

복합주파수에서 능동소음제어 시스템의 설계와 구현

An Implementation and Design of Active Noise Control System in the Complex Frequency

具 春 根* · 李 相 喆**
(Choon-Keun Koo · Sang-Cheol Lee)

Abstract - In this paper, we propose a new Active Noise Filter Control System which operate as a control performance when a adaptive filter fault. In this system, half-fixed filter which is new filter, connected to parallel with adaptive filter. An adaptive filter use to continuous parameter estimating, but adaptive filter is fault, half-fixed filter update newly data which is continuous estimating date each during sampling period.

We simulate and apply the proposed active noise filter system to in the cylinder type duct. Experimental results show that proposed Active Noise Filter Control System has better control performance than existing filter which Eriksson's or Parallel Filter System in term of noise reduction.

Key Words : Active Noise Filter Control System

1. 서 론

우리 생활 주변에는 의사전달을 하기 위해 사용하는 인간의 소리나 사람을 즐겁게 해주는 감미로운 음악소리와 같이 우리가 필요로 하거나 원하는 소리가 있는가 하면, 공사장에서의 폭파음이나 발전소의 터빈 소리와 같이 청각에 장애를 줄 수 있는 굉음이나, 사무실에서 업무 능률을 떨어뜨릴 수 있는 환풍기 소리처럼 없애기를 원하는 소리도 있다. 이와 같이 인간이 원하지 않는 소리를 소음이라고 한다. 이러한 소음을 제거하는 방법에는 수동적인 방법과 능동적인 방법이 있는데, 전자는 과거에서 현재까지 많이 사용하고 있는 반면, 후자는 1980년대 이후 많은 연구가 되어 오고 있다[1]-[8].

능동적인 시스템은 Widrow의 LMS 알고리즘을 바탕으로 만들어진 Filtered-X LMS를 이용한 시스템이 많이 사용되고 있다. Filtered-X LMS 알고리즘은 오차신호가 오차경로를 거친 다음 마이크로폰에 의해 탐지될 때 오차경로의 영향을 상쇄시키기 위해 입력신호를 오차경로의 전달함수에 해당하는 필터로 필터링한 후 LMS 알고리즘의 입력으로 사용하는 방식이다. 이 시스템에서 적응필터는 오차경로의 전달함수를 추정하여 고정된 필터를 거친 입력을 LMS 구동 입력으로 사용하며, 한정된 주파수 범위에서의 소음을 제거할 수 있다. 그러나, 이 고정된 전달함수는 주변 환경이 변화할 때 실제의 오차경로 전달함수와는 차이가 발생함으로 시스템의 성능저하는 물론 시스템이 불안정하게 되는 단점이 있다[1].

위와 같은 단점을 보완하기 위해 Eriksson은 미지인 오차경로의 전달함수를 연속적으로 추정하는 시스템을 제안하였다. 그러나,

이 시스템은 적응필터에 이상이 발생하였을 경우에 소음이 그대로 전달되는 단점이 있다[2].

이 단점을 보완하기 위하여 정찬수 등은 두 개의 필터가 병렬로 접속되는 병렬필터 시스템을 제안하였다. 이 병렬필터 시스템에서 오차경로의 전달함수는 오프라인으로 추정된 값을 사용하고, 소음원 전달함수의 추정에는 고정필터를 사용하여, 이 필터와 실제 시스템과의 오차를 하나의 적응필터로 보상하게 하였다. 따라서 고정필터와 적응필터 중 하나에 고장이 발생하여도 나머지 하나가 이를 보상하여 어느 정도의 성능을 유지할 수 있도록 한 것이다. 그러나, 이 시스템도 신뢰성은 어느 정도 보장되는 반면에 오프라인으로 전달함수를 측정해야 하므로 설치에 문제점이 있고, 플랜트의 구조, 주변조건 등에 변화가 발생되면 시스템의 전달함수를 다시 측정하여 보정 해야 하는 단점이 있다[7].

이에 따라 본 연구에서는 시스템의 적응필터에 이상이 발생했을 경우 소음이 그대로 전달되는 Eriksson의 단점과 플랜트의 전달함수가 변화하면 그때마다 시스템의 전달함수를 다시 측정해야 하는 병렬필터의 단점을 보완한 새로운 시스템을 제안한다. 제안한 시스템은 모토롤라사의 DSP 전용칩을 이용하여 각 복합주파수에서 제어기 상태별로 실험하여 성능을 입증하였다.

2. 기본 제어시스템

그림 1은 덕트에 설치한 적응필터로서 제어기는 능동소음제어 시스템의 핵심적인 역할을 수행한다. 공조덕트에서 공기의 온도 및 흐름의 변화는 소음의 전달속도를 변경시키는데, 이는 곧 시간 지연 값인 τ 의 변화를 의미한다. 이러한 환경에서 제어시스템의 제어기가 시불변 시스템인 경우라면 이에 대한 적응이 불가능하다. 즉, 제어대상인 공조덕트의 전달특성은 시변이므로 제어기의 구조는 계수를 변화시키면서 시스템 변화에 적응할 수 있도록 해야 한다

* 正 會 員 : 城南技能大學 電氣科 助教授 · 工博

** 正 會 員 : 東서울大學 電氣科 教授 · 工博

接受日字 : 2001년 5월 19일

最終完了 : 2001년 9월 14일

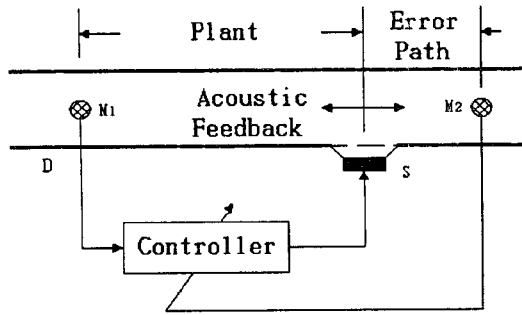


그림 1 덕트내에서 적응필터의 원리
Fig. 1 Principle of adaptive filter in the duct

이것은 그림 2에서 입력신호 $x(n)$ 에 대한 출력신호가 $y(n)$ 이라면, 목표신호 $d(n)$ 과 출력신호 $y(n)$ 의 차이 $e(n)$ 이 최소가 되도록 적응필터 계수를 자동적으로 조정하여 원하는 최적의 성능을 유지하도록 제어기를 구성해야 한다. 이러한 제어를 적응제어라 하며, 적응제어를 위한 알고리즘은 계산량이 적은 최소자승평균(LMS) 알고리즘을 사용한다[8],[10]. 이 알고리즘은 계산량이 시스템 차수에 비례하기 때문에 능동소음제어 시스템에서와 같이 시스템 차수가 크고, 샘플시간이 짧은 경우라도 실시간 구현은 가능하다.

