

# 그람슈미트 과정 기반의 적응형 시역전 처리

## Gram-Schmidt process based adaptive time-reversal processing

김동현,<sup>1</sup> 변기훈,<sup>2†</sup> 김재수,<sup>3</sup> 신기철<sup>4</sup>

(Donghyeon Kim,<sup>1</sup> Gihoon Byun,<sup>2†</sup> J. S. Kim,<sup>3</sup> and Kee-Cheol Shin<sup>4</sup>)

<sup>1</sup>한국해양대학교 수중운동체특화연구센터, <sup>2</sup>한국해양대학교 해양과학기술융합학과, <sup>3</sup>한국해양대학교 해양공학과,  
<sup>4</sup>LIG넥스원(주) 해양연구소

(Received December 6, 2023; accepted January 15, 2024)

**초 록:** 잔여의 채널 간 간섭은 일반적인 시역전 처리 기반의 동시 다중 집속에서의 주요 문제점으로 고려되어진다. 본 논문에서는, 다수의 음원이 존재하는 수중 도파관환경에서의 채널 간 간섭을 완화하기 위해 그람-슈미트 과정을 시역전 처리에 적용하였다. 해상 실험 데이터 기반 수치 시뮬레이션을 통해 여러 위치로의 널 형성 및 서로 다른 음원의 위치에서의 각기 다른 신호의 왜곡 없는 동시 다중 집속이 가능함을 능동 시역전 처리 관점에서 검증하였다. 또한, 적응 시역전 처리 방법에 비해 수신기 개수의 감소에 상대적으로 적은 영향을 받는 것을 확인하였다. 제안된 알고리즘을 통해 수동 다중 입·출력 수중 통신에서의 채널 간 간섭이 효율적으로 제거됨을 해상 실험 데이터를 통해 보였다.

**핵심용어:** 시역전 처리 (Time-Reversal Processing, TRP), 그람-슈미트 과정, 채널 간 간섭, 다중 동시 집속, 널링

**ABSTRACT:** Residual crosstalk has been considered as a major drawback of conventional time-reversal processing in the case of simultaneous multiple focusing. In this paper, the Gram-Schmidt process is applied to time-reversal processing to mitigate crosstalk in ocean waveguides for multiple probe sources. Experimental data-based numerical simulations confirm that nulls can be placed at multiple locations, and it is shown that different signals can be simultaneously focused at different probe source locations, ensuring distortionless responses in terms of active time-reversal processing. This focusing property is also shown to be much less affected by a reduction in the number of receivers than the adaptive time-reversal mirror method. The proposed method is shown to be effective in eliminating crosstalk in passive multi-input multi-output communications using sea-going data.

**Keywords:** Time-Reversal Processing (TRP), Gram-Schmidt process, Crosstalk, Simultaneous multiple focusing, Nulling

**PACS numbers:** 43.60.Tj, 43.60.Mn, 43.30.Wi, 43.60.Dh

### 1. 서 론

일반적으로 시역전 처리(Time-Reversal Processing, TRP)는 임의의 음원의 위치로부터 시역전 거울(Time-Reversal Mirror, TRM)<sup>[1]</sup>이라 정의되는 트랜스듀서 배열로 수신된 신호를 시역전된 형태로 재 전파하는 과정을 의미한다. 트랜스듀서 배열로부터 시역전된 형태로 재 전파된 신호는 가역성 원리에 따라 원래

음원 위치로의 효율적인 시·공간적 집속을 이루며, 이러한 양방향 전파 과정을 능동 시역전 처리라 정의한다.

이를 다시 구체적으로 정리하면, 능동 시역전 처리의 원리는 TRM 센서에 수신된 신호를 시간 영역에서 뒤집어 재 전파할 경우 음원의 위치에 자동적으로 도달하게 된다는 것이다. 이와 달리 수동 시역전 처리는 실제 재 전파하는 것이 아닌 수신 신호의

†Corresponding author: Gihoon Byun (gbyun@kmou.ac.kr)

Korea Maritime and Ocean University, 727, Taejongro, Youngdo-Gu, Busan 49112, Republic of Korea

(Tel: 82-51-410-7604, Fax: 82-51-403-0432)



Copyright©2024 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.

후처리로서 재 전파와 동일한 처리를 하는 것을 의미하며, 주로 수중통신 분야에서 활용된다. 수동 관점에서는 수신된 탐침 신호를 통해 전달함수를 추정하여 신호를 복원하는 것이다. 따라서, 시역전 처리 시 능동과 수동 관점에서 모두 실제 음원의 위치를 알 필요가 없다.

