

반복형 위너 필터 방법에 기반한 재귀적 완전 최소 제곱 방법을 사용한 시간 지연 추정 알고리즘

Time delay estimation by iterative Wiener filter based recursive total least squares algorithm

임준석[†]

(Jun-Seok Lim^{1†})

¹세종대학교 전자정보통신공학과

(Received June 25, 2021; revised August 17, 2021; accepted August 23, 2021)

초 록: 서로 떨어져 설치된 두 개의 음향 수신기에 도달하는 신호의 상호 지연 시간을 추정하는 것은 실내 음향과 소나 등에서 목표물 위치 추정 문제나 추적 등 여러 분야에서 쓰이고 있다. 시간 지연을 구하는 방법에서는 두 수신 신호 사이의 상호 상관을 이용한 방법으로 대표되는 비 파라메트릭 방법과 시스템 인식을 기반으로 하는 파라메트릭 방법이 있다. 본 논문에서는 파라메트릭 방법에 기반을 둔 시간 지연 추정 방법을 제안한다. 특히 음향 수신기에 잡음이 부과되는 것을 고려한 방법을 제안한다. 그리고 백색 잡음 및 잔향 환경에서 기존의 일반 상호 상관법과 적응 고유치 분석법과 비교를 통해서 새로 제안한 알고리즘이 더 우수함을 확인한다.

핵심용어: 시간 지연 추정, 완전 최소제곱법, 입출력 잡음, 위너 필터 방법

ABSTRACT: Estimating the mutual time delay between two acoustic sensors is used in various fields such as tracking and estimating the location of a target in room acoustics and sonar. In the time delay estimation methods, there are a non-parametric method, such as Generalized Cross Correlation (GCC), and a parametric method based on system identification. In this paper, we propose a time delay estimation method based on the parametric method. In particular, we propose a method that considers the noise in each receiving acoustic sensor. Simulation confirms that the proposed algorithm is superior to the existing generalized cross-correlation and adaptive eigenvalue analysis methods in white noise and reverberation environments.

Keywords: Time delay estimation, Total least squares, Input-output noise, Iterative wiener filter

PACS numbers: 43.60.Jn, 43.60.Mn

1. 서 론

서로 다른 두 개의 수신기에 도달하는 신호의 상호 지연 시간을 추정하는 것은 레이더나 소나 및 로봇 공학 등에서의 목표물 위치 추정 문제나 추적에서 많이 쓰이고 있다.^[1-8] 일반적인 두 수신기에 도달하는 신호의 모델은 다음 식과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}x_1(k) &= \alpha_1 s(k - \tau_1) + n_1(k) \\x_2(k) &= \alpha_2 s(k - \tau_2) + n_2(k)\end{aligned}\quad (1)$$

여기서 $s(k)$ 는 미지의 신호원이고, $n_1(k)$ 과 $n_2(k)$ 는 평균이 영인 백색 잡음이고, 신호원과는 통계적으로 서로 독립이다. 계수 α_1 과 α_2 는 원신호와 두 수신기 입력 사이의 신호 크기 차이를 나타내기 위한 계수이다. 이 모델로부터 지연 시간 추정이란 위 식의 $\tau =$

[†]Corresponding author: Jun-Seok Lim (jslim@sejong.ac.kr)

Department of Electrical Engineering, Sejong University, Neung dong-ro, Gwangjin-gu, Seoul 05006, Republic of Korea

(Tel: 82-2-3408-3299, Fax: 82-2-3408-4329)



Copyright©2021 The Acoustical Society of Korea. This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

$\tau_1 - \tau_2$ 값을 구하는 것을 의미한다. 이를 구하는 여러 방법 중에는 비 파라미터적 방법과 파라미터적 방법으로 나눌 수 있다.

비 파라미터적 방법에서는 두 수신 신호 사이의 상호 상관을 구하여 그 상관 값이 최대가 되는 시점을 구하는 방법인 일반 상호 상관(Generalized Cross Correlation, GCC) 방법이 대표적이다.^[9-11] 파라미터적 방법에서는 두 수신 신호들 사이의 관계를 하나는 입력이고 또 하나는 출력으로 보고 둘 사이의 시간 지연은 일종의 유한 임펄스 응답(Finite Impulse Response, FIR) 필터로 상정하여 이 필터의 계수를 구하는 방법이다. Reference [12]에서는 입력과 출력에 모두 잡음이 존재할 때 시스템의 임펄스 응답을 구하기 위한 재귀적 완전 최소제곱법을 제안하였다. 이는 Eq. (1)과 같이 두 개의 수신기에 모두 잡음이 있는 경우에 적용할 수 있다. 또 이는 출력의 잡음만을 고려하는 최소제곱법에 비해서 더 좋은 결과를 낸다는 것이 알려져 있다.^[12,13] 그러나 Reference [12]의 알고리즘은 갱신 식 내에 역행렬을 구하는 것을 포함하고 있다. 이는 잡음이나 기타 외란에 의한 수치적 발산의 원인이 된다. 이에 입력과 출력의 잡음을 모두 고려하면서도 역행렬을 사용하지 않아서 수치적 발산의 원인이 없는 방법이 필요하다. 그 외에 실내 잔향 환경에서는 직접 음 외에 반사음들, 특히 조기 반사음들에 의해서 생기는 최소 고유치와 크기가 유사한 복수 개의 고유치들이 생긴다. 따라서 이런 복수 개의 고유치 중에서 참 최소 고유치에 해당하는 고유 벡터를 추정할 필요가 있다.