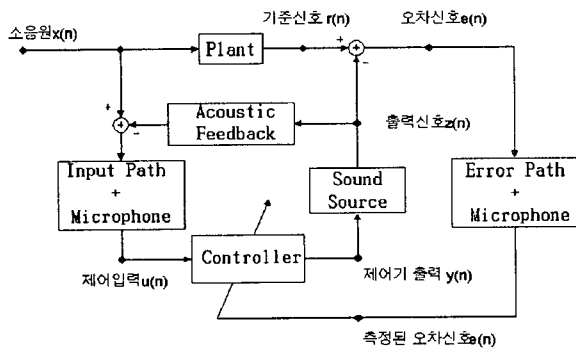


그림 2 적응필터 시스템의 블록선도
Fig. 2 Block diagram of adaptive filter system

LMS 알고리즘에서는 식(1)과 같이 평가함수 J 가 최소일 때 적응제어기의 성능이 최대가 되므로, J 를 제어계수 $W(n)$ 로 편미분한 값이 0이 되도록 한다[11].

$$\frac{\partial J}{\partial W(n)} = -2P + 2RW(n) = 0 \quad (1)$$

여기서, R 는 기준값, P 는 플랜트의 값이다. 따라서 식(2)와 같은 Wiener-Hoff 방정식을 얻는다.

$$RW(n) = P \quad (2)$$

그러나, 식(2)에서는 시변값인 $W(n)$ 을 매 샘플단계마다 계산하는 실시간 제어에서는 불가능하므로 순차식을 구하는 식(3)과 같은 최대경사법을 이용하기로 한다.

$$W(n+1) = W(n) + \frac{1}{2} \mu (-\nabla J(n)) \quad (3)$$

여기서, μ 는 수렴계수로 크기가 $0 < \mu < 1$ 인 상수이다. 그리고 식(1)에서는 P 와 R 을 임의로 구할 수 없으므로 식(4)와 같은 추

정값을 사용한다.

$$\hat{P} = X(n) d(n) \quad (4)$$

$$\hat{R} = X(n) X^T(n)$$

이들 값을 식(1)에 대입하면 다음과 같은 계수갱신식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{W}(n+1) &= \hat{W}(n) + \mu(X(n) d(n) - X(n) X^T(n) \hat{W}(n)) \\ &= \hat{W}(n) + \mu e(n) X(n) \end{aligned} \quad (5)$$

식(5)를 이용하면 매 샘플링마다 적응필터의 계수를 갱신시킬 수 있다[12]-[13]. 그러나, 이 LMS 알고리즘을 능동소음제어 시스템에 적용하기에는 오차신호를 측정하는데 어려움이 있다.

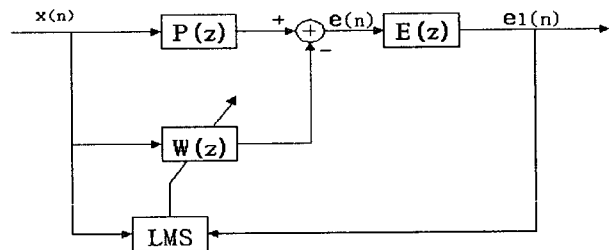


그림 3 LMS 알고리즘을 사용한 소음제어 시스템의 블록선도
Fig. 3 Block diagram of noise control system using LMS algorithm

즉, 그림 3과 같은 실제의 능동소음제어 시스템은 덕트 공간이므로 오차신호 $e(n)$ 는 측정할 수 없고, 다만 식(6)과 같이 오차신호 $e(n)$ 가 필터링 된 신호인 $e_1(n)$ 만을 측정할 수 있다.

$$e_1(n) = E(z) \cdot e(n) \quad (6)$$

그림 4에서의 입력신호 $x(n)$ 도 식(7)과 같이 필터링 한 신호인 $x_f(n)$ 만을 LMS 알고리즘의 입력으로 $x_f(n) = \hat{E}(z) x(n)$ 의 관계가 있으며, 이 알고리즘을 Filterd-X LMS 알고리즘이라 한다.

$$W(n+1) = W(n) + \mu e_1(n) x_f(n) \quad (7)$$

이 알고리즘은 오차경로의 전달함수 $E(z)$ 을 알고 있다는 가정에서 사용해야 하나 $E(z)$ 을 안다는 것은 쉽지가 않다. 또한, 시스템의 안정도는 오차경로의 전달함수 $E(z)$ 를 알고 있는 경우라도 그 값이 고정된 것이라면 시변시스템에서는 그 특성이 변화하게 됨으로 시스템은 불안정할 수 있다. 그림 4의 Filterd-X LMS을 시스템에 적용하기 위해서는 2차 경로 $E(z)$ 의 추정치인 $\hat{E}(z)$ 의 계수를 알아야 하는데 이를 위해서는 off-line으로 $E(z)$ 를 측정 한 후에 이 측정치를 $\hat{E}(z)$ 로 사용하는 방법과 on-line으로 적응필터에 의해 추정하는 방법이 있다[6]-[9]. Eriksson은 소음오차 $E(z)$ 를 추정하여 적응필터로 사용하였고, 본 연구에서 제안한 병렬필터시스템은 소음오차 $\hat{E}(z)$ 를 측정하여 고정필터로 사용하였다.

