

## H<sup>∞</sup> 제어를 이용한 Anti-lock Brake System의 슬립율 제어 시스템의 설계

최종환\*, 양순용\*\*

\* 부산대 대학원

\*\*기계·자동차공학부

### <요약>

본 논문에서는 Anti-lock Brake System(ABS)에서 명령추종성능과 견실안정성을 모두 만족하는 제어기를 제안하였다. ABS에서는 슬립율-차체속도와 바퀴의 각속도와의 비율을 제어하여 최적의 제동력으로써 자동차의 방향 안정성을 높이고 짧은 시간 안에 자동차를 정지시키도록 한다. ABS의 제어 시스템은 바퀴와 도로면 사이의 접촉특성에 비선형성이 포함되고, 수학적 모델링을 할 때에 모델링 오차에 대하여 크게 영향을 받는다. 본 연구에서는 자동차의 제동특성에 크게 영향을 미치는 바퀴와 도로면 사이의 접촉특성의 변화에 따른 비선형성을 평형점 부근에서 선형화를 실시하고, 공칭모델에 대한 PID 제어기 시스템에 모델링 오차에 대하여 견실한 H<sup>∞</sup> 제어기를 설계하므로써 명령추종성능과 견실 안정성을 모두 만족하는 제어기를 설계하고자 한다.

## A Design of Slip-Ratio Control System of Anti-lock Brake System using H<sup>∞</sup> Control

Jong-Hwan Choi\*, Soon-Yong Yang\*\*

\* Graduated School, Pusan National Univ.

\*\*School of Mechanical and Automotive Engineering

### <Abstract>

This paper proposes the method to perform a linearization of Anti-lock Brake

System(ABS) vehicle and to design a controller which has the robust-stability and better command-following-performance under modeling-error from uncertain parameter variation. ABS vehicle, by controlling slip ratio, which is body velocity to wheel velocity, can get optimum braking force. For the nominal model PID controller is designed which is used in simple and general cases. Owing to parameter variation, the gain of PID controller have to be newly turned. Consequently, by adding  $H^\infty$  controller on the PID controller, achieve the robust-stability and better command-following-performance even though modeling-error from uncertain parameter variation exist.

## 1. 서 론

내연기관의 발달과 더불어 시작된 자동차 산업은 단순한 수송체계로써 뿐만 아니라, 다양한 소비자의 욕구를 충족시키기 위하여 끊임없이 기술개발에 주력하고 있다. 특히 자동차는 인간의 생명과 직접적으로 연관되어 있어 우수한 조향성능과 주행 안전성 확보가 최우선 과제이다. 자동차의 안전성을 위한 Anti-lock Braking System(ABS)은 도로면이 미끄러운 상태나 운전자의 과도한 브레이크 조작에 대하여 자동차의 바퀴가 잡기지 않도록 유압식 브레이크 토크를 자동으로 제어해 주는 장치이다. 1970년대말 Bosch사에서 4륜 제어방식의 ABS가 개발된 이래 급속한 기술발전과 더불어 보급이 확대되어 가고 있고, 신개발 차량에는 ABS 장착이 일반화되어 가고 있다. 또한 ABS의 성능향상 뿐만 아니라 저가격화의 경쟁이 갈수록 치열해지고 있다. 국내의 연구동향은 HILS(Hardware-In-the-Loop Simulator)를 이용한 ECU(Electronic Control Unit)의 제어알고리즘 개발이 진행되고 있는 추세이다. ABS의 제어 시스템은 제동특성에 영향을 미치는 바퀴와 도로면 사이의 접촉특성의 변화가 비선형성을 포함하고, 수학적 모델링을 할 때에 모델링 오차에 대하여 크게 영향을 받는다. 본 연구에서는 자동차의 제동특성에 크게 영향을 미치는 바퀴와 도로면 사이의 접촉특성의 변화에 따른 비선형성을 선형화시키고, 공칭모델에 대한 PID 제어기 시스템에 모델링 오차에 대하여 견실안정성을 가지는  $H^\infty$  제어기를 추가로 설계하므로써 명령추종성능과 견실안정성을 모두 만족하는 제어기를 설계하고자 한다.