본 논문에서는 위와 같은 목적을 위해서 Lim^[13]에 의해서 제안된 수정된 완전 최소제곱법의 목적함수와 Iterative Wiener Filter(IWF) 완전 최소제곱법 풀이를 사용한 시간 지연 추정 기법을 제안한다. 또 제안한 방법과 Reference [12]의 역행렬을 사용하는 완전 최소제곱법을 사용한 방법, GCC - PHAT 및 Benesty의 적응 고유치 분해법^[11] 들을 부가 가우시안 잡음 환경에서 시간 지연 추정을 하고, 그 성능을 서로 비교한다. 또 가상의 실내 잔향 음장 하에서도 시간 지연 추정 성능을 비교한다. 이 두 비교실험을 통해서 제안한 방법이 역행렬에 의한 수치적 불안정이 없고, 최소 고유치에 수렴하는 능력으로 인해서 더 넓

은 신호 대 잡음비 환경에서 안정적으로 시간 지연 추정을 할 수 있음을 보인다.

II. 지연 신호의 수치 모형화

이 장에서는 시간 지연 신호 모형화에 자주 쓰이는 두 가지 모델을 설명한다. 그 첫째는 이상적인 모델이고, 둘째가 실제 환경을 좀 더 고려한 모델이다.^[11]

2.1 이상적 모델

전통적인 시간 지연추정 문제에 많이 쓰이는 간단한 신호 모델은 다음과 같다. 두 채널에서 각각 수신된 신호를 $x_i(k)$, $i=1, 2$, 라 한다면, 그 신호의 수치 모델은 다음과 같다.

$$x_i(k) = \alpha_i s(k - \tau_i) + n_i(k), \quad (2)$$

여기서 α_i 는 원신호, $s(k)$,가 i 번째 채널에 도달할 때의 감쇠 계수이고, τ_i 는 원신호가 i 번째 채널에 도달할 때까지의 전파시간이다. 또 $n_i(k)$ 는 i 번째 채널에 부가된 잡음이다. 이 모델에서 $s(k)$, $n_i(k)$ 는 영 평균이고, 상호 상관이 없고, 시간에 따라 통계적 성질이 변하지 않는 가우시안 신호이다. 두 채널 간의 상대적인 시간 지연은, $\tau_{12} = \tau_1 - \tau_2$ 이다.

2.2 이상적 모델로부터 얻은 두 수신 신호 간 임펄스 응답

원 신호원과 두 수신 채널까지의 시간 지연을 수식으로 다룬 Eq. (1)을 수신된 두 신호만으로 다시 쓰면 다음과 같다.

$$x_2(k) = \alpha_{12} x_1(k - \tau_{12}) + n(k), \quad (3)$$

여기서 α_{12} 는 1번 채널에 대한 2번 채널의 이득 값이고, τ_{12} 는 1번 채널 대비 2번 채널의 시간 지연 값이다. 일반적으로 시간 지연추정 알고리즘은 1번 및 2번 채널에 수신된 신호 간의 시간 지연을 구하는 것이므로 바로 τ_{12} 를 구하는 것이라고 할 것이다. 이런 관계를 1번 채널 신호, $x_1(k)$,는 입력으로 하고 2번 채널

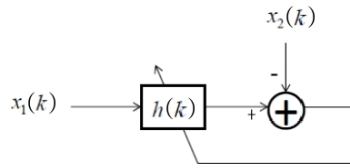


Fig. 1. Time delay estimation modeling by system identification approach.

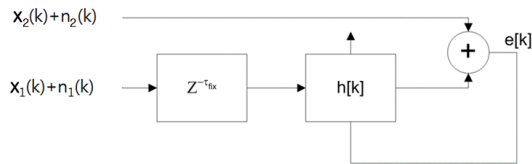


Fig. 2. Corrected time delay estimation system diagram for added noise sensors.

신호, $x_2(k)$,는 출력으로 하며, 그 둘 사이의 시간 지연은 채널 사이의 시스템, $h(k)$,으로 생각할 수 있다. 이를 이용하면 시간 지연추정을 Fig. 1과 같이 시스템 인식으로 표현할 수 있다.