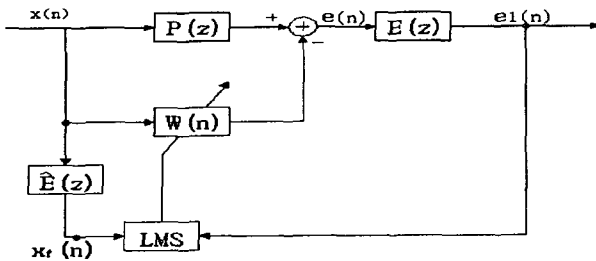


그림 4 Filtered-X LMS 블록선도
Fig. 4 Block diagram of the Filtered-X LMS

3. 제안한 능동소음 제어시스템

기존 시스템들 중에서 Eriksson의 알고리즘은 적응필터가 초기화 순간부터 정상상태에 도달하는 동안 소음 제어 성능이 현저히 저하되기도 하고, 적응필터가 고장시에는 제어불능 상태가 되기도 한다. 또한 병렬필터 시스템은 $\hat{P}(z)$ 을 추정하기가 어렵고, 장소와 온도가 변화하는 경우에는 추정을 다시 해야 하는 단점이 있다 [6]-[7].

본 연구에서는 이러한 시스템들의 단점들을 보완하기 위하여 그림 5의 블록선도와 같은 새로운 시스템을 제안하였다. 이 제어시스템은 4개의 적응필터와 2개의 추정자로 구성되어 있다. 그림 5에서 $W_0(n)$ 와 $W_1(n)$ 은 소음제어를 위한 적응필터이고

$W_2(n)$ 는 2차 경로 내의 $C(z)$ 를 $\hat{C}(z)$ 로 역모델링 하는 적응 역필터이다.

$W_0(n)$ 는 LMS 알고리즘이 운전도중 적응필터 $W_1(n)$ 이 정지되는 경우에도 소음제어 성능을 유지할 수 있는 안전장치로 작용한다. 이것은 병렬필터 시스템에서 덕트 공간을 추정하여 고정시킨 고정필터 $\hat{P}(z)$ 에 대응하는 필터로서 $\hat{P}(z)$ 는 추정값이고, 정상운전에서 $W_0(n)$ 는 반고정 필터 계수로서 $W_1(n)$ 의 영향을 받아 갱신되어 가는 값으로 최신의 자료를 가지고 있으므로 주 제어필터 역할을 한다[5].

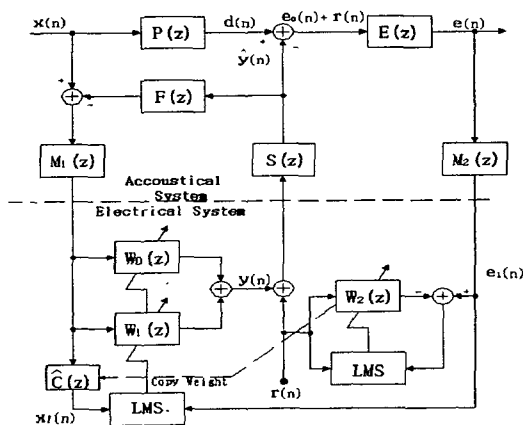


그림 5 제안한 시스템의 블록선도
Fig. 5 Block diagram of proposed active noise control system

주 제어필터 $W_0(n)$ 는 $W_1(n)$ 보다 샘플링 시간이 길어, 매 샘플링 순간마다 갱신되는 $W_1(n)$ 에서 얻은 정보를 이용하여

N개의 샘플링의 일정 시간에 갱신되는 반고정 필터로서 식(8)과 같다.

$$W_0(n+1) = W_0(n) + W_1(n) \quad (8)$$

여기서, $W_0(n)$, $W_1(n)$ 의 초기값은 0이다. 이러한 방법은 일정한 간격마다 $W_1(n)$ 에서 추정된 전달경로 $P(z)$ 에 해당하는 값인 식(8)을 연속적으로 갱신시킨다. 그리고 $W_1(n)$ 은 $P(z)$ 와 식(8)의 차이인 미세한 변화분에 대해 매 스텝마다의 갱신값을 식(9)로 추정한다.

$$W_1(n+1) = W_1(n) + \mu e(n) X(n) \quad (9)$$

또한, 2차 경로의 전달함수를 추정하기 위한 LMS 알고리즘과 추정값으로 구성되는 필터 $W_2(n)$ 가 있다. 이 추정 필터계수

$W_2(n)$ 는 복사하여 입력신호에 적용함으로 $x(n)$ 을 $\hat{C}(z)$ 로 필터링하여 $x_f(n)$ 을 만드는 것으로 제어필터의 계수를 추정하기 위한 LMS 알고리즘의 입력값으로 사용한다. 두 번째 LMS 알고리즘으로 갱신된 $W_2(n)$ 는 $\hat{C}(z)$ 로 복사된다. 결국 $\hat{C}(z)$ 는 $C(z)$ 의 모형이다[5]. $W_2(n)$ 를 구동하는 $e_1(n)$ 은 그림 5의 블록선도에서 구해 보면 식(11)과 같다.

$$\frac{\partial e_1^2(n)}{\partial W_2(n)} = 2 e_1(n) \frac{\partial e_1(n)}{\partial W_2(n)} = -2 e_1(n) r(n) \quad (10)$$

$$e_1(n) = E^T \{e_0(n) + r(n)\} - W_2^T r(n) = (E^T - W_2^T) r(n) + E^T e_0(n) \quad (11)$$

여기서, $r(n) = \{r(n-1), r(n-2), \dots, r(0)\}^T$ 이다. $e_0(n)$ 은

$d(n)$ 과 $\hat{y}(n)$ 의 차이로 오차값, $r(n)$ 은 오차경로의 PE(Persistence Excitation)조건을 만족시켜 주기 위한 백색잡음을 발생한다. $W_2(n)$ 이 두 번째 LMS구조에서 $e_1(n)$ 과 $r(n)$ 이 상관관계가 없는 경우 식(11)에서 구한값과 함께 $r(n)$ 과 $e_1(n)$ 으로 구동하여 추정하는 $W_2(n)$ 를 정리하면 식(12)와 같이 된다.

$$W_2(n+1) = W_2(n) + 2\mu e_1(n) r(n) \quad (12)$$

제안한 시스템에서는 적응필터 $W_1(n)$ 이나 $W_0(n)$ 를 센서로 출력값을 감지 하다가 $W_1(n)$ 이 고장으로 판정되면 $W_1(n)$ 을 0으로 고정시키고 $W_0(n)$ 으로 제어기를 작동시켜서 시스템의 제어성능을 안정적으로 유지하도록 한다. 제안한 시스템은 적응필터에서 고장이 발생할 때 제어 불능상태가 되는 Eriksson 시스템의 단점을 보완하고, 병렬필터 시스템에 비해서는 시변이나 구조변경시에도 전달함수를 추정해야 하는 문제를 해결하였으며, 두 알고리즘의 장점을 살리면서 문제점들을 모두 해결하는 것이다. 또한, 제안한 알고리즘은 두 알고리즘에 비해 구조가 복잡해지고, 계산량이 n/N 만큼 덧셈이 증가하는 문제점이 있으나 증가하는 계산량의 문제점은 처리속도가 빠른 전용 DSP칩을 사용하여 해결하였다.

