

# 광대역 소음 제어를 위한 시간 지연 없는 Multiband-Structured Subband Adaptive Filter 기반 능동 소음 제어

논문
59-3-29

## An Active Broadband Noise Control System based on the Multiband-Structured Delayless Subband Adaptive Filter

김 신 욱\* · 전 현 진\*\* · 박 민 우\* · 이 우 근\* · 장 태 규†  
(Shin-Wook Kim · Hyeon-Jin Jeon · Min-Woo Park · Woo-Gun Lee · Tae-Gyu Chang)

**Abstract** - This paper proposes a new active noise control (ANC) system for canceling broadband noise. The proposed ANC system is designed based on the multiband-structured delayless subband adaptive filter (MDSAF), which has advantages of fast-convergence speed and higher noise reduction performance by eliminating the aliasing and band-edge effects caused by band-partitioning. The simulation results show that the proposed ANC system has faster convergence speed as compared to the conventional ANC systems and effectively reduces the wideband noise.

**Key Words** : Active Noise Control, Subband Adaptive Filter, MSAF

### 1. 서 론

근대화가 진행됨에 따라 인간 생활공간 주변의 소음 역시 비례하여 증가되어 왔다. 공사장의 기계 소음, 도로의 자동차 소음 등으로 인한 인간의 스트레스와 그로인한 피해들은 이제 흔한 일이 되었다. 이러한 소음으로 인한 피해를 줄이기 위해 지금까지 많은 방법들이 제안되어 왔다. 종래에는 소음의 감쇠를 위해 방음재를 사용하여 소음원을 감싸거나, 인간의 생활공간 주변에 방음벽을 세워 소음의 전파를 막고자 하였다. 그러나 이러한 수동적인 소음 제어 방식은 효율성이 떨어짐과 동시에 설치에 많은 비용이 소요되며, 특히 인간의 귀에 민감한 저주파 성분의 소음 제어에 취약하다.

최근에는 고성능의 DSP가 등장하여 막대한 연산량의 실시간적인 처리가 가능해졌고, 이에 따라 능동 소음 제어 방법이 주목을 받기 시작했다. 능동 소음 제어는 소음원을 감싸거나 차단하는 기존의 수동적 방식의 제어 방법에서 벗어나 소음 신호와 크기는 같고 위상은 180° 반대인 반소음(anti-sound) 신호를 발생시켜 중첩의 원리에 의해 소음 신호를 상쇄하는 기술이다 [1].

그림 1은 능동 소음 제어의 기본 원리를 나타낸다. 소음원에서 발생하는 소음 신호를  $x(n)$ 이라고 하면, 이 신호가 임의의 전달전달함수  $P(z)$ 를 통과한 후 제거의 대상이 되는 primary noise 신호  $d(n)$ 이 된다. 소음원에서 마이크 폰

을 통해 채집된  $x(n)$ 을 적응 필터에 통과시킴으로써 반소음 신호  $y(n)$ 이 생성된다. 그러나 이 반소음 신호는 소프트웨어적인 알고리즘에 의해서 생성된 전기적인 신호일 뿐이다. 적절한 소음의 제어를 위해서는 전기 도메인에서 생성된 반소음 신호를 음향으로 스피커를 통해서 발생시키고 전파되어 소음 신호와 합성되는 과정을 고려해야 한다. 예를 들면, 전자 신호가 음향신호로 변환되는 과정의 경우 여러 개의 전달함수로 구성될 수 있으며, 이 음향신호가 소음신호와 합성되는 위치까지 전달되는 과정도 하나의 전달함수로 표현될 수 있을 것이다. 그리고 최종적으로 합성과정 이후에 생성된 잔여신호  $e(n)$ 이 마이크 폰에 다시 채집되는 과정도 여러 개의 전달함수로 표현되게 될 것이다. 이러한 중간과정에서 나타나는 여러 가지의 전달함수를 포괄적인 의미로 2차 경로 효과 (secondary path effect)라고 하며, 이는 블록도 상에서  $S(z)$ 로 표현되고 있다.

