

Electronic Wedge Brake의 모델링 및 제어기 설계

한 광 진¹⁾ · 허 건 수^{*2)}

한양대학교 자동차공학과¹⁾ · 한양대학교 미래자동차공학과²⁾

Modeling and Controller Design of the Electronic Wedge Brake

Kwangjin Han¹⁾ · Kunsoo Huh^{*2)}

^{1,2)}Department of Automotive Engineering, Hanyang University, Seoul 133-791, Korea

(Received 14 March 2011 / Revised 26 June 2011 / Accepted 5 September 2011)

Abstract : The electronic wedge brake is one of the brake-by-wire systems with a self-energizing effect. The electronic wedge brake has faster response than the conventional hydraulic brake and requires only about one-tenth the power to operate. However, the electronic wedge brake cannot be implemented unless the self-energizing effect is reliably controlled. The self-energizing mechanisms may result in unintentional lock up and are very sensitive to environment and parametric variations of the friction coefficient. In this study, the electronic wedge brake is modeled into dynamic equations, and a sliding mode controller is designed based on the model. The performance of the proposed controller is verified in simulations.

Key words : Brake-by-wire(전자제어식 브레이크), Electronic wedge brake(전기 웨지 브레이크), Modeling(모델링), Control(제어)

1. 개요

BBW 시스템 중에는 전기적인 액추에이터와 자기강화(self-energizing) 웨지에 의해 제동력을 발생시키는 Electronic Wedge Brake(EWB)가 있다. EWB는 12볼트의 전압으로도 충분한 제동 토크를 발생시킬 수 있기 때문에 유용한 시스템이다. 게다가 진공부스터와 마스터 실린더가 필요하지 않아 엔진룸의 공간을 확보하는데도 용이하다.

현재 12 볼트 전압에서의 EWB는 지멘스¹⁾, 만도²⁾ 등 여러 부품업체들이 개발하고 있다. J. Fox³⁾는 하나의 모터로 구성된 새로운 타입의 EWB 모델링과 제어 방법에 대하여 소개하였다. 시뮬레이션과 실험 결과를 보면 cascade 제어를 기반으로 한 접근법과 파라미터가 변화하더라도 거의 동일한 계단응답

을 가질 수 있게 하는 상태피드백 접근법을 사용하였다. 그리고 T. Strel⁴⁾는 마찰특성을 포함한 기계적인 모델을 개발하였고 제어를 설계하였다. 이는 브레이크 패드와 디스크 사이의 접촉과 자기강화 브레이크의 마찰특성을 자세하게 포함하는 비선형 모델이다. 웨지 구조는 비선형의 진동과 불안정성을 포함하기 때문에 주기적인 불안정한 운동과 상태를 피하기 위하여 슬라이딩 모드 제어를 사용한다.

본 연구에서는 모터, 웜기어/휠, 파워스크류/너트, 캘리퍼와 웨지를 포함한 EWB 모델링을 수행하였고, 슬라이딩 모드 제어 방법을 기반으로 clamping force 제어 알고리즘을 설계하였다. 또한 즉각적인 제동 작용을 위하여 접촉점 감지 알고리즘을 제안하였다. 제안된 제어 알고리즘의 성능은 시뮬레이션을 수행하여 검증하였다.

*Corresponding author, E-mail: khuh2@hanyang.ac.kr

2. EWB 모델링

EWB의 전체적인 구조는 Fig. 1에 묘사되어 있다.

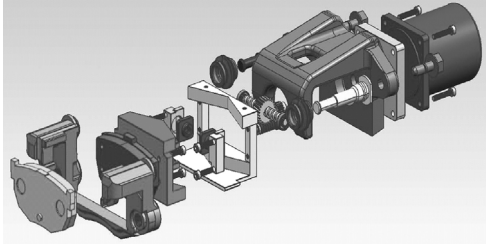


Fig. 1 EWB caliper structure (Mando Co.)

2.1 영구자석형 동기모터의 모델링

EWB에는 permanent magnet synchronous motor (PMSM)가 사용된다. PMSM의 전압방정식은 a, b, c 축을 d, q, n 축으로 변환하여 표현할 수 있다.

