

## 소음 주파수 추정 기법을 이용한 능동소음제어 알고리즘

### Active Noise Control Algorithm Based on Noise Frequency Estimation

°김선민\*, 박영진\*\*

\* 한국과학기술원 기계공학과(Tel : +82-42-869-3076; Fax : +82-42-869-3095; Email : sunmin@bomun.kaist.ac.kr)

\*\* 한국과학기술원 기계공학과(Tel : +82-42-869-3036; Fax : +82-42-869-8220; Email : yjpark@sorak.kaist.ac.kr)

**Abstracts** In this paper, Active Noise Control(ANC) algorithm is proposed based on the estimated frequency estimator of the reference signal. The conventional feedforward ANC algorithms should measure the reference and use it to calculate the gradient of the squared error and filter coefficients. For ANC systems applied to aircrafts and passenger ships, engines from which reference signal is usually measured is so far from seats where main part of controller is placed that the scheme might be difficult to implement or very costly. Feedback ANC algorithm which doesn't need to measure the reference uses the error signal to update the filter and is sensitive to unexpected transient noise like a sneeze, clapping of hands and so on

The proposed algorithm estimates frequencies of the desired signal in real time using adaptive notch filter. New frequency estimation algorithm is proposed with the improved convergence rate, threshold SNR and computational simplicity. Reference is not measured but created with the estimated frequencies. It has strong similarity to the conventional feedback control because reference is made from error signal. Enhanced error signal is used to update the controller for better performance under the measurement noise and impact noise. The proposed ANC algorithm is compared with the conventional feedback control.

**Keywords** Active Noise Control, Frequency Estimator, Adaptive Notch Filter, Enhanced Error Signal

## 1. 서론

### 1.1 연구 배경

소음/진동은 일상생활에서 뿐만 아니라 산업현장에서도 광범위하고 흔히 접하게 되는 환경오염원으로서 쾌적한 생활환경을 추구하려는 욕구가 점차로 증가하는 현대사회에서는 이에 대한 관심이 점차로 증가하고 있다. 엔진이나 팬(fan)과 같은 회전체를 가진 자동차, 여객선, 여객기 등에 있어서도 이러한 요구가 가중되고 있다. 최근 관심이 높은 초고속선, 여객선 등의 고부가가치 고급 선박에 있어서 소음이 적은 안락하고 쾌적한 주거 공간의 확보는 매우 중요하며 국제 해사 기구에서도 선박 소음 규제를 권고 또는 명문화 하고 있다.

능동소음제어를 위한 적응 신호 처리 기법 중 현재 가장 널리 사용되고 있는 방법은 Widrow 등이 제안한 최소 자승 오차법(LMS)이다. 이 방법은 복잡한 전달함수를 실시간으로 구할 수 있어, 소음의 특성과 시스템의 환경 변화 등에 대하여도 성능이 유지되는 등 능동소음제어 시스템의 실용화에 기여하게 되었다. 이후에도 LMS 알고리즘의 성능을 보완하는 여러 알고리즘들이 개발되어 왔으며 Burgess는 최소 자승 오차법에 기초한 적응 신호 처리 기법, 소위 말하는 filtered-X LMS 알고리즘을 관내의 소음 제어기에 적용시켰고 1 자유도의 특성을 갖는 구동부 및 감지부를 가정하여 모의실험을 하였다. 이것이 관소음제어에 실제적으로 이용되기 위해서는 원소음과 상관 관계가 있는 기준신호(reference)를 얻을 수 있다는 전제가 필요하다. Roure 등은 주파수 영역에서 FIR(Finite Impulse Response) 필터 형식의 적응제어기를 연산하는 방법을 제안하였고 실험을 통해 이것의 성능을 평가하였다. Ericksson은 음향학적 쾌환 현상을 제어기 자체 내에서 보상할 수 있도록 하기 위하여 제어기로서 IIR(Infinite Impulse Response) 필터를 이용하였고 이것의 적응을 위하여 Feintuch에 의해 개발된 RLMS(Recursive LMS) 알고리즘을 변형한 filtered-u LMS 알고리즘을 개발하였다. 그리고 filtered-X LMS 알고리즘은 Elliott 과 Nelson에 의해 3 차원에서의 능동소음제어에 쓰일 수 있는 다중 입력 다중 출력(MIMO)으로 일반화 되었다.

