Hyper-plane투영 알고리듬을 이용한 의사 스테레오 음향 반향 제거기

Pseudo Stereophonic Acoustic Echo Canceller using Hyper-plane Projection Algorithm

박 필 구*, 이 원 철*
(Phil Goo Park*, Won Cheol Lee*)

※ 본 논문은 1997년도 숭실대학교 교내연구비에 의하여 수행된 연구 결과입니다.

요 약

본 논문은 원격회의 시스템상에서 전송실의 갑작스런 환경변화에 의해 발생하는 신호 품질의 손상을 감소시키고 스테레오 환경에서 발생하는 음향 반향 신호를 효율적으로 제거하기 위한 새로운 스테레오 음향 제거기를 제안한다. 스테레오 음향 반향 제거기에서 발생하는 주요한 문제점들은 실제 반향 경로의 긴 임펄스 응답으로 인한 반향 경로 추정상의 높은 계산량 및 스테레오 신호들간의 높은 상관관계로 인한 반향 제거기의 성능 저하 등을 들 수 있다. 이와 더불어 송신 룸 내의 원단화자 주변의 환경변화에 의한 반향 제거기의 최적해의 변화가 심각한 성능 저하의 원인으로 고려될 수 있다. 본 논문은 이러한 문제점들을 해결하기 위해서 전송실의 환경 변화에 강인하고 효율적인 계산량을 지니는 Hyper-plane 투영 알고리듬을 이용한 의사 스테레오 음향 반향 제거기를 제안한다.

ABSTRACT

This paper proposes a new stereophonic acoustic echo canceller to prevent impairments on the voice quality and to remove acoustic echo effectively appearing in stereo environment at the instant of abrupt change of the transmission room environment in teleconferencing system. In stereophonic acoustic echo canceller, the major defective problems are the large computational complexity of estimating echo path systems due to the long impulse response of the true echo paths and the performance degradation of echo canceller due to large correlation between dual stereo signals. Moreover, the change of the suboptimal solution for the echo canceller was considered as a critical deficient factor on to the performance of stereophonic echo canceller. To overcome these problems, this paper proposes pseudo stereophonic acoustic echo canceller using Hyper-plane projection algorithm, which shows the robustness to the environment change of the transmission room and the efficiency of computational complexity.

I. 서 론

현재의 음향 반향 제거기는 핸드프리 전화기와 원거리 회의 시스템등과 같은 전이중 핸드프리 통신장비에 관련된 여러 가지 응용부분에 사용되고 있다[1]. 특히 원격회의 시스템의 경우 스피커와 마이크로폰 등으로 구성되어 분리된 두 장소에서 이루어 진다. 여기서 여러 개의 마이크로폰들과 스피커의 사용에 기인하는 상호 커플링 현상에 의하여 복잡한 음향 반향 신호들이 발생하게 되고 이 반향신호는 그대로 전송실로 전달돼 통화에 불편을 주게 된다. 이러한 통화품질 저하를 방지하기 위해 사용되는

* 숭실대학교 정보통신공학과
접수일자: 1999년 2월 5일

음향 반향 제거기는 원격화자의 신호가 전송실의 마이크로폰으로 유입되어 다시 상대방으로 전달되는 반향 신호를 제거하기 위해 필수적으로 사용된다. 현재 이러한 반향 효과를 없애기 위해 여러 가지 음향 반향 제거 방법들을 원격회의 시스템에 적용하기 위한 연구가 진행되고 있다[2].

모노 시스템에서 오디오 채널에 의해 전송되는 음성신호는 현장감과 공간감을 제대로 전달할 수 없기 때문에 통화의 부자연성이 발생하게 된다. 따라서 마치 한 공간에서 회의를 하는 듯한 느낌을 주기 위해서는 적어도 2개 이상의 오디오 채널을 사용하여 음성신호를 전달하는 다채널 원거리 회의 시스템이 미래의 원거리 회의 시스템으로 주목 받고 있다. 본 논문에서는 다채널 원거리 회의 시스템의 축소된 형태인 스테레오의 경우에 대해 살펴본다. 스테레오 원거리 회의 시스템의 기본적인 구조는 각각 두 쌍의 마이크로폰과 스피커로 구성되어 있다. 이때 복합적인 반향 경로들에 의해 발생하는 음향 반향을 제거하기 위해서는 4개의 적응 필터가 필수적으로 사용되어야 한다. 하지만 스테레오 환경에서는 모노 시스템과 다르게 음향 반향 제거 성능에 영향을 주는 많은 문제점들이 존재한다. 스테레오 음향 반향 제거기에 관련된 주요 문제점들은 두 스피커 출력들간의 강한 상관도와 음향 반향 경로의 긴 임펄스 응답으로 인한 느린 수렴속도 및 많은 계산량이며 원거리 회의 시스템에서 화자 주위의 환경변화에 의한 반향 제거기의 최적해의 변화로 인한 성능저하 등을 들 수 있다[3][4].

위에서 나타난 여러 가지 문제점들 가운데 본 논문은 특히 두개의 문제점을 해결하는데 중점을 둔다. 하나는 전송실에서의 환경변화에 의한 영향이며, 또 하나는 반향 제거를 위한 다수의 계산량 문제이다. 이러한 문제들을 극복하기 위해서 본 논문에서는 계산량을 줄이고 환경 변화에 강인하며 높은 ERLE(Echo Return Loss Enhancement)를 유지하는 Hyper-plane 투영 알고리듬을 이용한 의사 스테레오 음향 반향 제거기를 제안한다.

이를 위하여 본 논문의 2장에서는 스테레오 환경에서 발생할 수 있는 근본적인 문제점들을 살펴보고, 3장에서는 의사 스테레오 음향 반향 제거기를 소개하고 동작원리를 살펴본다. 그리고 4장에서는 본 논문에서 의사 스테레오 음향 반향 제거기에 적용할 Hyper-plane 투영 알고리듬을 제안하며, 5장에서는 제안된 방법에 의한 의사 스테레오 음향 반향 제거기의 우수한 성능을 모의 실험을 통해 입증하고 마지막으로 6장에서 결론을 맺는다.

Ⅱ. 스테레오 음향 반향 제거기의 문제점

스테레오 원거리 회의 시스템에서 음향 반향을 제거하기 위한 기본 구조[2]는 그림 1과 같다. 임펄스 응답 G_1 과 G_2 는 전송실에서 원격화자와 두 개의 마이크로폰간에 존재하는 전달경로 시스템을 나타내며 이들 원단화자의 스테레오 신호는 전송 과정을 통하여 수신실의 스피커를 통해 출력된다. 이때 H_1과 H_2는 각 스피커로부터 특정 마이크로폰간의 반향 경로를 대표하는 전달함수를 나타낸다. 반향 신호 $y(n)$은 각각의 실제 반향 경로 시스템을 통과하여 얻은 스피커 출력에 의해 만들어지는 두 수신 신호들의 합으로 표현될 수 있으며 전송실로 전달될 경우 음성 통신상의 품질 저하를 일으키게 된다. 본 논문에서는 두 채널이 서로 대칭성을 유지하는 점을 감안하여 하나의 마이크로폰으로 입력되는 반향성분들의 제거에 대해서만 고려한다. 이러한 스테레오 음향 반향을 제거 하기 위해서 일반적으로 그림 1에서와 같이 반향 경로 H_1, H_2를 추정하는데 두개의 적응 필터가 사용된다.

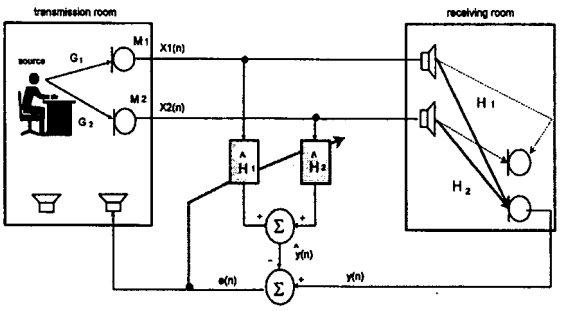


그림 1. 스테레오 음향 반향제거기의 구조
Fig. 1. Structure of the stereophonic acoustic echo canceller.

그러나 모노의 경우와 다르게 스테레오 음향 반향 제거기에서는 유일해의 문제, 느린 수렴 속도, 많은 계산량 등의 여러 가지 문제점이 발생한다. 스테레오 음향 반향 제거기에서 근단화자의 신호가 존재하지 않을 때 마이크로폰으로 유입되는 반향 신호 $y(n)$을 벡터 연산으로 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(n) = \mathbf{h}_1^T(n)\mathbf{x}_1(n) + \mathbf{h}_2^T(n)\mathbf{x}_2(n) \tag{1}$$

여기서 $\mathbf{h}_1(n)$ 과 $\mathbf{h}_2(n)$는 각각 음향 반향 경로 H_1과 H_2에 대한 임펄스 응답 벡터이다. 이때 L탭을 갖는 적응 필터 $\hat{\mathbf{h}}_1(n)$과 $\hat{\mathbf{h}}_2(n)$를 사용해 추정한 반향 신호 $\hat{y}(n)$은 다음과 같다.

$$\hat{y}(n) = \hat{\mathbf{h}}_1^T(n)\mathbf{x}_1(n) + \hat{\mathbf{h}}_2^T(n)\mathbf{x}_2(n) \tag{2}$$

여기서 T는 전치행렬을 나타내고, n번째 순시 샘플에서 갱신된 탭수 L인 적응 필터의 계수벡터 $\hat{\mathbf{h}}_i(n)$ 은 다음과

같다.

$$\hat{\mathbf{h}}_i(n) = \left[\hat{h}_{i1}(n), \hat{h}_{i2}(n), \cdots, \hat{h}_{iL}(n)\right]^T, \quad i = 1,2 \tag{3}$$

그리고 기준 입력 벡터는

$$\mathbf{x}_i(n) = \left[x_i(n), x_i(n-1), \cdots, x_i(n-L+1)\right]^T \quad , i = 1,2 \tag{4}$$

이며, 잔여 반향 에러 신호 $e(n)$는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) = y(n) - \hat{\mathbf{h}}^T(n)\mathbf{x}(n) \tag{5}$$

여기서 $\mathbf{x}(n) = \left[\mathbf{x}_1^T(n)\mathbf{x}_2^T(n)\right]^T, \hat{\mathbf{h}}(n) = \left[\hat{\mathbf{h}}_1^T(n)\hat{\mathbf{h}}_2^T(n)\right]^T$ 이다.