PMSM의 전기적인 부분은 다음과 같이 회전자 기준 축으로 표현할 수 있다.⁵⁾

$$v_q = Ri_q + \frac{d}{dt} \lambda_q + P\omega_M \lambda_d \quad (1)$$

$$v_d = Ri_d + \frac{d}{dt} \lambda_d - P\omega_M \lambda_q \quad (2)$$

여기서,

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (3)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{PM} \quad (4)$$

v_d 와 v_q 는 d, q 축의 전압이며, i_d 와 i_q 는 d, q 축의 고정자의 전류, L_d 와 L_q 는 d, q 축의 인덕턴스, λ_d 와 λ_q 는 d, q 축 고정자의 쇄교자속, R 은 고정자의 저항, P 는 극 쌍의 숫자, ω_M 은 모터의 각속도이다. λ_{PM} 은 고정자와 회전자 자석의 상대운동으로 발생된 쇄교자속이다. 식 (3)과 (4)를 식 (1)과 (2)에 대입하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} (v_q - Ri_q - P\omega_M L_d i_d - P\omega_M \lambda_{PM}) \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} (v_d - Ri_d + P\omega_M L_q i_q) \quad (6)$$

PMSM의 기계적인 부분을 모델링 하면 다음과 같다.

$$\frac{d}{dt} \omega_M = \frac{1}{J_{Meq}} (T_M - B_{Meq} \omega_M - T_{Leq}) \quad (7)$$

여기서, J_{Meq} , B_{Meq} 와 T_{Leq} 는 각각 모터축의 관성 등가 모멘트와 등가 댐핑계수, 등가 부하 토크이다. 전기적인 토크 T_M 은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$T_M = \frac{3P [\lambda_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]}{2} \quad (8)$$

위 식은 PMSM의 벡터제어 방법에 의해 전류 i_d 를 0으로 할 때, 직류모터와 마찬가지로 간단히 할 수 있다.

$$\lambda_d = \lambda_{PM} \quad (9)$$

$$T_M = \frac{3P \lambda_{PM} i_q}{2} \equiv k_T i_q \quad (10)$$

여기서, k_T 는 토크 상수이다. 토크 식은 직류모터의 식과 유사하다. 자화 쇄교자속은 일정하기 때문에 토크는 q 축 전류에 직접적으로 비례한다.

2.2 웬기어/휠 과 파워스크류/너트 모델링

식 (7)에서 웬기어/휠과 파워스크류/너트의 관성은 J_{Meq} 에 포함되어 있다.

$$J_{Meq} = J_r + J_{wg} + \left[J_{wv} + J_{ps} + m_{pn} \left(\frac{P_{ps}}{2\pi} \right)^2 \right] \frac{1}{n_g} \quad (11)$$

여기서, J_r 은 회전자와 축의 관성모멘트이며, J_{wg} 는 웬기어의 관성모멘트, J_{wv} 는 웬휠의 관성모멘트, J_{ps} 는 파워스크류와 축의 관성모멘트, m_{pn} 은 파워스크류 너트의 질량, p_{ps} 는 파워스크류의 피치, n_g 는 기어비이다. 아래의 식이 기어 비를 나타낸다.

$$\frac{1}{n_g} = \frac{\omega_{screw}}{\omega_M} \quad (12)$$

등가 댐핑계수는 다음과 같이 표현된다.

$$B_{Meq} = B_M + B_{ps} \frac{1}{n_g} \quad (13)$$

여기서, B_M 은 회전자와 워머어축의 댐핑계수이며, B_{ps} 는 워휠과 파워스크류의 댐핑계수이다.

등가 부하 토크는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$T_{Leq} = \frac{P_{ps}}{2\pi\eta_{ps}} \frac{1}{n_g} F_{ps} \quad (14)$$

여기서, F_{ps} 는 파워스크류에서 웨지에 작용하는 힘이고 η_{ps} 는 토크 대 힘의 효율이다.

