

# Modulated Lapped Transform 영역에서 적응 필터링을 이용한 음향 반향 제거기의 구현

## An Implementation of Acoustic Echo Canceller Using Adaptive Filtering in Modulated Lapped Transform Domain

백 수 진\*, 박 규 식\*  
(Su-Jin Paek\*, Kyu-Sik Park\*)

\* 단국대학교 정보·컴퓨터학부, 컴퓨터과학 전공

(접수일자: 2003년 2월 20일; 수정일자: 2003년 7월 9일; 채택일자: 2003년 7월 24일)

음향 반향 제거기 (Acoustic Echo Canceller: AEC)는 원거리 회의 시스템이나 차량 내 핸즈프리 통화 등에서 필연적으로 발생하는 반향을 제거하기 위해 이용된다. 이러한 반향을 제거하기 위해 다양한 적응 필터링 알고리즘이 제안되었으며 LMS (Least Mean Square) 알고리즘은 다른 알고리즘에 비해 매우 단순하고, 비교적 강인하여 많은 응용 분야에 사용되고 있다. 그러나 LMS 알고리즘은 음성과 같은 상관도가 높은 유색 신호에 대해 음향반향 제거기의 수렴 속도를 저하시켜 전체적인 음향 반향 제거 성능을 떨어뜨리게 한다. 이를 보완하기 위하여 DCT나 DFT 등의 직교 변환 행렬을 이용하여 입력신호의 상관성을 저하시킨 후 LMS 적응 필터링 알고리즘을 적용하는 변환 영역 음향 반향 제거 알고리즘 등이 제안되었다. 본 논문에서는 MLT (Modulated Lapped Transform) 직교 변환 행렬을 이용한 MLT 영역의 적응 음향반향 제거 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 기존의  $N \times N$  DCT, DFT, Hadamard 등의 정방 행렬 대신에  $2N \times N$  크기의 MLT 변환 행렬을 사용함으로써 유색 입력 신호에 대해 효과적인 상관성 저하와 빠른 수렴 속도를 달성할 수 있었으며 실제 음향 반향 제거 시스템에 적용하여 그 성능을 비교 입증하도록 하였다. 합성 음성신호와 실제 음성 신호를 이용한 모의 실험 결과 제안된 MLT 영역 음향 반향 제거 시스템은 기존의 DCT 변환 영역 음향 반향 시스템에 비해 약 2배 이상의 빠른 수렴속도와 약 20~30 dB 정도의 ERLE (Echo Return Loss Enhancement) 향상을 얻을 수 있었다

**핵심용어:** 음향 반향 제거, LMS 알고리즘, 변환 영역 음향반향 제거기, MLT, 비상관성, 수렴도

**투고분야:** 음향 신호처리 분야 (1.1, 1.2)

Acoustic Echo Canceller (AEC) is a signal processing system for removing unwanted echo signals in teleconference and hands-free communication. Least mean square (LMS) algorithm is one of the adaptive echo cancellation algorithms and it has been most attractive because of its simplicity and robustness. However, the convergence properties of the LMS algorithm degrade with highly correlated input signals such as speech. For this reason, transform-domain adaptive filtering algorithm was introduced to decorrelate the colored input samples by using the orthogonal transform matrix such as DCT, DFT and then LMS adaptive filtering process is applied. In this paper, we propose a MLT domain adaptive echo canceller base on the MLT (Modulated Lapped Transform) orthogonal transform matrix. The proposed algorithm achieves high decorrelation efficiency and fast convergence speed via modulated lapped transform of size  $2N \times N$  instead of  $N \times N$  unitary transform such as DCT, DFT, Hadamard and it is applied to the acoustical echo cancellation system. From the computer simulation with both synthesis and real speech, the proposed MLT domain adaptive echo canceller shows approximately twice faster convergence speed and 20~30 dB ERLE improvements over the DCT frequency domain acoustic echo cancellation system.

**Keywords:** Acoustic echo canceller, LMS algorithm, Transform domain acoustic echo canceller, MLT, Decorrelation, Convergence ratio

**ASK subject classification:** Acoustic signal processing (1.1, 1.2)

책임저자: 박규식 (kspark@dankook.ac.kr)

서울시 용산구 한남동 산 8번지

단국대학교 정보·컴퓨터 학부, 컴퓨터 과학 전공

(전화: 02-709-2728; 팩스: 02-796-2970)

## I. 서론

음향 반향 제거 시스템은 원단에 위치하는 두 화자간의 통신상에서 발생하는 음향반향을 제거하기 위한 것으로서 그림 1과 같은 구조를 가지고 있다.

그림 1에서  $x_n$ 은 원단화자 음성신호를 나타내고,  $d_n$ 은 반향된 원단화자 음성신호, 즉 마이크로폰 입력신호를 나타내며,  $y_n$ 은 추정된 마이크로폰 입력신호를,  $e_n$ 은 잔여 반향 신호를 나타낸다. 원단화자의 음성신호는 네트워크 전송 매체에 의해 근단화자측의 스피커로 입력된 후, 음향 환경에 의해 반향되어 근단화자 측 마이크로폰으로 입력된다. 음향 반향 제거기는 원단 화자의 음성신호가 근단 화자 측 스피커에 반향된 형태로 출력되어 원단화자 자신에게 들리게 되는 반향 (Echo) 현상을 적극적으로 제거하기 위해 사용된다.