이러한 시역전 처리의 효율성은 초음파 및 해양에서의 다수의 실험을 통해 검증되었으며,<sup>[2-5]</sup> 수중통신<sup>[6-8]</sup> 및 가상 음원 배열 개념<sup>[9-12]</sup> 등의 다양한 분야에서의 시역전 처리의 활용성이 연구되고 있다.

Kim *et al.*<sup>[13]</sup>은 단일 구속조건에서 목적함수의 최적 해에 해당하는 가중치 벡터를 재 전파함으로써, 단일 위치에서의 왜곡 없는 신호의 집속과 동시에 그 외의 위치에서는 총 수신파워의 최소화를 통해 널(null)을 형성하는 적응 시역전 처리(Adaptive Time-Reversal Mirror, ATRM)를 제안하였으며, 이러한 적응 개념을 기반으로 Song<sup>[14]</sup>은 최소자승법(Least Squares, LS)과 적응 시역전 처리의 유사성에 대한 연구를 수행하였다.

또한, Kim과 Shin<sup>[15]</sup>은 적응 신호 처리 분야에서의 다중 구속조건에 대한 최적화 문제에 해당하는 최소자승 평균오차(Linearly Constrained Minimum Variance, LCMV) 방법을 시역전 처리에 적용하여 단일 구속조건에 해당하는 적응 시역전 처리를 확장하는 다중 집속 개념을 제안하였으며, Kim *et al.*<sup>[16]</sup>은 특이값 분해(Singular Value Decomposition, SVD)를 이용하여 환경 변동이 있을 경우의 강인한 다중 적응 시역전 집속에 대한 방법을 제안하였다. 추가적으로, Byun과 Kim<sup>[17]</sup>은 기존의 다중 적응 시역전 처리에서의 구속 조건의 최적화를 통해 부엽에 강인한 다중 적응 시역전 집속에 대한 연구를 수행하였다.

이러한 적응 시역전 개념의 대표적인 적용 분야로써, 다중-입출력 수중 통신에서의 채널 간 간섭 완화에 대한 연구 등이 있으며 실험적 분석을 통해 그 효율성이 검증된 바 있다.<sup>[18]</sup>

본 논문에서는 구속조건에 대한 목적함수의 최적해를 재 전파하는 기존의 적응 시역전 처리 방법과 달리, 유한개의 일차독립 벡터 집합을 직교기저로 변환하는 그람-슈미트 과정을 시역전 처리에 적용하였다.

그람-슈미트 과정을 통해 계산된 해들의 직교 성

질만을 이용하여 다수의 음원이 존재하는 경우의 여러 다른 위치에서의 널 형성 및 중첩된 직교 벡터들의 성질을 바탕으로 다수의 음원의 위치에 각기 서로 다른 정보를 가지는 신호들의 왜곡 없는 다중 집속 방법을 제안하였다. 추가적으로 기존의 적응 시역전 처리와의 비교를 통해 센서 개수에 따른 시역전 처리 성능 변화를 분석하였으며, 데이터 기반의 수치 실험 및 실험 데이터로의 적용을 통해 제안된 방법의 타당성을 검증하였다.

이후의 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 기존의 적응 시역전 처리의 해석을 바탕으로 그람-슈미트 과정을 이용한 널링 및 서로 다른 신호의 왜곡 없는 다중 집속 방법을 소개한다. III장에서는 능동 시역전 집속에 대한 데이터/수치 실험을 통해 제안된 방법의 타당성 검증하고 수치 실험으로부터 센서 개수에 따른 성능 변화에 대해 설명한다. IV장에서는 실험 데이터를 이용하여 다중 입출력 수중 통신 환경에서의 채널 간 간섭의 완화를 통한 통신 성능 향상에 대해 설명하며, 마지막으로 V 장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

## II. 배경 이론 설명

### 2.1 적응 시역전 처리

본 절에서는 적응 시역전 처리를 통해 계산된 가중치 벡터  $\mathbf{w}$  성질을 개념적으로 설명한다. 주파수 영역에서의 임의의 위치  $\vec{r}$ 에 대한 적응 집속 음장은 다음과 같이 표현할 수 있다.<sup>[13]</sup>

$$p(\vec{r}) = \sum_i^N w_i^* g(\vec{r}|\vec{r}_i) = \mathbf{w}^\dagger \mathbf{g}(\vec{r}|\mathbf{r}_{\text{array}}), \quad (1)$$

