

# PD -슬라이딩 모드 제어의 절환을 통한 강인한 SPMSM 속도 제어기 설계

## Design of SPMSM Robust Speed Servo Controller Switching PD and Sliding Mode Control Strategies

손 주 범, 서 영 수, 이 장 명\*  
(Ju-Beom Son, Young-Soo Seo, and Jang-Myung Lee)

**Abstract:** The paper proposes a new type of robust speed control strategy for permanent magnet synchronous motor by using PD-sliding mode hybrid control. The PD control has a good performance in the transient region while the sliding mode controller provides the robustness against system uncertainties. Taking advantages of the two control strategies, the proposed control method utilizes the PD control in the approaching region to the sliding surface and the sliding mode control near at the sliding surfaces. The chattering problem of the sliding mode controller is eliminated by applying the saturation function for the switching function of the sliding mode control. The stability of the sliding mode control is verified by using Lyapunov function with the proper selection of variable gains. It is shown that with this simple switching algorithm, stability of the overall hybrid control system is ensured. Through the simulations, the PD-sliding mode algorithm is shown to have a good performance in the transient response as well as being robust against disturbances. The robustness of the PD-sliding mode algorithm is further demonstrated against various external disturbances in the real experiments of SPMSM motor control.

**Keywords:** PD control, sliding mode control, robust control, switching algorithm

### 1. 서론

영구 자석형 동기전동기는 높은 전력 밀도와 효율, 우수한 기동토크 특성, 저렴한 유지 보수 특성으로 많은 관심을 받고 있다. 또한 최근 들어 에너지 밀도가 높은 회로류 자석을 채용하여 전동기의 부피를 절감하였다. 이런 장점들로 인해 고성능을 요구하는 응용 분야 중에서도 특히 산업용 로봇 및 정밀기기, 가전기기 분야에 많이 사용되고 있고, 이러한 응용 분야에서는 빠른 동특성과 외란에 대해서 강인한 제어가 필요하다[1].

일반적으로 산업계에서는 전동기의 속도제어를 위해 PID 제어기가 널리 사용되어 왔다. PID 제어기는 시스템이 파라미터 변동, 외란이 존재하는 비선형일 때, 원하는 성능을 가질 수 없다. 이러한 문제를 해결하기 위해 최근에 각광 받고 있는 비선형 제어 기법인 슬라이딩 모드(sliding mode) 제어기는 제한된 외란이나 한정된 내부 파라미터의 모델링 오차 및 비선형성에 대해서 강인한 제어 특성을 가지고 있어 동기전동기뿐만 아니라 유도전동기, 직류전동기 등에 널리 연구되고 있다[2-6].

슬라이딩 모드 제어기의 구현을 위해서는 상태벡터의 궤

적이 슬라이딩 평면을 따라 원점으로 수렴하도록 하는 슬라이딩 모드 발생하도록 안정한 스위칭 평면(transition surface)을 설계 해야 한다. 이때, 초기에 상태벡터가 설계된 스위칭 평면으로 도달하는 도달구간(reaching phase)이 존재하고, 스위칭 평면에 도달하면 피드백 루프 구조에 의해 평면을 따라 시스템의 상태벡터가 원점으로 수렴하는 슬라이딩 모드가 발생하므로, 시스템의 응답은 스위칭 평면의 기울기에 의존하게 되며 시스템의 파라미터 변화나 외부 외란에 대해 둔감한 특성을 얻을 수 있다[7].

도달 단계와 슬라이딩 모드 단계로 나뉘어지는 기존의 슬라이딩 모드 제어에 있어서 주로 도달 단계에서 응답 지연시간이 존재하고 스위칭 평면 근처에서 오버슈트와 언더슈트가 존재한다. 이러한 현상은 슬라이딩 모드 단계에서 심각한 채터링을 유발할 수 있으며 소음발생과 기계적인 마모 현상들을 유발하여 기구물의 수명을 단축시킬 수 있다[8-10].

본 논문에서는 표면 부착형 영구자석 동기전동기의 강인한 속도 제어를 위하여 도달 단계에서 강인성이 부족한 기존의 슬라이딩 모드 제어기에 PD 제어기를 복합하여 실험을 진행 하였다. 실제로 빠른 응답속도의 특징을 지닌 PD 제어가 많이 사용되고 있으며 전향보상이 된 PD 제어가 사용되고 있지만 현실적으로 전향 보상의 오차가 크기 때문에 불확실성에 대한 보장이 되지 않는 실정이다[11,12]. 이에 비하여 슬라이딩 모드 제어기법과 PD 제어의 복합 알고리즘으로 전 영역에서 우수한 성능을 보장하는 제어기법을 제안하였으며 실험을 통하여 확인하였다.

그리고 기존 슬라이딩 모드 제어의 단점인 채터링 문제를 개선 시키기 위해서 불연속적인 signum 함수를 연속적인

\* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2009. 7. 9., 수정: 2009. 9. 25., 채택확정: 2009. 12. 17.

