

IIR 필터를 기저로 이용한 능동소음제어 알고리즘의 설계 기법

Design of the ANC Algorithm Using IIR Filter Bases

°오시환*, 박영진**

*한국과학기술원 기계공학과 (Tel: 042-869-3076; Fax: 042-861-3095; E-mail: osh@cais.kaist.ac.kr)

**한국과학기술원 기계공학과 (Tel: 042-869-3036; Fax: 042-861-3095; E-mail: yjpark@sorak.kaist.ac.kr)

Abstracts For a lightly damped system, IIR based filter can have better performance than FIR filter as an adaptive filter in ANC algorithm. IIR based filter which has an infinite impulse response can model a lightly damped acoustic system with a small number of weights compared that of FIR filter and has no nonlinearity and instability problems on weight updating process which are associated to the conventional IIR filters. There are, however, some drawbacks such as design parameters to be determined earlier to get better performance and much increased computational power especially in the presence of error path. In this study, base filter parameters are determined in systematic manner, with the knowledge of the nominal impulse response of the system which should be identified, by Prony's method. Three methods reducing the computational load are proposed and their performance and application limits are discussed. Simulation and experimental results demonstrate the feasibility of the proposed method.

Keywords ANC, IIR based filter, Filtered-X LMS algorithm, Prony's method

1. 서론

Filtered-X LMS 알고리즘이 Widrow[1]에 의하여 제안된 이후, 적응 신호 처리 기법을 이용하는 능동소음제어 알고리즘은 활발하게 연구되어 왔으며 Eriksson[2]에 의한 Filtered-U LMS 알고리즘은 음향 제한 현상이 존재하는 시스템이나 감쇄가 적은 공간을 IIR 필터로 제어가 가능하도록 하였다. IIR 필터를 이용함으로써 길이가 긴 FIR를 사용하지 않고서도 효과적인 제어가 가능하다. 가중치 갱신시 발생하는 비선형성이나 불안정성 문제로 인해 실제 능동소음제어를 위한 적응 필터로는 잘 쓰이지 않는다.

이를 해결하기 위하여 IIR 필터의 선형 조합으로 구성된 새로운 적응 필터 즉, IIR 기저 필터(IIR based filter)가 제안되었다[7]. 각각의 IIR 기저는 그 충격 응답이 지수 삼각 함수(exponential sinusoidal function)를 가지도록 설계되었다. 이 필터는 무한 충격 응답을 가지지만 필터 가중치 갱신시 비선형성이나 불안정성의 문제가 발생하지 않으며, 감쇄가 적은 시스템에 대하여 FIR 필터보다 적은 계산량으로 효과적인 제어가 가능하다. 그러나 항상된 제어 성능을 가지기 위해서는 설계자가 IIR 기저의 주파수와 감쇄 계수를 시행착오적으로 미리 선정해 주어야 하는 단점이 있다. 또한 능동소음제어에 반드시 존재하는 오차계로 인하여 본래의 의도와는 달리 많은 계산량이 증가한다.

본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 먼저 IIR 기저 필터에 사용되는 IIR 기저의 파라미터를 Prony 방법[3,4]을 이용하여 시행착오 없이 선정하는 방법을 도입하였다. 그리고, IIR 기저 적응 필터 사용 시 오차계로 인하여 증가하는 계산량을 줄이는 3가지 방법을 제시한다. 필터간의 선형성을 이용하여 오차계 모델과 IIR 기저의 필터링 순서를 바꾸어 주는 방법, 오차계의 역 지연 모델을 이용한 계산량 감소 방법 그리고 기저 필터의 특성을 이용하여 오차계 모델을 상수 2개로 단순화하는 방법을 제시하였으며 각각의 방법에 대한 제어 성능과 적용 가능 조건을 고찰하였다.

