한국음향학회지 제20권 제5호 pp. 28~34 (2001)

그람-슈미트 (Gram-Schmidt) 직교원리를 이용한 스테레오 음향 반향 제거기의 성능향상

Performance Improvement of Stereo Acoustic Echo Canceler Using Gram-Schmidt Orthogonality Principle

김 현 태*, 박 장 식**, 손 경 식***
(Hyun Tae Kim*, Jang Sik Park**, Kyung Sik Son***)

*부산 · 울산지방 중소기업청, **동의공업대학 영상정보처리과, ***부산대학교 전자공학과
(접수일자: 2000년 9월 5일; 수정일자: 2000년 11월 15일; 채택일자: 2001년 7월 9일)

적응 필터를 이용한 스테레오 음향 반향 제거기는 스테레오 신호 사이의 상호상관 (cross-correlation)이 매우 크기 때문에 수신측 회의실의 실제 반향경로를 추정하는 적응필터 계수의 수렴이 늦어지거나 상당히 오조정 된다. 본 논문에서는 계산량의 큰 증가없이 스테레오 반향제거기의 성능을 향상시키는 새로운 전처리 알고리즘을 제안한다. 제안하는 전처리기는 그람-슈미트 (Gram-Schmidt) 직교원리와 비선형 필터를 이용하여 상호상관을 감소시킨다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 제안한 전처리 알고리즘의 성능이 기존의 방법에 비해 우수함을 보인다. 전송실의 경로가 변하는 경우에도 제안하는 전처리기를 사용한 스테레오 반향제거기는 성능의 저하가 거의 없었다.
핵심용어: 스테레오 음향 반향 제거기, 적응필터, 전처리기, 상호상관
투고분야: 음향 신호처리 분야 (1,2)

In stereo acoustic echo canceller scheme, coefficients of adaptive filter converge very slowly or misconverge to real acoustic echo path in receiving room. This is due to cross-correlation in stereo signals. In this paper, a new preprocess algorithm is proposed to improve the performance of stereo AEC (acoustic echo canceller) without computational burden. The proposed algorithm reduces cross-correlation using Gram-Schmidt orthogonality principles and nonlinear filtering. Computer simulations demonstrate that this algorithm performs well compared to conventional ones. When the acoustic path of transmitting room is changed, stereo AEC using proposed algorithm is well performed.
Keywords: *Stereo acoustic echo canceller, Adaptive filter, Preprocessor, Cross-correlation*
ASK subject classification: *Acoustic signal processing (1,2)*

I. 서 론

원격 화상 회의 시스템 등의 원격 통신 시스템에는 스피커와 마이크 사이의 음향 경로에 의한 반향에 의한 통화 품질이 저하되지 않도록 음향 반향 제거기가 활용되고 있다. 단일 채널 (single channel)의 음향 반향 제거기는 음향 경로를 적응 필터 (adaptive filter)로 추정하여 제거한다. 한편 최근의 원격 통신 시스템은 실제 상황처럼 현장감 (presence) 또는 공간감 (spatial perception)을 느낄 수 있는 시스템이 요구되고 있다[1]. 현장감은 최소한 두 채널 이상의 전이중방식 (full duplex)으로 원격 통신 시스템을 구성해야 한다. 두 채널의 스테레오 원격 통신 시스템에서의 음향 반향 제거는 단일 채널의 음향

책임저자: 김현태 (afttkim@digital.smba.go.kr)
616-110 부산광역시 북구 만덕동 763-13
부산 · 울산지방중소기업청 기술지원과
(전화: 051-335-0901; 팩스: 051-335-4335)

반향 제거기와 같이 음향 반향 경로를 추정하여 반향을 제거하지만 단일 채널에는 없는 문제가 발생한다. 스테레오 신호는 단일 화자로부터 발생된 신호이므로 두 채널 신호 사이의 상호상관 (cross-correlation)이 매우 크다 [2,3]. 두 채널 신호 사이의 상호상관은 적응 필터가 반향 경로를 정확하게 추정하지 못하고 원단화자가 위치를 이동하는 등 원단화자 환경변화에 적응 필터가 오동작하게 되는 원인이 된다.

스테레오 음향 반향 제거를 위해서 다양한 방법들이 제안되고 있다[1-8]. Shimauchi와 Makino[4]는 투영 알고리즘 (projection algorithm)을 이용한 스테레오 음향 반향 제거기를 제안하였고 Benesty[5] 등은 이를 다중 채널로 확장한 다중 채널 AP 알고리즘 (multichannel affine projection algorithm)을 제안하였다. 이 두 가지 방법은 기본적으로 채널 신호 사이의 상호 상관을 직교화 원리를 이용해서 감소시켜 반향 제거기의 성능을 개선하였다. 그리고 Benesty[6] 등은 각 채널 신호에 원신호와 유사한 신호를 더하는 전처리를 함으로써 상호 상관을 줄이는 방법을 제안하였다. 전처리 방법은 간단한 반파 정류 (halfwave rectification) 필터를 이용하였으며 이 방법은 계산량이 작으면서 두 채널 신호의 반파 정류 성분을 각 채널에 일정한 비율로 더함으로써 효율적으로 반향을 제거할 수 있다.