## 2. ABS의 수학적 모델링

### 2.1 유압시스템의 수학적 모델링

현재까지 개발된 전자제어식 ABS에서는 각 바퀴의 브레이크마다 2개의 2port-2way 솔레노이드 밸브를 사용하는 방식과 각 바퀴의 브레이크마다 1개의 3port-3way 솔레노이드 밸브를 사용하는 방식을 채택하고 있다.[1][2] 이 경우 온-오프(on-off)형의 솔레노이드 밸브는 비선형 특성이 강하여 전체 제어대상이 비선형 모델이 된다. 따라서 본 연구에서는 압력 제어에 적합한 비례전자 감압밸브를 사용하여 구동기에서의 비선형성을 선형화시켰다. Fig. 1은 ABS가 장착된 자동차의 수학적 모델링의 개략도이다.

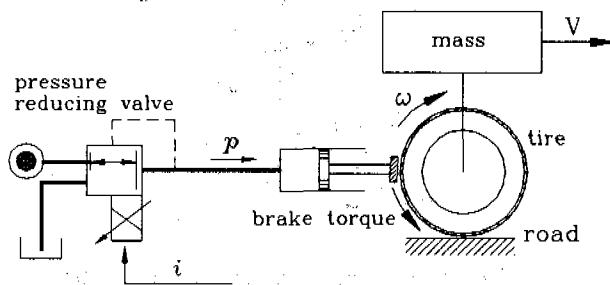


Fig. 1 Schematic diagram of ABS

비례전자 감압밸브의 입력전류  $i(t)$ 에 대한 휠 실린더의 압력  $p(t)$ 는 식(2-1)에서 보는 바와 같이 2차계로 근사화 할 수 있다.[3]

$$P(s) = \frac{K_v \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} I(s) \quad (2-1)$$

여기서  $K_v$ 는 밸브의 계인이며,  $\zeta$ 는 감쇠계수,  $\omega_n$ 은 공진주파수[rad/s]를 나타낸다. 한편, 회전하고 있는 바퀴에 작용하는 브레이크 토크  $T_b[N \cdot m]$ 은 식(2-2)과 같다.

$$T_b(t) = \mu_p \cdot r_0 \cdot A_p \cdot P(t) \quad (2-2)$$

여기서  $A_p$ 는 피스톤의 단면적[cm<sup>2</sup>],  $\mu_p$ 는 브레이크 패드와 바퀴 사이의 마찰계수,  $r_0$ 은 바퀴의 중심에서 브레이크 패드와의 거리[m]를 나타낸다.

유압 실린더에서의 누설을 고려하지 않고 식(2-1), (2-2)로부터 유압 시스템을 상태공간 모델식으로 나타내면 식(2-3)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{p}_1(t) \\ \dot{p}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1(t) \\ p_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_v \omega_n^2 \end{bmatrix} i(t)$$

$$T_b(t) = [\mu_p r_0 A_p \quad 0] \begin{bmatrix} p_1(t) \\ p_2(t) \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

## 2.2 자동차 바퀴시스템의 모델링

본 연구에서 자동차 바퀴시스템을 수학적으로 모델링하기 위한 개략도는 Fig. 2와 같다.

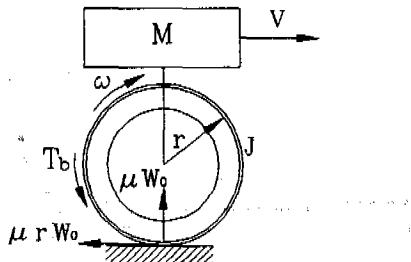


Fig. 2 Schematic diagram of tire system

모델에 대한 운동방정식은 식(2-4)와 같다.[4]

$$\begin{aligned} J \ddot{\omega}(t) &= \mu(\lambda) r W_0 - T_b(t) \\ M \dot{V}(t) &= -\mu(\lambda) W_0 \\ \lambda(t) &= 1 - \frac{r\omega(t)}{V(t)} \end{aligned} \quad (2-4)$$

여기서 J는 바퀴의 회전 관성 모멘트 [kg · m<sup>2</sup>], M은 자동차 차체의 질량 [kg], W<sub>0</sub>는 자동차 차체와 바퀴와의 중량 [kgf], T<sub>b</sub>는 브레이크 토크 [N · m], r은 바퀴의 반지름 [m], V는 자동차 차체의 속도 [m/s], ω는 바퀴의 각속도 [rad/s], λ는 자동차의 속도와 바퀴의 각속도의 비를 나타내는 슬립율을 의미한다. μ는 바퀴와 도로면 사이의 마찰계수를 나타내며, 이것은 슬립율에 대한 비선형 함수로 나타난다.