2. IIR 기저 필터를 이용한 Filtered-X LMS 알고리즘

IIR 기저 필터가 L개의 IIR 기저로 이루어져 있고 오차계를 길이 M+1인 FIR 필터로 $H = [h_0, h_1, h_2, \dots, h_M]^T$ 와 같이 가정한다. 원소음 신호를 $d(k)$, 기준 신호 $x(k)$ 가 i번째 기저 필터를 통과한 신호를 $u_i(k)$ 라 하면 오차 마이크로폰에 잡히는 신호는

$$e(k) = d(k) - \sum_{i=0}^M h_i w(k-i)^T u(k-i) \quad (1)$$

로 표현된다. 여기서 $w(k)$ 는 각각의 기저에 곱해지는 가중치 $w_i(k)$ 로 구성된 길이 L의 열벡터이며 $u(k)$ 는 $u_i(k)$ 로 이루어진 열벡터이다.

$$w(k) = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_L(k)]^T \quad (2)$$

$$u(k) = [u_1(k), u_2(k), \dots, u_L(k)]^T \quad (3)$$

최급 하강법에 의한 가중치 갱신식은 오차계 모델 \hat{H} 와 $u_j(k)$ 의 부분 수열, $U_j(k) = [u_j(k), u_j(k-1), \dots, u_j(k-M)]^T$ 로 다음과 같이 표현된다.

$$w_j(k+1) = w_j(k) + 2\mu e(k) \hat{H}^T U_j(k) \quad (4)$$

이 식을 다시 벡터 형태로 써 주면 다음 식을 얻는다.

$$w(k+1) = w(k) + 2\mu e(k) [\hat{h}_0 u(k) + \dots + \hat{h}_M u(k-M)] \quad (5)$$

IIR 기저 필터를 이용한 Filtered-X LMS 알고리즘의 블럭 선도는 다음과 같다.

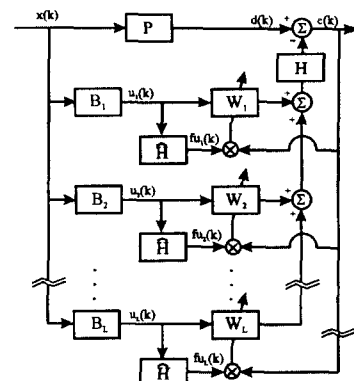


그림 1. IIR 기저 필터를 이용한 Filtered-X LMS 알고리즘
Fig. 1. Filtered-X LMS algorithm using IIR based filter

3. 기저 필터 파라미터의 선정

IIR 기저 필터에 사용되는 기저는 제어 성능에 직접적인 영향을 미치므로 이것의 선정은 매우 중요하다. [7]에 의하면 각각의 기저 필터가 어느 정도 직교성을 가지고 있으며 IIR 기저 필터가 주파수별 제어 능력을 갖도록 하기 위해 각 기저가 지수 삼각 함수를 충격 응답으로 갖도록 설계되었으며 이 경우, 기저의 중심 주파수와 감

쇄 계수가 음향 시스템을 모사하도록 적절하게 선정되면 FIR 필터보다 향상된 제어 성능을 가짐을 보였다. 이 때 IIR 기저는 다음과 같이 표현된다.

$$B_{i,c}(z) = \frac{1 - e^{-\sigma_i T} z^{-1} \cos \omega_i T}{1 - 2e^{-\sigma_i T} z^{-1} \cos \omega_i T + e^{-2\sigma_i T} z^{-2}} \quad (6)$$

$$B_{i,s}(z) = \frac{e^{-\sigma_i T} z^{-1} \sin \omega_i T}{1 - 2e^{-\sigma_i T} z^{-1} \cos \omega_i T + e^{-2\sigma_i T} z^{-2}}, \quad i = 1, 2, \dots, L$$

$B_{i,c}(z)$ 와 $B_{i,s}(z)$ 는 각각 $e^{-\sigma_i t} \cos \omega_i t$ 와 $e^{-\sigma_i t} \sin \omega_i t$ 를 그 충격 응답으로 가지는 IIR 필터이며 ω_i 의 주파수 성분을 제어하기 위해 항상 cosine기저와 sine기저가 쌍으로 존재한다.

IIR 기저 필터를 이용하여 제어할 경우, 그 대상계와 오차계에 따라서 기저 필터의 수와 각 기저의 중심 주파수 ω_i , 그리고 감쇄 계수 σ_i 가 결정되어야 한다. 이는 대상계와 오차계의 기준 시스템을 알고 있다고 가정하면, 제어 전과 제어 후의 오차 스펙트럼을 비교해 가며 시행 착오적으로 선택하지 않고서도 Prony 방법을 이용하여 쉽게 계산될 수 있다.

