Check for updates

동력시스템공학회지 제24권 제4호 pp. 17-25 2020년 8월 ISSN 2713-8429(Print) ISSN 2713-8437(Online)
Journal of Power System Engineering https://doi.org/10.9726/kspse.2020.24.4.017
Vol. 24, No. 4, pp. 17-25, August 2020

최적 절환 초평면을 갖는 슬라이딩 모드에 의한 DC모터의 강인한 속도제어
Robust DC Motor Speed Control Based on a Sliding Mode with an Optimum Switching Surface

양상원* · 정태영** · 정석권**†
Sang-Won Yang*, Tae-Young Jeong** and Seok-Kwon Jeong**†

(Received 15 January 2020, Revision received 16 June 2020, Accepted 3 August 2020)

Abstract : This paper deals with robust speed servo control for DC motors based on a sliding mode control (SMC). SMC is well known for its robust control performance against external disturbances including motor parameter variations. An optimum switching plane, a key issue for SMC, is designed to minimize control error and input energy in a state space model. Voltage command which is an output of the sliding mode controller is induced to satisfy the Lyapunov's second method for critical stability. The robust control performance of the suggested sliding mode control is evaluated by two experiments such as a load test and parameter variation test. The external load test was conducted by applying 100% and 80% of the rated torque using a powder brake. The parameter variation experiment was conducted by increasing nominal parameters of the motor used in the controller by 3 times. Moreover, the effectiveness of SMC is clarified by comparing with the PI control experimental results. The experimental results showed that SMC has stronger control performance against the disturbance and parameter changes than the PI controller.

Key Words : Sliding mode control, DC motor, Robust speed servo control, Optimum switching surface

1. 서 론

DC모터는 로봇, 공작기계, 발전기 가버너 등 정밀한 속도 서보 제어용 액츄에이터로 널리 사용되고 있다.[1,2] 이들 장치에서는 모터가 각종 기어나 캠과 함께 구동되므로 기어의 백래시(backlash), 캠으로부터의 주기적 외란 등이 인가되는 상황 하에서 속도를 엄밀하게 제어해야 한다. 또한 DC모터를 장시간 운전할 경우, 일부 모터 파라미터는 공칭값으로부터 수십~수백% 변동되

**† 정석권(ORCID:http://orcid.org/0000-0002-1889-9208)
: 교수, 부경대학교 냉동공조공학과
E-mail : skjeong@pknu.ac.kr, Tel : 051-629-6181
*양상원(ORCID:http://orcid.org/0000-0001-8975-9176)
: 대학원생, 부경대학교 대학원 냉동공조공학과
**정태영(ORCID:http://orcid.org/0000-0002-1151-263X)
: 교수, 부경대학교 실습선 가야호

**† Seok-Kwon Jeong(ORCID:http://orcid.org/0000-0002-1889-9208) : Professor, Department of Refrigeration and Air Conditioning Engineering, Pukyong National University.
*Sang-Won Yang(ORCID:http://orcid.org/0000-0001-8975-9176) : Graduate Student, Graduate School of Refrigeration and Air Conditioning Engineering, Pukyong National University.
**Tae-Young Jeong(ORCID:http://orcid.org/0000-0002-1151-263X) : Professor, Training ship, Pukyong National University.

므로 이로 인해 제어성능이 현저히 저하한다. 특히, 이들 파라미터 변동과 주기적인 외란 하에서는 기존의 PID 제어로는 제어의 강인성을 충분히 확보하기가 어렵다.[2,3] 슬라이딩 모드 제어(SMC)는 제어기 설계가 간단하면서도 외란과 파라미터 변동 등에 강인한 제어 특성을 갖는 것으로 알려져 최근 다양한 분야에 적용되고 있다.[1-13] 특히, AC모터나 DC모터 제어에 인버터(inverter)나 초퍼(chopper)와 같이 PWM(Pulse Width Modulation) 방식의 전력변환장치가 사용되면서 그 적용 범위가 확대되고 있다.

자동차 탑승자의 쾌적성과 안정성 향상을 위해 자기점성유체를 이용한 반능동 마운트의 제진제어에 SMC를 적용한 연구가 발표되었다.[11] 하지만 이 연구는 실험을 통한 검증 단계에는 이르지 못했다. 공기압 실린더 구동장치의 위치제어 성능 향상을 위해 SMC를 적용한 연구,[12] 전기·유압 일체형 액츄에이터 시스템의 위치제어에 적응 PID SMC를 적용한 연구[13] 등은 모두 정착시간이 0.5 sec 정도의 비교적 느린 응답 특성을 갖는 위치 서보 제어계를 대상으로 하였다. 빠른 응답성(전기적 시정수 1 ms)을 갖는 DC모터 속도 서보 제어계의 강인한 제어성능을 확보하기 위해, SMC와 PI 제어를 적용한 후, 각종 외란 및 파라미터 변동에 대한 제어 강인성을 비교한 논문이 발표되었다.[2] 하지만, 시뮬레이션 단계에 그쳐, 실제 부하 실험 등을 통한 속도 서보 제어의 강인성 평가 연구는 부족한 실정이다. 또한 서보 제어계가 아니거나,[2,4-8] 슬라이딩 모드의 스위칭 평면의 설계 근거가 명확하지 않은 경우가 대부분이다.