여기에서  $g(\vec{r}|\vec{r}_i)$ 은  $i$ 번째 TRM 센서( $N$ 개)에서 임의의 위치  $\vec{r}$ 로 전파되는 전달함수( $N \times 1$ )를 의미하며,  $(\ )^*$ 와  $(\ )^\dagger$ 는 각각 복소 공액 및 에르미트 전치(Hermitian transpose)를 나타낸다. Eq. (1)에서 가중치 벡터  $\mathbf{w}$ 는 Eq. (2)와 같은 목적함수의 최적화 문제를 통해 계산될 수 있으며, 단일 구속조건에 의해 위치  $\vec{r}_{ps}$ 에서의 왜곡 없는 신호의 단일 집속과 동시에 그 외의 위치에서는 파워의 최소화를 통해 널을 형성함

을 알 수 있다.

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^{\dagger} \mathbf{R} \mathbf{w} \quad \text{subject to} \quad \mathbf{w}^{\dagger} \mathbf{g}(\vec{r}_{ps} | \mathbf{r}_{array}) = 1. \quad (2)$$

Eq. (2)에서 1이라는 구속조건은 이러한 조건에 해당하는 해를 얻고자 설정한 조건으로, 앞서 말한 것을 반복하면 구속조건의 물리적인 의미는 원하는 위치에 신호를 왜곡없이 출력하는 것이다. 따라서, 이러한 조건 하에서 설계된 가중치 벡터와  $\vec{r}_{ps}$ 에서 수신된 신호가 소수신된 신호가 곱한다면  $\mathbf{g}(\vec{r}_{ps} | \mathbf{r}_{array})$ 가 소거되는 것과 같은 효과나 나타나, 다중경로에 의한 왜곡이 사라지게 된다. 즉, 자기 등화와 같은 기능을 한다.

Eq. (2)와 같은 문제의 최적 해에 해당하는 가중치 벡터  $\mathbf{w}$ 는 Eq. (3)과 같이 나타낼 수 있으며, 여기에서  $\mathbf{R}$ 은 각각의 음원으로부터 TRM에 수신된 신호 벡터들의 정보를 포함하고 있는 공분산 행렬(Cross Spectral Density Matrix, CSDM)을 의미한다.

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{g}(\mathbf{r}_{array} | \vec{r}_{ps})}{\mathbf{g}^{\dagger}(\mathbf{r}_{array} | \vec{r}_{ps}) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{g}(\mathbf{r}_{array} | \vec{r}_{ps})}. \quad (3)$$

만약 위치  $\vec{r}_{n1}$ ,  $\vec{r}_{n2}$  및  $\vec{r}_{ps}$ 에 해당하는 서로 다른 위치에서의 3개의 음원을 가정한다면, 공분산 행렬  $\mathbf{R}$ 은 Eq. (4)와 같이 나타낼 수 있다. 여기에서  $\sigma^2$ 와  $\mathbf{I}$ 는 각각 역행렬 계산을 가능하게 하기 위한 대각 부하(diagonal loading) 및 단위행렬을 의미하며, 편의상  $\mathbf{g}(\mathbf{r}_{array} | \vec{r}_{n1})$ ,  $\mathbf{g}(\mathbf{r}_{array} | \vec{r}_{n2})$  및  $\mathbf{g}(\mathbf{r}_{array} | \vec{r}_{ps})$ 는 각각  $\mathbf{g}_{n1}$ ,  $\mathbf{g}_{n2}$  및  $\mathbf{g}_{ps}$ 로 표기하도록 한다.

$$\mathbf{R} = \mathbf{g}_{n1} \mathbf{g}_{n1}^{\dagger} + \mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n2}^{\dagger} + \mathbf{g}_{ps} \mathbf{g}_{ps}^{\dagger} + \sigma^2 \mathbf{I}. \quad (4)$$

Eq. (3)과 같이 최종적으로 계산되어진 가중치 벡터  $\mathbf{w}$ 는 TRM으로부터 재 전파되어지며, 단일 구속조건에 따라 각각의 음원의 위치에서 다음과 같은 집중 응답 특성을 가진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}^{\dagger} \mathbf{g}(\vec{r}_{n1} | \mathbf{r}_{array}) &= \langle \mathbf{g}(\vec{r}_{n1} | \mathbf{r}_{array}), \mathbf{w} \rangle \approx 0, \\ \mathbf{w}^{\dagger} \mathbf{g}(\vec{r}_{n2} | \mathbf{r}_{array}) &= \langle \mathbf{g}(\vec{r}_{n2} | \mathbf{r}_{array}), \mathbf{w} \rangle \approx 0, \end{aligned} \quad (5)$$

