

# 잠김 방지 기능을 가지는 비접촉식 와전류형 제동장치의 견실제어

## Robust Control of an Anti-Lock Eddy Current Type Brake System

이 갑 진, 박 기 환  
(Kap-Jin Lee and Kyi-Hwan Park)

**Abstract** : A conventional contact type brake system which uses a hydraulic system has many problems such as time delay response due to pressure build-up, brake pad wear due to contact movement, bulky size, and low braking performance in high speed region. As vehicle speed increases, a more powerful brake system is required to ensure vehicle safety and reliability. In this work, a contactless brake system of an eddy current type is proposed to overcome problems. Optimal torque control which minimizes a braking distance is investigated with a scaled-down model of an eddy current type brake. It is possible to realize optimal torque control when a maximum friction coefficient (or desired slip ratio) corresponding to road condition is maintained. Braking force analysis for a scaled-down model is done theoretically and experimentally compensated. To accomplish optimal torque control of an eddy current type brake system, a sliding mode control technique which is, one of the robust nonlinear control technique is developed. Robustness of the sliding mode controller is verified by investigating the braking performance when friction coefficient is varied. Simulation and experimental results will be presented to show that it has superior performance compared to the conventional method.

**Keywords** : sliding mode control, eddy current brake(ECB), slip ratio, anti-lock brake system

### I. 서론

기존의 제동 장치들은 유압이나 공압을 이용하여 제동 디스크에 마찰력을 가함으로써 제동력을 발생시킨다. 이러한 방식의 제동 장치들은 압력 상승 시간의 지연과 마찰로 인한 브레이크 패드의 마모, 큰 부피, 고속에서의 제동력 감소의 문제점들을 지니고 있다. 최근에는 자기장이나 전기장의 세기에 따라서 압력이 변하는 유체를[1] 사용하여 기존의 solenoid 밸브가 지닌 단점을 보완하기 위한 연구가 진행중이다. 하지만 이러한 유체를 사용한 장치들은 여전히 고가의 장치가 필요하며 시스템이 복잡해지는 단점이 있다. 또한 차량의 최고 속력이 증가함에 따라 안정성과 신뢰성을 확보하기 위해 더욱 효율적인 제동 장치가 필요하게 되었다. 본 논문에서는 비접촉 방식의 와전류형 제동 장치를 기존 장치의 문제점을 보완하기 위해 제안한다. 와전류형 제동 장치에서는 전기적인 현상으로 제동력을 발생시키므로 시간 지연 현상이 기계 장치에 비해 거의 없고, 비접촉식이므로 마모가 생기지 않는다.

그림 1에서 자속이 회전 도체를 관통하면 도체 내부에 와전류가 유도되고 와전류와 자속 사이의 상호 작용에 의해 반발력이 생기게 된다. 와전류에 의한 반발력은 디스크의 회전 속도와 자속 밀도를 만들어 주기 위해서 가해진 입력 전류의 함수이다. 입력 전류가 일정하다면 제

동력은 디스크의 회전 속도가 증가하면 커지고 감소하면 줄어든다. 이와 같은 특성은 바퀴가 미끄러질때 자동적으로 줄어든 제동력으로 인해 바퀴의 잠김 현상을 방지한다. 그러므로 본 제동 장치를 잠김 방지 장치(anti-lock brake system)에 적용할 경우, 최적 제어 기법이 도입되면 더욱 빠른 제동 특성을 얻을 수 있다. 여기서 최적 토크 제어는 제동 거리를 최소화시키는 제어를 의미한다. 최소 제동 거리는 바퀴와 지면 사이의 마찰 계수가 최대값을 유지할 때 이루어지는데 마찰 계수는 바퀴 속도와 차량 속도의 차이에서 생기는 슬립율에[2] 따라 변하므로 도로 상황에 알맞은 슬립율을 유지함으로써 최적 제어를 이룰 수 있다.

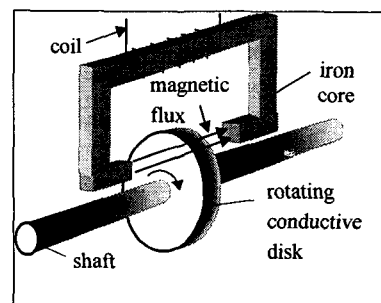


그림 1. 와전류형 제동장치의 개략도.

Fig. 1. Schematic configuration of an eddy current brake system.

기존의 논문들을 크게 와전류에 의해 발생하는 제동력을 근사이론 모델을 통하여 계산하고 이를 실험적으로

접수일자 : 1998. 1. 19., 수정완료 : 1998. 5. 9.

이갑진, 박기환 : 광주과학기술원 기전공학과

※ 본 논문은 한국과학재단(과제번호:971-1001-006-2)에서 지원하여 연구하였습니다.

증명하는 논문과 유한요소법을 통하여 계산하는 논문들로 구분할 수 있으며 이러한 논문들은 주로 제동력 해석에 초점을 맞추거나 단순한 응용에 그치고 있다. Lee Barn과 이외의 사람들이[3][7] 와전류에 의해 도체 내에서 소비되는 전력이 모두 제동 토크 발생에 사용된다는 가정하에서 와전류의 양과 제동토크를 계산하였으며 운동기구나 혹은 자동차용 감속기(retarder)에 응용을 하였다. Cadwell 과 이외의 사람들은[8] 와전류가 도체 디스크 상에 가상의 경로를 사람들은[9] 과도기 및 정상 상태에서의 와전류 효과를 알아보기 위해 Maxwell 방정식으로 부터 유도된 확산 공식에 따라 흐른다는 가정하에 실험을 통한 가상 경로의 값을 구하고 Lorentz의 힘의 공식을 적용하였다. Burais와 이의 유한 요소법을 적용하였다. 본 연구에서는 Barn[3]에 의해 제안된 근사 모델을 기준으로 제동력을 계산하며 지면과의 마찰력을 고려하지 않은 상태에서의 실험을 통해 제동력을 보정한다. 와전류가 발생하는 현상을 처음으로 자동차용 브레이크(wheel brake)로 응용하며 이를 위해 와전류형 제동장치를 설계하고 비선형 토크제어를 이용하여 1/4 차량의 ABS 성능을 시험한다.

제동력은 입력 전류와 회전 속도로 표현되는 비선형적인 함수이고 제동계의 동역학 모델에는 불확실성이 존재하므로 견실제어기의 일종인 미끄럼 모드(sliding mode)제어기를 이용하여 제동장치 내부에 존재하는 부하 토크와 지면과 바퀴사이의 마찰계수의 불확실성에 강한 제어기를 설계한다. 본 장치의 우수한 성능을 보여주기 위해서 제어 모의 실험과 축소 모델에 대한 실험이 수행된다.