이런 점에 주목하여, 본 논문에서는 DC모터의 속도 서보 제어계에 SMC를 적용한다. 또한, 특정 평가함수를 최소화 하는 최적 절환 초평면을 설계한다. 설계된 제어기의 타당성은 PI제어기와의 비교 실험 결과를 통해 검증된다. 특히, 실험에서는 무부하 실험으로 두 제어기의 성능이 동일함을 확인한 후, 부하 실험과 모터 파라미터 변동 실험을 통해 SMC의 제어 강인성을 확인한다. 부하 실험은 계단형 부하를 인가하였고, 파라미터 변동 실험은 4개의 파라미터가 공칭값의 3배로 동시에 변하는 경우를 상정하여 제어의 강인성을 입증한다.

2. 최적 절환 초평면을 갖는 슬라이딩 모드 서보 제어계 설계

SMC는 모델의 불확실성, 파라미터의 변동과 외란에 강인한 제어(robust control) 기법 중 하나이다. Fig. 1은 SMC의 개념도이다.

SMC 설계는 주목하고 있는 상태변수를 슬라이딩 평면(sliding surface) 상에 머물도록 슬라이딩 평면의 기울기와 제어입력 $u(t)(=u_c+u_s)$를 결정하는 것이 핵심이다. SMC의 제어입력은 연속 제어입력 $u_c(t)$와 불연속 제어입력 $u_s(t)$로 구성된다. $u_c(t)$는 상태변수가 슬라이딩 평면 위에 위치할 때, 상태 궤도의 변화를 국부적으로 유지하는 입력이다. $u_s(t)$는 상태변수가 초기 상태나 모델 불확실성, 외란 등으로 인해 슬라이딩 평면을 벗어났을 때, 이들을 강제적으로 슬라이딩 평면에 도달시키는 입력이다. 본 논문에서는 상태변수 변동을 최소화함과 동시에 상태변수들을 최적의 상태로 절환(switching) 초평면에 구속시키기 위해 최적제어 이론을 도입한 최적 절환 초평면을 갖는 서보계를 설계한다.[10] 최적제어란 상태공간 모델인 식 (1)의 상태변수 $x(t)$와 입력 $u(t)$에 관한 평가함수 식 (2)를 도입하여 설계자가 정한 하중함수 Q, R에 따라 식 (2)를 최소로 하는 제어입력 $u(t)$를 설계하는 제어법이다. 식 (1)에서 A, B, C

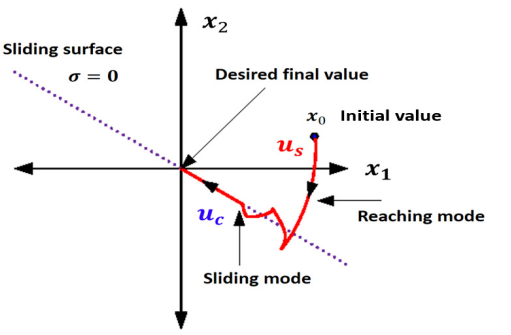


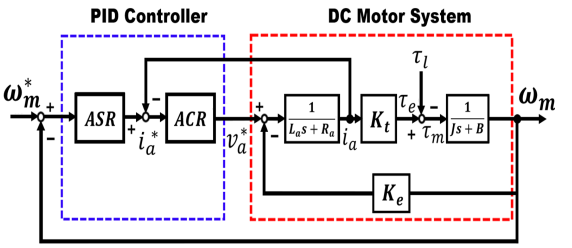
Fig. 1 Conceptual diagram of SMC

는 계수행렬, 상첨자 T는 행렬의 전치(transpose)를 나타낸다.

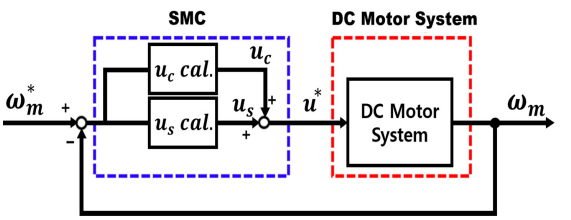
$$\begin{cases}\dot{x}(t)=Ax(t)+Bu(t)\\ y(t)=Cx(t)\end{cases} \tag{1}$$

$$J=\int_0^\infty \{x(t)^T Qx(t)+u(t)^T Ru(t)\}dt \tag{2}$$

Fig. 2는 PID 제어기 및 SMC에 기반한 DC모터 속도 서보 제어계의 개략적인 블록선도이다. PID 제어계 (a)는 속도 제어기(ASR) 내부에 전류 제어(ACR)용 내부 루프(inner loop)를 갖는 2중 구조로 설계되는 것이 일반적이다. 이에 반해 (b)의 SMC는 속도 제어기만으로 구성되므로 (a)에 비해 제어기 설계와 구현이 쉽다. 특히, PID는 게인 값들이 제어대상 모델의 파라미터에 의존하므로 모델의 불확실성, 파라미터 변동이 있을 경우 제어성능이 떨어진다. 그러나 SMC는 파라미터에 의존하지 않는 불연속 제어입력 $u_s(t)$로 인해 모델 불확실성 및 파라미터 변동에 대해 강인한 제어성능을 확보할 수 있다.



