

자동차 실내 소음저감을 위한 다채널 능동 소음제어에 관한 연구 I : 컴퓨터 시뮬레이션

The Study of the Multi-Channel Active Noise Control for Noise Reduction of the Vehicle Cabin I : Computer Simulation

이 태 연*, 신 준*, 김 흥 섭**, 오 재 응***
T. Y. Lee, J. Shin, H. S. Kim, J. E. Oh

ABSTRACT

Active control of acoustic noise is an application area of adaptive digital signal processing with increasingly interest along the last year. This work studies the implementation of the multichannel LMS filter and the application of this algorithm for the reduction of the noise inside a vehicle cabin using a number of 'secondary sources' driven by adaptive filtering of a reference noise source. Firstly, we propose the use of an adaptive method for the time-variant optimal convergence factor. Secondly, we propose the use of adaptive delayed inverse model to estimate the elastic-acoustic transfer function presented in vehicle cabin.

The original, primary source is often periodic, with a known fundamental frequency. A suitably filtered reference signal can thus be used to drive the secondary sources. An algorithm is presented for adapting the coefficients of an FIR filter feeding such a secondary source in such a way as to minimize the output of a suitably placed microphone. In this algorithm, the coefficients of adaptive filter driving an array of secondary sources can be adapted to minimize the sum of the squares of the outputs of a number of error microphones. The multichannel LMS algorithm displays that such an algorithm is considered suitable to used for the global suppression of noise in vehicle cabin.

1. 서 론

과학 문명이 발달하면서 생활 수준의 향상과 함께 승용차는 단순한 교통수단으로서의 역할뿐만 아니라 주거환경에 대한 정숙성과 승차감의 안락함이 요구되고 있으며 또한 경제적인 측면에서 차량의 무게를 경량화하면서

실내 소음을 저감시키고자 많은 연구노력이 활발히 진행되고 있다. 그러나 최근 엔진의 고출력화와 에너지 절약 차원에서의 차량의 경량화는 필연적으로 소음의 증대를 초래하게 되고 특히 저주파소음이 실내 소음을 증가시키는 원인이 되고 있다. 이러한 차실내 소음의 증가 현상은 승객들의 요구인 정숙성 추구

* 한양대학교 정밀기계공학과
** 한양대학교 기전공학과
*** 한양대학교 자동차공학과, 정회원

에 역행하는 현상으로 최근 이에 대한 대책이 급속히 대두되고 있다.

차량의 실내 소음은 차량의 종류, 주행상태, 주행조건 등에 따라 매우 복잡한 양상을 나타내고 있으며, 차체 진동에 따른 부수적 소음 발생을 감소시키기 위한 차량의 실내 흡음재 부착에 따른 소음저감의 방법적 측면에서의 한계성에 직면하고 있다. 이처럼 여러가지 복잡한 경로를 통해 나타나는 차량 실내 소음의 주요 발생원으로서 엔진 및 구동 계통에서 발생하는 진동과 주행시 풍절음을 들 수 있는데 이 중, 엔진 및 구동계통에서 발생하는 소음은 주기적인 형태를 갖게 되며 이로인한 차체진동과 실내 음향 모우드 연성에 의해 나타나는 20~200 Hz 사이의 주파수 범위를 갖는 부우밍소음(booming noise)이 승객의 청각을 자극하는 저주파 소음이다.

승용차 실내 소음 저감을 위한 방법으로는 유한요소법등의 방법으로 차체의 구조-음향 연성관계에 의한 차실 음향해석을 통하여 차체의 설계변경 요소를 결정하는 방법이 있으며¹⁾, 또한 실험적 방법에 의해 엔진등 진동을 일으키는 부위를 차체와 진동절연을 시키는 등 특정요소의 구조변경을 함으로써 차실내 소음을 개선하는 방법을 이용하고 있으나 이러한 방법들은 구조변경에 따르는 장기간의 연구노력과 생산 비용의 증가 등 많은 어려움이 따르며 특히 저주파 영역의 소음의 저감효과가 그리 크지 않은 것이 특징이다. 이러한 저주파 소음을 능동적으로 제어하는 가능성에 대해 최근 꾸준히 연구되어 왔는데 그 기본적인 개념은 특정공간에서의 음향수준을 감소시키기 위해 제어된 부가적인 음을 발생시켜 이것과 원래의 소음에 의해 발생한 압력장(pressure field) 간의 파괴간섭(destructive interference)을 이용하는 것이다. 이러한 방법을 이용하여 균일한 덕트내에서 전파되어가는 평면파를 능동적으로 제어하는 1차원 전파의 문제에 대해 많은 연구가 진행되어 왔다.^{2~6)} 덕트내의 전체 음장은 소음원에 의해 발생한 음과 스피커에 의해 발생한 부가음원의 선형

중첩에 의해 이루어진 것이다. 이 경우의 덕트내에서 평면파만이 전파되어 간다고 간주하기 때문에 능동소음제어장치의 목적은 부가음원의 작용에 의해 하류(downstream)쪽으로 전파하는 음장의 음압을 감소시키는 것이다.

자동차 실내와 같은 밀폐 음향계에서의 소음분포는 음장 영역의 위치에 따라 소음분포가 국부적으로 다르게 분포하며, 제어기인 스피커와 센서인 마이크로폰 사이에는 음향계 전달함수와 상응한 미지의 전자음향 전달함수가 존재한다. 이러한 음향계 내에서 소음제어를 실현하기 위해서는 밀폐계 공간에 걸쳐 국부적으로 분포된 소음원의 정확한 식별과 음장내에 존재하는 전자음향 전달함수의 규명이 필수적이다. 따라서 밀폐계 음장에서의 소음제어는 이러한 전자음향 전달함수의 규명과 함께 다수의 센서와 다수의 제어기를 이용하여 개별적인 부가음원의 출력합의 최소화에 의해 전체 음향 포텐셜에너지의 최소화를 실현할 수 있으며 이것은 각 지점에서 측정된 센서의 자승 평균 오차의 합을 최소화시켜 소음을 저감시킬 수 있다.⁷⁾ 최적한 실내 승차 환경을 얻기 위해 저감시키고자 고려되는 소음의 관심주파수가 20~200Hz 사이의 저주파 대역이므로 이러한 저주파 소음을 제어하기 위해 일반적인 덕트계의 능동소음제어에 이용되는 단일 채널 적응제어 알고리즘을 다채널 화함으로써 음파의 파괴간섭에 의한 능동소음제어의 개념을 밀폐계 실내 공간의 소음 저감에 적용시킬 수 있다.⁸⁾ 즉, 자동차 실내 소음제어의 관점에 있어서, 승객의 귀 위치에서 1차적인 소음을 제어하기 위해 발생하는 부가음의 진폭과 위상은 차량의 구조나 운전조건, 차실내환경(예를들어 창외 개폐·실내온도·승객수등)에 따라 크게 변화하며 이와같은 변화의 양상은 귀 위치의 장소나 주파수 형태에 따라 복잡하게 변화한다. 이러한 환경하에서 정확하게 1차 소음을 제어하기 위한 부가음을 발생시키고 또한 최적한 부가음을 결정하는 귀의 위치가 있는 필요한 공간 전역에 대해서 이러한 조건이 성립하여야 하기 때문에