본 논문에서 각 채널 신호에 의한 현장감을 유지하면서 채널 신호 사이의 상호 상관을 줄이기 위한 새로운 전처리기를 제안한다. 제안하는 전처리기는 GramSchmidt 직교 원리와 비선형 필터를 활용한다. GramSchmidt 직교 원리를 통해서 두 채널 신호의 상호 직교성분을 구하고 원신호와 선형 관계인 직교성분에 절대값을 취하여 비선형 성분을 얻는다. 얻어진 비선형 성분을 스테레오 신호의 현장감을 줄이지 않을 정도로 감쇠시켜 각 채널 신호에 더함으로써 상호 상관을 줄인다. 상호 상관을 줄이기 위해서 더하는 비선형 성분은 원신호에 더하여지는 잡음이지만 마스크 효과 (mask effect)에 의해서 원신호보다 현저히 작기 때문에 스테레오의 현장감에 크게 영향을 주지 않는다. 본 논문에서는 ERLE (echo return loss enhancement)와 적응 필터 계수 오조정 지수를 비교하여 기존의 스테레오 음향 반향 제거기에 비해서 제안하는 전처리 방법이 반향 제거 성능이 우수함을 보였다. 그리고 전송실의 음향 경로가 변하는 경우에도 반향 제거 성능이 크게 저하되지 않음을 보였다.

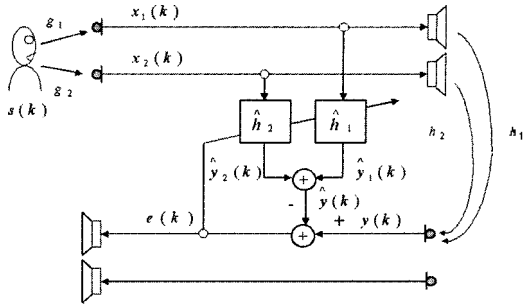

그림 1. 스테레오반향제거기의 기본구조
Fig. 1. Basic scheme of stereo echo canceller.

II. 스테레오 반향 제거기

스테레오 반향 제거기의 기본구조는 그림 1과 같다. 그림 1에서 전송실은 왼쪽이며, 수신실은 오른쪽에 위치한다.

$s(k)$는 화자의 음성신호이며, $g_1(k)$과 $g_2(k)$는 전송실의 화자와 마이크 사이의 경로에 대한 임펄스 응답이다. $x_1(k)$과 $x_2(k)$는 스테레오 채널 신호이며 또한 수신실의 스피커 입력신호이다. $h_1(k)$과 $h_2(k)$는 수신실의 스피커와 마이크 사이의 실제 반향 경로의 임펄스 응답이다. 스테레오 반향 신호 $y(k)$는 수신실 마이크의 입력신호이며,

$$y(k) = h_1(k) * x_1(k) + h_2(k) * x_2(k) \tag{1}$$

이다. 기호 $*$는 컨볼루션을 뜻하고 k는 시간지수 (time index)이며 정수이다. 추정 오차 신호는

$$e(k) = y(k) - \hat{\boldsymbol{h}}_1^T(k)\,\boldsymbol{x}_1(k) - \hat{\boldsymbol{h}}_2^T(k)\,\boldsymbol{x}_2(k) \tag{2}$$

가 된다. 여기서 T는 벡터의 전치 (transpose)를 의미하고, $\hat{\boldsymbol{h}}_1(k)$와 $\hat{\boldsymbol{h}}_2(k)$는 L개의 차수를 가지는 적응필터의 계수벡터이며, $\boldsymbol{x}_1(k)$는 $[x_1(k), x_1(k-1), \cdots, x_1(k-L+1)]^T$이고 $\boldsymbol{x}_2(k)$는 $[x_2(k), x_2(k-1), \cdots, x_2(k-L+1)]^T$이며 가장 최근의 L개 샘플로 구성된 열 (column) 벡터이다. 추정 오차 신호를 보다 간편하게 나타내면

$$e(k) = y(k) - \hat{\boldsymbol{h}}^T(k)\,\boldsymbol{x}(k) \tag{3}$$

이다. 여기서 $\hat{\boldsymbol{h}}(k)$는 $[\,\hat{\boldsymbol{h}}_1^T(k) | \hat{\boldsymbol{h}}_2^T(k)\,]^T$이고 $\boldsymbol{x}(k)$는 $[\,\boldsymbol{x}_1^T(k) | \boldsymbol{x}_2^T(k)\,]^T$이다.

