

# 웨이브릿 변환과 진화전략에 의한 반능동 현가장치의 제어기 설계

論 文  
50D-3-3

## A Controller Design for Semi-active Suspension System Using Wavelet Transform and Evolution Strategy

金大竣\* · 金韓秀\*\* · 田香植\*\*\* · 崔榮奎§ · 金成信§§  
(Dae-Jun Kim · Han-Soo Kim · Hyang-Sig Jeon · Young-Kiu Choi · Sungshin Kim)

**Abstract** - A two-degree-of-freedom quarter-car model is used as the basis for LQ and the proposed controller design for a semi-active suspension. The LQ controller results in the best rms performance trade-offs (as defined by performance index) between ride, handling and packaging requirements. In LQ controller, however, the conflict between road holding and ride comfort remains. The adaptive semi-active suspension control based on the road frequency are introduced in this paper. With this method, the trade-off between road holding and ride comfort can be relaxed. The road frequency is estimated by wavelet transform of rattle space signal. The simulation results show that the proposed controller is superior to the conventional LQ controller.

**Key Words** :Wavelet transform, Evolution strategy, Semi-active suspension, LQ controller, Neural network, ER damper

### 1. 서 론

자동차 현가장치는 승객에게 좋은 승차감을 제공하고 타이어의 움직임에 제한하여 차체를 보호할 뿐만 아니라 타이어의 변동을 감소시켜 주행 안정성을 증대시키기 위한 장치이다. 현재로는 스프링과 충격흡수기(shock absorber)를 사용한 수동 현가장치가 주류를 이루고 있다. 수동 현가 장치의 성능 개선을 위해 많은 노력이 기울여졌지만 서로 상충되는 제어 목표인 승차감과 주행 안정성을 만족시킬 수 없었다. 그래서 제안된 것이 도로 및 자동차의 상태에 따라 적절한 제어력(control force)을 공급하는 능동 현가장치이다. 능동 현가장치는 스프링과 충격흡수기를 대체하거나 병행하는 능동 액츄에이터(active actuator)를 채택한다. 그러나 능동 현가장치는 많은 에너지 소모, 차량의 무게 증가, 비용 문제 등의 이유로 실용화가 쉽지 않다. 수동 현가 장치와 능동 현가장치의 절충안으로 기존의 수동식 현가장치와 동일한 형식을 가지면서 직접적인 에너지를 공급하는 능동형과는 달리 순간적 운동상태에 대하여 에너지 분산율을 변화시키는 반능동 현가장치가 제안되었다. 이 장치는 능동 현가장치의 액츄에이터를 댐핑력을 조절할 수 있는 가변 댐퍼로 대체하여 경제적이며 수동

현가장치보다 우수한 성능을 얻을 수 있다[1,2].

최근 들어 충격흡수기에 유압 오일(hydraulic oil) 대신에 전기유동(electro-rheological:ER) 유체를 사용한 연속형 가변 댐퍼 시스템의 연구 개발이 활발히 진행되고 있다. ER 유체는 전기장에 의하여 유체의 점성상태가 변화하도록 하는 것으로서 소비전력이 수 와트 수준이고, 전기장에 의한 반응 속도는 수 밀리초[ms] 정도로서 실시간 연속제어가 가능한 특징이 있다[3].

현가장치에 대한 연구는, 70년대에 Karnopp에 의해 가상의 기준면과 차체 사이에 댐퍼를 설치하여 승차감을 향상시킨 스카이훅(sky-hook) 제어기법에 대한 연구[4] 와 그 이후로 Hrovat, Ulsoy등에 의해 최적제어를 이용한 현가장치가 설계되었으나 특정한 주파수대에서만 성능을 향상시킬 수 있었고 승차감과 주행 안정성의 상충은 여전히 남아 있었다 [5-7].

현가장치의 성능지수인 승차감과 주행안정성의 가중치는 도로 상태에 따라 달라질 것이다. 일반적으로 평탄한 도로를 주행시에는 현가장치의 제어 목표는 승차감에 더 가중치를 줄 수 있으며 범프(bump)나 구덩이를 지날 때는 차량의 보호에, 거친 도로에서의 제어 목표는 주행 안정성에 더 가중치를 주어야 할 것이다.

본 연구에서는 차량의 진동에 영향을 주는 주파수범위에서 대표 주파수들을 선정하고, 선정된 대표 주파수들에 따른 최적의 선형 이차(linear quadratic: LQ) 제어기 이득을 구하였다. LQ 제어방법은 설계자가 정의한 가격함수(cost function)를 최소화 하는 이득을 구해주므로 가격함수 내의 승차감과 주행 안정성에 대한 가중치(weight)에 크게 영향을 받는다. 이 가중치에 따라서 현가장치의 성능이 달라지므로 최적의 성능을 내는 가중치를 최적화 방법론의 하나인 진화

\* 正 會 員 : 釜山大 電氣工學科 博士修了  
\*\* 準 會 員 : 釜山大 電氣工學科 碩士  
\*\*\* 正 會 員 : 韓國航空宇宙産業(株) 先任研究員  
§ 正 會 員 : 釜山大 컴퓨터 및 情報通信研究所, 電子電氣情報 컴퓨터工學部 教授 · 工博  
§§ 正 會 員 : 釜山大 電子電氣情報 컴퓨터工學部 助教授 · 工博  
接受日字 : 2000年 4月 21日  
最終完了 : 2001年 1月 12日

전략(Evolution Strategy: ES)을 이용하여 구하였다. 그런 다음에 도로 외란의 주파수를 감지하기 위해 현가장치의 여러 상태 변수들 중에서 비교적 측정하기 쉬운 현가 편차(rattle space)를 웨이브릿 변환 방법을 이용하여 도로의 주파수를 추정하였다. 그리고 대표 주파수들에 따라 미리 구한 LQ 제어기의 이득들을 학습 데이터로 사용하여 신경회로망(Neural Network: NN)을 학습시켰다. 학습된 신경회로망에 의해 도로의 주파수가 변환에 따라서 LQ 제어기의 이득을 가변 시켜 주었다. 신경회로망을 이용함으로써 얻어지는 장점은 학습시키지 않은 도로의 주파수에 대해서도 적절한 이득을 갖도록 보간(interpolation)되는 것이다. 이렇게 설계한 제어기의 출력력을 ER 댐퍼를 사용하여 반능동 현가장치를 설계한다. 그리고 모의 실험을 통하여 본 연구에서 제안된 방식의 우수성을, 일정한 이득의 LQ 제어기에 의한 반능동 현가장치와 비교하여 보인다.

2. 반능동 현가 장치의 모델

본 연구에서는 수동과 능동 현가장치를 연구하는 데 많이 사용되어 온 1/4 차량 모델을 이용하였다[6,8].