음향 반향을 제거하기 위한 대표적인 적응 필터링 알고리즘은 1960년 Widrow와 Hoff가 제안한 LMS (Least Mean Square)[1]와 RLS[1], NLMS[1], AP[2], Subband[3, 4] 등의 다양한 알고리즘이 존재한다. 그 중에서도 LMS 알고리즘은 적응 필터링을 통해 반향된 신호와 추정된 반향 신호간의 MSE (Mean Square Error)를 최소화시키는 기술기 기반 최적화 방법 (gradient-based optimization method)을 간결화한 것으로서 다른 적응 알고리즘에 비해 단순하고 비교적 강인한 성능을 가지고 있어 많이 사용되고 있다. 그러나 LMS 알고리즘은 음성신호와 같은 높은 자기 상관도를 가지는 유색 입력신호에 대해서 음향 반향 제거기의 수렴 속도를 현저히 떨어뜨리게 되며 결과적으로 반향 제거 성능을 저하시키는 단점을 가지고 있다.

변환 영역 (Transform-Domain) 알고리즘은 LMS 알고리즘의 수렴 저하 단점을 보완하기 위하여 제안된 것으로서 임의의  $N \times N$  크기의 정방 행렬인 DCT (Discrete Cosine Transform), DFT (Discrete Fourier Transform), Hadamad 등의 직교 변환 행렬 (Orthogonal Transform Matrix)을 이용하여 입력 신호의 상관성을 저하시킨 후 LMS 적응 필터링 알고리즘을 적용하는 DCT, DFT, Hadamad 변환 영역 알고리즘[5-7] 등이 존재한다. 변환 영역 음향 반향 제거 알고리즘에서 사용되는 변환 행렬의 각 basis 벡터들은 입력 신호를 임의의  $N$ 개의 주파수 밴드로 분할하게 되는 BPF (Band Pass Filter) 특성을 갖는 필터뱅크 (filter bank)로 해석될 수 있다[8, 9]. 만약 이러한 대역 통과 필터들이 이상적으로 설계되었다면, 변환된 입력 신호들의 상관성이 완전하게 저하될 수 있지만, 각 대역 통과 필터의 측엽 (side lobe)로 인하여 서로 이웃한 주파수 대역을 침범하게 되면 이로 인하여 변환된 신호 사이에도 상관성이 존재하게 된다[8]. 이러한 변환 신호 간의 상관성은 변환 행렬의 신호 상관성 저하 특성을 떨어뜨리게 되며 결과적으로 음향 반향 적응 알고리즘의 성능을 저하시키는 요인이 된다.

본 논문은 변환 행렬의 대역 통과 필터 특성을 향상시키면서 동시에 각 필터의 측엽 영향을 최소화할 수 있는 MLT (Modulated Lapped Transform) 영역에서의 적응 필터링 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 기존의  $N \times N$  정방 행렬 대신에  $2N \times N$  크기의 MLT 변환 행렬을 사용함으로써 유색 입력 신호에 대해 효과적인 상관성 저하와 빠른 수렴 속도를 달성할 수 있으며 실제 음향 반향 제거 시스템에 적용되어 성능을 입증하도록 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2장에서는 기존의 변환 영역 음향 반향 제거 알고리즘의 동작에 대하여 설명하며, 제 3장에서는 본 논문에서 제안하는 MLT 영역에서의 음향 반향 제거 시스템에 대해 논의한다. 제 4 장은 실제 음성 신호와 합성 신호를 이용한 모의 실험을 통하여 제안된 음향 반향 제거기의 성능을 기존의 DCT 변환 영역 음향 반향 제거 알고리즘과 비교, 입증하였으며 마지막 제 5장에는 본 논문의 결론으로 끝을 맺는다.

## II. 변환 영역 음향반향 제거 알고리즘

변환 영역 음향 반향 제거 알고리즘은 임의의  $N \times N$  변환 행렬을 이용하여 입력신호를 주파수 영역으로 변환하고, 변환된 결과 신호에 LMS 알고리즘을 적용시킨 알고리즘이다.

그림 2는 일반적인 변환 영역 음향 반향 제거 알고리즘

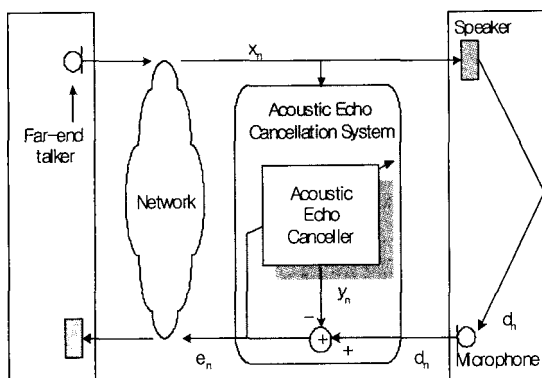


그림 1. 음향 반향 제거 시스템  
Fig. 1. Acoustic echo cancellation system.

의 간략화된 시스템 구조를 나타낸다. 변환 영역 음향 반향 제거기는 변환 행렬에 의해 입력 신호를 주파수 영역으로 변환한 후 기존의 LMS 알고리즘을 동일하게 적용하지만, 효과적인 상관성 저하를 위해, 변환된 신호에 추가적인 에너지 정규화 과정을 수행하게 된다[5,6].

다음의 표 1은 변환 영역 음향 반향 제거 알고리즘을 요약한 것이다. 모든 연산 단계는 매 샘플마다 수행된다. 변환 영역 음향반향 제거기에서 일반적으로 많이 사용되는 정방 변환 행렬인 DCT와 DFT 행렬 기저 (8x8)의 대역 통과 필터 특성을 시간 영역과 주파수 영역으로 나누

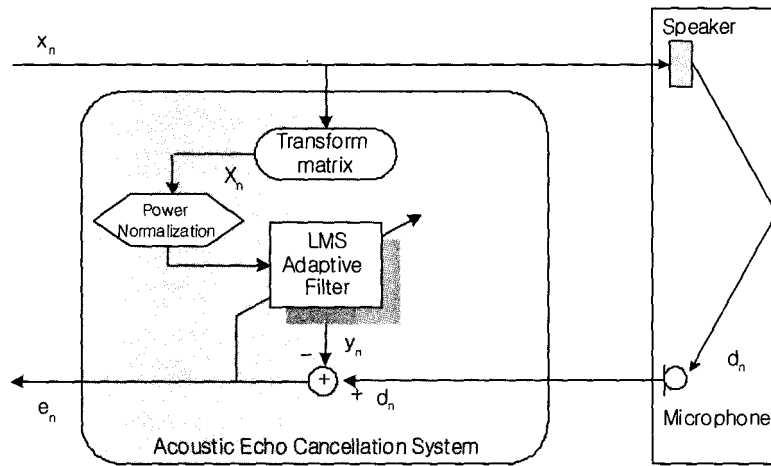


그림 2. 변환 영역 음향 반향 제거기 구조  
Fig. 2. Structure of Transform domain acoustic echo canceller.

