

광대역 잡음의 전역 감쇠를 위한 에너지 밀도 제어

Energy Density Control for the Global Attenuation of Broadband Noise Fields

박 영 철*, 윤 정 현**, 윤 대 회**, 차 일 환**

(Young Cheol Park*, Jeong Hyeon Yun**, Dae Hee Youn**, Il Whan Cha**)

요 약

본 논문에서는 일차원 밀폐함 내의 광대역 소음을 제어하기 위한 에너지 밀도(energy density) 제어 알고리즘의 성능을 평가한다. 주파수 영역에서 최적 능동 소음 제어 필터를 설계할 경우 종종 시간 영역에서 물리적으로 실현할 수 없는 결과를 얻게 된다. 이런 문제를 피하기 위해 본 논문에서는 시간 영역에서 문제를 해석한다. 이러한 접근 방법은 항상 물리적으로 실현 가능한 최적 제어를 얻을 수 있게 해 준다. 능동 소음 제어 시스템의 성능을 예측하기 위해 실시간 모의 실험 결과로부터 음압을 최소화 하는 것보다 에너지 밀도를 최소화 하는 것이 광대역 소음의 전역적인 감쇠(global attenuation)에 있어서 향상된 결과를 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. 또한 특정 지점에서, 검출된 에너지 밀도를 최소화할 경우 밀폐함 내에 있는 위치 에너지를 최소화하는 방법에서 얻을 수 있는 결과와 유사한 정도의 소음 전역 감쇠를 얻을 수 있었다. 그리고 음압 상승 제어 방법과는 달리 에너지 밀도 제어 방법은 일차원 음장에서 사용하는 경우 오차 센서의 위치에 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 본 논문은 또한 에너지 밀도 제어 알고리즘의 실제 구현시에 일반적으로 사용되는 두 개의 센서를 사용하는 구현 기술을 살펴보고, 이 기술이 큰 성능 저하 없이 에너지 밀도 제어 알고리즘을 구현할 수 있음을 보인다.

ABSTRACT

The performance of the energy density control algorithm for controlling a broadband noise is evaluated in a one-dimensional enclosure. To avoid noncausality problem of a control filter, which often happens in a frequency domain optimization, analyses presented in this paper are undertaken in the time domain. This approach provides the form of the causally constrained optimal controller. Numerical results are presented to predict the performance of the active noise control system, and indicate that improved global attenuation of the broadband noise can be achieved by minimizing the energy density, rather than the squared pressure. It is shown that minimizing the energy density at a single location yields global attenuation results that are comparable to minimizing the potential energy. Furthermore, unlike the squared pressure control, the energy density control does not demonstrate any dependence on the error sensor location for this one-dimensional field. A practical implementation of the energy-based control algorithm is presented. Results show that the energy density control can be implemented using the two sensor technique with a tolerable margin of performance degradation.

I. 서 론

밀폐함의 음장 제어는 능동 소음 제어에서 관심 있게 연구되는 분야의 하나이다. 능동 소음 제어 알고리즘은 선택하는 비용함수에 따라 몇 가지 형태로 분류된다. 일반적으로 선택하는 비용함수로는 위치 에너지, 음압 상승

평균, 에너지 밀도 등이 있다. 이 중 위치 에너지를 최소화하는 방법은 소음의 전역 감쇠면에 있어서 가장 좋은 제어 결과를 보여 준다¹. 그러나 실제 상황에서 음향 위치 에너지의 측정은 매우 어려우며, 이 때문에 많은 개수의 센서를 써서 음향 위치 에너지 추정치를 구하는 방법이 사용되기도 한다². 한편 상승 음압을 최소화하는 능동 소음 제어 시스템은 제어 구조가 간단하고 계산면에서 효율적이라는 장점 때문에 밀폐함 내의 소음을 제어하는데 널리 이용되어 왔다. 그렇지만 기존 연구 결과^{2,3,4}에

*Graduate Program in Acoustics & Applied Research Laboratory, The Pennsylvania State University

**연세대학교 전자공학과

접수일자: 1995년 12월 23일

의하면 이 방법은 밀폐함 내의 특정 지점에서 검출된 음압을 최소화하도록 설계되었을 때 전역 소음 계어가 이루어지며, 소위 국부 제어 현상을 보인다.

최근에 제어 구조를 단순화하고, 보다 넓은 영역에 걸쳐 음장을 전역 제어하기 위한 새로운 방법이 시도되었다^{1,2}. 이 방법은 밀폐함 내의 서로 다른 장소에서 에너지 밀도를 검출하고, 이를 최소화하도록 제어를 설계하는 것으로서, 특정 몇몇 장소에서 얻은 국지적인 변수, 즉 각 지점에서의 에너지 밀도를 제어함으로써 밀폐함 전역에 분포한 잡음을 제어 한다는 개념으로부터 출발하여 개발된 방법이다. 지금까지 보고된 밀폐함 내의 소음 제어 연구 결과에 따르면 자승 음압을 최소화하는 것보다 음향 에너지 밀도를 최소화하는 것이 결정 신호로 여겨진 음장에 대해 더 좋은 전역 감쇠 결과를 얻을 수 있다^{3,4,5}. 또한 이 방법은 음장에서 측정된 음압을 제어할 때 국지적인 정음 영역을 갖게 되는 원인이 되는 spillover 문제를 극복할 수 있다는 장점을 갖는다. 그러나 최근까지 실시된 실험들은 대부분 에너지 밀도 제어 자승 음압 제어 방법보다 우수하다는 사실을 결정 신호에 대해서만 입증한 것들이었다. 실제 상황에서 문제되는 신호가 많을 경우 광대역 소음이란 점을 고려한다면, 기존의 결과들만으로는 각 알고리즘간의 특성 및 성능 비교 평가가 정당하다고 결론짓기엔 부족하다. 따라서 광대역 난수 소음을 제어하기 위해 각 알고리즘이 사용되었을 때 얻을 수 있는 결과를 예측하는 일은 여러 면에서 필요한 과정이다.

본 연구의 목적은 일차원 밀폐함의 에너지 밀도를 최소화함으로써 얻을 수 있는 광대역 소음의 전역 감쇠 정도를, 자승 음압이나 음향 위치 에너지를 최소화함으로써 얻을 수 있는 결과와 비교, 분석하는 것이다. 본 논문에서 제시되는 결과들은 물리적으로 실현 가능한 능동 제어 필터를 얻기 위해 시간 영역에서 최적화하는 방법을 바탕으로 분석한 결과이다.

주파수 영역에서 제어 필터를 최적화하고 분석하는 접근 방법은 능동 소음 제어 시스템이 물리적으로 가질 수 있는 제한 조건을 설정하는 데 유용하게 사용되어 왔다^{6,7}. 그렇지만 이 방법이 갖는 가장 큰 문제점은 결정 신호에 대해서는 실제 물리적인 상태를 완전하게 예측할 수 있는 방법이지만, 시간 영역에서 실현 불가능한 최적 제어를 만들어 내기 때문에 광대역 랜덤 잡음을 제어하는 경우에 대해서는 그 결과를 예측하는 데 사용하기 어렵다는 점이다⁸. 이러한 이유로 본 논문에서는 시간 영역에서 물리적 실현이 가능한 형태로 최적화된 잡음 제어를 통하여 앞서 언급한 능동 소음 제어 방법들의 성능을 평가, 비교한다.

에너지 밀도 제어와 관련된 또 다른 문제는 음향 압력 뿐 아니라 음향 입자 속도 성분도 측정하여야 한다는 것이다. 왜냐하면 에너지 밀도 함수가 압력으로 표현되는 위치 에너지 밀도와, 입자 속도로 표현되는 운동 에너지

밀도의 합으로 주어지기 때문이다. 이런 문제는 여러 개의 센서를 사용하여 측정 지점의 에너지 밀도를 근사적으로 측정함으로써 해결할 수 있다. 일반적으로 두 개의 음압 마이크로폰을 사용하면 하나의 속도 성분을 추정할 수 있다^{4,5}. 그렇지만 이렇게 추정된 결과가 이상적인 속도 센서를 사용하였을 때의 결과와 비슷한 성능을 갖는가를 검증할 필요가 있다. 본 논문에서는 두 개의 음압 마이크로폰을 사용하여 실제로 에너지 밀도 제어 알고리즘을 구현하였을 때의 성능을 실험 결과를 통하여 평가한다.

II장에서 모드 해석을 통해 얻어지는 주파수 영역 최적화 방법을 소개하고, III장에서는 물리적으로 실현 가능한 제한 조건하에서 최적화된 소음 제어 필터에 대한 내용을, 그리고 IV장에서는 최적 제어 필터의 성능을 실험 결과를 통하여 평가한다. V장에서는 두 개의 압력 마이크로폰을 사용하여 에너지 밀도 제어 알고리즘을 구현한 결과를 보이며, VI장의 결론으로써 본 논문을 맺는다.