잔여 반향 에러 신호의 평균 자승 오차 $E\{e^2(n)\}$을 최소화시키는 적응 필터 $\hat{\mathbf{h}}_1(n)$와 $\hat{\mathbf{h}}_2(n)$의 최적 계수 벡터는 Wiener필터 성질에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{h}}_{opt} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \tag{6}$$

여기서 $\hat{\mathbf{h}}_{opt} = \left[\hat{\mathbf{h}}_{1opt}^T \hat{\mathbf{h}}_{2opt}^T\right]^T$ 는 $\hat{\mathbf{h}}(n)$에 대응하는 최적 계수 벡터이며, $\mathbf{R}$은 반향 신호 제거 필터의 입력 벡터간의 상관 행렬이다. 여기서 전체 상관 행렬은 스테레오 신호 벡터들간의 상관 행렬 $\mathbf{R}_{ij} = E\{\mathbf{x}_i(n)\mathbf{x}_j^T(n)\}, i,j = 1,2$들로 구성된다. 또한 식 (6)에서 $\mathbf{p} = [\mathbf{p}_1^T \mathbf{p}_2^T]^T$는 상호 상관 벡터이며, 여기서 $\mathbf{p}_i = E\{y(n)\mathbf{x}_i(n)\}, i = 1,2$이다. 그리고 $E\{\cdot\}$는 통계적 평균을 나타낸다. 만일 적응 필터의 스테레오 입력 신호들이 정적이며 서로 상관관계가 없는 신호라면 평균 자승 오차의 최소화 과정을 거쳐서 얻게 되는 각 필터의 최적 계수 값들은 각각의 반향 경로의 임펄스 응답과 일치하게 된다[3]. 그러나 실제적으로 스테레오 신호 $x_1(n)$와 $x_2(n)$는 서로 상관도가 매우 크기 때문에 상관 행렬 $\mathbf{R}$의 고유치 분포율이 매우 열화된다. 이러한 이유로 스테레오 음향 반향 제거를 위한 적응 필터의 실제 반향 경로 시스템으로의 수렴속도는 매우 저하되며 가장 심각한 경우 상관 행렬 R이 singular가 됨에 따라 Wiener해가 존재하지 않는 경우가 발생할 수 있다. 또 다른 문제점은 전송실에서의 환경변화에 의한 성능 저하이다. 이러한 영향을 살펴 보기 위해 잔여 반향 신호 $e(n)$의 Z-변환 값을 살펴 보면 다음과 같다.

$$E(z) = \left\{H_1(z)G_1(z) + H_2(z)G_2(z) - \hat{H}_1(z)G_1(z) - \hat{H}_2(z)G_2(z)\right\}S(z) \tag{7}$$

여기서 $G_1(z)$과 $G_2(z)$는 원단에 위치한 전송실에서의 원단화자와 각 마이크로폰 사이의 전달함수를 나타내며, $H_1(z)$과 $H_2(z)$는 수신실에서의 실제 반향 경로의 전달 함수를 나타낸다. $\hat{H}_1(z)$과 $\hat{H}_2(z)$는 적응 필터의 최적 계수 벡터에 대한 전달 함수를 나타낸다. 그리고 $S(z)$은 원단화자의 음성 신호에 대한 Z-변환이다. 윗식에서 잔여 반향 신호가 완전히 제거되기 위한 조건은 다음과 같다.

$$\left[H_1(z) - \hat{H}_1(z)\right]G_1(z) + \left[H_2(z) - \hat{H}_2(z)\right]G_2(z) = 0 \tag{8}$$

여기서 송신룸의 전달함수 $G_1(z)$과 $G_2(z)$가 변하지 않는 경우 $E(z) = 0$를 만족시키는 $\hat{H}_1(z)$와 $\hat{H}_2(z)$는 무수하게 존재한다. 또한 식 (8)을 만족시키는 일정한 $\hat{H}_1(z)$과 $\hat{H}_2(z)$가 존재한다 할지라도 $G_1(z)$과 $G_2(z)$가 바뀌게 되면, 즉 전송실의 환경이 변할 경우, 완벽한 반향 제거를 위해서는 $\hat{H}_1(z)$와 $\hat{H}_2(z)$의 형태도 변화되어야 한다[3][5]. 따라서 반향 제거기의 성능은 전송실에서의 환경변화가 변할 때마다 매번 성능이 저하된다.

Ⅲ. 의사 스테레오 음향 반향 제거기

이 장에서는 전송실의 환경 변화에 강인한 의사 스테레오 음향 반향 제거기의 구조와 동작원리에 대하여 자세히 살펴 본다. 의사 스테레오 음향 반향 제거기의 특징은 의사 스테레오 신호를 만들어 내는 전처리단의 사용이다. 이때 의사 스테레오 신호는 원단화자 측에서 전송된 두 채널 신호들의 합성 신호인 $x_c(n) = x_1(n) + x_2(n)$를 전처리단에 통과시키므로서 생성되며, 이를 수신실의 적응 필터의 기준 입력 신호로 사용한다. 그림 2는 의사 스테레오 신호를 만들기 위해 단일 적응 필터를 사용한 전처리단의 구조이다.

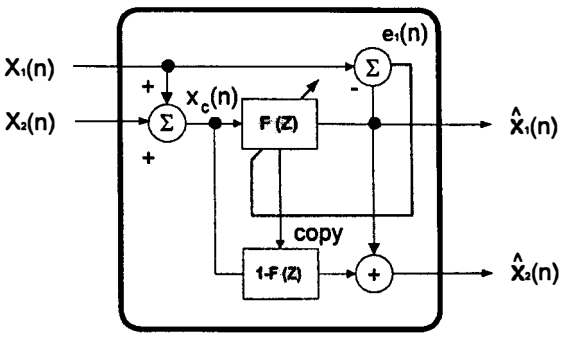


그림 2. 전처리단의 구조
Fig. 2. Structure of the pre-processing block.

그림 2에서 두 스테레오 신호 $x_1(n)$와 $x_2(n)$의 Z-변환은 $X_1(z)=G_1(z)S(z), X_2(z)=G_2(z)S(z)$와 같으며, $x_1(n)$과 $x_c(n)$사이의 전달 함수를 $G_1(z)$과 $G_2(z)$들로 나타내면 다음과 같다.

$$F_1(z) \equiv \frac{X_1(z)}{X_c(z)} = \frac{G_1(z)}{G_1(z)+G_2(z)} \tag{9}$$

같은 방법으로 두 신호 $x_2(n)$과 $x_c(n)$사이의 정확한전달 함수는 다음과 같다.

$$F_2(z) \equiv \frac{X_2(z)}{X_c(z)} = \frac{G_2(z)}{G_1(z)+G_2(z)} \tag{10}$$

이때 식 (9)와 (10)에 의해서 $F_1(z)$와 $F_2(z)$는 다음과 같은 관계를 갖게 된다.

$$F_2(z) = 1 - F_1(z) \tag{11}$$

합성 신호 $x_c(n)$을 가지고 $x_1(n)$을 추정하는 적응 필터의 전달함수를 $\hat{F}_1(z)$ 라 하고, $x_c(n)$로 부터 $x_2(n)$을 추정하는 적응 필터의 전달함수를 $\hat{F}_2(z)$ 라고 할 경우, 식 (11)에 의하여 추정 필터 $\hat{F}_2(z)$는 $1-\hat{F}_1(z)$으로 근사화 되어 표현될 수 있으며 합성신호의 Z-변환 $X_c(z)$를 사용하여 의사 스테레오 신호를 각각 표현하면 다음과 같다[6].

$$\hat{X}_1(z) = \hat{F}_1(z)X_c(z) \tag{12}$$

$$\hat{X}_2(z) = \hat{F}_2(z)X_c(z) \equiv \left(1-\hat{F}_1(z)\right)X_c(z) \tag{13}$$

또한 의사 스테레오 신호 $\hat{x}_1(n)$과 $\hat{x}_1(n)$에 대한 추정 에러 신호 $e_1(n)$과 $e_2(n)$는 다음과 같은 관계를 만족시킨다.

$$e_1(n)+e_2(n)=0 \tag{14}$$

따라서 두 스테레오 신호 $x_1(n)$과 $x_2(n)$은 기준 입력 신호 $x_c(n)$로 부터 단일 적응 필터 $\hat{F}(z) \equiv \hat{F}_1(z), \left(\hat{F}_2(z) \equiv 1-\hat{F}(z)\right)$을 사용하여 재생할 수 있다. 이때 전달함수 $\hat{F}(z)$가 FIR 형태이며 이에 대한 임펄스 응답 벡터를 $\hat{\mathbf{f}}(n)$이라 놓으면 전처리단에서 의사 신호들을 생성하기 위하여 사용되는 크기가 $N\times1$인 적응 필터 계수 벡터 $\hat{\mathbf{f}}(n)$의 계수 갱신식은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{f}}(n+1) = \hat{\mathbf{f}}(n) + \eta e_p(n)\mathbf{x}_c(n) \tag{15}$$

여기서 $e_p(n) = x_1(n) - \hat{\mathbf{f}}^T(n)\mathbf{x}_c(n), \mathbf{x}_c(n) = \left[x_c(n)x_c(n-1)\cdots x_c(n-N+1)\right]^T$ 이고 η는 수렴 상수이다. 그리고 N은 적응 필터의 탭수의 길이를 나타낸다. 이로부터 추정된 의사 스테레오 신호는 식 (15)에서 갱신되는 계수 벡터를 사용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{x}_1(n) = \hat{\mathbf{f}}^T(n)\mathbf{x}_c(n) \tag{16}$$

$$\hat{x}_2(n) = \left(\mathbf{d} - \hat{\mathbf{f}}(n)\right)^T \mathbf{x}_c(n) \tag{17}$$

여기서 $\mathbf{d} = [1000\cdots0]^T$ 는 $N\times1$인 벡터이다.