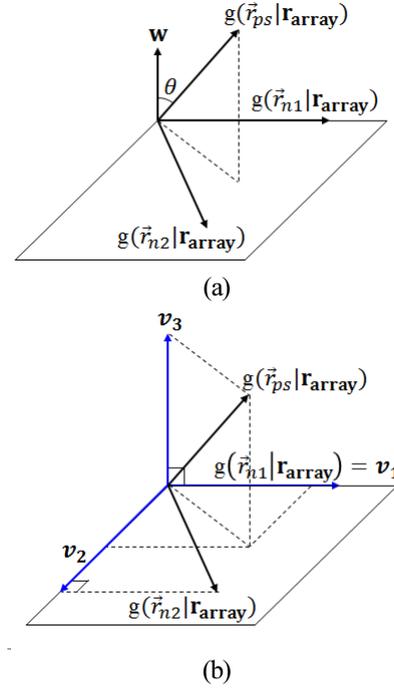


Fig. 1. (Color available online) Geometric conceptual visualization of the focused field response. (a) ATRM based back-propagation vector  $\mathbf{w}$ . (b) Gram-Schmidt process based back-propagation vector  $\mathbf{v}_3$ .

$$\mathbf{w}^{\dagger} \mathbf{g}(\vec{r}_{ps} | \mathbf{r}_{array}) = \langle \mathbf{g}(\vec{r}_{ps} | \mathbf{r}_{array}), \mathbf{w} \rangle = 1,$$

여기에서  $\langle \rangle$ 는 복소 벡터 공간에서의 내적을 의미한다.

Fig. 1(a)는 Eq. (5)의 개념적인 모식도를 나타내며, Eq. (5)의 구속조건을 만족하는 방향으로 가중치 벡터의 크기  $\|\mathbf{w}\|$  및 사잇각  $\theta$ 가 정해짐을 알 수 있다.

이와 같은 해석을 바탕으로 가중치 벡터  $\mathbf{w}$ 를 TRM으로부터 재 전파함에 따라 위치  $\vec{r}_{n1}$  및  $\vec{r}_{n2}$ 에는 널을 형성하며, 단일 구속조건에 의해 위치  $\vec{r}_{ps}$ 에는 왜곡 없는 신호가 집중됨을 알 수 있다.

## 2.2 그람-슈미트 과정을 이용한 집중 및 널 형성

만약 음원의 위치  $\vec{r}_{ps}$ 에서의 신호의 집중과 동시에 널을 형성하고자 하는 서로 다른 두 음원의 위치를  $\vec{r}_{n1}$  및  $\vec{r}_{n2}$ 라고 한다면 그람-슈미트 과정을 통해 Fig. 1(b)와 같이 직교 기저 벡터  $\{\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3\}$ 를 구성할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_1 &= \mathbf{g}_{n1}, \\ \mathbf{v}_2 &= \mathbf{g}_{n2} - \frac{\langle \mathbf{g}_{n2}, \mathbf{v}_1 \rangle}{\|\mathbf{v}_1\|^2} \mathbf{v}_1, \\ \mathbf{v}_3 &= \mathbf{g}_{ps} - \left[ \frac{\langle \mathbf{g}_{ps}, \mathbf{v}_1 \rangle}{\|\mathbf{v}_1\|^2} \mathbf{v}_1 + \frac{\langle \mathbf{g}_{ps}, \mathbf{v}_2 \rangle}{\|\mathbf{v}_2\|^2} \mathbf{v}_2 \right], \end{aligned} \quad (6)$$

여기에서  $\frac{\langle \mathbf{g}_n, \mathbf{v}_n \rangle}{\|\mathbf{v}_n\|^2} \mathbf{v}_n$  은 음원의 위치  $\vec{r}_n$ 로부터 수신된 신호 벡터  $\mathbf{g}_n$ 의 벡터  $\mathbf{v}_n$ 로의 정사영 벡터를 의미하며,  $\|\mathbf{v}_n\|$ 는 벡터  $\mathbf{v}_n$ 의 크기를 나타낸다. Eq. (6)을 통해 계산된 신호 벡터  $\mathbf{v}_3$ 를 TRM으로부터 재 전파할 경우, 임의의 위치  $\vec{r}$ 에서의 시역전된 집중 음장은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p(\vec{r}) = \sum_i^N v_{3i}^* g(\vec{r} | r_i) = \mathbf{v}_3^\dagger \mathbf{g}(\vec{r} | \mathbf{r}_{array}). \quad (7)$$