표 1. 변환 영역 음향 반향 제거 알고리즘  
Table 1. Transform-Domain AEC algorithm.

Summary of transform-domain AEC algorithm	
Step 1) Transform far-end talker's signal $x_n$ with transform matrix $T$ of size $N \times N$ .	
$\underline{x}_n = T x_n$	
$\underline{x}_n = [x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-N+1}]^T$	
$\underline{X}_n = [\underline{X}_n(0), \underline{X}_n(1), \dots, \underline{X}_n(N-1)]^T$	(1)
Step 2) Filtering transformed far-end talker's signal $\underline{x}_n$ by LMS coefficient $\underline{H}_n$ .	
$y_n = \underline{H}_n^T \underline{X}_n$	
$\underline{H}_n = [h_n(0), h_n(1), \dots, h_n(L-1)]^T, \quad L = N$	(2)
Step 3) Generate the error signal $e_n$ .	
$e_n = d_n - y_n$	(3)
Step 4) Update the energy of $\underline{X}_n$ for power normalization.	
$\underline{\sigma}_n^2 = \beta \underline{\sigma}_{n-1}^2 + (1 - \beta) \dot{\underline{X}}_n$	
$\dot{\underline{X}}_n = [\underline{X}_n^2(0), \underline{X}_n^2(1), \dots, \underline{X}_n^2(N-1)]^T$	
$\underline{\sigma}_n^2 = [\underline{\sigma}_n^2(0), \underline{\sigma}_n^2(1), \dots, \underline{\sigma}_n^2(N-1)]^T$	(4)
Step 5) Update the LMS coefficient $\underline{H}_n$ , $\mu$ is step size.	
$\underline{H}_{n+1} = \underline{H}_n + 2\mu D_{diag}^{-1} e_n \underline{X}_n$	
$D_{diag} = diag(\underline{\sigma}_n^2)$	(5)

어 그림 3과 그림 4에 도시하였다. 그림 3(b)와 4(b)에서 알 수 있듯이 DCT나 DFT 기저 (basis)는 주파수 영역에서 무시하지 못할 정도의 측엽을 포함하고 있어서 입력 신호에 대한 상관성 저하 특성을 떨어뜨리게 되며 결과적으로 음향 반향 제거기의 성능도 저하되는 경향이 있다. 만약 통계적으로 저주파 대역에 대부분의 에너지가 몰려 있는 음성신호가 입력된다면 음성신호의 스펙트럼과 유

사한 형태를 지닌 DCT 행렬의 경우가 DFT 행렬보다 더욱 높은 성능을 제공할 수 있게 된다.

### III. MLT 영역에서의 음향 반향 제거 시스템

본 논문에서 제안된 MLT 영역에서의 음향 반향제거 시스템은 기존 변환 영역 음향 반향제거 시스템에 MLT 직교 변환 행렬을 적용한 것이다. MLT 행렬은 1992년 Henrique Malver에 의해 제안[10]되었으며, 기존 변환 행렬의 대역 통과 필터 특성을 저하시켰던 측엽을 최소화하여, 입력신호에 대한 상관성 저하 특성을 향상시킬 수 있는 직교 변환 행렬이다. MLT 직교 변환 행렬은 크기가  $2N \times N$ 으로서 기존의  $N \times N$  정방 행렬과 달리 입력 신호의 변환 처리 방법에서의 차이로 인해 제안된 알고리즘을 음향 반향 제거기에 적용시키기 위해서는 특별한 주의가 요구된다.

그림 5는 제안된 음향 반향 제거 알고리즘의 간략화된 시스템 구조를 나타낸다. 그림 2의 일반적인 변환 영역 음향 반향 제거기와의 차이점은 첫째, 입력 신호의 상관성을 저하시키기 위한 주파수 영역 변환에 DCT나 DFT 같은  $N \times N$  정방 행렬 대신  $2N \times N$  크기의 MLT 변환을 이용하였다는 것이고, 둘째는 LMS 적응 필터링 이후에 역 MLT (Inverse MLT) 과정이 추가되었다는 점이다.

MLT 행렬은 수식 (6)을 이용하여 얻을 수 있고 수식에서  $h(n)$ 은 원형 (prototype) 윈도우를 의미한다.[10]

$$M(n, k) = h(n) \sqrt{\frac{2}{N}} \cos \left[ \left( n + \frac{N+1}{2} \right) \left( k + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{N} \right]$$

$$h(n) = \sin \left[ \left( n + \frac{1}{2} \right) \frac{\pi}{2N} \right]$$

$$n = 0, 1, \dots, 2N-1, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

그림 6에 MLT 행렬 기저의 대역 통과 필터 특성을 나타내었다. 그림 6(a)는 시간 영역의 대역 통과 필터 계수를 나타내며, 신호 양 끝 지점이 0으로 수렴하게 된다는 특징으로 인해 그림 6(b)의 주파수 영역 필터 특성에서는 측엽이 최소화되어 상관성 저하 특성을 향상시킬 수 있다. 그림 3과 4에서 DCT, DFT 행렬 기저의 주파수 영역 그림에 나타난 측엽과 그림 6에서 MLT 행렬 기저의 주파수 영역 그림에 나타난 측엽을 비교하면, MLT 행렬 기저에서 대역 통과 필터 특성의 성능향상을 확인할 수 있다.