손주범: 부산대학교 전자전기공학과 메카트로닉스협동과정

(sonjb81@pusan.ac.kr)

서영수: 부산대학교 전자전기공학과 정보기술협동과정

(jake0579@pusan.ac.kr)

이장명: 부산대학교 전자전기공학과(jmlee@pusan.ac.kr)

\* 이 논문은 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. R01-2007-000-10171-0).

saturation 함수로 대체함으로써 제어기의 현실성을 확고 시켰다[13]. 제안된 알고리즘은 PD 제어기 슬라이딩모드제어기 알고리즘과의 비교실험을 통하여 타당성을 검증 하였다.

**II. 영구자석 동기전동기 모델링**

PMSM은 3상 Y결선의 고정자와 영구자석으로 이루어진 회전자로 이루어져 있으며 구조상 동기전동기와 동일 하다. PMSM의 회전자 축으로 변환된 고정자의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + L_s \omega_r i_{ds} + \lambda_m \omega_r \tag{1}$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} - L_s \omega_r i_{qs} \tag{2}$$

여기서  $v_{qs}$ ,  $v_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $i_{ds}$  는 q축과 d축의 전압과 전류이다.  $R_s$  는 고정자 저항,  $L_s$  는 고정자 인덕턴스,  $\omega_r$  은 전기 각속도  $\lambda_m$  은 영구자석에 의한 쇄교자속을 나타낸다.

전동기 발생토크 및 부하를 구동할 때의 기계적 역학식은 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_m i_{qs} \tag{3}$$

$$T_e = J \left( \frac{1}{P} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + B \left( \frac{1}{P} \right) \omega_r + T_L \tag{4}$$

여기서  $P$  는 극의 쌍수(number of pole pair),  $J$  는 회전자 관성 모멘트,  $B$  점성 마찰 계수이며,  $T_L$  은 부하토크를 나타낸다.

**III. 속도 제어기의 설계**

**1. 슬라이딩 모드 제어기**

PMSM 속도 제어시스템의 동특성 방정식[14]은 다음과 같다.

$$\dot{\omega}_r = \frac{3 P^2}{2 J_o} \lambda_m i_{qs} - \frac{B_o}{J_o} \omega_r - \frac{P}{J_o} T_d \tag{5}$$

슬라이딩 모드 제어를 이용해 속도 오차를 제거하기 위해 (5)식을 속도오차 상태 방정식으로 다시 표현한다.

$$\dot{x} = a_1 x - a_1 \omega_r^* - a_2 u - d \tag{6}$$

(6)식에서  $x = \omega_r - \omega_r^*$ ,  $u = i_{qs}$ ,  $a_1 = -\frac{B_o}{J_o}$ , 및  $a_2 = \frac{3 P^2}{2 J_o} \lambda_m$  이다. 또한 외란  $d$  는 다음과 같이 설정한다.

$$d = -\frac{P}{J_o} T_d \tag{7}$$

슬라이딩 모드 제어를 위한 스위칭 평면과 제어 입력을 정의하면 다음과 같다.

$$S = C_1 x \tag{8}$$

$$U = k_1 x + k_d \tag{9}$$

여기서  $C_1$  은 스위칭 평면의 특성을 결정하는 계수이며,  $k_1$ ,  $k_d$  는 슬라이딩 모드 제어 이득 성분이다.

**2. 슬라이딩 모드 제어의 안정도 해석**

시스템의 상태벡터가 설정한 스위칭 평면으로 향하도록 (9)식에서 정의한 제어 인자들을 결정하게 되면, 상태벡터의 궤적이 스위칭 평면을 따라 상태 공간상의 원점으로 향하게 되는 슬라이딩 모드가 발생되어야 된다.

스위칭 평면상에 슬라이딩 모드가 존재할 조건은 다음과 같은 Lyapunov 함수 정의에 의해서 그 도함수가 negative definite가 되는 제어 이득들을 결정하면 된다.

$$V = \frac{1}{2} S^2 \tag{10}$$

$$\dot{V} = S \dot{S} < 0 \tag{11}$$

$$S \dot{S} = Sx [C_1 a_1 - C_1 a_2 k_1] + S [-C_1 a_1 \omega_r^* - C_1 a_2 k_d - C_1 d] < 0 \tag{12}$$

$\sigma = Sx$  라 정의하면 위 슬라이딩 모드 조건 식을 만족시키는 가변 이득 성분들을 아래와 같이 선택할 수 있다.

$$\begin{cases} k_1 < \frac{a_1}{a_2}, & \text{if } \sigma > 0 \\ k_1 > \frac{a_1}{a_2}, & \text{if } \sigma < 0 \end{cases} \tag{13a}$$

$$\begin{cases} k_d < \frac{(a_1 \omega_r^* + d)}{a_2}, & \text{if } S > 0 \\ k_d > \frac{(a_1 \omega_r^* + d)}{a_2}, & \text{if } S < 0 \end{cases} \tag{13b}$$

(13a) (13b) 조건을 만족하는 제어 이득을 고정 이득  $g_1$ ,  $g_d$  를 이용하여 나타나면 식 (14a)(14b) 와 같다.

$$\begin{cases} k_1 = \frac{a_1}{a_2} - g_1, & \text{if } \sigma > 0 \\ k_1 = \frac{a_1}{a_2} + g_1, & \text{if } \sigma < 0 \end{cases} \tag{14a}$$

$$\begin{cases} k_d = \frac{(a_1 \omega_r^* + d)}{a_2} - g_d, & \text{if } S > 0 \\ k_d = \frac{(a_1 \omega_r^* + d)}{a_2} + g_d, & \text{if } S < 0 \end{cases} \tag{14b}$$