2.3 캘리퍼와 웨지 모델링

웨지브레이크의 구성은 Fig. 2와 같다. 웨지의 표면에는 저마찰코팅이 적용되기 때문에 μ_{wedge} 는 무시할 수 있을 정도로 작다고 가정하였다. 웨지의 운동은 아래 식에 의해 지배된다.

$$m_w \frac{d}{dt} v_w = F_{ps} + \mu F_N - \sin \theta_w F_{wedge} \quad (15)$$

$$m_w \tan \theta_w \frac{d}{dt} v_w = -F_N + \cos \theta_w F_{wedge} \quad (16)$$

여기서, θ_w 는 웨지 각이며 m_w 은 웨지의 질량, v_w 는 웨지의 x_w 방향 속도, μ 는 패드와 디스크사이의 마찰 계수, F_N 은 패드와 디스크사이의 clamping force, F_{wedge} 는 웨지 가장자리에 수직으로 작용하는 힘이다.

식 (15)~(16)을 합치면 다음과 같다.

$$m_w (1 + \tan^2 \theta_w) \frac{d}{dt} v_w = F_{ps} + (\mu - \tan \theta_w) F_N \quad (17)$$

패드와 디스크사이의 clamping force는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$F_N = k_{cal} \tan \theta_w x_w \quad (18)$$

여기서, k_{cal} 은 캘리퍼의 강성이다.

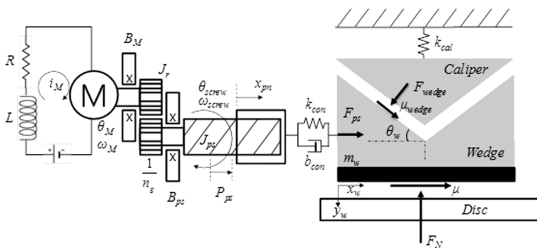


Fig. 2 Model of the electronic wedge brake

파워스크류 너트와 웨지의 접촉은 캘리퍼 구조보다 강성이 더 크기 때문에, 제어기 설계의 관점에서는 접촉면의 운동을 무시할 수 있다. 이 때, EWB의 위치와 속도는 다음 식을 사용하여 계산할 수 있다.

$$x_w = x_{pn} = \frac{P_{ps}}{2\pi} \frac{1}{n_g} \theta_M \quad (19)$$

$$v_w = v_{pn} = \frac{P_{ps}}{2\pi} \frac{1}{n_g} \omega_M \quad (20)$$

여기서, x_w 와 x_{pn} 은 각각 웨지와 파워스크류 너트의 x_w 방향의 위치이다. v_{pn} 은 파워스크류 너트의 속도이다. 웨지 속도의 변화는 매우 작기 때문에 파워스크류에서 웨지에 작용하는 힘을 식 (17)~(20)으로부터 정리할 수 있다.

$$F_{ps} = (\tan \theta_w - \mu) k_{cal} \tan \theta_w \frac{P_{ps}}{2\pi} \frac{1}{n_g} \theta_M \quad (21)$$

3. EWB의 제어 알고리즘 설계

제한하는 clamping force 제어기는 값비싼 force 센서를 사용하지 않는 경제적인 방법이며, force 센서를 사용하였을 때 센서가 고장이 나더라도 fail-safe 제어가 필요 없다.

3.1 Clamping force 제어기 설계

EWB내의 파라미터 변화나 많은 비선형성에 대하여 강인성을 가지기위해 clamping force 제어기에 슬라이딩 모드 제어 기법을 적용하였다. 슬라이딩 모드 제어로부터 제어기 출력 i_q^* 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_q^* = i_{req} - k \operatorname{sgn}(s) \quad (22)$$

여기서, i_{req} 와 k 는 각각 등가 제어 전류와 제어 게인이다. s 는 clamping force 제어를 위한 슬라이딩 면이며, 이것은 현재 clamping force와 원하는 clamping force의 차이인 오차 값으로 정의한다. 현재 설계된 초기 시작품 기준으로 차량 환경에 장착되는 MR 센서 등의 특성을 고려하여 미분항에 의한 chattering 등의 현상 방지와 응답성 확보를 위해 사용하지 않