MLT 직교 변환 행렬을 이용한 음향반향 제거기의 경우

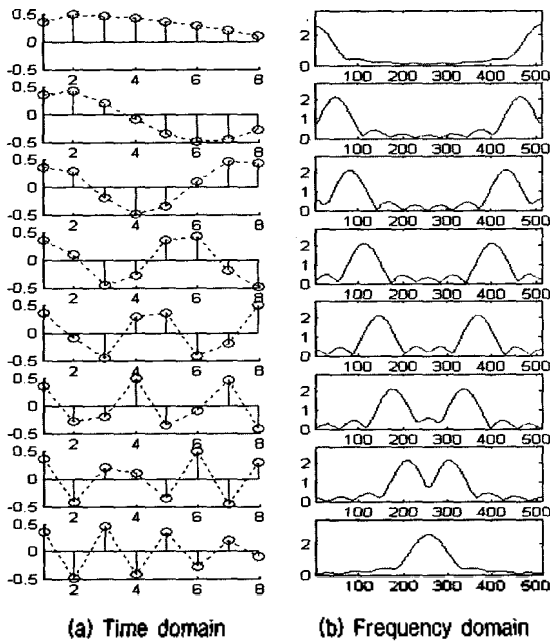


그림 3. DCT 행렬 기저의 대역 통과 필터 특성 (8x8)  
Fig. 3. Band pass filter property of the DCT matrix basis.

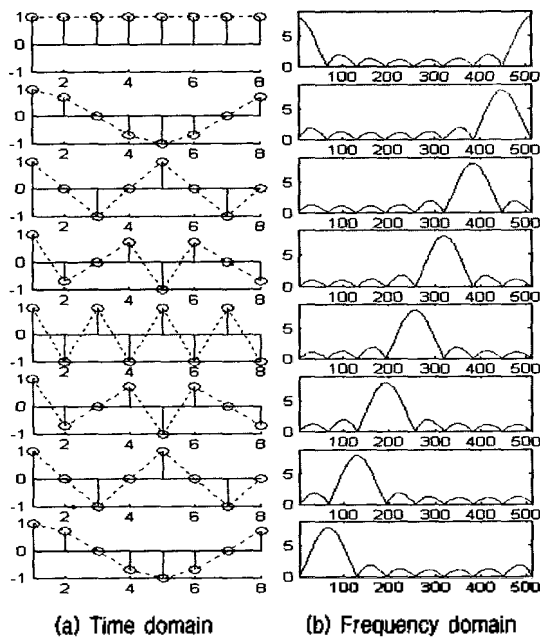


그림 4. DFT 행렬 기저의 대역 통과 필터 특성 (8x8)  
Fig. 4. Band pass filter property of the DFT matrix basis.

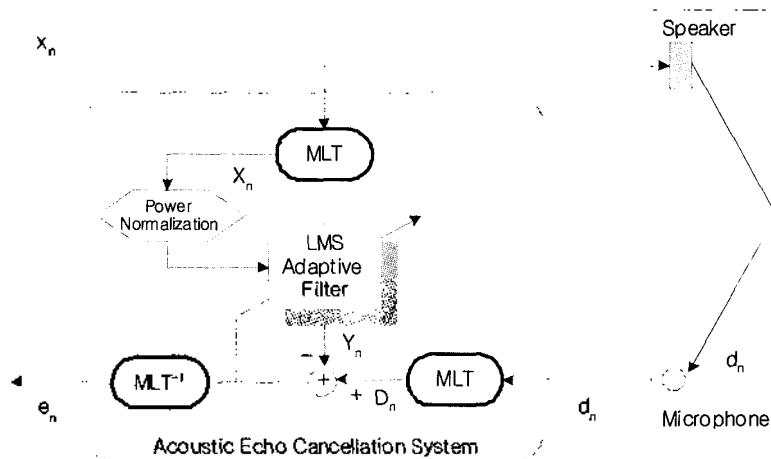


그림 5. 제안된 MLT 영역 음향반향 제거기의 구조  
 Fig. 5. Structure of the proposed MLT domain adaptive echo canceller.

효과적인 상관성 저하를 기대할 수 있지만,  $2N \times N$  비대칭 변환 행렬 크기로 인해 입력 신호의 주파수 영역 변환 처리 과정에서 주의를 요하게 된다. 일반적인 변환 영역 음향반향 제거기와 MLT 영역에서의 음향반향 제거기의 차이점은  $N$ 개의 입력신호를 입력받는 정방 변환 행렬( $N \times N$ )을 이용한다는 점과  $2N$ 개의 입력신호를 요구하는 MLT 변환 행렬( $2N \times N$ )을 이용한다는 점이다. 각각의 방식을 구체화하여 현재 입력 샘플에 대한 주파수 변환 동작 원리를 그림 7(a)와 (b)에 비교, 도시하였다. 그림 7(a)와 (b)의 위쪽에 굵게 표시된 화살표는 현재 입력샘플의 위

치를 나타내며 입력신호 부분의 굵은 점으로 표기된 것은 시간 영역에서의 샘플을 나타낸 것이다. 그림 7(a)의 경우, 입력신호로 현재 입력샘플로부터 과거 입력 샘플  $N$ 개를 필요로 하며, 그림 7(b)의 경우는 입력신호로 현재 입력샘플로부터 미래 입력샘플  $N/2$ 개와 과거 입력샘플  $3N/2$ 개를 필요로 한다. 그러나 두 경우 모두 변환된 출력신호는  $N$ 개 샘플이다.