그러나 Fig. 1은 항상 1번 채널에 수신된 신호에 비해서 2번 채널에 수신된 신호가 늦다는 가정이 들어간 것임으로 1번 채널에 고정적인 시간 지연, τ_{fix} ,를 추가하도록 모델을 수정하면 1번 채널보다 2번 채널에 수신된 신호가 늦는 경우뿐만 아니라 앞선 경우도 처리할 수 있다. 단 고정적으로 추가하는 지연 시간 값으로 추정할 수 있는 지연 시간의 범위가 $-\tau_{fix}$ 에서 τ_{fix} 까지로 고정된다.

III. 시간 지연추정 알고리즘 제안

3.1 수정된 모델

실제로 두 수신기에 도래하는 신호는 항상 잡음이 추가된다. 따라서 Fig. 1을 1번 채널에 고정적인 시간 지연, τ_{fix} ,를 추가하도록 수정하여, Fig. 2와 같은 모델을 만들어야 한다. 모델을 Fig. 2와 같이 변경할 때 시스템 인식 기법을 사용하여 미지의 시간 지연량을 구할 때, 일반적으로 많이 사용하는 최소제곱법보다는 더 좋은 추정 결과를 낳는 새로운 방법의 이용이 필요하다. 그 한 후보로서 입력과 출력이 모두 잡음이 존재할 때 좋은 결과를 내는 완전 최소제곱법의 도입이 필요하다^[12,13].

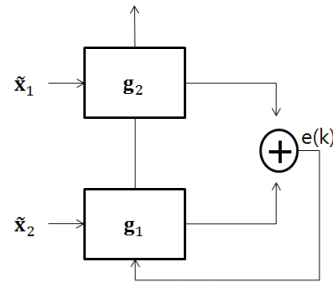


Fig. 3. Time delay estimation system diagram for added noise sensors.

3.2 완전 최소제곱법을 사용한 알고리즘

Fig. 2의 모델을 Fig. 3처럼 변경하여 그로부터 시간 지연을 구하기 위해서는 다음 식을 만족하는 해를 구하여야 한다.

$$\tilde{\mathbf{x}}_1^T(k) \mathbf{g}_2 = \tilde{\mathbf{x}}_2^T(k) \mathbf{g}_1, \tag{4}$$

여기서 $\tilde{\mathbf{x}}_i$ 는잡음이 섞인 수신기 입력 신호를 나타낸다. 그리고 $\tilde{\mathbf{x}}_i(k) = [x_i(k) \ x_i(k-1) \ \dots \ x_i(k-M+1)]^T$, $i = 1, 2$ 는 i 번째 수신기에 도래하는 신호 M 개로 이루어진 벡터이다. 그리고 T 는 전치 벡터를 의미한다. 두 수신 신호의 전달함수는 $\mathbf{g}_i = [g_{i,0}, g_{i,1}, \dots, g_{i,M-1}]^T$, $i = 1, 2$,로써 나타낸다. 전달함수 \mathbf{g}_i 의 최대치 위치의 상대 거리로부터 시간 지연량을 구할 수 있다. Eq. (4)와 양변에 잡음이 존재한다는 것을 모두 고려하여 해를 추정하기 위해서 3.1절에서 언급한 것과 같이 완전 최소제곱법을 사용한 다음과 같은 목적함수를 구성할 수 있다.^[12]

$$\min \frac{\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}}}{\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{w}}}, \tag{5}$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } \tilde{\mathbf{R}} &= E\{\tilde{\mathbf{x}}(k) \tilde{\mathbf{x}}^H(k)\}, \tilde{\mathbf{x}}(k) = [\tilde{\mathbf{x}}_1, \tilde{\mathbf{x}}_2]^T, \\ \tilde{\mathbf{w}} &= [\tilde{\mathbf{g}}_2, \tilde{\mathbf{g}}_1]^T. \end{aligned}$$

Eq. (5)를 Reference [12]의 저자들에 의해서 역행렬을 사용하는 완전 최소제곱법을 재귀 형으로 만든 Recursive Total Least Squares(RTLS) 알고리즘이 제안되었다. 그 알고리즘을 사용하여 시간 지연을 추정하는 것을 Table 1에 정리하였다.