IIR 기저 필터가 모사해야 하는 시스템의 기준 충격 응답 (nominal impulse response)을 알고 있다고 가정하자. 이 신호를 $y(k)$ 라 하면 이는 다음과 같은 형태로 표현될 수 있다.

$$y(k) = \sum_{i=1}^L A_i x_i^k + e(k), \quad (7)$$

여기서

$$x_i = \exp(s_i T), \quad s_i = \sigma_i + j\omega_i, \quad i = 1, \dots, L. \quad (8)$$

즉, $y(k)$ 는 L 개의 복소 지수 함수의 조합과 잔류 오차로 표현된다. Prony 방법은 각 성분의 크기 A_i 와 s_i 를 특정 기준에 따라 잔류 오차가 최소화되도록 예측하는 것이다. A_i 와 s_i 를 계산하기 위하여 L 개의 미지수 a_0, a_1, \dots, a_{L-1} 를 다음과 같이 정의한다.

$$\sum_{k=0}^L a_k x^k = \prod_{i=1}^L (x - x_i). \quad (9)$$

이 때, $a_L = 1$ 이다. 위 식에서 x_i 는 L 개의 근이 된다. 이제 식 (9) 의 좌변에 x^k 대신 $y(k+j)$ 를 대입하고 정리하면

$$\sum_{k=0}^L y(k+j)a_k = \sum_{k=0}^L \left| \sum_{i=1}^L A_i x_i^{k+j} \right| a_k = \sum_{i=1}^L A_i x_i^j \left| \sum_{k=0}^L a_k x_i^k \right| = 0 \quad (10)$$

그러므로 다음과 같은 등식을 얻는다.

$$\sum_{k=0}^L y(k+j)a_k = 0 \quad (11)$$

식 (11)로 부터 j 를 N 부터 $M-1$ 까지 변화시키며 ($M-N > L$) a_i 에 대한 다음과 같은 최소자승해를 구할 수 있다.

$$a = \{Q^T Q\}^{-1} Q^T b, \quad (12)$$

여기서

$$a = [a_0, \dots, a_{L-1}]^T, \quad (13)$$

$$b = -[y(L+N), y(L+N+1), \dots, y(L+M+N-1)]^T, \quad (14)$$

$$Q = \begin{bmatrix} y(N) & y(N+1) & \dots & y(N+L-1) \\ y(N+1) & y(N+2) & \dots & y(N+L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N+M-1) & y(N+M) & \dots & y(N+M+L-2) \end{bmatrix} \quad (15)$$

그러므로 식 (12)로 부터 구한 a_i 를 이용하여 σ_i 와 ω_i 를 계산할 수 있다.

4. 계산량 감소 방법

4.1 필터간의 선형성을 이용한 계산량 감소

IIR 기저 필터를 이용하여 Filterd-X LMS 알고리즘을 구현할 경우, 가중치 갱신을 위해 $u_i(k)$ 가 오차계를 거쳐야 하므로 오차계 모델 필터링이 FIR 적용 필터를 사용했을 때보다 L 번 증가하여 계산량이 상당히 증가한다(그림 1).

계산량을 줄이는 한가지 방법으로써 필터간의 선형성을 이용하여 그림 2와 같이 오차계 모델 H 와 기저 필터 B_i 의 필터링 순서를 바꾸는 방법이 있다. 이는 원래의 알고리즘과 동가이며 오차계 모델 필터링이 한번으로 줄어드는 반면, 기저 필터 필터링이 2배가 늘어난다. 그러므로 감쇄가 적은 오차계가 존재하는 공간에서 제어할 때 많은 양의 계산량 이득을 가져온다. 그러나 제어 성능 저하는 전혀 없다.

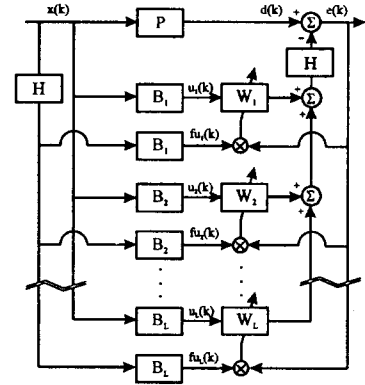


그림 2. 계산량 감소 방법 I; 필터간의 선형성 이용
Fig. 2. The method reducing computational load; Exchanging H and B_i