그림 7의 MLT 특성을 고려했을 때, MLT 영역 음향반향 제거 시스템을 기존 변환 영역 음향반향 제거 시스템의 구조에 그대로 적용하여 시스템을 구성하게 될 경우, 원단화자 신호와 마이크로폰 입력신호와의 위치 불합치 문제 (position mismatching problem)가 발생한다. 위치

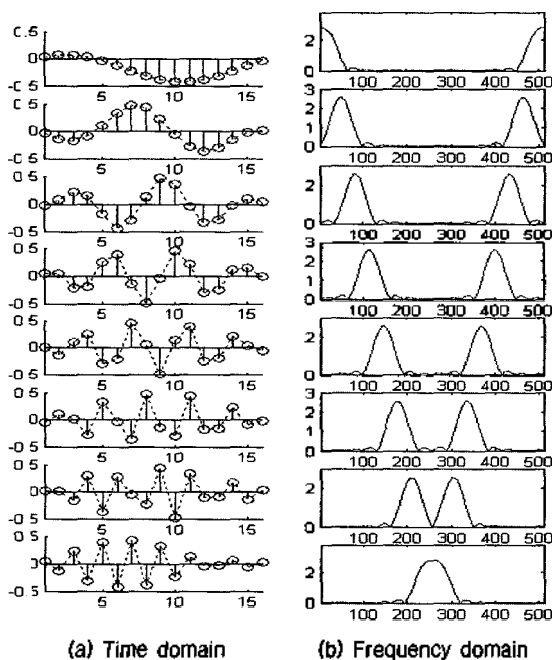


그림 6. MLT 행렬 기저의 대역 통과 필터 특성  
 Fig. 6. Band pass filter property of the MLT matrix basis.

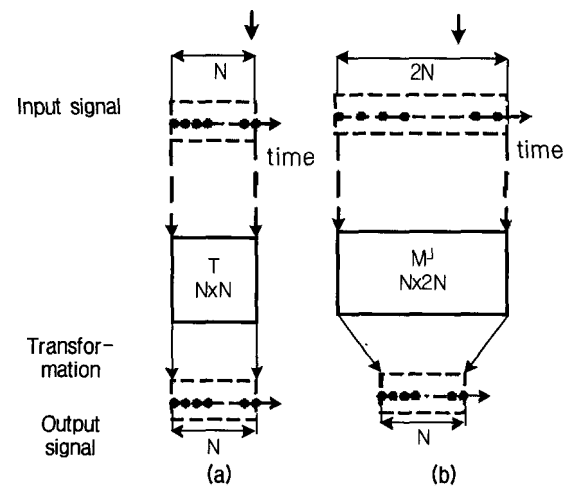


그림 7. (a) 정방행렬을 이용한 변환 방식 (b) MLT 행렬을 이용한 변환 방식의 비교  
 Fig. 7. Comparison between a square matrix transform and a MLT matrix transform.

불합치 문제의 원인은 표 1의 단계 1, 단계 3에 나타난 바와 같이 변환 영역 음향반향 제거 알고리즘의 경우 마이크로폰 입력 신호로 현재 샘플을 이용하고, 원단화자 입력신호로 과거 샘플만을 고려하지만, MLT 영역에서의 음향반향 제거 알고리즘의 경우, 마이크로폰 입력 신호로서 현재 샘플만 고려할 수는 있으나, 원단 화자 입력신호의 경우는 그림 7(b)와 같이 과거의 입력샘플뿐만 아니라 미래의 입력샘플도 고려해야 한다는 점이다. 본 논문에서는 이러한 비 인과적인 특성을 지니는 시스템을 실시간으로 구현하기 위해 미래의 입력신호 샘플  $N/2$ 개를 현재 입력샘플과 같이 미리 얻어와 버퍼에 저장하여 수행하도록 하였다. 이로 인한 미래 입력신호 샘플  $N/2$ 만큼의 지연 발생은 행렬의 크기가 비교적 작은 경우 사람이 인

식하기 어려울 정도이므로 문제가 되지 않는다. 그리고 시스템의 입력신호는 원단화자 신호뿐만 아니라 마이크로폰 입력 신호까지 MLT 행렬로 변환시켰으며, 변환된 신호의 각 샘플마다 독자적인 LMS 적응 알고리즘을 수행시켜 MLT 영역의 잔여 반향신호를 생성하였다. 최종적으로 음향반향 제거기에서 출력되는 신호는 시간 영역의 신호가 되어야 하므로 MLT 영역의 잔여 반향 신호를 역 MLT를 취하여 시간 영역의 잔여 반향 신호를 생성하도록 하였다.

다음의 표 2는 본 논문에서 제안한 MLT 영역에서의 음향 반향 제거 알고리즘을 요약한 것으로 모든 단계는 매 샘플마다 수행된다. 한편 연산량은 곱셈만 고려했을 때, 변환 영역 음향 반향 제거기의 경우  $2N^2 + 3N$ 인 반

표 2. 제안된 MLT 영역 음향 반향 제거 알고리즘  
Table 2. Proposed MLT domain AEC algorithm.