Table 1. Summary of Time Delay Estimation (TDE) using RTLS algorithm from Reference [12].

$$\mathbf{k}(k) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(k-1) \bar{\mathbf{x}}(n)}{1 + \lambda^{-1} \bar{\mathbf{x}}^H(k) \mathbf{P}(k-1) \bar{\mathbf{x}}(k)}$$

$$\mathbf{P}(k) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(k-1) - \lambda^{-1} \mathbf{k}(k) \bar{\mathbf{x}}^T(k) \mathbf{P}(k-1)$$

$$\tilde{\mathbf{w}}(k) = \mathbf{P}(k) \tilde{\mathbf{w}}(k-1)$$

$$\tilde{\mathbf{w}}(n) = \tilde{\mathbf{w}}(n) / \|\tilde{\mathbf{w}}(n)\|$$

derive $(\mathbf{g}_1(k), \mathbf{g}_2(k))$ form $\tilde{\mathbf{w}}(k)$

$$\tau_{TDE} = \arg \max_l |g_{2,l}| - \arg \max_l |g_{1,l}|$$

where $\mathbf{P}(k)$ is inverse of $\bar{\mathbf{R}}(k)$.

또 역행렬 연산이 없는 RTLS를 사용한 시간 지연 추정 알고리즘을 위해서 Reference [13]에서 제안된 IWF 방법을 기반으로 RTLS를 구현한다. 그뿐만 아니라 국부적인 최소가 아닌 최소 해를 보장하기 위해서 Eq. (6)와 같은 새로운 형식의 목적함수를 고려한다.^[14]

$$\tilde{\mathcal{J}}(\tilde{\mathbf{w}}) = \min_{\tilde{\mathbf{w}}} (\tilde{\mathbf{w}}^H \bar{\mathbf{R}} \tilde{\mathbf{w}} - \ln(\tilde{\mathbf{w}}^H \tilde{\mathbf{w}})), \quad (6)$$

여기서 $\bar{\mathbf{R}} = E\{\bar{\mathbf{x}}(k) \bar{\mathbf{x}}^H(k)\}$, $\bar{\mathbf{x}}(k) = [\tilde{\mathbf{x}}_1^T, \tilde{\mathbf{x}}_2^T]^T$,

$$\tilde{\mathbf{w}} = [\tilde{\mathbf{g}}_2^T, \tilde{\mathbf{g}}_1^T]^T.$$

위 목적함수에 대해서 Reference [13]에서 사용한 IWF를 기반으로 하면 다음과 같은 갱신 식을 얻는다. 먼저 위 Eq. (6)의 해를 구하기 위하여 구배법을 이용하여 재차 갱신 식을 만들어 보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{w}}(k+1) &= \tilde{\mathbf{w}}(k) - \mu(k) \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}(\tilde{\mathbf{w}}(k)) \\ &= \tilde{\mathbf{w}}(k) - \mu(k) \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k \end{aligned}, \quad (7)$$

여기서 $\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k = \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}(\tilde{\mathbf{w}}(k))$ 이고 그 자세한 식은 다음과 같다.

$$\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k = \bar{\mathbf{R}}(k) \tilde{\mathbf{w}}(k) - \tilde{\mathbf{w}}(k) (\tilde{\mathbf{w}}^H(k) \tilde{\mathbf{w}}(k))^{-1}. \quad (8)$$

그리고 갱신 식의 갱신 스텝 크기는 다음과 같이 목적함수를 스텝 크기로 미분한 것으로부터 얻을 수 있다.

Table 2. Summary of the proposed time delay estimation algorithm.

Initialize $\bar{\mathbf{R}}(0), \mathbf{x}(0), \mathbf{w}(0), \lambda$

$$\bar{\mathbf{R}}(k) = \lambda \bar{\mathbf{R}}(k-1) + \bar{\mathbf{x}}(k) \bar{\mathbf{x}}^H(k).$$

$$\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k = \bar{\mathbf{R}}(k) \tilde{\mathbf{w}}(k) - \tilde{\mathbf{w}}(k) (\tilde{\mathbf{w}}^H(k) \tilde{\mathbf{w}}(k))^{-1}.$$

$$\mu(k) = \frac{\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \bar{\mathbf{R}}(k) \tilde{\mathbf{w}}(k) - \frac{\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \tilde{\mathbf{w}}(k)}{\tilde{\mathbf{w}}^H(k) \tilde{\mathbf{w}}(k)}}{\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \bar{\mathbf{R}}(k) \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k - \frac{\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k}{\tilde{\mathbf{w}}^H(k) \tilde{\mathbf{w}}(k)}}}.$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{w}}(k+1) &= \tilde{\mathbf{w}}(k) - \mu(k) \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k \\ &= \tilde{\mathbf{w}}(k) - \mu(k) (\bar{\mathbf{R}}(k) \tilde{\mathbf{w}}(k) - \tilde{\mathbf{w}}(k) (\tilde{\mathbf{w}}^H(k) \tilde{\mathbf{w}}(k))^{-1}). \end{aligned}$$

$$\tilde{\mathbf{w}}(k+1) = [\tilde{\mathbf{g}}_2^T(k+1), -\tilde{\mathbf{g}}_1^T(k+1)]^T$$