충분히 큰 L에 대해 스테레오 반향 신호 $y(k)$는

$$y(k) = \boldsymbol{h}_1^T(k)\,\boldsymbol{x}_1(k) + \boldsymbol{h}_2^T(k)\,\boldsymbol{x}_2(k) = \boldsymbol{h}^T(k)\,\boldsymbol{x}(k) \quad (4)$$

로 표현될 수 있으며 $\boldsymbol{h}(k)$는 $[\,\boldsymbol{h}_1^T(k) | \boldsymbol{h}_2^T(k)]^T$ 이다. 추정 오차 신호는 다음 식으로 표현된다.

$$e(k) = (\boldsymbol{h}(k) - \hat{\boldsymbol{h}}(k))\,\boldsymbol{x}(k) \quad (5)$$

적응 알고리듬으로 LMS 알고리듬을 활용할 때 다음 식과 같다.

$$\hat{\boldsymbol{h}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{h}}(k) + \mu e(k)\boldsymbol{x}(k) \quad (6)$$

식 (6)에서 오차신호의 평균자승이 최소가 되도록 적응필터의 계수를 갱신한다. 각 채널에 대한 최적계수 벡터들을 구해보면 다음과 같다[8].

$$\begin{aligned}
&\hat{\boldsymbol{h}}_1^*(k) \\
&= \boldsymbol{R}_1^{-1}(k)\,\boldsymbol{P}_1(k) \\
&= \boldsymbol{R}_1^{-1}(k)\,E[\,\boldsymbol{x}_1(k)\,(\boldsymbol{x}_1^T(k)\,\boldsymbol{h}_1(k) + \boldsymbol{x}_2^T(k)\,\boldsymbol{h}_2(k))] \\
&= \boldsymbol{R}_1^{-1}(k)\,\boldsymbol{R}_1(k)\,\boldsymbol{h}_1(k) + \boldsymbol{R}_1^{-1}(k)\,E[\,\boldsymbol{x}_1(k)\,\boldsymbol{x}_2(k)^T]\,\boldsymbol{h}_2(k) \\
&= \boldsymbol{h}_1(k) + \boldsymbol{R}_1^{-1}(k)\,\boldsymbol{R}_{12}(k)\,\boldsymbol{h}_2(k)
\end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned}
&\hat{\boldsymbol{h}}_2^*(k) \\
&= \boldsymbol{R}_2^{-1}(k)\,\boldsymbol{P}_2(k) \\
&= \boldsymbol{R}_2^{-1}(k)\,E[\,\boldsymbol{x}_2(k)\,(\boldsymbol{x}_2^T(k)\,\boldsymbol{h}_2(k) + \boldsymbol{x}_1^T(k)\,\boldsymbol{h}_1(k))] \\
&= \boldsymbol{R}_2^{-1}(k)\,\boldsymbol{R}_2(k)\,\boldsymbol{h}_2(k) + \boldsymbol{R}_2^{-1}(k)\,E[\,\boldsymbol{x}_2(k)\,\boldsymbol{x}_1(k)^T]\,\boldsymbol{h}_1(k) \\
&= \boldsymbol{h}_2(k) + \boldsymbol{R}_2^{-1}(k)\,\boldsymbol{R}_{21}(k)\,\boldsymbol{h}_1(k)
\end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $\boldsymbol{R}_1(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_1(k)\,\boldsymbol{x}_1^T(k)]$, $\boldsymbol{R}_2(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_2(k)\,\boldsymbol{x}_2^T(k)]$, $\boldsymbol{R}_{12}(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_1(k)\,\boldsymbol{x}_2^T(k)]$, $\boldsymbol{R}_{21}(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_2(k)\,\boldsymbol{x}_1^T(k)]$, $\boldsymbol{P}_1(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_1(k)\,y(k)]$ 그리고 $\boldsymbol{P}_2(k)$는 $E[\boldsymbol{x}_2(k)\,y(k)]$ 이다. 식 (7)과 식 (8)에서 스테레오 신호 사이의 상호 상관에 의해 각 적응필터의 계수들은 반향경로 임펄스 응답들과 일치하지 않는다는 것을 알 수 있다.