위에서 선택된 이득들을 포함하는 제어 입력에 의해 스위칭 평면을 따라 슬라이딩 모드가 발생하게 되고 이 슬라이딩 모드 중에는 시스템이 다음과 같은 조건을 만족하게 된다.

$$S = 0, \quad \dot{S} = 0 \tag{15}$$

속도 오차 상태 방정식에 관한 식을 라플라스 변환한 뒤 그 특성근을 미리 설정하면 다음과 같다[12].

$$X(s) = \frac{x(0) - \frac{P}{J} T_d + 2a_1 \omega_r}{S - (a_1 - C_1 a_2)} = \frac{x(0) - \frac{P}{J} T_d + 2a_1 \omega_r}{S - \xi} \tag{16}$$

$\xi$  가 음의 값을 가지도록  $C_1$  값을 설계하면 설정한 스위칭 평면이 안정하게 된다.

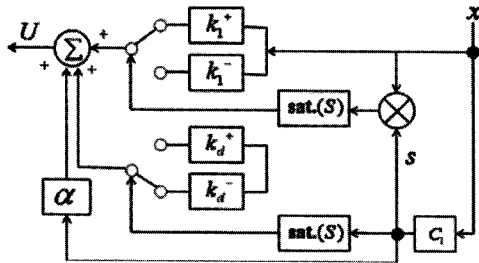


그림 1. 슬라이딩 모드 제어기 블록도.  
Fig. 1. Control block diagram of sliding mode controller.

슬라이딩 모드 영역에서 시스템의 동특성을 지배하게 되는 스위칭 평면은 식 (8)에서와 같이 스위칭 평면 자체가 하나의 평행점이 되고 스위칭 평면 계수  $C_1$  의 정확한 값은 식 (16)을 토대로 경험적으로 설정하였다. 스위칭 평면 계수  $C_1$  에 의해 스위칭 평면에 머무르는 속도 오차가 점근적으로 영으로 수렴하도록 하는 스위칭 평면의 안정성과 수렴속도를 결정할 수 있다.

본 논문에서 설계한 슬라이딩 모드 제어기의 블록도를 나타내면 그림 1과 같다.

한편, 불연속적인 스위칭으로 인한 채터링 문제가 슬라이딩 모드의 단점이다. 이러한 채터링 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 기존의 bang-bang control 형태인 signum 함수를 식 (17)와 같은 saturation 함수로 대체하여 고주파 성분의 채터링 신호를 저주파 신호로 한정하여 연속적인 슬라이딩 모드 제어가 가능하도록 하였다. 상수 a, b는 전류의 제한 값으로 설정하였다.

$$\begin{aligned} F_{sat}(x) &= x, & a \leq x \leq b \\ F_{sat}(x) &= a, & x < a \\ F_{sat}(x) &= b, & x > b. \end{aligned} \quad (17)$$

3. PD - 슬라이딩 모드 복합제어기의 스위칭 기법

일반적으로 복합제어기 설계 시, 개개의 안정한 제어기를 이용하여 복합제어기를 구성하더라도 전체 시스템의 안정성이 보장되지 않는다[15]. PD 제어기와 슬라이딩 제어기는 각각 안정된 제어기이지만, 슬라이딩 평면 근처에서 PD 제어기가 슬라이딩 모드 제어기로 스위칭 되게 하고, 그 후 이 둘 제어기 사이에서 스위칭이 반복해서 일어나지 않게 하면 PD-슬라이딩 모드 제어기의 안정도는 보장된다. 다음과 같은 간단한 스위칭 알고리즘을 이용한다[16].

$$\begin{cases} \text{When } \|S\| < S_0 + \Delta \rightarrow \text{Sliding Mode Control} \\ \text{otherwise,} \rightarrow \text{PD Control} \end{cases} \quad (18)$$

여기서  $S_0$  는 슬라이딩 모드 제어기가 동작하기 시작하는 영역을 결정하는 임의의 양의 실수이고,  $\Delta$  는 슬라이딩 모드에서 PD 제어기로의 전환되는 영역을 결정하는 설계변수이다.  $\Delta$  가 작은 값이라는 의미는 스위칭 평면에서 슬라이딩 모드 제어와 PD 제어간의 스위칭의 빈도가 높아 질 수 있다는 뜻이므로,  $\Delta$  가 어느 정도 큰 값을 가지게 되면 시스템에 큰 외란이 갑자기 유입 되더라도 불안정한 반복 스위칭은 일어나지 않는다. 본 논문에서  $\Delta$  의 설정 값은 정격토크의 1/5

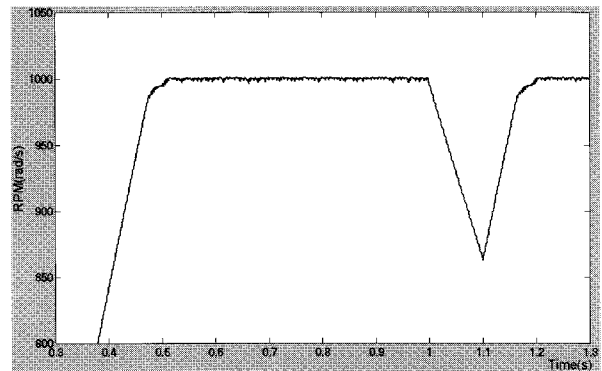


그림 2.  $\Delta$  설정에 따른 스텝 입력 응답특성 시뮬레이션.  
Fig. 2. Simulation of step responses as delta setting.