4. 제안한 능동소음 제어시스템의 실험 및 고찰

4.1 시스템의 구성

그림 6은 본 논문에서 실제 구현한 능동소음제어기의 구성도이

다. 입력마이크로폰에서 얻은 소음신호는 전치증폭기, 엘리머싱 방지용 저역필터(L.P.F), A/D 변환기를 거쳐 디지털신호처리장치(DSP)에 입력된다. 본 실험에서는 그림 6과 같은 원통형 덕트를 사용하였다[7].

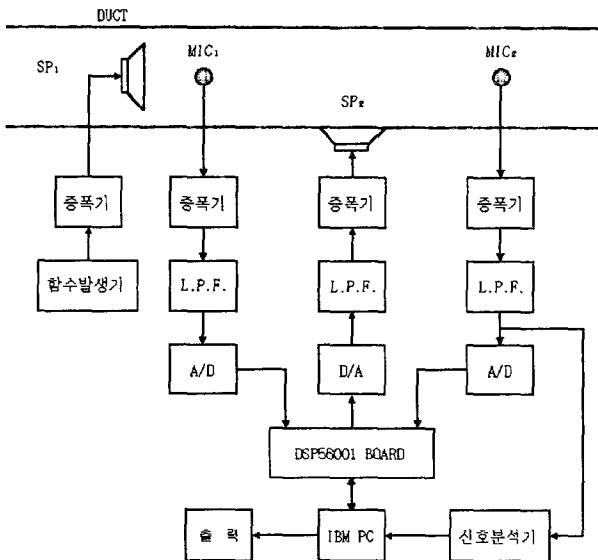


그림 6 능동소음제어기의 구성도
Fig. 6 Schematic diagram of active noise control system

4.2 모의실험 결과

이 절에서는 공조 덕트 내에 Eriksson 시스템, 병렬필터 시스템, 제안한 시스템들을 모의실험하여 그 성능을 분석하였다. 각 시스템은 단일주파수와 복합주파수 성분에 대한 소음신호를 시뮬레이션하였으며 입력신호는 식(13)과 같은 소음 $x(n)$ 을 사용하였다.

$$x(n) = \sum_{i=1}^3 a(i) \cdot \sin(2\pi f(i)t + \theta(i)) + v(n) \quad (13)$$

식 (13)의 소음신호는 3개의 정현파가 더해진 복합신호로서 각각의 주파수 성분 $f(i)$ 는 100[Hz], 280 [Hz], 400[Hz], $a(i)$ 는 0.1, $v(n)$ 은 평균이 0이고, 분산이 0.1인 백색잡음이다. 그림 7은 모의실험에서 사용한 입력인 복합 주파수의 소음신호 파형이다.

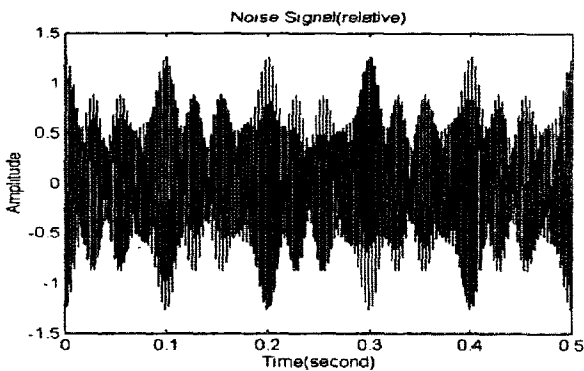


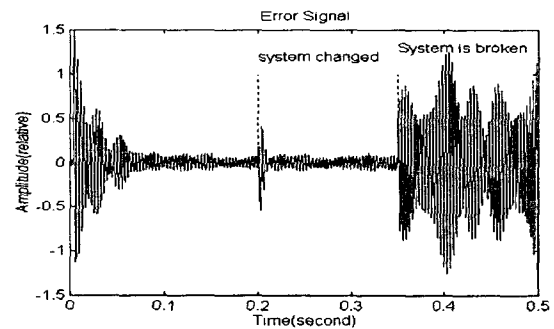
그림 7 입력 소음신호
Fig. 7 Input noise signal

실제의 공조 덕트 내에서는 덕트 내부의 온도와 풍속이 음향의 전달 지연시간에 영향을 준다. 즉, 덕트의 음향은 평면파로 볼 수 있으므로 풍속이 존재할 때의 음향의 속도는 매질의 풍속을 대수적으로 더한 속도가 된다. 따라서, 모의실험에서는 덕트 내부의 온도와 풍속을 고려하여 능동소음제어기들의 성능을 고찰하였다.

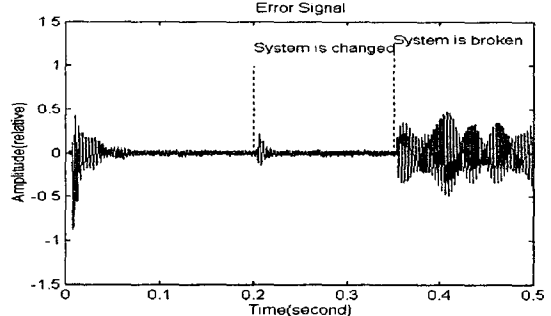
모의실험에서 주위 온도는 20[°C], 속도는 7[m/s]인 상태로 하였고, 덕트 내부에서는 온도가 상승하고, 풍속이 최대인 경우를 가정한 것으로 덕트 내부 온도가 35[°C], 속도는 10 [m/s]로 선정하였다.

