

〈論 文〉

## 동기화한 이산화법을 이용한 능동소음제어의 성능향상에 관한 연구

김흥섭\* · 오재응\*\* · 신 준\*\*\*

(1994년 1월 17일 접수)

### A Study on Performance Improvement of Active Noise Control Using Synchronous Sampling Method

Heung Seob Kim Jae-Eung Oh and Joon Shin

**Key Words :** Synchronous Sampling Method(동기화한 이산화법), S/N Ratio(신호대 잡음비), Reciprocation Motion(왕복운동), Pulse Train(펄스열), Reference Signal(참조신호), Convolution Integral(중첩적분), Adaptive Filter(적응필터), Time Varying(시변), FIR Filter(유한 응답필터), Photo Sensor(광학센서)

#### Abstract

In this paper, active noise control is performed in a duct system using the periodic pulse train which corresponds to the periodic component of noise source as a reference signal. Control algorithm applied in this study is possible to eliminate the acoustic feedback which occurs in the conventional filtered-x and filtered-u LMS algorithm by using electrical reference signal and has the fast adaptation speed with low filter orders by using synchronous sampling method in the discretization process. The merits and demerits of active noise control by synchronous sampling method is discussed via computer simulations and experiments of case studies such as frequency modulation, amplitude modulation and frequency differency between source signal and reference signal.

#### 1. 서 론

최근 환경 오염원으로서의 소음에 대한 규제사 사회적 관심이 되고 있으며 또한 생활 수준의 향상으로 정숙한 환경에 대한 요구가 증가되고 있다. 소음을 제거하기 위한 종래의 방법으로는 흡음재, 차음재 또는 소음기 등을 사용하는 수동적인 방법이 있으나 이러한 종래의 방법은 여러가지 단점을

가지고 있다. 그중 가장 큰 단점은 500 Hz 이하의 저주파 소음에 대해서 감쇠가 어렵다는 점이다. 흡음재나 차음재를 사용하여 소음을 제거하기 위해서는 그 두께가 반파장 이상이 되는 것을 필요로 하므로 상대적으로 파장이 긴 저주파의 경우에는 공간적 제약과 설치장소의 구조변경 등의 문제가 발생한다.<sup>(1)</sup>

신호처리방법의 개발과 전자기술의 발달로 인하여 능동소음제어(active noise control)방법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이러한 능동소음제어방법은 저주파에서의 탁월한 효용성에 부각되고 있는데, 이것에 대한 적용에 있어서 팬소음과 같은

\*정회원, 한양대학교 정밀기계공학과

\*\*정회원, 한양대학교 자동차공학과

\*\*\*정회원, 한양대학교 산업기술연구소

주기적인 소음인 경우에는 지배적인 주기 성분만을 제거해도 만족할만한 소음제어 효과를 발휘한다. 이러한 팬소음에서 그 주기를 알 수 있는 전기적인 참조신호를 이용하여 능동소음제어를 수행하면 다음의 장점을 가질 수 있다.

첫째는, 능동소음제어에서 가장 문제시되는 음향 케환의 해결이다. 음향케환은 소음을 제어하기 위해 발생시킨 제어신호가 다시 감지 마이크로 입력되는 현상으로 소음제어 효과를 떨어뜨리고, 계의 불안정성을 유발시키는 주요 원인이 되어 왔다. 기존의 능동소음제어 알고리즘인 filtered-x와 filtered-u LMS 알고리즘은 음향계 전달함수를 각각 오프라인 모델링이나 온라인 모델링하여 이것을 해결하고자 하였다. 그러나 전자는 보상필터의 추가로 인하여 사용 메모리량이 커지고 계가 시변(time varying)할 경우에 문제점이 발생하고, 후자는 계의 안정성의 문제가 야기되었다.<sup>(2)</sup> 그런데 참조신호로 전기적인 펄스를 이용하면 음향케환을 방지할 수 있고 적은 메모리량으로도 강한 안정성을 가지는 알고리즘을 구성할 수 있다. Chaplin, Smith<sup>(2)</sup> 등은 참조신호인 전기적인 펄스와 필터계수를 중첩 적분하여 제어력을 구성하는 기법을 자동차 배기계에 적용하여 엔진 구동주파수와 그 조화음에 대한 능동소음제어를 수행하였다.

둘째는, 전기적인 참조신호를 이산화하는 과정에서 동기화한 이산화법(synchronous sampling method: SSM)를 적용하면 주제어 필터출력의 시변 요소를 없애주어 적응시간을 빠르게 할 수 있으며, 적은 필터차수로도 좋은 제어효과를 얻을 수 있다. 이것은 실시간 제어시 메모리와 처리속도의 한계가 있는 프로세서에서 큰 효용이 있다. 이러한 동기화한 이산화법을 이용하여 Glover,<sup>(3)</sup> Elliott<sup>(4)</sup> 등은 모터등에서 발생하는 전기적 노이즈를 신호처리방법인 적응노치필터를 구성해 제거하는데 사용하였다.

본 연구에서는 이러한 장점을 능동소음제어에 적용하기 위하여 소음의 주기 성분에 해당하는 전기적 참조신호인 주기적 펄스열(pulse train)을 사용하여 실시간 능동소음제어를 수행하였다. 동기화한 이산화법을 사용한 경우의 수렴속도변화, 원소음과 참조신호의 진폭과 주파수 변조시 그리고 참조신호와 원소음과의 주파수 존재시 등에 대한 시뮬레이션과 실험을 통해 동기화한 이산화법을 적용한 능동소음제어의 장단점 및 한계를 고찰하였다.