피드백(Feedback)과 피드포워드(Feedforward)를 같이 사용한 능동소음제어 방법도 연구되어 왔다. 최근에는 수렴속도가 향상된 제한 최소 자승 오차법이 개발되었고 기준신호의 주파수를 추정해냄으로써 주기적 외란을 제어하는 방법이 개발되었으나 이는 주기적 외란이 순음인 경우에만 가능한 방법이다[5].

본 논문에서는 다중 정현파 신호가 들어올 때 기준 신호의 주파수를 추정해내는 방법을 제안하고 이를 이용하는 능동소음제어 알고리즘을 제안한다.

### 1.2 연구 목적

여객선이나 여객기의 경우는 자동차와는 달리, 좌석에 설치되는 제어기와 소음원이 멀리 떨어져 있고 각 좌석에 설치된 제어기에 일일이 측정된 기준신호를 전달해야 하므로 기존의 피드포워드 알고리즘을 사용해서 능동소음제어를 적용하기에는 큰 어려움이 있다. 기준신호가 필요 없는 기존의 피드백 알고리즘을 사용할 경우에는, 줄이고자 하는 소음원에 의한 잡음 이외에 박스 소리나 재치기와 같은 예기치 않은 순간적인 잡음도 필터의 갱신에 영향을 미치므로 순간적으로 제어기의 출력이 커질 수 있고 줄이고자 하는 소음의 추정된 값을 기준 신호로 사용하므로 줄이고자 하는 소음의 주파수 별 크기가 다를 경우에는 크기가 작은 주파수 성분의 수렴이 느려진다.

따라서 본 논문에서는, 이를 해결하고자 측정 잡음과 임팩트 잡음의 영향에 둔감하고 크기가 작은 주파수 성분의 소음도 줄일 수 있도록 기준신호를 여러 신호로부터 만들어 사용하는 능동소음제어 알고리즘을 제안한다. 이를 위해 소음원의 주파수를 추정하는 알고리즘을 제안하고 추정된 주파수로부터 만들어진 기준신호를 이용하여 능동소음제어에 이용하는 방법을 제안한다. 기준신호 뿐만 아니라 여러 신호도 제어기의 갱신에 영향을 미치므로 측정 잡음과 임팩트 잡음이 기준신호에 영향을 미치지 않더라도 제어기의 갱신에 영향을 줄 수 있다. 이를 위해 증진된 여러를 사용하는 방법을 제안한다. 모의 실험을 통해 기존의 피드백 방법과의 성능을 비교 평가한다.

## 2. 적응 노치 필터를 이용한 주파수 추정 방법

### 2.1 적응 노치 필터(Adaptive Notch Filter)

다음과 같은 백색잡음이 섞인 다중 정현파 신호에 대해서

$$x(n) = \sum_{i=1}^p U_i \sin(\omega_i(n)n + \phi_i) + \xi(n) \quad (2.1)$$

정규화(normalized) 주파수,  $\omega_i(n)$ 의 추정을 위해 사용되는 적응 노치 필터,  $N(z)$ 는 식 (2.2)와 같은 ARMA 구조로 되어 있다.