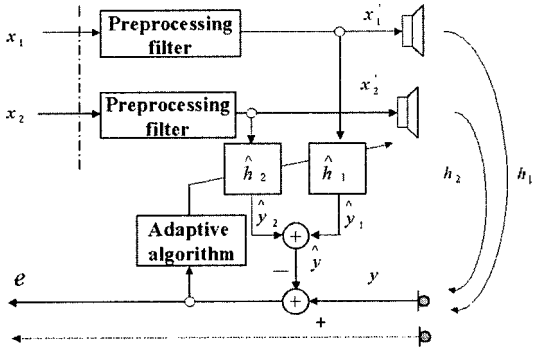

그림 2. 전처리기를 가지는 스테레오반향제거기
Fig. 2. Stereo echo canceller with preprocessor.

그리고 스테레오 음향 반향 제거를 위한 적응 필터의 계수는 유일 해를 갖지 못한다[3]. 우선 식 (3)에서 잔여 반향 즉 추정 오차가 0 이면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$(h_1(k) - \hat{h}_1(k)) * x_1(k) + (h_2(k) - \hat{h}_2(k)) * x_2(k) = 0 \quad (9)$$

식 (9)에서 그림 1과 같이 단일화자인 경우 다음 식으로 둘 수 있다.

$$[\,(h_1(k) - \hat{h}_1(k)) * g_1 + (h_2(k) - \hat{h}_2(k)) * g_2] * s(k) = 0 \quad (10)$$

여기서 $s(k)$는 원단화자의 음성신호이다. 식 (10)을 주파수영역으로 변환하면 식 (11)과 같다.

$$[\,(H_1(j\omega) - \hat{H}_1(j\omega))G_1(j\omega) + (H_2(j\omega) - \hat{H}_2(j\omega))G_2(j\omega)]S(j\omega) = 0 \quad (11)$$

식 (11)에서 $S(j\omega) = 0$ 이 아닌 경우 반향이 완전히 제거되기 위해서는 식 (12)가 만족되어야 한다.

$$(H_1(j\omega) - \hat{H}_1(j\omega))G_1(j\omega) + (H_2(j\omega) - \hat{H}_2(j\omega))G_2(j\omega) = 0 \quad (12)$$

그러나 이 식을 풀어쓰면 다음 식으로 된다.

$$\begin{aligned}
&\hat{H}_1(j\omega)G_1(j\omega) + \hat{H}_2(j\omega)G_2(j\omega) \\
&= H_1(j\omega)G_1(j\omega) + H_2(j\omega)G_2(j\omega)
\end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)에서 전송실과 수신실의 임펄스 응답이 시불변이라 가정하면 해는 무수히 많이 존재한다. 즉 적응필터의 계수가 반향경로를 정확히 추정하지 못하여도 식 (13)을 만족할 수 있기 때문이다.

마지막으로 전송실에 갑작스런 경로변화가 생기는 경우 추정 오차 신호가 커진다. 적응필터의 계수는 완전히 반향경로와 일치하지 않기 때문에 식 (12)에서 $G_1(j\omega)$과 $G_2(j\omega)$가 변하면 $H_1(j\omega)$과 $H_2(j\omega)$가 변하지 않았음에도 불구하고 적응필터는 식 (12)의 해를 구하기 위한 갱신을 한다. 그러므로 바람직한 스테레오 반향 제거기 구조는 이러한 전송실의 경로변화에 민감하지 않아야 한다.

이러한 제반 문제점들을 해결하기 위해서 다양한 연구가 선행되어 왔다. 본 논문에서는 계산량이 작으면서 효율적으로 스테레오 반향을 제거하기 위해서 비선형 전처리기를 이용하여 스테레오 음향 반향 제거기의 성능을 개선하고자 한다. 그림 2는 전처리구조를 가지는 경우의 블록도이다.

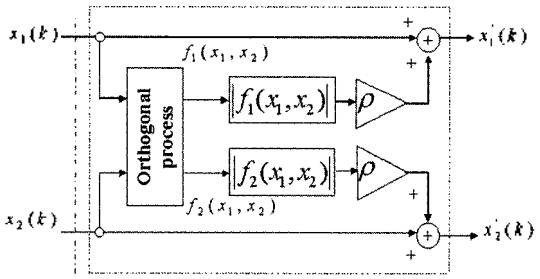

그림 3. 제안하는 전처리기의 구조도
Fig. 3. Schemetic diagram of proposed preprocessor.