덕트계의 적응소음제어에 기초한 다채널 적응 알고리즘의 응용이 필요하게 되었다.

본 연구에서는 덕트계에서 평면파가 전파 되는 경우의 능동제어 방법을 단일 채널 알고리즘으로 구현하고 소음전파 형태가 보다 복잡한 자동차와 같은 밀폐계 실내 소음제어 문제에 적용시키기 위해 Nelson, Elliot 등⁷⁾이 제안한 복수 오차 LMS(multiple error least mean square) 알고리즘을 이용하여 조화적인 소음원에 의해 가진되는 밀폐계의 능동소음제어 문제에 대한 적용 가능성을 고려하였으며, 아울러 음장내에 존재하는 전자음향 전달함수를 제어계의 구동중에 온라인(on-line)으로 결정하는 문제를 제시하고자 하였다.

2. 음향계 구조 및 적응제어 이론

2.1 모델의 적응 알고리즘

디지털 신호처리기법에서 널리 이용되는 적응알고리즘에는 최소평균자승(least mean square: LMS) 알고리즘 및 최소자승(least square) 알고리즘등이 있는데 통계적 성질이 불확실한 미지의 시스템에 비교적 적용하기 쉬운 LMS 알고리즘이 주로 사용된다. 이 알고리즘은 평균자승오차(mean square error)를 최소화하기 위하여 사용되는 계수 또는 가중치(weight)를 갖는 FIR(finite impulse response)필터이다. 오차는 Fig. 1에 나타낸 바와 같이 제어대상계(plant)의 출력과 모델의 출력과의 차인 식(1)로 정의한다.⁸⁾

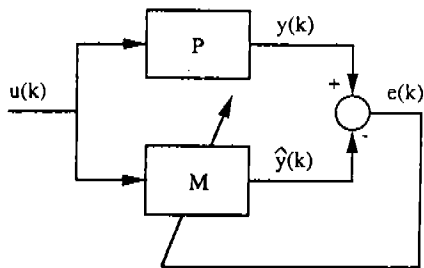


Fig. 1 The output error formulation used with the LMS algorithm

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) \tag{1}$$

$$\hat{y}(n) = W^T(n)u(n) \tag{2}$$

$$\begin{aligned} \nabla(n) &= \begin{pmatrix} \frac{\partial e^2(n)}{\partial W_0(n)} \\ \vdots \\ \frac{\partial e^2(n)}{\partial W_L(n)} \end{pmatrix} = 2e(n) \begin{pmatrix} \frac{\partial e(n)}{\partial W_0(n)} \\ \vdots \\ \frac{\partial e(n)}{\partial W_L(n)} \end{pmatrix} \\ &= -2e(n) u(n) \end{aligned} \tag{3}$$

$$W(n+1) = W(n) - \mu \nabla(n) \tag{4}$$

$$W(n+1) = W(n) + 2\mu e(n) u(n) \tag{5}$$

평균자승오차는 가중치(weight) W 의 2차 함수로서 오차와 입력의 계속되는 값에 기초한 식(3)의 평균자승오차함수의 기울기(gradient)를 이용하여 순환적으로 갱신된 가중치를 식(5)와 같이 얻을 수 있다. 식(4)와 식(5)에서 LMS 알고리즘이 안정하기 위한 수렴계수 μ 의 필요충분조건식은 다음과 같다.

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}} \approx \frac{1}{tr[R]} \tag{6}$$

여기서 λ_{max} 은 입력 공분산 행렬 $[R]$ 의 최대 고유치이다.

식(6)과 같이 수렴계수 μ 를 구하기 위해 자기공분산행렬(auto-covariance matrix) R 의 고유치를 구해야 하는데, 실제의 계에서는 계산량이 이로인해 증대되어 적응속도를 감소시킨다. 이와같은 고유치 계산문제를 개선하여 λ_{max} 값 대신에 $tr[R]$ 을 쓸 수 있으나 공분산 행렬 $[R]$ 자체가 기대값이므로 정확한 값을 구하기가 쉽지 않다. 그리고 μ 의 경계가 클 경우 μ 의 최적한 값을 얻기 위하여 많은 시행착오법(trial error method)이 요구된다. 따라서 능동소음제어와 같이 제어계의 운용중에 입력데이터의 통계적 성질이 시

간에 따라 변화하는 환경하에서도 최적한 수렴계수를 온라인(on-line)으로 구하는 방법의 도입이 요구된다.