(a) Typical PID control system



(b) SMC system

Fig. 2 Speed control system of typical PID and sliding mode

SMC 서보 제어계의 설계 방법은 크게 3단계로 구분된다. 첫째, 제어대상의 상태공간 모델과 평가함수를 기반으로 최적 절환 초평면을 설계한다. 이때 서보계임을 고려하여 확대계를 구성한다. 둘째, Lyapunov의 점근안정이 만족되도록 제어입력 $u(t)$를 결정한다. 셋째, 채터링(chattering) 현상을 억제하기 위한 방안을 적용한다. 제안된 슬라이딩 모드 서보계는 실험을 통해 제어성능이 검증된다.

타여자 방식의 DC 서보 모터의 전기계 동특성은 식 (3), 기계계 동특성은 식 (4)와 같다.

$$L_a\frac{di_a(t)}{dt}+R_a i_a(t)=v_a(t)-v_b(t) \tag{3}$$

$$J\frac{dw_m(t)}{dt}+Bw_m(t)=\tau_e(t)-\tau_l(t) \tag{4}$$

여기서, 상수인 L_a, R_a는 전기자의 인덕턴스 및 저항, B, J는 베어링 마찰계수와 관성모멘트를 각각 나타낸다. 출력변수인 $i_a(t)$, $\omega_m(t)$는 전기자 전류와 모터의 회전속도, 입력변수인 $v_a(t)$는 전기자전압, $v_b(t)$는 역기전력으로서 $v_b(t)=K_e\omega_m(t)$이다. 이때 K_e는 역기전력 상수이다. 그리고 $\tau_e(t)$는 모터의 전자기적 토크로 $\tau_e(t)=K_t\, i_a(t)$이고, K_t는 토크상수이다. 한편, $\tau_l(t)$는 부하토크로서 미지의 외란에 해당하므로 제어 모델에서는 생략한다. 이하에서 시간함수들은 표기의 편의성을 위해 독립변수 t를 생략하여 $u(t)$를 u와 같이 기술한다.

DC모터의 상태방정식($\dot{x}=Ax+Bu$)은 식 (3)과 식 (4)로부터 식 (5)와 같이 표현된다. 식 (5)에서, 상태변수는 $x_1=w_m$, $x_2=\dot{x_1}$이고, u는 전기자전압 v_a, 하첨자 'a'는 전기자(armature)를 각각 의미한다.

슬라이딩 모드 상태에서 상태변수의 변동을 최소로 하는 최적 절환 초평면 식 (6)은 식 (5)로 표시된 DC모터의 표준형 상태공간 모델과 식 (7)의 평가함수로부터 구해진다.[10]

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ -\dfrac{R_aB+K_eK_t}{JL_a} & -\dfrac{JR_a+L_aB}{JL_a}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ \dfrac{K_t}{JL_a}\end{bmatrix}u \quad (5)$$

$$\sigma = S_1x_1 + S_2x_2 \quad (6)$$

$$J=\int_{t_s}^{t}(x^TQx)dt \quad (7)$$

여기서, σ는 절환 초평면, S_1, S_2는 스위칭함수, $Q\in R^2$는 하중함수로 $Q_{12}=Q_{21}^T$이다. 한편, t_s는 상태변수가 슬라이딩 모드로 전환된 시간이다.

식 (7)을 식 (2)와 같은 2차 형식으로 변환시키기 위해 보조변수 v를 식 (8)과 같이 정의한다. 이 식을 이용하여 식 (9)의 평가함수를 유도한다.

$$v = x_2 + Q_{22}^{-1}Q_{12}^Tx_1 \quad (8)$$

$$J=\int_{t_s}^{t}(x_1^TQ_{11}^*x_1+v^TQ_{22}v)dt \quad (9)$$

여기서, Q_{11}^*는 $Q_{11}^*=Q_{11}-Q_{12}Q_{22}^{-1}Q_{12}^T$이고, 식 (5)의 $\dot{x}_1$는 보조변수 v를 이용하여 식 (10)으로 변형된다. 식의 A_{11}^*는 $A_{11}^*=A_{11}-A_{12}Q_{22}^{-1}Q_{12}^T$이다.

$$\dot{x}_1=A_{11}^*x_1+A_{12}v \quad (10)$$

설계자에 의해 식 (9)의 $Q_{ij}(i=j=1,2)$가 결정되면, 이 식을 최소로 하는 최적 제어입력 v는 식 (11)의 리카티방정식의 해 P를 이용해 식 (12)와 같이 도출된다.

$$PA_{11}^*+(A_{11}^*)^TP-PA_{12}Q_{22}^{-1}A_{12}^TP+Q_{11}^*=0 \quad (11)$$

$$v=-Q_{22}^{-1}A_{12}^TPx_1 \quad (12)$$

식 (6)의 최적 절환 초평면은 식 (12)와 식 (8)로부터 식 (13)과 같이 구해진다. 이로부터 절환 초평면의 기울기 S는 식 (14)와 같다.