4.2 역 지연 필터의 도입

역 지연 필터를 도입하여 제어 알고리즘을 수정함으로써 계산량을 감소시킬 수 있다. 역 지연 필터를 도입했을 때의 블록 선도는 그림 3이다. 길이 $N+1$ 의 FIR 필터로 모델링 된 역 지연 필터 $S = [s_0, s_1, \dots, s_N]^T$ 는 다음 식을 만족한다.

$$\sum_{j=0}^N s_j h_i x(k-i-j) = x(k-\Delta) \quad (16)$$

오차 $e(k)$ 가 S 를 통과한 후의 새로운 오차 $\varepsilon(k)$ 를 다음과 같이 정의 한다.

$$\varepsilon(k) = \sum_{j=0}^N s_j e(k-j) \quad (17)$$

$$= \sum_{j=0}^N s_j d(k-j) - w(k-\Delta)^T u(k-\Delta)$$

$\varepsilon^2(k)$ 를 최소화하도록 하는 가중치 갱신식은 다음과 같다.

$$w(k+1) = w(k) + 2\mu \varepsilon(k) u(k-\Delta). \quad (18)$$

역 지연 필터 S 를 이용함으로써 가중치 갱신에 필요한 오차계 필터링이 사라져 많은 양의 계산량이 감소한다. 단, 원래의 오차를 역 지연 필터에 통과시키는 한 번의 필터링이 추가된다.

현재의 가중치와 정상상태 해의 차이인 가중치 오차가 평균적으로 수렴하도록 하는 안정한 수렴 계수의 범위는 다음과 같이 표현된다[6].

$$0 < \mu < \sin \left\{ \frac{\pi}{2(2\Delta+1)} \right\} / \lambda_{\max}. \quad (19)$$

여기서 λ_{\max} 는 입력 자기 상관 행렬의 최대 고유값이다.

식 (19)에서 볼 때 역 지연 필터의 지연 시간 Δ 가 작을수록 안정한 수렴 계수의 범위가 커져 수렴 속도가 빨라지나 이는 오차계의 균지연보다 커야하는 제한 조건을 가지고 있다. 역 지연 필터 설계

시 보통 Δ 는 역 지연필터 길이의 반으로 잡아 주는 것이 좋으나[1] 이 경우에는 앞에서 언급한 두가지 조건을 함께 고려하여 지연 시간을 선정하는 것이 바람직하다.

역 지연필터를 사용하면 $\varepsilon^2(k)$ 이 최소화되나 $e^2(k)$ 역시 최소화된다고는 말할 수 없다. 실제로 오차계에 감쇄가 적어서 공진이 심한 경우 오차계에 존재하는 극점이 역 지연 필터에는 영점으로 나타난다. 그러므로 공진 주파수 대역에서 제어 성능이 떨어지게 되는 단점이 있다.

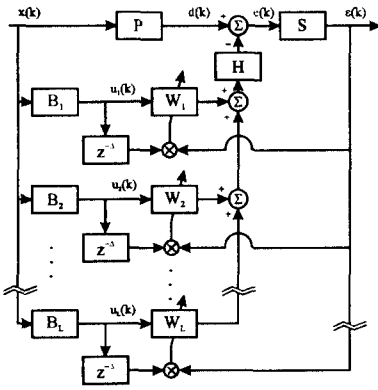


그림 3. 역 지연 필터의 이용한 계산량 감소 방법 II
Fig. 3. The method reducing computational load with delayed inverse error path model

4.3 오차계 모델의 단순화

IIR 기저 필터에 사용되는 기저의 충격 응답이 지수 삼각 함수일 경우, 오차계 모델을 2개의 상수로 단순화할 수 있다. 이는 오차계의 감쇄가 적을수록 더 많은 계산량을 줄이게 된다. 식 (6)에서 a_i 가 아주 작다고 가정하면 기저 필터를 통과한 신호가 거의 순음에 가까워지므로 다음과 같은 가정이 성립한다.

$$\begin{aligned} B_{i,c}(j\omega_i)\hat{H}(j\omega_i) &\cong \alpha_{i,c}B_{i,c}(j\omega_i) + \alpha_{i,s}B_{i,s}(j\omega_i) \\ B_{i,s}(j\omega_i)\hat{H}(j\omega_i) &\cong \beta_{i,c}B_{i,c}(j\omega_i) + \beta_{i,s}B_{i,s}(j\omega_i) \end{aligned} \quad (20)$$