2.2 적응 수렴계수의 최적값 결정

LMS 알고리즘을 이용하는 본 연구에서는 수렴계수 μ 의 최적한 시변값을 결정하기 위해 다음과 같은 방법을 이용한다. 적응제어계의 $(n+1)$ 번째 오차 $e(n+1)$ 은 n 번째 오차 $e(n)$ 과 시변 수렴계수 $\mu_i(n)$ 으로써 Taylor 급수를 이용해 표현하면 다음 식과 같다.⁹⁾

$$e(n+1) = e(n) + \sum_{i=0}^N \frac{\partial e(n)}{\partial W_i(n)} \Delta W_i$$

$$= e(n) - 2 \mu_i(n) e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial W_i(n)} \quad (7)$$

여기서, N 은 적응필터의 차수(즉, 적응필터 계수의 갯수)

$$\Delta W_i = W_i(n+1) - W_i(n)$$

(7)식에서 고차항은 오차함수가 선형이므로 무시하였으며 이것의 자승을 취하면

$$e^2(n+1) = e^2(n) \left\{ 1 - 2 \sum_{i=0}^N \mu_i(n) \left(\frac{\partial e(n)}{\partial W_i(n)} \right)^2 \right\} \quad (8)$$

(8)식의 μ_i 에 관한 미분치를 0으로 놓고 최적수렴계수 $\mu^*(n)$ 를 구하면

$$\mu^*(n) = \frac{1}{2 \sum_{i=0}^N \left(\frac{\partial e(n)}{\partial W_i(n)} \right)^2} \quad (9)$$

(1)식에서 $\frac{\partial e(n)}{\partial W_i(n)}$ 를 구해 식(9)에 대입하면 매 시간(time sequence) n 에서의 최적한 수렴계수 $\mu^*(n)$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.⁹⁾

$$\mu^*(n) = \frac{1}{2 \sum_{i=0}^N u^2(n-i)} \quad (10)$$

적용필터 계수를 갱신시키는 식(5)에서의 수렴계수 μ 대신 (10)식에서 구한 최적한 수렴계수 $\mu^*(n)$ 를 이용하면 적용필터의 계수 갱신 식(5)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$W(n+1) = W(n) + \mu^*(n) e(n) u(n) \quad (11)$$

2.3 단일 채널 알고리즘

일반적인 기계의 동작은 왕복특성 및 회전특성을 갖기 때문에 1 차음원에서 발생하는 소음은 보통 주기적인 특성을 갖는다. 따라서 참고신호(reference signal)는 원래의 음압장과 똑같은 기본 주파수를 갖는 것을 운용할 수 있다.

이러한 방법을 이용하여 균일한 덕트내에서 전파되어가는 평면파를 능동적으로 제어하는 선형적인 형태를 나타내면 Fig.2와 같다. 덕트내의 전체 음장은 소음원에 의해 발생한 음과 스피커에 의해 발생한 부가음원의 선형중첩에 의해 이루어진 것이다. 이 경우의 능동소음제어장치의 목적은 Fig.2(a)의 부가음원 오른쪽의 음장의 음압을 감소시키는 것이다. 덕트내에서 평면파만이 전파되어 간다고 간주

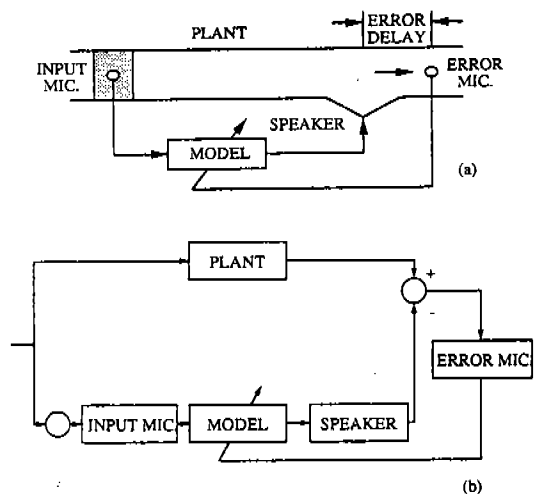


Fig.2 (a) Schematic diagram of active noise control system
(b) Block diagram of active noise control system

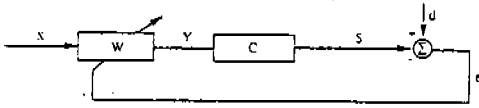


Fig.3 Block diagram of a single channel active noise control system

하기 때문에 이러한 목표를 달성하기 위해 부가음원의 적절한 위치설정으로써 충분히 음압을 0으로 할 수가 있다. 실제적인 능동제어계의 제어기준(control criterion)은 부가음원에 입력되는 값을 조절함으로써 단일 마이크로폰의 출력의 자승평균값을 최소화 시킬 수 있다.

Fig.2(a)에서 이 참고신호는 전자적인 제어장치 W를 거쳐 부가음을 발생시키기 위해 이용된다.

이러한 장치의 블록선도를 Fig. 3과 같이 나타낼 수 있는데 여기서 모든 신호가 샘플링된다고 가정하고 전자음향 전달함수 C는 필터의 재구성, 마이크로폰과 스피커의 전자음향반응 및 덕트의 음향반응등을 포함한다고 가정한다.

여기서 제어기는 차수가 I 이고 계수가 W_i 인 FIR 필터이고, 전자음향 전달함수 C는 차수가 K이고 계수가 C_k 인 또 다른 FIR 필터라 하면 오차신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e(n) = d(n) - \sum_{k=0}^{K-1} C_k \sum_{i=0}^{I-1} W_i X(n-i-k) \tag{12}$$

여기서 $d(n)$ 은 부가음의 입력을 0으로 설정하였을 때 오차마이크로폰에 샘플링된 신호이다.

단일 채널 능동제어계에 있어서 성능지수는, 부가음을 발생시키는 제어기를 적응시킴으로써 최소화시키고자 하는 오차기준으로서 다음과 같이 정의한다.

$$J = \overline{e^2(n)} \tag{13}$$

$e(n)$ 은 식(12)에 나타난 바와 같이 적응시켜야 할 필터 계수 W_i 의 선형함수이므로 오차기준 J는 총체적으로 유일한 최소값을 갖는 각 W_i 의 2차함수가 된다. 오차기준 J를 최소화시키기 위하여 FIR 필터의 각 계수 W_i 를 적응적으로 변화시키도록 간단한 기울기 변화(gradient descent) 방법을 이용할 수 있다. 이와같은 계수에 대한 오차기준 J의 기울기(gradient)는 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{\partial J}{\partial W_i} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial W_i} \tag{14}$$

$$\text{여기서 } \frac{\partial e(n)}{\partial W_i} = C_k X(n-i-k)$$

식(14)에서 기울기는 전자음향 전달함수 C를 통해 지연된 참고신호 $X(n-i)$ 를 보냄으로써 얻어지는 시퀀스(sequence)를 의미한다. 이 시퀀스를 $r(n-i)$ 라고 나타내면 식(14)의 기울기는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{\partial J}{\partial W_i} = 2e(n) r(n-i) \tag{15}$$