또한, 하드웨어가 노화되었거나 제어 알고리즘이 일시 정지한 경우를 제어시스템이 고장난 경우로 판단하여 제어필터의 계수를 0으로 선정하였다. 이는 본 연구의 목적이 비정상적인 상태에서 제어기의 출력을 제어할 수 있는 것을 실험하는 것이기 때문이다.

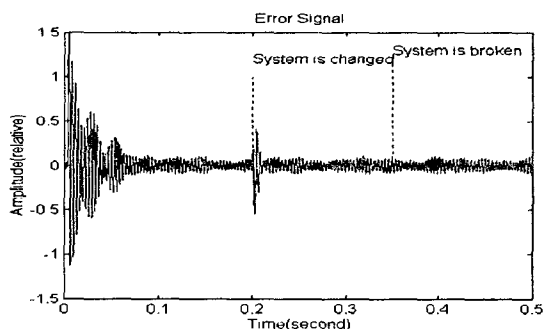
모의실험에서는 임의의 시간에 적응필터와 역모형 필터의 계수를 0으로 만들고, 그 이후 오차신호의 크기를 비교함으로써 두 시스템과 제안한 시스템의 성능을 평가한다.



(a) Eriksson의 시스템



(b) 병렬필터 시스템



(c) 제안한 시스템

그림 8 복합 주파수의 오차신호 비교

Fig. 8 The comparison with the error signal of complex frequency

그림 8의 각 경우에서와 같이 이상이 발생하기 전에는 제어시스템들이 성능의 차이를 보이지 않았다. 또한 0.2초에서 시스템의 조건을 변화시켰는데도 모든 경우에서 잘 적응해가고 있다. 그러나, 0.35초에서 제어기에 이상이 발생한 후 (a)는 소음제어 성능을 완전히 잃고 있으며, (b)는 측정하여 고정한 값에 의해서만 소음을 감쇠시키고 있는 반면, (c)의 제안한 시스템은 소음제어 성능을 잘 유지하는 것을 알 수 있다.

따라서, 제안한 시스템이 시변일 경우이거나 비정상 상태인 경우이거나 소음제어 성능을 계속 유지하게 됨을 알았다.

4.3 실험결과

이 절에서는 보조경로와 오차경로에 대한 전체 시스템의 성능을 평가하고자 실제 시스템을 구성하고 실시한 실험결과를 나타낸다. 구성된 시스템의 성능을 평가하기 위하여 140[Hz]와 240[Hz], 240[Hz]와 280[Hz]의 복합 주파수에서 실험한다.

실험 조건은 20[°C]의 상온에서 백색 잡음이 존재하는 정방향 구조의 방에서 실험하였다. 덕트 내부에서는 외부진동과 제어스피커에서 발생하는 제어소음에 의한 진동이 제어가 이루어지는 동안 지속적으로 유지되고 있는 상태로 하였다. 이러한 진동의 영향으로부터 덕트내의 센서인 입력 마이크로폰과 오차 검출용 마이크로폰의 감도를 보호하기 위하여 덕트 내부면에 에 얇은 흡음재를 사용하였다.

측정기의 range로 오실로스코프의 Time/div는 2[mS], VOLT/div는 1.0[V], 각 신호를 FFT 했을 때의 dB/div는 20[dB]로 설정하였다.

그림 9는 본 실험에서 사용한 복합잡음 신호와 그 스펙트럼을 오실로스코프로 관측한 것이다.

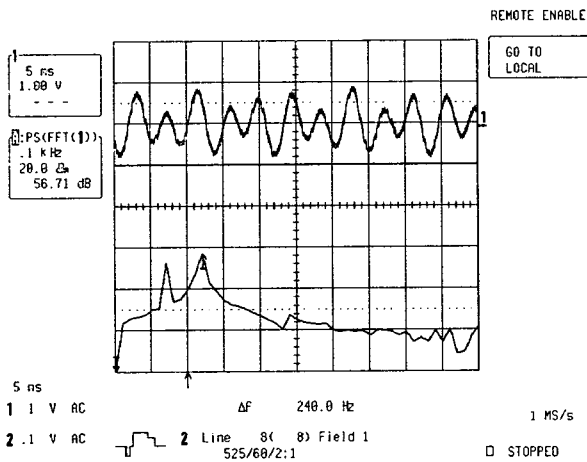
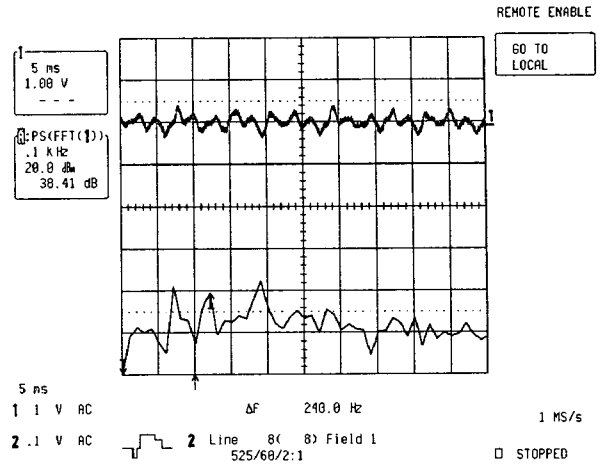
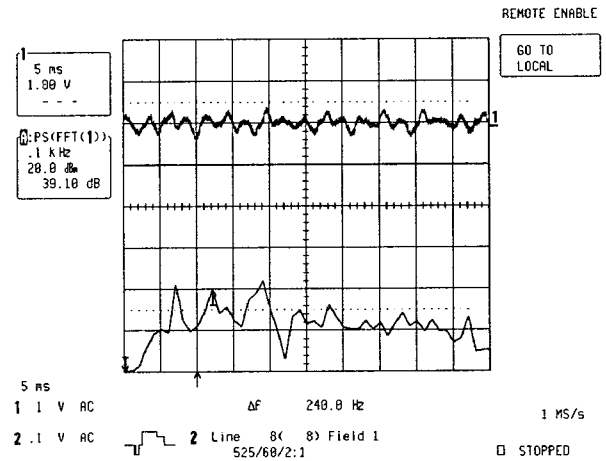