II. 주파수 영역에서의 최적화

주파수 영역에서 제어기의 최적화는 밀폐함 내 음장의 모드 해석 방법을 바탕으로 한다^{1,8}. 본 절에서는 일차원 밀폐함에서 제어기의 최적화에 대하여 설명한다. 또한 모델을 단순화 하기 위하여 하나의 일차 소음원과 하나의 이차 제어 음원이 있는 경우를 고려하였으며, 밀폐함이 단일 주파수를 갖는 잡음원에 의해 여기된 경우에 대해 최적화를 수행하였다. 단일 주파수 음원에 의해 여기된 음장이 정상 상태에 도달하였을 때 일차원 위치 x 에서 는 음압, $p(x)$ 는 각 모드 성분들의 합으로 주어진다.

$$p(x) = \sum_{m=0}^{\infty} (A_m + B_m Q_c) \Phi_m(x) \quad (1)$$

이식에서 m 은 모드 인덱스이고, $\Phi_m(x)$ 는 밀폐함의 고유 함수에 따른 함수이며, Q_c 는 복소수 형태의 이차 제어 음원의 세기를 나타낸다. 그리고 가중치 A_m 과 B_m 은 각각 일차 음원에 의한 음장과 이차 제어 음장에 관련된 모드 가중치를 나타낸다.

최적 제어기의 설계 목표는 선택된 성능 함수를 최소로 하는 이차 제어 음원의 세기 Q_c 를 계산하여 찾는 것이다. 제어기의 계수들은 위치에너지, 자승 음압 그리고 에너지 밀도와 같은 서로 다른 비용 함수에 따라 최적화되는데 이들 세 가지 성능 함수는 아래와 같이 표현 된다⁹.

$$I_{PE} = \frac{L}{4\rho c^2} \sum_{m=0}^{\infty} |A_m + B_m Q_c|^2 \quad (2)$$

$$I_{SP} = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} [A_m + B_m Q_c][A_n + B_n Q_n]^* \Phi_m(x) \Phi_n(x) \quad (3)$$

$$L_{ED} = \frac{1}{2\rho c^2} \sum_{m=0}^L \sum_{n=0}^L [A_m + B_m Q_c] [A_n + B_n Q_n] F_{m,n}(x) \quad (4)$$

식 (4)에서 함수, $F_{m,n}(x)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$F_{m,n}(x) = \Phi_m(x)\Phi_n(x) + \frac{1}{k^2} \frac{\partial \Phi_m(x)}{\partial x} \frac{\partial \Phi_n(x)}{\partial x} \quad (5)$$

식 (2)~(4)에서 아래 첨자 PE, SP, ED는 각각 위치 에너지, 자승 음압 그리고 에너지 밀도의 비용 함수임을 나타낸다. 또한 L 은 일차원 밀폐함의 길이를 나타내고 ρ 는 밀폐함 내의 유체 밀도, c 는 음향 위상 속도, 그리고 *는 공역복소수를 나타낸다.

위에 언급된 세 가지 비용 함수 중 위치 에너지를 비용 함수로 사용하는 방법은 이론적인 해석을 위해서는 항상 최적으로 비교되는 대상이지만 전 영역의 위치 에너지를 측정할 수 있는 센서가 없다는 점 때문에 구현에 한계를 갖는다². 실제로 가장 많이 쓰이는 방법은 식 (3)의 비용 함수 즉, 자승 음압을 사용하는 것이다. 이 방법은 서로 다른 위치에서의 음압 크기 측정만을 필요로 하기 때문에 쉽게 구현할 수 있다. 그렇지만 이 방법은 국지적인 정음 영역을 가짐으로써 목표료 하는 전역 소음 감쇠를 얻기는 어렵다. 서로 다른 위치에서의 에너지 밀도를 제어하는 식 (4)의 비용 함수로 표현되는 세 번째 방법 또한 지역 측정을 하지만 이 방법은 자승 음압을 제어하는 것보다 더 전역적인 정보를 얻을 수 있다. 위에 언급된 세 가지 방법에 의한 최적화 결과는 다음과 같다³.

$$Q_{c,PE} = - \frac{\sum_{m=0}^L B_m^* A_m}{\sum_{m=0}^L B_m^* B_m} \quad (6)$$

$$Q_{c,SP} = - \frac{\sum_{m=0}^L A_m \Phi_m(x)}{\sum_{m=0}^L B_m \Phi_m(x)} \quad (7)$$

$$Q_{c,ED} = \frac{\sum_{m=0}^L \sum_{n=0}^L A_m B_n^* F_{m,n}(x)}{\sum_{m=0}^L \sum_{n=0}^L A_m B_n^* F_{m,n}(x)} \quad (8)$$

앞서 언급한 것처럼 음향 위치 에너지 제어는 밀폐함 내의 전역 에너지를 사용하기 때문에 전역 제어 측면에서 최적의 이론적 해법으로 제안되어 왔다². 위의 모델과 최적화 방법은 시뮬레이션 프로그램을 통해 구현하고, 결과를 IV장에서 제시 분석하기로 한다.

III. 시간 영역에서의 최적화

전체 주파수 영역에 걸친 주파수 영역 최적화의 결과로써 최적의 복소 이차 음원의 세기를 얻을 수 있다. 그러나 이 방법의 잘 알려진 단점은 시간 영역에서 실현 불가능한 충격 응답함수를 갖을 수도 있다는 것이다. 따라서 시간 영역에서 항상 실현 가능한 최적 제어 필터를 구현하기 위해서는 실현 가능한 제한 조건하에서 시간 영역에서의 최적화를 수행해야 한다.

A. 자승 음압 제어 알고리즘

그림 1은 최적 잡음 제어 디지털 시스템의 개략적인 모델이다. 잡음 신호 $x(k)$ 는 지역 센서를 사용하여 일차 잡

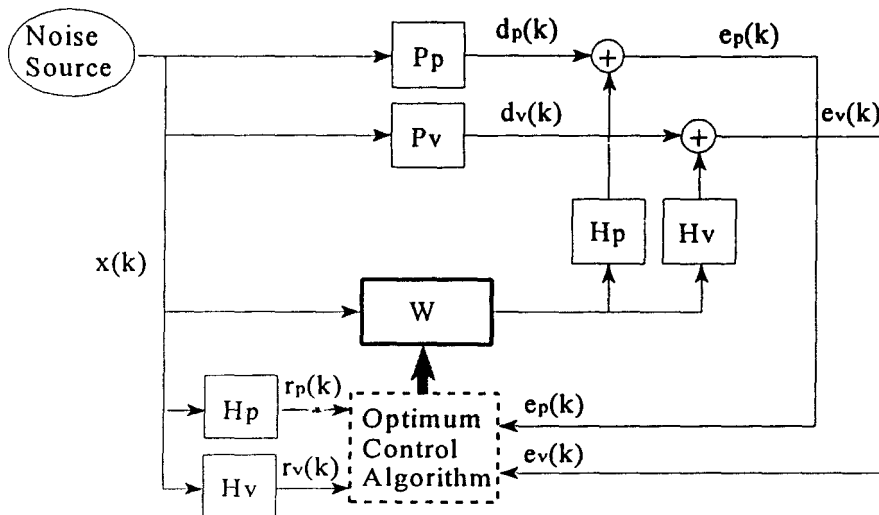


Fig 1. A schematic diagram of the optimum noise control system

음원의 위치에서 측정된다. 이 잡음 신호는 잡음원에 의한 소음이 제거되어야 한 오차 센서의 위치까지 음향학적으로 그리고 구조적으로 전파된다. 제거되는 오차 센서의 위치에서 특정 파라미터가 최소로 되도록 이차 제어 음원을 구동하게 된다. 오차 센서는 이차 음원 출력과 주 잡음이 오차 센서 위치까지 전파된 신호를 측정하게 된다.