## 2. 이 론

### 2.1 전기적 참조신호를 이용한 능동소음제어

회전운동(rotating motion)을 하거나 왕복운동(reciprocating motion)을 하는 기계에서 발생하는 소음의 파형은 거의 주기적이며 주파수는 기계의 구동주파수와 일치하게 된다. 이와 같은 성질을 이용하여 Fig. 1과 같이 감지 마이크로대신 기계로부터 직접 그와 관련있는 전기적 참조신호를 이용하여 소음제어를 수행할 수 있다.

회전체에서 발생하는 소음의 능동제어에서는 참조신호로 회전체에서 발생하는 일정 주기의 임펄스 신호(impulse train)를 많이 이용한다. 이 임펄스 신호열에 정현파 형태의 계수를 가진 FIR 필터를 중첩적분(convolution integral)하여 실제 제어기에서 사용되는 정현파 신호의 참조신호를 만들어 낸다.<sup>(3,4)</sup>

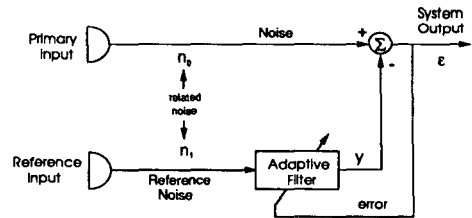


Fig. 1 Active noise control system with electrical reference signal

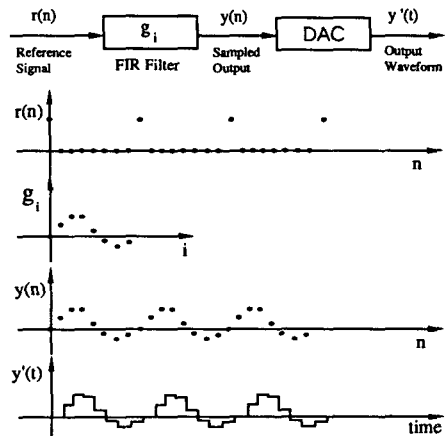


Fig. 2 Waveform synthesis as FIR filtering of a reference signal consisting of a periodic impulse train

2.2 동기화한 이산화법<sup>(5-8)</sup>

주기적 참조신호에 대해서는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x_k = C \cos(\omega_r kT + \theta) \quad (k=1, 2, \dots) \quad (1)$$

여기서,  $\omega_r$ 은 참조신호의 주파수,  $T$ 는 샘플링 시간,  $\theta$ 은 위상이다. Fig. 3(a)의 점선부분은  $\epsilon_k$ 부터 제어력  $y_k$ 까지의 선형 시불변필터  $G(z)$ 로 근사화될 수 있다. 그러므로 전달함수  $G(z)$ 은 참조신호  $x_k$ ,  $N$ 차의 FIR필터, 필터계수의 적응부분으로 구성되어진다.

Fig. 4은 LMS 알고리즘의 필터계수 적응과정을 나타내고 있는데 임의의 위상  $\theta_i$ 를 가진 참조신호의  $i$ 번째 요소,  $x_{ik}$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x_{ik} = \frac{C}{2} [e^{j\omega_r kT} e^{j\theta_i} + e^{-j\omega_r kT} e^{-j\theta_i}] \quad (2)$$

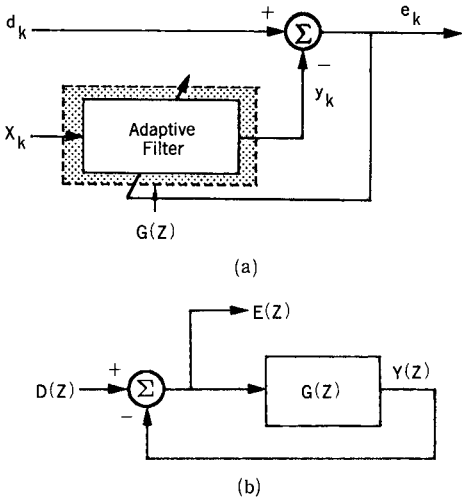


Fig. 3 Model for the adaptive system

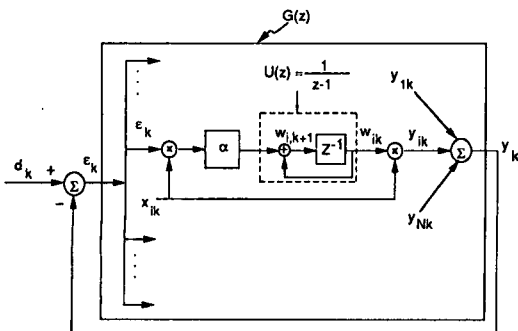


Fig. 4 Block diagram of the LMS adaptive algorithm

$i$ 번째 필터계수의 경로에서  $x_{ik}$ 와  $\epsilon_k$ 의 곱은 식(3)과 같다.

$$\begin{aligned} z\{\epsilon_k x_{ik}\} &= \frac{C}{2} e^{j\theta_i} z\{\epsilon_k e^{j\omega_r kT}\} + \frac{C}{2} e^{-j\theta_i} z\{\epsilon_k e^{-j\omega_r kT}\} \\ &= \frac{C}{2} [e^{j\theta_i} E(z e^{-j\omega_r T}) + e^{-j\theta_i} E(z e^{j\omega_r T})] \end{aligned} \quad (3)$$

Fig. 4에서 수렴계수  $\alpha$ 와 적응필터계수  $W_i(z)$  사이의 점선부분은 지연된 적분기를 나타내고 이 부분을  $U(z)$ 로 결합할 수 있다.