여기서 $\alpha_{i,c}$, $\alpha_{i,s}$ 와 $\beta_{i,c}$, $\beta_{i,s}$ 는 기저 필터에 곱해지는 상수이다. 한편, $B_{i,c}(j\omega)$ 와 $B_{i,s}(j\omega)$ 의 푸리에 변환식은

$$\begin{aligned} B_{i,c}(j\omega) &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{a_i + j(\omega - \omega_i)} + \frac{1}{a_i + j(\omega + \omega_i)} \right) \\ B_{i,s}(j\omega) &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{a_i + j(\omega - \omega_i)} - \frac{1}{a_i + j(\omega + \omega_i)} \right) \end{aligned} \quad (21)$$

와 같으므로 이를 식 (20)에 대입하고 정리하면 $\alpha_{i,c}$, $\alpha_{i,s}$ 와 $\beta_{i,c}$, $\beta_{i,s}$ 에 대하여 다음 식을 얻는다.

$$\begin{Bmatrix} \alpha_{i,c} \\ \alpha_{i,s} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{a_i}{\omega_i} \\ 0 & -\frac{a_i^2 + \omega_i^2}{\omega_i^2} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \text{Re}\{H(j\omega_i)\} \\ \text{Im}\{H(j\omega_i)\} \end{Bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{Bmatrix} \beta_{i,c} \\ \beta_{i,s} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\omega_i} \\ 1 & -\frac{1}{a_i} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \text{Re}\{H(j\omega_i)\} \\ \text{Im}\{H(j\omega_i)\} \end{Bmatrix} \quad (23)$$

오차계 모델과 식 (22), (23)을 이용하여 오차계를 상수 2개로 단순화할 수 있다.

a_i 가 작을 경우, $u_i(k)$ 에는 ω_i 에 해당하는 주파수 성분이 지배적이나 a_i 가 커지면서 그 주변의 주파수 성분도 무시할 수 없는 양이 되므로 오차계 모델을 통과한 신호와 이를 단순화한 상수를 거친 신호 사이에는 차이가 생긴다. 이 신호간의 위상차가 커지면서

성능이 점점 저하되며 90° 이상 차이가 나면 결국 알고리즘이 발산한다[5]. 편의상 오차계의 군지연이 D 스텝이라 가정하고 샘플링 주파수를 ω_s 라 하자. 기저 필터의 중심 주파수로 부터 임의의 주파수 ω 와의 차이를 $\Delta\omega$ 라 하면 다음과 같은 식이 성립한다.

$$\Delta\phi = 2\pi \frac{\Delta\omega D}{\omega_s} \quad (24)$$

여기서 $\Delta\phi$ 는 임의의 주파수 ω 에서, 오차계 모델과 단순화된 오차계 모델을 통과한 신호간의 위상 차이와 같다. 이것이 90° 이상 커지면 안되므로 알고리즘이 발산하지 않는 $\Delta\omega$ 의 최대 범위는 다음과 같이 구해진다.

$$\Delta\omega = \frac{\omega_s}{4D} \quad (25)$$

식 (25)에서 볼 때, 기저 필터에 큰 기여를 하는 주파수 범위가 $\Delta\omega$ 안에 존재해야만 알고리즘이 안정하다. 그리고 오차계의 군지연이 커질수록, 샘플링 주파수가 작아질수록 $\Delta\omega$ 의 범위가 작아져 오차계 모델을 단순화하는 것이 어려워 짐을 알 수 있다.

5. 모의 실험 및 실험 결과

모의 실험과 실험을 통하여 감쇄가 적은 공간에서 능동소음제어를 할 때 IIR 기저 필터를 사용하는 것이 FIR 적응 필터를 사용하는 것보다 더 효과적임을 보이고자 하였다. 이를 위해 감쇄가 적은 극점이 존재하는 시스템이 선정되었고 IIR 기저 필터와 FIR 필터를 사용했을 때의 계산량 및 제어 성능을 비교하였다.

5.1 모의 실험 결과 및 분석

본 모의 실험에서는 먼저, FIR 필터를 적응 필터로 사용했을 때와 IIR 기저 필터를 사용했을 때 그리고 계산량 감소를 위해 제안된 3가지 방법을 사용했을 때의 알고리즘 성능을 비교해 보았다. 모의 실험에 사용된 대상계와 오차계는 감쇄가 적은 2개의 극점이 존재하는 시스템이다. 오차계와 대상계의 충격 응답은 그림 4이다.