$$\sigma = S_1x_1+S_2x_2=(A_{12}^TP+Q_{12}^T)x_1+Q_{22}x_2 \quad (13)$$

$$S=\begin{bmatrix}S_1 & S_2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}A_{12}^TP+Q_{12}^T & Q_{22}\end{bmatrix} \quad (14)$$

시스템을 서보계로 설계하기 위해, 제어오차 $e(=y-r)$를 적분한 z를 식 (15)로 정의하여 식 (16)과 같은 확대계를 구성한다. 식에서 A_e의 요소 $A_{ij}(i=j=1,2)$는 식 (5)의 A의 각 요소이다. 최적 절환 초평면 식 (13)도 단위행렬 I를 이용하여 서보계로 확대하면, 식 (17)과 같이 된다.

$$z=\int_0^t(y-r)dt \quad (15)$$

$$\dot{x}_e=\begin{bmatrix}0 & C & 0\\ 0 & A_{11} & A_{12}\\ 0 & A_{21} & A_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}z\\ x_1\\ x_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ 0\\ B_2\end{bmatrix}u+\begin{bmatrix}-1\\ 0\\ 0\end{bmatrix}r$$
$$=A_ex+B_eu+Er \quad (16)$$

$$\sigma_e=\begin{bmatrix}S_1 & S_2 & I\end{bmatrix}x_e=S_1z+S_2x_1+x_2 \quad (17)$$

제어입력은 식 (17)의 σ_e에 관한 Lyapnov 함수를 $V=(\sigma_e^T\sigma_e)/2>0$와 같이 정의하고, 그 미분값인 $\dot{V}\le 0$를 만족하는 u를 구하면, 설계된 제어계는 점근안정하게 된다. 식 (18)은 $\dot{V}=\sigma_e^T\dot{\sigma}_e=0$를 만족하는 연속 제어입력을 구하기 위해, 슬라이딩 모드의 조건 $\dot{\sigma}_e=S_e\dot{x}_e=0$를 대입한 결과이다.

$$\dot{\sigma}_e=S_e\dot{x}_e=S_eA_ex+S_eB_eu+S_eEr=0 \quad (18)$$

식 (19)는 이 식으로부터 구한 연속 제어입력이다. 한편, 불연속 제어입력 u_s는 $\dot{\sigma}_e=-Msgn(\sigma_e)$를 가정, 전체 제어입력 $u=u_c+u_s$에 입력한 후, 안정 조건을 만족하도록 식 (20)과 같이 유도된다.

$$u_c=-(S_eB_e)^{-1}(S_eA_ex_e+S_eEr) \quad (19)$$

$$u_s=-(S_eB_e)^{-1}Msgn(\sigma_e) \quad (20)$$

SMC의 단점은 식 (20)의 불연속 함수인 부호함수(signum function)로 인해 제어량에 채터링 현상이 발생한다는 점이다. 이를 해결하기 위해 실제

실험에서는 부호함수 'sgn' 대신 식 (21)로 정의된 포화함수(saturation function) 'sat'를 사용한다. 또한 포화함수 앞의 상수항도 파라미터 의존도를 줄이기 위해 $K_s > 0$로 치환하여, 최종 설계된 불연속 함수 u_s는 식 (22)와 같다.

$$sat\left(\frac{s_e}{\Phi}\right) = \begin{cases} 1 \\ ks_e \\ -1 \end{cases} = \begin{cases} s_e > \Phi \\ |s_e| \le \Phi \\ s_e < -\Phi \end{cases}, k = 1/\Phi \quad (21)$$

$$u_s = -K_s sat(\sigma_e) \quad (22)$$

3. 실험 결과 및 고찰

Table 1은 본 연구에서 사용한 DC모터의 주요 파라미터이다. 모터의 정격전력은 200 W, 정격전압은 75 V, 정격전류는 3.3 A, 최대 허용전류는 16 A, 정격토크 T_r은 0.637 N·m이다.

Table 2는 실험에서 사용된 SMC의 주요 설계인자와 설계된 PI 제어기의 게인을 각각 나타낸다. 제어주기는 두 제어기 모두 0.01 sec로 설정하였다.

Table 1 Parameters of a tested DC motor

Parameter	Symbol	Value	Unit
Rated speed	ω_r	3,000	rpm
Armature resistance	R_a	1.53	Ω
Armature inductance	L_a	0.0018	H
Back E.M.F constant	K_e	0.216	V·s/rad
Torque constant	K_t	0.216	N·m/A
Inertia	J	1.76×10^{-5}	Kg·m^2
Friction coefficient	B	2.5×10^{-4}	N·m·s/rad

Table 2 Design factors and controller gains for experiment

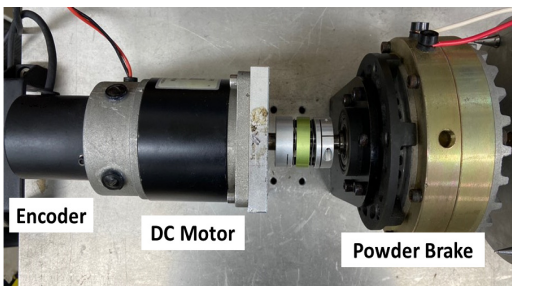
SMC				PI controller		
Design factor				Gain		
K_s	Φ	Q	R	P	I	Anti-windup
35	27000	2×10^7	200	0.01	0.3	0.005

Table 2에서, Φ는 포화함수의 경계층 두께(boundary layer thickness), K_s는 불연속 제어입력의 스위칭 게인이다. Q와 R은 하중행렬로 SMC의 제어기가 최적의 제어성능을 발휘하도록 시행착오(trial and error)법으로 그 값을 정하였다. 설계된 SMC와 제어성능 비교 평가를 위한 PI 제어기의 게인은 무부하 실험 시의 응답이 SMC 제어기의 속도응답과 동일한 정착시간 및 오버슈트를 갖도록 Matlab Simulink에서 제공하는 PID 튜너를 사용하여 설계한 후 미세 조정하였다.