II. 제동력 해석

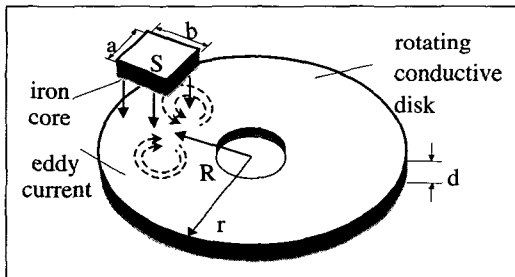


그림 2. 와전류형 제동장치의 설계내역.  
Fig. 2. Design specification of an eddy current brake system.

그림 2는 자속이 관통하는 디스크의 단면적을 나타낸다.  $d, S, R, r, a, b$  는 각각 디스크의 두께, 자속이 관통하는 단면적, 디스크 중심에서 단면적 중심까지의 거리, 디스크의 반경, 철심 단면적의 너비와 높이를 나타낸다.

철심과 공극으로 이루어져 있는 자기회로에 흐르는 총 자속의 양,  $\Phi$  는 다음과 같다.

$$\Phi = \frac{F_m}{R_e} \quad (1)$$

$F_m$  과  $R_e$  는 각각 기차력(magnetomotive force)과 자기저항(magnetic reluctance)을 나타내고 이들은 각각 다음

과 같이 표현된다.

$$F_m = Ni \quad (2)$$

$$R_e = \frac{l_g}{\mu_o S} \quad (3)$$

여기서,  $N, l_g, \mu_o$  는 각각 철심에 감긴 권선수, 공극의 길이, 공기중의 투자율(permeability)을 나타낸다. 철심의 투자율을 무한대라고 가정하면 철심 내부의 자기 저항은 영이고 공기중의 자기 저항만이 자기 회로의 총 자기 저항에 영향을 미친다. (1)에서 (3)으로부터 자속 밀도,  $B$  는 다음과 같이 표현될 수 있다[10].

$$B = \frac{1}{S} \Phi = \frac{1}{S} \frac{F_m}{R_e} = \frac{\mu_o Ni}{l_g} \quad (4)$$

(4)에서 볼 수 있듯이 철심의 투자율과 자속이 관통하는 단면적의 크기와 모양은 자속 밀도에 영향을 미치지 못한다는 것을 알 수 있다. 그러나 강자성체 내에서 자속 밀도의 포화 현상을 고려한다면 자속 밀도의 범위는 0.4에서 2.1[T] 가량이므로[11] 입력 전류에는 한계가 있게 된다. 자속 밀도와 회전 도체의 상호 작용에 의해 도체 디스크의 내부에 발생하는 전류 밀도,  $J$  는 다음과 같다[6].

$$J = \sigma(v \times B) \quad (5)$$

$\sigma, v$  는 각각 도전율과 자속이 관통하는 지점에서 디스크의 선속도이다. 와전류에 의해서 도체 내부에서 소비되는 전력,  $P_d$  가 모두 제동력으로 변환된다면 제동 토크,  $T_b$  는 다음과 같다[6].

$$T_b = \frac{P_d}{\theta} \quad (6)$$

여기서,  $\theta$  는 디스크의 회전 속도를 나타낸다. (5)를 이용해서 총 전력 소비,  $P_a$  를 구하면 다음과 같다.

$$P_a = \rho J^2 \times Volume = \sigma R^2 S d \theta^2 B^2 \quad (7)$$

여기서,  $\rho$  는 비저항(resistivity)을 나타낸다. 그러므로 제동 토크는 (6)에 의해 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$T_b = \sigma R^2 S d \left( \frac{\mu_o N}{l_g} \right)^2 i^2 \theta \quad (8)$$

누설 자속과 비균일 자속, 철심의 모양을 고려하여 각각 보상 인자  $a$  와  $C$  를 이용해서 보상하면 (8)을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$T_b = T_1 i^2 \theta \quad (9)$$

여기서,  $T_1$  는  $a C \sigma R^2 S d \left( \frac{\mu_o N}{l_g} \right)^2$  이고  $a, C$  는 각각 다음과 같이 표현된다.

$$a = 1 - \frac{1}{2\pi} \left[ 4 \arctan\left(-\frac{b}{a}\right) + \frac{b}{a} \ln\left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right) - \frac{a}{b} \ln\left(1 + \frac{b^2}{a^2}\right) \right] \quad (10)$$

$$C = 0.5 \left[ 1 - \frac{ab}{\pi \left(1 + \frac{R}{r}\right)^2 (r - R)^2} \right]$$

III. 동역학 해석

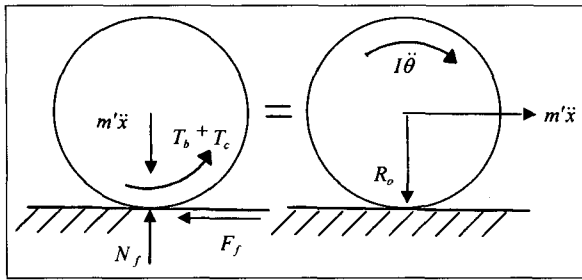


그림 3. 1/4 차량 모델의 동역학.

Fig. 3. Dynamics of a 1/4 vehicle model.

그림 3에서 제동 토크와 지면과의 마찰력이 존재할 때 1/4 차량의 운동을 표현하고 있고 운동 방정식이 다음과 같다.

$$m' \ddot{x} = -F_f = -\mu_H N_f = -\mu_H m' g \quad (11)$$

$$I \ddot{\theta} = -T_b - T_c + R_o F_f = -T_i i^2 \ddot{\theta} - T_c + R_o \mu_H N_f \quad (12)$$

여기서,  $\mu_H, m', I, R_o, T_c, N_f, F_f$  는 각각 마찰계수, 1/4 차량의 질량, 관성 모멘트, 바퀴의 반지름, 회전 디스크에 작용하는 기계적 마찰과 점성 마찰에 의한 부하 토크, 수직항력, 지면과 바퀴사이의 마찰력이다. 제동 시스템의 성능을 알아보기 위한 중요한 변수로서 슬립율,  $s_r$  이 사용되고 다음과 같이 정의된다.

$$s_r = 1 - \frac{R_o \dot{\theta}}{x} \quad (13)$$

그림 4는 포장된 도로에서 직선 주행 중이라는 조건을 가정하여 슬립율과 제동력 계수(마찰 계수) 사이의 관계를 나타내었다[2]. 일반적인 도로상황에서는 그림 4로부터 슬립율이 0.2일때 최대 제동력 계수(마찰 계수)가 유지된다는 것을 알 수 있다.

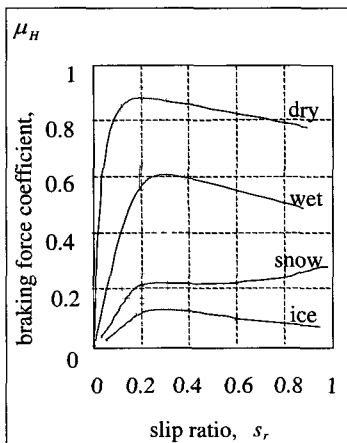


그림 4. 여러 도로 조건하에서의 슬립율 대 종방향 마찰 계수 특성관계식.