III. 제안하는 스테레오 반향 제거기

본 논문에서는 Gram-Schmidt 직교원리와 비선형 필터를 이용한 스테레오 신호의 상호상관을 줄이는 새로운 전처리기를 제안한다. 먼저 스테레오 신호는 서로 매우 닮은 신호들이므로 스테레오 신호 각각을 함수공간의 벡터로 볼 때 내적 (inner product)과 관련된 상호상관 성분은 매우 크다. 두 채널 신호의 상호 상관을 줄이기 위해서 Gram-Schmidt 직교 원리를 통해서 두 채널 신호의 상호 직교성분을 구한다. 그러나 Gram-Schmidt 직교화는 선형 변환이고 두 신호 사이의 상호상관이 큰 경우는 직교성분이 상대적으로 적어 효과적으로 채널 신호간의 상호상관을 줄일 수 없다. 그러나 직교성분의 절대값을 취하여 비선형 성분을 구하고 이 값을 스테레오 신호의 현장감을 줄이지 않을 정도로 감쇠시켜 각 채널 신호에 부가하면 보다 효율적으로 상호 상관을 줄일 수 있다. 그림 3은 제안하는 전처리기의 구조를 나타내었다.

제안하는 전처리기를 수식으로 전개하면 다음과 같다.

$$
\begin{aligned}
&x_1'(k) \\
&= x_1(k) + \rho \cdot \left| x_1(k) - \frac{E[x_1(k)x_2(k)]}{E[x_2(k)x_2(k)]} x_2(k) \right|, \\
&x_2'(k) \\
&= x_2(k) + \rho \cdot \left| x_2(k) - \frac{E[x_2(k)x_1(k)]}{E[x_1(k)x_1(k)]} x_1(k) \right|
\end{aligned} \tag{14}
$$

식 (14)을 통해서 상호 상관을 줄이기 위하여 더하는 성분은 원신호의 스테레오 음감을 저하는 성분이 될 수 있다. 따라서 감쇠 상수 ρ는 스테레오 신호의 현장감을 감소시키지 않는 범위에서의 감쇠상수로 $0<\rho<0.5$에서 보통 결정되어진다[6]. 상호 상관을 줄이기 위해서 더하는 성분은 원신호와 주파수 특성이 유사하며 인간 청각의 마스크 효과 (mask effect)를 고려한다면 거의 인지되지 않는다. 식 (14)에서 $E[x_2(k)x_1(k)]$와 $E[x_1(k)x_2(k)]$는 두 신호의 상호상관이며 $E[x_1(k)x_1(k)]$와 $E[x_2(k)x_2(k)]$는 각 채널신호의 전력이다. 두 신호의 상호상관과 전력은 계산량을 줄이기 위해서 식 (15)와 같이 순환 전력 추정 (running power estimate)으로 추정할 수 있다.

$$
\begin{aligned}
&P_{1,2}(k+1) = \beta P_{1,2}(k) + (1-\beta)x_1(k)x_2(k) \\
&P_i(k+1) = \beta P_i(k) + (1-\beta)x_i^2, \quad i=1,2
\end{aligned} \tag{15}
$$

여기서 β는 망각지수 (forgetting factor)이며 β값에 따라 채널신호의 길이가 결정된다. 식 (15)에서 $P_{1,2}(k)$와 $P_i(k)$는 각각 $E[x_1(k)x_2(k)]$와 $E[x_i(k)x_i(k)]$을 추정한다. 여기서 i는 각 채널을 의미한다.

제안하는 전처리 알고리즘의 성능평가를 위한 적응 알고리즘은 모노 채널 반향 제거기에서 사용하는 NLMS (normalized least mean square)[8]와 APA2 (2nd order affine projection algorithm)[4]를 각 채널에 하나씩 사용하였다. 즉 제안하는 전처리기를 통하여 스테레오 신호간의 상호상관을 줄이면 모노채널환경에서 사용하는 계산량이 적고 간단한 적응알고리즘인 NLMS와 APA2를 각 채널에 사용하여도 보다 향상된 성능을 나타낼 수 있다. 제안하는 전처리 알고리즘은 반파정류필터를 사용하는 경우에 비해서 식 (14)와 식 (15) 계산 과정, 즉 곱셈 7회, 나눗셈 2회 그리고 덧셈 6회가 증가한다.

2장에서 언급한 전처리기 대신 적응 알고리즘에서 필터 계수의 갱신에 상호상관을 줄인 입력을 사용하는 구조[5]의 단점인 감쇠상수가 커질 때 발생하는 필터입력과 수신실의 마이크 입력신호 사이의 상호상관이 줄어드는 문제점을 갖지 않는다. 그 이유는 필터입력신호와 채널신호가 동일하여 필터 입력 신호와 마이크 입력신호 사이의 상호상관이 줄어들지 않기 때문이다. 끝으로 2장의 끝부분에서 언급한 문제점인 전송실의 경로 변화에 의해 오차 신호가 커지는 현상을 보다 줄일 수 있다. 상호상관이 줄어들면 식 (7)와 식 (8)에서의 두 번째 성분이 줄어들어 최적값에 보다 더 근접하게 됨으로 전송실의 경로변화

표 1. 제안하는 직교원리를 이용한 전처리 알고리즘
Table 1. The proposed preprocessing algorithm using orthogonality principle.