그림 1에서 아래 첨자 p 와 v 는 각각 압력과 속도 변수를 나타낸다. 그림 1의 블록 P_p 와 P_v 는 각각 일차 잡음원에서 음향 압력 센서까지의 전달함수와, 잡음원에서 음향 속도 센서까지의 전달함수를 나타내며 블록 H_p 와 H_v 는 적응 필터 출력에서 압력 센서, 그리고 적응 필터 출력에서 속도 센서까지의 전달함수를 나타낸다. 참조 입력 샘플들을 $x(k), x(k-1), \dots, x(k-N)$ 로 나타내고 w_0, w_1, \dots, w_N 을 TDL(tapped-delay-line)로 구현된 N 차 제어 필터의 탭 계수라 하자. 또한 $h_{p,m}, 0 \leq m \leq M$ 을 필터 출력에서 입력 오차 센서까지의 충격응답을 표현하는 M 차 FIR(finite impulse response) 필터의 가중치라고 하자. 이때 압력 센서에서 검출된 음압 신호는 다음식과 같이 주 잡음원에 의한 주 압력 신호 $d_p(k)$ 와 이차 제어 음원의 출력에 따른 제어 입력 신호의 합으로 나타낸다.

$$e_p(k) = d_p(k) + \sum_{n=0}^N w_n \sum_{m=0}^M h_{p,m} x(k-n-m). \quad (9)$$

식 (9)에서 아래 첨자 p 는 음압에 관련된 변수를 의미하며, 필터 계수 $w_n, 0 \leq n \leq N$ 은 제어될 시스템의 응답에 비해 천천히 변한다고 가정한다⁹. 수식을 간단히 하기 위해 w 와 $r(k)$ 를 각각 $(N+1) \times 1$ 가중치 벡터와 이차 음원 경로를 모델링하는 FIR 필터에 의해 필터링된 참조 입력 신호라고 놓자.

$$w = [w_0 w_1 \dots w_N]^T,$$

$$r_p(k) = [r_p(k) r_p(k-1) \dots r_p(k-N)]^T. \quad (10)$$

위 식에서 r 는 전치 행렬을 의미하고 필터링된 참조 입력 신호는 아래와 같이 정의 된다⁸.

$$r_p(k-n) = \sum_{m=0}^M h_{p,m} x(k-n-m), \quad 0 \leq n \leq N. \quad (11)$$

식 (10)의 정의에 따라 입력오차 신호를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$e_p(k) = d_p(k) + w^T r_p(k). \quad (12)$$

자승 압력 제어 알고리즘의 최적 가중치 벡터는 압력 오차 신호의 자승의 기대값을 가중치 벡터 w 에 대하여 최소화함으로써 구할 수 있다. 최적 제어기는 다음의 2차

최적화 문제를 풀어서 설계할 수 있다.

$$\min_w J_{SP}, J_{SP} = E\{e_p^2(k)\}. \quad (13)$$

비용 함수 J_{SP} 를 2차 형태로 풀어 쓰면 다음과 같다.

$$J_{SP} = E\{d_p^2(k)\} + 2w^T P_p(k) + w^T R_p(k) w \quad (14)$$

위 식에서 $R_p(k) = E\{r_p(k) r_p^T(k)\}$ 이고 $P_p(k) = E\{d_p(k) r_p^T(k)\}$ 로써 각각 음압에 관련된 필터링된 참조 입력 신호의 자기 상관 행렬과 주 잡음 입력과 필터링된 참조 입력 사이의 상호 상관 벡터를 나타낸다. 비용 함수 J_{SP} 가 단 하나의 최소점을 갖는 함수이기 때문에 최적해는 기울기가 0이 되는 점으로 주어진다. 따라서 최적해는 다음과 같다.

$$w_{0,SP} = -R_p^{-1}(k) P_p(k). \quad (15)$$

자승 압력 제어에 관련된 신호처리 문제는 센서 출력을 최소화 하는 적응 알고리즘을 설계하는 것이고, 궁극적으로는 제어 필터의 가중치를 조정함으로써 최적 제어 신호를 얻는 것이다. 이를 위해 상당수의 적응 알고리즘들이 개발되었으나 대부분 간단히 구현할 수 있다는 장점을 갖는 filtered-x LMS 알고리즘^{9,10,11} 또는 recursive LMS 알고리즘¹²에 근거를 두고 개발되어 왔다.

B. 에너지 밀도 제어 알고리즘

음장 내의 오차 센서 위치에서 음향 에너지 밀도는 다음과 같이 표현된다⁸.

$$\xi = \frac{e_v^2(k)}{2\rho c^2} + \frac{\rho e_v^2(k)}{2} \quad (16)$$

이 식에서 $e_v(k)$ 는 압력 센서가 위치한 곳에서의 음향 입자 속도로서 첨자 v 는 입자 속도에 관련된 항임을 나타낸다. 압력 오차 신호와 유사하게 속도 오차 신호는 주 속도 신호 $d_v(k)$ 와 제어 속도 신호의 합으로 주어진다.

$$e_v(k) = d_v(k) + w^T r_v(k) \quad (17)$$

이 식에서

$$r_v(k) = [r_v(k) r_v(k-1) \dots r_v(k-N)]^T \quad (18)$$

는 음향 속도와 관계된 2차 경로에 의해 필터링된 입력을 나타내고, 원소는 다음과 같이 정의된다.

$$r_v(k-n) = \sum_{m=0}^M h_{v,m} x(k-n-m) \quad 0 \leq n \leq N. \quad (19)$$

여기서 $h_{r,m}$, $0 \leq m \leq N$ 은 필터 출력에서 속도 오차 센서까지의 충격 응답을 나타내는 M 차 FIR 필터의 가중치분 나타낸다. 이러한 경우에 최적 제어기의 설계는 식 (16)에 주어졌던 에너지 밀도함수의 기대값을 가중치 벡터 W 에 대해서 최소화 함으로써 얻을 수 있다. 최적화 문제는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\min_w J_{ED}, J_{ED} = \frac{E\{e_p^2(k)\}}{2\rho c^2} + \frac{\rho E\{e_v^2(k)\}}{2} \quad (20)$$

식 (12)와 (17)을 사용하면 비용 함수 J_{ED} 는 변수 W 에 대한 이차 방정식 형태로 확장할 수 있다.

$$2\rho c^2 J_{ED} = E\{d_p^2(k)\} + (\rho c)^2 E\{d_v^2(k)\} + 2w^T [P_p(k) + (\rho c)^2 P_v(k)] + w^T [R_p(k) + (\rho c)^2 R_v(k)] w \quad (21)$$

입력 잡음 신호가 광대역 백색 잡음 신호이면 이 비용 함수는 제어기 가중치의 positive definite인 quadratic 함수가 되고 단 하나의 전역 최소점을 갖는다¹⁾. 비용 함수의 기울기는 다음과 같이 표현된다.

$$\nabla(2\rho c^2 J_{ED}) = 2[P_p(k) + (\rho c)^2 P_v(k)] + 2[R_p(k) + (\rho c)^2 R_v(k)] w \quad (22)$$

최적 제어기의 가중치 벡터를 구하기 위해 기울기를 영으로 놓으면 최적해는 다음과 같게 된다.

$$w_{opt} = -[R_p(k) + (\rho c)^2 R_v(k)]^{-1} [P_p(k) + (\rho c)^2 P_v(k)] \quad (23)$$

위 식에서 $R_v(k) = E\{r_v(k)r_v^T(k)\}$ 이고 $P_v(k) = E\{d_v(k)r_v^T(k)\}$ 로써 입사 속도에 관련된 입력 참조 신호의 자기 상관 행렬과 주 잡음 입력과 필터링된 참조 입력 신호간의 상호 상관 벡터를 나타낸다. 에너지 밀도는 음장의 전역 제어를 얻기 위해 제어되기 때문에 에너지 밀도에 기반을 둔 적응 알고리즘은 두 가지 독립적인 에러 신호인 압력과 속도 성분을 포함한다. 에너지 밀도 제어 필터의 최적 가중치를 구하는 적응 알고리즘은 참고 문헌 5에 상세히 나와 있다. 참고 문헌 5의 알고리즘은 filtered-x LMS 알고리즘에 기반을 둔 것으로써 다수의 오차 센서에 의해 얻어지는 각종 압력 오차의 합을 최소화 하는 알고리즘과 유사한 과정을 거쳐 개발된 것이다.

C. 위치 에너지 제어 알고리즘

실제 상황에서 시간 평균된 음향 위치 에너지 밀도의 체적 적분으로 정의되는 음향 위치 에너지를 측정하는 것은 매우 어렵다. 그렇지만 전체 밀폐함에 균등하게 위치한 다수의 음향 압력 센서를 사용하여 개략적인 측정

을 하는 것은 가능하다²⁾. 일차원 밀폐함에서 위치 에너지를 음향 압력 센서 어레이를 사용하여 개략적인 측정할 때 최적화할 비용 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{J}_M = \frac{1}{1\rho c^2} E\left\{\sum_{i=0}^{N-1} e_p\left(i + \frac{1}{2}\right) \delta x_i, k\right\} \quad (24)$$

여기서 N 는 전체 센서의 개수, δx_i 는 센서 사이의 거리로써 $1/N$ 이고 $e_p\left(i + \frac{1}{2}\right) \delta x_i, k$ 는 $\left(i + \frac{1}{2}\right) \delta x_i$ 에 위치한 압력 오차 센서의 출력을 나타낸다.

