Sul, J. H. Kwon, and J. S. Byeon, "Implementation of sensorless vector control for super-high-speed PMSM of turbo-compressor," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 3, pp. 811-818, 2003.
- [6] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent magnet motor drives, part I: The permanent magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 25, pp. 265-273, 1989.
- [7] T. Furuhashi, S. Sangwongwanich, and S. Okuma, "A position-and-velocity sensorless control for brushless dc motors using an adaptive sliding mode observer," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, pp. 89-95, 1992.
- [8] M. Elbuluk, Changsheng Li, "Sliding mode observer for wide-speed sensorless control of PMSM drives," IEEE-IAS Annu. Meeting, Vol.1, pp.480-485. 2003.
- [9] M. J. Corley and R. D. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for permanent magnet synchronous machine at standstill and high speed," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol.1, pp. 36-41. 1996.
- [10] Vadim Utkin, J. Guldner and Jingxin Shi, "Sliding mode control in electromechanical systems," 1st ed., Taylor&Francis, 1999.
- [11] Kye-Lyong Kang, Jang-Mok Kim, Keun-Bae

Hwang, Kyung-Hoon Kim, "Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer," APEC2004, vol.2, pp.1111-1116. 2004.

저 자 소 개



김 종 무 (金鍾武)

1970년 1월 4일생. 1992년 영남대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 1994~현재 한국전기연구원 선임연구원.

Tel : 055-280-1483

Fax : 055-280-1490

E-mail : kimjm@keri.re.kr



최 정 원 (崔丁元)

1971년 8월 26일생. 1995년 영남대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2003년~2006년 STX중공업 연구소 과장. 2006년~현재 금오공대 전자공학부 교수

Tel : 054-478-7895

Fax : 054-478-7449

E-mail : jwchoi@kumoh.ac.kr



이 석 규 (李錫圭)

1974년 1월 28일생. 1979년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 Dept. of Electrical Eng., University of California, Los Angeles(박사). 현재 영남대학교 전기공학과 교수

Tel : 053-810-2487

Fax : 053-810-4767

E-mail : sglee@ynu.ac.kr