Fig. 4. The slip ratio versus braking force coefficient profiles in various road conditions.

IV. 제동장치의 설계

실제 차량의 미끄럼 방지 제동 장치로 사용하기 위한

와전류형 제동 장치의 제작 가능성을 살펴 보기 위해 실험용 축소 모델을 설계한다. 실험용 모델을 제작하기 위해서 코일을 감을 철심의 크기와 모양, 재질, 제작 방법, 그리고 제동 디스크의 재질과 철심이 놓일 위치까지의 거리를 우선적으로 고려해야 한다. 철심의 재질은 자속의 흐름을 원활히 하기 위해서 규소강으로 하되 자기이력곡선의 무릎점[10]이 클수록 좋지만 주변에서 흔히 구할 수 있는 SM45C를 사용한다. 철심 단면적의 모양은 제작 편의상 직사각형 모양으로 하였고 'c'자 모양의 0.5mm 두께의 철판을 적층시켰다. 적층시에는 철심내부의 자속의 변화에 따른 와전류의 발생을 막기 위해서 판과 판 사이를 절연시켜야 하지만 철심 내부의 자속의 변화량이 크지 않기 때문에 이를 무시하였다. 제동 디스크의 재질은 구리합금으로 도전율이 높을수록 좋지만 도전율이  $3.57 \times 10^7 [ \frac{S}{m} ]$ 로 측정된 크롬동을 사용한다. 디스크의 중심에서 철심이 놓일 위치까지의 거리(R)를 구하기 위해서 (9)의  $T_i$  값을 최대로 만드는 R값을 계산하였다. 각각의 설계 변수들의 값이 Table 1에 나와 있다.

표 1. 실험용 축소 모델의 설계변수.

Table 1. Design parameters for the demonstration model.

차량 질량, $m$	4 [kg]
바퀴의 관성모멘트, $I$	9.58e-4 [kg . m <sup>2</sup> ]
바퀴의 반지름, $R_o$	50 [mm]
권선수, $N$	790 turn
공극, $l_g$	5 [mm]
디스크 반지름, $r$	50 [mm]
디스크 두께, $d$	3 [mm]
철심 단면적의 너비, $a$	40 [mm]
철심 단면적의 높이, $b$	20 [mm]
디스크 중심에서 철심 단면적의 중심까지의 거리, $R$	32.9 [mm]

표 2. 실차용 모델의 설계변수.

Table 2. Design parameters for the real model.

차량 질량, $m$	1200 [kg]
바퀴의 관성모멘트, $I$	0.5645 [kg . m <sup>2</sup> ]
바퀴의 반지름, $R_o$	300 [mm]
권선수, $N$	4000 turn
공극, $l_g$	15 [mm]
디스크 반지름, $r$	125 [mm]
디스크 두께, $d$	10 [mm]
철심 단면적의 너비, $a$	100 [mm]
철심 단면적의 높이, $b$	50 [mm]
디스크 중심에서 철심 단면적의 중심까지의 거리, $R$	85 [mm]

실제 차량의 와전류형 제동 장치는 소형 승용차에 장착할 수 있는 크기와 모양을 기초로 하였으며 Australian Road Research Board 성능시험 기준의[12] 최대 및 평균 제동력을 만족시킬 수 있도록 크기 이외의 설계값들을 전기적 사양의 한계에 맞추어서 결정하되 철심에서의 자속밀도의 최대 한계를 2.1[T][11]로 가정하였다. 우선 기준의

차량과 똑같은 크기의 질량과, 바퀴의 관성모멘트를 가정하고 이 크기에 맞는 제동 디스크를 설계한다. 그리고 최대의 제동력을 낼 수 있는 크기와 모양의 철심을 설계하기 위해  $a, b, R$ 에 대한 최적화 과정을 거친다. 이러한 과정을 거친 설계값들이 Table 2에 나와 있다.

**V. 제어기 설계**

만약 제동력이 감소하면 제동 거리가 증가하고 너무 커도 미끄럼 현상때문에 제동 거리는 증가하게 된다. 그러므로 제동 거리를 짧게 하기 위해서는 적절한 제동력을 유지시키는 제어가 필요하다. 이 절에서는 제어기가 지면과 바퀴 사이의 마찰계수와 슬립율과의 관계를 실시간으로 측정한다는 가정하에 제동장치 내부의 불확실성인 부하 토크에 대해 강인한 제어기를 설계하고 실시간 측정없이 제어기가 일반적인 슬립율 대 마찰계수 특성 관계식만을 알고 있다는 가정하에 부하 토크와 마찰계수에 강인한 미끄럼모드(sliding mode) 제어기를 설계한다[13].

1. 슬립율 대 마찰계수 특성 관계식을 알고 있을 경우

(11)과 (12)를 다음과 같이 고쳐쓸 수 있다.

$$\dot{x} = -\mu_{HG} \tag{14}$$

$$\dot{\theta} = -\tau_i \mu \dot{\theta} - \tau_c + \mu_H \tau_f \tag{15}$$

여기서,  $\tau_i = \frac{T_i}{I}$ ,  $\tau_c = \frac{T_c}{I}$ ,  $\tau_f = \frac{T_f}{I}$ ,  $u = i^2$ 이다. 불확실성을 대표하는 쿨롱 토크를 바퀴의 관성모멘트로 나누어,  $\tau_c$ 의 예측값을  $\hat{\tau}_c$ 로 나타내며 오차 범위는 다음과 같다.

$$|\hat{\tau}_c - \tau_c| \leq \tau_c^* \tag{16}$$

차량의 슬립율(slip ratio)이 적정값( $s_{rd}$ )을 유지하도록 하기 위해서 시변 미끄럼 표면(time varying sliding surface,  $s(s_r, t)$ )을 다음과 정의할 수 있다.