$$
\begin{aligned}
&x_1'(k) = x_1(k) + \rho \cdot \left| x_1(k) - \frac{E[x_1(k)x_2(k)]}{E[x_2(k)x_2(k)]} x_2(k) \right|, \\
&x_2'(k) = x_2(k) + \rho \cdot \left| x_2(k) - \frac{E[x_2(k)x_1(k)]}{E[x_1(k)x_1(k)]} x_1(k) \right| \\
&0<\rho<0.5 \\
&P_{1,2}(k+1) = \beta P_{1,2}(k) + (1-\beta)x_1(k)x_2(k) \\
&P_i(k+1) = \beta P_i(k) + (1-\beta)x_i^2, \quad i=1,2
\end{aligned}
$$

가 생겨도 오차신호의 변화폭이 줄어든다. 왜냐하면 오차신호는 적응필터 계수가 최적 값을 중심으로 가까운 곳에서는 적은 변화를, 보다 먼 곳에서는 보다 큰 변화를 보이기 때문이다. 시뮬레이션을 위해 제안하는 전처리 알고리즘을 표 1에 나타내었다.

IV. 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용한 음성신호는 무향실에서 녹음한 데이터를 사용하였으며 녹음 내용은 "택시는 곧장 앞으로 빠져나갔다." 이다. 음성 신호는 16 비트로 양자화하였고 16 kHz로 샘플링 한 여성의 음성이다. 전송실의 임펄스 응답 $g_1(k)$, $g_2(k)$와 수신실의 임펄스 응답 $h_1(k)$, $h_2(k)$는 2-채널 DAT로 각각 실제 회의실에서 측정하였으며 필터 길이는 1024로 두었다. 스테레오 신호는 녹음된 음성신호와 전송실의 임펄스 응답으로부터 얻었으며 수신실의 스테레오 반향신호, 즉 마이크 입력 신호는 수신실의 임펄스 응답과 스테레오 신호로부터 얻었다. 적응필터의 길이는 각각 1024로 수신실의 임펄스 응답의 길이와 같이 두었다. 시뮬레이션에 사용한 적응 알고리듬의 입력신호 전력은 NLMS (normalized least mean square)와 APA2 모두 순환 전력 추정 (running power estimate)으로 추정하였으며 망각지수는 0.998로 두었다. NLMS와 APA2의 적응상수는 0.2로 설정하였다. 제안한 전처리 필터에 사용한 감쇠상수 ρ는 0.27로 두었는데 이 값은 $0<\rho<0.5$ 범위내에서 반파정류필터 구조에서 감쇠상수를 0.5로 둔 경우와 같은 신호 대 잡음비 (SNR) 값을 가진다. 그리고 전송실의 환경이 바뀌는 상태를 나타내기 위해 입력신호 35000 샘플 중 18000 샘플에서 임펄스 응답 $g_1(k)$, $g_2(k)$를 서로 바꿔주었다.

그림 4에서는 제안하는 방법와 기존의 방법들에 대해 NLMS 알고리즘으로 적응하여 성능을 비교한 것이다. 그림 4의 (a)는 ERLE 곡선이며 음성 구간에서 제안한 방법이 반파정류 필터를 사용한 경우보다 약 3dB 정도 개선된 결과를 보인다. 그리고 스테레오 투영 방법은 단순히 NLMS 알고리즘만을 사용한 경우보다 약간의 개선만 보였고 반파정류 필터를 사용한 경우보다도 성능이 떨어진

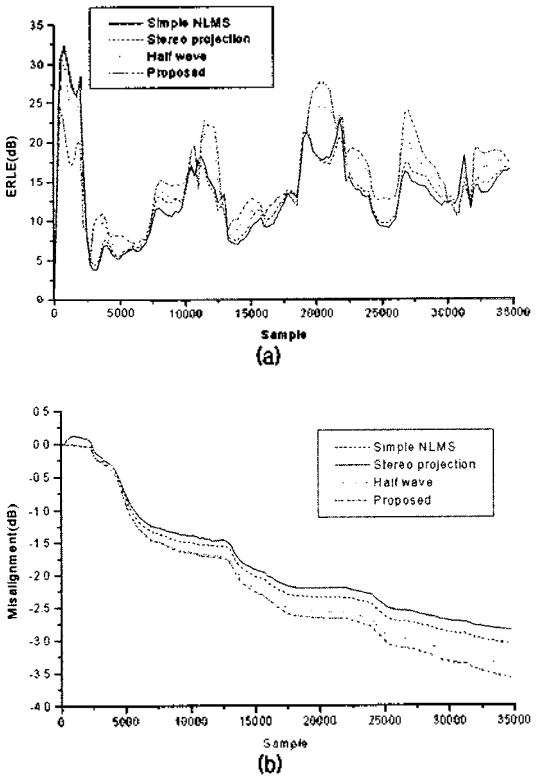

그림 4. NLMS 알고리듬을 사용한 경우의 반향제거 특성곡선
(a) ERLE (b) misalignment
Fig. 4. Performance curve of stereo echo cancellation using NLMS algorithm.
(a) ERLE (b) misalignment