$$\tau_{TDE} = \arg \max_l |g_{2,l}| - \arg \max_l |g_{1,l}|$$

$$\begin{aligned} &\nabla_{\mu} \tilde{\mathcal{J}}(\tilde{\mathbf{w}}(k+1), \gamma(k)) \\ &= -\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \bar{\mathbf{R}}(k) (\tilde{\mathbf{w}}(k) - \mu(k) \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k) \\ &\quad + \frac{\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H (\tilde{\mathbf{w}}(k) - \mu(k) \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k)}{\tilde{\mathbf{w}}^H(k+1) \tilde{\mathbf{w}}(k+1)} \\ &\approx -\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \bar{\mathbf{R}}(k) \tilde{\mathbf{w}}(k) + \mu(k) \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \bar{\mathbf{R}}(k) \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k \\ &\quad - \frac{\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \tilde{\mathbf{w}}(k)}{\tilde{\mathbf{w}}^H(k) \tilde{\mathbf{w}}(k)} - \mu(k) \frac{\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k}{\tilde{\mathbf{w}}^H(k) \tilde{\mathbf{w}}(k)} \end{aligned} \quad (9)$$

이고, Eq. (10)와 같이 Eq. (9)가 '0'이 되는 스텝 크기를 구하면 Eq. (11)과 같은 스텝 크기를 구할 수 있다.

$$\nabla_{\mu} \tilde{\mathcal{J}}(\tilde{\mathbf{w}}(k)) = 0. \quad (10)$$

$$\mu(k) = \frac{\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \bar{\mathbf{R}}(k) \tilde{\mathbf{w}}(k) - \frac{\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \tilde{\mathbf{w}}(k)}{\tilde{\mathbf{w}}^H(k) \tilde{\mathbf{w}}(k)}}{\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \bar{\mathbf{R}}(k) \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k - \frac{\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k^H \nabla_{\tilde{\mathbf{w}}} \tilde{\mathcal{J}}_k}{\tilde{\mathbf{w}}^H(k) \tilde{\mathbf{w}}(k)}}}. \quad (11)$$

위와 같이 유도된 IWF를 적용한 새로운 RTLS 알고리즘을 사용한 시간 지연 추정을 정리하면 Table 2와 같다.

IV. 모의실험 결과

제안된 알고리즘의 성능을 확인하기 위해서 두 가지의 모의실험 사용한 비교실험을 한다.

첫 번째 비교실험을 위한 신호 열은 신호 중 하나인 $x_1(k)$ 은 1차 AR 과정인 신호로써, $s_1(k) = 0.7s_1(k-1) + w(k)$, 인 관계식을 만족시키는 것으로 사용하였다. 이로써 음원이 유색 신호원의 성질을 갖도록 하였다. 두 번째 채널 신호는 $x_2(k)$ 과 10 표본 뒤진 신호로 모델 하였다. 즉, $x_2(k) = x_1(k-10)$ 이다. 각 신호 $x_1(k)$ 과 $x_2(k)$ 에는 두 백색 가우시안 잡음, $n_1(k)$ 과 $n_2(k)$ 가 각각 부가되었다. 이들 부가 잡음들은 서로 상관관계가 없도록 하였다. 그리고 실험에서 부가하는 잡음 신호는 원하는 신호 대 잡음 비가 되도록 크기를 변화시켰다. 각 모의실험에서는 신호 대 잡음 비를 -10 dB부터 20 dB 사이에서 달라지도록 하였다.

비교실험에서 제안한 역행렬을 사용하지 않은 완전 최소제곱법을 사용하는 방법과 Table 1에 요약한 역행렬을 사용하는 최소제곱법을 사용하는 방법, GCC 방법^[9] 및 적응 고유치 분해법^[11]을 서로 비교하였다. 본 실험에서 사용한 GCC는 잡음에 비교적 강인한 것으로 알려진 GCC-PHAT을 사용하였다. 네 가지 방법들을 각 신호 대 잡음 비에 대해서 100회씩 반복 시행하여 결과를 얻었다. 추정 성능 비교를 위해서 참 지연 값과 추정 지연 값 사이의 차이를 지연 시간 추정 오차라고 하고, 이 지연 시간 추정의 평균 제곱 오차(Mean Square Error, MSE)를 각 신호 대 잡음 비에 대해서 그래프로 그렸다.

Fig. 4는 첫 번째 실험의 결과를 비교한 그림이다. 이 그림으로 볼 때 제안된 방법이 약 -10 dB까지 안정적인 추정을 하는 것을 볼 수 있다. 이는 역행렬을 사용하는 완전 최소제곱법이나 GCC-PHAT 방법보다 약 2 dB 정도 성능 개선을 보인다. 그리고 적응 고유치 분해법에 대해서는 거의 같은 성능을 보인다. 이는 Reference [11]의 적응 고유치 분해법이 Eq. (5)를 Least Mean Squares(LMS)처럼 순간 표본 갱신을 사용하여 해를 구하기 때문에 수치적 발산이 없기 때문에 생각할 수 있다.