바퀴시스템의 전달함수를 구하기 위하여 ω, V, T<sub>b</sub>, μ를 평형점 ( $\omega^*$ ,  $V^*$ ,  $T_b^*$ ,  $\mu^*$ ) 부근에서 선형화하면 식(2-5)과 같다.

$$\begin{aligned} \omega &= \omega^* + \Delta\omega \\ V &= V^* + \Delta V \\ T_b &= T_b^* + \Delta T_b \\ \mu(\lambda) &= \mu^* + \Delta\mu(\lambda) \\ &= \mu_0 + \left(\frac{d\mu}{d\lambda}\right)^* \Delta\lambda(\omega, V) \\ &= \mu^* + \left(\frac{d\mu}{d\lambda}\right)^* \left(-\frac{r}{V^*} \Delta\omega + \frac{1-\lambda^*}{V^*} \Delta V\right) \end{aligned} \quad (2-5)$$

여기서 첨자 \*는 평형점을 의미한다.

식(2-5)를 이용하여 식(2-4)를 다시 정리하면 식(2-6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Delta\ddot{\omega} = K_1 \Delta\omega + K_2 \Delta V - \frac{1}{J} \Delta T_b$$

$$\Delta V = K_3 \Delta \omega + K_4 \Delta V \quad (2-6)$$

$$\Delta \lambda = -\frac{r}{V^*} \Delta \omega + \left( \frac{1-\lambda^*}{V^*} \right) \Delta V$$

이때 바퀴 시스템의 사용을 평형점( $\omega^*$ ,  $V^*$ ,  $T_b^*$ ,  $\mu^*$ )의 근방으로 한정한다면 식(2-6)을 식(2-7)과 같이 쓸 수가 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= K_1 \omega + K_2 V - \frac{1}{J} T_b \\ \dot{V} &= K_3 \omega + K_4 V \\ \lambda &= -\frac{r}{V^*} \omega + \left( \frac{1-\lambda^*}{V^*} \right) V \end{aligned} \quad (2-7)$$

여기서

$$\begin{aligned} K_1 &= -\frac{r^2}{J} \left( \frac{d\mu}{d\lambda} \right)^* \frac{W_0}{V^*}, & K_2 &= \frac{r}{J} \left( \frac{d\mu}{d\lambda} \right)^* \frac{W_0}{V^*} (1 - \lambda^*), \\ K_3 &= \frac{r}{M} \left( \frac{d\mu}{d\lambda} \right)^* \frac{W_0}{V^*}, & K_4 &= -\frac{1}{M} \left( \frac{d\mu}{d\lambda} \right)^* \frac{W_0}{V^*} (1 - \lambda^*) \end{aligned}$$

이다.

이상의 수식으로부터 ABS를 상태공간 모델식으로 나타내면 식(2-8)과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{p}_1(t) \\ \dot{p}_2(t) \\ \dot{\omega}(t) \\ \dot{V}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\omega_n^2 & -2\xi\omega_n & 0 & 0 \\ -\frac{A_b r_0 \mu_p}{J} & 0 & K_1 & K_2 \\ 0 & 0 & K_3 & K_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1(t) \\ p_2(t) \\ \omega(t) \\ V(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_v \omega_n^2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i(t) \\ \lambda(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{r}{V^*} & \frac{1-\lambda_0}{V^*} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1(t) \\ p_2(t) \\ \omega(t) \\ V(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-8)$$

### 3. ABS의 $H^\infty$ 제어기 설계

#### 3.1 $H^\infty$ 제어

견실안정성을 위한  $H^\infty$  제어 시스템을 Fig. 3과 같이 구성한다.