$$N(z) = \frac{A(z^{-1})}{A(\rho z^{-1})} = \frac{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{2p} z^{-2p}}{1 + \rho a_1 z^{-1} + \rho^2 a_2 z^{-2} + \dots + \rho^{2p} a_{2p} z^{-2p}} \quad (2.2)$$

$$\varepsilon(n) = \frac{A(q^{-1})}{A(\rho q^{-1})} x(n) \quad (2.3)$$

여기서  $q^{-1}$ 는 한 스텝 지연 연산자이고  $x(n)$ 은 노치 필터의 입력이고  $\varepsilon(n)$ 은 노치 필터의 출력이다. 식 (2.2)에서 알 수 있는 것과 같이 노치 필터의 영점(zeros)과 극점(poles)은  $z$ -평면상에서 같은 위상을 갖는 복소수로서 제한이 되어 있다. 여기서  $\rho$ 는 극점의 크기를 변화 시킴으로써 노치 필터의 대역폭을 조절하는 1보다 작으며 1에 가까운 수이다(Pole Contraction Factor). 노치의 중심 주파수가  $\omega_i(n)$ 이고  $\varepsilon(n)$ 가 백색(최소화)이 되었다면, 다중 정현파의 주파수는 노치의 중심 주파수가 되므로 다음과 같이 다중 정현파의 주파수는 노치 필터 영점의 위상으로부터 구해진다.

$$\omega_i = \text{angle}(z_i | A(z^{-1}) = 0), \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (2.4)$$

이제, 노치 필터의 계수를 구하는 방법을 알아보자. 이절에서는 참고문헌 [1]에서 제시한 방법을 소개한다. 노치 필터는 식 (2.2)에서 알 수 있듯이 분모의 계수는 분자의 계수로부터 알 수 있으므로 일반적인 ARMA 모델에 비해 구해야 할 계수의 수가 반으로 줄어든다. 식 (2.5)의 대칭성[4]을 이용하면 다시 그 수가 반으로 줄어든다.

$$a_i = a_{2p-i}, \quad a_{2p} = 1, \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (2.5)$$

즉 추정해야 할 계수 벡터를 다음과 같이  $p$  개로 정의한다.

$$\theta = [a_1 \quad \dots \quad a_p]^T \quad (2.6)$$

잘 알려진 ARMA 모델의 계수 추정 방법인 가우스-뉴턴(Gauss-Newton) 알고리즘을 이용하여 식 (2.6)의 값들을 추정한다. 이러한 방법을 Recursive Maximum Likelihood(RML) 알고리즘이라 한다. 사용자의 튜닝 계수인  $\rho$ 는 노치의 대역폭과 관련되므로 갱신 초기에는 노치 폭을 크게 하기 위하여 작은 값을 사용하고 알고리즘이 조금씩 수렴 함에 따라 1보다는 작지만 가까운 값으로 점점 증가시켜 정확도를 높인다. 이 방법은 기존의  $2p$  개의 계수를 추정한 방법에 비해 정확성이 좋고 안정성이 뛰어나며 수렴성이 빠른 장점이 있다[1]. 그러나 비선형 최소 자승법(Nonlinear Least Square)의 일종인 RML 알고리즘은 전달함수가 ARMA 모델의 형태이므로 지역 최소값(Local Minimum)이 존재하여 계수 벡터들이 이 값으로 수렴할 수 있다는 문제점이 있다. 다음절에서는 이러한 문제를 해결하고자 전달함수의 분모와 분자를 분리하여 추종 방법을 선형화 하는 알고리즘을 제안한다.

### 2.2 노치 필터의 선형화 최소 계수 추정 방법

제안할 알고리즘의 기본 개념은 노치 필터의 영점과 극점이 서로 제한되어 있다는 것이다. 그림 2.1에서 보는 것과 같이 노치 필터 전달함수의 분자와 분모를 서로 분리한 후  $y(n)$ 으로부터 FIR 형태의 백색화(Whitening) 필터,  $A(z)$ 를 갱신하고 갱신된 필터

의 계수들과  $\rho$ 와 측정된 신호,  $x(n)$ 로부터  $y(n)$ 을 계산한다. 위의 과정을 반복함으로써 주파수를 추정한다.