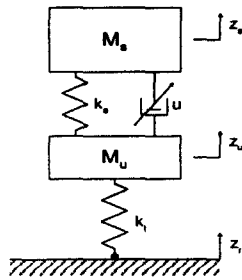


그림 1 1/4 차량 반능동 현가장치 모델  
Fig. 1 Quarter car semi-active suspension model

타이어는 도로에 항상 접촉되어 있고  $z_s$  와  $z_u$  는 정적 평형상태로부터 측정된다면 반능동 현가장치의 운동방정식은 다음과 같다.

$$\begin{cases} M_s \ddot{z}_s = -k_s(z_s - z_u) + u \\ M_u \ddot{z}_u = +k_s(z_s - z_u) - k_t(z_u - z_r) - u \end{cases} \quad (1)$$

여기서,  $M_s$  와  $M_u$  는 각각 차체 질량과 차축 질량을 나타내고,  $k_t$  는 타이어의 스프링계수를 나타내며,  $k_s$  는 현가 장치의 스프링계수를 나타낸다. 그리고  $u$  는 반능동 댐퍼에서 발생하는 힘으로서 다음 식으로 표현된다.

$$u = -C(\dot{z}_s - \dot{z}_u) \quad (2)$$

여기서, C는 가변 시킬 수 있는 댐핑계수이다. 수동 현가장치에서는 댐퍼의 댐핑계수가 일정하지만 반능동 현가장치에서는 댐핑계수를 가변시켜 댐핑력을 조절할 수 있다.

다음과 같이 상태변수를 정의하면,

$$\begin{cases} x_1 = z_s - z_u \\ x_2 = \dot{z}_s \\ x_3 = z_u - z_r \\ x_4 = \dot{z}_u \end{cases} \quad (3)$$

여기서,  $x_1, x_2, x_3, x_4$  는 각각 현가 편차, 차체 질량 속도, 타이어 편차, 차축 질량 속도를 나타낸다.

운동방정식(1)은 다음과 같은 상태방정식으로 표현된다.

$$\dot{x} = Ax + Bu + Gz_r \quad (4)$$

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T \quad (5)$$

상태 방정식의 계수는 다음과 같이 정의된다.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 \\ -k_s/M_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ k_s/M_u & 0 & -k_t/M_u & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/M_s \\ 0 \\ -1/M_u \end{bmatrix}, G = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

반능동 현가장치는 도로 높이의 시간 변화를  $\dot{z}_r$  이 외란으로 작용하여 시스템의 상태를 평형상태로부터 이탈시키는 것을 최소로 하도록 댐핑력을 가변시키는 시스템이므로 레귤레이션(regulation) 또는 외란제거(disturbance rejection) 문제로 볼 수 있다.

3. LQ 제어기

현가장치의 중요한 제어목표로서 다음의 세 가지가 있다.

(i) 차체 가속도 ( $\ddot{z}_s$ ) : 승차감은 명백히 주관적인 것이지만 차체 가속도의 rms값이 일반적으로 많이 쓰인다. 좋은 승차감을 위해서 차체 가속도값이 작아야 한다. 특히 인간의 내부조직의 공진을 포함하는 저주파수대에서 중요하다.

(ii) 현가 편차 ( $z_s - z_u$ ) : 차체와 차축 질량 구성요소 사이의 최대 허용 가능한 상대변위 보다 현가 편차가 커지면 차체에 손상을 주게 되므로 현가 편차를 작게 해야 한다.

(iii) 타이어 편차 ( $z_u - z_r$ ) : 현가장치는 거친 도로나 범프(bump)에서 도로 접촉을 유지하여 제동이나 코너링할 때 주행 안정성을 유지하여야 한다. 과도한 타이어 편차는 타이어와 도로사이에서 접촉상태가 나빠져서 주행 안정성이 감소하므로 타이어 편차가 너무 크지 않도록 해야 한다.

따라서 다음과 같은 이차식의 가역함수를 정의할 수 있다.

$$J = \int_0^\infty [\dot{z}_s^2 + \rho_1(z_s - z_u)^2 + \rho_2(z_u - z_r)^2 + \rho_3 u^2] dt \quad (7)$$

$\rho_1, \rho_2, \rho_3$  는 각각 현가 편차와 타이어 편차와 댐핑력에 대한 가중치이며 위의 가역함수는 다음과 같은 표준 이차형(standard quadratic form)으로 표시될 수 있다.

$$J = \int_0^\infty [x^T R_{xx} x + 2x^T R_{xu} u + u^T R_{uu} u] dt \quad (8)$$

여기서,  $x$  는 식(5)와 같이 정의되고

$$R_{uu} = \rho_3 + \frac{1}{M_s^2},$$

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} \rho_1 + (k_s/M_s)^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$R_{xu} = \begin{bmatrix} -(k_s/M_s^2) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

가격함수  $J$  를 최소화하는 LQ 제어기는 유일하고 최적인 전상태래환 제어법(full state feedback control law)이다.

$$u(t) = -Kx(t) \tag{9}$$

$$K = R_{uu}^{-1}(R_{xu}^T + B^T S) \tag{10}$$

여기서,  $S$  는 양의 반 한정 행렬인 해이다.

LQ 제어기의 성능은 가격 함수내의 가중치들  $\rho_1, \rho_2, \rho_3$  에 의해 결정되고 가중치가 상대적으로 큰 인자의 성능이 더욱 향상된다. 좋은 승차감을 위한 경우에는  $\rho_1, \rho_2, \rho_3$  가 모두 작은 값을 가져야 한다. 그러나 거친 도로의 경우에 현가 편차와 타이어 편차가 한계치에 도달할 수 있으므로 안전한 주행을 위해서  $\rho_1, \rho_2$  도 적당히 큰 값을 가져야 한다. LQ 제어기를 이용하여 현가장치를 설계하는 것은 적절한 가중치  $\rho_1, \rho_2, \rho_3$  를 찾는 문제라고 볼 수 있다.

**4. 제안된 반능동 현가장치의 제어기법**

평탄한 일반적인 주행도로는 저주파수의 외란값을 갖으며 현가장치의 제어 목표는 승차감에 더 가중치를 줄 수 있다. 거친 도로는 고주파수의 외란값을 갖으며, 이 때의 제어 목표는 주행 안정성에 더 치중해야 될 것이다.

따라서 본 연구에서는 도로 외란의 주파수를 대표 주파수 몇 개로 나누고 각 주파수에 대해 주행 안정성을 유지하면서도 최대의 승차감을 주는 LQ 제어기의 이득을 진화 전략을 이용하여 구하였다. 또한 실제로 차량이 다양한 도로를 주행시 받는 외란의 주파수는 다양하므로 몇 개의 대표 주파수들에 대해서만 제어 이득을 내는 것은 문제가 있다. 따라서 일반화 기능이 우수한 특성을 가지는 신경회로망을 이용하여 고려되지 않은 도로 외란의 주파수에 대해서도 적절한 제어 이득을 낼 수 있도록 하였다.