필터 계수를 갱신하기 위해 최대경사기법(steepest gradient method)을 이용한다면 각 계수를 구하기 위해 식(15)에 의해 각 계수를 계산하고 그 다음에 그 기울기에 비례한 양만큼 계수를 증가시킨다. 그런데 이것은 식(15)를 시간 평균해야 하므로 시간이 많이 소요되는 과정이다. 또다른 방법은 기울기의 추정 통계적인 식별 방법이다. 이 방법은 새로 들어온 모든 오차 샘플 $e(n)$ 에 대해 모든 필터 계수를 갱신시킨다. 이러한 적응 알고리즘은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$W_i(n+1) = W_i(n) + \mu(n) e(n) r(n-i) \tag{16}$$

성능곡면과 LMS 필터 계수의 적응화 과정의 관계를 도식적으로 나타내면 Fig.4와 같다. 이것은 음향계가 어떻게 변화하는가에 따

라 적용하게 되는 필터의 계수 W 가 최적하게 변화하는 LMS 알고리즘에 있어서 성능지수 $J = e^2$ 과 필터계수 W_0, W_1 (필터계수가 2차인 경우)과의 관계를 나타낸 것이다. 여기서 J 는 W_0, W_1 을 변수로 하는 2차곡면으로 되고 성능곡면이라고 하는 이 2차곡면의 구배 방향으로 향하여 W 가 갱신된다. 그 갱신하는 벡터의 크기를 결정하는 $\mu(n)$ 을 수렴계수라 하며 이 수렴계수 $\mu(n)$ 은 이 적응 알고리즘이 소음장 내에서의 입력신호의 변화를 탐지하도록 계속 최적한 값을 결정해 간다. 이 알고리즘의 특성은 앞에서 논의된 바와 같이 동위상의 신호를 이용할 수 있다면 주기적인 가진에 특히 적합하다. 이렇게 동시에 샘플링한 주기적인 시스템에 대해 바람직한 특성을 갖는 LMS 알고리즘이 능동소음 제어에 널리 이용된다.

전자음향 전달함수 C 로써 운용되는 이 알고리즘의 특성은 C 의 공진특성과 전체적인 지연에 의해 크게 좌우된다. 이러한 영향 중 가장 근본적인 것이 지연인데 실제계에서 C 에 부여되는 이 지연은 음파가 부가음원으로부터 오차마이크로폰까지 전파되어 가는데 걸리는 시간뿐만 아니라 디지털 처리시간에 따

른 본래의 지연과 실제계의 운용에 있어서 필요한 필터의 재구성 때문이다.

3. 다채널 알고리즘 (multichannel algorithm)

3.1 밀폐계 소음제어 평가 기준

소음이 전파하는 음향계가 덕트 상에서 소음이 전파하는 평면과 전파의 경우보다 더욱 복잡하게 되면 능동소음제어장치의 평가기준을 더욱 더 정의하기가 어려워진다. 밀폐계의 능동소음제어에 대한 한가지 가능한 목표는 밀폐계 내부의 전체 음향 포텐셜 에너지를 최소화하는 것이다. 이 문제는 부가음원의 위치가 명시된다면 간단한 기구적 구성으로 형상화시킬 수 있다. 음향 포텐셜 에너지의 최소화의 문제는 주어진 계의 성능을 결정하는데 있어서 매우 중요한 것이다. 실제로 전체 포텐셜 에너지를 직접적으로 관측할 수가 없으므로 실제계에 있어서의 성능지수로 사용할 수가 없으나 다수의 오차마이크로폰 출력 오차 자승의 합을 구함으로써 이 양의 근사값을 얻을 수가 있다.

밀폐계 내에서 음향 모드 밀도가 낮은 음장에 대해 음향 모드의 절선 (nodal line) 이 아닌 위치에 마이크로폰을 정확히 설치하면 음압 자승의 합이 전체 음향 포텐셜 에너지에 대한 유효한 측정지표로 이용될 수 있다. 각각의 부가음원을 운용하는 제어기를 조절함으로써 다수의 오차마이크로폰 출력 자승의 합을 최소화하는 실제적인 다채널 능동소음제어장치를 밀폐계 내에 구성할 수 있다. 이와 같은 제어시스템의 경우 부가음원은 감지센서 (detection sensor) 배열을 통해 입력된 전자음향 전달함수를 매트릭스로 구성한 제어기를 경유하여 제어신호를 출력한다. 이러한 감지센서들은 다수의 1차음원으로부터의 음향을 감지할 뿐만 아니라 부가음원으로부터의 출력에 영향을 받는다. 이것은 제어기 내에서 출력오차의 성능 곡면 (performance surface)

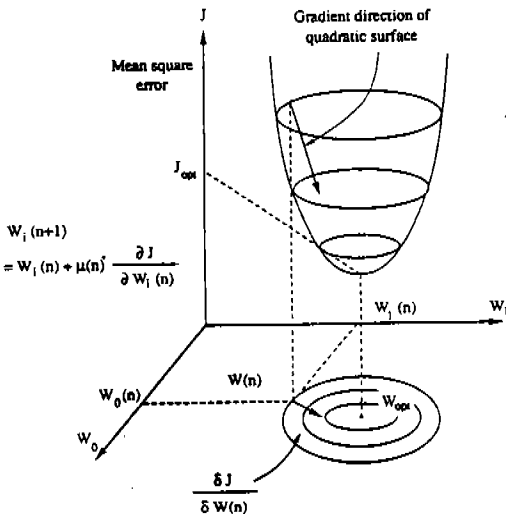


Fig. 4 Relationship between performance surface and equivalent weight values

내에 국부적인 최소치를 가질 가능성을 고려해야 함을 의미하며 이 경우 식 (13)의 오차기준(error criteria)이 제어부에 고차함수의 필터계수를 도입해야 하는 영향을 주게 된다. 그러나 대부분의 경우에 있어서 기계구조물은 주기적인 형태의 가진을 일으키게 되고 능동소음 제어 방법은 이러한 주기적인 가진을 갖는 밀폐계 내에 대하여 그 적용방법을 고려하게 된다.