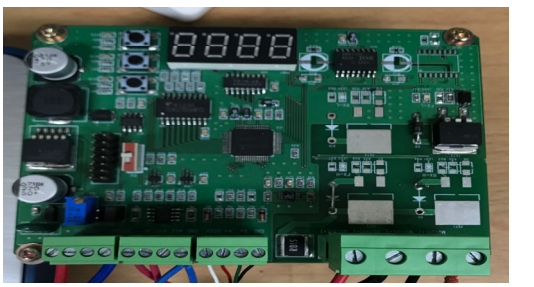
실험에서 마이크로프로세서에 해당하는 컨트롤러는 PXIe(NI사) 장치를 사용하였고, 모터 드라이브와 연결하여 DC모터를 구동하였다. Fig. 3은 실제 실험에 사용된 DC모터, 파우더브레이크, 모터 드라이브의 사진이다. 전력변환장치인 Fig. 3(b)의 초퍼에는 MOSFET 스위칭 소자가 사용되었다.

Table 3 Reference profile for no load experiments

Time[sec]	0-10	10-20	20-30	30-40	40-50
Value[rpm]	1500	2000	2500	2000	1500



(a) Tested DC motor



(b) PWM chopper

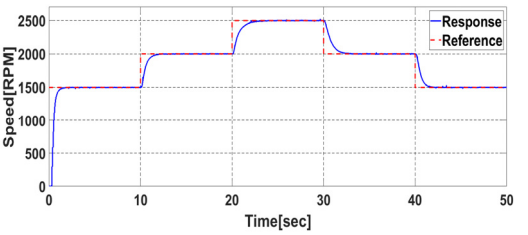
Fig. 3 Tested DC motor control system

실험은 크게 3 종류로 나누어 진행하였다. 첫 번째 실험에서는 SMC와 PI 제어기의 무부하 실험을 진행하였다. 지령값들은 Table 3과 같고, 각 시작 시점에 지령값을 계단형으로 변경시켰다.

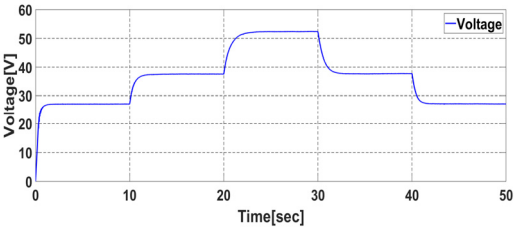
두 번째로는 부하 실험을 진행하였다. 부하토크는 파우더브레이크(powder brake)를 통해 정격토크 T_r의 80%와 100%를 5 sec 시점에 각각 인가하였다. 속도 지령은 두 제어기 모두 2,000 rpm으로 동일하게 인가한 후, 두 제어기의 속도응답 결과를 비교하였다.

세 번째 실험에서는 SMC를 대상으로 모터 파라미터 변동 실험을 진행하였다. 실험에 사용한 지령값은 Table 3과 동일하며, SMC의 모든 설계 인자는 Table 2와 같이 고정시킨 상태에서 모터의 파라미터인 R_a, L_a, J, B의 값들을 모두 공칭값보다 고의로 3배 증가시켰다.

Fig. 4와 Fig. 5는 SMC와 PI 제어기의 무부하 실험시의 속도응답과 전압 지령을 각각 나타낸다. SMC와 PI 제어 모두 무부하 실험에서는 주어진 전 속도 영역에서 오버슈트와 정상상태오차 없이 지령값에 엄밀히 추종하고 있음을 보였다. 두 제어기에 의한 제어성능의 유의미한 차는 보이지 않았다. 이를 통해 설계된 두 제어기의 게인 값이