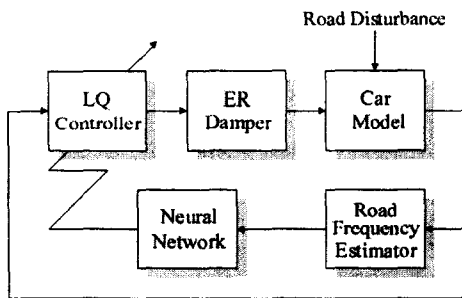


그림 2 제안된 반능동 현가 장치의 블록선도  
Fig. 2 Block diagram of the proposed semi-active suspension

신경회로망의 입력은 도로의 주파수 추정 값이고 출력은 LQ 제어 이득이 된다. 그리고 도로 외란의 주파수를 감지하기 위해 현가 편차를 웨이브릿 변환하여 도로 외란의 주파수를 추정하였다. 본 연구에서 사용된 제어기의 시스템 블록선도는 그림 2와 같다.

**4.1 진화전략**

도로 외란의 주파수에 따른 최적의 LQ 제어기의 이득을 구하기 위해서 본 연구에서는 진화전략(ES)을 이용하여 탐색한다. ES는 자연의 선택적 원리를 이용하여 주어진 제어 목적에 적합한 개체를 생존경쟁을 통해 확률적으로 탐색하는 진화 알고리즘의 일종이다. ES는 돌연변이와 선택과정만을 가지는 무성생식(asexual reproduction)의 진화를 모의한 것이다. ES는 실제 변수를 그대로 사용하여 개체를 구성하고, 돌연변이 연산만을 이용하므로 그 구현 절차가 간단하면서도 우수한 탐색 능력을 발휘한다[9].

본 논문에서는 식(7)의 가격함수의 가중치  $\rho_1, \rho_2, \rho_3$  를 ES로 탐색하여 적절한 값을 갖도록 한다. 자손을 만들기 위한 돌연변이 연산은 식(11)과 같이 행해진다.

$$\rho_{i,offspring} = \rho_{i,parent} + N(0, \sigma_i) \tag{11}$$

여기서,  $i = 1, 2, 3$  이며,  $\rho_{i,offspring}$  는 새로운 자식 개체이고,  $\rho_{i,parent}$  는 부모 개체이며,  $N(0, \sigma_i)$ 은 평균은 0이고, 표준편차는  $\sigma_i$ 인 가우시안 랜덤변수를 나타낸다.

ES에서 다음 세대의 부모 개체를 만들기 위해서는 지금 세대의 부모 개체와 자식 개체로부터 우수한 개체를 선택해야 한다. 따라서 우수한 개체를 선별하기 위해서는 개체를 평가하는 적합도 함수(fitness function)가 필요로 하게 된다. 자동차 현가장치에서 우수한 개체는 최대의 승차감을 제공하기 위해 차체 가속도가 작아야 한다. 그리고 주행 안정성을 위해 타이어 편차가 한계치에 도달하면 안 되며 차체 보호를 위해 현가 편차도 한계치에 이르면 안 된다. 적합도 함수  $F$ 를 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$F = \frac{1}{1 + \sum_{n=0}^L \ddot{z}_s(nT)^2} \tag{12}$$

$$F = 0 \text{ if } z_s(nT) - z_u(nT) > RS_{max} \tag{13}$$

$$F = 0 \text{ if } z_u(nT) - z_r(nT) > TD_{max} \tag{14}$$

여기서,  $T$ 와  $n$  과  $L$ 은 각각 샘플링 시간과 스텝 인덱스(step index) 그리고 모의 실험에서 사용된 시간을  $T$ 로 나누는 마지막 스텝 인덱스를 나타낸다. 그리고  $RS_{max}$  는 현가 편차의 한계치를 나타내며  $TD_{max}$  는 타이어 편차의 한계치를 나타낸다.

승차감 향상을 위해 식(12)의 적합도 함수를 두어 차체 가속도의 값이 적은 개체가 높은 적합도를 가지도록 하였고 식(13)과 식(14)에서 현가 편차와 타이어 편차가 각각의 한계치를 넘는 개체는 적합도를 영(zero)으로 두어 선택되지 않도록 하였다.

위의 적합도 함수를 가지고 여러 가지 주파수의 도로 외란에 대해서 각각 ES를 사용하여 최대의 승차감을 주면서 주행 안정성의 구속조건을 만족하는 LQ 제어기의 이득을 구하였다.

4.2 도로 감지

본 연구에서 시스템의 상태로부터 도로 외란의 주파수를 정확하게 추정해야 앞 절에서 구한 도로 외란의 주파수에 따른 LQ 제어기의 이득으로 바꾸어 주었을 때 의미가 있다. 도로 외란의 주파수를 감지하기 위해서 다른 상태변수에 비해 측정하기 쉬운 현가 편차 신호를 알고 있다고 가정하였다. 주파수를 감지하기 위한 방법으로 우선 현가 편차 신호를 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform)하는 것을 생각할 수 있다. 그러나 이 방법은 푸리에 변환할 신호가 정확하게 주기에 끝나지 않으면 주파수 누설이 있어서 스펙트럼의 오차를 포함한다. 또한 신호에 포함된 노이즈를 제거할 능력이 없다. 웨이브릿 변환 방법은 주기적이지 않거나 정현파와 펄스파가 섞여 있는 광대역의 신호에 있어서도 좋은 성능을 갖는다[10,13]. 따라서 본 논문에서는 이산 필터(discrete filter)와 유사한 기능을 갖는 이산 웨이브릿 변환(discrete wavelet transform)을 이용하였다.

웨이브릿이란 이름은 적분하면 0이고  $x$  축 아래와 위로 'waving' 해야 하는 조건으로부터 유래하였다. 그리고 그 함수는 국부적(localized)이어야 한다는 것을 암시한다[10]. 웨이브릿의 종류로는 Morlet, Mexican Hat, Meyer, Haar, Daubechies, Symlets, Coiflets 및 Splines Biorthogonal Wavelets 등이 있다. 본 논문에서는 Morlet 웨이브릿을 사용하였는데, Morlet 웨이브릿은 비인공적, 명시적, 대칭적이며 비직교 특성을 가지고 있다. 이러한 특성으로 인하여 웨이브릿의 진폭을 smooth하게 연속적으로 변화가 가능하며, 분해능 스케일을 임의로 선택할 수 있고, 진동하는 신호 및 과도적인 정현파 신호의 분석에 유용하다[14]. Morlet 웨이브릿은 식(15)로 표현된다[10,11,14].

$$\psi(t) = e^{-t^2} \cos(2\pi t) \quad (15)$$

웨이브릿  $\psi$  에 의해 생성되는 웨이브릿 그룹은 다음과 같이 정의된다.

$$\psi_{a,b}(t) = |a|^{-1/2} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad \forall a, b \in R \quad (16)$$

여기서,  $a$  는 스케일 인자,  $b$  는 시간축에 대한 이동이다.

$1/a$  은 분해능이라 하며 분해능이 커지면 시간 축에 대해서는 신호가  $1/a$  배로 압축되고 주파수는  $1/a$  배로 증가한다 [11]. 그림 3에서  $a = 1, b = 0$  일 때 즉 주파수는 1[Hz]이고 시간 축에 대한 이동이 없는 경우의 Morlet 웨이브릿 함수를 나타내었다.