두 번째 실험은 잔향 환경하에서 각 알고리즘의 성능을 비교하였다. 이를 위하여 가로, 세로, 높이가 각각 5 m, 4 m, 2 m인 방을 가정하였다. 그리고 그 방의 잔향 시간은 $T_{60} = 250$ msec와 $T_{60} = 610$ msec로 각각 설정하였다. 그리고 가상의 방에서 음원을 (2 m, 2 m, 1.7 m)에 위치시키고 수신용 센서를 (1 m, 1 m, 1 m)

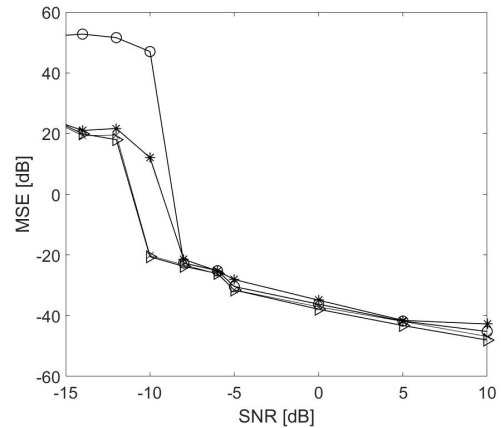


Fig. 4. Performance comparison in case of white gaussian signal source (-▷-: proposed algorithm, -O-: GCC-PHAT, -X-: Adaptive eigenvector decomposition method, -*: RTLS with matrix inversion in Table 1).

과 (1.5 m, 1 m, 1 m)에 설치한 경우를 가정하였다. 이런 가상의 환경에서 음원에서 각 수신기까지의 전달 함수를 발생하기 위해서 Lehmann *et al.*^[15,16]에 의해서 개발되고 프로그램이 공개되어있는 이미지 방식으로 계산하였다. 이런 가상 환경에서 신호를 발생시킬 때 두 수신기 간의 시간 지연은 16 kHz의 표본화 속도에서 -12.18 표본의 지연 시간을 나타낸다. 이런 가상의 잔향성 실내 환경하에서 앞서 네 가지 방법을 사용하여 시간 지연추정 실험을 하고 그 결과를 히스토그램을 이용하여 보였다. 잔향 환경에서 시간 지연을 추정할 때 경로 임펄스 응답 전체를 사용하지 않고, 직접 음과 초기 반사음까지만 나타나는 임펄스 응답을 사용한다. 따라서 잔향 실내 환경에서 시간 지연 추정에서는 초기 반사음에 해당하는 고유 벡터가 직접 음에 해당하는 고유 벡터로 잘못 추정되는 경우가 생긴다. 따라서 잡음에 의한 열화뿐만 아니라 국부 최소가 아닌 최소화가 요구된다.

Fig. 5과 Fig. 6에서 역삼각형 표시는 참값을 나타내는 표시이다. Fig. 5는 짧은 잔향 환경에서의 시간 지연 추정 결과를 나타냈고, Fig. 6은 상대적으로 긴 잔향 환경에서의 시간 지연 추정 결과를 나타냈다. 두 그림에 나타난 결과 히스토그램을 통해 보면 10 dB의 비교적 주변 배경 잡음이 적은 환경에서 짧은 잔향 시간 환경뿐만 아니라 비교적 긴 잔향 시간 환경에서도 제안한 역행렬을 사용하지 않는 시간 지연