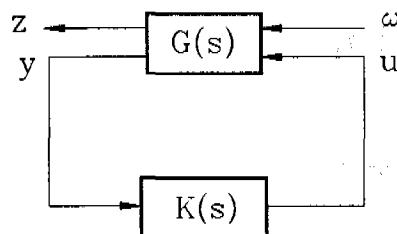


Fig. 3 Block diagram of  $H^\infty$  control system

여기서  $G(s)$ 는 일반화 제어대상,  $K(s)$ 는 설계해야 할 제어기를 나타내며,  $u$ 는 제어입력,  $y$ 는 관측출력,  $\omega$ 는 모델링 오차에 대한 입력,  $z$ 는 제어출력을 나타낸다.[5][6]

Fig. 3의 일반화 제어대상  $G(s)$ 를 한 개의 상태공간방정식과 두 개의 출력방정식으로 표현하면 식(3-1)과 같고, Doyle기법을 이용하여 나타내면 식(3-2)와 같다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_1 w + B_2 u \\ z &= C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\ y &= C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \end{aligned} \quad (3-1)$$

$$G(s) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

여기서 각 행렬들은 실수이다.

이때 일반화 제어대상은 다음의 가정을 만족해야 한다.

가정 :

(i) ( $A, B_2$ )는 안정 가능하며, ( $C_2, A$ )는 검출 가능하다.

(ii)  $\text{rank}(D_{12}) = \dim(\omega)$ ,  $\text{rank}(D_{21}) = \dim(y)$

여기서  $\text{rank}(D_{12})$ 는 행렬  $D_{12}$ 의 계수를 의미하며  $\dim(\omega)$ 은 벡터  $\omega$ 의 차원을 의미한다.

(iii) 모든 주파수에 대하여,

$$\text{rank} \begin{bmatrix} A - jwI & B_1 \\ C_2 & D_{12} \end{bmatrix} = \dim(x) + \dim(u)$$

(iv) 모든 주파수에 대하여,

$$\text{rank} \begin{bmatrix} A - jwI & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix} = \dim(x) + \dim(y)$$

(v)  $D_{11} = 0$  and  $D_{22} = 0$

주어진 값  $\gamma$ 에 대하여  $\|T_{zw}\|^\infty < \gamma$ 를 만족하는 제어기를 구하기 위하여 식(3-3)과 (3-4)의 두 개의 Hamiltonian 행렬을 정의한다.

$$H^\infty := \begin{bmatrix} A - B_2 \tilde{D}_{12} D_{12} C_1 & \gamma^{-2} B_1 B_1 - B_2 \tilde{D}_{12} B_2 \\ - \tilde{C}_1 \tilde{C}_1 & (A - B_1 D_{21} \tilde{D}_{21} C_2) \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

$$J^\infty := \begin{bmatrix} (A - B_1 D_{21} \tilde{D}_{21} C_2) & \gamma^{-2} C_1 C_1 - C_2 \tilde{D}_{21} C_2 \\ - \tilde{B}_1 \tilde{B}_1 & -(A - B_1 D_{21} \tilde{D}_{21} C_2) \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

여기서

$$\tilde{D}_{12} = (D_{12} D_{12})^{-1}$$

$$\tilde{D}_{21} = (D_{21} D_{21})^{-1}$$

$$\tilde{C}_1 = (I - D_{12} \tilde{D}_{12} D_{12})^{-1} C_1$$

$$\tilde{B}_1 = B_1 (I - D_{21} \tilde{D}_{21} D_{21})^{-1}$$

이다.

그리고,  $X^\infty, Y^\infty$ 를 각각  $H^\infty, J^\infty$ 의 Riccati 연산자에 의한 해라 하면 식(3-5)과 (3-6)으로 표현된다.

$$X^\infty = Ric(H^\infty) \quad (3-5)$$

$$Y^\infty = Ric(J^\infty) \quad (3-6)$$

이때 다음의 세 가지 조건을 만족시키면 주어진 값  $\gamma$ 에 대하여  $\|T_{zw}\|^\infty < \gamma$ 인 제어기  $K(s)$ 가 존재하고,  $K(s)$ 는 식(3-7)과 같다.