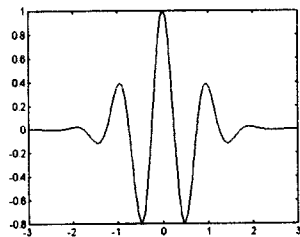


그림 3 Morlet 웨이브릿 함수  
Fig. 3 Morlet wavelet function

샘플링된 현가 편차 신호  $s(k)$ 을  $\psi_{a,b}(k)$ 로 웨이브릿 변환한 계수  $C(k)$ 는

$$C(k) = \sum_{n=0}^{N_1+N_2-1} s(n)\psi_{a,b}(k-n) \quad (17)$$

여기서  $N_1, N_2$  는 각각  $s(k)$  와  $\psi_{a,b}(k)$  의 신호의 개수를 나타낸다.

식(17)에서  $\psi_{a,b}(k)$ 를 이산 필터의 임펄스 응답이라고 생각하면 wavelet transform한 계수  $C(k)$ 는 입력이  $s(k)$ 인 필터의 출력으로 볼 수 있다. 즉  $\psi_{a,b}(k)$ 는  $1/a$  [Hz] 근방의 주파수를 잘 통과시키는 대역통과 필터(bandpass filter)의 임펄스 응답으로 볼 수 있다. 그림 4는 모든 경우에  $b = 0$ 이라 두고  $a = 10, 1, 0.5, 0.25, 1/6$  인  $\psi_{a,b}(k)$ 와 도로 외란의 입력이 1.5 [Hz] 일 때 현가 편차신호  $s(k)$ 를 웨이브릿 변환한 결과를 나타내었다.

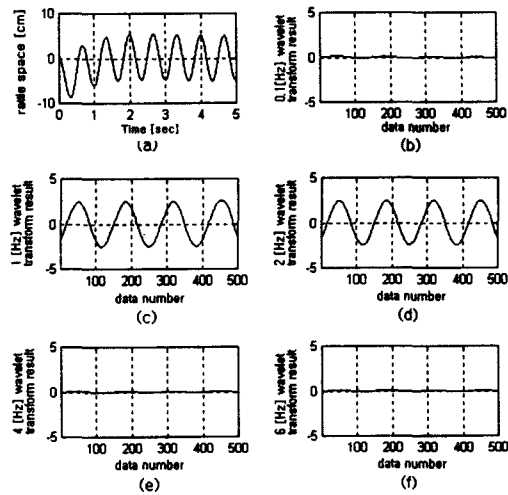


그림 4 Morlet 웨이브릿을 사용한 현가 편차의 웨이브릿 변환

- (a) 현가편차
- (b) 0.1[Hz] 웨이브릿 변환
- (c) 1 [Hz] 웨이브릿 변환
- (d) 2 [Hz] 웨이브릿 변환
- (e) 4 [Hz] 웨이브릿 변환
- (f) 6 [Hz] 웨이브릿 변환

Fig. 4 Wavelet transform of rattlespace signal using Morlet wavele with the different frequency

- (a) rattle space
- (b) 0.1[Hz] wavelet trans.
- (c) 1[Hz] wavelet trans.
- (d) 2 [Hz] wavelet trans.
- (e) 4[Hz] wavelet trans.
- (f) 6 [Hz] wavelet trans.

그림 5는 그림 4의 각 웨이브릿 계수의 2 norm 결과를 나타내었다.

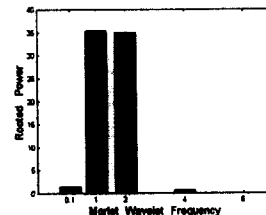


그림 5 웨이브릿 계수의 2 norm  
Fig. 5 The 2 norm of wavelet coefficient

실제 도로의 주파수와 비슷한 주파수를 가진 웨이브릿과의 웨이브릿 변환한 계수 값들이 큰 값을 가졌다. 이러한 성질을 이용하여 도로감지는 웨이브릿 계수의 2 norm(rooted power)을 이용하여 다음과 같은 추론에 의해 구하였다.

$$f_{road} = \frac{\sum_i \|C_i(k)\|_2 \times f_i}{\sum_i \|C_i(k)\|_2} \quad (18)$$

여기서  $f_i, f_{road}, m$  은 각각 웨이브릿의 주파수, 추정된 도로의 주파수, 사용된 웨이브릿의 총 갯수를 나타낸다.

실제적으로  $s(k)$ 를 측정할 때는 노이즈가 섞인 신호가 측정되며 위와 동일한 조건에서 노이즈가 섞인  $s(k)$ 를 웨이브릿 변환한 결과를 그림 6에서 보여준다. 그림 6의 결과는 그림 4와 유사하며 이것은 웨이브릿 변환 방법이 측정 노이즈에 강인한 사실을 보여준다.

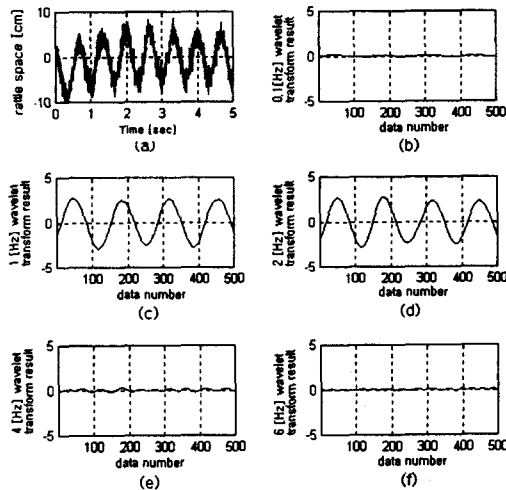


그림 6 노이즈가 섞인 현가 편차의 웨이브릿 변환

- (a) 현가편차
- (b) 0.1 [Hz] 웨이브릿 변환
- (c) 1 [Hz] 웨이브릿 변환
- (d) 2 [Hz] 웨이브릿 변환
- (e) 4 [Hz] 웨이브릿 변환
- (f) 6 [Hz] 웨이브릿 변환

Fig. 6 Wavelet transform of rattle space signal with noise

- (a) rattle space
- (b) 0.1 [Hz] wavelet trans.
- (c) 1 [Hz] wavelet trans.
- (d) 2 [Hz] wavelet trans.
- (e) 4 [Hz] wavelet trans.
- (f) 6 [Hz] wavelet trans.

### 4.3 신경회로망

본 연구에서는 신경회로망 모델중 다층 퍼셉트론과 역전파 알고리즘을 사용하여 자동차 현가 장치의 최적화된 LQ 제어기이득을 일반화하는데 사용한다. 즉 지정된 몇 개의 도로 외란주파수에 대해서 최적화된 LQ 제어기 이득들의 관계를 신경회로망을 통하여 일반화시켜서, 지정된 주파수들 사이의 주파수에 대해서도 적절한 LQ 제어기 이득이 구해지도록 한다. 신경회로망에서 하나의 뉴런은 단순한 기능을 갖지만 뉴런을 연결하여 회로망을 구성하면 회로망은 계산과 기억저장 능력을 가지게 된다[12].