그리고 일반적인 LMS(Least Mean Square) 알고리듬을 사용하여 시 변환 반향 경로를 추적하기 위한 적응 필터 계수 벡터의 갱신식은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) + \eta e(n)\hat{\mathbf{x}}(n) \tag{18}$$

여기서 의사 스테레오 신호 성분들로 구성되는 크기가 $(2L\times1)$인 합성 기준 입력 벡터는 $\hat{\mathbf{x}}(n) = \left[\hat{\mathbf{x}}_1^T(n)\hat{\mathbf{x}}_2^T(n)\right]^T$, 즉 $\hat{\mathbf{x}}_i(n) = \left[\hat{x}_i(n)\hat{x}_i(n-1)\cdots\hat{x}_i(n-L+1)\right]^T$, 이며 시간 n에서 갱신된 L차의 FIR형태의 반향 제거기 계수 벡터는 $\hat{\mathbf{h}}(n) = \left[\hat{\mathbf{h}}_1^T(n)\hat{\mathbf{h}}_2^T(n)\right]^T$ 이다. 그리고 추정 반향 $\hat{y}(n)$은 다음과 같은 형태로 표현할 수 있다.

$$\hat{y}(n)\hat{\mathbf{h}}_1^T(n)\hat{\mathbf{x}}_1(n) + \hat{\mathbf{h}}_2^T(n)\hat{\mathbf{x}}_2(n) \tag{19}$$

이때 적응 필터의 기준 입력 벡터를 식 (16)과 (17)을 사용하여 표현하면 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{x}}_1(n) = \mathbf{F}(n)\mathbf{x}_c(n) \tag{20}$$

$$\hat{\mathbf{x}}_2(n) = (\mathbf{D} - \mathbf{F}(n))\mathbf{x}_c(n) \tag{21}$$

여기서 크기 $(L+N)\times1$인 벡터 $\mathbf{x}_c(n) = [x_c(n)x_c(n-1)\cdots x_c(n-L-N+1)]^T$ 는 $(L+N)$개의 이전합성신호 샘플로 구성된다. 그리고 크기가 $L\times(L+N)$인 $\mathbf{F}(n)$은 전처리단에서의 적응 필터 $\hat{\mathbf{f}}(n)$의 계수 벡터값들, 즉 $\left\{\hat{f}_i(n)\right\}_{i=0}^{N-1}$, 로 구성되며 다음과 같다.

$$\mathbf{F}(n) = \begin{pmatrix} \hat{f}_0(n) & \hat{f}_1(n) & \cdots & \cdots & \hat{f}_{N-1}(n) & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \hat{f}_0(n) & \hat{f}_1(n) & \cdots & \cdots & \hat{f}_{N-1}(n) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \hat{f}_0(n) & \hat{f}_1(n) & \cdots & \cdots & \hat{f}_{N-1}(n) & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \cdots & \cdots & \cdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & \hat{f}_0(n) & \hat{f}_1(n) & \cdots & \cdots & \hat{f}_{N-1}(n) \end{pmatrix} \tag{22}$$

그리고 크기 $L\times(L+N)$인 행렬 $\mathbf{D}$는 다음과 같다.

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \cdots & \cdots & \cdots & & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \end{pmatrix} \tag{23}$$

여기서 L은 반향제거 적응 필터의 탭수이고 N은 전처리단의 적응 필터 탭수이다. 식 (20)와 (21)을 식 (19)에 대입하고 행렬의 형태로 정리하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{y}(n) = \left[\hat{\mathbf{h}}_1^T(n)\hat{\mathbf{h}}_2^T(n)\right]\begin{bmatrix}\mathbf{F}(n)\\ \mathbf{D}-\mathbf{F}(n)\end{bmatrix}\mathbf{x}_c(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}_c(n) \qquad (24)$$

여기서 $\mathbf{w}^T(n) = \hat{\mathbf{h}}_1^T(n)\mathbf{F}(n) + \hat{\mathbf{h}}_2^T(n)(\mathbf{D}-\mathbf{F}(n))$은 크기 $(L+N)\times 1$인 변형된 음향반향제거 필터의 계수이다. 그리고 오차신호 $e(n)$은 다음과 같다.

$$e(n) = y(n) - \hat{y}(n) = y(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}_c(n) \qquad (25)$$

그림 3은 단일 필터를 사용한 의사 스테레오 음향 반향 제거기의 구조이다.

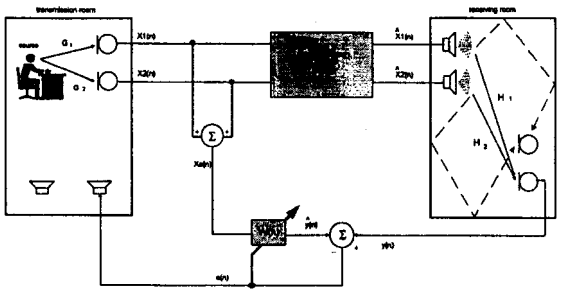


그림 3. 단일 필터를 사용한 의사 스테레오 음향 반향 제거기의 구조

Fig. 3. Structure of the pseudo stereophonic acoustic echo canceller using a single filter.

위의 제안한 음향 반향 제거기에서 수신실의 스피커 출력으로 사용되는 의사 스테레오 신호들의 사용상 이점은 하나의 적응 필터만으로 각 채널의 반향 경로를 추정할 수 있다는 점이다. 또한 일반적인 스테레오 음향 반향 제거기에서 사용되는 크기가 L인 두개의 필터를 사용할 필요 없이 길이가 $(L+N)$인 단일 반향 제거 필터를 사용하게 됨에 따라 필터 계수 값 계산에 필요한 계산량을 성능 저하 없이 줄일 수 있다. 일반적으로 전처리단에 사용되는 적응 필터의 길이는 두 채널 신호사이의 강한 상관도로 인해 그다지 클 필요가 없다. 따라서 전처리단의 필터 탭수 N은 사실상 L보다 작게 된다.

그림 3에서 합성신호 $x_c(n)$은 $(L+N)$의 길이를 갖는 단일 적응 필터 $\mathbf{w}(n)$의 기준 입력으로 사용된다. 이러한 의사 스테레오 신호를 사용한 스테레오 음향 반향 제거기의 오차 신호의 Z-변환은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E_P(z) &= Y_P(z) - \hat{Y}_P(z) \\ &= H_1(z)\hat{X}_1(z) + H_2(z)\hat{X}_2(z) - \hat{Y}_P(z) \\ &= \left\{H_1(z)\left(1-\hat{F}(z)\right) + H_2(z)\hat{F}(z) - W(z)\right\}X_c(z) \\ &= \left\{H_1(z)\left(1-\hat{F}(z)\right) + H_2(z)\hat{F}(z) - W(z)\right\}(G_1(z)+G_2(z))S(z) \end{aligned} \qquad (26)$$

따라서 식 (26)상에서 만일 $\hat{F}(z)$가 고정되어 있는 경우에 전송룸의 환경변화가 있는 상황에서 오차 신호가 완전히 제거되기 위한 조건은

$$W(z) = H_1(z)\left(1-\hat{F}(z)\right) + H_2(z)\hat{F}(z) \qquad (27)$$

가 된다. 그림 3에서 나타낸 음향 반향 제거 구조를 이용할 경우 전송룸의 환경이 변화될 시에 전처리단 적응 필터의 최적해가 변하지 않는 상황에서는 반향 제거 필터의 최적해도 변동이 없게 된다. 그러나 사실상 환경 변화에 의해 $\hat{F}(z)$의 시간적 변화를 고려할 때 전처리단의 필터 계수는 어느 정도 변하게 되며 적응 필터 $\hat{F}(z)$의 수렴상수를 작은 값으로 정하게 되면 환경 변화에 의한 성능 저하를 방지할 수 있게 된다.

Ⅳ. Hyper-plane 투영을 이용한 일반적인 Affine 투영 알고리듬(의사 스테레오 음향 반향 제거기

일반적으로 스테레오 음향 반향 제거를 위한 적응 알고리듬으로 AP(Affine Projection) 알고리듬[7][8]이 소개되어 그 성능이 여러 논문을 통하여 입증되어 왔다. 이 장에서는 AP 알고리듬 사용 시에 요구되는 계산량에 대한 부담을 해결하고 전송실에서의 환경 변화에 강인한 Hyper-plane 투영 알고리듬을 이용한 의사 스테레오 음향 반향 제거기를 제안한다.

기존의 AP알고리듬의 계산량과 수렴속도는 LMS알고리듬과 RLS알고리듬의 사이에 존재하며, 투영 차수가 1인 경우 필터 계수 갱신식의 형태가 일반적인 NLMS(Normalized LMS)방법에 의한 것과 동일하게 됨으로 인해 AP알고리듬은 NLMS의 일반적인 형태라고 할 수 있다[9][10]. 스테레오 음향 반향 제거를 위한 일반적인 Affine 투영 알고리듬의 계수 갱신식은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) + \alpha\mathbf{X}(n)\left[\mathbf{X}^T(n)\mathbf{X}(n)\right]^{-1}\mathbf{e}(n) \qquad (28)$$

식 (28)에서 $L\times P$ 행렬 $\mathbf{X}(n)$은 P개의 입력 벡터들로 구성되며 P는 투영 차수를 의미한다. 윗 식에서 투영 차수가 2인 경우 Affine 투영 알고리듬의 계수 갱신식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) + \alpha\left[\beta_1(n)\mathbf{x}(n) + \beta_2(n)\mathbf{x}(n-1)\right] \qquad (29)$$

여기서 α는 수렴 상수이고 $\beta_1(n), \beta_2(n)$는 $\beta(n) = [\beta_1(n)\beta_2(n)]^T = \left[\mathbf{X}^T(n)\mathbf{X}(n)\right]^{-1}\mathbf{e}(n)$을 구성하는 파라메터이다. 식 (29)의 $\hat{\mathbf{h}}(n+1)$은 $\beta_1(n), \beta_2(n)$을 이용해 구할 수 있고 $\alpha = 1$인 경우 식 (29)에서 표현한 계수 갱신식

을 벡터 $\mathbf{x}(n)$에 대해 과거 입력 벡터 $\mathbf{x}(n-1)$에 직교하는 새로운 벡터 $\mathbf{u}(n)$로 표현할 수 있으며 이때 $\mathbf{u}(n)$은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{u}(n) = \mathbf{x}(n) - t(n)\mathbf{x}(n-1) \tag{30}$$