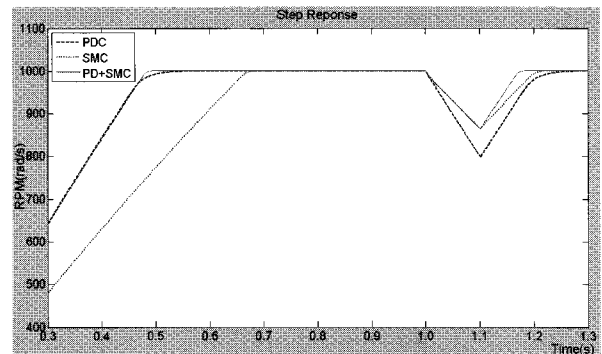


그림 3. 각 제어기의 스텝 입력 응답특성 시뮬레이션.  
Fig. 3. Simulation of step responses of the three controllers.

정도인 2[N·m]를 인가한다고 가정 하고 이에 맞는 적절한 값을 경험적으로 설계하였다.

그림 2는 Delta를 작은 값으로 설정하였을 때, PD+SMC의 응답 특성을 시뮬레이션 한 것이다. 작은 Delta 값으로 인하여 PD에서 SMC 제어기로 전환되는 영역에서 불안정한 반복 스위칭이 생길 수 있으며, 제어가 불안정해지는 현상이 발생하게 되므로 적절한 값의 선정이 필요하다. 반면 그림 3에서는 큰  $\Delta$  값의 설정으로 인하여 전환 되는 영역에서 불안정한 반복 스위칭이 없이 안정적인 결과를 볼 수 있다.

그림 3은 PD 제어기와 SMC 제어기 그리고 본 논문에서 제안한 PD+SMC 제어기의 스텝 입력에 대한 속도 응답 특성을 나타낸 시뮬레이션 결과이다.  $1 < t(s) < 1.1$  사이에 정격 토크의 1/5 정도인 2[N·m]를 인가 하여 응답특성을 살펴 보았다. 제안된 알고리즘인 PD+SMC 제어기의 경우 초기 과도영역에서는 빠른 속응성을 가진 PD 제어기의 장점이 그대로 나타나며, 외란 발생시에는 외란에 대하여 강인한 성능을 가진 SMC 제어기의 장점이 나타나게 되어 전 영역에서 우수한 특성을 검증하였다.

IV. 전체 시스템 구성

그림 4는 본 논문에서 제안한 PD-슬라이딩 모드 제어를 이용한 속도제어기의 전체 블록도이다. 초기 속도 지령값은 PD 제어기에 의해 제어되며, 속도 오차 상태 벡터가 사용자가 경험적으로 설정한 값  $S_0$  보다 작으면 슬라이딩 모드 제어기로 스위칭 하게 된다. M/T - Method로 측정된 모터의 현재 각속도와 고정자 전류의 토크분 성분을 슬라이딩 모드 제

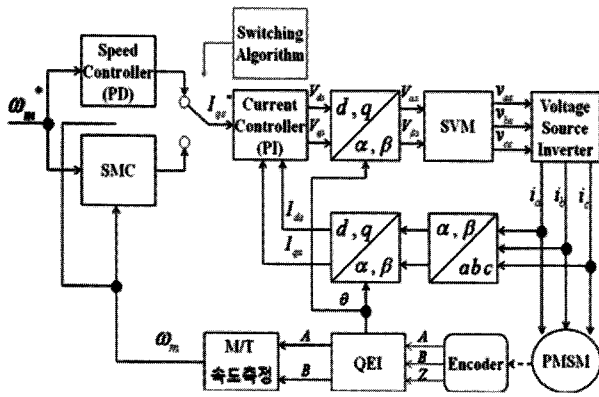


그림 4. 제안된 속도 제어기 블록도.  
Fig. 4. Block diagram of the proposed speed controller.

여기로 피드백 함으로써 속도 제어가 가능하도록 하였다. 본 시스템의 구성에서 시스템 전류제어 주기는 100 $\mu$ s, 속도제어 주기는 1ms로 설정하여 각각 연산을 수행한다. 엔코더를 이용하여 측정된 회전자 위치를 이용하여 3상 고정자 전류를 d-q동기 좌표 계로 변환하고 SVPWM 기법을 이용하여 각 상에 PWM을 인가하였다.

그림 5에서는 제어기 시스템의 구성을 보여주며, 삼성 Rockwell사의 CSMT-10B(1KW) SPMSM 모델과 Mitsubishi사의 PM300CSD060 IPM 모듈을 사용하였다. 제어보드는 TI사의 TMS320F2812 를 이용하였다. IPM에 DC전원을 공급하기 위해서 PM30TPM 다이오드 모듈과 4700 $\mu$ F의 고 용량 콘덴서로 인버터를 구성하고 AC 전원을 DC 전원으로 전환하여 사용하였다. 또한 gating signal 회로에서는 노이즈 대책을 위하여 포토 커플러를 활용하여 상부의 콘트롤러와 하부의 인버터 단을 절연시키고 실험을 시행하였다.