도로 외란의 주파수에 따라서 ES를 사용하여 최적화한 LQ

제어기의 이득을 신경회로망의 학습 데이터로 사용하였다. 신경회로망의 구조는 도로 외란의 주파수를 입력으로 하는 하나의 입력 뉴런과 LQ 제어기의 이득을 출력으로 하는 4개의 출력 뉴런 그리고 5개의 뉴런을 가지는 하나의 은닉층으로 되어 있다. 은닉층의 전이함수로는 hyperbolic tangent sigmoid 함수를 사용하였고 출력층은 선형 전이 함수를 사용하였다. 학습 방법으로는 역전파 학습규칙을 사용하였고 학습 속도의 증가를 위해 모멘텀(momentum)항을 추가하였다.

신경회로망을 사용함으로써 얻어지는 장점은 신경회로망의 특성 중에 하나인 일반화에 의해 학습시키지 않은 주파수에 대해서도 적절한 이득을 가지도록 보간되어 지는 것이다.

### 4.4 ER 댐퍼

ER 댐퍼는 전기장(electric field)을 인가하였을 때 점성이 변화하는 ER 유체를 이용하여 연속적으로 댐핑력을 조절할 수 있는 댐퍼이다.

ER 댐퍼 모델은 실험을 통해 구해졌고 그림 7은 피스톤의 스트로크(stroke) 속도와 댐핑력  $F_c$  와 전압과의 관계를 나타낸다. 댐퍼에 인가되는 전압은 제어 입력으로 사용되고 0에서 9000[volt] 범위에서 연속적으로 조절할 수 있다. 또한, 현가 장치에서 피스톤의 스트로크 속도는 현가 편차 속도와 같게 된다. 그림 7에서 전압이 증가함에 따라 댐핑력도 증가하고 댐퍼는 비선형적인 특성을 나타내는 것을 알 수 있다.

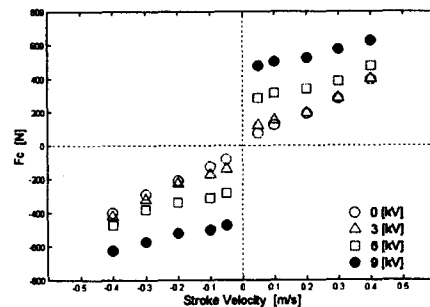


그림 7 ER 댐퍼의 특성

Fig. 7 Characteristics of the ER damper

댐퍼는 간단하게 아래의 식처럼 선형적으로 모델링 될 수 있다.

$$F_c = C(\dot{z}_s - \dot{z}_u) \quad (19)$$

여기서,  $C$  는 가변시킬 수 있는 댐핑 계수이다.

그러나 식(19)는 실험적으로 구한 그림 7의 ER 댐퍼의 실제 댐핑 특성을 적절하게 묘사할 수 없다. 따라서 댐핑력과 스트로크 속도와 전압이 관련된 다음 식이 제안되었다[1].

$$F_c = c_{\min}(\dot{z}_s - \dot{z}_u) + \text{sgn}(\dot{z}_s - \dot{z}_u)c_{ER}V \quad (20)$$

여기서,  $V$  는 댐퍼에 인가되는 전압으로 제어입력으로 이용된다. 그리고  $\text{sgn}$  은 시그넘(signum= "sign of")을 나타내고 다음과 같이 정의된다.

$$\text{sgn } x \equiv \begin{cases} +1, & x > 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (21)$$

계수  $c_{min}$  과  $c_{ER}$  은 댐퍼의 실제 특성을 근사화하기 위해 최소자승법으로 구할 수 있다. 이 계수들은 팽창과 압축에서 같다.

그림 8은 실험 데이터를 이용하여 최소 자승법으로 구한 ER 댐퍼 모델을 나타낸다.

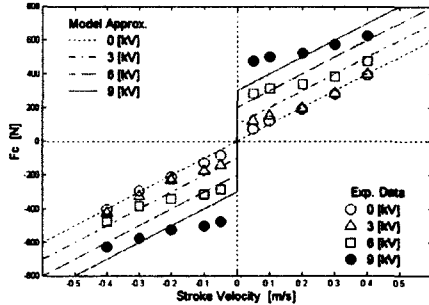


그림 8 ER 댐퍼 모델의 특성  
Fig. 8 Characteristics of an ER damper model

ER 댐퍼에서 발생해야 할 댐핑력은 LQ 제어기의 출력을 추종해야 하고 현가장치 운동방정식(1)에서 댐퍼가 압축되는 방향으로 댐핑력  $u$  를 양의 방향으로 정의하였으므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$F_c = -u(t) = Kx(t) \tag{22}$$

식(20)와 식(22)에서 제어입력  $V$  는 다음과 같다.

$$V = \text{sgn}(x_2 - x_4)[Kx - c_{min}(x_2 - x_4)]/c_{ER} \tag{23}$$

실제 댐퍼에 인가되는 전압  $V$  는 제한되어 있으므로 다음의 포화조건을 사용하였다.

$$\text{if } V \geq 9000, \text{ then } V = 9000 \tag{24}$$

$$\text{if } V \leq 0, \text{ then } V = 0 \tag{25}$$

LQ 제어기의 출력을 완전히 추종하려면 제어 입력에 구속 조건이 없어야 한다. 그러나 전압이 음이 되는 경우 즉, 댐퍼에서 힘을 발생시켜야 할 경우에 반응동 현가 장치는 힘을 발생시킬 수 없으므로 식(25)와 같이 댐핑력을 최소로 하는 것이 최선이다. 따라서 반응동 현가 장치는 준최적(quasi-optimal) 제어 시스템이 된다.

### 5. 모의 실험 및 고찰

모의 실험은 신경회로망 적용의 타당성을 확인하기 위하여 신경회로망을 적용한 경우와 적용하지 않은 경우의 모의실험과 제안된 제어기의 특성을 파악하기 위한 sweep되는 정현파 도로 입력에 대한 모의실험 및 실제 도로와 유사한 특성을 가지는 도로입력에 대하여 이득이 고정된 LQ제어기와 제안된 제어기의 성능을 비교 검토하기 위한 모의실험으로 구성하였다.

자동차 현가장치에 입력으로 작용하는 도로 입력은 실제 거리에 따른 도로의 형상과 자동차의 속도의 함수이다. 본 논문의 모의 실험에서 사용한 공간상의 거리  $x$  에 따른 도로의 형상은 다음 식과 같다.

$$z_r(x) = \frac{h}{2}(1 - \cos(2\pi x/\lambda)) \tag{26}$$

여기서,  $h$  는 도로 수직 최대 높이이고  $\lambda$  는 도로의 파장이 다. 자동차의 속도를  $v$  라고 하면 현가 장치에 작용하는 시간에 따른 도로 입력은 다음 식과 같다.

$$z_r(t) = \frac{h}{2}(1 - \cos(2\pi vt/\lambda)) \tag{27}$$

모의 실험에서 사용한 현가장치의 파라미터들은 표 1과 같다.