밀폐계의 경계가 강제로 구성되고 기계로부터의 주소음원을 분리된 단일 회로로 제어기에 독립된 참고신호로서 공급할 경우 부가음원의 작용이 기계로부터의 참고 신호에 영향을 미치지 않기 때문에 이 경우 음향계환이 존재하지 않으며 오차기준이 적응필터 계수 내에서 2차식으로 된다. 이러한 환경하에서 앞에서 언급한 통계적 기울기 추정에 근거한 복수 오차 LMS 알고리즘은 새로운 오차기준을 최소화하도록 각각의 부가음을 운용하는 필터의 계수를 적용시킨다. 이러한 방법을 구현한 제어계를 나타내면 Fig.5와 같다. 즉, 이것은 차실내 승객의 귀 위치로 전달되는 엔진실로부터의 소음에 대해 귀의 위치에서 같은 진폭의 역위상으로 되는 부가음을 제어스피커에서 발생시켜 이들의 중첩에 의해 소음을 제어하는 개념도이다.

감지센서로서 L개의 오차마이크로폰을 사용할 때 성능지수는 다수의 오차마이크로폰에 감지되는 오차의 합을 최소화 시키고자 하는 오차기준으로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$J = \sum_{i=1}^L \overline{e_i^2(n)} \quad (17)$$

그리고 M개의 부가음원이 존재할 때 출력 오차는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$e_1(n) = d_1(n) + \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{K-1} C_{1mk} \sum_{i=0}^{I-1} W_{mi} X(n-i-k) \quad (18)$$

여기서 C_{1mk} 는 m차 부가음원과 l차 오차마이크로폰간의 전자음향(electro-acoustic)

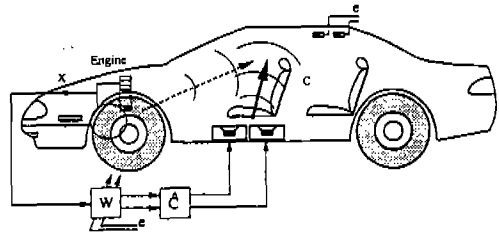


Fig. 5 Schematic diagram of multi-channel active sound control system

전달함수로 모델링하는 k차 FIR 필터 계수이다. 따라서 성능지수의 기울기는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial J}{\partial W_{mi}} = 2 \sum_{i=1}^L \overline{e_1(n)} \frac{\partial e_1(n)}{\partial W_{mi}} \quad (19)$$

여기서, $\frac{\partial e_1(n)}{\partial W_{mi}} = \sum_{k=0}^{K-1} C_{1mk} X(n-i-k)$

필터링된 참고신호를 $r_{1m}(n-i)$ 로 정의하면 (19)식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial J}{\partial W_{mi}} = 2 \sum_{i=1}^L \overline{e_1(n) r_{1m}(n-i)} \quad (20)$$

각각의 새로운 입력 샘플에 대해 모든 부가음을 운용하는 필터 내의 모든 계수를 갱신시키는데 이 기울기의 순간적인 값을 이용할 수 있다.

$$W_{mi}(n+1) = W_{mi}(n) + \mu(n) \sum_{i=1}^L e_1(n) r_{1m}(n-i) \quad (21)$$

3.2 적응 지연 역모델의 이용

m차 부가음원과 l차 오차마이크로폰간의 전자음향(electro-acoustic) 전달함수를 모델링하는 C_{1mj} 는 Wiener 필터링 이론을 이용하여 오프 라인(off-line)으로 결정할 수 있으나 오프 라인 결정방법은 계의 운용동안에는 적용이 되지 않기 때문에 전자음향 전달경로의 전달함수가 제어대상계에 대해 수정

되지 않는다. 따라서 본 연구에서는 이러한 전자음향 전달함수를 온라인(on-line)으로 결정하는 문제를 고려하였다. 추가적인 음원인 스피커와 오차마이크로폰이 이상적인 응답특성을 갖는다고 간주하면 이러한 추가적인 전달함수 C_{lmj} 는 m 번째 부가음원과 l 번째 오차마이크로폰까지의 음향적인 응답에 기인하는 것이다.

음향전달 경로의 추가적인 전달함수를 구하기 위해 Widrow가 제안한 적응 지연 역모델(adaptive delayed inverse model)을 이용하여 미지의 전달함수 C_{lmj} 를 구하도록 하였다.¹⁰⁾

Fig.6에서 미지의 플랜트의 전달함수를 $P(z)$, 적응 지연 역모델의 전달함수를 $H^*(z)$ 라 하고 그리고 이 적응지연 역모델의 최적한 최소사승 가중치(least-square weights)를 W_k^* 라 하면 이들 관계식을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$H^*(z) = z\text{-transform of } [W_k^*] \\ = \frac{\Phi_{xy}(z)}{\Phi_{xx}(z)} \quad (22)$$

여기서, $\Phi_{xx}(z)$ 는 적응지연 역모델의 자기 상관 파워스펙트럼
 $\Phi_{xy}(z)$ 는 적응지연 역모델의 상호 상관 파워스펙트럼

$$\Phi_{xx}(z) = \Phi_{uu}(z) |P(z)|^2 \quad (23)$$

$$\Phi_{xy}(z) = \Phi_{yx}(z^{-1}) = z^{-d} \Phi_{uu}(z) P(z^{-1}) \quad (24)$$

$$H^*(z) = \frac{z^{-d} \Phi_{uu}(z) P(z^{-1})}{\Phi_{uu}(z) |P(z)|^2} \quad (25)$$