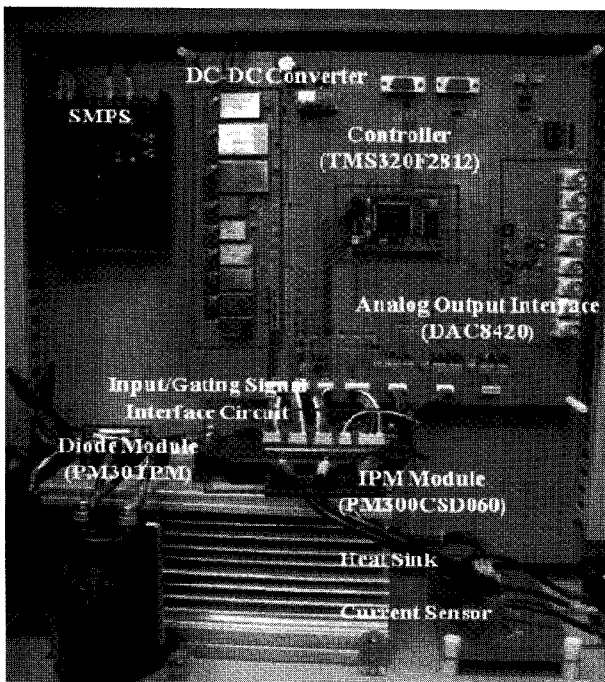


그림 5. 1KW SPMSM 서보 드라이브 실험환경.  
Fig. 5. Servo drive of 1KW SPMSM.

V. 실험 결과

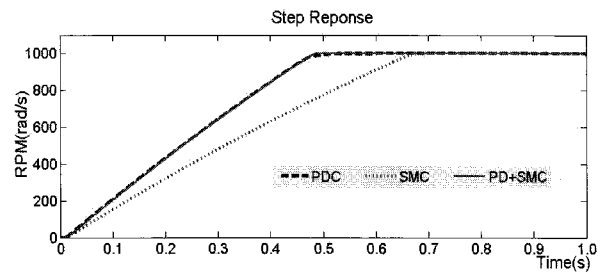
본 실험에 사용된 모터의 자세한 사양과 제어기 파라미터 설정 부분은 표 1과 같다.

본 실험에서는 PD 제어기, 슬라이딩 모드 제어기, PD-슬라이딩 모드 제어 각각에 대하여 속도 지령에 따른 응답특성과 외란 발생 시에 속도 제어 성능비교 등의 실험으로 응답특성을 비교하여 제시한 SPMSM에 대한 속도 제어 성능을 검증하고자 한다.

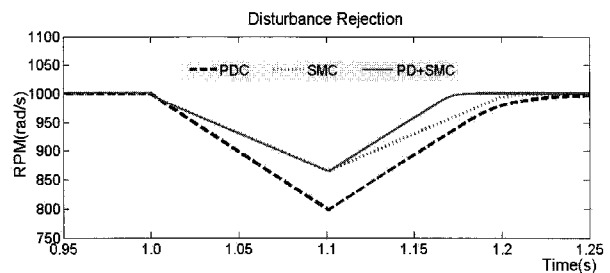
그림 6(a)는 각 제어기에 대해서 1000 rpm의 속도 레퍼런스를 step input으로 지령하였을 때의 0[s]~1.0[s] 사이의 응답 곡선을 나타내고 있다. 과도 상태에서의 PD 제어기의 속도 응답 특성은 슬라이딩 모드 제어기의 속도 응답 특성보다 0.15[s] 정도 빠른 응답 특성을 가지고 있으며, 본 논문에서

표 1. 영구자석 전동기의 규격 및 제어기 파라미터 설정.  
Table 1. Specification of SPMSM.

Motor constants		Control Parameter	
정격용량	1 [KW]	점성마찰계수	0.0008 [Nm/rad/s]
정격토크	9.36 [N·m]	쇄교자속	0.09 [wb]
정격속도	1000 [r/min]	속도제어주기	1ms
정격전류	5.4 [A]	전류제어주기	100 $\mu$ s
입력전압(DC)	310[V]	전류제한	25.5 [A]
극수	8극	$K_1$	0.30185
고정자저항	0.25 [ $\Omega$ ]	$G_1$	1.1
고정자인덕턴스	1.3 [mH]	$G_d$	1.1
전기적시정수	5.4 [ms]	$C_1$	-0.25
기계적시정수	0.27 [ms]	$S_0$	-0.5
회전자관성	$1.53 \times 10^{-4}$ [ $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ]	$\alpha$	-2.3



(a) Comparison of step responses of each controller



(b) Comparison of disturbance responses of each controller.

그림 6. 각 제어기의 스텝 입력/외란응답 비교.

Fig. 6. Comparison of setp/disturbance response of each controller.

제안한 알고리즘인 PD-슬라이딩 복합 제어기를 사용한 경우에는 과도 영역에서 PD 제어기의 특성과 유사한 빠른 응답 특성을 가지고 있다. 이 결과로 인하여 과도영역에서는 PD 제어기의 장점을 가지는 특성을 확인할 수 있다.