여기서 $t(n) = -\frac{\beta_2(n)}{\beta_1(n)} = \frac{\mathbf{x}^T(n-1)\mathbf{x}(n)}{\mathbf{x}^T(n-1)\mathbf{x}(n-1)}$ 이다. 식 (30)의 벡터 $\mathbf{u}(n)$은 벡터 $\mathbf{x}(n)$에 대해 벡터 $\mathbf{x}(n-1)$에 직교하는 형태가 됨을 알 수 있다. 여기서 $\mathbf{x}^T(n)\mathbf{u}(n) = \mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n)$을 이용하여 투영 차수가 2인 Affine 투영 알고리듬의 계수 갱신식을 나타내면 다음과 같다[11].

$$\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) + \frac{e(n)}{\mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n)}\mathbf{u}(n) \tag{31}$$

그리고 투영 차수가 m인 경우 식 (28)의 계수 갱신식을 다음과 같이 확장하여 일반식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}}(n+1) = \hat{\mathbf{h}}(n) + \alpha[&\beta_1(n)\mathbf{x}(n) + \beta_2(n)\mathbf{x}(n-1) + \cdots \\ &+ \beta_m(n)\mathbf{x}(n-m+1)]\end{aligned} \tag{32}$$

만약 과거의 입력 벡터들, 즉 $\{\mathbf{x}(n-1), \mathbf{x}(n-2), \cdots \mathbf{x}(n-m+1)\}$로 구성되는 부 공간 $\Im \subset \mathbf{R}^L$과 직교화 성질을 만족시키는 투영 변환을 구하기 위하여 크기가 $L \times (m-1)$인 행렬 $\mathbf{A}_n$을 정의하면 다음과 같다.

$$\mathbf{A}_n = [\mathbf{x}(n-1), \mathbf{x}(n-2), \cdots \mathbf{x}(n-m+1)]^T \tag{33}$$

임의의 벡터 $\mathbf{u}_\perp(n) \in \mathbf{R}^{m-1}$가 존재할 경우 위의 행렬로 변환된 벡터, 즉 $\mathbf{A}_n\mathbf{u}_\perp(n)$는 부 공간 $\Im$내에 존재하는 원소가 된다. 이때 새로운 입력 벡터 $\mathbf{x}(n) \in \mathbf{R}^L$가 주어져 있을 때 이를 부 공간 $\Im$으로 투영시킨다는 의미는 결국 부 공간상에 입력 벡터 $\mathbf{x}(n)$에 대응하는 벡터 $\mathbf{A}_n\mathbf{u}_\perp(n)$를 찾는 것과 동일하며 또한 행렬 $\mathbf{A}_n$이 사전에 정해져 있는 것을 고려할 때 결론적으로 벡터 $\mathbf{u}_\perp(n)$을 찾는 과정으로 볼 수 있다. 이때 새로 정의되는 벡터 $\mathbf{x}(n) - \mathbf{A}_n\mathbf{u}_\perp(n)$는 부 공간 $\Im$를 구성하는 모든 벡터들과의 직교화 성질을 만족해야 한다. 이는 결국 다음의 행렬식으로 표현될 수 있다.

$$\mathbf{A}_n^T(\mathbf{x}(n) - \mathbf{A}_n\mathbf{u}_\perp(n)) = 0_{(m-1)\times 1} \tag{34}$$

위의 식을 만족하는 $\mathbf{u}_\perp(n)$을 구하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{u}_\perp(n) = (\mathbf{A}_n^T\mathbf{A}_n)^{-1}\mathbf{A}_n^T\mathbf{x}(n) \tag{35}$$

위의 식상에서 나타나는 $(m-1) \times (m-1)$의 행렬 $\mathbf{A}_n^T\mathbf{A}_n$은 실제적인 경우를 고려할 때 항상 역행렬이 존재한다. 이때 새로운 투영 변환 행렬 $\mathbf{P}$를 정의하여 이를 부공간 $\Im$에 대한 직교화 투영 변환으로 생각한다면 다음과 같은 식을 성립한다.

$$\mathbf{P}\mathbf{x}(n) = \mathbf{A}_n\mathbf{u}_\perp(n) = \mathbf{A}_n(\mathbf{A}_n^T\mathbf{A}_n)^{-1}\mathbf{A}_n^T\mathbf{x}(n) \tag{36}$$

따라서 부 공간 $\Im$으로의 직교 투영 변환 행렬은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{P} = \mathbf{A}_n(\mathbf{A}_n^T\mathbf{A}_n)^{-1}\mathbf{A}_n^T \tag{37}$$

또한 변환 행렬 $\mathbf{Q} \equiv \mathbf{I} - \mathbf{P}$는 직교 투영 변환 $\mathbf{P}$의 complementary 투영 변환으로서 임의의 벡터 $y \in \mathbf{R}^L$에 대하여 변환 행렬 $\mathbf{Q}$로 투영되어 얻게 되는 모든 벡터들은 부 공간을 구성하는 모든 벡터들과 직교화 성질을 만족한다. 이때 주어진 새로운 입력벡터 $\mathbf{x}(n)$을 $\mathbf{Q}$를 사용하여 투영한 결과 벡터를 $\mathbf{u}(n)$이라고 놓으면 다음과 관계를 갖는다.

$$\mathbf{u}(n) \perp \{\mathbf{x}(n-1), \mathbf{x}(n-2), \cdots \mathbf{x}(n-m+1)\} \tag{38}$$

또한 직교 투영 변환 $\mathbf{P}$에 의해서 투영된 모든 벡터들이 벡터 $\mathbf{u}(n)$과는 직교화 성질을 갖게된다. 투영 차수가 m인 일반적인 Affine 투영 알고리듬의 필터 계수 갱신식에서 $\alpha=1$인 경우 $[\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)]^{-1}\mathbf{e}(n)$ 부분을 $\beta(n)$을 이용하여 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} x(n) & x(n-1) & \cdots & x(n-L-N+1) \\ x(n-1) & x(n-2) & \cdots & x(n-L-N) \\ x(n-2) & x(n-3) & \cdots & x(n-L-N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(n-m+1) & x(n-m) & \cdots & x(n-L-N-m+2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(n) \\ u(n-1) \\ u(n-2) \\ \vdots \\ u(n-L-N+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{39}$$

따라서 식(39)의 관계를 이용하여 식(32)에서 파라메터 $\beta_1(n)$를 구하면 다음과 같은 형태로 전개할 수 있고 이에 대한 증명은 부록 A에서 증명되어 있다.

$$\beta_1(n) = \frac{e(n)}{\mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n)} \tag{40}$$

여기서 벡터 $\mathbf{u}(n)$은 식 (30), (32)에 의해 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\begin{aligned}\mathbf{u}(n) = (\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{x}(n) = \mathbf{x}(n) &+ \frac{\beta_2(n)}{\beta_1(n)}\mathbf{x}(n-1) + \frac{\beta_3(n)}{\beta_1(n)}x(n-2) + \cdots \\ &+ \frac{\beta_m(n)}{\beta_1(n)}\mathbf{x}(n-m+1)\end{aligned} \tag{41}$$

위의 식 (41)은 부록 B에서 증명되어 있다. 여기서 식

(39)를 사용하여 얻게 되는 파라메터 벡터 $\beta(n)$을 사용하여 식 (41)을 표현하면 벡터 u(n)은 과거 입력 벡터들과 직교 성질을 만족하게 된다.

본 논문에서는 일반화된 투영 차수에 대해 과거 입력 벡터들과 직교 성질을 만족하는 벡터를 구하기 위해 Hyper-plane 투영 알고리듬을 적용 하였다[12]. 이런 Hyper-plane 투영 알고리듬에 대해 살펴보면 각각의 Hyper-plane들은 어느 유일한 한 점에서 교차하게 되는데 그 교차점을 반복적으로 투영 변환시키며 찾는 것이다. 따라서 과거 입력 벡터들과 직교 성질을 만족하는 벡터 $\mathbf{u}(n)$을 구하기 위한 Hyper-plane들의 방정식을 다음과 같이 행렬식으로 표현 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} x(n) & x(n-1) & \cdots & x(n-L-N+1) \\ x(n-1) & x(n-2) & & x(n-L-N) \\ x(n-2) & x(n-3) & & x(n-L-N-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(n-m+1) & x(n-m) & \cdots & x(n-L-N-m+2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(n) \\ u(n-1) \\ u(n-2) \\ \vdots \\ u(n-L-N+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{42}$$

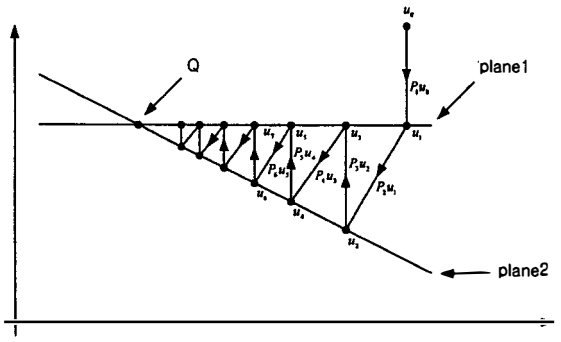


그림 4. Hyper-plane에서의 반복적인 투영과정
Fig. 4. Alternating projection onto hyper-plane.

그림 4는 두 개의 선형 방정식을 만족하는 해를 찾는 과정을 plane1 과 plane2로 구성된 Hyper-plane 반복 투영으로 유일한 교차점을 찾아가는 과정을 통하여 선형 방정식을 만족시키는 해를 구하기 위한 과정을 보여준다. 여기서 u_0는 초기 시작점을 나타내고 u_1은 P_1u_0의 형태로 구성된다. 그리고 n번 반복하여 구한 u_n은 다음과 같다.

$$u_n = P_nP_{n-1}\cdots P_2P_1u_0 \tag{43}$$

여기서 u_n 은 교차점 Q에 수렴하게 된다. 그림 5는 본 논문에서 제안한 Hyper-plane 투영 알고리듬을 이용한 의사 스테레오 음향 반향 제거기를 나타내며 전처리단과 직교화 과정 및 반향 제거 필터로 구성된다.