$$U(z) = \frac{1}{z-1} \quad (4)$$

제어기 필터 출력  $Y(z)$ 는 다음과 같이 유도된다. (부록 참조)

$$\begin{aligned} Y(z) &= \frac{N\alpha C^2}{4} E(z) [U(z e^{-j\omega_r T}) + U(z e^{j\omega_r T})] \\ &\quad + \frac{\alpha C^2}{4} \beta(\omega_r, T, N) \\ &\quad [U(z e^{-j\omega_r T}) e^{j[2\theta - \omega_r T(N-1)]} E(z e^{-j2\omega_r T}) \\ &\quad + U(z e^{j\omega_r T}) e^{-j[2\theta - \omega_r T(N-1)]} E(z e^{j2\omega_r T})] \end{aligned} \quad (5)$$

식(5)의 우측 첫항은 시불변 요소로  $E(z)$ 의 유일한 주파수만이 출력에 나타난다. 나머지항은 시변요소로  $E(z)$ 의 주파수 변동(shift) 요소가 나타나며  $Y(z)$ 의 원하지 않는 결과이다. 식(5)에서 참조신호의 주파수와 적응필터의 파라미터의 함수로 단위 크기를 가지는데,  $Y(z)$ 에서 시불변 요소와 시변요소의 상대적 크기비가  $\beta(\omega_r, T, N)/N$ 이다. 이 크기비는 1보다 충분히 작으면 시변요소는 시불변 요소에 비해 무시할 수 있다. 시불변 요소는 필터차수를 크게하거나 적절한 샘플링을 선택함으로써 제거할 수 있는데 샘플링 시간을 이용하

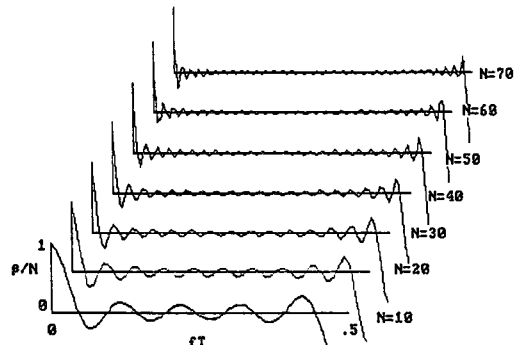


Fig. 5 Plot  $\beta/N$  function for various  $N$

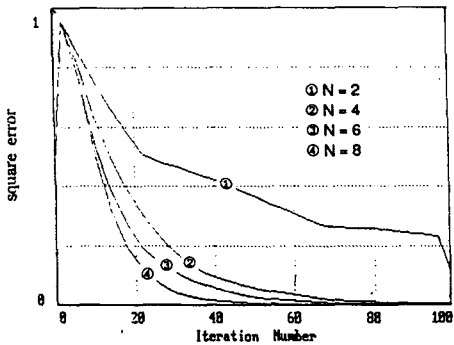
는 방법이 동기화한 이산화법이다.

$$\beta(w_r, T, N) = \frac{\sin Nw_r T}{\sin w_r T} = 0 \quad (6)$$

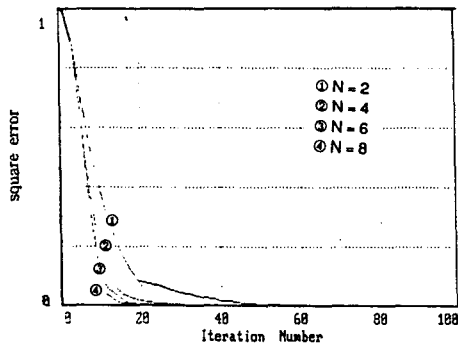
식 (6)에서  $Nw_r T = n\pi (n=0, 1, \dots, \infty)$ 로 되는 샘플링 시간을 적용하면 시변요소는 사라지고 시불변요소만 남아 적용필터의 수렴속도는 빨라지게 된다. Fig. 5는 필터차수  $N$ 의 변화에 따른  $\beta/N$ 의 크기를 나타낸 것으로 필터차수의 증가에 따라  $\beta/N$ 의 값이 작아져 시변요소를 무시할 수 있게 된다.

### 3. 컴퓨터 시뮬레이션

동기화한 이산화법은 필터출력의 시변요소를 제거함으로써 필터의 수렴속도를 빠르게 한다. 그래서 SSM 적용시의 수렴속도를 SSM을 적용하지 않은 경우와 비교하였다. 또한, 참조신호의 크기와 주파수가 변동할 경우의 제어성능을 고찰하였고 참조신호에 잡음이 많이 섞일 경우를 가정하여  $S/N$



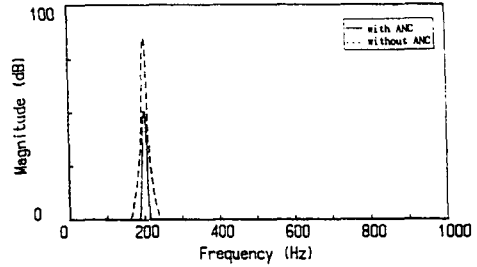
(a) Case of non-SSM



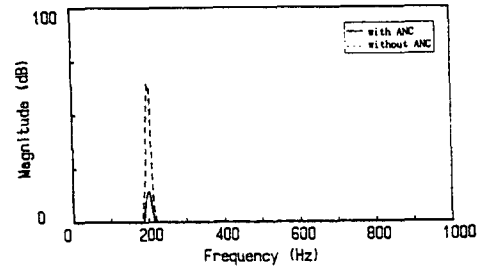
(b) Case of SSM

Fig. 6 SSM's convergence speed for various filter order (N)