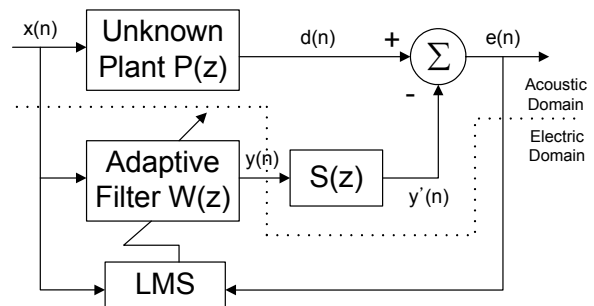


그림 1 능동 소음 제어의 기본 블록도  
Fig. 1 Basic concept of Active Noise Control

\* 비회원 : 중앙대 공과대학 전자전기공학부  
\*\* 정회원 : 중앙대 공과대학 전자전기공학부  
† 교신저자, 시니어회원 : 중앙대 전자전기공학부 교수  
E-mail : tgchang@cau.ac.kr

접수일자 : 2009년 12월 3일  
최종완료 : 2010년 2월 6일

전기적으로 계산된 반소음 신호  $y(n)$ 은 2차 전달함수  $S(z)$ 를 통과하면서  $y'(n)$ 으로 변환된다. 그런데 문제는 이러한 2차 전달함수의 통과에 의한 반소음 신호의 변형이 적응 알고리즘에는 반영되지 않으므로 소음 제어의 성능을 떨어뜨릴 수 있을 뿐만 아니라 시스템 자체를 불안정 상태에 빠뜨릴 수가 있다. 따라서 능동 소음 제어에서는 2차 전달함수에 대비한 적응 알고리즘을 사용해야 하는데 그것이 바로 filtered-x least mean square (FXLMS) 알고리즘이다 [1]. 그러나 제어하고자 하는 소음이 광대역 신호일 경우 FXLMS 알고리즘을 사용하여 효과적인 성능을 보이기 위해서는 고차의 필터가 필요한데, 이 경우 탭의 개수에 비례하여 연산량 부담은 늘어나게 되며, 특히 자기 상관 행렬의 고유치 분포가 클 경우에는 수렴속도가 느리진다는 단점이 있다. 사람의 음성 신호나 코골이 소음 등과 같이 기준 신호가 시간에 따라 빠르게 변화하고 광대역 특성을 갖는 경우 이를 효과적으로 제어하기 위해서는 빠른 수렴속도가 필수 조건이 되는데 이러한 경우에 느린 수렴속도를 갖는 기존의 능동 소음 제어 시스템은 성능 저하의 문제를 가져올 수 있다.

이러한 광대역 소음을 효율적으로 제어하기 위해 서브밴드 구조를 사용하는 방법들이 제안되기도 하였다 [3, 5]. 그러나 기존의 서브밴드 구조를 사용하는 능동 소음 제어 시스템의 경우, 각 밴드 사이에서의 aliasing이나 band-edge effect 등이 존재하여 수렴 속도를 느리게 하는 단점이 존재한다. 한편, 서브밴드 구조에서는 밴드의 분할을 위한 필터뱅크의 사용이 필수적인데 이로 인하여 신호의 전달 경로에 시간 지연이 발생하게 된다. 이러한 시간 지연 역시 성능 저하의 주된 요인이 되기 때문에 이를 제거하기 위한 방법으로 시스템에 보조 연산 루프를 추가하는 방법이 제안되기도 하였다 [3]. 그러나 이 경우에도 각 서브밴드에서 갱신된 필터 계수들을 모아서 전 밴드 필터의 계수로 변환하는 과정이 필요하게 되고, 이 때 추가적인 연산이 소요된다.

본 논문에서는 서브밴드 구조를 적용하여 광대역 신호를 효과적으로 제어하기 위해 수렴 속도를 향상시킨 새로운 구조의 능동소음제어 시스템을 제안한다. 수렴속도의 향상을 위해 각 서브밴드들 사이에서 발생하는 aliasing과 band-edge effect를 제거하고, 추가적인 연산 과정 없이 보조 연산 루프를 사용하여 시간 지연을 제거한 multiband-structured subband adaptive filter (MSAF) 기반의 능동 소음 제어 시스템을 제안한다 [2]. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 본 논문에서 제안된 능동 소음 제어 시스템의 수렴 속도가 기존의 알고리즘을 사용한 시스템 보다 월등하며 이로 인해 광대역 소음의 감쇠 효과도 더욱 우수함을 증명하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 시간 지연 없는 MSAF (MDSAF) 기반의 능동 소음 제어 시스템

1장에서 언급한 바와 같이 광대역의 소음 신호를 효과적으로 제거하기 위해서는 수렴속도가 빠른 적응 필터가 필요한데 이런 조건을 만족시키는 것이 MSAF 알고리즘이다 [4]. 그러나 MSAF 알고리즘 역시 다른 서브밴드 구조를 사

용하는 알고리즘과 마찬가지로 필터 뱅크의 사용에 따른 시간 지연이 성능 저하의 원인이 될 수 있다. 이에 본 논문에서 제안하는 능동 소음 제어 시스템은 보조 연산 루프를 추가한 MSAF 알고리즘 (MDSAF) [6]을 통해 시간의 지연을 제거하였다.