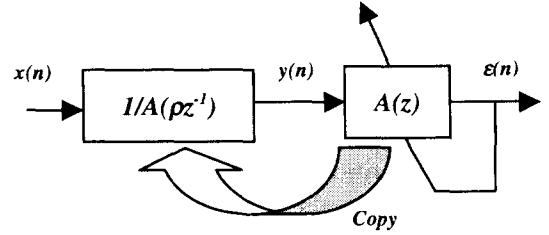


그림 2.1 선형화 최소 계수 추정 방법의 블록 선도  
Fig 2.1 Block diagram of Linearized minimal parameter estimation

이 방법은 2.1 절에서 언급했던 ARMA 모델 형태의 계수 추정 방법과는 달리 AR 모델의 형태를 가진 예측에러(Prediction-error) 필터의 계수를 추정하는 문제가 되므로 선형 최소 자승법(Linear Least Square)에 의해 식 (2.6)의 계수 벡터를 추정한다. 따라서 2.1 절에서 언급했던 전달함수의 비선형성에 의해 제기되는 문제를 전달함수의 분리를 통해 선형화 함으로써 해결할 수 있다. 계수 추정 알고리즘은 다음과 같이 유도된다.

$$\varepsilon(n) = y(n) + y(n-2p) - \varphi^T(n)\theta \quad (2.7)$$

여기서

$$\varphi(n) = [\varphi_1(n) \quad \dots \quad \varphi_p(n)]^T, \quad (2.8)$$

$$\varphi_i(n) = \begin{cases} -y(n-i) - y(n-2p+i), & 1 \leq i \leq p-1 \\ -y(n-p), & i = p \end{cases} \quad (2.9)$$

회귀(Regression) 벡터는 다음과 같다.

$$\psi(n) = -\frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial \theta} = \varphi(n) \quad (2.10)$$

다음 두식에 나타난 것과 같이 계수 벡터의 갱신식은  $\psi(n)$ 이 입력으로 들어올 때의 일반적인 RLS(Recursive Least Square) 알고리즘과 같다.

$$\theta(n) = \theta(n-1) + R^{-1}(n)\psi(n)\varepsilon(n) \quad (2.11)$$

$$R(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \psi(i)\psi(i)^T \quad (2.12)$$

계산량을 줄이기 위해 역행렬 계산을 피하는 알고리즘은 참고문헌 [2]을 참조한다.

제안한 방법은 2.1 절의 방법에 비해 계산량이 적고(주파수가  $p$  개일 때, 덧셈은  $8p+7$  번, 곱셈은  $21p+10$  번 계산량이 감소된다) 전달함수의 선형성으로 인해 나타나는 여러 효과를 볼 수 있다. 이러한 장점들은 2.3 절에서 언급한다.

### 2.3 모의 실험 결과

2.1 절의 RML 방법과 2.2 절에서 제안한 방법의 성능을 비교 검증하기 위해 모의 실험을 수행한다.

다음과 같은 주파수가 일정한 다중 정현파에 대해 신호 대 잡음비를 바꾸어 가며 모의 실험한 결과를 그림과 표에 제시한다.(신호 대 잡음비는 다중 정현파의 분산과 잡음의 분산의 비를 나타낸다)

$$f_1 = 0.15, \quad f_2 = 0.17$$

$$x(n) = 2\sin(2\pi f_1 n) + \sin(2\pi f_2 n + 0.1) \quad (2.13)$$

잡음의 세기를 점점 증가 시켰을 때 신호 대 잡음비와 수렴속도의 관계를 표 1에 제시한다. 잡음의 세기가 커질수록 수렴이

늦어짐을 알 수 있고 제안한 방법이 RML 방법보다 수렴속도가 빠름을 알 수 있다.

표 1. SNR 에 따른 수렴속도의 비교

Table 1 Comparison of convergence rate with respect to SNR

SNR [dB]	200	10	5	0	
스	RML	200	470	510	×
템	Proposed	110	150	250	450

신호 대 잡음비가 0 dB 일 때 RML 방법은 표 1 에서 보는 것과 같이 잘못된 값으로 수렴을 하고 있다. 이는 추정된 계수들이 지역 최소값에 수렴한 것으로 보여진다.