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} \tilde{s}_r \tag{17}$$

여기서,  $\tilde{s}_r = s_{rd} - s_r$ 이다. 만약,  $n=1$  이라면 (17)은 다음과 같이 되고

$$s = s_{rd} - s_r \tag{18}$$

미끄럼 표면의 미분치(derivative of sliding surface)는 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\dot{s} = \frac{R_o}{(x)^2} [\mu_{HG} \dot{\theta} - \dot{x}(\tau_c - \mu_H \tau_f) - \dot{x} \tau_i \dot{\theta} u] \tag{19}$$

(19)가 영이 되도록 하는 최적의 입력,  $\hat{u}$ 은 다음과 같다.

$$\hat{u} = \mu_{HG} \frac{1}{x \tau_i} - \frac{1}{\tau_i \theta} (\hat{\tau}_c - \mu_H \tau_f) \tag{20}$$

여기서,  $\hat{u}$ 은 쿨롱 토크의 예측에 대한 오차가 없다는 가정하에서 나온 값이다. 그러나 실제로는 오차가 존재하므로 (21)로 표현되는 미끄럼 조건을 만족시키기 위해서 불연속값인  $\bar{u}$ 를 제어 입력에 추가한다.

$$s \cdot \dot{s} \leq -\eta |s| \quad (\eta \geq 0) \tag{21}$$

(19)를 (21)에 대입하면 다음과 같다.

$$s \cdot \dot{s} = s \cdot \frac{R_o}{(x)^2} [\mu_{HG} \dot{\theta} - \dot{x}(\tau_c - \mu_H \tau_f) - \dot{x} \tau_i \dot{\theta} u] \tag{22}$$

만약,  $\bar{u}$ 가 다음과 같다면

$$\bar{u} = \frac{\tau_c^* + \eta}{\tau_i \theta} \text{sgn}(s) \tag{23}$$

$u = \hat{u} + \bar{u}$ 이므로 (22)는 다음과 같이 표현된다.

$$s \cdot \dot{s} = s \cdot [\hat{\tau}_c - \tau_c - (\tau_c^* + \eta) \text{sgn}(s)] \frac{R_o}{x} \tag{24}$$

$s \geq 0$  이라면, (16)으로부터  $\hat{\tau}_c - \tau_c - \tau_c^* - \eta \leq 0$  이 성립하고,  $s \leq 0$  이라면  $\hat{\tau}_c - \tau_c + \tau_c^* + \eta \geq 0$  이 성립된다. 그러므로 아래의 제어입력  $u$ 는 미끄럼 조건, (21)을 만족시킨다는 것을 알 수 있다.

$$u = \hat{u} + \bar{u} = \mu_{HG} \frac{1}{x \tau_i} + \frac{1}{\tau_i \theta} [(\mu_H \tau_f - \hat{\tau}_c) + (\tau_c^* + \eta) \text{sgn}(s)] \tag{25}$$

그러나 (25)는 떨림 현상이 존재하고 실험 장치에서는 완벽하게 불연속적인 전류를 만들 수 없으므로 이를 보완하기 위해 다음과 같이 연속 근사화 시킬 수 있다[13].

$$u = \hat{u} + \bar{u} = \mu_{HG} \frac{1}{x \tau_i} + \frac{1}{\tau_i \theta} [(\mu_H \tau_f - \hat{\tau}_c) + (\tau_c^* + \eta) \text{sgn}(s/\Phi)] \tag{26}$$

2. 슬립율 대 마찰계수 특성 관계식을 모르고 있을 경우

앞 절에서는 지면과 바퀴사이의 마찰계수로 표현되는 도로의 상황을 제어기가 측정해서 알고 있다는 가정하에 제어기를 설계하였다. 실제의 도로 주행 상황에서 제어기가 마찰계수를 측정하기 위해 많은 방법들이 제안되고 있지만 마찰계수를 측정하는데 수 초 가량의 시간이 걸리기 때문에 차량의 초기속도가 100km/h일 경우 이론적인 최단 제동시간이 3초 미만이므로 그 실효성이 떨어진다고 할 수 있다. 그러므로 도로의 상황이 변할 때마다 지면과 바퀴사이의 마찰계수를 측정하는 번거로움을 없애고 동시에 어떤 도로 상황에서도 최적의 제어 성능을 발휘할 수 있는 마찰계수의 변화에 강인한 제어기의 설계가 필요하다.

그림 4는 여러 가지 도로 상황에서의 제동거리에 영향을 미치는 바퀴와 지면사이의 종방향의 마찰계수인  $\mu_H$ 와 슬립율에 대한 그래프를 나타낸다. 빗금친 부분은 ABS제어 영역으로서 제어기가 이 영역의 슬립율을 유지하면 차량은 최단제동거리를 얻을 수 있다. 도로 상황이 변할 때 마다 매번 이러한 자료를 실시간으로 측정하여 제어기에 반영한다면 제어기는 가장 빠른 제동성능을 가질 수 있지만 이것을 실시간으로 측정하는 것은 매우 어려운 일이다. 이러한 단점을 해결하기 위해서 그림 4의 빗금친 부분이 거의 모든 도로 상황에 대해서 슬립율 0.2 부근에 몰려 있다는 점을 착안하여 제어기가 추종하고자 하는 목표치를 0.2로 고정시키고, 제어기에 일반적인 경우의 도로 상황에 대한 슬립율대 마찰계수의 특성 관계식을 이용하여 변하는 도로 상황에 대해 빠른 제동

성능을 나타낼 수 있는 제어기를 설계한다. 이미 관측이 되어서 제어기가 알고 있는 마찰계수를  $\widehat{\mu}_H$  이라고 하면 마찰계수의 오차범위,  $\mu^*_H$  는 다음과 같다.

$$|\mu_H - \widehat{\mu}_H| \leq \mu^*_H \quad (27)$$

(20)에서 미찰계수에 대한 불확실성을 고려한다면  $\widehat{u}$  은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\widehat{u} = \widehat{\mu}_H g \frac{1}{x\tau_i} + \frac{1}{\tau_i \theta} (\widehat{\mu}_H \tau_f - \widehat{\tau}_c) \quad (28)$$

$\widehat{u}$  은 모든 계수들을 정확히 측정했다는 가정하에 계산된 값이므로 불확실성이 존재하는 시스템에서 (21)의 미끄럼 조건을 만족시키기 위해서 다음과 같은 불연속값을 제어입력에 추가해야 한다.

$$\overline{u} = \frac{\tau_c^* + \eta + \beta}{\tau_i \theta} \text{sgn}(s) \quad (29)$$

여기서,  $\beta$  는 마찰계수의 불확실성을 고려하기 위해 추가된 값으로서 (21)의 미끄럼 조건을 만족시키도록 결정되어야 한다. 이를 위해 (19)를 다음과 같이 다시 쓸 수 있고

$$\dot{s} = \frac{R_o}{(x)^2} [\widehat{\mu}_H g \dot{\theta} - \dot{x}(\tau_c - \widehat{\mu}_H \tau_f) - \dot{x} \tau_i \dot{\theta} u] \quad (30)$$

(30)을 (21)에 대입하면,

$$s \cdot \dot{s} = s \cdot \frac{R_o}{(x)^2} [(\mu_H - \widehat{\mu}_H) g \dot{\theta} + (\mu_H - \widehat{\mu}_H) \dot{x} \tau_i + \dot{x}(\widehat{\tau}_c - \tau_c) - \dot{x}(\eta + \tau_c^* + \beta) \text{sgn}(s)] \quad (31)$$

이 되고  $s \geq 0$  일 경우 (31)을 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$s \cdot \dot{s} = s \cdot \frac{R_o}{(x)^2} [(\mu_H - \widehat{\mu}_H)(g \dot{\theta} + \dot{x} \tau_f) - \dot{x} \beta + \dot{x}(\widehat{\tau}_c - \tau_c - \tau_c^* - \eta)] \quad (32)$$