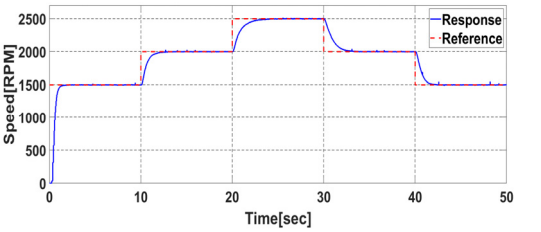


(a) Speed response

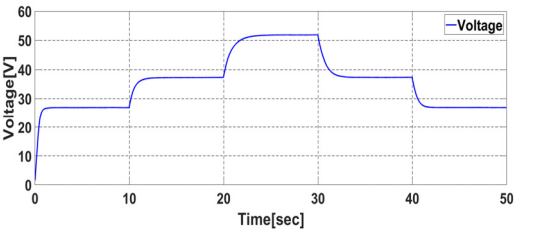


(b) Voltage reference

Fig. 4 Experimental result of SMC with no load

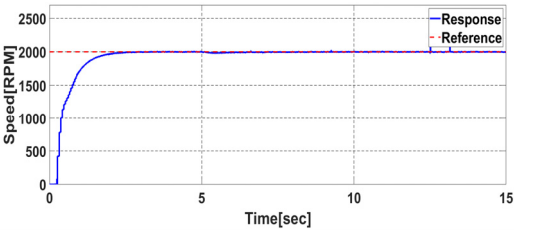


(a) Speed response

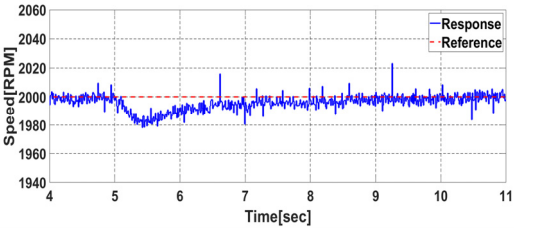


(b) Voltage reference

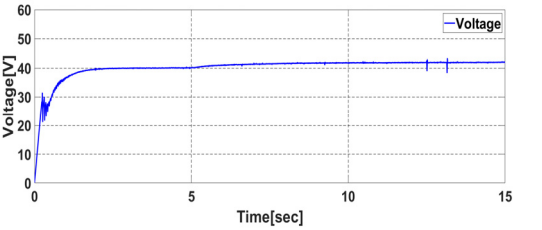
Fig. 5 Experimental result of PI with no load



(a) Speed response

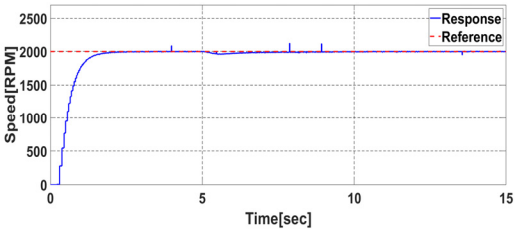


(b) Response magnification after 5 seconds

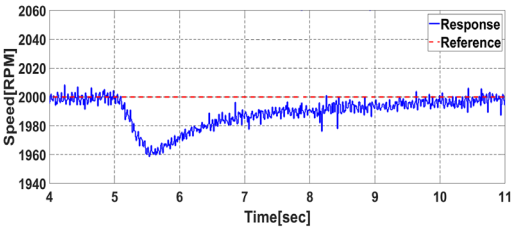


(c) Voltage reference

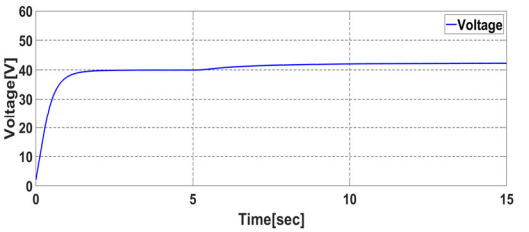
Fig. 6 Experimental result of SMC with 80% load



(a) Speed response

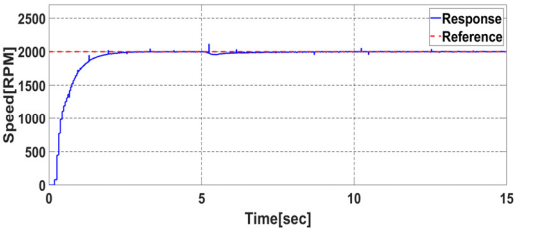


(b) Response magnification after 5 seconds

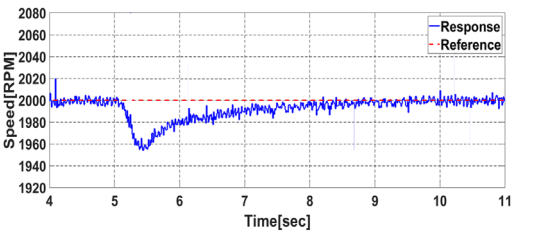


(c) Voltage reference

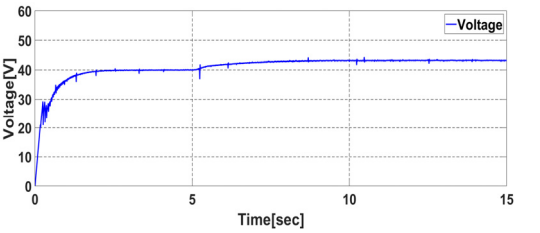
Fig. 7 Experimental result of PI with 80% load



(a) Speed response



(b) Response magnification after 5 seconds



(c) Voltage reference

Fig. 8 Experimental result of SMC with 100% load

타당함을 알 수 있다. SMC와 PI 제어기의 속도응답에 미소하게 튀는 잡음은 모터 엔코더에서 발생하는 잡음의 영향으로 파악되었다.