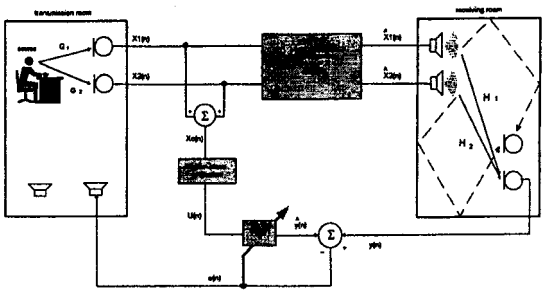


그림 5. 제안한 의사 스테레오 음향 반향 제거기
Fig. 5. Proposed pseudo stereophonic acoustic echo canceller.

전처리단에서는 적응 필터로서 적은 계산량의 장점을 갖고 있는 NLMS 알고리듬을 사용하였고 전처리단의 출력 신호들인 $x_1(n)$과 $x_2(n)$의 합성신호인 $x_c(n)$을 Hyper-plane 투영 알고리듬을 이용하여 반향 제거기의 입력으로 사용하였다. 그리고 의사 스테레오 신호의 이전 합성 신호 벡터들로 구성된 크기가 $(L+N)\times(m-1)$인 행렬 $\mathbf{A}_n=[\mathbf{x}_c(n-1)\mathbf{x}_c(n-2)\cdots\mathbf{x}_c(n-m+1)]$에 대해서 각각의 벡터들에 공동으로 직교하는 벡터 $\mathbf{u}(n)$을 Hyper-plane 투영 알고리듬을 이용하여 반복적으로 구하는 방법을 제안한다. 결국 식 (40)과 (41)을 이용하여 행렬 $\mathbf{A}_n$로 구성된 직교 투영 변환 $\mathbf{P}$를 구할 수 있으며 이를 사용하여 행렬 $\mathbf{A}_n$의 열 벡터들로 구성되는 부 공간내의 모든 벡터와 직교 성질을 만족하는 벡터 $\mathbf{u}(n)$을 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{u}(n) = (\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{x}_c(n) \tag{44}$$

여기서 직교 투영 변환 $\mathbf{P}$는 $\mathbf{A}_n(\mathbf{A}_n^T\mathbf{A}_n)^{-1}\mathbf{A}_n^T$이고 행렬 $\mathbf{A}_n$는 다음과 같다.

$$\mathbf{A}_n = \begin{bmatrix} x_c(n-1) & x_c(n-2) & \cdots & x_c(n-m+1) \\ x_c(n-2) & x_c(n-3) & \cdots & x_c(n-m) \\ x_c(n-3) & x_c(n-4) & \cdots & x_c(n-m-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_c(n-L-N) & x_c(n-L-N-1) & \cdots & x_c(n-L-N-m+2) \end{bmatrix} \tag{45}$$

따라서 $\mathbf{u}(n)$은 벡터 $\mathbf{x}_c(n)$에 대해 투영 변환 $\mathbf{P}$를 구성하는 $\mathbf{A}_n$ 행렬 각각의 벡터들과 공통으로 직교하는 벡터이고 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\begin{bmatrix} x_c(n-1) & x_c(n-2) & \cdots & x_c(n-L-N) \\ x_c(n-2) & x_c(n & & x_c(n-L-N-1) \\ x_c(n-3) & x_c(n & & x_c(n-L-N-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_c(n-m+1) & x_c(n-m) & \cdots & x_c(n-L-N-m+2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(n) \\ u_2(n) \\ u_3(n) \\ \vdots \\ u_{L+N}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{46}$$

위의 식을 만족시키는 벡터 $\mathbf{u}(n)$을 구하기 위해 Hyper-plane 투영 알고리듬[12]을 이용하여 식(44)에서 과거 입력 벡터들과 직교화 성질을 만족하는 $\mathbf{u}(n)$을 반복적으로 구하기 위한 갱신식은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{u}}_i^k(n) = \hat{\mathbf{u}}_{i-1}^k(n) - \frac{\sum_{j=1}^{L+N} a_{ij}\hat{u}_{i-1,j}^k(n)}{\sum_{j=1}^{L+N}\left\|a_{ij}\right\|^2}\mathbf{a}_i \qquad \begin{matrix} i = 1 \rightarrow m-1 \\ ,k = 1 \rightarrow K \end{matrix} \tag{47}$$

여기서 i는 Hyper-plane index 수이며 k 는 iteration 수이다. 따라서 $\hat{\mathbf{u}}_i^k(n)$은 k 번째 iteration 과정에서 i 번째 과거 입력 벡터와 직교 성질을 만족시키기 위한 벡터이며 벡터 $\mathbf{a}_i$는 행렬 $\mathbf{A}_n$의 i번째 행 성분이며 a_{ij} 는 행렬 $\mathbf{A}_n$의 i번째 행과 j번째 열 성분을 나타낸다. 여기서 한 iteration은 m-1번의 투영 과정으로 구성된다. 따라서 m-1개의 Hyper-plane들에 대한 투영 과정을 K번 반복적으로 수행하게 된다. 이때 임의의 n 번째 표본 index에서 수행되는 투영 과정에서의 초기벡터, 즉 $\hat{\mathbf{u}}_0^0(n)$,는 $\mathbf{x}_c(n)$ 으로 설정한다.

그리고 식 (47)를 이용하여 K번의 반복 과정을 통해 얻어진 벡터를 $\hat{\mathbf{u}}_{m-1}^K(n) = \hat{\mathbf{u}}(n)$ 라고 놓으면, Hyper-plane 투영을 사용한 m차의 Affine 투영 알고리듬으로 식 (31)을 다시 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{w}}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \frac{e(n)}{\hat{\mathbf{u}}^T(n)\hat{\mathbf{u}}(n)}\hat{\mathbf{u}}(n) \tag{48}$$

결국 단일 적응 필터 $\hat{\mathbf{w}}(n+1)$ 의 사용으로 전송실의 환경 변화에 강인하며 계산량 면에서 보다 효율적이고 Hyper-plane 투영 알고리듬을 통해 반복적으로 구한 벡터 $\hat{\mathbf{u}}(n)$의 적용으로 일반적인 Affine 투영 알고리듬과 동일함을 알 수 있다. 표 1에서 각 알고리듬의 단계별로 계산량을 비교 하였디.

표 1. 계산량 비교(반향 제거 적응 필터 탭수 L:256, 전처리단의 적응 필터 탭수 N:64, 투영차수:P,iteration 수:K)

Table 1. Comparision of the computational complexity(echo cancellation adaptive filter tap L:256, adaptive filter tap N of pre-processing block:64, projection:P,iteration number:K).

	NLMS	Affine	Hyper-plane
Pre-processing	2N	2N	2N
Projection	---	---	(2L+1)PK+PL
Weight update	2L+1	$P^3(P+1)+PL(P+1)$	2L+1
Total	2L+1	$P^3(P+1)+PL(P+1)$	(2L+1)PK+L(P+2)+1

V. 모의 실험

이 장에서는 제안된 방법의 우수함을 전송실의 환경이 변한는 경우와 그렇지 않은 경우, 그리고 음향 반향 제거기의 적응 알고리듬에 따른 성능 분석 등을 컴퓨터 모의실험을 통해 입증한다. 제안한 반향 제거기의 성능상의 향상을 보이기 위해 ERLE 곡선을 이용하였다. 컴퓨터 모의 실험에서 사용한 임펄스 응답들은 8kHz로 샘플링 되었고 크기 4m×5m×3m인 실제의 사무실에서 측정한 실제 임펄스 응답 시퀀스 중 앞부분 256샘플만을 추출하여 룸 전달함수의 임펄스 응답으로 사용하였다.

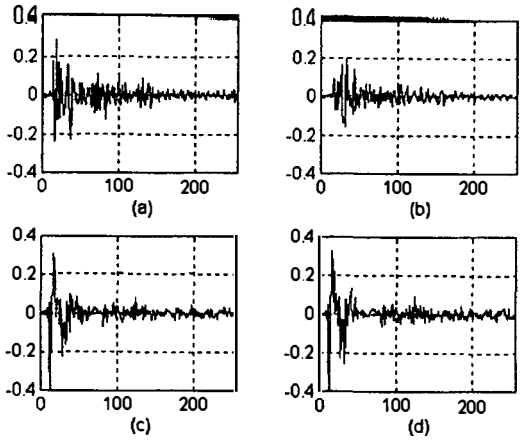


그림 6. 모의 실험에 사용한 임펄스 응답들

Fig. 6. Impulse responses using for simulation.

그림 6의 (a), (b)는 각각 전송실의 임펄스 응답인 G_1과 G_2를 나타내고 (c), (d)는 각각 수신실의 반향 경로인

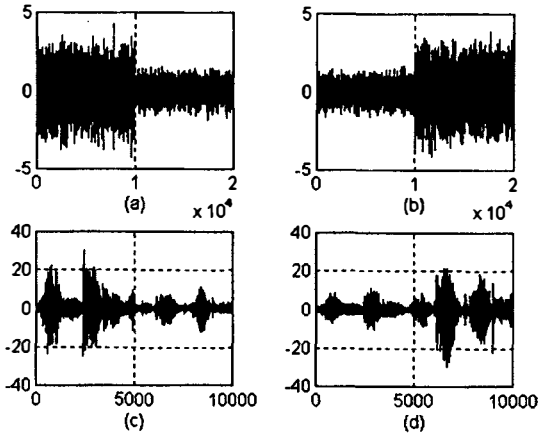


그림 7. 전송실의 환경이 변하는 경우 각 채널 신호

Fig. 7. Input signal waveforms in the presence of tranamission room environment change.

H_1과 H_2를 나타내는 256개로 구성된 임펄스 응답으로 반향 신호 $y(n)$을 만드는데 사용하였다. 모의 실험은 두 개의 서로 다른 소스 신호를 이용하여 수행하였다. 하나는 음성의 스펙트럼 특성과 유사한 AR 필터에 통과시켜 만든 유색 잡음 신호이며 또 하나는 8kHz로 샘플링 된 실제의 음성 신호이다. 본 논문에서 제안한 방법의 우수성을 보이기 위해 전송실에서의 환경을 순간적으로 변화 시켰다. 변화된 환경을 만들어 내기 위해 전송실에서의 서로 다른 이득을 갖는 임펄스 응답들을 사용해 그림 7과 같이 만들어 냈다.