그람-슈미트 과정을 통해 계산된 재 전파 벡터  $\mathbf{v}_3$ 는 직교 성질에 따라 다음과 같은 집중 응답 특성을 가진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_3 \perp \mathbf{g}(\vec{r}_{n1} | \mathbf{r}_{array}) &\Leftrightarrow \mathbf{v}_3^\dagger \mathbf{g}(\vec{r}_{n1} | \mathbf{r}_{array}) = 0, \\ \mathbf{v}_3 \perp \mathbf{g}(\vec{r}_{n2} | \mathbf{r}_{array}) &\Leftrightarrow \mathbf{v}_3^\dagger \mathbf{g}(\vec{r}_{n2} | \mathbf{r}_{array}) = 0, \\ \mathbf{v}_3^\dagger \mathbf{g}(\vec{r}_{ps} | \mathbf{r}_{array}) &= \alpha. \end{aligned} \quad (8)$$

즉, 그람-슈미트 과정을 통해 계산된 재 전파 벡터  $\mathbf{v}_3$ 는 직교 성질에 따라 위치  $\vec{r}_{n1}$  및  $\vec{r}_{n2}$ 에서는 널이 형성되는 동시에, 위치  $\vec{r}_{ps}$ 에서는 실수  $\alpha$  값에 해당하는 응답 특성의 집중이 가능함을 알 수 있다.

$$\alpha = \|\mathbf{g}_{ps}\|^2 - \left[ \frac{\|\mathbf{v}_1^\dagger \mathbf{g}_{ps}\|^2}{\|\mathbf{v}_1\|^2} + \frac{\|\mathbf{v}_2^\dagger \mathbf{g}_{ps}\|^2}{\|\mathbf{v}_2\|^2} \right]. \quad (9)$$

### 2.3 다중 시역전 처리로의 확장

본 절에서는 2.2절에서의 그람-슈미트 과정을 통한 단일 집중 및 널 형성 개념을 확장하여, 다수의 음원이 존재하는 환경에서의 왜곡 없는 다중 집중 방법 및 각각의 음원 위치로의 서로 다른 신호의 집중 방법을 제안한다.

서로 다른 음원의 위치를  $\vec{r}_{n1}$ ,  $\vec{r}_{n2}$  및  $\vec{r}_{n3}$ 이라고 할 때, 각각의 음원의 위치에 대한 재 전파 벡터는 Eq. (6)의 과정을 통해 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}'_1 &= \mathbf{g}_{n1} - \left[ \frac{\langle \mathbf{g}_{n1}, \mathbf{v}_2 \rangle}{\|\mathbf{v}_2\|^2} \mathbf{v}_2 + \frac{\langle \mathbf{g}_{n1}, \mathbf{v}_3 \rangle}{\|\mathbf{v}_3\|^2} \mathbf{v}_3 \right], \\ \mathbf{v}'_2 &= \mathbf{g}_{n2} - \left[ \frac{\langle \mathbf{g}_{n2}, \mathbf{v}_1 \rangle}{\|\mathbf{v}_1\|^2} \mathbf{v}_1 + \frac{\langle \mathbf{g}_{n2}, \mathbf{v}_3 \rangle}{\|\mathbf{v}_3\|^2} \mathbf{v}_3 \right], \\ \mathbf{v}'_3 &= \mathbf{g}_{n3} - \left[ \frac{\langle \mathbf{g}_{n3}, \mathbf{v}_1 \rangle}{\|\mathbf{v}_1\|^2} \mathbf{v}_1 + \frac{\langle \mathbf{g}_{n3}, \mathbf{v}_2 \rangle}{\|\mathbf{v}_2\|^2} \mathbf{v}_2 \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

Eq. (10)에서의 신호 벡터  $\mathbf{v}'_1$ ,  $\mathbf{v}'_2$  및  $\mathbf{v}'_3$ 는 집중하고자 하는 음원의 개수만큼 Eq. (6)의 그람-슈미트 과정을 반복한 결과이다. 위와 같이 계산되어진 신호 벡터들을 TRM으로부터 독립적으로 재 전파한다면 해당 음원의 위치를 제외한 나머지 음원들의 위치에서는 널이 형성되지만, 중첩된 신호 벡터  $\mathbf{v}_s = \mathbf{v}'_1 + \mathbf{v}'_2 + \mathbf{v}'_3$ 를 재 전파할 경우 Eq. (11)과 같은 집중 응답 특성과 함께 각각의 음원의 위치에서의 왜곡 없는 신호의 동시 다중 집중이 가능함을 알 수 있다.

$$\mathbf{v}_s^\dagger \left[ \mathbf{g}(\vec{r}_{n1} | \mathbf{r}_{array}) \mathbf{g}(\vec{r}_{n2} | \mathbf{r}_{array}) \mathbf{g}(\vec{r}_{n3} | \mathbf{r}_{array}) \right] = [\alpha \ \beta \ \gamma], \quad (11)$$

여기에서  $\alpha$ ,  $\beta$  및  $\gamma$ 는 각각의 음원 위치에서의 집중 응답을 나타낸다.