큰 괄호 안이 음수일 때 (21)의 미끄럼 조건을 만족하므로 괄호 안이 음수가 되도록  $\beta$  를 (33)과 같이 결정한다.

$$\beta = \frac{\mu_H^*}{x} (g \dot{\theta} + \dot{x} \tau_f) \quad (33)$$

이 값은  $s \leq 0$  일 경우에도 (21)의 미끄럼 조건을 만족시킨다. 그러므로 (33)을 (29)에 대입하면 시스템에 추가된 불확실성인 마찰계수에 강인하도록 제어할 수 있는 제어입력이 (34)와 같이 결정된다.

$$u = \widehat{u} + \overline{u} = \widehat{\mu}_H g \frac{1}{x\tau_i} + \frac{1}{\tau_i \theta} [(\widehat{\mu}_H \tau_f - \widehat{\tau}_c) + (\tau_c^* + \eta + \frac{\mu_H^*}{x} (g \dot{\theta} + \dot{x} \tau_f))] \text{sgn}(s) \quad (34)$$

하지만 이 식은 미끄럼 표면을 슬립율의 오차로만 표현하였을 경우이기 때문에 실험에서 시스템의 불확실성인 마찰계수 ( $\mu_H$ )와 쿨롱 부하 토크 ( $\tau_c$ ) 이외의 계수값을 잘못 측정하면 (34)의 제어입력으로는 정상상태 오차를 막을 수 없다. 흔히 사용하는 PID 제어기를 예로 들면 비례제어(proportional control)만으로는 정상상태 오차를 줄일 수 없고 적분제어를 병행해야 하는 것과 같

다. 그러므로 미끄럼 표면을 다음과 같이 정의한다면 정상상태 오차를 감소시킬 수 있다.

$$s = (\frac{d}{dt} + \lambda) \int_0^t \widehat{s}_r dr \quad (35)$$

여기서,  $\lambda$  는 양의 상수이며 (35)를 기준으로 하여 앞에서와 같은 과정을 거치면 다음과 같은 제어입력이 결정된다.

$$u = \widehat{\mu}_H g \frac{1}{x\tau_i} + \frac{1}{\tau_i \theta} [(\widehat{\mu}_H \tau_f - \widehat{\tau}_c) + (\tau_c^* + \eta + \frac{\mu_H^*}{x} (g \dot{\theta} + \dot{x} \tau_f))] \text{sgn}(s) + \frac{\lambda}{\tau_i} + \frac{x\lambda}{R_o \tau_i \theta} (s_{rd} - 1) \quad (36)$$

앞절에서와 마찬가지로 (36)을 연속 근사화시킴으로서 델타함수를 제어할 수 있다.

### VI. 계수측정 및 모의 실험

설계된 제어기를 시스템에 적용하기에 앞서 모의 실험의 신뢰성을 높이기 위해 하드웨어 구성 요소들의 정확한 특성 파악이 필요하다. 제어기가 결정한 입력 전류값에 해당하는 전류를 코일에 정확히 가해주기 위해서는 전류구동기의 특성을 파악해야하며 제어기가 제동 토크를 계산하기 위해서는 시스템의 상태변수인 회전속도를 측정할 수 있는 회전속도 측정장치 및 잡음 제거를 위한 필터와 입력전류의 함수로 표현되는 자속밀도 및 제동력 상수의 측정이 필요하다. 마지막으로 시스템의 회전 동특성을 파악하기 위해 회전 관성 모멘트를 측정해야 한다. 이를 위해서 다음과 같은 기초적인 계수 측정을 위한 실험들을 수행한다.

전류구동기의 특성 파악을 위해 입력전압 대 출력전류에 대한 그래프를 작성하여 이득을 계산한 결과 0.85 [A/V]의 수치를 얻었다. 바퀴의 회전 속도는 제어기에 반환되는 신호로서 제어기가 제동 토크를 계산하고 바퀴 속도를 적정 속도로 유지시키기 위해서는 매우 중요한 상태변수이다. 바퀴의 회전 속도를 측정하기 위해서 그림 5와 같이 중심축에 검출용 원통을 끼운다. 바퀴가 회전함에 따라서 자기근접센서는 일정한 시비율(duty cycle)을 가지고 회전 속도에 비례하는 주파수를 가지는 구형파를 발생시킨다. 이 신호는 DSP 보드 내에 있는 A/D 변환기와 소프트웨어로 구성되어 있는 F/V 변환기를 통과하고 이 과정에서 생기는 맥동(ripple)현상과 노이즈를 없애주기 위해서 소프트웨어로 구성되어 있는 저역통과필터를 거치게 된다. 이 필터의 차단주파수(cut off frequency)는 시스템의 성능에 큰 영향을 끼치는 변수로서 차단주파수가 감소하면 맥동현상이 급격히 감소하지만 시간지연 현상이 증가하고 차단주파수가 증가하면 시간지연 현상이 감소하는 대신 맥동현상이 증가하게 되고 이는 저역통과필터의 전달함수가 2차전달함수(quadratic transfer function)와 유사하기 때문이다[14]. 이러한 점을 감안하여 시스템의 대역폭(bandwidth)이 3에서 4Hz정도이므로 12Hz를 차단주파수로 결정하였다. 실험에서 사용하는 초기 회전 속도에서 발생하는 근접

센서 출력값 133Hz에서 속도가 감속함에 따라 출력 주파수가 차단주파수 부근으로 다가갈 수록 필터에 의한 위상차가 발생하므로 제동 실험시에는 회전속도 50[rad/s]에 해당하는 32Hz 이상의 속도만을 신뢰할 수 있으며 32Hz 이하의 속도에서는 제동력이 급격히 감소하므로 관심영역 밖이라고 할 수 있다.

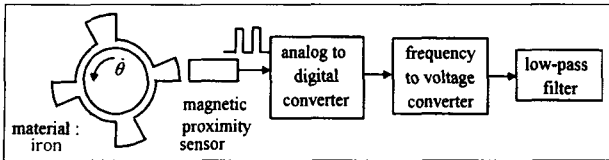


그림 5. 회전 속도 센서의 개략도.  
Fig. 5. Schematic configuration of an angular velocity sensor.