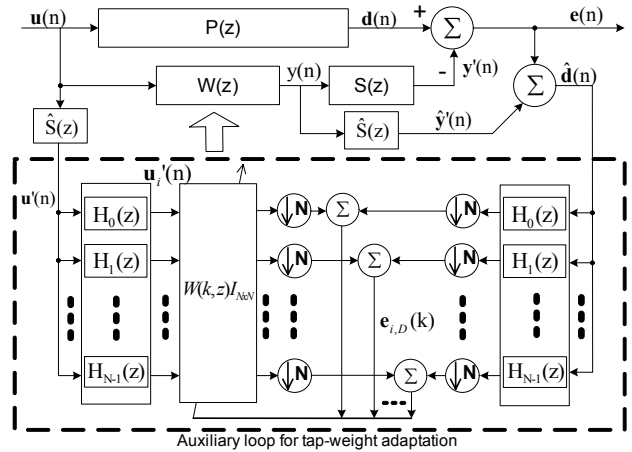


그림 2 제안된 능동 소음 제어 시스템  
Fig. 2 Proposed Active Noise Control System

그림 2는 MDSAF 알고리즘을 기반으로 한 능동 소음 제어 시스템의 블록도이다. 여기서  $S(z)$ 는 2차 경로 효과를 의미하며, 이에 대한 보상을 위해 오프라인 모델링 방법 [1]으로 추정된 예측 모델링 결과가  $\hat{S}(z)$ 이다.  $\{H_i(z)\}_{i=0}^{N-1}$ 는 필터 뱅크로서 하나의 신호를 여러 개의 서브밴드 신호로 분리시켜 준다. 입력 소음 신호  $u(n)$ 은 2차 경로 효과를 모델링한  $\hat{S}(z)$ 를 통과하여 필터링된 입력 신호  $u'(n)$ 이 되고, 이후에 필터 뱅크를 통과하면서 여러 개의 서브밴드 신호  $\{u_i(z)\}_{i=0}^{N-1}$ 로 나뉘게 된다. 그림 2에서 점선으로 표시된 박스 부분이 시간 지연을 제거하기 위하여 추가된 보조 연산 루프를 의미하며, 이 박스 안에서 적응 필터의 수렴과정이 이루어짐과 동시에 이 연산과정과는 독립적으로 전 밴드 필터 (fullband filter)  $W(z)$ 가 존재하여 출력 값을 내보내준다. 본 논문에서 제안한 시스템에서 각 밴드의 오차 신호를 구하기 위해서는  $d(n)$ 이 여러 개의 서브밴드로 나뉘어야 한다. 그러나 능동 소음 제어 시스템에서는 마이크의 센싱을 통해 입력 신호를 받아들이게 되는데  $d(n)$ 의 위치에는 이러한 센서가 존재하지 않기 때문에  $d(n)$ 을 직접적으로 구해낼 수가 없다. 따라서  $\hat{S}(z)$ 를 시스템 내부적으로 재사용하여  $d(n)$ 의 예측 신호인  $\hat{d}(n)$ 을 연산을 통해 구해냈다. 즉,

$$\begin{aligned} \hat{d}(n) &= e(n) + \hat{y}(n) \\ &= e(n) + [y(n) * \hat{s}(n)]. \end{aligned} \quad (1)$$

**표 1** 한 샘플 시간 동안의 연산량 비교  
**Table 1** computational complexity per input sample

알고리즘 연산 구분	DSAF of Morgan	DSAF of Merched	MDSAF
밴드 분할	$4(\frac{L}{N} + \log_2 N)$	$2(\frac{L}{N} + \log_2 N)$	$L(N+1)$
서브밴드 내부 연산	$\frac{16M}{N}$	$4(\frac{M}{N} + 1)$	$3M+1$
전 밴드 필터 연산	$M$	$M$	$M$
계수 변환	$[2\log_2(\frac{2M}{N}) + \log_2 M]J$	$[(1 + \frac{N}{M})\log_2 N + \frac{L(N-1)}{N^2}]J$	-

MDSAF 알고리즘을 기반으로 하는 능동 소음 제어 시스템의 필터 계수 갱신은 다음과 같이 이루어진다.