만약 Eq. (12)와 같이 보상된 신호 벡터를 중첩하며 재 전파한다면, 각각의 음원의 위치에 서로 다른 정보를 가지는 신호들의 왜곡 없는 다중 집중을 구현할 수 있다. 여기에서  $s_1(\omega)$ ,  $s_2(\omega)$  및  $s_3(\omega)$ 은 집중시키고자 하는 서로 다른 신호의 스펙트럼을 나타내며,  $\alpha(\omega)$ ,  $\beta(\omega)$  및  $\gamma(\omega)$ 는 서로 다른 음원의 위치에서의 단위 응답 특성을 위해 각각의 신호 벡터에 보상되는 인자를 의미한다.

$$p_\omega(\vec{r}) = \sum_i^N \left[ s_1^*(\omega) \frac{v'_{1i}(\omega)}{\alpha(\omega)} + s_2^*(\omega) \frac{v'_{2i}(\omega)}{\beta(\omega)} + s_3^*(\omega) \frac{v'_{3i}(\omega)}{\gamma(\omega)} \right]^* \mathbf{g}_\omega(\vec{r} | \vec{r}_i). \quad (12)$$

또한, Eq. (12)와 같이 집속된 신호의 역 푸리에 변환 (inverse Fourier transform)을 통해 시간 영역에서의 펄스 압축된 서로 다른 집속 신호의 구현이 가능함을 알 수 있다.

본 절과 2.2절의 차이는 다중 음원으로의 확장을 통해 동시에 여러 위치로 신호를 보낼 수 있다는 것이다. 2.2절의 목적을 다시 정의해 보면, 특정한 위치에 왜곡없는 신호를 보냄과 동시에 다른 위치에서는 널이 형성되게끔 가중치 벡터를 설계하는 것이다. 이와 달리, 2.3절 여러 음원 위치에 왜곡없는 신호를 동시에 보내는 가중치 벡터를 설계하는 것으로, 통신 관점에서 살펴보면 음원 개수 배 만큼의 전송률 향상과 같은 효과라고 할 수 있다. 이러한 점이 두 절 사이의 차별점이라고 할 수 있으며, 이는 IV장에서 활용된다.

II장에서 3개의 음원 상황으로 모든 수식을 전개한 이유는 크게 3가지이다. 먼저, 인간이 시각적으로 인식할 수 있는 차원이 3차원이므로, Fig. 1과 같이 그램-슈미트 과정을 시각적으로 보여주는 데 있어 3개의 음원이 최적이기 때문이다. 두 번째로는 뒤에 나올 III장에서의 Eqs. (13)~(17)과 같이, 적응형 시역전 처리 기법을 세부적으로 전개할 때 음원이 4개 이상일 경우 매우 복잡해져 전개하는 것이 불가능에 가깝기 때문이다. 마지막으로, IV장에서 활용되는 수동 시역전 처리 적용을 위해 적용된 해상 실험 당시 음원의 개수가 3개였기 때문이다. 이와 같은 이유들에 의해 3개의 음원 상황으로 수식 전개를 하였으나, 그램-슈미트 과정은 Eqs. (6), (10)과 같이 간단한 형태로 나타낼 수 있으므로 일반화 또한 가능하다. 그램-슈미트 과정에 관한 일반화된 수식은 Appendices A and B에서 정리하기로 한다.

### III. 능동 시역전 처리로의 적용

#### 3.1 그램-슈미트 과정을 이용한 단일 시역전 집속 및 널 형성

Fig. 2(a)는 SWellEx-96 해상 실험<sup>[9]</sup>의 구성도를 나타낸다. 실험 데이터에서의 실제 표적의 궤적 중 임의로 3 위치를 선택하여 서로 다른 음원들의 위치로 가정하였으며, TRM으로부터 재 전파되는 음장은