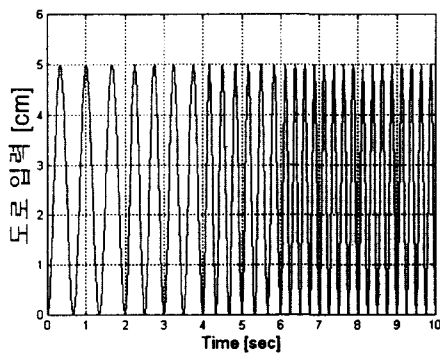
표 1 현가 장치 파라미터  
Table 1 Parameters of suspension model

계수	기호	단위	값
차체 질량	$M_s$	kg	200
차축 질량	$M_u$	kg	33
현가장치 강성	$k_s$	N/m	9,000
타이어 강성	$k_t$	N/m	200,000

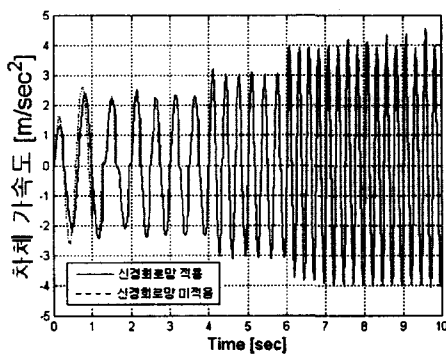
먼저, 신경회로망을 적용한 경우와 적용하지 않은 경우의 제어성능을 확인하고 신경회로망의 적용에 대한 타당성을 검토한다. 신경회로망을 적용하지 않은 경우는 관심 있는 주파수 영역을 대표주파수를 기준으로 하여 구간을 정하여 LQ제어 이득을 적용하였다. 예를 들면, 대표 주파수 2Hz에 대한 최적 LQ제어 이득  $K1$ 의 값이 10이라면, 도로입력 주파수가 1.5~2.5Hz인 경우는 LQ제어 이득  $K1$ 의 값이 10이 출력되도록 한 것이다.

그림 9(a)는 현가장치에 인가되는 도로입력이고, 그림 9(b)는 차체가속도 값을, 그림 9(c)는 RMS차체가속도 값을 그림으로 나타낸 것이다. 그림 9(c)를 살펴보면 신경회로망을 적용한 경우가 적용하지 않은 경우에 비하여 차체가속도 값이 좀 더 적은 값을 나타낸다. 즉, 신경회로망을 적용한 경우에 성능이 좋음을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 신경회로망을 도로입력 주파수에 대하여 LQ제어기의 이득을 보간하는 용도로 적용하였다.

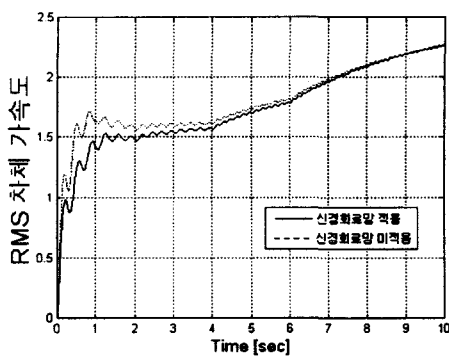
또한, 신경회로망은 on-line으로 동작하므로 실시간 처리 여부가 중요하다. 신경회로망의 연산에 걸리는 실제 시간을 검토하기 위해, 본 논문에 적용한 신경회로망을 C언어로 코딩하여 연산 소요시간을 조사하였다. 컴퓨터의 사양은 Pentium Celeron-533이며, 신경회로망의 입력에 신호가 인가될 때부터 신경회로망의 출력이 계산될 때까지의 시간은 5.495[ $\mu$ sec]로 측정되었다. 제안된 제어기의 샘플링 시간이 수msec 정도이므로 신경회로망의 연산에 소요되는 시간은 대단히 적은 시간이다. 따라서 실시간 제어가 가능하다고 판단된다.



(a)



(b)



(c)

그림 9 신경회로망을 적용한 경우와 적용하지 않은 경우의 반능동 현가장치의 응답

(a) 도로 입력 (b) 차체 가속도 (c) RMS 차체 가속도

Fig. 9 Response of semi-active suspension of with NN and without NN

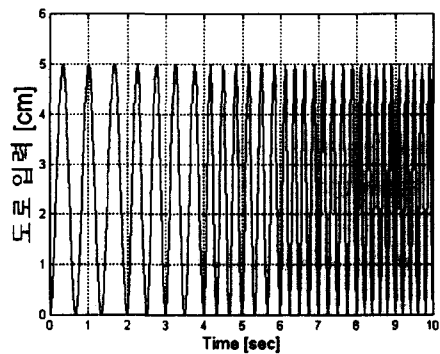
(a) road profile (b) sprung mass acceleration (c) RMS sprung mass acceleration

다음은 제안된 제어기의 특성을 파악하기 위한 sweep되는 정현파 도로입력에 대한 응답특성 평가이다.  $v$  는 일정하다고 가정하고  $h$  는 0.05[m]로 일정하게 두고 도로의 주파수가 1.5,

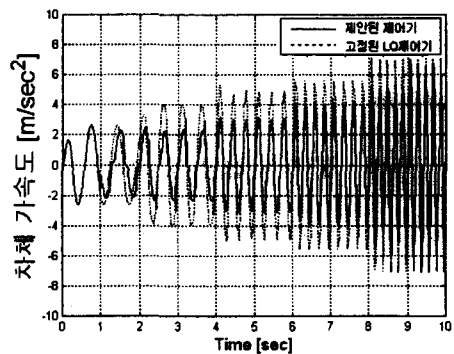
2, 3, 4, 5 [Hz]의 순서대로 변하는 경우에 대하여 모의 실험하였다. 수동 현가장치와 LQ제어 현가장치와의 비교는 LQ제어기를 적용한 경우에 성능이 우수하므로 생략하였다[7].

비교를 위해서 일정한 이득을 가지는 LQ 제어기의 이득은 도로 입력이 5 [Hz]일 경우 진화전략을 이용하여 구한 값을 적용하였다. 모의 실험결과인 그림10을 살펴보면, 도로 입력이 1.5 ~ 4 [Hz]에서 제안된 제어기와 이득이 고정된 제어기와 성능 차이가 많이 남을 알 수 있다. 제안된 방법은 도로의 주파수를 감지하여 신경회로망에 의해 적절한 이득으로 바꾸어 주므로 차체의 가속도 값이 많이 감소된 것을 알 수 있다. 도로 입력이 5 [Hz]인 구간에서는 성능이 유사함을 알 수 있다. 이것은 본 연구에서 제안한 제어기가 도로에 따라 잘 적응함으로써 승차감을 향상시킨 것을 보여 준다. 현가 편차는 제안된 제어기와 LQ 제어기가 비슷하게 나타났으며, 타이어 편차는 제안된 제어기가 LQ 제어기에 비하여 적은 값을 가짐으로 제안된 제어기가 조종 안정성이 더 좋은 것을 알 수 있다. 그림10(e)는 웨이브릿 변환을 이용하여 도로입력의 주파수를 추정하는 것을 나타낸다.