비를 변화시켜가며 시뮬레이션을 수행하였다. 그리고 회전기계들은 정상상태시 일정 RPM으로 작동되므로 감지마이크 뿐만 아니라 참조신호까지 없애

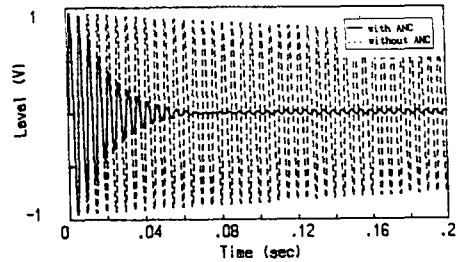


(a) Ratio=0.1

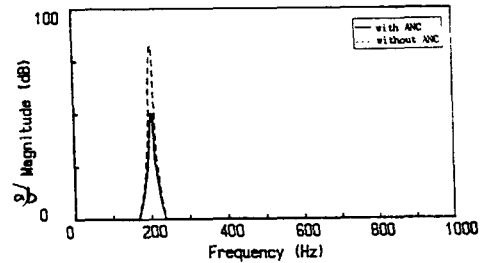


(b) Ratio=10

Fig. 7 Control result for amplitude difference between reference signal and source noise (Amplitude ratio reference signal to source noise)



(a) Time data



(b) Frequency data

Fig. 8 Amplitude modulation control results for 200 Hz sinusoidal noise (Case for exponentially decreasing amplitude modulation,  $\xi=0.001$ )

기 위한 가능성을 조사해 보기 위하여 참조신호와 원소음과의 주파수차에 대한 시뮬레이션을 수행하였다.

3.1 동기화한 이산화법의 수렴속도에 대한 고찰

Fig. 6에서 필터출력의 시변요소를 제거할 수 있는 SSM 적용시 수렴속도가 빨라짐을 알 수 있다. 능동소음제어의 목표 저감량으로 15 dB를 기준으로 하여 수렴속도를 비교해보면 필터차수  $N=2$ 인 경우는 약 5.5배가 빠르며  $N=8$ 인 경우는 약 2.5배가 빠르다. 필터차수가 커지면 시변요소가 작아지므로 SSM을 적용하지 않았을 경우도 SSM 적용시의 수렴속도에 근접해감을 알 수 있다.

3.2 진폭 및 주파수 변조시의 제어 성능

전기적인 참조신호를 사용하는 경우에는 참조신호는 원래의 소음에 대한 주파수 정보만을 줄 수 있고 크기에 대한 정보는 주지 못한다. 참조신호와 원소음과의 신호 크기비가 각각 10, 1/10인 경우에 대하여 시뮬레이션을 수행한 결과, Fig. 7에서 나타난 것처럼 신호의 크기비에 상관없이 좋은 제어 결과를 얻을 수 있었다. 다만, 참조신호의 크기는

수렴계수의 범위를 결정하므로 이것에 대한 주의가 필요하다.

진폭 변조시의 경우에는 Fig. 8과 Fig. 9에 나타난 것처럼 지수적으로 감소하는 경우가 정현파적으로 변하는 경우보다 제어성능이 매우 좋았다. 실제 계는 지수적으로 증감하는 모델에 가깝기 때문에 진폭 변화에 대한 제어효과는 만족할만하다고 할 수 있다.

주파수 변조의 경우에는 소음원의 주파수가 변하게 되면 SSM을 적용하기 위해 샘플링 시간도 변화해야 한다. 그러나 이것은 실제계 적용시 하드웨어

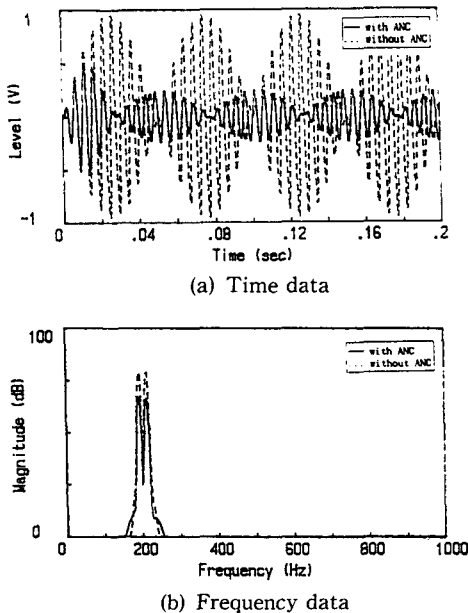


Fig. 9 Amplitude modulation control results for 200 Hz sinusoidal noise.(Case for sinusoidal amplitude modulation, modulation frequency=10 Hz)

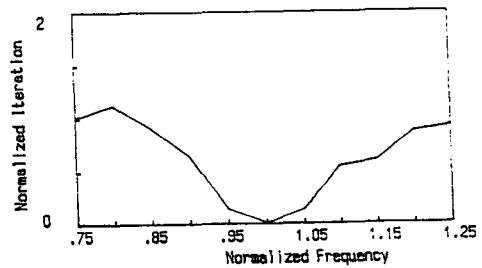


Fig. 10 Re-adaptation speed for changing initial input frequency (Normalized frequency=changing frequency/initial input frequency Normalized iteration = iteration number ratio of for readaption to for adaptation)

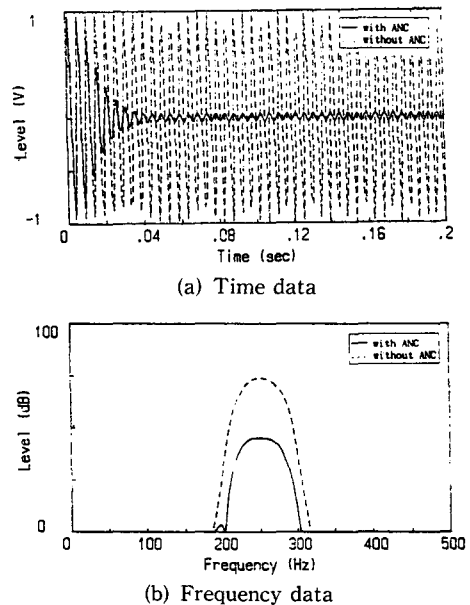


Fig. 11 Frequency modulation control results for 200 Hz sinusoidal noise.(Case for modulation frequency=10 Hz)

어의 제약으로 인하여 구현하기 어렵다. 그런데 보통 회전체는 일정한 주파수로 구동되므로 이 주파수에 SSM을 적응시킨 후 주파수를 변화시키고 이 주파수에 다시 적응되는 시간을 조사해 보았다. 제어결과는 Fig. 10에 나타난 것처럼 초기 주파수의 15% 이내에서는 15 dB 저감을 위한 재적응 시간이 초기 적응시간에 비교해서 반이상으로 줄어듦을 알 수 있다. 이 결과는 주파수 변조시에도 SSM을 유용하게 사용할 수 있음을 의미한다.