Summary of MLT domain AEC algorithm	
Step 1) Transform far-end talker's signal $\underline{x}_n$ and echoed input signal $\underline{d}_n$ with MLT matrix $M$ of size $2NXN$ .	
$\underline{X}_n = M' \underline{x}_n$ $\underline{D}_n = M' \underline{d}_n$	
$\underline{x}_n = [x(n + \frac{N}{2}), x(n + \frac{N}{2} - 1), \dots, x(n - \frac{3N}{2} + 1)]^T$ $\underline{d}_n = [d(n + \frac{N}{2}), d(n + \frac{N}{2} - 1), \dots, d(n - \frac{3N}{2} + 1)]^T$ $\underline{X}_n = [\underline{X}_n(0), \underline{X}_n(1), \dots, \underline{X}_n(N - 1)]^T$ $\underline{D}_n = [\underline{D}_n(0), \underline{D}_n(1), \dots, \underline{D}_n(N - 1)]^T$	(7)
Step 2) Filtering transformed far-end talker's signal $\underline{x}_n$ by LMS coefficient $\underline{H}_n$ .	
$\underline{Y}_n = \underline{H}_n \underline{X}_n$ $\underline{H}_n = [h_n(0), h_n(1), \dots, h_n(L - 1)]^T, \quad L = N$ $\underline{Y}_n = [h_n(0)\underline{X}_n(0), h_n(1)\underline{X}_n(1), \dots, h_n(N - 1)\underline{X}_n(N - 1)]^T$	(8)
Step 3) Generate the error signal $\underline{E}_n$ in MLT domain.	
$\underline{E}_n = \underline{D}_n - \underline{Y}_n$	(9)
Step 4) Update the energy of $\underline{x}_n$ for power normalization.	
$\underline{g}_n = (1 - \beta)\underline{g}_{n-1} + \beta \dot{\underline{X}}_n$ $\dot{\underline{X}}_n = [X_n^2(0), X_n^2(1), \dots, X_n^2(N - 1)]^T$ $\underline{g}_n = [g_n(0), g_n(1), \dots, g_n(N - 1)]^T$	(10)
Step 5) Update the LMS coefficient $\underline{H}_n$ , $\mu$ is step size.	
$\underline{H}_{n+1} = \underline{H}_n + 2\mu D_{diag}^{-1} \underline{E}_n \underline{X}_n$ $D_{diag} = diag(\underline{g}_n)$	(11)

표 3. DFT, DCT, MLT 직교 변환 행렬간의 ESR 성능 비교  
Table 3. ESR comparison between DFT, DCT, MLT.

	input signal	transform signal
Orthogonal transform matrix	ESR	ESR
DCT	1733.15	24.46
DFT	1733.15	315.33
MLT	15243.98	0.0037

편, MLT 영역의 음향 반향 제거의 경우  $4N^2 + 5N$ 의 계산량을 보이게 되나 복잡도는  $O(N^2)$ 으로 같다.

일반적으로 변환 영역 음향 반향 제거의 상관성 저하 특성과 수렴성능은 입력신호의 고유치 분포율 (Eigen Value Spread Ratio: ESR)과 변환된 출력 신호의 고유치 분포율을 비교하여 평가한다. 고유치 분포율은 입력신호의 자기 상관도 (autocorrelation)에 대한 최대, 최소 고유치 (Eigenvalue:  $\lambda$ )의 비례 값으로 수식 (12)와 같다.

$$ESR_{Eigen\ Value\ Spread\ Ratio} = \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} \quad (12)$$

표 3에 DCT, DFT, MLT 각 직교 변환 행렬에 대한 고유치 분포율 계산 결과를 기술하였다. 고유치 분포율 계산에 사용된 입력신호는 백색 가우시안 잡음을 ARI 필터 ( $\rho=0.95$ )에 통과시켜 생성한 인공적인 음성신호이며, 입력 신호 길이는 변환 행렬의 구조적인 차이로 DCT와 DFT ( $N \times N$ )의 경우 32개의 입력샘플을, MLT ( $2N \times N$ )의 경우는 64개의 입력샘플을 이용하였다. 이로 인하여 표의 입력신호 ESR 값이 MLT의 경우와 DCT, DFT의 경우가 서로 다른 값을 가지게 된다. 표 3의 실험 결과에서 보듯이 DCT나 DFT 행렬을 이용할 경우보다 MLT 행렬을 이용할 경우가 보다 낮은 고유치분포율을 가지게 되어 효과적인 상관성 저하를 제공할 수 있음을 알 수 있다.

#### IV. 모의 실험

본 장에서는 제안된 MLT 영역 음향반향 제거 알고리즘의 성능을 입증하기 위해 DCT 변환 영역 음향반향 제거 알고리즘과 비교하여 모의 실험을 수행하였다.

본 모의 실험에서 사용된 원단화자 입력신호는, 백색 가우시안 잡음을 AR7 필터에 통과시켜 인공적으로 생성한 합성 음성신호 (synthesis speech) (그림 8)와, "We have just dock on the beautiful shores of the same problem"을 녹음하여 채취한 16 kHz의 샘플링 비율

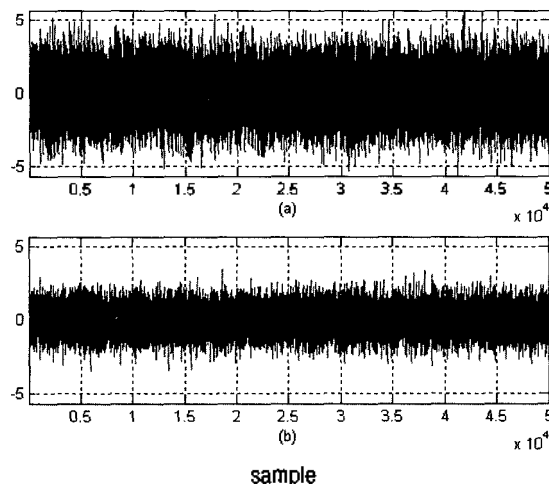


그림 8. 합성 음성 (a) 원단화자 입력신호 (b) 반향된 원단화자 신호  
Fig. 8. Synthesis speech (a) Far-end talker's input signal and (b) echoed input signal.