조건 :

$$(i) X^\infty > 0$$

$$(ii) Y^\infty > 0$$

(iii)  $\rho(Z^\infty Y^\infty) < \gamma^2$ , 여기서  $\rho(A)$ 는 행렬 A의 Spectral Radius를 의미한다.

$$K(s) = \begin{bmatrix} \widehat{A}^\infty & | & -Z^\infty L^\infty \\ \frac{F^\infty}{\Delta_1} & | & 0 \end{bmatrix} \quad W_a \quad (3-7)$$

여기서

$$\widehat{A}^\infty := A + B_2 F^\infty + Z^\infty L^\infty C_2 + \gamma^{-2} (B_1 B_1 + Z^\infty L^\infty D_{21} B_1) X^\infty \quad \Delta_2$$

$$F^\infty := -D_{12} (B_2 X^\infty + D_{12} C_1) \quad \Delta_4$$

$$L^\infty := -(Y^\infty C_2 + B_1 D_{12}) D_{21}$$

$$Z^\infty := (I - \gamma^{-2} Y^\infty X^\infty)^{-1}$$

이다.

### 3.2 문제의 정식화

Fig. 4의  $\Delta_1 \sim \Delta_4$ 는 파라미터 변동에 따른 주파수 응답 실험을 통하여 얻은 덧셈형 모델링 오차를 나타내고 있다.  $W_a$ 는 감도함수에 대한 가중함수를 나타내고 있다.

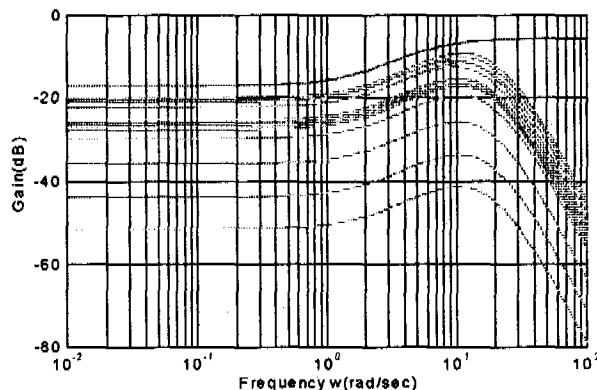


Fig. 4 Bode diagram of the modeling error and weighting function

견실안정성을 보장하기 위해서는 식(3-8)을 만족하여야 한다.

$$\begin{aligned} \Delta(s), T_a(s) &\in RH^\infty \\ \|T_a(s)\Delta(s)\|^\infty &< 1 \end{aligned} \quad (3-8)$$

여기서  $\Delta(s)$ 가 안정인 동시에 크기가 이미 알려진 스칼라 함수  $W_a(s)$ 의 개인으로 억제되어진다고 하면 식(3-9)을 만족하여야 한다.[6]

$$\|\mathcal{A}(s)\|^\infty = \overline{\sigma}(\mathcal{A}(j\omega)) \leq |W_a(j\omega)| : \forall \omega \quad (3-9)$$

여기서  $W_a(s)$ 는 모델링 오차에 대한 가중함수(weighting function)를 나타낸다.

식(3-9)을 만족하는 가중함수를 Fig. 4와 같이 고주파에서 에너지를 가지는 1차계로 근사시키면, 식(3-10)과 같다.[7]

$$W_a(s) = \frac{0.109 \left( \frac{1}{1.6}s + 1 \right)}{\frac{1}{7}s + 1} \quad (3-10)$$

가중함수가 첨가된 제어대상을 일반화 플랜트로 동가시키면 Fig. 5와 같다.

따라서 외부 입력에 대한 출력의 견실안정성을 만족하기 위한  $H^\infty$  제어기  $K(s)$ 는 식(3-11)을 만족하여야 한다.