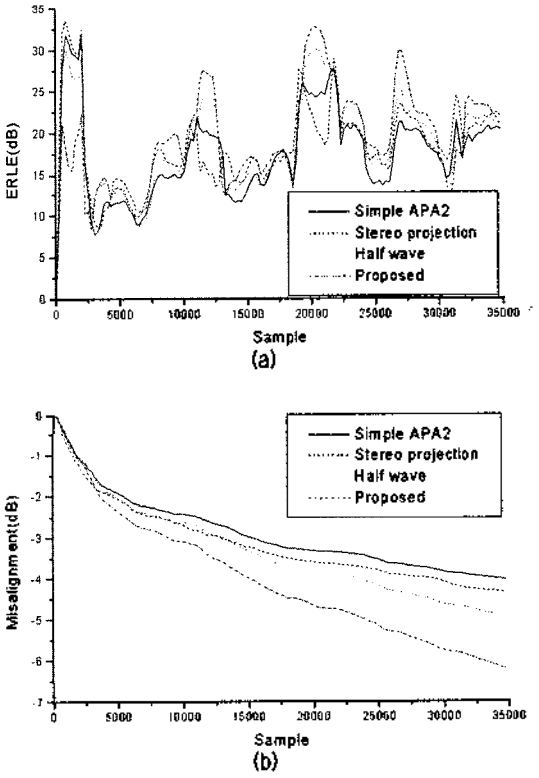

그림 5. APA2 알고리듬을 사용한 경우의 반향제거 특성곡선
(a) ERLE (b) misalignment
Fig. 5. Performance curve of stereo echo cancellation using APA2 algorithm.
(a) ERLE (b) misalignment

다. 제안하는 방법이 단순히 NLMS 알고리즘만을 사용한 경우보다 음성 구간에서 약 8dB 정도 개선된 결과를 보인다. 그림 4의 (b)는 동일한 조건에서 구한 계수 오조정 곡선이며 제안하는 방법이 반파정류 필터의 경우와 큰 차이는 없지만 조금 더 개선되었다.

그림 5는 제안하는 방법과 기존의 방법들에 대해 APA2로 적응하여 성능을 비교한 결과이다. 그림 5의 (a)는 ERLE (echo return loss enhancement) 곡선이다. 음성 구간에서 제안한 경우가 반파정류 필터를 사용한 경우보다 약 4 dB 정도 개선된 결과를 보이고 스테레오 투영 방법은 단순히 APA2 알고리즘만을 사용한 경우보다 오히려 성능이 떨어지는 구간도 있었다. 이것은 2장에서 언급한 것처럼 적응 필터 계수의 갱신에 원래의 채널 신호 대신 상호상관이 줄어든 신호를 사용하면 필터 입력 신호와 반향신호, 즉 목표신호의 상호상관이 줄어들어 성능이 저하될 수 있다는 것과 일치한다. 그리고 NLMS 알고리즘에 비해 약 4dB 정도 더 개선되었다. 그림 5의 (b)는 동일한 조건에서 구한 계수 오조정 곡선이다. 제안한 경우가 반파정류 필터의 경우보다 35000 샘플 끝에서 약 1.3dB 정도 개선되었다. 이것은 NLMS 알고리즘의 경우보다 약 1dB 정도 더 개선된 결과를 나타내고, 계수 오조정의 개선폭은 APA2로 적응한 결과에서 제안하는 전처리 방법이 반파정류 필터를 사용한 방법보다 크다는 것을 알 수 있다. 이상의 결과는 NLMS 보다 APA2 알고리즘이 음성신호와 같은 유색신호에서 수렴이 빠른 것[9]에서 비롯된 결과이며 제안하는 방법이 스테레오 신호의 상호상관을 효과적으로 줄일 수 있음을 나타내는 것이다.

그림 6은 전송실의 경로변화가 생긴 경우의 ERLE 곡선을 나타낸다. 여기서는 APA2 알고리듬만 사용하였다. 그림 6에서 알 수 있듯이 $g_1(k)$, $g_2(k)$가 변하는 순간에 전처리를 갖지 않은 경우에는 급격하게 성능이 떨어지는 반면 제안한 방법에서는 성능이 떨어지지 않는 것을 알 수 있다.