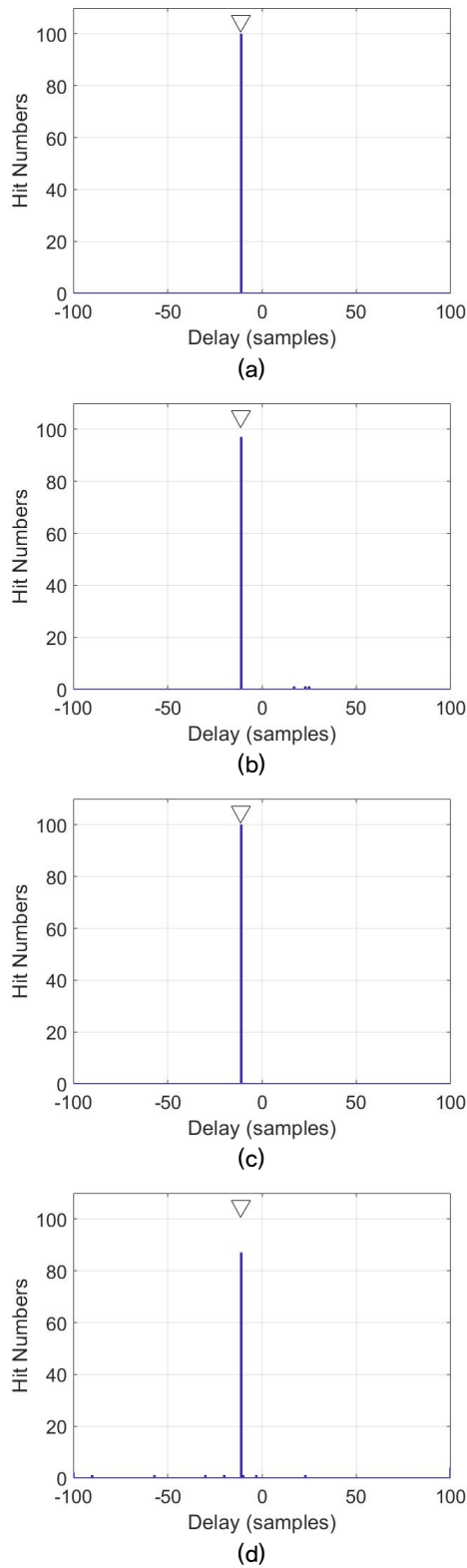


Fig. 5. (Color available online) Comparison of TDE in $T_{60} = 250$ ms and SNR = 10 dB. (a) Proposed algorithm (b) RTLS with matrix inversion in Table 1 (c) adaptive EVD^[11] (d) GCC^[9].

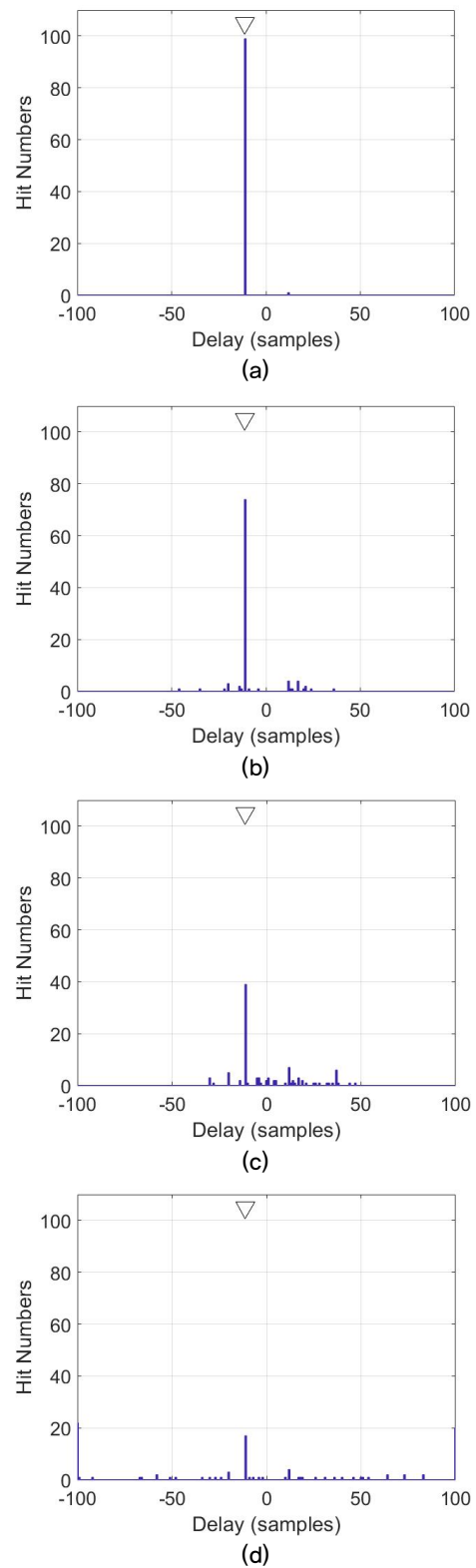


Fig. 6. (Color available online) Comparison of TDE in $T_{60} = 610$ ms and SNR = 10 dB. (a) Proposed algorithm (b) RTLS with matrix inversion in Table 1 (c) adaptive EVD^[11] (d) GCC^[9].

알고리즘이 다른 비교 대상 알고리즘들보다 우수한 결과를 낼 수 있다. 이런 결과는 시간 지연 추정 시에 조기 반사음의 시간 지연을 직접 반사음의 시간 지연으로 잘못 추정하는 경우가 제안한 알고리즘에서 현저히 적다는 것을 말해 준다. 이는 제안한 알고리즘이 역행렬에 의한 수치적 발산 현상이 없을 뿐만 아니라 Eq. (6)에서 설명하였듯이 Eq. (6)이 국부적인 최소가 아닌 최소 해를 보장하는 특징^[14]이 나타난 결과이다. 또 Reference [11]의 적응 고유치 분해법의 경우 순간 표본 갱신을 사용하기 때문에 상관 행렬을 사용하는 경우보다 수렴 후 MSE가 상대적으로 커서^[17] 같은 완전 최소제곱 방법을 쓰는 다른 방법보다 성능이 좀 더 나쁘게 나오는 것을 볼 수 있다.