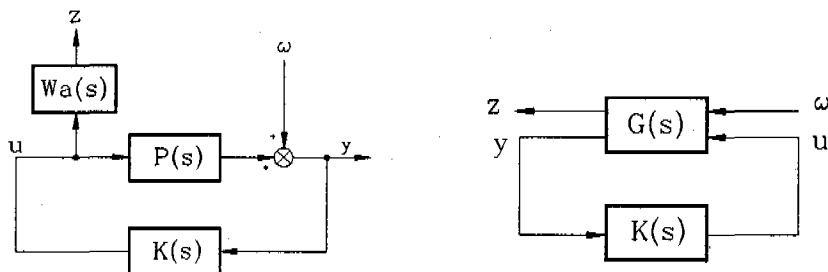


Fig. 5 Control plant equivalent to the  $H^\infty$  control system

$$\|G_{z\omega}(s)\|^\infty < 1 \quad (3-11)$$

### 3.4 제어기 설계

공칭모델에 대한 제어기는 구성이 간단하고 널리 사용되고 있는 PID 제어기를 사용하였다. PID 제어기의 형태는 식(3-12)와 같다.

$$U(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) E(s) \quad (3-12)$$

여기서  $K_p$ 는 비례계인,  $K_i$ 는 적분계인,  $K_d$ 는 미분계인을 나타낸다. 계인의 선정은 Ziegler-Nichols 조정방법으로 계인을 조정하고, 많은 시행착오를 거쳐 최적의 계인을 선정하였다.

Table. 1에 PID 제어기의 계인값을 나타내고 있다.

모델링 오차에 대한  $H^\infty$  제어기의 설계는, 먼저 입·출력 관계를 고려하여 공칭모델에 대한 전달함수에 가중함수를 첨가한 일반화 제어대상  $G(s)$ 를 구성하고, 식(3-11)을 만족하는 최적의 제어기  $K(s)$ 를 설계하였다.

Table. 1 Parameter of PID controller

Parameter	Value
$K_p$	1.33
$K_i$	4.568
$K_d$	0.057

#### 4. 시뮬레이션 결과 및 고찰

시뮬레이션은 공학용 프로그램인 MatLab과 simulink를 사용하였다. Table. 2에는 시뮬레이션에 사용된 파라미터의 값을 나타내고 있다.

Fig. 6은 공칭모델에 대하여 PID 제어기를 설계하였을 때의 차체의 속도와 바퀴의 각속도를 나타내고 있다. 바퀴의 각속도는 0.15[sec] 경과 후에 약 31[%] 감소하였으나 시간이 지나면서 일정하게 감소하고 있다. 1[sec]가 경과하는 동안 바퀴의 각속도는 약 60[%] 감소하고 차체의 속도는 약 45[%] 감소하여 매우 양호한 제동 성능을 보이고 있다.

Fig. 7은 최적의 PID 제어기를 설계한 후에 파라미터 변동에 따른 모델링 오차를 첨가하였을 때의 차체의 속도와 바퀴의 각속도를 나타내고 있다. 바퀴의 각속도는 0.3[sec] 동안 심하게 변동하다가 일정하게 감소하고 있고, 차체의 속도는 바퀴의 각속도의 변동으로 인하여 약 0.3[sec]에서 오히려 증가되었다. 1[sec]가 경과하는 동안 바퀴의 각속도는 약 36[%] 감소하고 차체의 속도는 약 22[%] 감소하여 제동 성능이 좋지 못하다.

Fig. 8에는 공칭모델의 PID 제어기 시스템에 모델링 오차를 첨가하여  $H^\infty$  제어기를 추가로 설계하였을 때의 차체의 속도와 바퀴의 각속도를 나타내고 있다. 바퀴의 각속도는 0.16[sec] 경과 후에 약 30[%] 감소하였으나 시간이 지나면서 일정하게 감소하고 있다. 1[sec]가 경과하는 동안 바퀴의 각속도는 약 60[%] 감소하고 차체의 속도는 약 40[%] 감소하여 파라미터 변동에 대하여 매우 양호한 제동 성능을 보이고 있다.