그림 2.2 은 신호 대 잡음비에 따른 두가지 주파수( $f_1, f_2$ ) 추정 오차의 분산을 나타낸다. 주파수 추정이 가능한 신호 대 잡음비의 구간에서는 선형적인 관계를 가짐을 알 수 있다. 그림 2.2(a) 에서 보는 것과 같이 제안한 방법의 경우에는 신호 대 잡음비가 0 dB 이하로 떨어지면 주파수 추정이 되지 않음을 알 수 있다. 이를 한계 신호 대 잡음비라 한다. RML 방법의 경우에는 그림 2.2(b)에서 알 수 있듯이 한계 신호 대 잡음비가 10 dB 이다. 즉 제안한 방법이 더 큰 잡음에 대해서도 주파수를 추정할 수 있음을 알 수 있다.

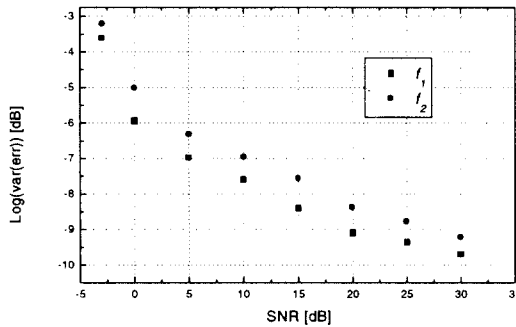


그림 2.2(a) 제안된 방법의 주파수 추정 오차의 분산

Fig 2.2(a) Variance of frequency estimation error of proposed method

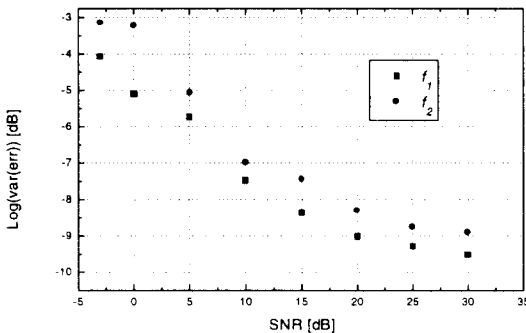


그림 2.2(b) RML 방법의 주파수 추정 오차의 분산

Fig 2.2(b) Variance of frequency estimation error of RML method

이상의 모의 실험에 의해 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다. 제안한 방법은 RML 방법에 비해 수렴 속도가 빠르며 한계 신호 대 잡음비가 낮고 계산량이 적어 능동소음제어에 사용하기에 적합하다. 다음장에는 제안한 적응 노치 필터의 선형화 최소 계수 추정 방법을 이용한 능동소음제어 방법을 제안한다.

### 3. 주파수 추정 기법을 이용한 능동소음제어 방법

#### 3.1 피드백 능동소음제어

실제로 능동소음제어를 할 때, 목적신호,  $d(n)$ 는 식 (3.1)과

같이 줄이고자 하는 순수한 다중 정현파 신호인  $s(n)$ 이외에도 측정 시 생기는 백색의 측정 잡음,  $\xi(n)$ 과 박수소리나 재채기와 같이 순간적으로만 발생하는 임팩트 잡음(Impact noise),  $v_I(n)$ 이 포함되어 있다.

$$d(n) = s(n) + \xi(n) + v_I(n) \quad (3.1.a)$$

여기서

$$s(n) = \sum_{i=1}^L U_i \sin(2\pi f_i(n)n + \phi_i) \quad (3.1.b)$$

$\xi(n)$ : 백색의 측정 잡음

$v_I(n)$ : 임팩트 잡음

능동소음제어로 줄이고자 하는 신호는 목적 신호 중 엔진이나 팬과 같은 회전체로부터 나오는 순수한 다중 정현파 신호인  $s(n)$ 이므로 제어기는  $s(n)$ 에 의해서만 갱신되고  $\xi(n)$ 과  $v_I(n)$ 에 의해서는 영향을 받지 않을수록 좋다