코일과 철심으로 구성된 전자석에 입력된 전류에 의해 발생하는 자속밀도는 제동토크를 만드는 중요한 변수로서 (9)에서는 입력전류의 함수로 표현되었다. 실제의 자속밀도와 (4)의 이론적인 값을 비교하기 위해서 가우스 미터기 (gaussmeter)를 사용하여 외부 전류에 대한 자속 밀도값을 측정하였다. (4)에서 자속 밀도가 이론적으로는 외부 전류에 비례한다고 가정하였지만 실제로는 물질 특성상 포화현상이 발생한다. 이러한 차이는 (9)의 토크 상수값,  $T_i$ 의 정확성과 잠김방지장치(ABS)의 제어 성능에 영향을 미친다. 자속밀도에 대한 모델에서 포화 현상을 고려할 수도 있지만 시스템이 복잡해지는 것을 피하기 위해 간단한 모델을 사용하고 이를 실험적으로 교정한다. 실험적으로 확인한 결과 교정하기 위해서 가장 자주 이용되는 범위인 1.8~2.5[A]에서의 이득이 전류가 증가할 수록 감소한다는 것을 확인하였으며 이론적인 수치보다 85% 낮은 값을 사용한다. 이러한 선형성의 근사화는 제어 시스템의 정상상태 오차를 증가시키는 요인으로 작용할 수 있으며 비선형 제어기법을 통하여 이를 극복할 수 있다.

제동력 상수를 측정하기 위해서 회전 속도응답 곡선에 대한 커브피팅(curve fitting)법을 이용하기 때문에 제동력 상수를 측정하기 전에 시스템의 정확한 관성모멘트,  $I$  값을 알아야 한다. 시스템의 관성모멘트를 구성하는 모터, 클러치, 제동디스크 중에서 전자 클러치 부분의 관성모멘트는 클러치의 복잡한 구조로 인해서 계산하기가 어려우므로 실험적으로 측정하고 여기서 발생하는 관성모멘트의 오차는 제어기에 설정되어 있는 오차 범위 100% 내에 존재하고 쿨롱부하토크로 이어지는 불확실성을 고려하기 위해 견실제어를 수행한다. 클러치의 관성모멘트를 구하기 위해 먼저 모터와 클러치 만으로 이루어진 부분의 쿨롱 토크와 점성계수가 각각 0.05[Nm]와 0.0005[Nm/rad/s]임을 실험적으로 구했다. 이 값들을 이용하여 클러치의 관성모멘트 값을 구하기 위해 초기 속도 200 [rad/sec]로 회전하는 모터를 전원선을 개방시킨 채로 감속시켰을 때의 속도 응답 실험 자료로부터 클러치의 관성모멘트가 0.00025[kg.m<sup>2</sup>]임을 계산하였다.

실험 장치의 불확실성인 마찰 토크,  $T_c$ 와 제동 장치의 구조 및 특성으로 인해 생기는 제동력 상수,  $T_i$ 의 측정을 위해서 실험적으로 구한 제동력이 없을 때와 있을 때의 속도 감속 응답 곡선으로부터 부하 마찰 토크값과 제동력 상수값을 각각 계산하였다. 그 결과 0.13[Nm]의 부하 마찰 토크값과  $8.8309 \times 10^{-4}$ 의 제동력 상수값을 얻었다.

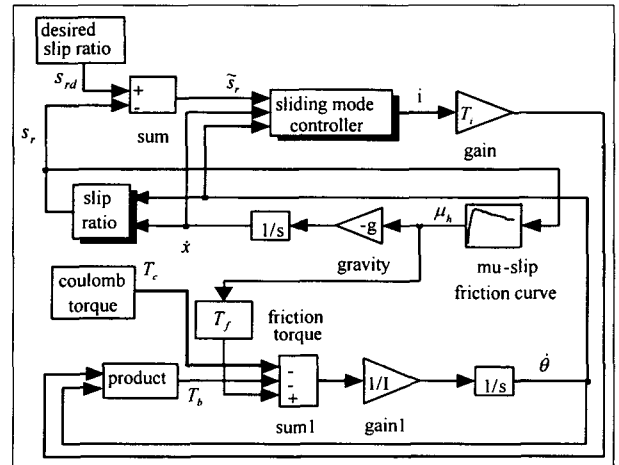


그림 6. 모의 실험용 제어 블록선도.  
Fig. 6. A control block diagram for simulation.

그림 6은 모의 실험에 사용된 페루프 제어계를 나타낸다. 현재의 차량 진행 속도와 바퀴의 회전 속도는 각각 (14), (15)를 적분하여 구한다. 각각의 속도를 (13)에 대입하여 현재의 슬립율을 계산하고 적정 슬립율과의 오차가 제어기에 입력된다. 현재의 슬립율은 지면과 바퀴 사이의 마찰력에 의한 점착토크(tractive torque)를 만드는 마찰계수를 결정하고 이것은 차량 속도의 감속 요인과 바퀴 회전 속도의 가속 요인으로 작용한다. 슬립율의 오차와 차량 속도, 바퀴 회전 속도 등에 의해 결정된 제어 입력  $i$ 는 제동 장치의 입력 전류값이며 제동 장치의 형상에 의해 결정되는 제동 상수값,  $T_i$  및 바퀴 회전 속도,  $\theta$ 와 곱해져서 제동 토크,  $T_b$ 로 작용한다.

실험용 축소 모델에 대해 (36)을 기준으로 설계된 제어계를 적용한 모의 실험 결과가 그림 7에 나타난다. 지면과 바퀴사이의 마찰계수의 최대값은 0.8로 가정되었으며 제어기가 알고 있는 지면과 바퀴사이의 마찰계수의 최대값은 0.5로서 가정된 실제의 값과는 다른 값을 알고 있다. 차량이 초기 속도 10.5 [m/s]로 진행중이고 차량 속도와 바퀴의 선속도는 같다고 가정한다. 0초에서 부터 제동이 시작되며 슬립율의 상승시간이 0.1초 가량이며 0.5초 내로 차량 속도가 초기 속도의 70% 가량으로 감소하였다. 그러나 0.8초 이후에는 입력전류가 포화되면서 슬립율이 감소하는 현상이 나타나는데 이것은 시스템의 특성상 저속에서는 제동력이 감소하고 이를 보상하기 위해서 전류를 증가시켜야 하지만 전기적 사양을 최대전류인 2.5[A]로 한정했기 때문이다.

그림 8은 기존의 유압을 이용한 점착식 제동 장치를

장착한 1/4 차량에 대한 HILS(Hardware In the Loop Simulation) 자료이며[15] 차량의 질량, 바퀴의 관성모멘트는 Table 2의 값을 이용한다. 초기 속도 70km/h 속도로 달리던 차량을 급제동 시키기 위해 슬립율을 최적치로 유지하기 위한 on-off 제어를 수행하였지만 HILS의 구성요소 중 실제 하드웨어인 유압장치의 시간지연 현상과 단순한 on-off 제어로 인해 최적의 슬립율을 유지하지 못하고 심하게 요동하는 현상을 살펴볼 수 있다. 만약  $\mu_H$  그래프의 최대값이 1에 가깝다면 1/4차량의 이론적인 최대 감가속도는 중력가속도( $g$ )와 같아지고 네바퀴가 모두 제동되는 전체 차량도 같은 값의 감가속도를 갖게 된다. 즉, 초기속도가 70km/h인 차량의 최단 제동 시간( $t = \frac{\text{초기속도}}{\text{중력가속도}}$ )은 약 2초 가량이 된다. 그러나 유압식 제동장치의 경우 최단 제동 시간인 2초를 150%나 상회하는 3초 후에 정지하였다. 이것은 이제까지의 제동장치가 비효율적이고 차량의 안정성을 증가시킬 수 있는 충분한 가능성이 존재한다는 것을 보여준다고 할 수 있다.