V. 결 론

두 수신기로 수신된 신호 간의 시간 지연을 추정하기 위해서 두 수신기에 각각 독립 잡음이 존재한다는 사실을 고려한 새로운 추정법을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 역행렬을 사용하지 않는 방법을 기존에 존재하는 대표적인 시간 지연 추정법인 GCC를 적용한 경우와 적응 고유치 분해법 및 역행렬을 사용하는 방법과 서로 비교하였다. 그 결과 백색 가우시안 신호 실험에서 추정 성능이 기존에 잘 알려진 방법에 비해서 같거나 더 나은 결과를 얻었다. 또 시뮬레이션을 이용한 가상의 잔향성 실내 음장 환경에서는 제안한 방법이 다른 두 방법에 비해 더 우수한 것을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 국방과학연구소의 지원을 받아 수행되었음(UD190005DD).

References

1. E. Tiana-Roig, F. Jacobsen, and E. Grande, "Beamforming with a circular microphone array for localization of environmental noise sources," *J Acoust. Soc. Am.* **128**, 3535-3542 (2010).
2. J. Shin, H. Park, and E. Chang, "An ESPRIT-based super-resolution time delay estimation algorithm for real-time locating systems" (in Korean), *J. KICS.* **38**, 310-317 (2013).
3. J. Shin, S. Myong, E. Chang, and H. Park, "A super-resolution time delay estimation algorithm for spread spectrum signals" (in Korean), *J. KICS.* **37**, 119-127 (2012).
4. J. -S. Lim and W. Hong, "An adaptive time delay estimation method based on canonical correlation analysis" (in Korean), *J. Acoust. Soc. Kr.* **32**, 548-555 (2013).
5. P. Feintuch, N. Bershad, and F. Reed, "Time delay estimation using the LMS adaptive lter-dynamic behaviour," *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process.* **29**, 571-576 (1981).
6. K. Ho, Y. Chan, and P. Ching, "Adaptive time-delay estimation in nonstationary signal and noise power environments," *IEEE Trans. Signal Process.* **41**, 2289-2299 (1993).
7. H. So, P. Ching, and Y. Chan, "A new algorithm for explicit adaptation of time delay," *IEEE Trans. Signal Process.* **42**, 1816-1820 (1994).
8. S. Dooley and A. Nandi, "Adaptive subsample time delay estimation using Lagrange interpolators," *IEEE Signal Process Lett.* **6**, 65-57 (1999).
9. G. Carter, *Coherence and Time Delay Estimation: An Applied Tutorial for Research, Development, Test and Evaluation Engineers* (IEEE press, NY, 1993), pp. 1-28.
10. M. Brandstein and H. Silverman, "A practical methodology for speech source localization with microphone arrays," *Comput. Speech Lng.* **11**, 91-126 (1997).
11. J. Benesty, "Adaptive eigenvalue decomposition algorithm for passive acoustic source localization," *J. Acoust. Soc. Am.* **107**, 384-391 (2000).
12. N. Choi, J. Lim, J. Song, and K. Sung, "Adaptive system identification using an efficient recursive total least squares algorithm" (in Korean), *J. Acoust. Soc. Kr.* **22**, 93-100 (2003).
13. J. S. Lim, "A study on robust recursive total least squares algorithm based on iterative Wiener filter method" (in Korean), *J. Acoust. Soc. Kr.* **40**, 213-218 (2021).
14. J. Yang, F. Yang, H. Xi, W. Guo, and Y. Sheng, "Robust adaptive modified newton algorithm for generalized eigendecomposition and Its application," *EURASIP J. Adv. Signal Process.* **2007**, 1-10 (2007).
15. E. Lehmann and A. Johansson, "Prediction of energy decay in room impulse responses simulated with an image-source model," *J. Acoust. Soc. Am.* **124**, 269-277 (2008).

16. *Image-Source Method*, <http://www.eric-lehmann.com/>, (Last viewed April 3, 2021).
17. M. Huang, X. Chen, S. Zhou and J. Wang, "Low-complexity subspace tracking based channel estimation method for OFDM systems in time-varying channels," Proc. IEEE ICC. 4618-4623 (2006).

저자 약력

▶ 임 준 석 (Jun-Seok Lim)



1986년: 서울대학교 전자공학과 학사 졸업
1988년: 서울대학교 전자공학과 석사 졸업
1996년: 서울대학교 전자공학과 박사 졸업
1998년 ~ 1999년: 국방과학연구소
1996년 7월 ~ 1997년 10월: LG종합기술원
1998년 3월 ~ 현재: 세종대학교 전자정보
통신공학과 교수