그림 7의 (a), (b)는 20000샘플 중에서 10000샘플에서 환경이 변하고 (c), (d)는 5000 샘플에서 환경 변화를 주었을 때의 스테레오 입력신호 $x_1(n)$과 $x_2(n)$을 나타낸다.

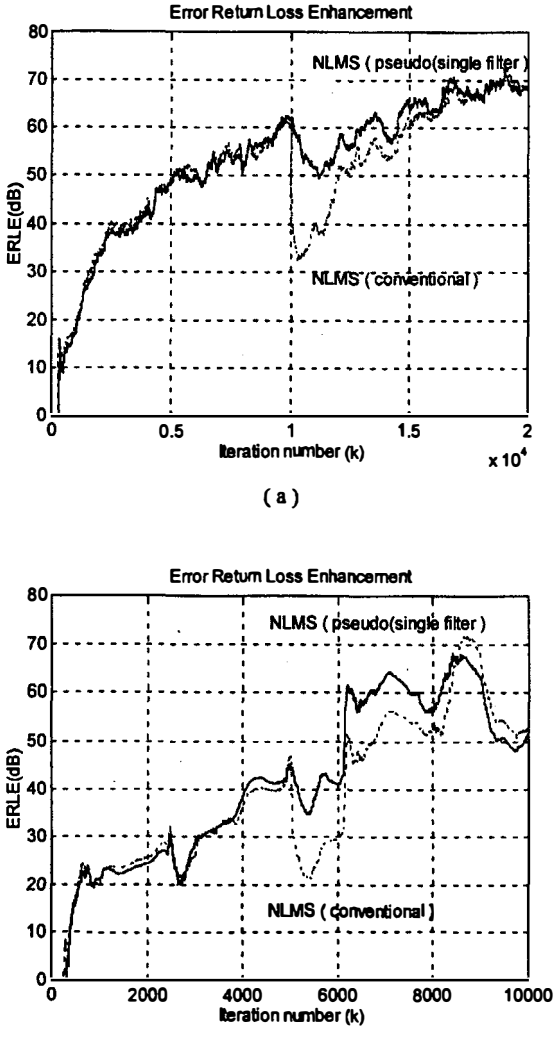


그림 8. 환경 변화시 전처리단 사용의 유무에 따른 ERLE 비교

Fig. 8. Comparision of the ERLE without using the case pre-processing block at the environment change.

그림 8은 전송실의 환경이 변하는 경우에 대해서 유색 잡음 신호 혹은 음성 신호가 수신측에 전달되고 단측 마이크로폰상으로 취득된 반향 신호를 두 개의 FIR 형태의 반향 제거 필터를 사용하여 제거하는 경우 전처리단을 사용하지 않는 일반적인 경우와 본 논문에서 제안한 전처리단을 사용한 의사 스테레오 반향 제거기에 대한 성능상의 효과를 ERLE값을 통하여 살펴보았다. 이때 전처리단과 반향 제거 필터의 계수 값들의 추정을 위하여 NLMS 알고리듬을 사용하였고, 사용된 반향 제거 적응 필터들의 각각의 필터 탭수는 256 이다. 또한 송신측 환경변화에 대한 성능을 살펴보기 위하여 전송실의 반향경로 시스템의 각 채널 신호를 그림 7과 같이 변화 시켰다. 그림 8에서 실선은 단일 필터를 사용한 스테레오 음향 반향 제거기의 결과이며 점선은 이중 필터를 사용한 일반적인 스테레오 음향 반향 제거기의 결과로서 전송실의 환경이 변할 경우 반향 제거기의 성능은 저하되나 변화된 순간에서의 ERLE 값은 전처리단을 사용하지 않은 일반적인 방법과 비교했을 때 단일 필터를 사용한 방법이 더 높음을 알 수 있다.

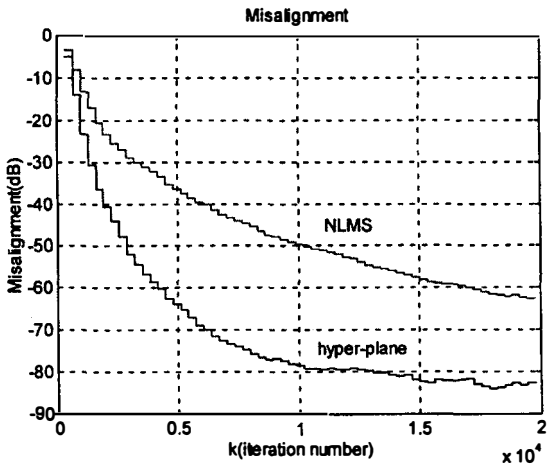


그림 9. 의사 스테레오 음향 반향 제거기의 단일 필터에 적용된 적응 알고리듬 (Hyper-plane, NLMS)에 따른 Misalignment 비교

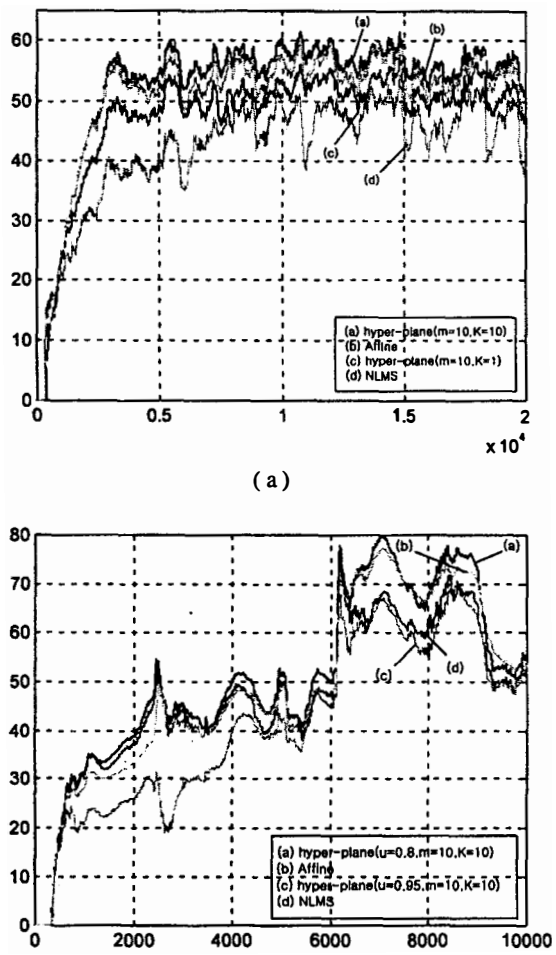
Fig. 9. Comparision of the misalignment to the adaptive algorithm (Hyper-plane, NLMS) for a single filter of pseudo stereophonic echo canceller.

그림 9는 의사 스테레오 음향 반향 제거기를 사용하였을 때 실제 반향 경로와 추정된 반향 경로 전달함수간의 유사도를 비교하기 위한 Misalignment값들을 나타낸 것으로 다음과 같은 정의식을 사용하였다. 이때 음향 반향 제거기에 적용된 적응 알고리듬는 일반적인 NLMS와 본 논문에서 제안한 Hyper-plane 투영 과정을 거쳐서 얻은 직교화 벡터를 사용하는 AP 적응 알고리듬을 적용하였다.

$$Misalignment = \frac{\{(\hat{\mathbf{w}}-\mathbf{w})^T(\hat{\mathbf{w}}-\mathbf{w})\}}{\mathbf{w}^T\mathbf{w}}[\text{dB}] \quad (49)$$

여기서 {}는 시간 평균을 나타내며 본 모의 실험에서는 319 샘플마다 평균을 취하였다.

그림 10은 음향 반향 제거기의 적응 필터로 제안한 Hyper-plane 투영 과정을 이용한 AP 알고리듬 대해 iteration수 와 수렴 상수의 값을 변화시킨 경우와 NLMS, AP 알고리듬을 비교한 것으로 (a)는 유색 잡음 신호를 입력으로 사용하고 iteration 수를 1, 10번으로 하고 (b)는 음성 신호를 사용하여 수렴 상수를 0.8 과 0.95 로 변화 시키고 NLMS, AP 알고리듬의 수렴 상수는 1, 0.5로 고정 시켰다.



(a)

(b)

그림 10. 의사스테레오 음향 반향 제거기의 단일 필터에 적용된 NLMS,AP 과 Hyper-plane 투영 알고리듬에 대한 iteration수와 수렴상수의 변화에 따른 ERLE 비교

Fig. 10. Comparision of the ERLE according to the iteration number and the convergence parameter with applying NLMS,AP and Hyper-plane projection algorithm for a single filter of pseudo stereohonic acoustic echo canceller.

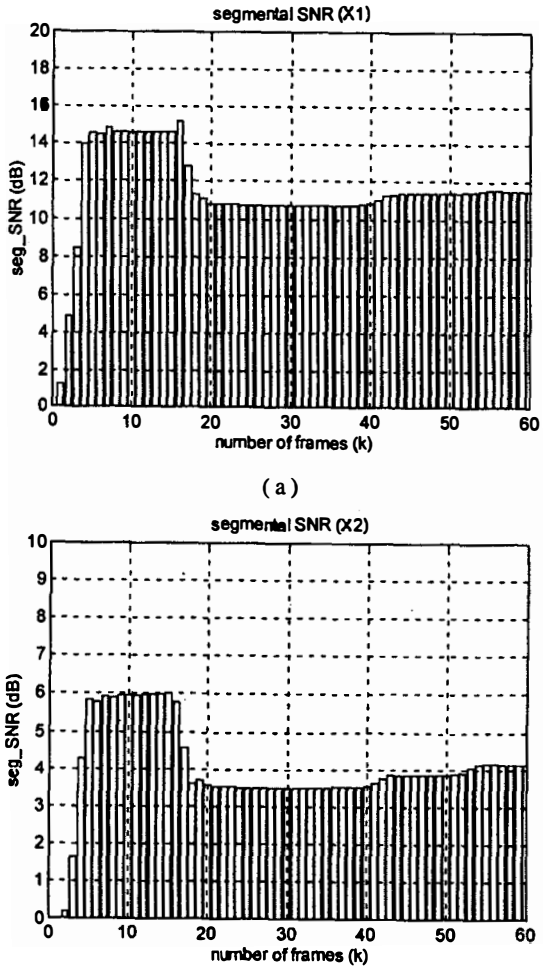
본 모의 실험에서 스피커 출력으로 사용되는 의사 스테레오 신호들과 음질 차이에 대한 객관적인 평가를 수행하기 위해 그림 11에서 프레임 (160샘플)별 Segmental SNR 값들로 나타낸 것으로 정의식은 다음과 같다.

$$SNR = 10\log_{10}\frac{\sum_{n=0}^{S-1} x_i^2(n)}{\sum_{n=0}^{S-1}[x_i(n)-\hat{x}_i(n)]^2} \quad (50)$$

식 (50)에서 S는 샘플수를 나타낸다.