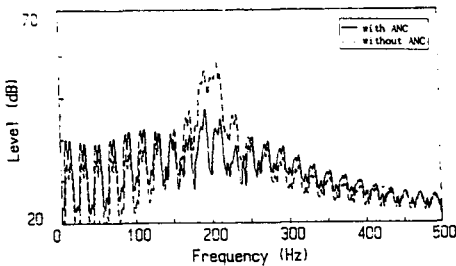
그리고 일정한 미소 주파수로 증감할 경우에 대해서는 증감의 크기에 따라 제어결과가 달라졌는데 증감의 폭이 큰 경우에는 제어성능이 떨어졌다. Fig. 11는 정현파 200 Hz를 2 kHz로 이산화하고 주파수 변조를 10 Hz/sec로 한 제어결과이다. 이 변조폭은 4기통 자동차의 경우 엔진속도가 300 RPM/sec로, 6날개 팬의 경우는 회전속도가 100 RPM/sec로 증감하는 것을 나타내는데 이 경우의 제어량은 최대 30 dB의 감소를 보였다. 따라서 실제 정상상태의 경우에는 변조폭이 좀더 작으므로 주파수 변조시의 제어량은 커질 것이다.

일정 밴드폭 사이를 랜덤하게 변할 경우에 대해서는 주파수 변화폭과 주파수 변화시간에 따라 제

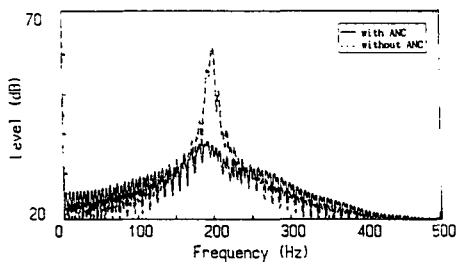
어량이 조금씩 달라졌다. Fig. 12와 Fig. 13에서 알 수 있듯이 변화폭이 크고 빨리 변할수록, 즉 회전기계의 회전수가 빨리 그리고 많이 변할수록 제어량이 작아지는 경향을 나타내고 있다.

3.3 S/N비에 따른 제어성능

S/N비에 따른 제어결과는 Fig. 14인데, 주파수 영역에서 원소음은 구동주파수에 해당하는 피크 성분만 보이며 제어시에는 참조신호에 해당하는 이 성분만 크게 제어됨을 알 수 있다. 여러가지 S/N비에 대하여 고찰한 결과 똑같은 현상을 보이므로 여기에서는 200 Hz, S/N=10에 대한 결과만을 나타내었다. Fig. 15(a), (b)에서는 S/N비 변화에 따른 제어량을 오버올레벨(overall level)과 구동주파수의 소음레벨에 대해서 나타내었다. S/N비가 작아질수록 감쇠량은 작아지는데 이것은 S/N비가 작아질수록 원소음에 포함된 구동주파수의 소음레벨이 상대적으로 작아지기 때문이다. 오버올레벨에서는 구동주파수에 비해 다른 주파수의 대역이 상대적으로 크기때문에 구동주파수에 해당하는 소음을 제거하여도 오버올레벨에서는 큰 제어효과를 얻지 못함을 알 수 있다.

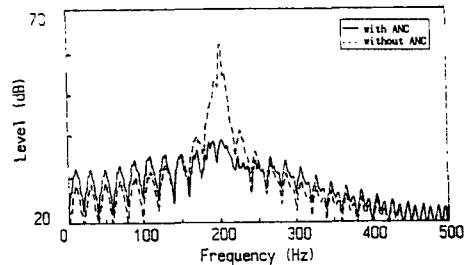


(a) Variation of frequency every 1/20 sec

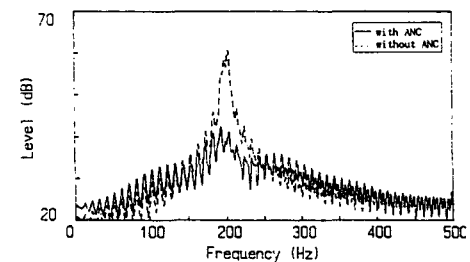


(b) Variation of frequency every 1/10 sec

Fig. 12 Frequency modulation control results for 200 Hz sinusoidal noise. (Case for random variation of frequency between 190 and 210 Hz)

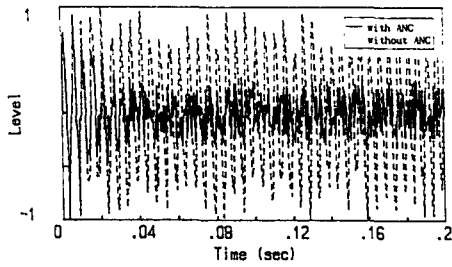


(a) Variation of frequency every 1/20 sec

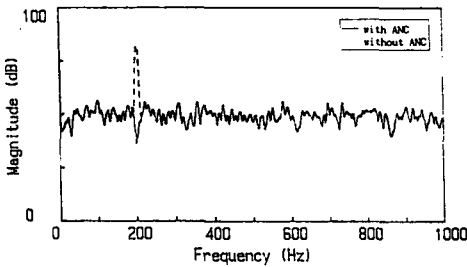


(b) Variation of frequency every 1/10 sec

Fig. 13 Frequency modulation control results for 200 Hz sinusoidal noise. (Case for random variation of frequency between 195 and 205 Hz)