았다. 계산된 제어기 출력은 전류값으로 이는 PMSM 을 구동하기 위한 current regulator 등에 전달되게 된다. 식 (18) ~ (19)로부터 clamping force 오차는 모터 위치 오차 값으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} s &= F_N - F_N^* \\ &= k_{cal} \tan \theta_w \frac{P_{ps}}{2\pi n_g} (\theta_M - \theta_M^*) \end{aligned} \quad (23)$$

등가 제어 전류는 s 의 시간 미분 값을 0으로 보내는 식으로부터 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{F}_N - \dot{F}_N^* \\ &= k_{cal} \tan \theta_w \frac{P_{ps}}{2\pi n_g} (\dot{\theta}_M - \dot{\theta}_M^*) = 0 \end{aligned} \quad (24)$$

운전자 요구 제동력 변화는 전류 등의 dynamics 보다 상대적으로 느린 dynamics를 가진 입력을 가정하고, clamping force 발생시 모터의 각가속도가 매우 작으므로 이를 무시하면, 등가 제어 전류는 식 (7), (10), (14), (21), (24)로부터 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$i_{req} = \frac{1}{k_T} \frac{P_{ps}}{2\pi \eta_{ps} n_g} (\tan \theta_w - \mu) F_N \quad (25)$$

제어기 출력은 식 (22)와 (25)로부터 다음과 같이 표현된다.

$$i_q^* = \frac{1}{k_T} \frac{P_{ps}}{2\pi \eta_{ps} n_g} (\tan \theta_w - \mu) F_N - k \operatorname{sgn}(s) \quad (26)$$

여기서,

$$\mu = \begin{cases} 0 & \text{if } \omega_{wheel} = 0 \\ \mu_{nominal} & \text{if } \omega_{wheel} \neq 0 \end{cases} \quad (27)$$

η_{ps} 는 실험으로부터 결정할 수 있고 다른 파라미터 값들은 설계 변수로부터 결정한다. 일반적인 제동상황에서 μ 의 공칭 값은 0.35이다.

제어 게인 k 는 EWB의 파라미터 변화와 다양한 비선형성에 대하여 강인한 제어 성능을 가지도록 아래의 슬라이딩 상태를 이용하여 결정한다.⁶⁾

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\lambda |s| \quad (28)$$

여기서, λ 는 설계 변수이며 항상 양의 상수이다.

원하는 clamping force가 일정하다고 가정했을 때, 식 (7), (10), (14), (23)을 식 (28)에 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s\dot{s} &= s \left[k_{cal} \tan \theta_w \frac{P_{ps}}{2\pi n_g} \frac{1}{B_{Meq}} \left(k_T i_q - J_{Meq} \dot{\omega}_M \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{P_{ps}}{2\pi \eta_{ps} n_g} (\tan \theta_w - \mu) F_N \right) \right] \leq -\lambda |s| \end{aligned} \quad (29)$$

식 (26)의 제어기 출력을 사용하여 식 (29)를 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} -s \frac{1}{B_{Meq}} k_{cal} \tan \theta_w \frac{P_{ps}}{2\pi n_g} \left(J_{Meq} \dot{\omega}_M \right. \\ \left. + k_T k \operatorname{sgn}(s) \right) \leq -\lambda |s| \end{aligned} \quad (30)$$

식 (28)에서 슬라이딩 상태가 다음과 같은 형태로 변화한다고 하면,

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\lambda' |s| \quad (31)$$

여기서,

$$\lambda' = k_{cal} \tan \theta_w \frac{P_{ps}}{2\pi n_g} k_T \lambda \quad (32)$$

λ' 또한 항상 양의 값이고 슬라이딩 상태가 여전히 유효하다. 제어 게인 k 를 다음과 같이 정의한다.

$$k = B_{Meq} (N + \lambda) \quad (33)$$

여기서, N 은 설계 변수이고, 식 (33)을 이용하면 식 (30)은 다음과 같은 형태로 수정된다.