그림 11은 적응 필터 탭수에 대한 구간 신호대 잡음비의 결과를 나타내고 있으며, 구간 신호대 잡음비의 값은 4~12dB 정도의 값을 보이고 있다.

그림 12에서는 환경 변화시 의사 스테레오 반향 제거기를 사용한 경우 반향 제거 필터에 적용되는 적응

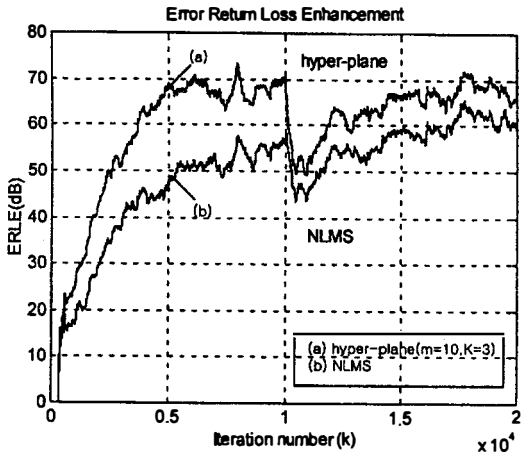


(a)

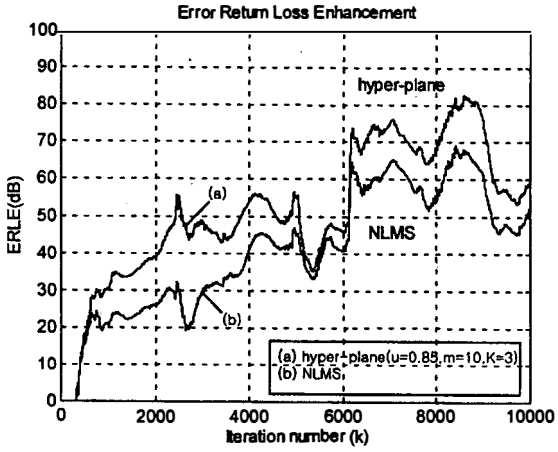
(b)

그림 11. 실제스테레오 신호와 의사 스테레오 신호의 segmental SNR 의 비교

Fig. 11. Comparision of the segmental SNR betoween the true and the pseudo stereo signals.



(a)



(b)

그림 12. 환경 변화시 의사 스테레오 음향 반향 제거기의 단일 필터에 적용된 적응 알고리듬(Hyper-plane, NRLE)에 따른 ERLE 비교

Fig. 12. Comparision of the ERLE to the adaptive algorithm(Hyper-plane, NLMS) for a single filter of pseudo stereophonic acoustic echo canceller when environment changes.

알고리듬을 일반적인 NLMS와 본 논문에서 제안한 Hyper-plane 투영 과정을 이용한 AP 알고리듬 간의 변화를 ERLE 값을 통하여 비교한 것이다. 입력 신호는 유색 잡음 신호 및 음성 신호를 사용하고 전처리단은 NLMS 알고리듬을 이용하였다.

이때 그림 12에서 보는 바와 같이 의사 스테레오 반향 제거기를 사용했을 때보다 제안한 방법을 사용했을 때 약 7~10dB의 성능 향상을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 여기서 탭수 L+N=320을 갖는 단일 적응 필터가 사용되었으며 제안한 방법은 환경 변화에 강인하고 일반적인 Affine 투영 알고리듬의 방법보다 적은 계산량을 보임을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문은 스테레오 음향 반향 제거를 위하여 효율적인 계산량과 전송실에서의 환경변화에 강인하고 향상된 성능을 갖는 Hyper-plane 투영 과정이 적용된 AP 알고리듬을 제안하였다. 스테레오 음향 환경에서 기준 입력 신호들간의 높은 상관도로 인하여 적응 반향 제거 필터계수 값들의 반향 경로 전달함수 임펄스 응답으로의 수렴성능이 저하된다. 또한 송신단의 환경 변화에 의하여 최적해가 유일하지 않게 되며 환경변화 시에 반향제거 성능이 급격하게 열화 된다. 본 논문은 이러한 문제점을 해결하기 위하여 전처리단을 이용하여 의사 스테레오 신호를 발생하고 수신단의 스피커로부터 출력된 반향 신호성분을 단일 적응 필터를 사용하여 제거하였다. 이때 의사 스테레오 신호를 발생시키는 전처리단은 실제적으로 스테레오 신호들간의 높은 상관성을 고려하여 적은 탭수를 갖고 일반적인 NLMS로 동작하는 적응 필터를 사용하였다. 이러한 전처리단을 사용하여 의사 스테레오 신호를 발생 시킴으로써 송신단측의 환경변화에 강인한 반향 신호 제거 성능을 갖게 되며 단일 필터를 사용하게 됨에 따라 반향 제거 필터의 계수값들 추정에 소요되는 계산량이 일반적인 두 개의 필터를 사용할 때 보다 줄어들게 된다. 이와 더불어 본 논문에서는 일반적인 AP 알고리듬이 지니는 과다한 계산량을 감소시키기 위하여 스테레오 입력 신호들의 합성신호를 반복적인 Hyper-plane 투영 과정을 거쳐서 과거 입력 벡터들과 직교 성질을 만족하는 새로운 신호 성분 벡터를 구성하여 이를 NLMS 적응 알고리듬으로 동작하는반향 제거기의 입력으로 사용하였다. 본 논문에서 제안한 의사 스테레오 반향 제거기의 구조와 Hyper-plane 반복투영 과정과 일반적인 NLMS를 적용하여 구현한 새로운 AP 알고리듬에 대한 성능상의 우수성을 입증하기 위하여 유색 잡음 신호 및 실제 음성 신호에 대한 반향 제거 성능을 ERLE 값들을 통하여 고찰하였다. 모의실험 결과로부터 본 논문이 제안한 방법이 일반적인 AP방법보다 적은 계산량으로 비슷한 성능을 갖고 있음을 확인하였으며 송신단의 환경변화에도 우수한 반향 제거성능을 나타냄을 확인하였다.

참 고 문 헌

1. M. Miyoshi and N. Koizumi, "NTT's Research on Acoustics for future Telecommunication Services," Applied Acoustics, vol. 36, pp. 307-326, 1992
2. S. H. Jensen, "Acoustic Echo Canceller for Hands-Free Mobile Radiotelephony," Proc.EUSIPCO, Belgium,

pp. 1629-1632, 1992

3. M. M. Sondhi, D.R.Morgan and J.L.Hall, "Stereophonic Acoustic Echo Camcellation-An Over-view of the Fundamental Problem," IEEE Siganl Processing Letters, vol. 2, No. 8, pp. 148-151, Aug. 1995
4. 조영민, 이원철, "고속 Affine Projection 알고리듬을 이용한 스테레오 음향 반향 제거기," 한국음향학회지 제 17권 제1호 pp. 86-97 1997
5. J. Benesty, F. Amand, A. Gilloire and Y. Grenier, "Adaptive Filtering Algorithms for Stereophonic Acoustic Echo Cancelation," Proc. Int. Conf. Acoust. Speech, Signal Processing. pp. 3099-3102. 1995
6. 정규화, 이원철, 차윤철, 강현우, 윤대희, 차일환, "환경변화에 강인한 스테레오 음향반향 제거기," 신호처리 합동 학술대회, 제 9권, Partl, pp. 23-26, 1996
7. K. Ozeki and T. Umeda, "An Adaptive Filtering Algorithm using an Orthogonal Projection to an Affine Subspace and its Property," Electron. Commun. Japan, Vol. 67-A, pp.19-27, 1984
8. J. Benesty, P. Duhamel and Y. Grenier, " A Multichannel Affine Projection Algorithm with Application to Multichannel Acoustic Echo Cancelation," IEEE Signal Processing Letters, Vol. 3, No. 2, Feb. 1996.
9. T. Furukawa, H. Kubota and S. Tsuji, "The Orthogonal Projection Algorithm for Block Adaptive Signal processing," Proc. ICASSP, pp. 1059-1062, 1989.
10. P. C. W. Sommen and C. J. van Valburg, "Efficient Realisation of Adaptive Filter using and Orthogonal Projection Method," Proc. ICASSP, pp. 940-943, 1989.
11. S. Makino and Y. Kaneda, "Exponentially Weighted Step-size Projection Algorithm for Acoustic Echo Cancellers," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E75-A, no. 11, pp. 1500-1508, Nov. 1992.
12. J. Von Neumann, Functial Operator, vol. II, Annals of Mathematics Studies, No. 22, Princeton, New Jersey, 1950.