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu \sum_{i=0}^{N-1} \frac{\mathbf{u}'_i(k)}{\|\mathbf{u}'_i(k)\|^2 + \alpha} \mathbf{e}_{i,D}(k) \quad (2)$$

여기서  $\|\cdot\|$ 항은 서브밴드 입력벡터를 그 크기로 정규화시키기 위한 절대값이고,  $\mu$ 는 스텝사이즈를 나타내며,  $\alpha$ 는 분자가 0으로 나뉘는 것을 방지하기 위한 작은 상수 값이다. 또한  $\mathbf{u}'_i(k)$ 는  $\hat{S}(z)$ 를 통과한  $i$ 번째 서브밴드의 입력벡터를 나타내며,  $\mathbf{e}_{i,D}(k)$ 는  $i$ 번째 서브밴드의 에러벡터를 의미한다.

MDSAF 알고리즘을 기반으로 한 능동 소음 제어 시스템이 기존의 능동 소음 제어 시스템과 다른 점은 decimator가 서브밴드 필터  $W(k,z)_{N \times N}$  앞에 위치한 게 아니라 뒤에 위치하였다는 점과 각 서브밴드에 하나씩의 서브필터를 배치하는 대신에 decimation되지 않은 하나의 전 밴드 필터 알고리즘으로 동작한다는 것이다. 또한 각 서브밴드의 입력은 각각의 신호 파워로 정규화 (normalized) 됨으로서 dynamic range가 줄어들게 되고, 서브밴드 필터링의 과정 이후에 critical decimation을 사용함으로써 aliasing과 band-edge 효과 문제 등을 해결할 수 있게 되었다. 또한 기존의 Morgan이나 Merched가 제안한 서브밴드 구조에서는 각 밴드마다 하나씩의 서브필터가 존재하였고, 각 서브필터의 계수들을 전 밴드 필터의 계수로 변환하는 과정이 필요했었다 [3, 5]. 그러나 MDSAF 알고리즘의 경우 여러 개의 서브필터 대신 하나의 적응 알고리즘을 통해 수렴과정이 진행되기 때문에 필터 계수들의 변환에 따른 추가 연산 과정의 생략이 가능하다 [6]. 즉, 서브밴드에서의 계수가 전 밴드 필터의 계수로 변환 없이 적용 가능하다.

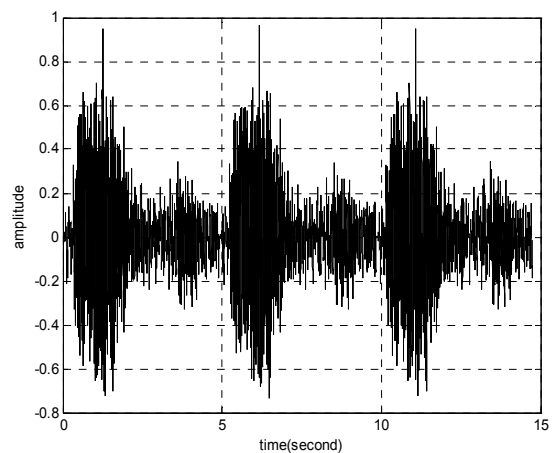
**2.2 연산복잡도 비교**

표 1에서 제시한 결과를 바탕으로 각 알고리즘을 기반으로 한 능동 소음 제어 시스템의 연산복잡도를 분석하기 위하여 각 변수를 다음과 같이 가정한다. 서브밴드의 개수  $N$ 은 16이고, 이 때 필터뱅크의 길이를  $L = 8N = 128$ 로 하며 전 밴드 필터의 길이를 1024로 정하였다. 또한 Morgan 및