여기서, $|P(z)|^2 = P(z) P(z^{-1})$

$$H^*(z) = \frac{z^{-d}}{P(z)} \quad (26)$$

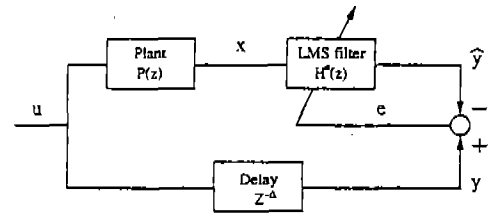


Fig.6 Delayed adaptive plant inverse model

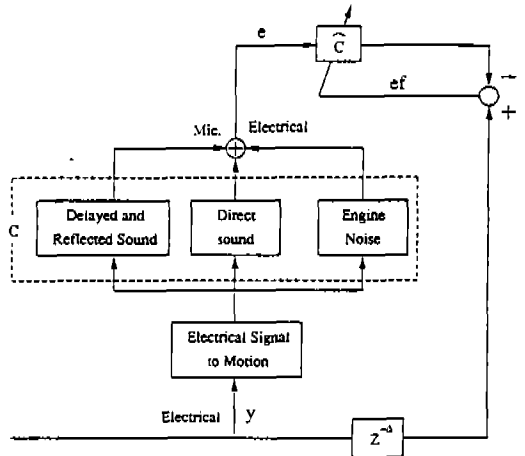


Fig.7 Adaptive delayed Inverse modeling of direct modeling process

따라서 최적한 적응지연 역모델의 전달함수는 지연 d 를 갖는 전자음향 전달함수의 역으로 나타나며 이것으로써 밀폐계 내에 존재하는 음향전달함수를 온라인으로 결정할 수 있다. 자동차 실내의 전자적인 음향전달함수는 스피커로부터 발생된 제어음이 마이크로폰으로 직접 전달되는 음향과 실내에서 반사 또는 지연되는 음향 및 엔진부로부터의 소음등이 복합된 것으로 볼 수 있으며 이들을 고려한 적응지연 역모델의 구성을 나타내면 Fig. 7과 같다.

4. 컴퓨터 시뮬레이션

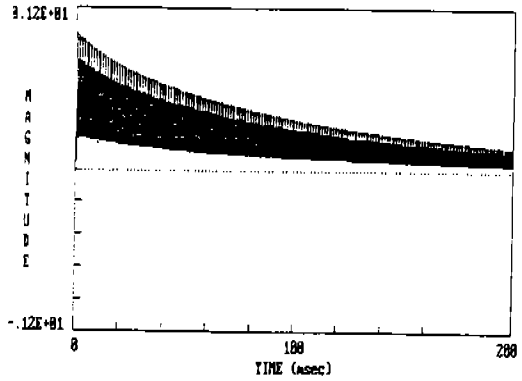
4.1 단일 채널 알고리즘의 특성

능동소음제어에 널리 이용되는 식(5)의 적

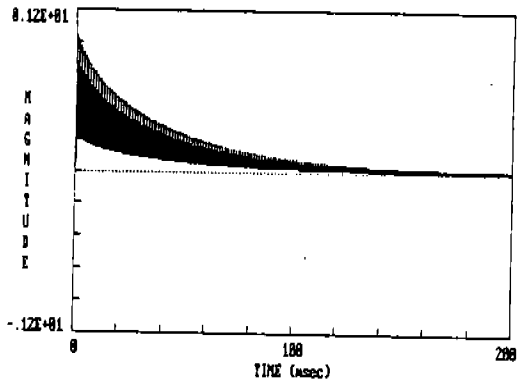
응 알고리즘의 특성을 본 연구에서 제시한 식 (16)의 적응알고리즘과 비교하기 위해 동시적으로 샘플링된 참고신호를 이용한 간단한 단일 채널 알고리즘의 시뮬레이션으로써 예시하기로 한다. 이 경우의 가진은 정현파로 가정하고 매 주기당 정확히 4회 샘플링한다고 고려하면 참고신호를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(n) = \cos(n\pi/2) \quad (27)$$

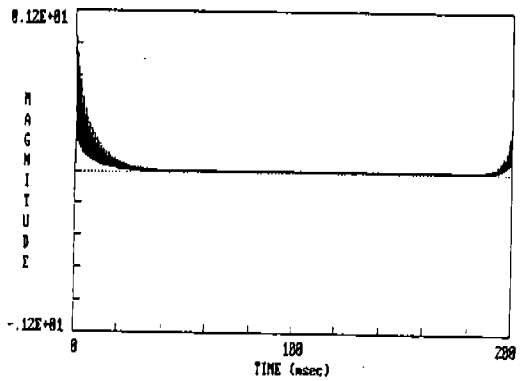
Fig.3에서 나타낸 전자 음향전달함수 C로써 운용되는 이 알고리즘의 특성은 C의 공진 특성과 계의 전체적인 지연에 의해 크게 좌우된다. 이러한 영향 중 가장 기본적인 것은 음향계에 존재하는 지연(delay)으로 실제계에서 C에 부여되는 지연은 음향파가 부가음원으로부터 오차마이크로폰까지 전파되어 가는데 걸리는 시간뿐만 아니라 디지털 처리시간에 따른 본래의 지연과 실제계의 운용에 있어서 필요한 엔티-에어라이징(anti-aliasing)과 필터의 재구성(filter reconstruction) 때문이다. 단일 채널 알고리즘의 특성을 알아보기 위한 컴퓨터 시뮬레이션은 먼저 식(5)에서 각기 다른 3가지 수렴계수 μ 값에 대하여 오차 자승의 평균값이 시간에 따라 변화하는 거동으로써 비교하였다. 일정한 값의 수렴계수를 이용한 시뮬레이션 결과를 Fig.8에 나타내었다. 이 결과에서 수렴계수 $\mu = 0.05$ 에서 수렴이 완만하게 나타나는 아감쇠의 특성을 나타내며, $\mu = 0.15$ 인 값에서 적절한 적응이 일어나는 수렴결과를 나타내며, 이보다 수렴계수 값이 큰 $\mu = 0.5$ 에서는 적응과정의 초기에 빠른 수렴이 일어나는 과감쇠 특성을 나타내나 일정시간 후 수렴특성이 발산하게 되어 계가 불안정하게 된다. 이와같이 적응필터 알고리즘의 운용에 있어서 수렴계수의 선정에 많은 시행착오과정을 요구하고 있다. 따라서 본 연구에서 제시한 시변적인 적응 수렴계수를 이용한 식(16)을 이용하여 평균자승오차(mean square error)의 함을 나타낸 시뮬레이션한 결과를 이에 대한 수렴계수의 추적정