• 부록 A ($\beta_1(n)=\dfrac{e(n)}{\mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n)}$ 의 증명)

식(37)을 참조하여 투영 변환 행렬을 다음과 같이 정의하자.

$$\mathbf{P}=\mathbf{A}_n(\mathbf{A}_n^T\mathbf{A}_n)^{-1}\mathbf{A}_n^T \tag{A.1}$$

여기서

$$\mathbf{A}_n=[\mathbf{x}(n-1)\mathbf{x}(n-2)\cdots x(n-m+1)] \tag{A.2}$$

투영 차수가 m인 일반적인 Affine 투영 알고리듬의 필터 계수 갱신식에서 $\alpha=1$ 인 경우 시간 변화 파라메터 벡터 $\beta(n)$를 구하기 위한 행렬식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n) & \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-1) & \cdots & \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-m+1) \\ \mathbf{x}^T(n-1)\mathbf{x}(n) & \vdots & \iddots & \vdots \\ \vdots & \iddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{x}^T(n-m+1)\mathbf{x}(n) & \cdots & \cdots & \mathbf{x}^T(n-m+1)\mathbf{x}(n-m+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_1(n) \\ \beta_2(n) \\ \vdots \\ \beta_m(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e(n) \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{A.3}$$

여기서 왼편항의 행렬을 $\mathbf{X}_m(n)$이라 정의할 경우 식 (A.3)을 참조하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{X}_m(n)=\left[\begin{array}{c|ccc} \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n) & \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-1) & \cdots & \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-m+1) \\ \hline \mathbf{x}^T(n-1)\mathbf{x}(n) & & & \\ \vdots & & \mathbf{X}_{m-1}(n-1) & \\ \mathbf{x}^T(n-m+1)\mathbf{x}(n) & & & \end{array}\right] \tag{A.4a}$$

$$=\left[\begin{array}{c|ccc} \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n) & \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-1) & \cdots & \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-m+1) \\ \hline \mathbf{x}^T(n-1)\mathbf{x}(n) & & & \\ \vdots & & \mathbf{A}_n^T\mathbf{A}_n & \\ \mathbf{x}^T(n-m+1)\mathbf{x}(n) & & & \end{array}\right] \tag{A.4b}$$

식 (A.3)을 이용하여 $\beta_1(n)$을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\beta_1(n)=\mathbf{X}_m^{-1}(n)\begin{bmatrix} e(n) \\ 0 \\ \cdots \\ 0 \end{bmatrix}=e(n)\frac{\det\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}}{\det\{\mathbf{X}_m(n)\}} \tag{A.5}$$

따 라서 $\beta_1(n)=\dfrac{e(n)}{\mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n)}$ 임을 증명하기 위해서는 다음의 식이 성립함을 보이면 된다.

$$\mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n)=\frac{\det\{\mathbf{X}_m(n)\}}{\det\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}} \tag{A.6}$$

여기서 $\mathbf{u}(n)=(\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{x}(n)$이고 식(A.1)에서 정의된 $\mathbf{P}$를 사용하여 $\mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n)$를 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n) &= \mathbf{x}^T(n)(\mathbf{I}-\mathbf{P}^T)(\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{x}(n) \\ &= \mathbf{x}^T(n)(\mathbf{I}-\mathbf{P}-\mathbf{P}+\mathbf{P})\mathbf{x}(n) \\ &= \mathbf{x}^T(n)(\mathbf{I}-\mathbf{P})\mathbf{x}(n) \end{aligned} \tag{A.7}$$

식 (A.4)상에서 $\mathbf{X}_{m-1}(n-1)=\mathbf{A}_n^T\mathbf{A}_n$ 이고 식(A.1)의 직교 투영 변환 P는 다음 관계를 만족한다.

$$\mathbf{P}=\mathbf{A}_n\mathbf{X}_{m-1}^{-1}(n-1)\mathbf{A}_n^T=\frac{\mathbf{A}_n adj\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}\mathbf{A}_n^T}{\det\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}} \tag{A8}$$

식 (A.8)를 식 (A.7)에 대입하여 전개하면 다음과 같다.

$$\mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n)=\frac{\mathbf{x}^T(n)\left[\det\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}\mathbf{I}-\mathbf{A}_n adj\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}\mathbf{A}_n^T\right]\mathbf{x}(n)}{\det\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}} \tag{A.9a}$$

$$= \frac{\det\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{A}_n adj\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}\mathbf{A}_n^T\mathbf{x}(n)}{\det\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}} \tag{A.9b}$$

식 (A.4a)를 이용하여 행렬 $\mathbf{X}_m(n)$의 determinant를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\det\{\mathbf{X}_m(n)\} &= \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)\det\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\} - \mathbf{X}^T(n-1)\mathbf{x}(n) \\ &\quad \det\{\overline{\mathbf{X}}_m^{(2,1)}(n)\} + \mathbf{x}^T(n-2)\mathbf{x}(n)\det\{\overline{\mathbf{X}}_m^{(3,1)}(n)\} \\ &\quad - \mathbf{x}^T(n-3)\mathbf{x}(n)\det\{\overline{\mathbf{X}}_m^{(4,1)}(n)\}\cdots \\ &\quad + (-1)^{m-1}\mathbf{x}^T(n-m+1)\mathbf{x}(n)\det\{\overline{\mathbf{X}}_m^{(m,1)}(n)\}\end{aligned} \tag{A.10a}$$

$$\begin{aligned}&= \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)\det\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\} \\ &\quad - \left[\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-1)\cdots\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-m+1)\right] \\ &\quad \cdot \begin{bmatrix} \det\{\overline{\mathbf{X}}_m^{(2,1)}(n)\} \\ \det\{\overline{\mathbf{X}}_m^{(3,1)}(n)\} \\ \vdots \\ (-1)^m\det\{\overline{\mathbf{X}}_m^{(m,1)}(n)\}\end{aligned} \tag{A.10b}$$

여기서 $\overline{\mathbf{X}}_m^{(i,j)}(n)$는 행렬 $\mathbf{X}_m(n)$상에서 i번째 행과 j번째 열을 제외한 잉여의 $(m-1)\times(m-1)$행렬이다. 식 (A.10b)에서 $\det\{\mathbf{X}_m^{(i,1)}(n)\}$들로 구성되어 있는 오른편항의 벡터는 다음과 같이 표현됨을 증명할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \det\{\overline{\mathbf{X}}_m^{(2,1)}(n)\} \\ -\det\{\overline{\mathbf{X}}_m^{(3,1)}(n)\} \\ \vdots \\ (-1)^m\det\{\overline{\mathbf{X}}_m^{(m,1)}(n)\}\end{bmatrix} = adj\{\mathbf{X}_{m-1}(n)\}\begin{bmatrix} \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-1) \\ \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-2) \\ \vdots \\ \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-m+1)\end{bmatrix} \tag{A.11}$$

따라서 식 (A.11)을 식 (A.10b)에 대입하여 행렬 $\mathbf{X}_m(n)$의 determinant를 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\det\{\mathbf{X}_m(n)\} &= \det\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n) \\ &\quad - \left[\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-1)\cdots\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-m+1)\right] \\ &\quad adj\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}\begin{bmatrix} \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-1) \\ \vdots \\ \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-m+1)\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{A.12a}$$

$$= \mathbf{x}^T(n)[\det\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}\mathbf{I} - \mathbf{A}_n adj\{\mathbf{X}_{m-1}(n-1)\}\mathbf{A}_n^T]\mathbf{x}(n) \tag{A.12b}$$

따라서 식 (A.12b)의 결과를 식 (A.9b)에 대입하면 식 (A.6)이 성립함을 알 수 있으며 결론적으로 $\beta_1(n) = \frac{e(n)}{\mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n)}$의 관계를 증명할 수 있다.

• **부록 B** ($\mathbf{Px}(n) = -\frac{1}{\beta_1(n)}\left(\sum_{h=1}^{m-1}\beta_{h+1}(n)\mathbf{x}(n-h)\right)$ 의 증명)

식 (39)로부터

$$\mathbf{X}_m(n)\begin{bmatrix}\beta_1(n) \\ \beta_2(n) \\ \vdots \\ \beta_m(n)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e(n) \\ 0 \\ \vdots \\ 0\end{bmatrix} \tag{B.1}$$

여기서 $e(n)$은

$$\begin{aligned}e(n) &= \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)\beta_1(n) + \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-1)\beta_2(n) + \cdots + \mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n-m+1)\beta_n(n) \\ &= \beta_1(n)\mathbf{x}^T(n)\left\{\mathbf{x}(n) + \frac{\beta_2(n)}{\beta_1(n)}\mathbf{x}(n-1) + \frac{\beta_3(n)}{\beta_1(n)}\mathbf{x}(n-2) + \cdots + \frac{\beta_m(n)}{\beta_1(n)}\mathbf{x}(n-m+1)\right\}\end{aligned} \tag{B.2}$$

이고 부록 A에서 증명한 관계식 $\beta_1(n) = \frac{e(n)}{\mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n)}$ 과 식 (A. 7)에 의해서 다음 관계가 성립한다.

$$e(n) = \beta_1(n)\mathbf{u}^T(n)\mathbf{u}(n) = \beta_1(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{u}(n) \tag{B.3}$$

따라서 식 (B. 2)에 식 (B. 3)을 비교하여 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\mathbf{u}(n) = \mathbf{x}(n) + \frac{\beta_2(n)}{\beta_1(n)}\mathbf{x}(n-1) + \frac{\beta_3(n)}{\beta_1(n)}\mathbf{x}(n-2) + \cdots + \frac{\beta_m(n)}{\beta_1(n)}\mathbf{x}(n-m+1) \tag{B.4}$$

그러나 식 (41)에 의하여 u(n)은 다음과 같은 관계를 만족한다.

$$\mathbf{u}(n) = (\mathbf{I} - \mathbf{P})\mathbf{x}(n) = \mathbf{x}(n) - \mathbf{Px}(n) \tag{B.5}$$

결국 식(B. 4)와 식 (B. 4)를 비교하면 $\mathbf{Px}(n) = -\frac{1}{\beta_1(n)}\left(\sum_{h=1}^{m-1}\beta_{h+1}(n)\mathbf{x}(n-h)\right)$임을 알 수 있다.

▲박 필 구 (Phil Goo Park)

1998년 : 호서대학교 이공대학 정보통신공학과 학사

1998년 3월 ~ 현재 : 숭실대학교 대학원 정보통신공학과 재학중

※ 주관심분야 : 디지탈 시스템 인지, 적응 신호 처리

▲이 원 철 (Won Cheol Lee)

1986년 : 서강대학교 이공대학 전자공학과 학사
1988년 : 연세대학교 대학원 전자공학과 석사
1994년 : New York Polytechnic University 박사
1994년 7월 ~ 1995년 7월 : Postdoctoral Fellow (Polytechnic University)
1994년 1월 ~ 1994년 12월 : IEEE Trans. on Signal Processing 논문 심사 위원
1995년 9월 ~ 현재 : 숭실대학교 공과대학 정보통신공학과 조교수
1995년 9월 ~ 현재 : 연세대학교 신호처리 연구센타 연구원
1995년 9월 ~ 현재 : 대한음향학회 편집위원회 간사
1998년 1월 ~ 현재 : 대한음향학회 이사
1998년 1월 ~ 현재 : 한국통신학회 편집위원
※ 주관심분야 : 디지탈 시스템 인지, 이동통신 시스템, 음성 신호 부호화 및 레이다 신호 처리