또한  $1 < t(s) < 1.1$  사이에 정격 토크의 1/5 정도인 2 [N·m]를 인가 하였을 시 응답 특성을 나타내고 있다. 그림 6(b)는  $0.95 < t(s) < 1.25$  사이를 확대한 것이다. 외란이 발생하였을 경우 속도 응답 특성으로 PD 제어기의 특성보다 슬라이딩 모드 제어기의 응답 특성이 외란에 강인한 특성을 가지고 있다. 본 논문에서 제안한 알고리즘인 PD-슬라이딩 복합 제어기를 사용한 경우를 보게 되면, 초기 과도 상태의 영역에서는 PD 제어기로 동작하다가, 스위칭 평면이 어느 정도 수렴이 되는 정상상태의 영역일 때 슬라이딩 모드 제어기로 스위칭하게 된다. 외란이 발생한 구간에서도 슬라이딩 모드 제어기로 동작 되고 있으므로 PD 제어기에 비해 외란에 강인한 성능을 가지고 있으며, 다시 정상상태로 복귀하는 과정에서 PD로 스위칭 되었다가 슬라이딩 모드로 스위칭이 반복되기 때문에 빠른 반응속도의 특징을 가질 수 있게 된다. 이처럼 구간별로 각각의 제어기가 지닌 장점을 극대화 시켜서 본 논문에서 제안한 알고리즘 수행을 실시한 결과 전 영역에서 뛰어난 제어기 설계가 가능하였다.

그림 7은 PD-슬라이딩 모드 제어를 수행하였을 때의 Q축 전류응답에 대한 레퍼런스 값과 Q축 전류 입력 값과의 오차 값을 나타낸 것이다. D축은 0으로 제어되기 때문에 그래프에서 생략하였다. 과도 영역 상태에서는 Q축 전류가 전류 리미트 값까지 증가하고, 정상상태 구간에서는 전류의 값이 급격히 감소한다. 과도상태 구간에서는 레퍼런스 값까지 속도 값

을 올리기 위해서 전류가 증가한다. 이때, 전류 리미트를 설정해 줌으로써 전류가 정격 이상으로 올라가는 것을 방지한다. Q축 전류 오차 값은 0을 유지하다가 속도 값이 정상상태 구간에 도달 하여 전류가 급격히 감소하는 시점에서 오차가 아주 짧은 시간 동안 발생하게 되고 다시 0으로 수렴한다. 또한 외란이 발생하고 다시 정상상태로 돌아오는 시점에서 오차 값이 발생한다. D-Q축 전류 입력 값을 생성하여 모터의 각 상을 제어하기 위해서는 SVPWM 제어법이 사용되는데, SVPWM 제어법은 회전자의 자속 성분인 D축의 전류는 0으로 제어하고 토크분 성분인 Q축을 적절하게 제어 함으로서 전류 및 속도 제어가 가능해진다.

그림 8은 PD-슬라이딩 모드 제어를 수행하였을 때, 상(U,V,W)에 인가 되는 전류와 전기각 사이의 위상을 비교한 것이다. 각 상의 전류는  $120^\circ$ 의 위상차를 가지고 적절하게 고정자 권선에 유입되고 있으며, 회전자 전기각의 위상과 비교 하였을 시  $2\pi$  주기로 매칭이 적절하게 이루어짐을 볼 수 있다.

그림 9는 PD-슬라이딩 모드 제어를 수행하였을 때의 슬라이딩 모드 제어기의 스위칭 평면 상태를 나타낸 것이다. 시스템이 정상상태에 도달하면 스위칭 평면이 0으로 수렴하는 것을 나타내고 있으며, 외란이 발생하더라도 PD-슬라이딩 모드 제어를 통하여 다시 0으로 수렴하는 것을 나타내고 있다.

그림 10은 슬라이딩 모드 제어를 수행하였을 때의 Q축 전류응답에 대한 레퍼런스 값과 Q축 전류 입력 값과의 오차 값을 나타낸 것이다. PD-슬라이딩 모드 제어 기법을 사용한 결과와 비교 하였을 시 정상상태까지 도달하는 시간이 길어지기 때문에 전류가 급격히 감소하는 시점에서 발생하는 오차 값의 반응 시간이 느리게 나타나는 차이점이 있다. 또한 차이가 크지는 않지만 오차 값이 0으로 수렴하는 반응속도

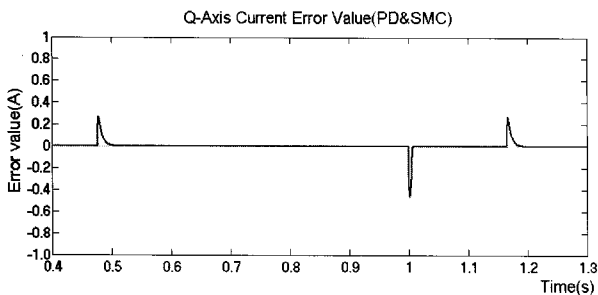


그림 7. PD-슬라이딩 모드 제어기의 Q축 전류 오차 값.  
Fig. 7. Q axis current error value of PD and sliding mode controller.