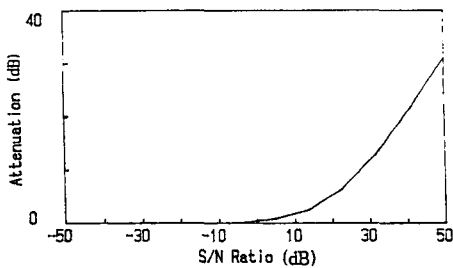


(a) Time data

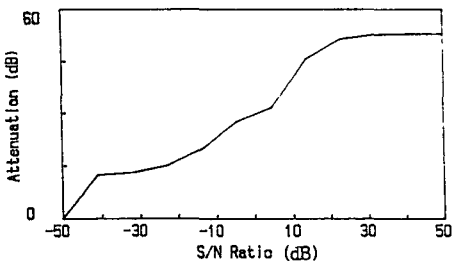


(b) Frequency data

Fig. 14 Control results of 200 Hz sinusoidal noise. (Case for S/N ratio=10)



(a) Overall level



(b) Level of driving frequency

Fig. 15 Control results of 200 Hz sinusoidal noise for changing S/N ratio

### 3.4 참조신호와 원소음과의 주파수차 존재시의 제어성능

참조신호를 고정하고 원소음의 주파수를 바꿔가

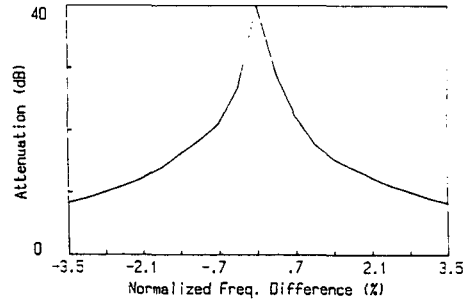


Fig. 16 Control results of the case which exist the frequency difference between reference signal and source noise. (Normalized frequency difference=frequency difference/reference frequency)

며 시뮬레이션을 수행한 결과 Fig. 16에 나타난 것처럼 초기 주파수의  $\pm 1.5\%$  범위내에서는 15 dB 이상의 감쇠를 얻을 수 있었다. 이 범위는 초기 주파수가 300 Hz의 경우 4.5 Hz 차이인 295.5 Hz ~ 304.5 Hz 사이를 나타낸다. 이것은 팬이 6날개인 경우에는 회전속도가  $\pm 45$  RPM, 9날개인 경우에는  $\pm 30$  RPM로, 4기통 자동차의 경우에는 엔진속도가  $\pm 135$  RPM로 변화하는 것에 해당한다. 그러므로 구동주파수의 변화가 작은 소음인 경우에는 참조신호의 사용없이 만족할만한 소음제어 효과를 얻을 수 있다.

## 4. 능동소음제어 실험

본 연구에서는 건축물의 실내 공기 조화용으로 사용되는 덕트내에서 발생하는 팬소음의 제거를 대상으로 하였다. Fig. 17은 실험에 사용된 덕트로 길이는 4.95 m, 단면은 180×180 mm인 정사각형이다. 재질은 투명한 아크릴이며 두께가 10 mm인 것을 사용하였다. 덕트의 양 끝에는 덕트의 길이를 무한 길이로 가정할 수 있도록 유리솜(glass wool)을 췌기형으로 넣었다. 소음원 스피커(source speaker)에서는 팬소음에 해당되는 주기소음을 발생시켰고 Fig. 18의 장치도에서 제어기(TMS320c25)로 입력되는 참조신호는 팬에서 발생하는 소음신호와 같은 주기를 갖는 펄스신호를 사용하였다. 실험에 사용된 제어기는 고속 신호처리 전문 프로세서인 TMS320C25와 A/D와 D/A회로를 내장한 DSP 보드를 이용하였다.