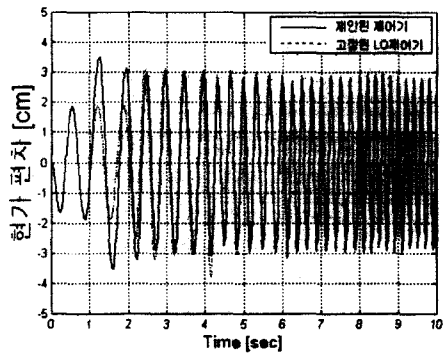
도로 감지는 앞에서 제안한 방법으로 이전의 1초 동안 저장된 현가 편차 신호를 가지고 하였으며 차가 출발할 때에는 도로를 감지하기 위한 현가 편차 신호가 불충분하므로 처음 1초 동안은 일반적인 주행을 위한 이득으로 설정해 두었다. 그리고 매 스텝마다 도로를 감지한 경우와 결과가 유사하고 계산 시간도 단축되므로 10 스텝마다 도로를 감지하였는데 실제 도로 주파수와 유사한 주파수로 추정하여 제안된 도로 감지 방법이 타당함을 보여 준다.



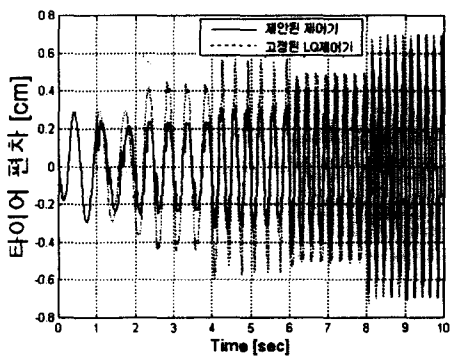
(a)



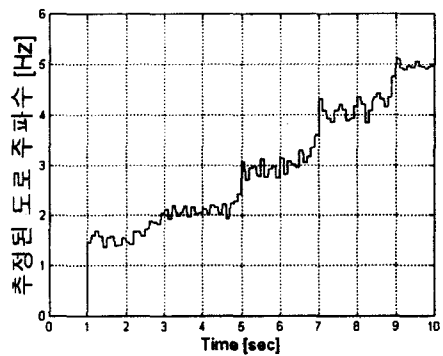
(b)



(c)



(d)



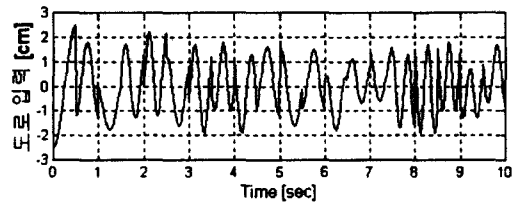
(e)

그림 10 Sweep되는 도로 입력에 대한 제안된 방법과 일정 이득을 가지는 LQ제어기의 반동현상장치의 응답  
(a) 도로 입력 (b) 차체 가속도 (c) 현가 편차  
(d) 타이어 편차 (e) 추정된 도로 주파수

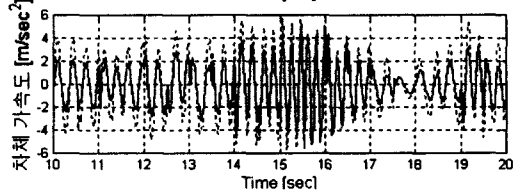
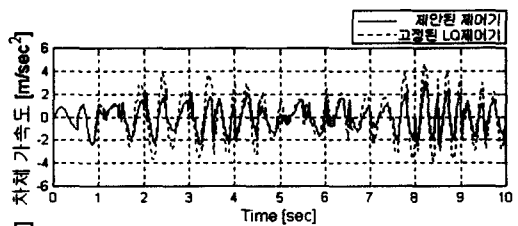
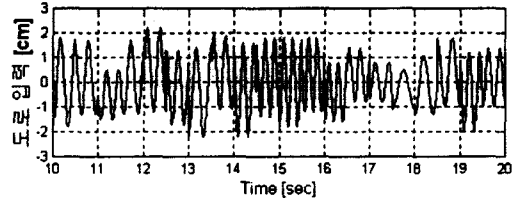
Fig. 10 Response of semi-active suspension of the proposed method and LQ controller with a constant gain under swept road input

- (a) road profile
- (b) sprung mass acceleration
- (c) rattle space
- (d) tire deflection
- (e) estimated road frequency

다음의 모의실험은 실제 도로와 유사한 특성을 가지는 도로 입력에 대하여 이득이 고정된 LQ제어기와 제안된 제어기의 성능을 비교 검토한 것이다. 그림 11(a)는 도로 입력을 나타낸 것으로 주파수, 진폭, 평균높이가 불규칙하게 변화한다. 그림 11(b)는 차체가속도 값으로서 승차감을 나타내는데 제안된 제어기의 가속도 값이 LQ제어기에 비하여 적다. 이는 제안된 제어기가 승차감이 더 좋음을 알 수 있다. 그림 11(c)의 현가 편차는 제안된 제어기와 LQ제어기가 유사하며, 그림 11(d)는 타이어 편차를 나타낸 것으로 제안된 제어기의 편차 값이 LQ제어기에 비하여 적으므로, 제안된 제어기의 조종안정성이 LQ제어기에 비하여 우수함을 알 수 있다. 그림 11 (e)는 추정된 도로의 주파수를 나타낸 것이다. 그림 11 (a)~(d)를 잘 판독 할 수 있도록 하기 위해 0~10초의 응답은 상단에, 10~20초의 응답은 하단에 나타내었고, 실선은 제안된 제어기의 응답이며, 점선은 고정된 LQ제어기의 응답이다.



(a)



(b)



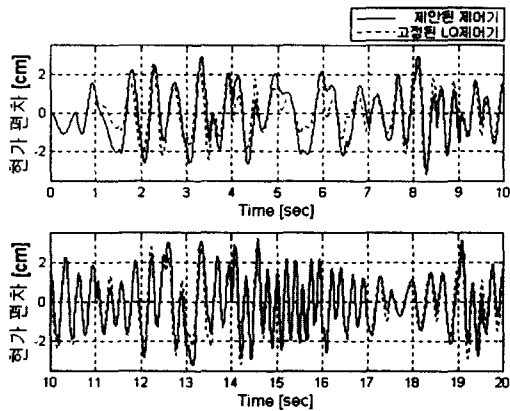
6. 결론

본 연구에서는 웨이브릿 변환을 이용하여 도로의 주파수를 감지하는 방법이 제안되었다. 이 방법에 의해 추정된 주파수는 실제 도로 주파수와 유사하며 추정오차에도 강인한 특성을 보였다. 또한 도로 주파수에 따라 최적의 LQ 제어기의 이득들을 진화전략을 이용하여 구한 다음 신경회로망을 이용하여 학습시켜 LQ 제어기의 이득을 가변 시킨 제어기를 제안하였다. 그리고 모의 실험을 통해 일정한 이득을 가지는 LQ 제어기보다 우수함을 보였다.