그림 9 복합 잡음 신호
Fig. 9 The complex noise signal

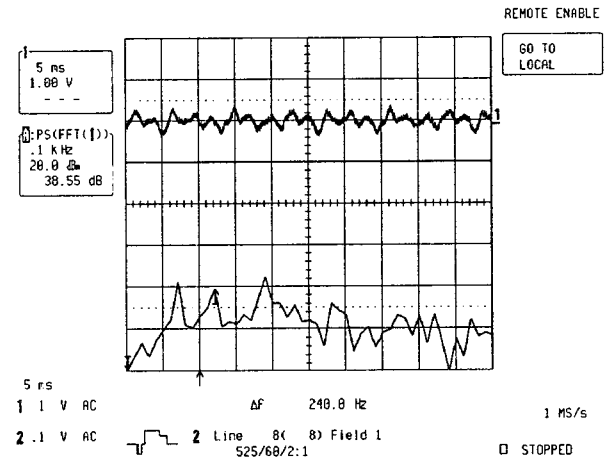
그림 10, 그림 11은 140[Hz]와 240[Hz], 240[Hz]와 280 [Hz]의 복합 주파수를 입력 잡음 신호를 세 가지 시스템에 실험한 결과로서 오차 검출용 마이크로폰으로 측정된 오차신호와 그 스펙트럼을 보여준다. 그림 10, 그림 11은 시스템이 정상일 때 실험한 결과로서 세 시스템 모두 약 20(dB)의 잡음감쇠 효과를 보이고 있다.



(a) Eriksson의 시스템



(b) 병렬필터 시스템

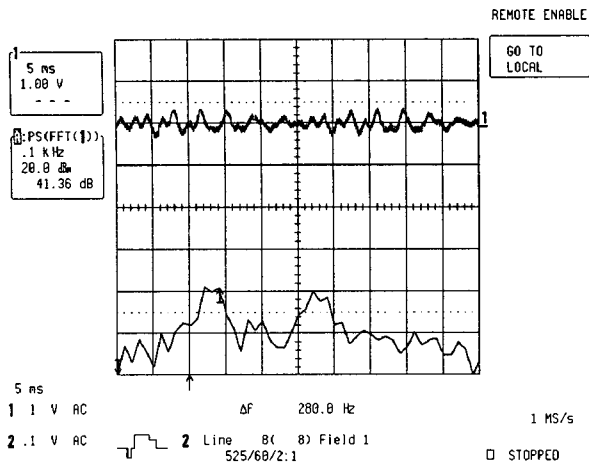


(c) 제안한 시스템

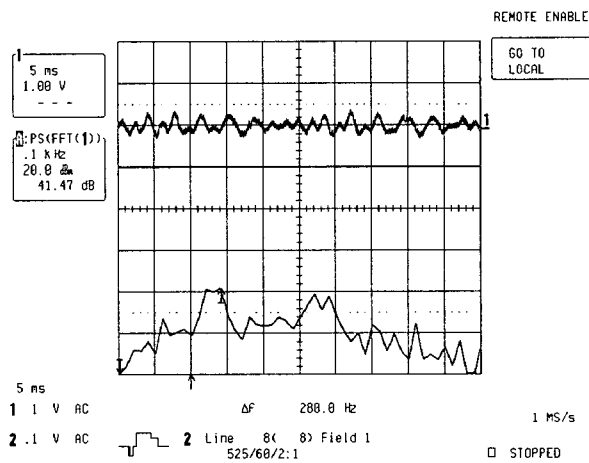
그림 10 140[Hz]와 240[Hz]의 복합주파수에서 오차신호와 스펙트럼

Fig. 10 Error signal and Spectrum with complex frequency on the 140[Hz] and 240[Hz]

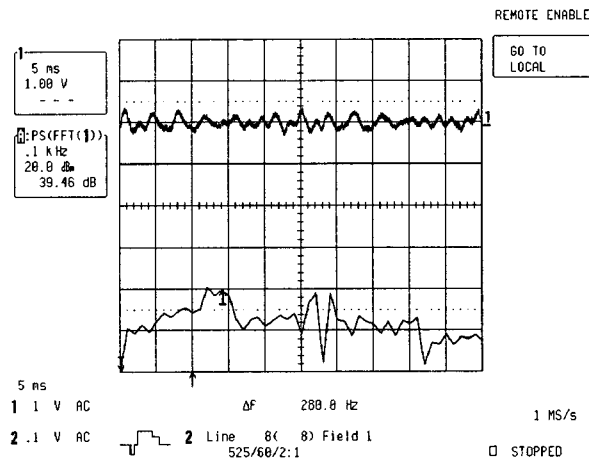
다. 이때 Eriksson 시스템의 경우는 제어가 되지 않았고, 병렬필터 시스템의 경우는 약 10[dB], 제안한 적응필터 시스템의 경우는 약 20[dB]의 소음이 감쇠되었다.



(a) Eriksson의 시스템



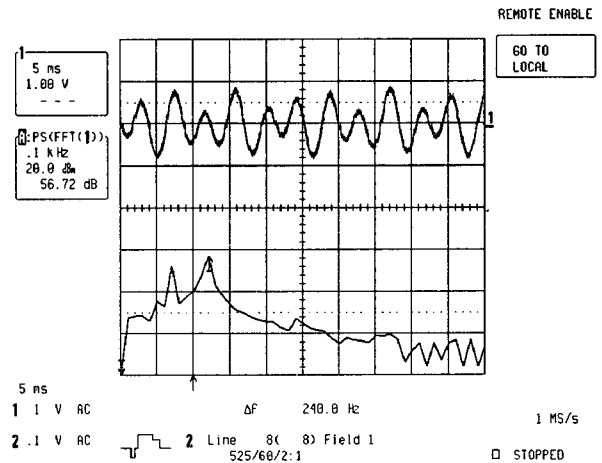
(b) 병렬필터 시스템



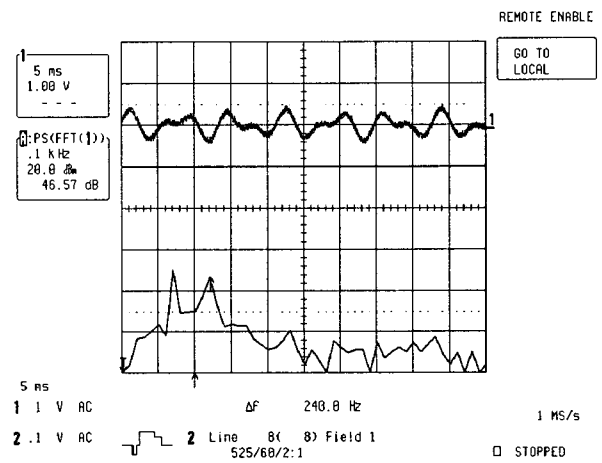
(c) 제안한 시스템

그림 11 240[Hz]와 280[Hz]의 복합 주파수에서 비교
 Fig. 11 The comparison with complex frequency on the 240[Hz] and 280[Hz]