$$-s \frac{1}{B_{Meq}} J_{Meq} \dot{\omega}_M \leq k_T N |s| \quad (34)$$

식 (34)에서 아래의 값들은 항상 양의 값을 가져야 하기 때문에, 설계 변수들은 식 (31)에 기술된 슬라이딩 상태를 확보해야 한다.

$$\frac{1}{B_{Meq}} J_{Meq} \dot{\omega}_M \geq 0 \quad (35)$$

$$N \geq \frac{1}{k_T} \frac{1}{B_{Meq}} J_{Meq} \dot{\omega}_M \quad (36)$$

예를 들어 강인 제어 성능을 위해 설계 변수와 제어 계인을 아래와 같이 선택할 수 있다.

$$N = \frac{1}{k_T} \frac{1}{B_{Meq}} J_{Meq} |\dot{\omega}_M| \quad (37)$$

$$k = \frac{1}{k_T} J_{Meq} |\dot{\omega}_M| + B_{Meq} \lambda \quad (38)$$

식 (38)를 식 (26)에 대입하면 제어기 출력은 식 (39)에서 결정된다. 불연속적인 스위칭 함수에 의한 chattering을 줄이기 위하여 sgn 함수를 연속적인 스위칭인 sat 함수로 대체한다.

$$i_q^* = \frac{1}{k_T} \frac{P_{ps}}{2\pi n_g} \frac{1}{n_g} (\tan \theta_w - \mu) F_N - \left(\frac{1}{k_T} J_{Meq} |\dot{\omega}_M| + B_{Meq} \lambda \right) \text{sat} \left(\frac{F_N - F_N^*}{\Phi} \right) \quad (39)$$

여기서, Φ 는 $s = 0$ 인 슬라이딩 면 주변의 경계층을 나타내는 설계 변수이며 작은 양의 값을 가진다.

3.2 접촉점 감지 및 공극 결정

패드와 디스크 사이의 공극은 일반적으로 알 수 없는 값이다. 제동 이후에 잔류 제동토크를 없애고 각 휠에서의 패드 마모와 에너지 낭비를 줄이며 신속한 제동 준비를 하기 위하여 공극은 적절한 값으로 유지되어야 한다. 특히 force 센서 없이 EWB를 적절히 제어하기 위해서는 접촉점을 알아야한다. 본 연구에서는 forward 또는 backward 제동 접촉을 통하여 초기 동작시의 접촉점을 찾아낸다. forward 제동 방향에서는 미리 결정된 전류 명령인 i_{cpd} 가 모터에 적용된다. 초기 forward 접촉점인 $\theta_{cpd,f}$ 는 모터의 각속도가 감소하기 시작할 때 모터 각 위치를 이용하여 찾아낸다. 초기 backward 접촉점 $\theta_{cpd,b}$ 또한 같은 방식으로 결정할 수 있다. 이 과정을 수차례 반복한 후 평균 접촉점인 $\theta_{cpd,f,avg}$ 와 $\theta_{cpd,b,avg}$ 를 계산할 수 있다. 이 값들과 미리 결정된 공극 값 l_{airgap} 을 이용하여 모터의 각 위치 명령 θ_M^* 를 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$\theta_M^* = \theta_{cpd,f,avg} - \frac{2\pi}{P_{ps}} n_g \frac{1}{\tan \theta_w} l_{airgap} \quad (40)$$

3.3 제어 구조

비선형성과 파라미터 변화 때문에 위치와 전류, clamping force 정보를 기반으로 각 휠을 독립적으로 구동해야 한다. 식 (18)과 (19)로부터 추정된 clamping force 값을 사용한 제어구조를 Fig. 3에 나타냈다.

$$F_{est} = k_{cal} \tan \theta_w \frac{P_{ps}}{2\pi n_g} \bar{\theta}_M \quad (41)$$

여기서, F_{est} 는 clamping force 추정 값이고 $\bar{\theta}_M$ 은 패드 접촉후의 회전각이다.