Merched의 DSAF에서 전 밴드 계수의 갱신을 위한 빈도수  $J$ 는 8로 한다. 이 경우 각 부분에서 필요한 연산량을 대입하여 합산하게 되면, 한 입력샘플 당 실수값의 곱셈을 기준으로 Morgan의 DSAF는 2288번, Merched의 DSAF는 1400번의 연산이 필요하다. 본 논문에서 제안한 MDSAF를 기반으로 한 시스템의 경우에는 하나의 입력샘플 당 6274번의 실수 곱셈 연산이 필요하게 되는데, 이는 비교 대상인 Morgan과 Merched의 DSAF 알고리즘에 기반한 시스템보다 많은 연산량이 필요함을 나타낸다. 그러나 이러한 차이는 order of magnitude의 범위 이내의 차이이며, 광대역 소음의 수렴속도를 크게 향상시킬 수 있으므로 이점이 있다고 할 수 있다. 본 논문에서 제안한 MDSAF 알고리즘 기반의 능동 소음 제어 시스템을 적용함으로써 얻어지는 수렴속도의 이점은 모의실험을 통해서 자세하게 다루도록 한다.

**3. 모의실험**

본 논문에서 제안된 MDSAF 알고리즘 기반의 능동소음 제어 시스템 성능을 평가하기 위해 능동소음제어 분야에서 가장 널리 사용되고 있는 FXLMS 알고리즘과 Morgan의 DSAF 알고리즘을 기반으로 한 시스템 성능과 비교하였다.



**그림 3** 시간 영역에서 코골이 소음 신호의 입력파형  
**Fig. 3** Snoring Noise Time domain Waveform

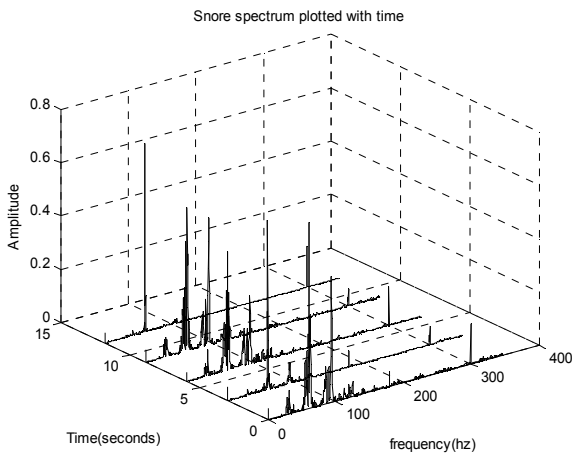


그림 4 코골이 소음 신호의 주파수 영역 특성  
Fig. 4 Characteristics of the Snoring Noise Signal

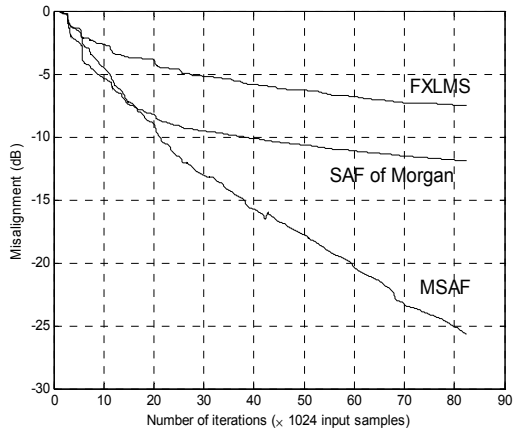


그림 5 Normalized Misalignment learning 커브  
Fig. 5 Normalized Misalignment learning Curves

첫 번째 실험은 각 시스템의 수렴속도 비교이다. 실험을 위한 입력 기준 신호로 그림 3과 같은 파형을 갖는 성인 남자의 코골이 신호를 가하였다. 코골이 신호는 생활환경에서 쉽게 접할 수 있는 광대역 소음 가운데 하나로서, 그림 4를 통해 시간 영역과 주파수 영역에서 빠른 변화를 보인다는 사실과 저주파 영역에 하모닉 성분들이 집중되어 있음을 알 수 있다. 이러한 광대역 코골이 신호를 제거하기 위한 능동 소음제어 시스템의 수렴속도를 측정하기 위한 도구로 normalized misalignment (NM)를 사용하여 비교하였다. NM은 높은 상관도(highly correlated)와 비정상성(non-stationary) 환경에서 적응 필터의 수렴속도를 측정할 때, 현재 필터의 계수와 최적값 사이에 얼마나 오차가 존재하는지 확인하는데 유용하며 계산식은 다음과 같다.