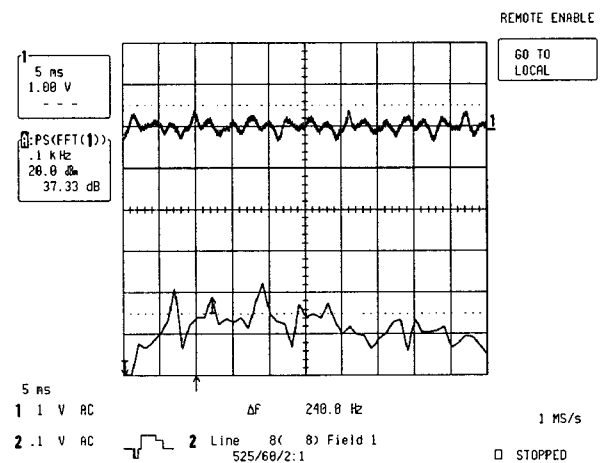
그림 12는 140[Hz]와 240[Hz]의 복합주파수로서 세 가지 시스템의 제어기를 강제로 정지시켰을 때의 오차신호와 그 스펙트럼이



(a) Eriksson의 시스템(그림 3의 $W(n)$ 제거)



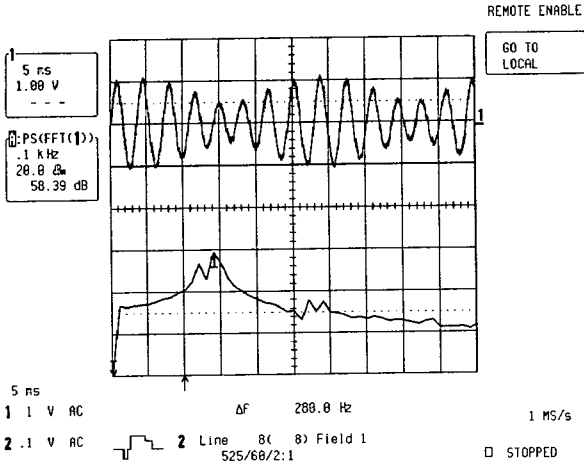
(b) 병렬필터 시스템(그림 4의 $W(n)$ 제거)



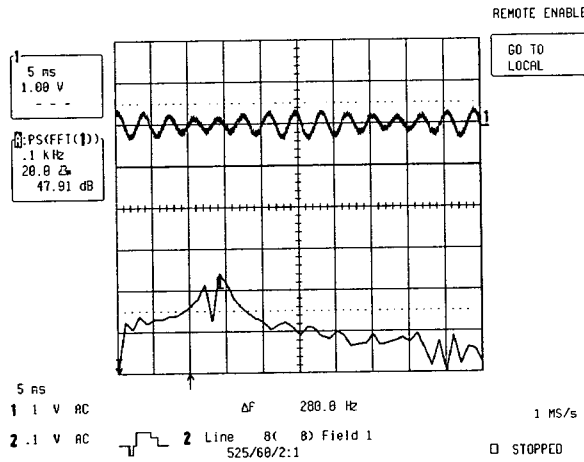
(c) 제안한 시스템(그림 5의 $W_1(n)$ 의 제거)

그림 12 140[Hz]와 240[Hz]의 복합주파수에서 비교
 Fig. 12 The comparison with complex frequency on the 140[Hz] and 240[Hz]

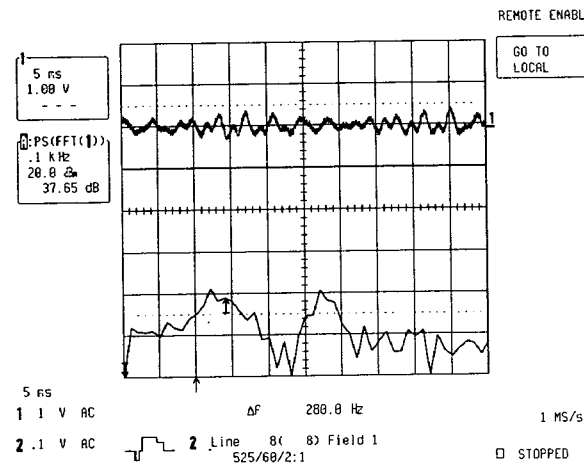
그림 13은 240[Hz]와 280[Hz]의 복합주파수로서 세 가지 시스템의 제어기를 강제로 정지시킨 경우의 오차신호와 그 스펙트럼이다.



(a) Eriksson의 시스템(그림 3의 $W(n)$ 제거)



(b) 병렬필터 시스템(그림 4의 $W(n)$ 제거)



(c) 제안한 시스템(그림 5의 $W_1(n)$ 의 제거)

그림 13 240[Hz]와 280[Hz]의 복합주파수에서 비교
Fig. 13 The comparison with complex frequency of 240[Hz] and 280[Hz]

이 경우에도 그림 12와 같이 Eriksson 시스템의 경우는 제어가 되지 않았고, 병렬필터 시스템의 경우는 약 10[dB], 제안한 적응필터 시스템의 경우는 약 20[dB]의 소음이 감쇠 되었다.