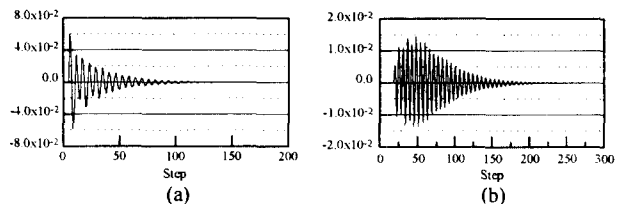


그림 4. (a) 오차계 (b) 대상계의 충격 응답 함수
Fig. 4. Impulse response of the (a) error path and (b) target plant

모의 실험한 대상계와 오차계를 가지고 Prony 방법을 이용하여 계산한 중심 주파수와 감쇄 계수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \omega_1 &= 2\pi \times 195 \text{ rad/s}, \quad \sigma_1 = 70 \\ \omega_2 &= 2\pi \times 342 \text{ rad/s}, \quad \sigma_2 = 164 \end{aligned} \quad (26)$$

그러므로 이 결과를 이용하여 기저 필터를 선정하였다. 이 때 위에서 계산된 결과만 사용한다면 단지 2개의 주파수 성분만 제어되므로 제어 영역을 확장시키기 위하여 175, 215, 322, 332, 352, 362, 380Hz의 중심 주파수를 더 선정하여 14개의 기저 필터를 추가하였다. 기저 필터를 추가하면서 감쇄 계수를 175, 195, 215Hz에는 100을 나머지는 50을 사용하여 원래의 값보다 줄였다.

한편 그 비교대상으로는 IIR 기저 필터와 같은 정도의 계산량을 갖는 길이가 72인 FIR 필터를 이용하였다. 그림 5는 제어 전후의 시간 응답이다. 2개의 필터가 비슷한 수렴 속도와 제어 성능을 가짐을 알 수 있다.

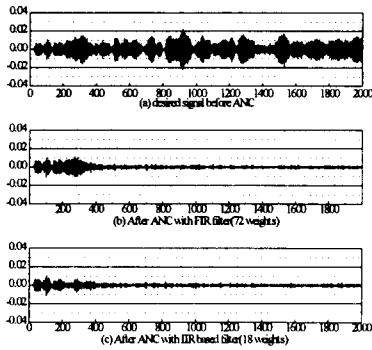


그림 5. 오차 신호의 제어 전과 제어 후 시간 응답

Fig. 5. Time response of the error signal before and after ANC

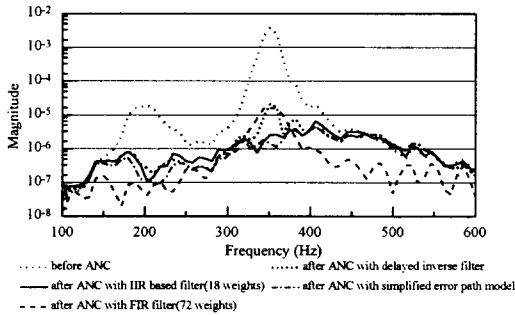


그림 6. 제어 전과 제어 후의 오차 스펙트럼

Fig. 6. Error spectrum before and after ANC

정상상태에서 제어 전후의 오차 스펙트럼은 그림 6에 나타나 있다. FIR 필터와 IIR 기저 필터를 비교해 볼 때 IIR 기저 필터가 342Hz 부근의 소음 더 잘 제어하고 있음을 알 수 있다. 역지연 필터를 이용하여 계산량을 감소시킨 방법은 공진 주파수 부근에서 제어 성능이 약간 저하되었고 오차계 모델을 단순화한 것은 원래의 것과 유사한 제어 성능을 내고 있다. 필터간의 선형성을 이용한 방법은 원래의 알고리즘과 제어 성능이 같으므로 생략하였다. 이 모의 실험을 통하여, 감쇄가 적은 시스템을 제어할 경우 IIR 기저 필터가 FIR 필터보다 공진 주파수 부근에서 더 나은 제어 성능을 가짐을 확인할 수 있었다.