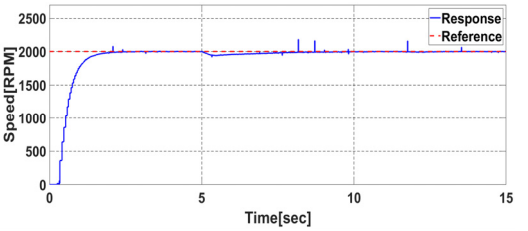
Fig. 6과 Fig. 7은 부하를 정격토크의 80%인 0.51 N·m를 인가하였을 때의 SMC와 PI 제어에 의한 DC모터의 속도응답 및 지령값을 나타낸다.

Fig. 8과 Fig. 9는 부하를 정격토크의 100%인 0.637 N·m를 인가하였을 때의 SMC와 PI 제어에 의한 DC모터의 속도응답 및 지령값을 보인다.

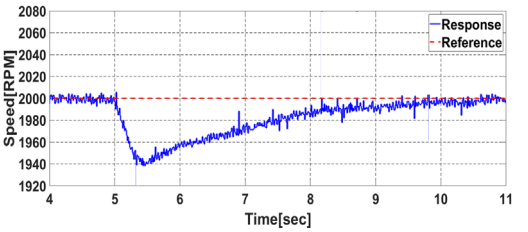
Fig. 6~Fig. 9의 (a)는 속도응답, (b)는 부하가 인가된 5 sec 시점 이후의 속도응답을 정밀하게 분석하기 위해 확대한 그림이다. (c)는 각 속도응답에 대응하는 전압지령을 나타낸다.

정상상태에서의 속도응답은 Fig. 6~9의 (a)로부터 지령값에 오차 없이 엄밀하게 추종한다. 그러나 부하토크가 인가된 이후의 과도상태에서는 Fig. 6~9의 (b)로부터 두 제어기의 응답이 각기 다르게 나타남을 확인할 수 있다.

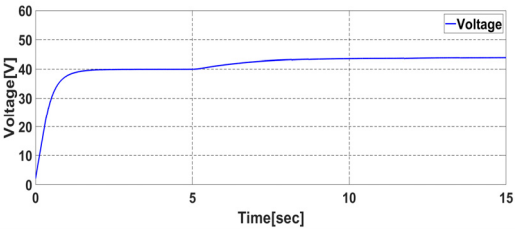
속도 지령값 2,000 rpm에서 80%의 부하가 인가된 이후의 속도 변동은 Fig. 5~Fig. 6의 (b)로부터, SMC가 1980 rpm, PI 제어가 1,960 rpm까지 각각 감소하였다. 동일한 속도 지령값 20,00 rpm에서 100%의 부하 인가 시에는 Fig. 7과 Fig. 8의 (b)로부터, SMC가 1,960 rpm, PI 제어가 1,940 rpm까지 각각 감소함을 확인하였다. 즉, 두 제어기의 속도 변동폭은 인가되는 부하가 클수록 속도 변동도 비례적으로 크게 나타났다. SMC와 PI 제어에서 부하토크로 인한 속도 감소폭을 비교해 보면, SMC 가 PI 제어보다 약 20 rpm 작음을 알 수 있다. 또한, 부하 인가 이후, 지령값 2,000 rpm으로 복귀하는데 걸린 시간도 SMC의 경우가 PI 제어보다 약 2 sec 단축되는 것으로 나타났다. 이를 통해



(a) Speed response

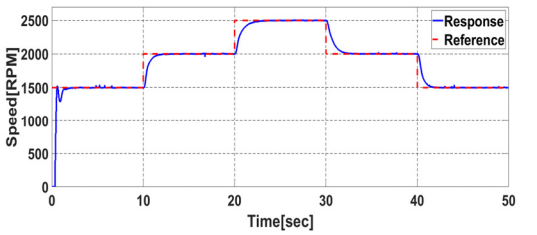


(b) Response magnification after 5 seconds

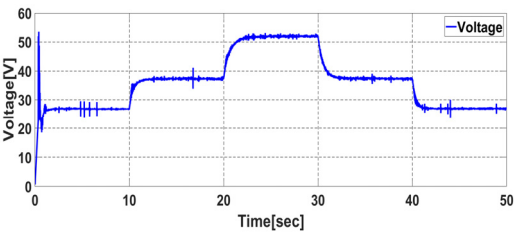


(c) Voltage reference

Fig. 9 Experimental result of PI with 100% load



(a) Speed response



(b) Voltage reference

Fig. 10 Experimental result for parameter variation

SMC가 외란에 강인한 성능을 갖는 것이 확인되었다.

Fig. 10은 모터의 파라미터를 변동시킨 경우의 SMC 제어에 의한 실험 결과이다. 불연속 제어입력 u_s는 식 (22)에서와 같이 모터 파라미터 변동과는 무관하다. 반면에 연속 제어입력 u_c는 식 (19)와 식 (16)에서 보듯이 모터 파라미터에 의존한다. 따라서 실제 실험에서는 모터의 해당 파라미터 R_a, L_a, J, B를 실제값보다 고의로 3배 증가시켜 연속 제어입력 u_c를 계산하고, 이를 파라미터와 무관한 불연속 제어입력 u_s에 더해 전압 지령값으로 인가하였다. 속도응답은 (a)에서와 같이 초반 기동 시에만 불연속 입력 u_s의 영향으로 다소 불안정한 과도응답을 보이고, 이후 주어진 전 속도 영역에서 오버슈트와 정상상태오차 없이 지령값에 엄밀히 추종하고 있음을 확인하였다. 이로부터 SMC가 파라미터 변동 및 모델의 불확실성에 대해서도 강인하다는 것을 확인할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 DC모터의 강인한 속도 서보 제어성능 확보를 위해 최적 절환 초평면을 갖는 SMC를 설계하였다. 설계된 SMC와 PI 제어기에 계단형 부하를 인가하고, 두 제어기의 제어성능 비교를 통해 SMC의 강인성을 검토하였다. 특히 SMC에 대한 파라미터 변동 실험을 통해 SMC의 제어 강인성을 확인하였다. 실험을 통해 얻은 주요 결과들을 요약하면 다음과 같다.