제어기가 정상일 때는 약 20[dB] 전후의 소음감쇠를 보이고 있으나, 제어기가 정지일 경우에는 Eriksson 시스템은 제어 불능이고, 병렬필터 시스템은 약 10[dB] 정도의 소음감쇠가 되고 있으며, 제안한 시스템은 정상상태와 유사한 약 20[dB] 정도의 소음감쇠가 있었고, 표 1은 그 결과이다.

표 1 각 주파수에서 이득
Table 1. The gain of the frequency

제어기의 동작상태	입력57[dB]의 소음주파수[Hz]	Eriksson 시스템[dB]	병렬필터 시스템[dB]	제안한 시스템[dB]
정 상	140 & 240 Hz	38	39	38
	240 & 280 Hz	41	41	39
정 지	140 & 240 Hz	57	47	37
	240 & 280 Hz	58	48	37

실험 중 음압이 다른 경우, 음압이 큰 주파수는 많은 감쇠가, 음압이 약한 주파수는 작은 감쇠가 이루어진다. 즉, 복합주파수의 각 주파수 별로 음압의 크기에 따라서 소음감쇠 이득이 다르게 나타나고 있었다. 실험한 시스템을 실제 시스템에 적용하였을 때 각 시스템의 소음이 지속적으로 제거되고 있음을 소음 이득이 감소하는 것으로서 신뢰도의 척도로 삼고 있다. 따라서 제어기에 이상이 발생하여 정지된 경우, 제안한 시스템은 표1에서 알 수 있듯이 10~20[dB] 이상의 소음 제거 효과를 보이고 있다. 제안한 시스템의 안정적인 소음제어의 신뢰성을 입증해주고 있다.

5. 결 론

본 연구에서는 적응필터와 반고정 적응필터를 병렬로 연결한 방식으로, 적응필터에 이상이 발생했을 때 반고정 필터로 소음제어의 성능을 유지하는 시스템을 제안한 것이다.

이 제안한 시스템의 성능을 평가하기 위하여 기존에 많이 사용되고 있는 Eriksson의 시스템과 병렬필터 시스템과 같이 시뮬레이션과 실험한 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

제어기가 시불변이고 정상적으로 작동하는 경우는 세 시스템 모두 유사한 성능을 보이고 있으나, 시스템 상태가 변화했을 때는 제안한 시스템이 두 시스템에 비하여 우수한 성능을 보였다.

제어기가 정상적으로 작동하지 않는 경우에는 Eriksson의 시스템은 제어불능 상태이고, 병렬필터는 고정필터만에 의한 제어가 이루어 졌으며, 제안한 시스템은 정상적인 경우와 같은 제어성능을 보였다.

따라서, 소음감쇠에서 다른 두 시스템에 비하여 우수하게 향상되었음을 시뮬레이션과 실험결과로 입증하였다. 이 제안한 시스템은 산업현장에서 소음제어가 필요한 장소 등에 안정적으로 동작하는 신뢰성 있는 시스템으로서 적용될 것으로 기대된다.

본 논문의 향후 과제는 보다 더 낮은 주파수에서의 실험과 실제 산업사회에 소음제어 시스템을 적용하고, 제어시스템의 소형화와 실시간 제어기법을 발전시켜 보다 다양한 시스템에 널리 사용할 수 있도록 연구하고자 한다.

참 고 문 헌

- [1] B. Widrow, S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall, pp. 270-301, 1985.
- [2] L. J. Eriksson, "Active Sound Attenuation Using Adaptive Digital Signal Processing Techniques", Ph. D. thesis, University of Wisconsin-Madison, 1985.
- [3] P. A. Nelson, S. J. Elliott, Active Control of Sound, Academic Press. pp. 116-230, 1992.
- [4] L. J. Eriksson, "Development of The Filtered-U Algorithm for Active Noise Control", J. Acoust. Soc. Am., Vol. 89, No. 1, pp. 257-265, January 1991.
- [5] 구춘근, 정양용, 오학준, 정찬수, "능동소음제어기의 강인성 개선" 대한전기학회논문집, 제45권 제11호, pp. 1588-1593, 1996.
- [6] 구춘근, "두개의 적응필터를 갖는 능동소음제어 시스템의 구현", 숭실대학교 박사학위 논문, 1997.6
- [7] D. R. Morgan, J. C. Thi, " A delayless subband adaptive filter architecture", IEEE Trans. on signal Proc., vol. 43, no.8, pp.1819-1830, 1995.
- [8] L. J. Eriksson, M. C. Allie, "Use of random noise for on-line transducer modelling in an adaptive active attenuation system", J. Acoust. Soc. Am, vol 85, no.2, 1989, pp. 797-802.
- [9] C. K. Chen, T. D. Chiueh, J. H. Chen, "Broadband Active Noise Control Using a Neural Network," IEICE Trans. on Inf. & System, vol. E81-D, no. 8, pp. 855-861, Aug. 1998.
- [10] Kook Hyun Yim, Tae Pyo Lee, Jong Boo Kim, Doo Su Ahn, "A Genetic Based Control Structure for Active Control", IEEE Inter. Symp. on Intelligent Control, vol. 1, pp. 381-386, Sep. 1999.
- [11] A. Qing, C. K. Lee, L. Jen, "Microwave imaging of parallel perfectly conducting cylinders using real-coded genetic algorithm", J. of Electromagnetic Waves & Applicatiobn, vol. 13, pp. 1121-1143, Aug. 1999.
- [12] 임국현, 김종부 외, "유전학습 능동제어기", 제어계측·자동화·로보틱스연구회 합동학술대회, pp.115-118, 1999. 8.
- [13] 김종부, 임국현, 이태표, "변환영역 광대역 능동소음제어", 전자공학회논문지, vol 35-T, no.2, 1998. 9

저 자 소 개



구 춘 근(具 春 根)

1960년 1월 14일 생. 1989년 서울산업대 전기공학과 졸업. 1991년 숭실대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1997년 ~ 현재 성남기능대 전기과 조교수.

Tel : 031-739-407, Fax : 031-739-4071

E-mail : chkkoo@snp.ac.kr



이 상 철(李 相 喆)

1952년 8월 13일 생. 1977년 숭실대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1981년 ~ 현재 동서울 대학 전기과 교수

Tel : 031-720-2065, Fax : 031-720-2060

E-mail : sclee@haksan.dsc.ac.kr