Fig. 9에는 위의 세가지 경우에 대하여 슬립율의 변화를 나타내고 있다. 곡선①은 공칭모델에 대한 PID 제어기를 설계하였을 때의 응답곡선이다. 곡선②는 PID 제어기 시스템에 모델링 오차를 고려한 응답곡선이다. 상승시간은 약 0.1[sec]로 가장 빠르나, 폐센트 오버슈트(% overshoot)는 약 28[%]로 최악이다. 곡선③은 모델링 오차를 고려하여 PID 제어기와  $H^\infty$  제어기를 설계하였을 때의 응답곡선이다. 상승시간은 약 0.13[sec]이나 폐센트 오버슈트(% overshoot)는 약 8[%]로 안정성을 보이고 있다.

Table. 2 Parameters of the system used in computer simulation

parameters	value	dimension
Hydraulic System	$P_s$	200
	$\omega_n$	$18 \times 2\pi$
	$\zeta$	0.83
	$K_v$	141.5
	$A_p$	cm <sup>2</sup>
Tire System	$\mu_p$	0.35
	$J$	kg · m <sup>2</sup>
	$M$	kg
	$W$	kg
	$r$	m
	$V_0$	km/h

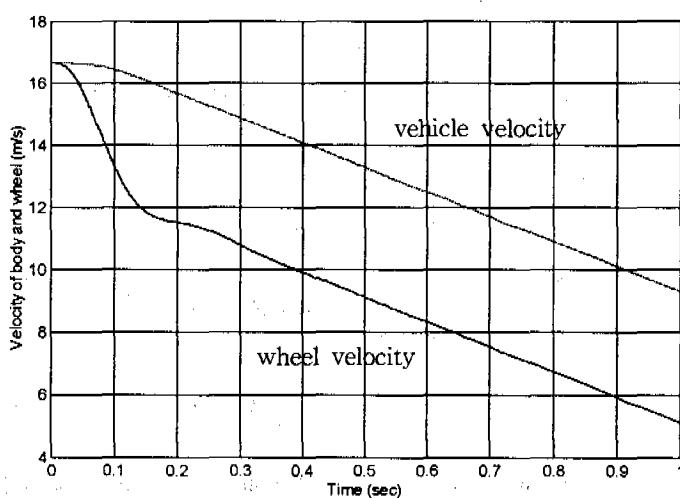


Fig. 6 Simulation result of velocity used in PID controller

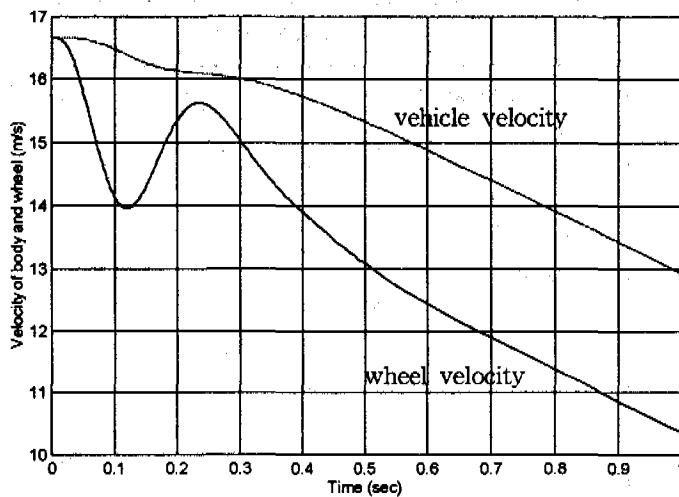


Fig. 7 Simulation result of velocity by adding modeling error on PID controller

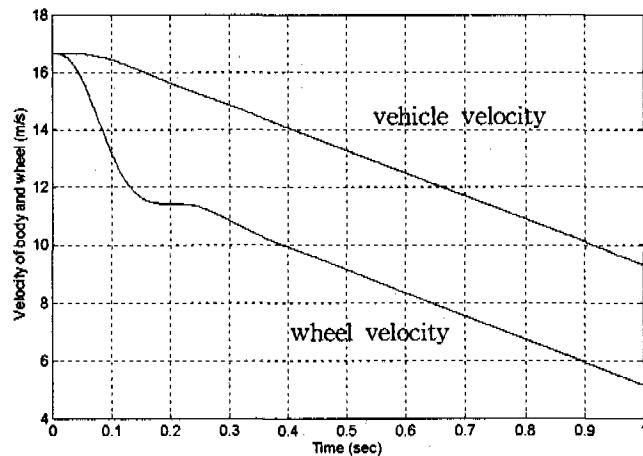


Fig. 8 Simulation result of velocity adding used PID and  $H^\infty$  controller

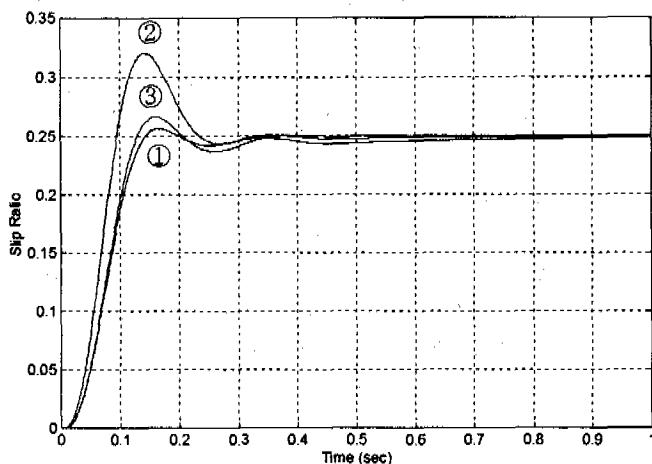


Fig. 9 Simulation result of slip ratio

## 5. 결 론

본 연구에서는 ABS를 수학적으로 모델링을 하였다. 이때 자동차의 제동특성에 크게 영향을 미치는 바퀴와 도로면의 접촉특성의 변화에 따른 파라미터의 비선형성을 평형점 부근에서 선형화를 실시하고, ABS 시스템의 제어량에 직접적으로 영향을 미치는 파라미터를 선정하여 일정 범위 내에서 변동시켜 모델링 오차를 발생시켰다. 공칭모델에 대한 제어기는 구성이 간단하고 보편적으로 사용되고 있는 PID 제어기를 사용하여 동특성을 고찰하였고, PID 제어기 시스템에 모델링 오차에 대하여 견실안정성을 가지는 H $\infty$  제어기를 첨가하여 동특성을 고찰하였다.