$$NM = 20 \log_{10} \frac{\|w(k) - w_0\|}{\|w_0\|} \quad (3)$$

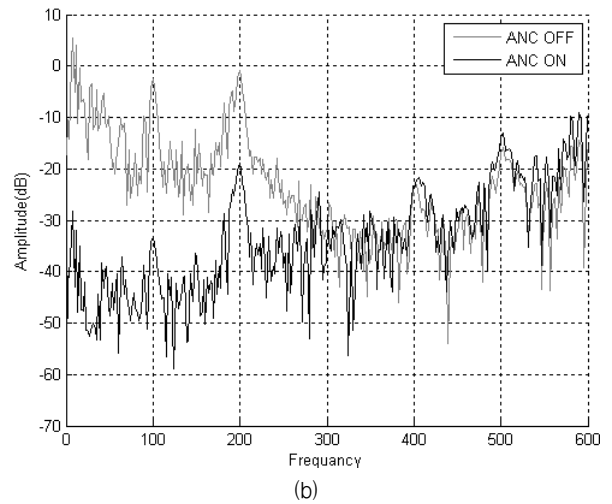
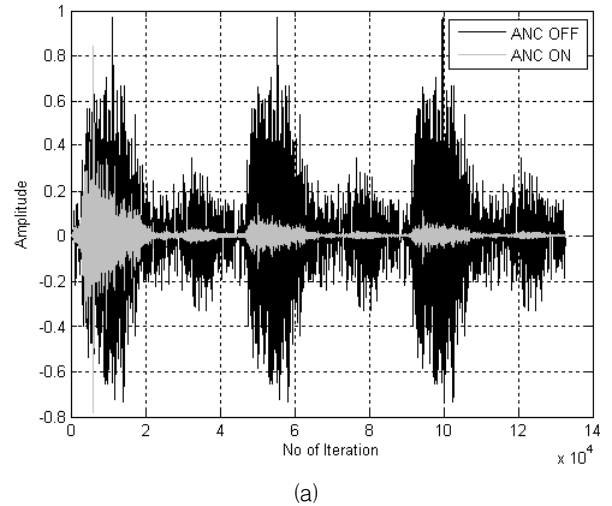


그림 6 코골이 소음의 감쇠 실험 (a) 시간 영역에서의 감쇠 (b) 주파수 영역에서의 감쇠  
Fig. 6 Active Noise Control Experiment for Snoring Noise (a) Time Domain Attenuation (b) Frequency Domain Attenuation

이 때,  $w_0$ 가 최적의 탭 계수이고,  $w(k)$ 가 현재의 탭 계수이다. 그림 5는 수렴속도 비교의 결과로서 NM learning 커브가 MSAF를 기반으로 한 능동 소음 제어 시스템에서 가장 급격하게 줄어드는 양상을 확인할 수 있다. 이를 통해서 자기 상관 행렬의 고유치 분포가 큰 광대역 소음이 시스템에 입력되었을 경우, 제안된 소음 제어 시스템이 가장 빠르게 수렴함을 알 수 있다.

두 번째 실험은 사람의 코고는 소리에 대한 소음 감쇠가 얼마나 이루어지는지 알아보기 위해 실시되었다. 이 때, 적응 필터의 차수는 1024이고, 서브 밴드의 수는 16개, 스텝 사이즈  $\mu$ 는 0.01이며, 2차 전달 함수는 256 탭의 FIR필터를 이용하여 오프라인 모델링 기법을 통해 모델링 하였다. 그림 6은 코고는 소음이 제안된 시스템에 입력되었을 때, 시간 영역과 주파수 영역에서 소음의 감쇠가 얼마나 이루어지는지 보여주고 있다. 시간 영역에서의 감쇠의 경우 빠른 수렴속도를 통해 효과적으로 소음의 크기가 줄어드는 모습을 볼

수 있다. 또한 주파수 영역에서 소음의 감쇠를 보게 되면 인간의 귀에 특히 민감하게 반응하는 저주파 소음 성분이 30 dB 이상 감쇠하는 것을 확인할 수 있다. 이는 수렴속도를 빠르게 함으로써 광대역의 소음이 효과적으로 제어되고 있음을 나타낸다.