최적 제어 필터는 비용 함수 \hat{J}_M 를 최소화 함으로써 얻을 수 있다. 이 비용 함수 또한 제어기 가중치 벡터의 이차 함수이다. 더욱이 가중치 벡터에 대하여 단 하나의 전역 최소값을 가지므로 마이크로폰 어레이를 사용하여 밀폐함내의 위치 에너지를 최소화하는 w 의 해는 \hat{J}_M 의 기울기가 영인 지점을 찾음으로써 추정할 수 있다. 제어 필터의 최적 가중치 벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{w}_{opt} = -\left[\sum_{i=0}^{N-1} R_{p,i}(k)\right]^{-1} \left[\sum_{i=0}^{N-1} P_{p,i}(k)\right] \quad (25)$$

여기서 $R_{p,i}(k)$ 와 $P_{p,i}(k)$ 는 각각 i 번째 센서에 상응하는 자기 상관 행렬과 상호 상관 벡터를 나타낸다.

IV. 모의 실험 결과

길이 $L = 5.6m$ 인 일차원 밀폐함을 대상으로 모의 실험을 수행하였다. 고려한 모델은 그림 2와 같다. 그림에서는 편의를 위해 밀폐함의 길이를 1로 정규화 하였다. 앞서 언급된 모델과 최적화 과정은 PC에서 실행되는 모의 실험을 통해 수행하였다. 밀폐함에 구성된 잡음 제어 시스템 모델에 따라 음향 압력과 속도에 따른 주 경로와 제어 경로의 주파수 응답은 음장의 모드 해석 모델을 사용하여 구하였다^{1,8)}. 추정된 충격 응답 즉 p_p, p_v, h_p 그리고 h_v 는 주파수 영역에서 모델링된 전달함수로부터 계산된다. 각 경로는 256탭의 FIR 디지털 필터로 모델링 하였다. 모의 실험에 충격 응답 추정치를 사용하기에 앞서 256개의 탭으로 주 경로와 제어 경로를 충분히 반영할 수

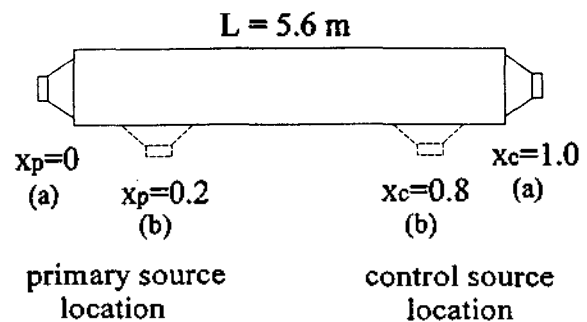


Fig 2. System configuration considered for the computer simulation.

있는가를 입증하기 위하여 보다 해석 방법으로 얻은 원래의 주파수 응답과 256탭 FIR 모델을 비교 평가 하였다. 평가대역 잡음 신호 $x(k)$ 는 통과 대역이 50-350Hz인 대역 통과 필터를 통하여 필터링된 백색 잡음 신호이고, 표본화 주파수는 1000Hz이다. 신호와 통계적으로 무관한 측정 잡음이 잡음 신호에 더해졌다고 가정하였으며, 측정 잡음의 레벨은 신호 레벨보다 40dB 낮게 설정하였다.

신호 모델과 충격 응답 추정치로부터 20000 샘플의 주입력 신호와 필터링된 참조 신호를 음향 압력, 음향 속도에 대하여 모두 만들었다. 이로부터 자기 상관 행렬 $R_p(k)$ 와 $R_v(k)$, 상호 상관 벡터 $P_p(k)$ 와 $P_v(k)$ 를 추정하였다. 마지막으로 식 (15), (23)과 (25)을 사용하여 최적 제어기의 가중치 벡터를 계산하였다.

물리적인 실현 가능한 제한 조건 하에서, 시간 영역에서 최적화된 제어 필터의 전역 제어 정도를 평균 전력 밀도 스펙트럼(averaged power density spectrum)으로 측정하였다. 평균 전력 밀도 스펙트럼을 계산하기 위하여 위에서 설명한 바와 같이 256탭 FIR 모델을 사용하여 잡음과 제어 신호 경로의 충격 응답을 계산하였다. 각 이산 장소에서의 잔여 신호는 FIR 모델과 잡음 샘플을 사용하여 계산하였다. 마지막으로 각 잔여 신호의 전력 밀도 스펙트럼을 계산하고 아래의 식을 사용하여 평균값을 구하였다.

$$\bar{S}(f) = \frac{1}{N_0} \sum_{i=0}^{N_0-1} S((i + \frac{1}{2}) \delta x_0, f) \quad (26)$$

위 식에서 N_0 는 전체 관측점의 갯수이고 δx_0 는 인접한 관측점 사이의 거리로써 $1/N_0$ 이다.

그림 2의 (a)는 일차 음원이 한쪽 끝점에 있고 ($x_p=0$), 이차 제어 음원은 다른 쪽 끝점에 ($x_c=1.0$) 그리고 오차 센서의 위치는 (x_e)는 0.7에 있는 예이다. 오차 센서의 위치가 일차 음원의 위치 보다 이차 제어 음원의 위치에 가깝기 때문에 이것은 물리적으로 구현할 수 있는 제어 필터를 얻을 수 있는 상황이다. 이러한 구성에서 제어 필터를 64탭 FIR 필터로 구성하였을 때, 서로 다른 최적화 기법들의 성능을 평가하고 비교하였다. 모의 실험에서는 위치 에너지를 추정하기 위해 밀폐함을 따라 균등하게 분포한 50개의 마이크로폰을 사용하였다. 그리고 평균 전력 밀도 스펙트럼을 계산하기 위하여 같은 수의 마이크로폰을 사용하였다. 즉 $N_e=50$ 이고 $N_0=50$ 이다.

주파수 영역 최적화에 따른 전역 제어의 정도는 밀폐함 내에서 제어를 하기 전과 후의 위치 에너지로 주어진다. 최적 제어의 강도와 위치 에너지를 계산하기 위하여 식 (2), (6), (7)과 (8)에서 처음 1,500개까지의 모드를 고려하였다. 그림 3(a)는 주파수에 따른 밀폐함 내의 위치 에너지를 나타내고 그림 3(b)는 역시 주파수에 따른 시간 영역 최적화를 사용하여 얻을 수 있는 평균 전력 밀도 스펙트럼을 나타낸다. 그림 3(a)의 결과에서 위치 에너지 제어가 가장 낮은 전역 에너지를 보임을 알 수 있

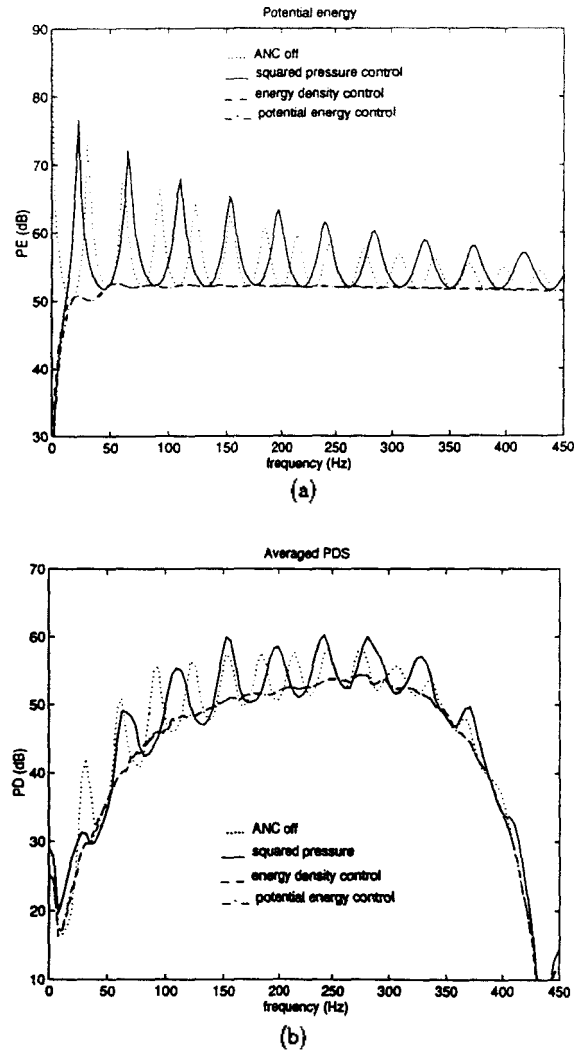


Fig 3. Global measure of noise fields before and after the controller is applied : (a) frequency domain optimization results, (b) time domain optimization results ($x_p=0$, $x_c=1.0$, $x_e=0.7$).

다. 그렇지만 어느 한 위치($x_e=0.7$)에서 에너지 밀도를 최소화 했을 때의 결과도 위치 에너지 제어에서 얻을 수 있는 결과와 비슷하다. 한편으로 자승 압력을 최소화하면 어떤 주파수 성분에서는 밀폐함 내의 전역 위치에너지가 증가함을 알 수 있다. 더욱이 자승 압력 제어의 결과는 대부분의 주파수에서 위치 제어나 에너지 밀도 제어에 비해 더 높은 위치 에너지 분포를 나타낸다.