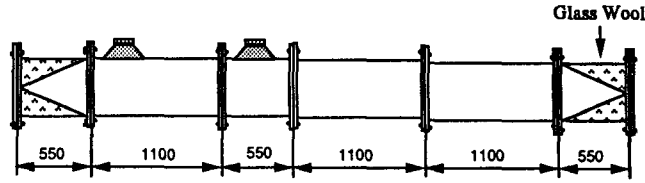


Fig. 17 Dimension of duct system

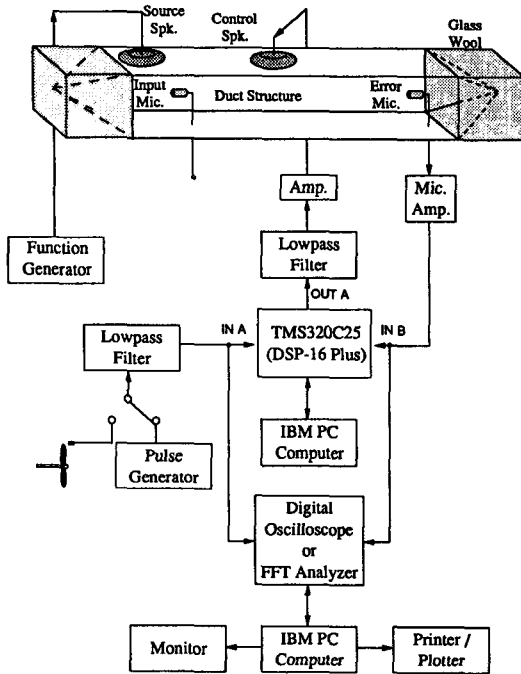


Fig. 18 Schematic diagram of Active Noise Control in a duct structure

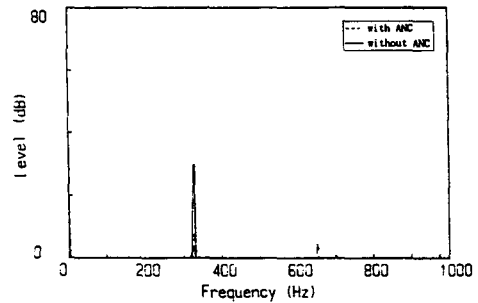


Fig. 20 Control results of 328 Hz sinusoidal noise for amplitude modulation

있는 펄스신호와 그에 따른 소음성분을 만들어 소음제어를 수행하였다. 주제어 필터의 차수는 40, 오차계 보상필터는 75차 그리고 수렴계수는 0.015를 사용하였다.

Fig. 19에서 알 수 있듯이 30~40번의 반복만으로도 만족할만한 결과(목표 소음제어량 : 15 dB)를 얻을 수 있었으며 최종 수렴후의 제어결과로 약 30 dB의 소음이 저감되었다. 이 결과는 기존의 filtered-x 알고리즘에서 주제어 필터차수를 70~80로 한 경우와 유사함을 알 수 있다.<sup>(9,10)</sup>

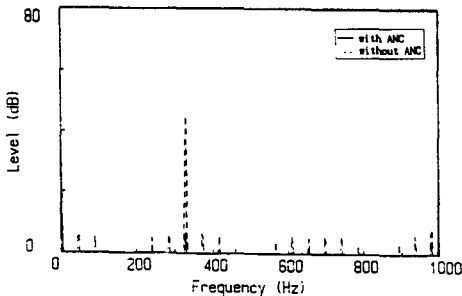


Fig. 19 Control results of 328 Hz sinusoidal noise with SSM

4.1 동기화한 이산화법을 이용한 제어 고찰

SSM의 유용성을 알아보기 위해 펄스발생기를 이용하여 광학센서(photo sensor) 등에서 얻을 수

4.2 진폭 변조시의 제어 성능

제어기로 입력되는 참조신호의 크기가 변동할 경우의 소음제어 성능을 알아보기 위하여 참조소음의 크기를 임의대로 바꾸가며 진폭변조에 대한 실험을 수행하였다. Fig. 20에 나타난 것처럼 진폭변조경우 일단 제어된 후에 진폭변조에 대해서는 상당한 안정성을 보였다. 이것으로 SSM이 진폭변조에 대해 좋은 강인성을 지니고 있음을 알 수 있다.

4.3 참조신호와 원소음과의 주파수차 존재시의 제어성능

회전기계들은 정상상태에서 일정 속도로 작동되므로 참조신호까지 없애기 위한 가능성을 조사해보기 위하여 참조신호와 원소음과의 주파수차가 존재하는 경우에 대한 제어실험을 수행하였다. Fig.



21(a), (b)에서 참조신호는 328 Hz, 변화된 소음은 각각 324 Hz, 332 Hz, 즉  $\pm 4$  Hz의 주파수차 존재시의 제어결과이다. 각각의 경우에는 15 dB의 소음제어 효과를 얻을 수 있었다. Fig. 22는 참조신호를 고정하고 원소음의 주파수를 바꿔가며 여러 주파수에 대해 제어실험한 결과이다. 참조신호와 변화된 소음과의 주파수차를 참조신호의 주파수에

의하여 정규화한 결과  $\pm 1.5\%$  범위내에서 원소음을 15 dB 이상 저감시킬 수 있었는데 이것은 Fig. 16의 컴퓨터 시뮬레이션의 결과와 유사함을 알 수 있다.

### 5. 결 론

동기화한 이산화법 이용하여 능동소음제어를 수행한 결과 다음의 결과를 얻을 수 있었다.

첫째, SSM을 사용하면 SSM을 적용하지 않은 경우에 비교해서 적응속도가 빨라지며, 적은 필터 차수로도 좋은 제어결과를 얻을 수 있다.

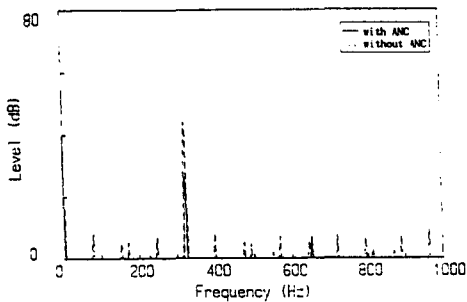
둘째, SSM은 주파수 변조에서 초기 주파수의 15% 이내에 대해서는 15 dB의 저감을 위한 재적응 시간이 반이상으로 줄어들었고 잡음이 섞인 경우에도 잘 제어함을 S/N비에 따른 시뮬레이션을 통하여 알 수 있었다.

셋째, SSM은 원소음의 진폭변조에 대해 큰 영향을 받지 않음을 시뮬레이션과 실험을 통하여 알 수 있었다.

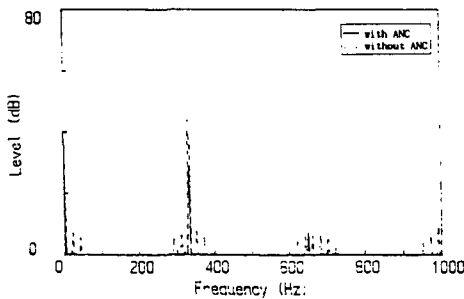
넷째, 참조신호와 원소음과의 주파수차가 존재할 경우에도 원소음의  $\pm 1.5\%$  범위내에서는 목표 저감량 15 dB 이상을 저감시킬 수 있었다.