기존의 피드백 능동소음제어 방법[3]은 잘 알려진 filtered-X LMS 알고리즘과 유사하나 기준신호를 측정하는 대신 에러로부터 목적신호를 추정하고 이를 기준신호로 사용한다. 기준신호는 식 (3.2)와 같고 제어기,  $W(z)$ 의 갱신식은 식 (3.3)과 같다.

$$r(n) = d(n) + H \otimes W \otimes r(n) - \hat{H} \otimes W \otimes r(n) \quad (3.2)$$

$$W(n+1) = W(n) - 2\mu e(n) \hat{H} \otimes r(n) \quad (3.3)$$

여기서,  $H$ 는 오차계,  $\hat{H}$ 는 오차계의 모델,  $W(z)$ 는 제어기,  $d(n)$ 은 줄이고자 하는 신호가 포함된 목적신호,  $e(n)$ 은 제어기의 에러를 나타내며  $\mu$ 는 수렴 상수(step size)를 나타내고  $\otimes$ 는 대합연산자(convolution operator)이다.

식 (3.1)와 식 (3.2)에서 알 수 있듯이 기준신호  $r(n)$ 에는 줄이고자 하는 신호인  $s(n)$ 이외에도 측정 잡음과 임팩트 잡음이 섞여 있으므로 측정 잡음과 임팩트 잡음이 제어기의 갱신에 영향을 미쳐 성능을 저하시킨다. 특히 임팩트 잡음의 크기는 다중 정현파 신호의 크기에 비해 훨씬 클 수도 있으므로 순간적으로 제어기의 출력이 커질 수 있다. 그리고 줄이고자 하는  $s(n)$ 이 주파수별 크기가 다른 신호라면 크기가 작은 주파수 성분은 제어기의 갱신 시 비중이 작아지므로 제어가 잘 안된다.

다음절에는 이러한 문제를 해결하기 위해 2.2 절에서 제안한 주파수 추정 방법을 이용한 능동소음제어 방법을 제안한다.

#### 3.2 주파수 추정을 이용한 능동소음제어

그림 3.1 에 나타난 블록 선도에서 보는 것과 같이 추정된 주파수를 이용하여 기준신호를 다음과 같이 만든다.

$$r(n) = \sum_{k=1}^L \sin(2\pi \hat{f}_k n) \quad (3.4)$$

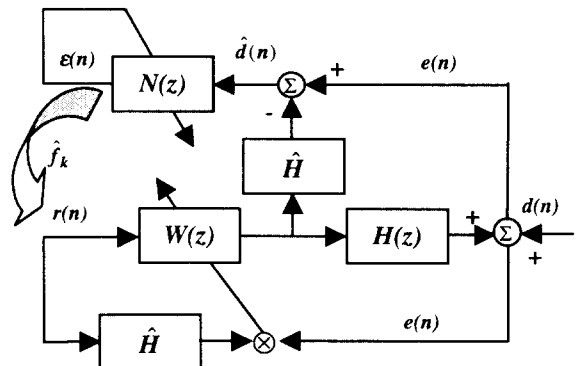


그림 3.1 주파수 추정을 이용한 능동소음제어의 블록 선도

Fig 3.1 Block diagram of ANC using frequency estimation

여기서  $\hat{f}_k$ 는 2.2 절의 방법에 의해 추정된  $\hat{d}(n)$ 의 주파수로 오차계 모델이 정확하다면 목적신호인  $d(n)$ 의 주파수가 된다. 노치 필터의 갱신 및 주파수 갱신의 속도가 느리다면 임팩트 잡음은 주파수 추정에 영향을 끼치지 못하므로 결국  $\hat{f}_k$ 는 줄이고자 하는 신호인  $s(n)$ 의 주파수가 되어  $r(n)$ 은  $s(n)$ 의 주파수 성분만을 갖는 순수 다중 정현파 신호가 되어 측정 잡음과 임팩트 잡음이 기준신호에 미치는 영향이 줄어든다. 또한 각 주파수의 크기가 같은 기준신호를 만들어 낼 수 있으므로 주파수 별 크기가 다른 소음에 대해서도 주파수 추정이 된다면 모두 제거 가능하다.