시간 영역 최적화의 결과에서도 비슷한 경향을 관찰할 수 있다. 그림 3(b)에서 볼 수 있는 것과 같이 위치 에너지를 최소화 하면 낮은 평균 전력 밀도 스펙트럼 결과를 얻을 수 있고, 한 지점에서 에너지 밀도를 최소화 하는 것 역시 위치 에너지 제어와 유사한 결과를 보임을 알 수 있다. 그렇지만, 자승 압력 제어는 어떤 주파수에서는 레벨이 증가하고 대부분의 주파수에서 에너지 밀도 제어나 위치 에너지 제어에 비해 떨어지는 성능을 보인다. 각 제

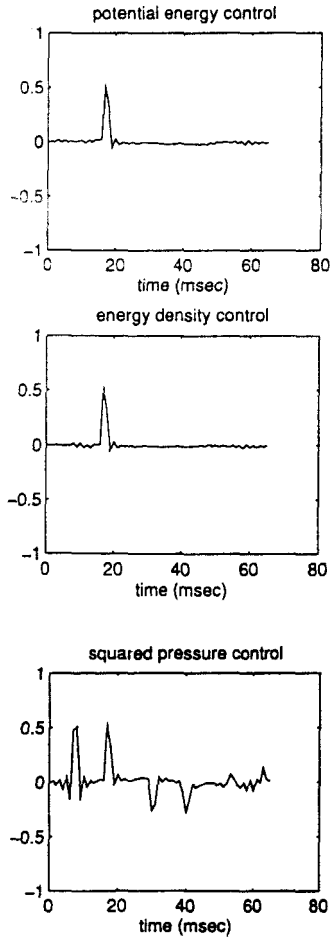


Fig 4. Impulse responses of the optimal control filters($x_p = 0, x_c = 1.0, x_e = 0.7$).

어 방법에서 최적 제어기의 충격 응답을 살펴 봄으로써 제어 효과에 대한 또 다른 관측을 할 수 있다. 그림 4는 FIR 최적 제어기의 계수를 나타낸다. 그림 4에서는 에너지 밀도 제어가 위치 에너지를 최소화 함으로써 얻을 수 있는 충격 응답과 거의 동일한 충격 응답을 갖는 제어 필터를 제공함을 명확히 알 수 있다.

다음 모의 실험은 오차 센서가 그림 2에서 정규화 위치 0.3에 있는 경우이다. 오차 센서의 위치가 이차 제어 음원보다 일차 음원에 더 가까이 있기 때문에 이러한 배치는 noncausal 상황을 야기할 가능성이 있다. 그림 5(a)는 밀폐함 내의 위치 에너지를 나타낸다. 시간 영역 최적화를 사용하여 얻을 수 있는 평균 전력 밀도 스펙트럼과 이에 따른 충격 응답이 각각 그림 5(b)와 그림 6에 나타나 있다. 그림 5(a)의 결과로부터 한 위치에서 에너지 밀도를 최소화 하는 방법과 위치 에너지 제어를 하는 방법은 전역 위치 에너지의 크기가 서로 비슷함을 알 수 있다. 그렇지만 차승 압력 제어 방법은 특정 주파수에서 위치 에너지가 상승함을 알 수 있다.

그렇지만, 위 실험의 배치는 오차 센서의 위치상 non-causal 상황으로 간주될 수 있고, 따라서 그림 5(a)의 결

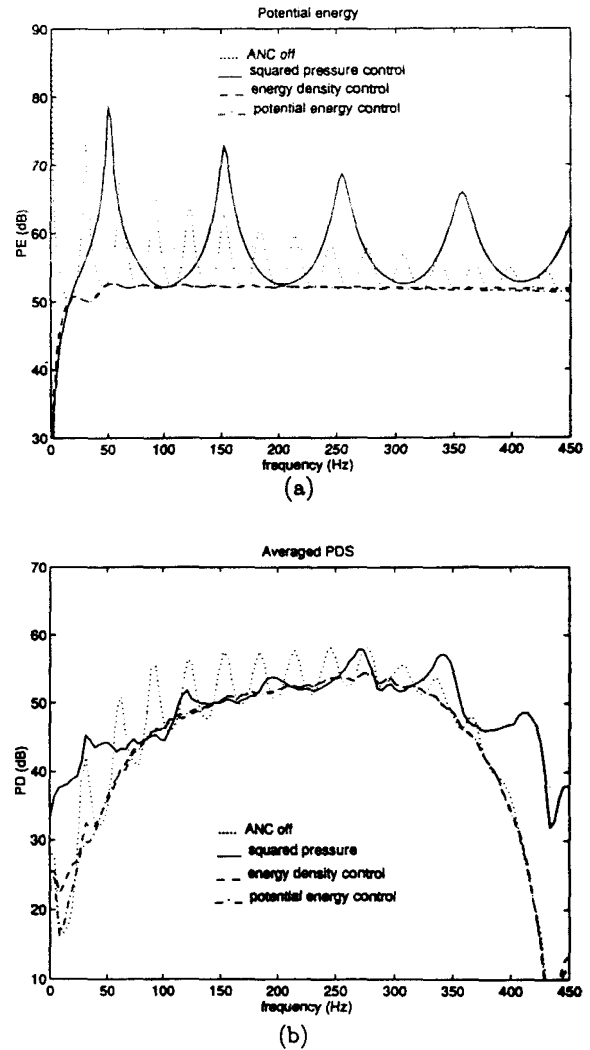


Fig 5. Global measure of noise fields before and after the controller is applied : (a) frequency domain optimization results, (b) time domain optimization results($x_p = 0, x_c = 1.0, x_e = 0.3$).

과는 시간 영역에서 구현된 제어 필터의 성능을 예측하는데 그대로 적용할 수가 없다. 다른 한편으로 시간 영역 최적화 기법을 사용하여 제어 필터의 정확한 성능을 예측할 수 있는데 이것은 최적화가 물리적인 실현성의 제한을 만족하도록 이루어지기 때문이다. 또한 시간 영역 최적화를 사용하여 얻을 수 있는 제어 결과는 주파수 영역 최적화를 사용해서 얻을 수 있는 결과와 다를 수 있다. 그림 5에서 보는 바와 같이 차승 압력 제어는 주파수 영역 최적화와 시간 영역 최적화의 제어 결과가 다르다. 그렇지만 차승 압력 제어는 특히 0~100Hz와 300~450Hz 영역의 특정 주파수에서 여전히 전력 밀도 스펙트럼 레벨을 상당히 증가시키고 있음을 볼 수 있다. 한편으로 에너지 밀도 제어는 위치 에너지 제어와 유사한 일관된 제어 결과를 나타낸다. 같은 관찰을 그림 6에서 보인 충격 응답으로부터도 할 수 있다. 에너지 밀도 제어는 안정된

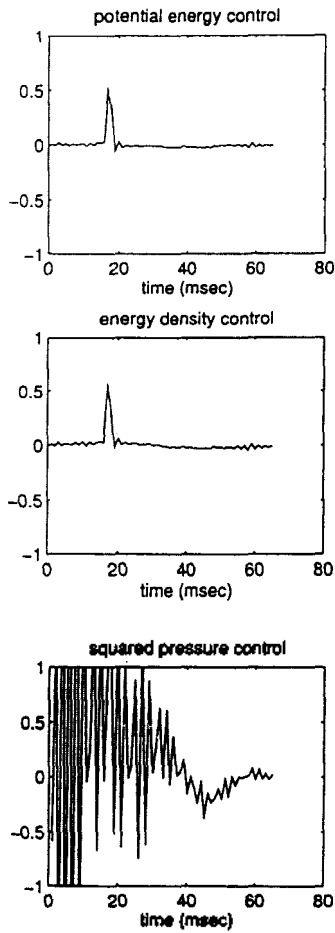


Fig 6. Impulse responses of the optimal control filters($x_p = 0, x_c = 1.0, x_e = 0.3$).