5.2 실험 결과 및 분석

1/2 차량 모델에서 실제 실험을 수행하였다. 이 차량 모델은 174, 260, 280, 307 그리고 345Hz에 공진이 존재한다. 소음원과 제어 음원, 오차 마이크론의 위치는 그림 7에 나타나 있다. 기준 신호로는 중심 주파수가 250Hz인 100Hz 밴드 신호를 사용하였고 2000kHz로 샘플링하였다. 기저 필터는 260Hz 부근의 공진 소음을 제어하기 위해 그 중심 주파수를 257, 260, 263Hz에 선정하였고($a=20$) 280, 300Hz에 존재하는 공진 소음을 제어하기 위해 275, 280, 285, 305, 310, 315Hz에 중심 주파수를 선정하여 모두 18개의 기저를 사용하였다($a=40$). 그리고 길이 256인 FIR 필터를 사용하여 제어 성능을 비교하였다. 제어 전후의 오차 스펙트럼은 그림 8이다.

IIR 기저 필터를 사용했을 때의 계산량은 FIR 필터를 사용했을 때의 계산량의 1/3밖에 되지 않지만 제어 공간이 잔향이 심한 공간이기 때문에 제어 주파수 영역에서 그 성능이 FIR와 유사하게 나타났다. FIR 필터를 사용했을 때는 174, 345Hz에서도 약 8-10dB 가량 제어가 되었지만 IIR 기저 필터로는 해당 주파수에 기저 필터가 없으므로 거의 제어가 되지 않았다.

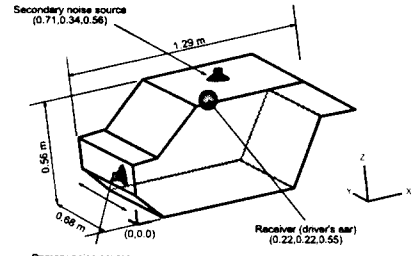


그림 7. 실험 장치의 구성

Fig. 8. Experimental set up for ANC

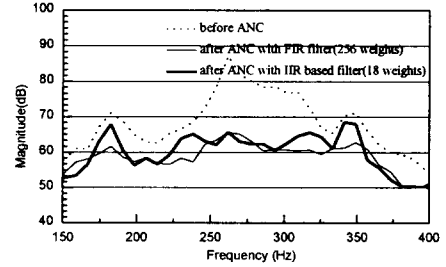


그림 8. 실험 결과

Fig. 8. Experimental results

6. 결론

IIR 기저 필터로 능동소음제어를 할 경우, 제어 전에 선정해 주어야 하는 기저 필터 파라미터를 Prony 방법을 이용하여 계산하였다.

IIR 기저 필터 사용 시 오차계의 존재로 인해 증가하는 계산량을 감소시키기 위해 3가지 방법을 제안하였다. 필터간의 선형성을 이용한 방법은 제어 성능의 저하 없이 계산량을 감소시킬 수 있으며 역 지연 모델을 이용한 방법은 약간의 제어 성능 저하를 가져온다. 마지막으로 오차계 모델을 상수 2개로 단순화하는 방법을 제안하였으며 이에 대한 제한 조건을 제시하였다.

모의 실험과 실험을 통하여 감쇄가 적은 시스템의 제어 시 기저 필터를 잘 선정함으로써 IIR 기저 필터가 FIR 적응 필터보다 효과적임을 입증하였다.

참고문헌

- [1] Widrow, "Adaptive Signal Processing," Prentice Hall Inc. 1985, pp.231-244
- [2] L.J.Eriksson, "Development of The Filtered-U Algorithm for Active Noise Control," *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 89, No. 1, January 1991, pp257-265
- [3] Davies, P, "A Recursive Approach To Prony Parameter Estimation," *J. Sound Vib.* Vol. 89(4), 1983, pp.571-583
- [4] F.B.Hildebrand, "Introduction to numerical analysis," Mcgraw Hill, 1956, pp378-382
- [5] S. D. Snyder, C. H. Hansen, "The Influence of Transducer Transfer Functions And Acoustic Time Delays on The Implementation of The LMS Algorithm in Active Noise Control Systems," *J. Sound And Vibration*, Vol.141(3), 1990, pp.409-424
- [6] Hyoun Suk Kim, "ANC Algorithm for a Duct System with Reduced Computational Burden and Fast Convergence," M.S. Thesis KAIST, 1993, pp.12-23
- [7] 오시환, 박영진, "IIR 필터를 기저로 이용한 능동소음제어 알고리즘," '95 KACC, 1995, pp.144-147