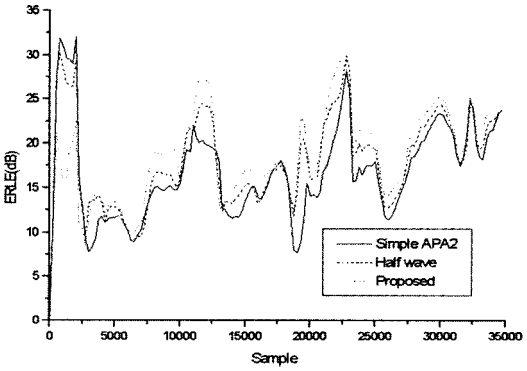

그림 6. 전송실의 경로변화가 발생한 경우의 ERLE
Fig. 6. ERLE of changing path in transmitting room.

V. 결 론

스테레오 반향 제거를 위해서 적응 필터 기법을 이용하고 있으나 스테레오 신호의 상호상관 때문에 반향 경로를 정확하게 추정하지 못한다. 본 논문에서는 Gram-Schmidt 직교원리와 비선형 전처리를 이용하여 스테레오 신호의 상호상관을 줄이는 전처리 방법을 제안한다. 제안하는 전처리 알고리즘은 Gram-Schmidt 직교원리를 통해서 스테레오 신호의 상호 직교성분을 구하고 원신호와 선형 관계인 직교성분에 절대값을 취하여 비선형 성분을 얻는다. 이 성분을 스테레오 신호의 현장감을 줄이지 않을 정도로 감쇠시켜 원신호에 더함으로써 상호상관을 보다 효과적으로 줄여 적응 알고리즘의 반향 경로 추정 성능을 향상시킨다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 제안하는 전처리 방법이 기존의 방법에 비해서 우수함을 확인하였다. NLMS 와 APA2 알고리즘에서는 APA2 알고리즘이 ERLE와 계수오조정 모두에서 보다 우수한 성능을 보였으며 APA2 로 적응하는 경우 제안하는 전처리의 성능이 NLMS 알고리즘으로 적응하는 경우보다 기존의 방법에 비해서 성능 개선 정도가 더 향상됨을 알 수 있었다. 전송실의 경로가 변하는 경우에 대해서도 제안한 알고리즘은 성능이 저하되지 않는 것을 컴퓨터 시뮬레이션에서 확인하였다.

참 고 문 헌

1. M. M Sondhi and D. R. Morgan, "Acoustic Echo Cancellation for Stereophonic Teleconferencing," *1991 IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics*, 1991.
2. A. Hirano, A. Sugiyama, Y. Arasawa, and Kawayachi, "DSP Implemetation and Performance Evaluation of A Compact Stereo Echo Canceller," *ICASSP*, pp. 245-248, 1994.
3. M. M. Sondhi, D. R. Morgan, and J. L. Hall, "Stereo Acoustic Echo Cancellation-An Overview of the Fundamental Problem," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 2, No. 8, pp. 148-151, Aug., 1995.
4. S. Shimauchi, and S. Makino, "Stereo Projection Echo Canceller with True Echo Path Estimation," *ICASSP*, pp. 3059-3062, 1995.
5. J. Benesty, P. Duhamel, and Y. Grenier, "A Multichannel Affine Projection algorithm with Applications to Multichannel Acoustic Echo Cancellation," *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 3, No. 2, pp. 35-37, Feb. 1996.
6. J. Benesty, D. R. Morgan, and M. M. Sondhi, "A Better Understanding and An Improved Solution to the Problems of Stereophonic Acoustic Echo Cancellation," *ICASSP*, pp. 303-306, 1997.
7. 김은숙, 정양원, 박영철, 윤대희, "스테레오 음향반향제거기를

위한 적응필터링 알고리즘," 한국음향학회지, 제18권 제5호, pp. 3-11, 1999.
8. J. Benesty, F. Amand, A. Gilloire, and Y. Grenier, "Adaptive Filtering Algorithms for Stereophonic Acoustic Echo Cancellation," *ICASSP*, pp. 3099-3101, 1995.
9. K. Ozeki and T. Umeda, "An Adaptive Filtering Algorithm Using an Orthogonal Projection to An Alfine Subspace and Its Properties," Electron. Comm. Japan, Vol, **J67-A**, NO. 2, pp. 126-132, 1984.(Japanese)

저자 약력

● **김 현 태 (Hyun Tae Kim)**
한국음향학회지 제18권 제5권 참조
현재 중소기업청 근무

● **박 장 식 (Jang Sik Park)**
한국음향학회지 제18권 제5권 참조
현재 동의공업대학 영상정보처리과 조교수

● **손 경 식 (Kyung Sik Son)**
한국음향학회지 제15권 제2E호 참조
현재 부산대학교 전자공학과 교수