(a) $\mu = 0.05$

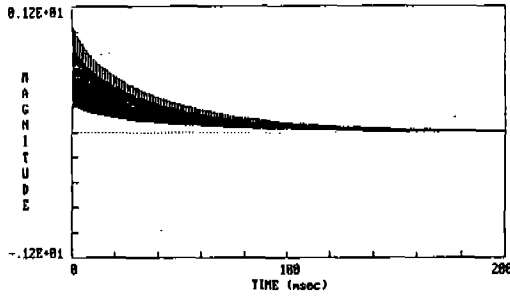


(b) $\mu = 0.15$

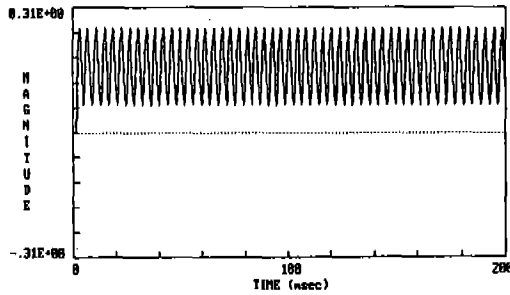


(c) $\mu = 0.5$

Fig.8 The averaged mean square error against time for the simulation of the single channel active noise control system, operating on a synchronously sampled pure tone, for three value of the convergence coefficients, $\mu = 0.05, 0.15, 0.5$



(a)



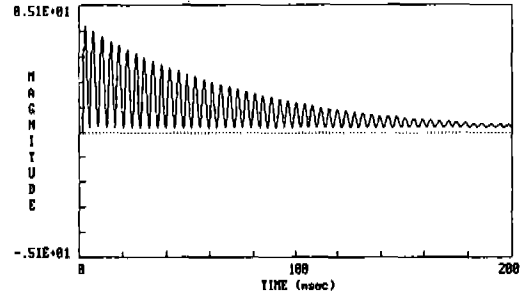
(b)

Fig.9 (a) The averaged mean square error for single channel active noise control system using the optimally time-varying convergence coefficient
(b) Trace tendency of convergence coefficient for the case of (a)

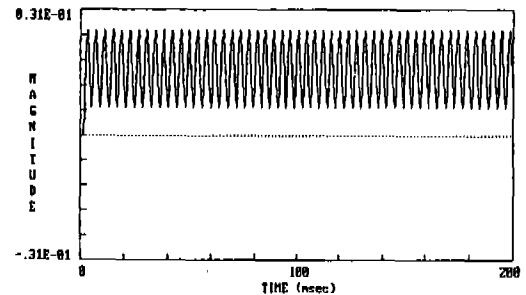
향과 함께 Fig.9에 나타내었다. 이 결과로부터 본 연구에서 제안한 알고리즘이 입력신호의 통계적 성질에 따라 최적한 수렴계수를 제어계의 구동중에 온라인으로 결정해 잡을 알 수 있다.

4.2 다채널 알고리즘의 특성

본 연구에서 이용한 바와같이 입력신호의 순시적인 통계적 성질에 따라 적응필터의 가중치를 변화시키는 이러한 추정통계적 기울기 (stochastic gradient)에 기초한 알고리즘은 filtered-x LMS 알고리즘의 다채널화한 형태이다. 이 알고리즘을 이용하여 주기적인 1차음원만으로 운용되는 밀폐계 내에서 2개의 제어스피커의 작용에 의해 4개의 오차마이크로폰의 출력을 최소화시키기 위해 능동소음



(a)



(b)

Fig.10 (a) The averaged mean square error for multichannel active noise control system using optimally time-varying convergence coefficient
(b) the trace tendency of convergence coefficient in equivalent system of (a)

제어계에 적용하였다. 식(21)의 특성을 평가하기 위해 동시적으로 샘플링된 참고신호 $x(n)$ 을 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션 하였다.

컴퓨터 시뮬레이션은 제어계의 전달함수를 나타내기 위해 FIR 필터를 운용하여 수행하였으며 본 알고리즘의 가장 중요한 특성은 한 주기에 대한 간단한 지연만으로 모델링하더라도 계를 잘 표현할 수 있다는 점이다. 이 경우 엔진의 가진파 신호는 식(27)과 같이 나타낼 수 있는 정현파로 가정하였으며 동시적으로 샘플링한 참고신호와 지연을 간단한 순환항으로 모델링한 각각의 전자 음향전달함수를 이용하여 시뮬레이션 하였다. 4개의 오차마이크로폰 샘플값으로부터 평균자승오차 (mean square error)의 합을 나타낸 다채널 시스템의 특성을 Fig.10에 나타내었다. 본 알

고리즘을 이용한 다채널의 성능이 평균자승 오차의 값이 시간에 따라 지수적으로 감소하는 단일 채널의 경우와 유사한 특성을 나타내었으며 본 알고리즘이 자동차 실내의 평균압인 출력오차의 자승 합을 최소화 시키기 위하여 제어스피커의 출력을 잘 적응해 감을 알 수 있다.

주기적인 전화 사이클을 갖는 내연기관에 있어서 발생하는 조화적인 가진 신호에 대한 시뮬레이션으로서 다음 식(28)과 같이 나타낼 수 있는 참고신호를 고려하였다.

$$x(n) = \sum_{i=1}^4 \cos\left(\frac{n\pi i}{2}\right) + e(n) \quad (28)$$

Fig. 11은 엔진의 주기적인 가진과 신호를 샘플링하는 과정에서 고려될 수 있는 측정잡음으로 크기가 균일한 불규칙소음(random noise) $e(n)$ 을 나타낸 것이며, Fig. 12는 이러한 측정잡음에 몇 개의 정현파가 복합되어 있는 참고신호 입력에 대한 오차마이크로폰 자승오차의 합을 나타내었다. 도시한 결과에서 알 수 있는 바와 같이 조화적인 소음가진에 있어서 우수한 제어성능을 보이며 복합적인 정현파 신호에 대해서도 계속 잘 적응함을 알 수 있다.

또한 주행중 자동차 실내로 전파하는 20Hz ~ 200Hz 사이의 부밍소음과 같은 저주파 소음에 대한 본 알고리즘의 성능을 살펴보기 위해 200 Hz 까지 소음수준이 비선형적으로 점증하는 참고신호 입력에 대한 제어 결과를 Fig. 13에 나타내었으며 시뮬레이션 결과 부밍소음과 같은 저주파에 소음제어에 효과적인 제어성능을 나타냄을 알 수 있다.