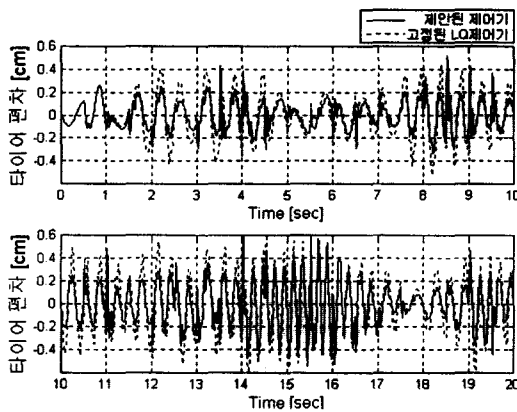
실제로 현가 장치의 상태변수는 타이어 편차와 같은 직접 측정할 수 없는 것이 있다. 그러나 본 연구에서는 피드백 제어를 위한 모든 상태 값을 안다고 가정하였다. 반동댐퍼의 특성이 비선형이므로 잘 알려진 Kalman필터와 같은 선형 관측기를 구현하기가 어렵지만 추후에 상태추정 과정이 제어기에 더 포함되어야 할 것이다.

참고 문헌

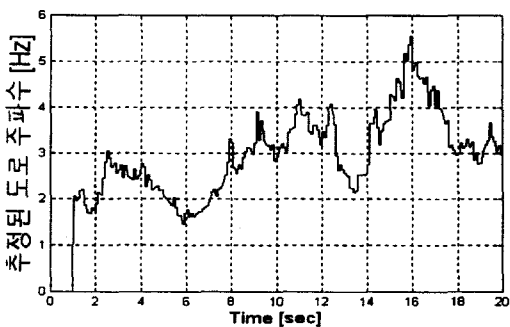
- [1] H. Yoshida, R. Bickel, M. Onda, and M. Nagai, "Semi-Active Control of Vehicle Vibration Using an Electro-Rheological Fluid Damper," *Proc. 2nd Asian Control Conference*, Seoul, pp. 641-644, 1997.
- [2] M. Nagai, M. Onda, T. Hasegawa, and H. Yosida, "Semi-Active Control of Vehicle Vibration Using Continuously Variable Damper," *3rd Int. Conf. on Motion and Vibration Control*, Chiba, pp.153-158, 1996.
- [3] N.K. Petek, "An Electronically Controlled Shock Absorber Using Electrorheological Fluid," *SAE Paper No. 920275*, 1992
- [4] D. Karnopp, M.J. Crosby, and R.A. Harwood, "Vibration Control Using Semi-Active Force Generators," *Trans. of ASME J. of Eng. for Snd*, Series B. vol. 96, no. 2, pp. 619-626, 1974.
- [5] T.J. Gordon, "Non-Linear Optimal Control of a Semi-Active Vehicle Suspension System," *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 5, no. 9, pp. 1603-1617, 1995.
- [6] A.G. Ulsoy, D. Hrovat, and T. Tseng, "Stability Robustness of LQ and LQG Active Suspensions," *J. of Dyn. Sys., Meas., and Cont.*, vol. 116, pp. 123-131, March 1994.
- [7] D. Hrovat, "Applications of Optimal Control to Advanced Automotive Suspension Design," *Trans. of ASME*, vol. 115, pp. 328-342, 1993.
- [8] C. Yue, T. Butsuen, and J. K. Hedrick, "Alternative Control Laws for Automotive Active Suspensions," *Trans. of ASME*, vol. 111, pp. 286-291, 1989.
- [9] Thomas Bäck, *Evolutionary Algorithms in Theory and Practice*, Oxford University Press, 1996.
- [10] C. Sidney Burrus, Ramesh A. Gopinath and Haitao Guo, *Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms*, Prentice-Hall Inc., 1998.
- [11] Gilbert Strang and Truong Nguyen, *Wavelets and Filter Banks*, Wellesley-Cambridge Press, 1996.
- [12] Jacek M. Zurada, *Introduction to Artificial Neural Networks*, West Publishing Company, 1992.
- [13] Yuan Liao and S. Elangovan, "Fault Noise Based Approach to Phase Selection Using Wavelets Based Feature



(c)



(d)



(e)

그림 11 제안된 방법과 일정 이득을 가지는 LQ제어 반동댐퍼 현가장치의 응답

- (a) 도로 입력 (b) 차체 가속도 (c) 현가 편차
- (d) 타이어 편차 (e) 추정된 도로 주파수

Fig. 11 Response of semi-active suspension of the proposed method and LQ controller with a constant gain

- (a) road profile (b) sprung mass acceleration
- (c) rattle space (d) tire deflection
- (e) estimated road frequency

Extraction," Electric Machines and Power Systems, 27: pp. 389-398, 1999.

Signal Amplitudes Using The Morlet Wavelet," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 47, no. 12, Dec. 1999.

[14] Samuel S. Osofsky, "Calculation of Transient Sinusoidal

## 저 자 소 개



김 대 준 (金 大 竣)

1965년 8월 22일 생. 1989년 인하대 전자공학과 졸업. 1995년 부산대 전기공학과(석사). 1999년 동 대학원(박사수료). 1999년 공업계 측정어 기술사. 1988~1998 동명중공업(주) 기술연구소 선임연구원. 1999년~현재 부산대학교 생산기술연구소 전임연구원. 1999년~현재 부산정보대학 전기전자계열 겸임 교수.

Tel : 051-510-1445, Fax : 051-513-0212,

E-mail : djkimm@hanmail.net



최 영 규 (崔 榮 奎)

1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 졸업(박사), 1990~1991년 미국 CALTECH 객원연구원, 1998~1999년 미국 Southwestern Louisiana Univ.

교관교수. 1986~현재 부산대 공대 전자전기정보컴퓨터공학부 교수.

Tel : 051-510-2371, Fax : 051-513-0212,

E-mail : ykichoi@pusan.ac.kr



김 한 수 (金 韓 秀)

1996년 동아대 전기공학과 졸업. 1999년 부산대 전기공학과 졸업(석사). 현재 군 북무중

Tel : 051-510-1445, Fax : 051-513-0212

E-mail : k\_h\_s@hanmail.net



김 성 신 (金 成 信)

1984년 연세대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 졸업(석사). 1996년 미국 Georgia Tech 졸업(박사). 1996~1998년 Georgia Tech. 연구원. 1997~1998년 Appalachian Electronic Instruments Inc. 협동연구원.

1999~현재 부산대 공대 전자전기정보컴퓨터공학부 조교수.

Tel : 051-510-2374, Fax : 051-513-0212,

E-mail : sskim007@pusan.ac.kr



전 향 식 (田 香 植)

1966년 1월 25일 생. 1988년 부산대 전기공학과 졸업. 1992년 동대학원 졸업(석사). 1999년 동 대학원 졸업(박사수료), 1992~1999 대우중공업(주). 1999~현재 한국항공우주산업(주) 선임연구원

Tel : 0593-851-2694, Fax : 051-513-0212

E-mail : hsjun@koreaaero.net