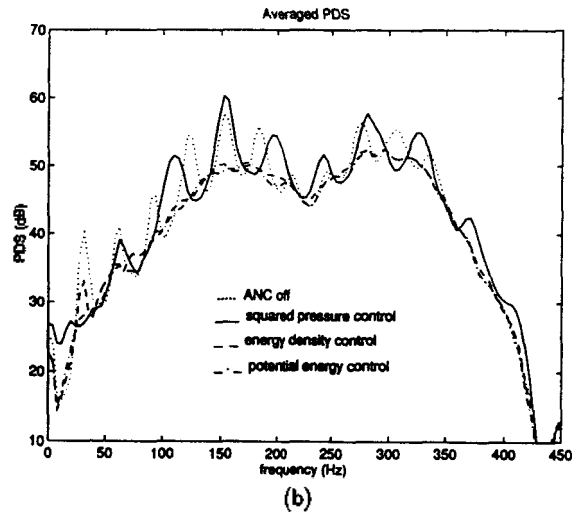
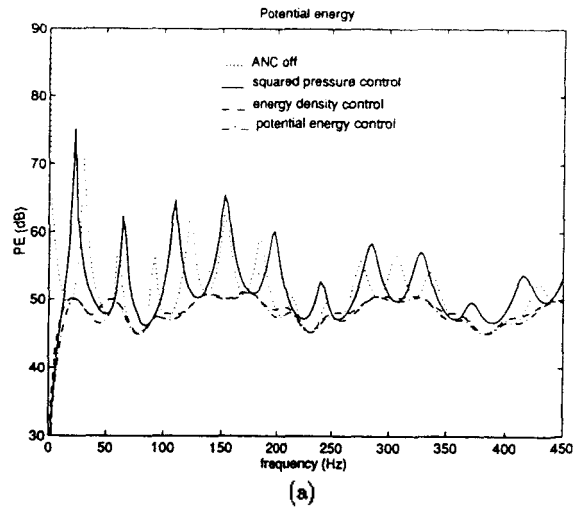


Fig 8. Global measure of noise fields before and after the controller is applied : (a) frequency domain optimization results, (b) time domain optimization results($x_p = 0.2, x_c = 0.8, x_e = 0.7$).

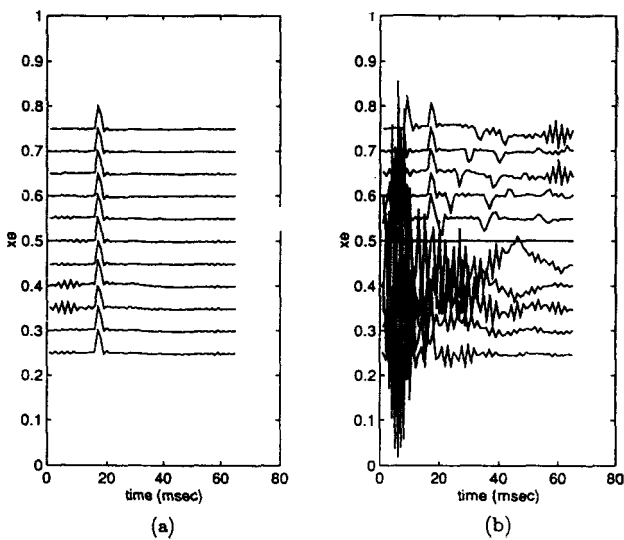


Fig 7. Impulse responses of the control filter optimized with error sensor locations varying from 0.25 to 0.75 : (a) energy density control, (b) squared pressure control($x_p = 0, x_c = 1.0$).

충격응답을 갖는 제어 필터를 구성할 수 있는데 반해 자승 압력을 최소화 하도록 설계된 제어 필터는 불안정성 문제 (instability problem)를 갖는다. 이 결과로부터 에너지 밀도 제어의 성능은 오차 센서 위치에 민감하지 않음을 알 수 있다.

물리적으로 실현 불가능한 상황에서 일어나는 제어 필터의 불안정성 문제를 더 살펴보기 위해 그림 7에서는 여러 오차 센서 위치에서 에너지 밀도와 자승 음압을 최소화 하도록 설계된 최적 제어 필터의 충격 응답을 나타내었다. 제어 필터는 0.25에서 0.75까지의 각 x_e 에 대하여 최적화 되었다. 에너지 밀도 제어가, 고려한 오차 센서의 전체 위치에 대하여 일관된 제어 필터 가중치를 추정해 내는데 비해 자승 압력 제어는 여러 센서의 위치가 $x_e \leq 0.5$ 인 noncausal 상황에서는 매우 불안정한 결과를 보인다. 그림 7의 결과는 또한, 에너지 밀도 제어를 사용하면

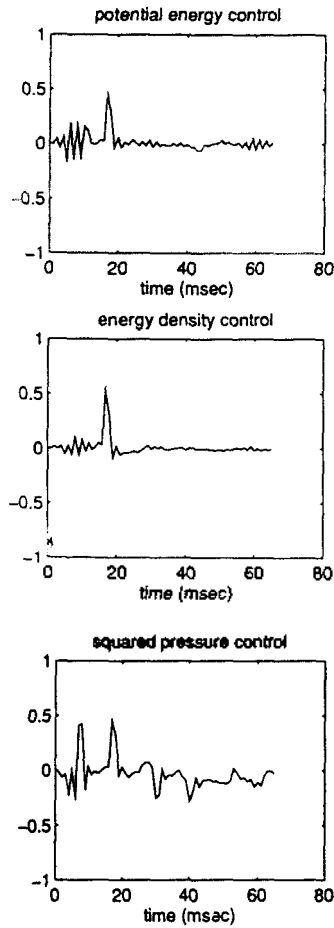


Fig 9. Impulse responses of the optimal control filters($x_p = 0.2, x_c = 0.8, x_e = 0.7$).

오차 센서의 위치는 중요한 문제가 아니며, 이는 실제 구현시 상당한 잇점이 있음을 의미한다.

최적화 기법의 성능을 그림 2의 (b)에 나타낸 것과 같이 서로 다른 밀폐함 배치에 대하여 평가하였다. 이 경우 일차 음원은 0.2, 이차 제어 음원은 0.8에 위치한다. 이차 음원의 위치는 밀폐함의 공진 주파수 30.6Hz, 61.25Hz, 91.8Hz등의 nodal point가 아닌 곳으로 선택하였다. 그렇지만 제어기의 최적 위치는 본 논문에서의 연구 대상으로 다루지 않았다.

오차 센서 위치가 0.7 그리고 0.3인 경우에 대해 모의 실험을 하였고, 그림 8과 9는 오차 센서가 0.7에 위치할 때 얻은 결과이다. 주파수 영역 최적화와 시간 영역 최적화 결과 모두 $x_p = 0, x_c = 1.0, x_e = 0.7$ 인 경우에서 얻은 결과와 유사하였다. 즉 에너지 밀도 제어는 자승 오차 제어에 비하여 대부분의 주파수에서 더 나은 전역 감쇠를 얻을 수 있고 이 결과는 위치 에너지 제어의 결과와 거의 동일하다.

그림 10과 11은 오차 센서가 0.3에 위치 했을 때 얻은 결과이다. 시간 영역에서 자승 압력을 최소화 하면 매우 불안정한 충격응답을 초래하고, 또한 대부분의 주파수에

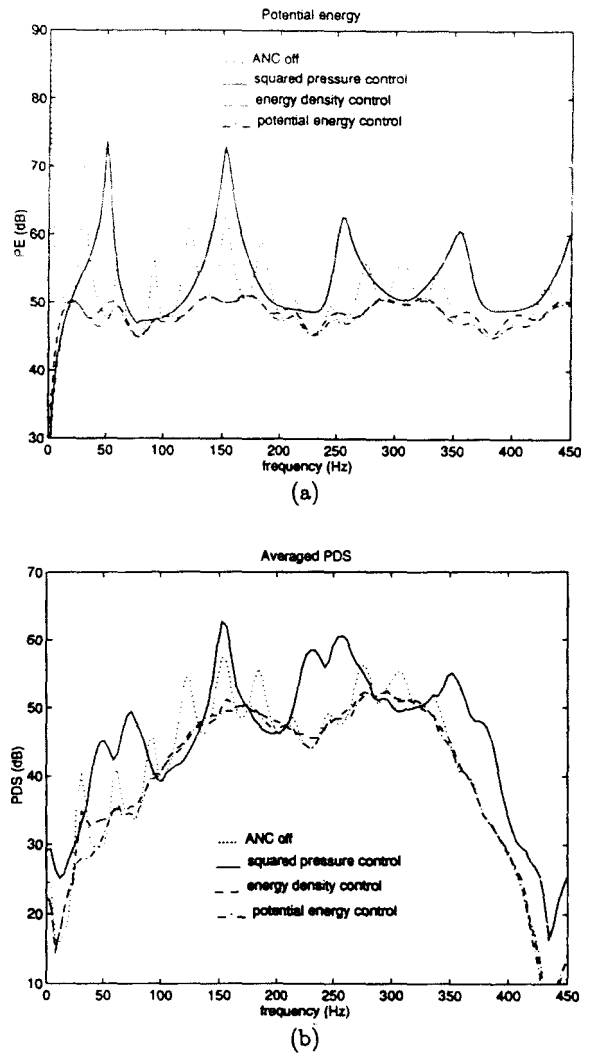


Fig 10. Global measure of noise fields before and after the controller is applied : (a) frequency domain optimization results, (b) time domain optimization results ($x_p = 0.2, x_c = 0.8, x_e = 0.3$).