#### 4. 결 론

광대역의 소음을 효과적으로 제어하기 위해서는 고차 필터가 필요한데, 이로 인한 수렴속도의 저하가 능동소음제어 시스템의 전체적인 성능을 저하시키는 요인이 되어왔다. 본 논문에서는 MDSAF 알고리즘을 기반으로 한 능동소음제어 시스템이 제안되었다. 제안된 능동소음제어 시스템은 약간의 연산량의 증가를 통해 aliasing과 band-edge 효과를 제거함으로써 수렴속도를 향상시켰고, 보조 연산 루프를 사용하여 필터뱅크로 인해 발생하는 신호 경로의 시간지연을 제거함으로써 광대역의 소음을 효율적으로 제어할 수 있게 되었다. 실제 모의실험 결과 본 논문에서 제안한 능동 소음 제어 시스템이 기존의 능동 소음 제어 시스템 보다 빠른 수렴속도를 보여 주었으며, 이로 인하여 대표적인 광대역 소음 신호 가운데 하나인 사람의 코골이 신호를 입력하였을 때, 이를 효과적으로 제어가 가능함을 보였다. 특히 인간의 귀가 민감하게 반응하는 저주파 성분의 소음을 30 dB 이상을 제거함으로써 수동적인 소음 제어 방법이나 기존의 능동 소음 제거 시스템에 비해 이점이 있음을 보였다.

#### 참 고 문 헌

- [1] Sen M. Kuo, Dennis R. Morgan, "Active Noise Control Systems, Algorithms and DSP Implementations", *John Wiley&Sons*, 1996
- [2] Kong-Aik Lee, Woon-Seng Gan, and Sen M. Kuo "Subband Adaptive Filtering: Theory and implementation", *WILEY*, 2008.
- [3] D. R. Morgan and J. C. Thi, "A delayless subband adaptive filter architecture", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 43, no. 8, 1995
- [4] Kong-Aik Lee and Woon-Seng Gan, "Improving Convergence of the NLMS Algorithm Using Constrained Subband Updates", *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 11, no. 9, 2004
- [5] R. Merched, P. S. R. Diniz, M. R. Petraglia, "A new delayless subband adaptive filter structure," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, no. 6, pp. 1580-1591, June 1999.
- [6] K. A. Lee, W. S. Gan, "On Delayless Architecture for the Normalized Subband Adaptive Filter," in *Proc. IEEE Int. Conf. Multimedia and Expo, 2007*, pp. 1595-1598

## 저 자 소 개



#### 김 신 욱 (金 伸 旭)

1983년 8월 21일 생. 2008년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2010년 중앙대 대학원 전자전기공학부 (공학석사). 2010년~현재 LIG넥스원(주) 연구원.

Tel : 031-288-9505, Fax : 031-285-1674  
E-mail : shinwook.kim@lignex1.com



#### 전 현 진 (全 炫 鎭)

1979년 10월 2일 생. 2005년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2007년 중앙대 대학원 전자전기공학부 (공학석사). 2010년 중앙대 전자전기공학부 (공학박사). 2010년~현재 중앙대학교 BrainKorea 21 저전력 멀티미디어 기술 연구인력 양성 사업팀

박사후과정.

Tel : 02-820-5318, Fax : 02-812-1293

E-mail : hjeon@wm.cau.ac.kr



#### 박 민 우 (朴 珉 宇)

1985년 4월 2일 생. 2008년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2010년 중앙대 대학원 전자전기공학부 (공학석사). 2010년~현재 모바일 리더 연구원.

Tel : 02-2051-4151, Fax : 02-3415-1153

E-mail : mwpark@mobileleader.com



#### 이 우 근 (李 愚 根)

1985년 8월 31일 생. 2008년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2008년~현재 중앙대 대학원 전자전기공학부 석사과정.

Tel : 02-820-5318, Fax : 02-812-1293

E-mail : gentlewoogun@dmc.cau.ac.kr



#### 장 태 규 (張 泰 奎)

1955년 11월 13일 생. 1979년 서울대 전기공학과 졸업. 1981년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1981년~1982년 현대엔지니어링(주). 1982년~1984년 현대전자산업(주). 1987년 University of Florida 전기공학과 졸업

(공학박사). 1987년~1990년 Tennessee State University, Research Assistant Professor. 1990년~현재 중앙대 전자전기공학부 교수.

Tel : 02-820-5318, Fax : 02-812-1293

E-mail : tgchang@cau.ac.kr