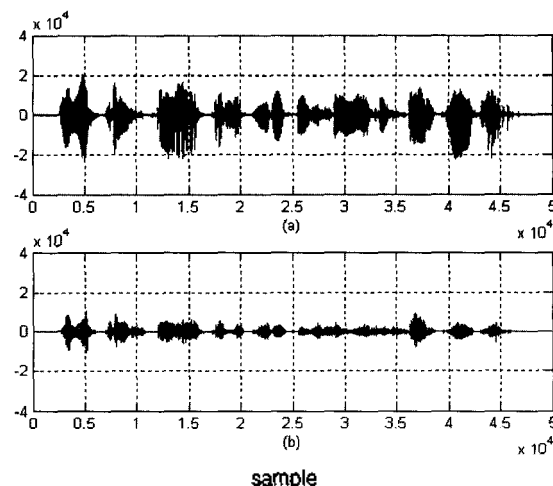


그림 9. 실제 음성 (a) 원단화자 입력신호 (b) 반향된 원단화자 신호  
Fig. 9. Real speech (a) Far-end talker's input signal and (b) echoed input signal.

(sampling rate)를 가지는 실제 음성신호 (real speech) (그림 9)의 두 가지를 이용하였다. 각 그림 8, 9의 (a) 그림은 원단화자 신호, 그리고 (b)는 반향된 원단화자 신호를 나타낸다. 반향 경로를 모델링하기 위한 모의 실험에 사용된 임펄스 응답 (그림 10)은 실제 정지되어 있는 차량 내에서 핸들 좌측 위에 마이크를 설치하고 좌측면 윗면과 앞면 윗면이 만나는 곳에 스피커를 설치한 뒤 스피커를 이용하여 16 KHz의 백색 잡음 신호를 발생시킨 후 마이크에 입력되는 신호를 측정하였으며, 임펄스 응답의 길이는 비교적 정확한 음향 반향 신호를 만들어 내기 위하여 256으로 하였다. 반향된 원단화자 신호인 마이크 입력신호는 임펄스 응답에 원단화자 신호를 통과시켜 얻어 내었으며, LMS 적응 필터링에 사용된 적응

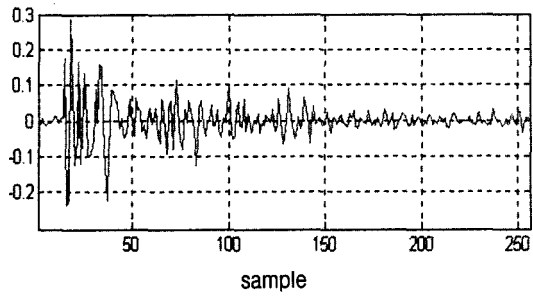


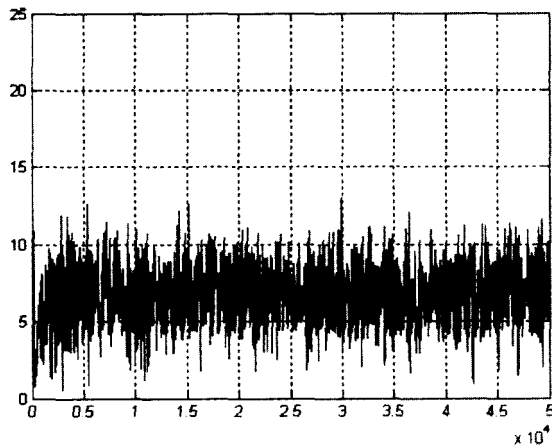
그림 10. 임펄스 응답  
Fig. 10. Impulse response.

필터 계수의 길이(L)와 DCT (N×N), MLT (2N×N) 행렬을 위한 크기(N)은 알고리즘의 연산량과 처리 속도를 감안하여 2<sup>6</sup>으로 설정하였다.

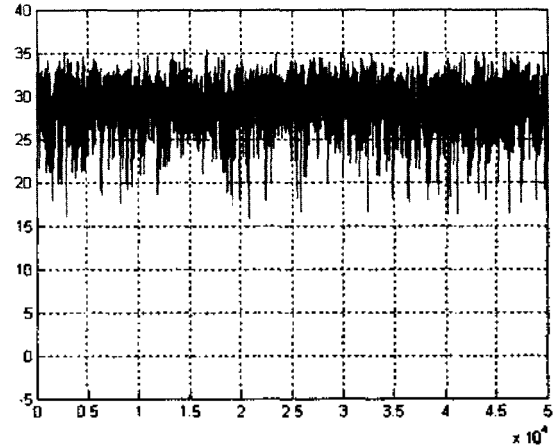
그림 11과 12는 DCT 변환 영역 음향 반향 제거 알고리즘과 MLT 영역에서의 음향반향 제거 알고리즘에 대해 각각 합성된 음성신호와 실제 음성신호를 적용하였을 경우의 ERLE (Echo Return Loss Enhancement) 그림을 나타낸 것이다. ERLE는 음향반향 제거기의 반향 제거 성능을 측정할 수 있는 척도이며, 다음의 수식 (13)과 같다.

$$ERLE = 10 \log_{10} \frac{E[d^2]}{E[e^2]} \quad [dB] \quad (13)$$

그림 11과 12에서 보듯이 본 논문에서 제안한 MLT 영역 음향 반향 제거기의 성능은 DCT 변환 영역 음향 반향 제거기와 비교했을 때, 비교적 적은 계수 길이를 이용했음