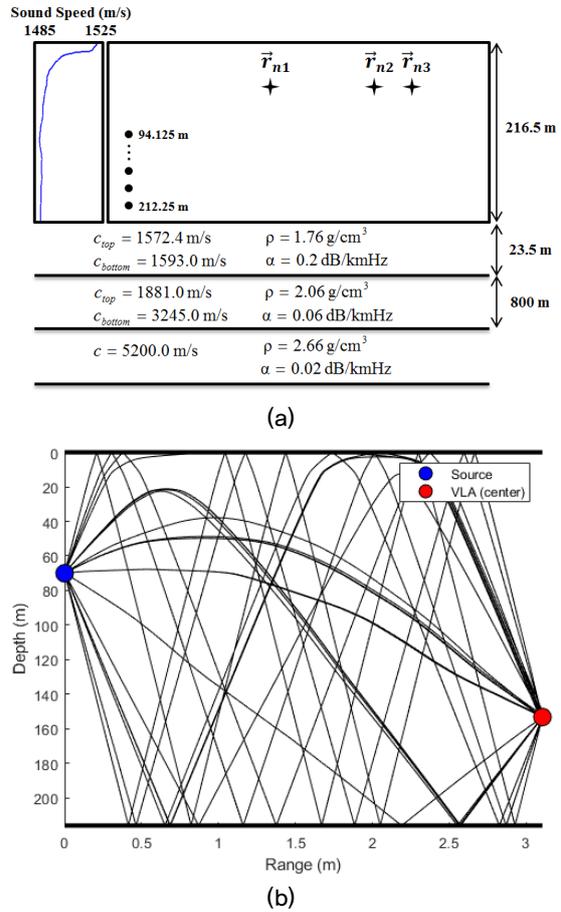


Fig. 2. (Color available online) (a) Schematic of the SWellEx-96 experiment. The field was sampled with a vertical line array of 21 elements spaced 5 m apart and ranging from 94.125 to 212.25 m in depth. (b) Set of eigenrays propagating between the source (at a depth of 70 m) and the center of the vertical line array (at a depth of 153.19 m) located 3105 m apart.

KRAKEN model<sup>[20]</sup>을 통해 구현하였다. 능동 시역전 처리를 위해서는 실제로 신호를 재 전파해야 한다. 하지만, 실험 당시에는 신호를 재 전파할 수 없었으며, 능동 상황을 모의하기 위해 본 논문에서는 재 전파 과정을 전파 모델 기반으로 대신하기로 한다.

데이터/수치 실험에서 음원의 위치로 가정된 실제 음원들의 위치는  $\vec{r}_{n1} = (2770$  m, 70 m),  $\vec{r}_{n2} = (3105$  m, 70 m) 및  $\vec{r}_{n3} = (3305$  m, 70 m)이며, 수직 선 배열에 실제 수신된 신호 중 130 Hz 성분을 수신 신호 벡터로 사용하였다.

능동 시역전 처리 결과를 보기에 앞서, SWellEx-96 해상 실험 구성 하에서의 음원과 수신기 사이의 고

유 음선을 통해 환경 분석을 먼저 수행하기로 한다. Fig. 2(b)는 음선 기반 전파 모델인 BELLHOP model<sup>[21]</sup>을 통해 구현한 고유 음선이다. 고유 음선을 도출하기 위해 Fig. 2(a)에 도시된 것과 같은 환경을 활용하였으며, 25° 이내의 각도로 제한하여 출력하였다. 천해 환경에서는 수온약층이 형성되는 음속 구조가 나타나게 되는데, 수온약층이 형성되는 깊이는 계절에 따라 바뀔 수 있다.<sup>[22,23]</sup> SWellEx-96 해상 실험 당시 수온약층은 약 15 m부터 35 m까지 형성되었다. Fig. 2(b)는 3개의 음원 중 거리가 3105 m일 때의 고유 음선으로, 직접파 뿐만 아니라 해수면과 해저면 반사파가 골고루 나타나는 즉, 특정 파에 지배되지 않는 고유 음선 패턴이 나타남을 알 수 있다. 이는 전체 수심에 비해 수온약층의 두께가 얇기 때문이다.<sup>[22]</sup> 만약, 수온약층의 두께가 두꺼워지고, 음원이 수온약층보다 깊은 곳에 위치할 경우, 음향 신호 트래핑 효과가 나타날 수 있다.<sup>[22,23]</sup>