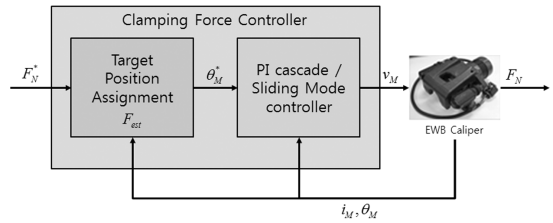


Fig. 3 Control structure without the clamping force sensor

4. 시뮬레이션

제안된 clamping force 제어기의 성능은 MATLAB 시뮬레이션 모델을 이용하여 검증하였고 간단한 PI cascade 제어기와 비교를 수행하였다. 측정된 clamping force 값을 사용한 제어구조는 Fig. 4에 표현하였다. EWB 모델은 AMESim을 기반으로 만들었다.⁷⁾

Fig. 5~6은 PI cascade 제어기와 슬라이딩모드 제어기에 추정된 clamping force를 사용한 결과를 비교한 것이다. 그리고 Fig. 7~8은 측정된 clamping force

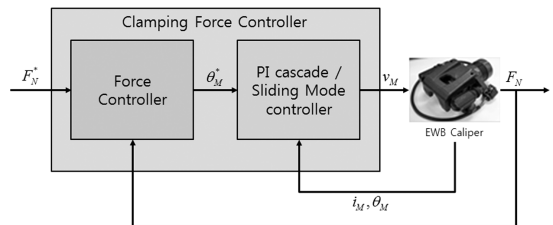


Fig. 4 Control structure with the measured clamping force

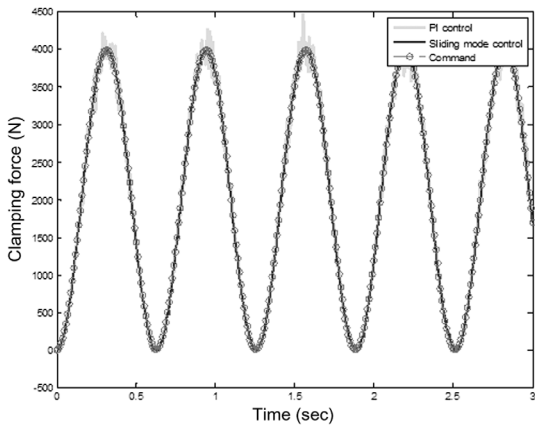


Fig. 5 Clamping force control (w/ estimated clamping force)

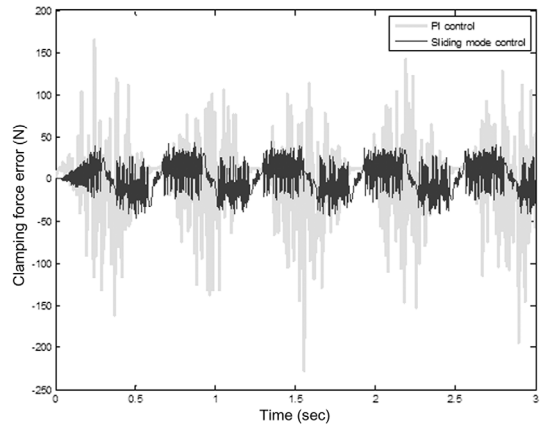


Fig. 8 Clamping force error (w/ measured clamping force)

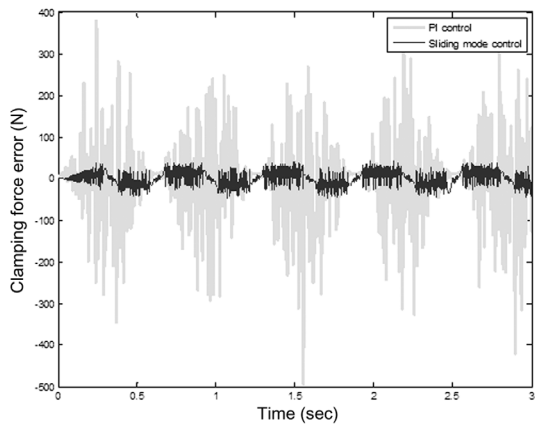


Fig. 6 Clamping force error (w/ estimated clamping force)