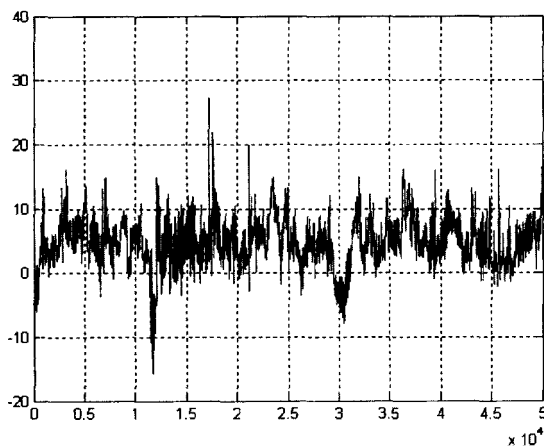


(a) Transform domain AEC

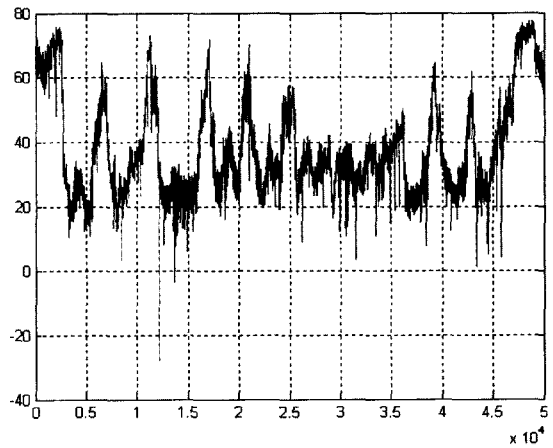


(b) MLT domain AEC

그림 11. ERLE (합성 음성)  
Fig. 11. ERLE (synthesis speech)



(a) Transform domain AEC



(b) MLT domain AEC

그림 12. ERLE (실제 음성)  
Fig. 12. ERLE (real speech)



에도 불구하고 약 2배 이상의 수렴 속도 향상을 보였다. 이것은 그림 12의 (a)와 (b)를 비교하여 쉽게 검증이 가능하다. MLT domain AEC의 경우 DCT domain AEC의 경우보다, 묵음 구간에서 ERLE가 특히 높게 나타나게 되어 수렴 속도가 빠르다고 판단될 수 있는데, 이는 음성신호에서 나타나는 묵음 구간에서는 신호 변화가 비교적 적고, 음성신호 존재 구간보다 수렴되는 속도가 빠르다는 사실이 반영된 결과라고 할 수 있다. 즉, 묵음 구간에서 MLT domain AEC의 경우 수렴 속도가 높은 만큼 잔여반향 신호가 빠른 속도로 0에 가까워져 ERLE의 값이 급격히 증가될 수 있으나, DCT domain AEC의 경우 수렴속도가 낮아 이 구간에서 잔여 반향 신호가 0에 가까워지기까지 비교적 많은 시간이 걸려, ERLE값은 급격한 증가를 보이지 못하게 된다. 제안된 AEC의 ERLE는 각 그림에서 일정값으로 수렴되는 영역의 ERLE값을 비교한 결과 합성신호의 경우 약 20 dB, 실제 음성신호의 경우 약 30 dB의 향상을 얻을 수 있었다.

## V. 결론

본 논문은 변환 영역 음향 반향 제거 알고리즘에서 변환 행렬의 대역 통과 필터 특성을 향상시키면서 동시에 각 필터의 측엽 영향을 최소화할 수 있는 MLT 영역에서의 적응 필터링 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 기존의  $N \times N$  DCT, DFT, Hadamard 등의 정방 행렬 대신에  $2N \times N$  크기의 MLT 변환 행렬을 사용함으로써 유색 입력 신호에 대해 효과적인 상관성 저하와 빠른 수렴 속도를 달성할 수 있었으며 실제 음향 반향 제거 시스템에 적용되어 우수한 성능을 비교 입증하였다. 합성 음성신호와 실제 음성 신호를 이용한 모의 실험 결과 제안된 MLT 영역 음향 반향 제거 시스템은 기존의 DCT 변환 영역 음향 반향 시스템에 비해 약 2배 이상의 빠른 수렴속도와 약 20~30 dB 정도의 ERLE 향상을 얻을 수 있었다.

## 참고 문헌

1. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
2. K. Ozeki and T. Umeda, "An adaptive filtering algorithm using an orthogonal projection to an affine subspace and its properties," *Elec. Comm. Japan*, J67-A (5), 126-132, 1984.
3. R. E. Crochiere and L. R. Rabiner, *Multirate Digital Signal Processing*, Englewood Cliffs, N. J.: Prentice-Hall, 1985.
4. E. R. Ferrara Jr., *Frequency-Domain Adaptive Filtering*, Adaptive Filters, C. F. N. Cowen and P. M. Grant, Eds, Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1985.
5. S. S. Narayan, A. M. Peterson, and M. J. Narasimha, "Transform domain LMS algorithm," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, ASSP-3 (3), 609-615, June 1983.
6. N. Bershada and P. L. Feintuch, "A normalized frequency domain LMS adaptive algorithm," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, ASSP-34 (3), 452-461, June 1986.
7. R. Merched and A. H. Sayed, "An embedding approach to frequency-domain and subband adaptive filtering," *IEEE Transactions on Signal Processing*, 48 (9), 2607-2619, 2000.
8. B. Farhang-Boroujeny and S. Gazor, "Performance analysis of transform domain normalized LMS algorithm," *ICASSP-91*, 2133-2136, April 1991.
9. A. N. Akansu and R. A. Haddad, *Multi-resolution Signal Decomposition*, Academic Press, pp.86~97, 2001.
10. H. Malver, *Signal Processing with Lapped Transforms*, Norwood, MA: Artech House, 1992.

## 저자 약력

### ● 백 수 진 (Su-Jin Paek)

2002년 2월: 상명대학교 컴퓨터·정보·통신 학부 정보통신 학과 (이화사)  
2002년 3월~현재: 단국대학교 컴퓨터 과학 및 통계 학과 (석사 과정)  
주요 관심분야: 음성 신호처리

### ● 박 규 식 (Kyu-Sik Park)

한국음향학회지 제20권 제1호 참조