모든 사항은 컴퓨터 시뮬레이션으로 하였으며, 시뮬레이션 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

- ① 파라미터 변동에 따른 모델링 오차는 고주파에서 에너지를 가지므로 시스템의 작동 초기에 영향을 미치지만, 시간이 경과함에 따라 그 영향은 점차 감소되고 있다.
- ② 공칭모델에 대하여 최적의 PID 제어기를 설계하더라도 파라미터 변동이 발생되면 응답특성은 현저히 나빠짐을 알 수 있었다.
- ③ 명령추종성능과 파라미터 변동에 따른 모델링 오차에 대하여 견실안정성을 가지는 제어기의 설계는 PID 제어기와 H $\infty$  제어기로 실현을 시키고 이에 양호한 응답특성을 얻었다.

## 참 고 문 헌

- [1] 홍예선, “승용차의 Single Wheel에 대한 ABS의 구성 및 Test Rig을 이용한 제동실험”, 자동차공학회지, vol.12, No.5, pp.37-38, 1990.
- [2] 日本エ-ビ-エス株式會社, “自動車用ABSの研究”, 山海堂, pp.127-129, 1992.
- [3] 장성욱 “유압식 능동 현가시스템의 개발에 관한 연구”, 석사논문, 부산대학교, pp.6-7, 1997.
- [4] 荒木道樹, “單輪モデルにおけるABS”, 大版大學工科部, 特別研究報告書, pp.2-5, 1993.
- [5] 美多 勉, “ $H^\infty$  제어”, 昭晃堂, pp.12-13, 1995.
- [6] P. Gahinet and P. Apkarian, “A Linear Matrix Inequality Approach to  $H^\infty$  control”, Int. J. Robust Nonlinear Control, pp.421-448, 1994.
- [7] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar and B. A. Francis, “State-space solutions to standard  $H_2$  and  $H^\infty$  control problems”, IEEE Trans. on Automat. Contr., vol. AC-34, pp.831-847, 1989.
- [8] 김종식, “선형 제어시스템 공학”, 청문각, pp.179-181, 1996.