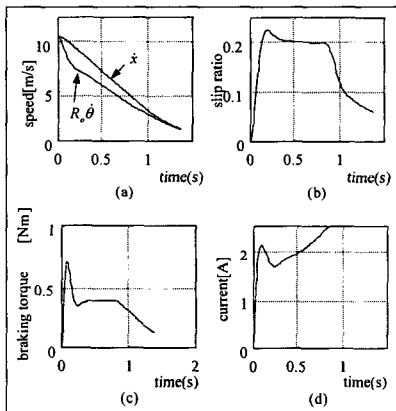


그림 7. 불확실성을 가지는 실험용 축소 모델의 모의 실험 결과.

Fig. 7. Simulation results for the demonstration model with uncertainties of  $\tau_c, \mu_H$ .

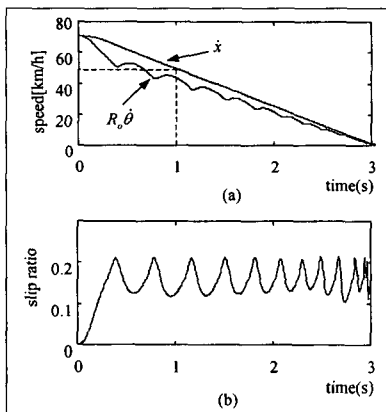


그림 8. 유압식으로 제동되는 실차 모델의 모의 실험 결과.

Fig. 8. Simulation results for a real model which has a hydraulic brake system.

그림 9는 Table 2에 나타나 있는 실차 모델에 대한 와전류형 제동 장치의 모의 실험 결과이며 그림 8과 같은 도로 조건하에서 수행된다. 그림 8에서와 결과가 유사하지만 더 좋은 성능을 가지고 있음을 보여준다고 할 수 있다. 그림 8에서와 같은 초기속도에서 급제동을 시작하여 1초 후에는 그림 8에서 보다 더 낮은 속도까지 감속하였다. 이러한 성능은 와전류형 제동 장치에 적용된 잠김방지장치(anti-lock brake system)가 1/4 차량의 슬립율을 최적의 상태로 유지하였기 때문이라고 할 수 있다. 하지만 1초 후의 슬립율이 감소하는 현상이 나타나는 것은 와전류형 제동장치가 저속에서는 낮은 효율을 가지고 있기 때문이다. 그러나 와전류형 제동 장치의 제동력이 감소하기 전까지인 제동 시작후 1초 동안의 평균 감가속도는 The National Association of Australian State Road Authority의 기준인 0.5g 보다 높은 0.8g이다.

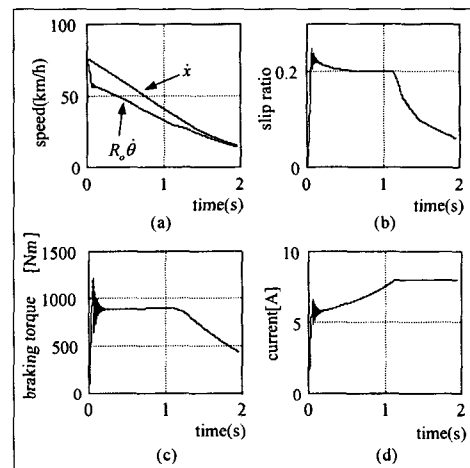


그림 9. ECB가 장착된 실차 모델의 모의 실험 결과.  
Fig. 9. Simulation results for a real model with an ECB.

VII. 실험결과

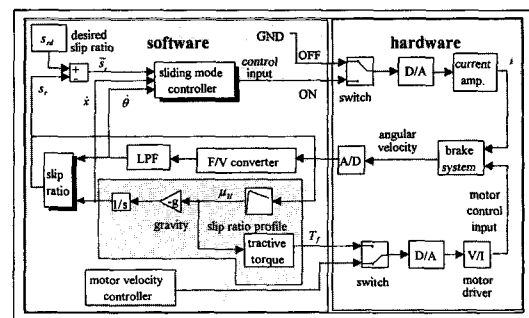


그림 10. 실험용 제어 블록선도.  
Fig. 10. A control block diagram for experiment.

그림 10은 실험에서 사용하는 제어 블록이다. A/D, D/A, switch가 포함된 오른쪽 블럭은 제동 장치와 바퀴의 회전 속도를 구현하기 위한 실제 하드웨어이며 왼쪽은 제어기와 차량의 진행 속도, 지면과 바퀴사이의 마찰에 의한 점착토크(tractive torque)가 컴퓨터 내부의 소프트웨어

트웨어로 구현되어 있는 HILS와 RCP(Rapid Control Prototype)가 혼합된 시스템이라고 할 수 있다.

'switch'가 off 상태일 때는 차량의 초기 속도를 표현하기 위해 사용하는 모터를 Matlab Simulink로 구현된 속도 제어기(motor velocity controller)에 의해 제어되는 'motor driver'가 구동시키며 'brake system'에 입력되는 제어입력은 없는 상태이다. 스위치가 ON 상태일 때는 사용자가 급제동 명령을 내렸다는 것을 의미하며 최적 토크 제어가 시작된다. 하드웨어로 구현된 자기 근접 센서의 출력을 Matlab Simulink로 구현된 타코미터에서 입력받아서 바퀴의 회전속도를 계산하고 제어기는 계산된 현재의 차량 속도와 슬립율을 입력받아서 제어입력을 계산하며 제어 입력에서 출력되는 전류가 전자석의 코일로 입력되면서 제동 토크를 생성하게 된다. 제동시 지면과 바퀴 사이에서 발생하는 마찰력은 모터의 전류값을 조절함으로써 실제 상황과 유사한 마찰에 의한 점착토크(tractive torque)를 표현한다.

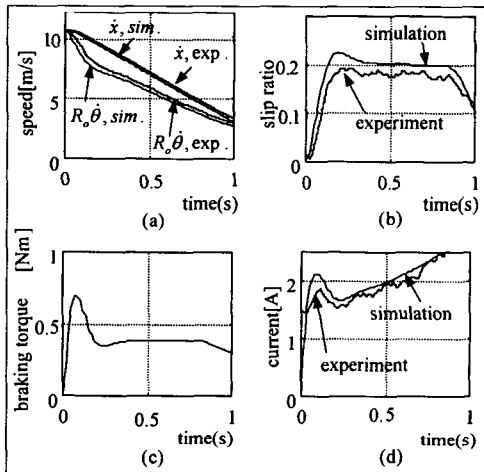


그림 11.  $\mu_H$  특성 관계식의 최대값이 0.8이고 제어기가 이 값을 모르고 있을 때.  
 Fig. 11. When the maximum value of  $\mu_H$  profile is 0.8, which is not known to the controller.