### 3.3 주파수 추정과 증진된 에러를 이용한 능동소음제어 방법

목적신호가 식 (3.1)과 같다면 제어기의 에러인  $e(n)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) + H \otimes W \otimes r(n) \\ &= s(n) + H \otimes W \otimes r(n) + \xi(n) + v_I(n) \end{aligned} \quad (3.5)$$

식 (3.5)에서 알 수 있는 것과 같이  $e(n)$ 에는 측정 잡음과 임팩트 잡음이 포함되어 있으므로 측정 잡음과 임팩트 잡음이 기준신호인  $r(n)$ 에 영향을 끼치지 않더라도 제어기의 갱신에는 영향을 끼치게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 다음과 같이 새로운 에러를 정의한다.

$$E(n) \equiv e(n) - \varepsilon(n) \quad (3.6)$$

여기서  $e(n)$ 은 제어기의 에러이고  $\varepsilon(n)$ 은 노치 필터의 에러이다. 식 (3.6)을 정리하면 다음과 같다

$$E(n) = s(n) + H \otimes W \otimes r(n) + \{1 - N(q^{-1})\} \{\xi(n) + v_I(n)\} \quad (3.7)$$

여기서  $N(z)$ 는 3.2 절에서 갱신했던 값을 그대로 사용한다. 새로 정의한 에러에는 측정 잡음과 임팩트 잡음의 영향이 적게 나타나므로 다중 정현파 성분이 증진된 에러,  $E(n)$ 을  $e(n)$ 대신 이용하여 제어기를 갱신하면 측정 잡음과 임팩트 잡음에 의해 제어가 떨리는 현상을 줄일 수 있다.

이 방법을 3.2 절의 방법과 같이 사용하면 측정 잡음과 임팩트 잡음이 제어기의 갱신에 미치는 영향을 줄일 수 있고 크기가 작은 주파수 성분까지도 제거할 수 있다.

### 3.4 모의 실험 결과

3장에서 제안한 방법의 성능을 비교 검증하기 위해서 모의 실험을 다음과 같이 수행한다.

식 (3.1)에서  $s(n)$ 은 식 (2.13)와 같고 임팩트 잡음의 효과를 보기 위해 측정 잡음은 없는 것으로 하고 임팩트 잡음은 다음과 같이 1000 스텝 후에 들어온다고 가정한다.

$$\begin{aligned} v_I(n) &= 10e^{-0.08n} \sin(2\pi \cdot 0.25 \cdot n), & n \geq 1000 \\ &= 0, & n < 1000 \end{aligned} \quad (3.8)$$

그림 3.2에는 임팩트 잡음이 제어기에 미치는 영향을 보기 위해 제어기의 에러에서 임팩트 잡음을 뺀 값을 제시한다. 이 값은 임팩트 잡음에 영향을 받아 나타나는 제어기의 출력을 의미한다. 그림 3.2에서 보는 것과 같이 3.3 절에서 제안한 방법이 기존의 방법에 비해 임팩트 잡음에 영향을 덜 받는 것을 알 수 있다.

증진된 에러를 사용할 경우, 노치 필터의 대역폭이 작을수록 다중 정현파의 주파수 이외의 주파수에 해당하는 영역의 잡음은 더욱 작아진다. 따라서 대역폭이 작을수록 임팩트 잡음의 주파수와 다중 정현파의 주파수가 다르다면 임팩트 잡음의 영향은 더 작아지나 노치 필터의 갱신 시 노치 필터의 에러가 떨려 제어기의 에러도 조금 떨릴 수 있다. 그림 3.2는  $\rho$ 가 0.99까지 커질때의 결과이므로 그 값이 조금 떨리나 시간이 지나면서 점점 영으로 수렴한다.