1) SMC와 PI 제어기로 설계된 속도서보 제어계에 계단형 속도 지령을 인가하였을 때, SMC와 PI 제어기 모두 정상상태오차가 발생하지 않았으며, 언더슈트 또한 발생하지 않았다. 두 제어기 모두 무부하 실험에서는 양호한 제어성능을 보였고, 두 제어기에 의한 유의미한 제어성능 차는 없었다.

2) 정격토크의 80%와 100%의 계단형 부하토크를 인가하였을 때, SMC와 PI 제어기 모두 양호한 제어성능을 보였으나, SMC가 PI 제어보다 외란 제거 성능이 더 우수함을 확인하였다.

3) 설계된 SMC는 파라미터 변동을 수반하는 경우에도 강인한 제어성능을 유지하였다. 이는 모터 파라미터에 독립적으로 설계되는 SMC의 불연속 제어입력의 영향 때문인 것으로 사료된다.

후 기

이 논문은 부경대학교 자율창의학술연구비(2019년)지원에 의하여 연구되었음.

Author Contributions

S. K. Jeong; Conceptualization, Writing review & editing, Project administration, Supervision. S. W. Yang; Formal analysis, Software, Investigation, Validation. T. Y. Jeong; Data curation.

References

1. T. Y. Jeong, 2019, "Robust Speed Control for DC Motor Based on Sliding Mode with a Disturbance Observer", The Korean Society of Fisheries and Ocean Technology, Vol. 55, No. 4, pp. 402-410. (https://doi.org/10.3796/KSFOT.2019.55.4.402)
2. C. H. Han and S. K. Jeong, 2018, "Comparison of Robustness of Sliding Mode and PI Control in DC Motor Speed Control System with Periodic Loads", Korean Society for Power System Engineering, Vol. 22, No. 3, pp. 23-31. (https://doi.org/10.9726/kspse.2018.22.3023)
3. K. Ohnishi, 1987, "New Development of Servo Technology in Mechatronics", IEEJ Trans on Industry Applications, Vol. 107, No. 1, pp. 83-86.
4. E. H. Dursun and A. Durdu, 2016, "Speed Control of a DC Motor with Variable Load Using Sliding Mode Control", International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 8, No. 3, pp. 219-226. (https://doi.org/ijcee.2016.8.3.219-226)
5. Afrasiabi NAZANIN and Yazdi M. HAIRI, 2013, "Sliding Mode Controller for DC Motor Speed Control", Global Journal of Science, Engineering and Technology, Vol. 11, pp. 45-50.
6. T. Venkatesh, M. Tarunkumar, B. Jayanthi, and B. Ramesh, 2016, "Speed Control of DC Motor and Performance is Compared with PID and SMC Controller", International Journal of Engineering Science, Vol. 6, No. 4, pp. 4071-4075.
7. Ahmed and A. H. Obeid, 2012, "Performance Comparison of Sliding Mode Control and Conventional PI Controller for Speed Control of Separately Excited Direct Current Motors", Journal of Science and Technology, Vol. 13, No. 2, pp. 74-80.
8. A. Damiano, G. L. Gatto, I. Marongiu and A. Pisano, 2004, "Second-Order Sliding-Mode Control of DC Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 2, pp. 364-373. (https://doi.org/10.1109/tie.2004.825268)
9. I. Utkin, I. Vadim, J. Guldner, and J. Shi, 2009, "Sliding Mode Control in Electro -mechanical Systems", CRC press, pp. 224-237.
10. K. Nonami, H. Nishimura and M. Hirata, 1999, "Controller System Design by Matlab", Tyokyo Denki University, pp. 163-201.
11. Y. K. Ahn, S. H. Kim and S. K. Jeong 2017, "Sliding Mode Control for Improving Performance of Mount with MR (Magneto -Rheological) Fluid", Korean Society for Power System Engineering, Vol. 21, No. 4, pp. 18-25. (https://doi.org/10.9726/kspse.2017.21.4.018)
12. J. S. Jang and S. H. Han 2017, "Robust Control of Pneumatic Cylinder Driving System using Sliding Mode Controller", Korean Society for Power System Engineering, Vol. 21, No. 6, pp. 101-109. (https://doi.org/10.9726/kspse.2017.2.4.018)
13. J. M. Lee, S. H. Park and J. S. Kim, 2013, "A Position Control of EHA Systems using Adaptive PID Sliding Mode Control Scheme", Korean Society for Power System Engineering, Vol. 17, No. 4, pp. 120-130.