그림 11은 (36)에서 구한 도로 상황에 강인한 제어를 이용하여 실험용 모델의 ABS 제동 실험과 모의 실험을 비교한 그래프이다. 현재의 도로 상황은 마찰계수의 최대값이 0.8로 가정되었으며 제어기는 0.5로 잘못 인식하고 있는 상태이다. 이때 얻어진 실험 데이터의 유형은 모의 실험과 일치하며 센서로 사용하고 있는 자기근접센서의 주파수 출력을 전압으로 바꾸는 타코미터에서 발생하는 맥동현상(ripple)으로 인해서 그림 11의 슬립율의 그래프에서 맥동현상이 나타나고 제어 입력값을 결정하는 데에도 영향을 미쳤다. 이러한 맥동현상을 없애기 위해서 타코미터의 출력단에 저역통과 필터(LPF)를 연결하였지만 맥동현상의 주파수가 워낙 작고 LPF에 의한 속도 신호의 시간 지연을 무시할 수 없기 때문에 충분한 제어를 하지 못한다. LPF를 사용함으로써 인해 나타나는 속도 신호의 측정 시간 지연 현상이 그래프의 초기 30에서 40[ms] 부분에서 나타나고 있다. 이러한 지연 현상은

센서의 분해능(4pulse/rev)을 낮게 설계했기 때문에 발생한 것이므로 센서의 분해능을 높이면 필터에서 잡음으로 인식하는 센서의 맥동현상이 나타나는 영역이 고주파 영역으로 이동하므로 필터의 차단주파수를 증가시킬 수 있고 차단주파수가 증가하면 위상차가 감소하게 되므로[14] 개선이 가능하다. 기준 입력인 슬립율 0.2를 유지하기 위해서는 좀더 큰 제어입력이 필요하지만 제어기가 알고 있는 마찰계수의 오차로 인해서 약간의 정상상태 오차가 발생하는 것을 알 수 있다.

**VII. 결론**

일반 유압식 제동 장치에서 발생하는 마모, 큰 부피, 고속에서의 낮은 제동 효율 그리고 유압 상승시간 지연에 따른 제동 시간의 지연 등을 해결하기 위해 와전류형 제동 장치가 제안되었고 제동력 해석을 이론적 근사 모델을 기준으로 수행하여 와전류형 제동 장치가 가질 수 있는 제동력을 근사적으로 계산하였으며 실험용 모델과 실차용 모델을 설계하여 전자에 대한 기초 실험을 통한 제동 토크 상수, T; 값을 측정하여 이론적 근사 모델에서 해석한 제동력을 확인하였다. 차량 모델의 불확실성에 강인한 제어기인 미끄럼 모드 제어기를 사용하여 지면과 바퀴 사이의 마찰계수와 슬립율과의 관계를 알고 있을 경우와 모르고 있을 경우에 대해 최대 제동 계수를 제공하는 적정 슬립율을 유지함으로써 제동 거리를 단축시키는 최적 토크 제어가 모의실험과 실험을 통해서 이루어졌으며 일정 속도 이상에서는 미끄럼 모드 제어기와 제동 장치의 우수한 성능을 살필 수 있다. 하지만 낮은 속도 영역에서는 본 제동 장치의 특성상 제동력이 작아진다는 단점이 나타나므로 이를 해결하기 위하여 기존의 유압식과는 다른 접촉식 제동 장치를 저속 영역을 담당할 제동 장치로서 병행할 필요가 있다. 모의 실험과 실험을 통해 얻어진 데이터들은 모두 유사한 모양의 그래프와 수치를 나타냈으며 여기서 생기는 약간의 오차는 센서의 리플과 이를 해결하기 위해 사용한 필터에서 기인한다고 할 수 있다. 앞으로는 유한 요소법에 의한 제동력 해석과 실차 모델에 대한 구체적이고 실질적인 설계를 통하여 본 제동 장치의 신뢰성과 실용성을 확보하기 위한 연구를 수행할 것이다.

**참고문헌**

- [1] 방주현, 최승복, "ER 밸브를 이용한 자동차 브레이크 시스템의 차륜 슬립제어," *Proc. of the 12th KACC*, pp. 357-360, October, 1997.
- [2] *Automotive Brake System*, Bosch.
- [3] L. Barnes, J. Hardin and C. A. Gross, "An eddy current braking system," *IEEE*, pp. 58-62, 1993.
- [4] H. D. Wiederick, N. Gauthier, D. A. Campbell and P. Rochon, "Magnetic braking : simple theory and experiment," *American Journal of Physics*, vol. 55, no. 6, pp. 500-503, June, 1987.
- [5] M. A. Heald, "Magnetic braking : improved theory," *American Journal of Physics*, vol. 56, no. 6, pp. 521-522, June, 1988.



- [6] E. Simeu and D. Georges, "Modeling and control of an eddy current brake," *Control Engineering Practice*, vol. 4, no. 1, pp. 19-26, 1996.
- [7] E. Simeu, "Application of NARMAX modelling to eddy current brake process," *IEEE*, pp. 444-449, 1995.
- [8] L. H. Cadwell, "Magnetic damping : analysis of an eddy current brake using an airtrack," *American Journal of Physics*, vol. 64, no. 7, pp. 917-923, July, 1996.
- [9] N. Burais, A. Foggia, A. Nicolas, J. P. Pascal and J. C. Sabonnadiere, "Numerical solution of eddy current problems including moving conducting parts," *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 20, no. 5, pp. 1995-1997, 1984.
- [10] 박한규, 윤상원 공역, 전자기학, 회중당.
- [11] *ASM HANDBOOK*, vol. 2, pp. 761-781.
- [12] J. R. Jarvis, "The in-service braking levels of australian heavy vehicles," *SAE*. Paper no. 892505, pp. 77-88, 1989.
- [13] J.-J. E. Slotine, Weiping Li, *Applied Nonlinear Control*, Eaglewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, pp. 276-301, 1991.
- [14] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Eaglewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, pp. 441, 1990.
- [15] 이지선, "자동차 능동 브레이크 제어 시스템 개발을 위한 제동 HLS 시스템 개발과 적용," 석사학위논문, 광주과학기술원 기전공학과, 1997.



**이 갑 진**

1973년 7월 25일(양)출생. 1996년 고려대 제어계측공학과 졸업. 광주과학기술원 석사(1998). 1998년~현재 광주과학기술원 기전공학과 박사과정. 관심분야는 차량제어, 프랜트제어 및 응용, 기전시스템 모델링.



**박 기 환**

1961년 1월 14일(음)출생. 1985년 서울대 기계설계학과 졸업. 서울대학원 석사(1987), The University of Texas at Austin 박사(1993). 1998년~현재 광주과학기술원 교수. 관심분야는 운동 및 진동 제어, 지능 운

송시스템(ITS), 모델링.