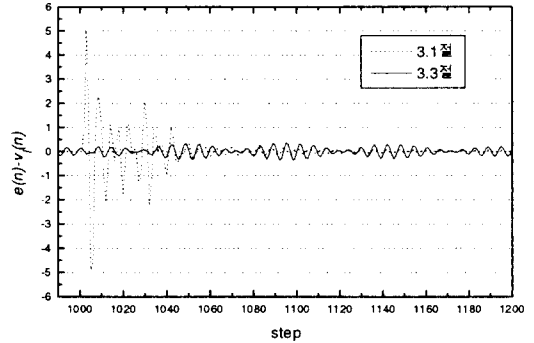


그림 3.2 제어기에 미치는 임팩트 잡음의 영향  
Fig 3.2 Effect of impact noise to controller

그림 3.3에는 실제로 측정된 여객선의 소음을 가지고 주요한 4개의 주파수를 추정 후 3.3 절의 방법으로 제어했을 때 제어 전과 제어 후의 스펙트럼를 제시한다. 엔진 소음에 해당하는 네 개의 주파수 성분은 모두 제거 되었음을 알 수 있다.

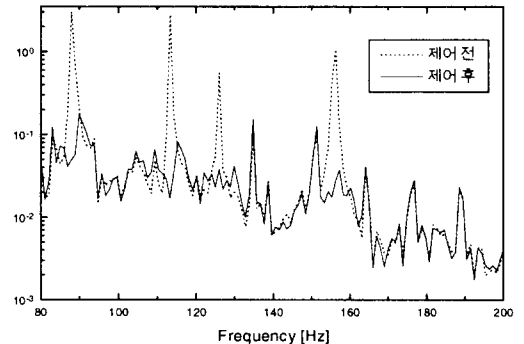


그림 3.3 선박소음의 스펙트럼(필터 길이=120, 수렴상수=0.1)  
Fig 3.3 Spectra of measured ship noise(filter length=120, step size=0.1)

## 4. 결론

2장에서 제안한 주파수 추정 방법은 기존의 주파수 추정 방법에 비해 수렴 속도가 빠르며 한계 신호 대 잡음비가 낮고 계산량이 적어 능동소음제어에 적용이 가능함을 알 수 있다.

3장에서는 이를 이용하여 측정잡음과 임팩트 잡음의 영향을 최소화하고 크기가 작은 주파수 성분도 제거 가능한 능동소음제어 방법을 제안하였다. 증진된 에러를 사용할 경우 임팩트 잡음이 더욱 줄어들음을 알 수 있었고 주파수 별 크기가 다른 소음에 대해서도 크기가 작은 주파수 성분까지 제거가 가능하였다.

## 참고문헌

- [1] Arye Nehorai, "A Minimal Parameter Adaptive Notch Filter With Constrained Poles and Zeros", *IEEE trans on ASSP*, Vol. ASSP-33, No. 4, August, 1985
- [2] Haykin, "Adaptive Filter Theory", 3rd Edition, Prentice-Hall, pp565-567, 1996
- [3] S.E.Forsythe and M.D.McCollum, "Stabilization of a digitally controlled active isolation system", *Proc. Recent Advances in Active Control of Sound and Vibration*, pp 879-889, 1991
- [4] Y.T.Chan, J.M.M.Lavoie and J.B.Plant, "A Parameter Estimation Approach to Estimation of Frequencies of Sinusoids", *IEEE trans on ASSP*, Vol. ASSP-29, No. 2, April, 1981
- [5] 나희승, 박영진, "주파수 추정을 이용한 주기적 외란 제어", 95 한국 자동제어 학술회의 논문집, pp.13-16, 1995.10