서 전력 밀도 스펙트럼 레벨을 증가시키게 된다. 한편으로 에너지 밀도 제어는 위치 에너지 제어와 비슷한 제어 결과를 갖는다. 그림 12는 여러 오차 센서 위치에서 에너지 밀도를 최소화 하도록 설계된 최적 제어 필터와 자승 압력을 최소화 하도록 설계된 최적 제어 필터의 충격 응답을 보이고 있다. 이 결과들로부터 역시 에너지 밀도 제어의 성능은 오차 센서 위치에 무관함을 알 수 있다. 그렇지만 전체적인 결과가 이차 음원의 위치에 무관한 것은 아니며, 앞서서도 지적 했듯이 이러한 문제는 본 논문에서 다루지 않았다.

V. 에너지 밀도 제어 방법의 구현시 고려 사항

에너지 밀도 제어 알고리즘을 구현하려면 오차 센서 위치에서의 음향 압력과 입자 속도 모두를 측정해야 한

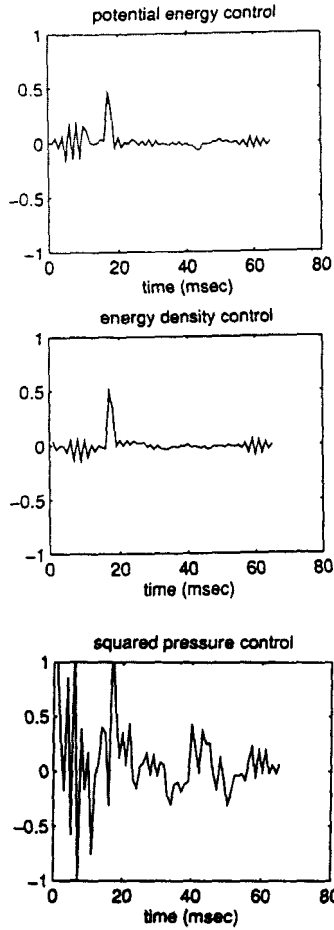


Fig 11. Impulse responses of the optimal control filters ($x_p = 0.2, x_c = 0.8, x_e = 0.3$).

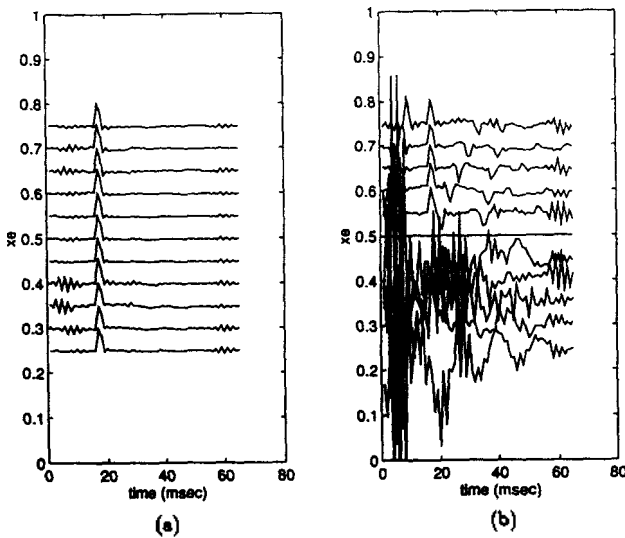


Fig 12. Impulse responses of the control filter optimized with error sensor locations varying from 0.25 to 0.75 : (a) energy density control, (b) squared pressure control ($x_p = 0.2, x_c = 0.8$).

다. 음향 속도는 레이저 진동 미터나 속도 마이크로폰과 같은 입자 속도 센서를 사용해서 얻거나 음향 강도(acoustic intensity)를 측정하기 위해 일반적으로 사용하는 두 개의 마이크로폰을 사용하는 기법으로부터 측정할 수 있다. 여기에서는 두 개의 마이크로폰을 사용하는 기법을 이용하여 구현한 에너지 밀도 제어 알고리즘을 살펴보고 그 성능을 평가한다. 분석을 쉽게하기 위해 두 개의 압력 마이크로폰의 크기와 위상 응답이 동일하게 맞추어졌다고 가정하였다.

두 개의 센서를 사용하여 압력과 속도를 추정하는 데는 다음의 수식이 사용된다.

$$\hat{e}_p(k) = \frac{e_{p1}(k) + e_{p2}(k)}{2} \quad (27)$$

$$\hat{e}_v(k) = \frac{1}{\rho} \Xi \left\{ \int_t \frac{e_{p2}(t) - e_{p1}(t)}{\Delta x} dt \right\} \quad (28)$$

위 식에서 $e_{p1}(k)$ 와 $e_{p2}(k)$ 는 서로 가깝게 위치한 마이크로폰으로부터 측정된 압력이며, Δx 는 이들 사이의 거리 $\Xi(\cdot)$ 은 연속시간에서 이산시간으로의 변환을 나타낸다. 식 (28)에 포함된 적분은 아날로그 적분기를 사용하여 이루어 질 수 있다. 하지만 신뢰할 만하고 정확한 결과는 디지털 적분기를 사용하여 얻을 수 있다. 디지털 적분기를 설계하는 데는 여러 가지 방법이 가능하며, 그 한 예가 참고문헌 13에 제시되었다. 디지털 적분기를 사용하여 추정된 속도는 아래와 같이 단순한 재환식으로 표현된다.

$$\hat{e}_v(k) = \hat{e}_v(k-1) + \alpha [e_{p2}(k) - e_{p1}(k)] \exp(-1/f_s) \quad (29)$$

이 식에서 $\alpha = -1/(\rho \Delta x f_s)$ 이고 f_s 는 표본화 주파수를 나타낸다.

그림 13은 두개의 센서를 사용하는 기법을 사용하여 구현된 에너지 밀도 제어 시스템의 개요도이다. 두개의 압력 센서의 출력은 그 위치에서의 음향 압력과 속도를 추정하는데 사용된다. 추정된 신호는 제어 필터에 입력된다. 그리고 제어 필터는 추정 오차와 필터링된 참조 입력에 의해 최적화 된다. 그림 13에 $\hat{r}_p(k)$ 와 $\hat{r}_v(k)$ 로 표시된 필터링된 참조 입력을 계산하기 위해서, 제어기 출력과 추정 오차 사이의 제어 경로가 제어 알고리즘으로 복사된다. 이러한 경우에 제어 경로는 디지털 적분기를 포함하는 오차 추정 과정을 포함한다.

압력과 속도 추정 오차를 사용하여 에너지 밀도를 최소로 하는 최적 제어기의 가중치 벡터는 다음과 같이 표현 된다.

$$\hat{w}_{0,EN} = - \left[\hat{R}_p(k) + (\rho c)^2 \hat{R}_v(k) \right]^{-1} \left[\hat{P}_p(k) + (\rho c)^2 \hat{P}_v(k) \right] \quad (30)$$

이 식에서 $\hat{R}_p(k)$, $\hat{R}_v(k)$, $\hat{P}_p(k)$ 와 $\hat{P}_v(k)$ 는 $\hat{r}_p(k)$ 와 $\hat{r}_v(k)$