이상의 시뮬레이션 결과로부터 이 다채널 알고리즘의 특성이 상관관계가 없는 측정잡음과 참고신호 $r_{1m}(n-i)$ 를 발생시키는 과정의 출력오차에 대해서 매우 강인한 특성을 나타내었다. 비용합수 J 는 이 경우 2개의 제어음원의 작용에 의해 완전히 0으로 감소할 수가 없다. 그러나 최적의 적응필터 계수

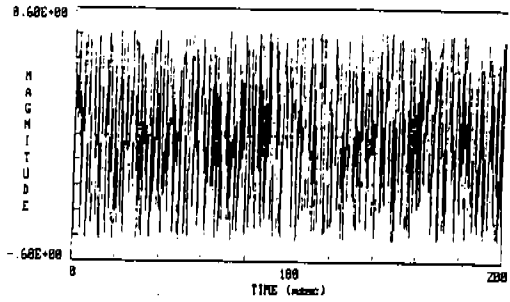


Fig.11 Additive stationary random noise on the sampling process of periodic exciting signal from engine

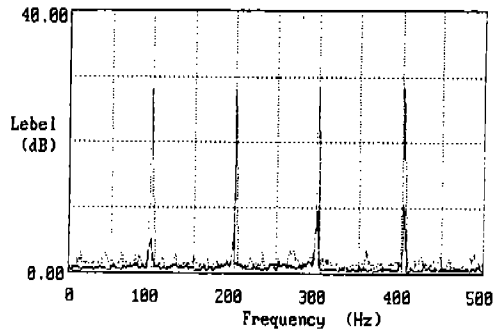


Fig.12 FFT spectra of the squared error for reference input signal which is complexed with several sinusoidal signal and sensing noise (dashed line: control off, solid line: control on)

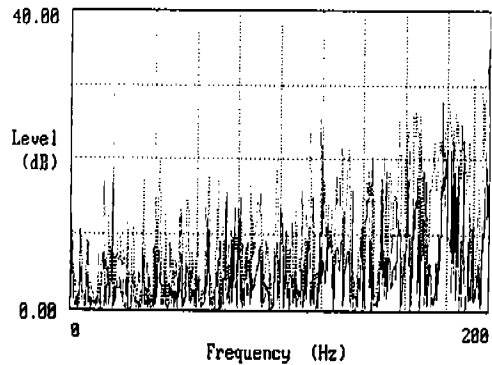


Fig.13 FFT spectra of the squared error for reference input $x(n)$ increased non-linearly as for simulated bombing noise (dashed line: control off, solid line: control on)

값에 상응한 J 의 최적한 값을 계산할 수 있으며 수렴계수 $\mu(m)$ 가 입력신호의 통계적 특성에 따라 시변적으로 변화하는 본 알고리즘이 음향계에 있어서의 약간의 비선형성을 갖는 입력신호에 대해서도 잘 수렴함을 알 수 있다.

5. 결 론

자동차 실내에 전파하는 소음과 같이 조화적인 가진원에 의해 소음파가 전파하는 밀폐계의 소음을 능동적으로 제어하기 위한 연구로서, 다채널 LMS 알고리즘에 의한 적응필터 기법을 적용한 본 연구의 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

(1) 입력신호의 통계적 성질이 변화하는 환경하에서 최적한 시변수렴계수를 온라인으로 결정하는 본 연구에서의 알고리즘을 이용하여 주기적인 정현파 및 랜덤파 소음의 능동제어 시뮬레이션 결과 최소소음 수준을 유지할 수 있는 수렴성을 보였다.

(2) 밀폐계 내에 존재하는 전자적인 음향 전달함수를 온라인(on-line)으로 적용시키는 방법을 제안하였다.

(3) 본 연구의 결과를 바탕으로 감쇠시키기 곤란한 자동차 실내의 부밍소음과 같은 저주파수 소음제어에 효과적인 다채널 능동소음 제어 방법의 실시간 적용 가능성을 제시하였다.

본 연구에서 제안한 다채널 능동 소음제어 방법을 실제 차실내에서 적용하기 위해서는 엔티-에어라이징(anti-aliasing)을 위한 필터의 재구성 및 마이크로폰과 스피커, 특히 스피커의 전자음향 반응등을 포함한 동특성을 미리 구해 둘 필요가 있다.

참 고 문 헌

1. 김석현, 이장무 외 2인, "승용차의 차실 음향 및 차체 진동에 관한 연구 I", 대한기계학회 논문집, 제10권, 제4호, pp.529~534, 1986
2. Scott D.Synder and Colin H.Hanssen, "Active Noise Control in Duct : Some Physical Insight", J.Acoust. Spc.Am., Vol.86, No.1, pp.184~194, 1989
3. L.J.Erikson and M.C.Allie, "A Practical System for Active Attenuation in Duct", J.Sound & Vib., Vol.22, pp.30~34, 1988
4. L.J.Erikson, M.C.Allie and Greiner, "the Selection and Application of IIR Adaptive Filter for Use in Active Sound Attenuation", IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process, Vol. ASSp-35, No.4, pp.433~437, 1989
5. 이태연, 김철호, 오재용, "적응 신호처리기법을 이용한 능동 소음제어에 관한 연구", 대한기계학회 논문집, 제15권, 제3호, pp.809~823, 1991
6. Burgess., J.C., "Active Adaptive Sound Control in a duct : A Computer Simulation", J.Acoust. Soc. Am., Vol70, No.3, pp.715~726, 1981
7. S.J.Elliot et al, "A Multiple Error LMS Algorithm & Acoustic Speech Signal Processing, Vol. ASSP-35, pp.1423-1434, 1987
8. M.Salikuddin, H.K. Tanna, R.H.Burrin and M. M.S. Khan, "Application of Active Noise Control to Model Propeller Noise", J.Sound Vib.vol. 137(1), pp.9~41, 1990
9. Widrow, B., Sterns, S.D., Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1985
10. Wasfy B.Mikhael, Frank H.Wu, Leonid G.Kazovsky, George S.Kang, "Adaptive Filters with Individual Adaptation of Parameter", IEEE Trans. on CAS, Vol. CAS-33, No.7, pp. 677~686, 1986.
11. Widrow, B. McCool, John M. and Medoff, Barry P., "Adaptive Control by Inverse Modeling", Proc. IEEE 12th Asilmor Conference on Circuit and system, Pacific Grove, Ca., pp. 90~94, 1979.