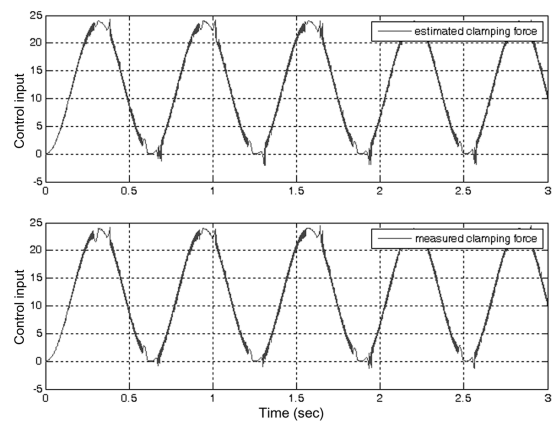


Fig. 9 Control input

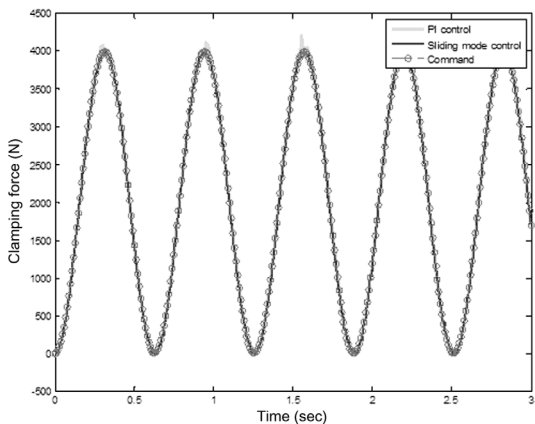


Fig. 7 Clamping force control (w/ measured clamping force)

값을 사용한 결과를 비교한 것이다. 두 경우 모두에서 슬라이딩 모드 제어가 PI 제어기보다 더 좋은 성능을 보여주었다. 특히 Fig. 6은 추정된 clamping

force 값을 사용한 슬라이딩 모드 제어의 적합성을 보여준다. Fig. 9는 각각의 경우의 슬라이딩 모드 제어 경우의 control input이다.

5. 결론

영구자석형 동기모터와 원기어/휠, 파워스크류/너트, 캘리퍼, 웨지가 포함된 EWB 모델을 개발하였다. 적절한 제어 알고리즘과 EWB의 작동조건을 고려하여 모델을 간략화 하였다. 또한 추정된 clamping force와 측정된 clamping force를 사용하는 clamping force 제어구조를 각각 제시하였다. EWB의 접촉점 감지와 공극 결정을 위하여 슬라이딩 모드 제어 알고리즘이 적용되었다. 간단한 PI cascade 제어와 제안된 제어 알고리즘을 시뮬레이션을 통하여 비교하였다. 결과적으로 추가적인 센서가 없는 clamping

force 제어가 슬라이딩모드 제어와 같은 강인 제어를 통하여 적합하다는 것을 확인 할 수 있다.

References

- 1) L. Ho, R. Roberts, H. Hartmann and B. Gombert, "The Electronic Wedge Brake - EWB," 24th Annual Brake Colloquium and Exhibition, SAE 2006-01-3196, 2006.
- 2) J. Kim, M. Kim, J. Kim and K. Noh, "Developing of Electronic Wedge Brake with Cross Wedge," SAE 2009-01-0856, 2009.
- 3) J. Fox, R. Roberts, C. B.-Welt, L. Ho, L. Lacraru and B. Gombert, "Modelling and Control of a Single Motor Electronic Wedge Brake," SAE 2007-01-0866, 2007.
- 4) T. Strelj, L. Balogh, H. Nemeth and L. Palkovics, "Nonlinear Dynamic Analysis and Control of Self-amplifying Brakes," In Proceedings of the 8th International Symposium on Advanced Vehicle Control(AVEC2006), AVEC 060032, 2006.
- 5) P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-magnet Motor Drives, Part I: The Permanent-magnet Synchronous Motor Drive," IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.25, No.2, pp.265-273, 1989.
- 6) J. J. E. Slotine and W. Li, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall Inc., New Jersey, 1991.
- 7) AMESim User Manual, LMS Imagine, 2009.