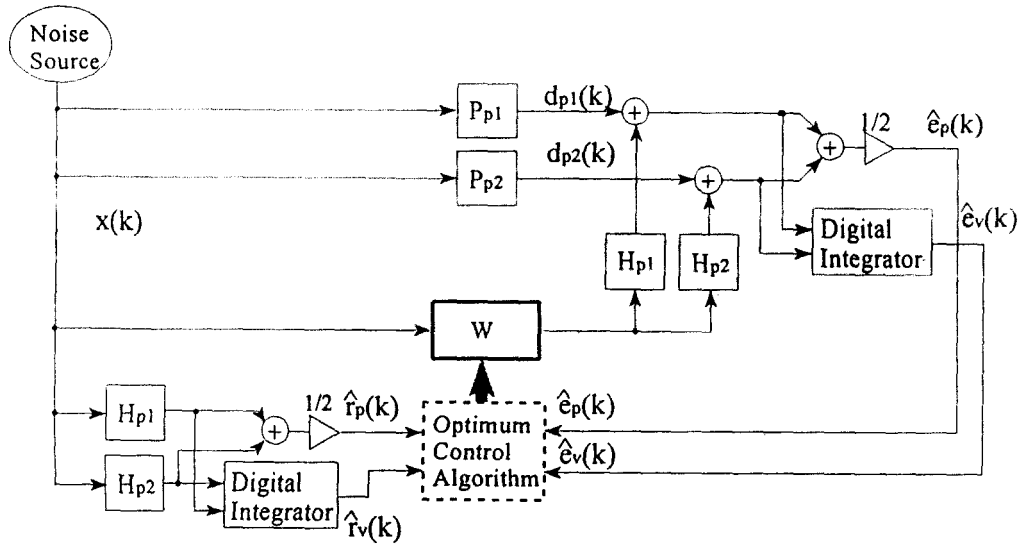
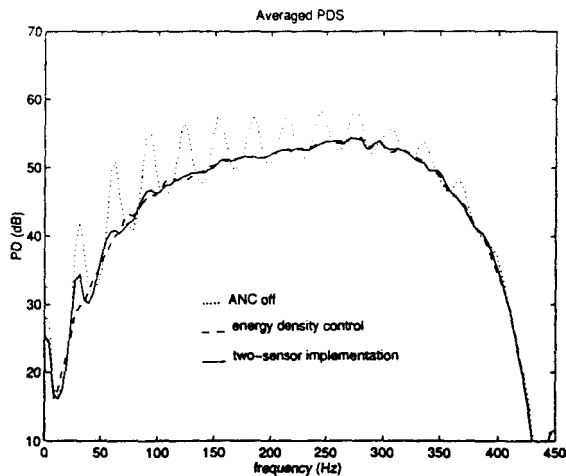
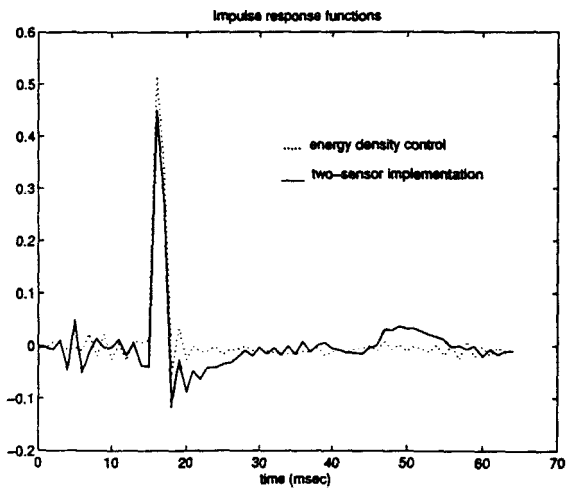


Fig 13. Schematic diagram of the energy density control system implemented using two pressure microphones.



(a)



(b)

Fig 14. The performance of the energy density control algorithm being implemented using two microphone technique : (a) averaged PDSs, and (b) impulse responses ($x_p = 0, x_c = 1.0, x_e = 0.7$).

를 사용하여 추정된 자기 상관 행렬과 상호 상관 행렬이다.

두 개의 센서를 사용하여 구현한 에너지 밀도 제어 시스템의 성능을 $x_p = 0, x_c = 1.0$ 그리고 $x_e = 0.7$ 인 경우 예의 실험으로 평가 하였다. 두개의 압력 마이크로폰은 5.0cm(정규화 척도로 0.009)에 위치해 있다고 가정하였다. 두 마이크로폰 사이의 거리는 관심을 두고 있는 신호의 최대 주파수 신호의 파장에 의해 결정된다. 그림 14 (a)와 14(b)는 평균 전력 밀도 스펙트럼과 충격 응답을 나타낸다. 비교를 위해 이상적인 속도 신호를 사용하여 에너지 밀도 제어 시스템에서 얻은 결과를 그림 14에 다시 나타내었다. 결과를 보면 약간의 차이가 있지만 전체적으로 보면 두개의 센서를 이용한 기법의 성능은 이상적인 에너지 밀도 제어의 성능과 비견할 만함을 알 수 있다. 이러한 결과들로부터 원래의 에너지 밀도 제어 알고리즘에 비해 큰 성능 저하 없는 에너지 밀도 제어 알고리즘을 두개의 센서를 사용하는 기법으로 구현할 수 있다는 것을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 일차원 밀폐함 내의 광대역 소음을 전역 감쇠기에 의한 에너지 밀도 제어 방법의 성능을 평가 하였다. 에너지 밀도를 최소화할 때 얻을 수 있는 전역 감쇠의 정도를 자승 압력이나 위치 에너지를 최소화 할 때 얻을 수 있는 결과와 비교하여 제시하였다. 실험에서 사용된 모든 최적 제어 필터들은 시간 영역에서 물리적으로 실현 가능하도록 설계되었다.

실험 결과로부터 자승 압력 제어를 사용하는 것보다 에너지 밀도 제어를 사용하여 얻을 수 있는 결과가 음장의 전역 제어 결과면에서 보다 우수한 결과를 보였다. 또

한 원하원 면폐한 대의 특정 위치에서 에너지 밀도를 최소화 하면, 위치 에너지를 최소화 함으로써 얻을 수 있는 전역 제어 결과와 유사한 결과를 얻을 수 있음을 알 수 있었다. 에너지 밀도 제어의 또 다른 큰 장점은 자승 압력 제어와 달리 오차 센서 위치에 영향을 받지 않는다는 것이다. 따라서 에너지 밀도를 제어함으로써 실제 상황에서 존재하는 여러 센서 위치의 제한을 극복할 수 있다.

두 개의 마이크로폰을 사용하여 에너지 밀도 제어 알고리즘을 구현하였다. 모의 실험 결과로부터 커다란 성능 격차 없이, 두개의 센서를 사용하여 에너지 밀도 제어 알고리즘을 구현할 수 있음을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

1. P. A. Nelson, A. R. D. Curtis, S. J. Elliott, and A. J. Bullmore, "The active minimization of harmonic enclosed sound fields. Part I: Theory," *J. Sound Vib.*, **117**, 1-13(1987).
2. A. R. D. Curtis, P. A. Nelson, and S. J. Elliott, "Active reduction of a one-dimensional enclosed sound field: An experimental investigation of three control strategies," *J. Acoust. Soc. Amer.*, **88**, 2265-2268(1990).
3. S. D. Sommerfeldt and J. W. Parkins, "An evaluation of active noise attenuation in rectangular closures," *Proc. Inter-noise 94*, 1351-1356(1994).
4. S. D. Sommerfeldt, J. W. Parkins, and Y. C. Park, "Global active noise control in rectangular enclosures," *Proc. Active-95*, 477-488(1995).
5. S. D. Sommerfeldt and P. J. Nashif, "An adaptive filtered-x algorithm for energy-based active control," *J. Acoust. Soc. Amer.*, **96**, 300-306(1994).
6. A. J. Bullmore, P. A. Nelson, A. R. D. Curtis, and S. J. Elliott, "The active minimization of harmonic enclosed sound fields, Part II: A computer simulation," *J. Sound Vib.*, **117**, 15-33(1987).
7. S. Laugesen, and S. J. Elliott, "Multichannel active control of random noise in a small reverberant room," *IEEE Trans. Speech, Audio Proc.*, **1**, 241-249(1993).
8. P. A. Nelson, and S. J. Elliott, *Active Control of Sound* (Academic, New York, 1992), Chap 10.
9. S. J. Elliott, I. M. Stothers, and P. A. Nelson, "A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Proc.*, **35**, 1423-1434(1987).
10. J. C. Burgess, "Active adaptive sound control in a duct: a computer simulation," *J. Acoust. Soc. Amer.*, **70**, 715-726(1981).
11. B. Widrow and S. D. Sterns, *Adaptive Signal Processing* (Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ 1985), Chap. 11.
12. L. J. Eriksson, M. C. Allie, and R. A. Greiner, "The selection and application of an IIR adaptive filter for use in active sound attenuation," *IEEE Trans. Acou-*

st., *Speech, Signal Proc.*, **ASSP-35**, 133-137(1987).

13. T. Hodges, P. A. Nelson, and S. J. Elliott, "The design of a precision digital integrator for use in an active vibration control system," *Mechanical Systems and Signal Processing*, **4**, 345-353(Academic Press Ltd., 1990).

▲박 영 철(Young Cheol Park)



1986년 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1988년 : 연세대학교 대학원 전자공학과 석사 취득
1993년 : 연세대학교 대학원 전자공학과 박사 취득
1993년 8월~1995년 11월 : Pennsylvania State University, Graduate Program in Acoustics, Postdoc.

1996년 3월~현재 : 삼성전자 마이크로 사업부 DSP팀.

※주관심분야 : 능동소음제어, 적응필터, 어레이 신호처리 등

▲윤 정 현(Jeong Hyeon Yun)



1987년 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1989년 : 연세대학교 대학원 전자공학과 석사 취득
1989년 1월~현재 : LG 산전 연구소 연구원
1994년 9월~현재 : 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학

※주관심분야 : 능동소음제어, 적응필터 등

▲윤 대 희(Dae Hee Youn)

음향학회지, Vol 14, No. 4, Aug. 1995호 참조

▲차 일 환(Il Whan Cha)

음향학회지, Vol 14, No. 4, Aug. 1995호 참조