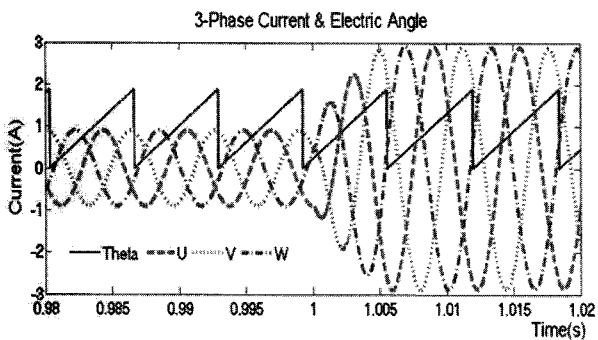


그림 8. PD-슬라이딩 모드 제어기의 3상 전류와 전기각.  
Fig. 8. 3-phase current and electric angle of PD-sliding mode controller.

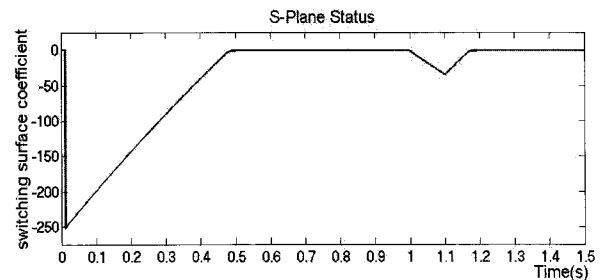


그림 9. PD-슬라이딩 모드 제어기의 스위칭 평면 상태.  
Fig. 9. Switching surface status of PD-sliding mode controller.

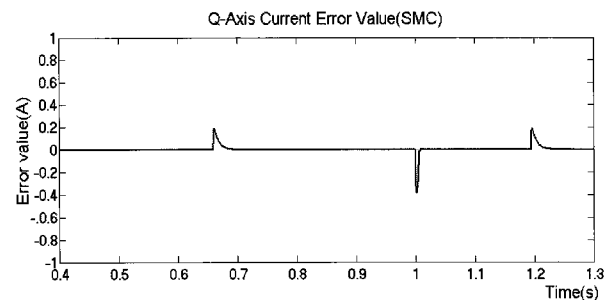
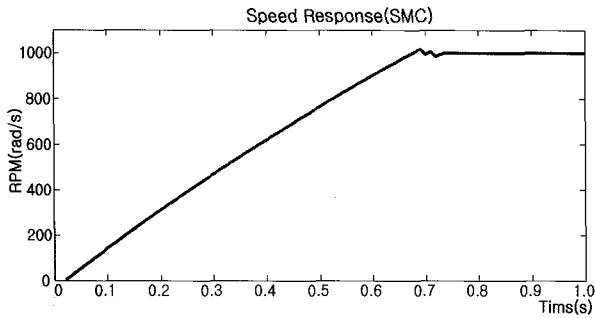
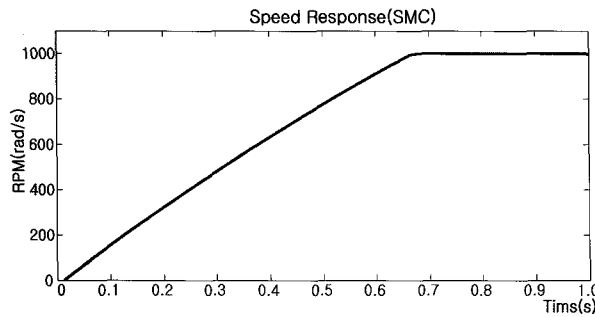


그림 10. 슬라이딩 모드 제어기의 Q축 전류 오차 값.  
Fig. 10. Q axis current error value of sliding mode controller.



(a) Speed responses of sliding mode controller using signum functions



(b) Speed responses of sliding mode controller using saturation functions.

그림 11. Signum 함수와 saturation 함수를 사용한 슬라이딩 모드 제어기 속도 응답.

Fig. 11. Speed responses of sliding mode controller using signum function and saturation function.

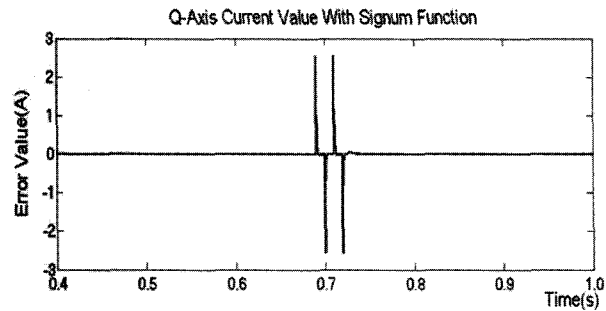


그림 12. Signum 함수를 사용한 슬라이딩 모드 제어기의 Q축 전류 오차 값.

Fig. 12. Q axis current error of sliding mode controller using signum function.

가 조금 느리다는 차이가 나타난다.

그림 11(a)와 그림 11(b)는 signum 함수와 saturation 함수를 사용하여 슬라이딩 모드 제어기를 수행하였을 때의 속도 응답특성에 대한 비교이다. Signum 함수를 사용한 슬라이딩 모드 제어기의 응답 특성에서는 채터링이 발생하는 문제가 생기게 되어 제어기의 성능이 떨어진다. 반면 saturation 함수를 사용한 슬라이딩 모드 제어기의 속도 응답 특성은 그림 6(a)에서 살펴본 것과 같이 정상상태 구간에서의 채터링 문제가 완화되었다.