### 참고문헌

- (1) Synder S. D. and Hansen, C. H., "The Influence of Transducer Transfer Function and Acoustic Time Delays on the Implementation of the LMS Algorithm in Active Noise Control Systems," *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 141, pp. 409~424.
- (2) Leitch, R. R. and Tokhi, M. O., 1987, "Active Noise Control Systems," *Proc. IEEE*, Vol. 134, pt. A., No. 6, pp. 526~546.
- (3) Oswald, L. J., 1984, "Reduction of Diesel Engine Noise Inside Passenger Compartments Using Active, Adaptive Noise Control," *Proceedings of Internoise 84*, Vol. 1, pp. 483~488.
- (4) Nelson, P. A. and Elliott, S. J., 1992, *Active Control of Sound*, Academic Press INC.
- (5) Glover, J. R., 1977, "Adaptive Noise Canceling Applied to Sinusoidal Interferences," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal*



(a) Frequency difference = +4 Hz



(b) Frequency difference = -4 Hz

Fig. 21 Control results of 328 Hz sinusoidal noise for frequency difference between reference signal and source noise

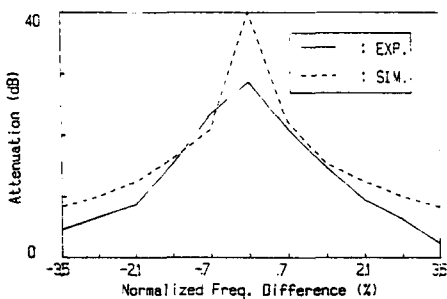


Fig. 22 Control results of the case which exist the frequency difference between reference signal and source noise. (Normalized frequency difference (%) = frequency difference  $\times$  100 / reference frequency)

Processing, Vol. ASSP-25, pp. 484~491.

- (6) Elliott, S. J. and Darlington, P., 1985, "Adaptive Cancellation of Periodic, Synchronously Sampled Interference," *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. ASSP-33, pp. 715~717.
- (7) Widrow, B. et al., 1915, "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications," *Proc. IEEE*, Vol. 63, pp. 1692~1716.
- (8) Wojciech Moczulski, 1987, "The Digital Synchronous Filtering Technique," *Mechanical Systems and Signal Processing*, pp. 197~210.
- (9) 우재학, 1992, "Filtered-X 알고리즘을 응용한 덕트내 전파소음의 능동제어," 한국과학기술원 기계공학과 석사학위논문.
- (10) 송원식, 1992, "Filtered-U 알고리즘을 이용한 능동소음제어에 관한 연구," 한양대학교 정밀 기계공학과 석사학위논문.

## 부 록

### A. 식(5)의 유도과정

$$W_i(z) = \frac{\alpha C}{2} U(z) [E(z e^{-j\omega_r T}) e^{j\theta_i} + E_i(z e^{j\omega_r T}) e^{-j\theta_i}] \quad (A1)$$

Fig. 3에서

$$\begin{aligned} Y_i(z) &= z(w_{ik} x_{ik}) \\ &= \frac{C}{2} [w_i(z e^{-j\omega_r T}) e^{j\theta_i} + w_i(z e^{j\omega_r T}) e^{-j\theta_i}] \\ &= \frac{\alpha C^2}{4} U(z e^{-j\omega_r T}) [E(z e^{-j2\omega_r T}) e^{-j2\theta_i} + E(z)] \end{aligned}$$

$$= \frac{\alpha C^2}{4} U(z e^{j\omega_r T}) [E(z) + E(z e^{j2\omega_r T}) e^{-j2\theta_i}] \quad (A2)$$

따라서,

$$\begin{aligned} Y_i(z) &= \sum_{i=1}^m Y_i(z) \\ &= \frac{N\alpha C^2}{4} E(z) [U(z e^{-j\omega_r T}) + U(z e^{j2\omega_r T})] \\ &\quad + \frac{\alpha C^2}{4} U(z e^{-j\omega_r T}) E(z e^{-j2\omega_r T}) \sum_{i=1}^N e^{j2\theta_i} \\ &\quad + \frac{\alpha C^2}{4} U(z e^{j\omega_r T}) E(z e^{j2\omega_r T}) \sum_{i=1}^N e^{-j2\theta_i} \quad (A3) \end{aligned}$$

$\Sigma$  항을 구하면  $\theta_i = \theta - \omega_r T [i-1]$ 이므로

$$\sum_{i=1}^N e^{\pm j2\theta_i} = \sum_{i=1}^N e^{\pm j2\theta} e^{\pm j2\omega_r T [i-1]} \quad (A4)$$

(+) 부분에 대하여

$$\begin{aligned} &\sum_{i=1}^N e^{j2\theta} e^{-j2\omega_r T [i-1]} \\ &= e^{j2\theta} [e^0 + e^{-j2\omega_r T} + e^{-j2\omega_r 2T} + \dots + e^{-j2\omega_r T (N-1)}] \\ &= e^{j(2\theta - \omega_r T (N-1))} \frac{\sin N\omega_r T}{\sin \omega_r T} \quad (A5) \end{aligned}$$

(-) 부분도 같은 방식으로 전개하면

$$\begin{aligned} &\sum_{i=1}^N e^{-j2\theta_i} = \sum_{i=1}^N e^{-j(2\theta - \omega_r T (N-1))} \\ &= e^{-j(2\theta - \omega_r T (N-1))} \frac{\sin N\omega_r T}{\sin \omega_r T} \quad (A6) \end{aligned}$$

식(A6)에서  $\beta(\omega_r, T, N)$ 를 정의하면

$$\beta(\omega_r, T, N) = \frac{\sin N\omega_r T}{\sin \omega_r T} \quad (A7)$$

식(A7)를 식(A3)에 대입하여 정리하면 식(A5)이 구성된다.