그림 12는 signum 함수를 사용한 슬라이딩 모드 제어기의 q축 전류 오차 값을 나타낸 것이다. Saturation 을 사용한 경우는 그림 8에서 볼 수 있다. 정상상태 구간에 도달 되는 시점

에서 Q축 전류의 오차 값이 saturation을 사용한 경우보다 크게 측정되고 있는데, 이는 과도 상태 구간에서 정상상태 구간으로 가는 시점에서 signum 함수에 의한 채터링 현상으로 인하여 전류의 오차 값이 크게 증가하는 형태로 나타나기 때문이다.

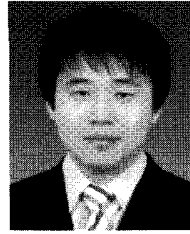
VI. 결론

본 논문에서는 PD 제어를 활용하여 속응성을 유지하면서 파라미터 변동, 부하토크 변동 등에 강인한 속도응답을 가지며 외란에 둔감한 제어를 구현하기 위하여 슬라이딩 모드 제어기를 결합하였다. Lyapunov 안정도 조건을 이용하여 슬라이딩 모드의 안정도 조건을 구하였으며, 기존의 슬라이딩 모드 제어기가 가지는 고주파 채터링 문제를 개선하기 위하여 스위칭 함수로 saturation 함수를 사용하였다. 본 연구에 의한 복합제어기는 SMC의 도달 단계인 과도영역에서는 PD 제어를 사용하고, 슬라이딩 표면 근처에서는 슬라이딩 모드 제어기를 활용한다. 시뮬레이션을 통하여 안정이 되기 위한 파라미터 조건들을 찾았으며 이들 값을 이용하여 실험을 통하여 제안한 제어기가 속응성을 가지면서도 외란에 강인함을 보여주었다. 외란에 따라 파라미터의 실시간 최적화를 통하여 더 나은 성능을 얻을 수 있을 것으로 판단되며 이러한 최적화 문제는 향후 연구과제로 남긴다.

참고문헌

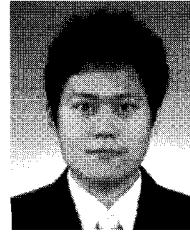
- [1] P. Pillay and R. Krishnan, "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motor for servo drive," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 986-996, Sept.-Oct. 1991.
- [2] H. Hashimoto, "Practical variable structure approach for brushless servo motor control practical implementation of DSP," *PESC '88 Record*, pp. 207-213, 1988.
- [3] P. K. Namdam and P. C. Sen, "Sliding mode speed control of a self-controlled synchronous motor based on state estimation and digital differentiation," *IPEC*, pp. 291-295, 1989.
- [4] A. Glumineau, M. Harny, C. Lanier, and C. H. Moong, "Robust control of a brushless servo motor via sliding mode techniques," *INT. J. Control*, vol. 58, no. 5 pp. 979-990, 1993.
- [5] J-G Son and J-S. Kim, "A study on the high-performance vector control of induction motor for industrial application," *The Korean Institute of illuminating and Electrical Installation Engineers*, vol. 9, no. 6, pp. 57-64, 1995.
- [6] F. J. Chang and II. J. Liao et al., "Position control of DC Motors via variable structure system control: A chattering alleviation approach," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 37, no. 6, pp. 425-459, 1990.
- [7] V. Utkin and J. Shi, "Integral sliding mode in systems operating under uncertainty conditions," *Proceedings of the 35th Conference on Decision and Control Kobe Japan*, pp. 4591-4596, 1996.
- [8] K. D. Young, V. I. Utkin, and U. Ozguner, "A control engineer's guide to sliding mode control," *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 7, no. 3, pp. 328-342, 1999.
- [9] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes," *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. AC-22, no. 2, pp. 212-221, 1977.

- [10] R. Kelly and R. Salgado, "PD control with computed feedforward of robot manipulator: A design procedure," *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, vol. 10, no. 4, pp. 566-571, 1993.
- [11] V. Santibanez and R. Kelly, "PD control with feedforward compensation for robot manipulator: analysis and experimentation," *Robotica*, vol. 19, issue. 1, pp. 11-19, 2001.
- [12] J. Y. Hung and W. Gao, "Variable structure control: A survey," *IEEE Trans. on Industrial electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 2-22, 1993.
- [13] K. Paponpen and M. Konghirun, "An improved sliding mode observer for speed sensorless vector control drive of PMSM," *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conf.*, vol. 2, pp. 1-5, Aug. 2006.
- [14] 최중경, 박승엽, "Trapezoidal형 브러시리스 전동기의 속도 제어를 위한 시변 이득을 갖는 견실한 슬라이딩 모드 제어기의 설계," 자동제어 학술회의 논문집, 제1권, pp. 848-853, 1994.
- [15] J. Malmberg, "Analysis and design of hybrid control system," PhD thesis, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Sweden, 1998.
- [16] K. J. Lee, T. H. Kyung, and J. S. Kim, "Control of robot manipulator using pd-sliding mode hybrid controller," *Journal of Control, Automation, and Systems Engineering*, vol. 8, no. 2, Feb. 2002.



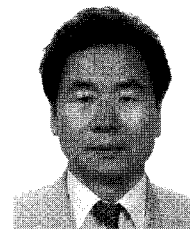
### 손주범

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



### 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.