Fig. 3은 Fig. 2와 같은 환경에서의 단일 주파수에 대한 능동 시역전 공간 집속의 결과를 나타낸다. Fig. 3(a)는 집속하고자 하는 음원의 위치  $\vec{r}_{n3}$ 에 대한 재래식 시역전 집속 결과를 나타내며, 음원의 위치에서 공간적 집속의 결과를 명확히 확인할 수 있다. 또한 Fig. 3(c)에서의 점선에 해당하는 결과를 통해 다른 두 음원의 위치  $\vec{r}_{n1}$  및  $\vec{r}_{n2}$ 에서는 대략 -6 dB 및 -7 dB 정도의 부엽에 해당하는 세기를 확인할 수 있다. 반면에, Eq. (6)의 그람-슈미트 과정을 이용해 계산된 신호 벡터의 재 전파를 통해 위치  $\vec{r}_{n3}$ 에서의 공간적 집속과 동시에 두 음원의 위치  $\vec{r}_{n1}$  및  $\vec{r}_{n2}$ 에 널이 형성됨을 Fig. 3(b)를 통해 확인할 수 있으며, 대략 -22 dB 및 -23 dB 정도의 세기의 감소를 Fig. 3(c)의 실선을 통해 확인할 수 있다.

Fig. 3은 능동 시역전 처리의 결과로써, 실제 재 전파했을 경우 음원의 위치에만 센서가 있을 것이므로 재 전파했을 때 음원 위치에 어떠한 신호가 들어오는지만이 중요하다. 즉, Fig. 3(b)에서 다른 위치에서의 큰 값은 시역전 처리 관점에서는 중요하지 않으며, 이는 수동 환경에서 수신 신호로부터 음원의 위치를 찾는 정합장 처리 관점과의 차이라고 할 수 있다. 정합장 처리의 경우 재 전파가 아닌 수신 신호와

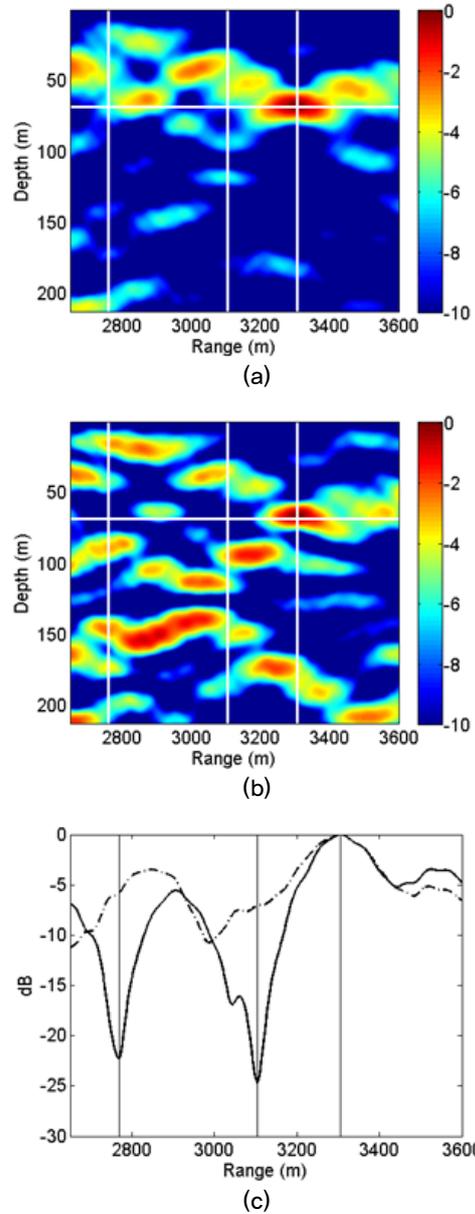


Fig. 3. (Color available online) Simulated single frequency focusing at 130 Hz ( $\vec{r}_{n1}$  and  $\vec{r}_{n2}$  are the locations where the nulls are to be placed). (a) Conventional TRP. (b) Gram-Schmidt process based TRP. (c) Comparison of the acoustic fields of conventional TRP (dashed line) and Gram-Schmidt process based TRP (solid line) at a depth of 70 m.

환경과의 유사도를 통해 음원의 위치를 찾아야 하므로, 다른 위치의 큰 값이 중요한 문제가 될 수 있다.

하지만, 능동 시역전 처리에서도 두 가지 문제가 발생할 가능성이 있다. 먼저, 본 논문과 같이 모델 기

반 능동 시역전 처리가 아닌 실제 재 전파를 통한 능동 시역전 처리할 경우, 채널 환경 변화에 따른 오차가 발생할 수 있다. I장에서 언급한 바와 같이 시역전 처리는 음원의 위치를 알 필요가 없으나, 채널 환경이 변한다면 다른 위치에 음파가 집중될 수 있다. 그러나, 이러한 경우에도 재 전파하기까지의 시간이 짧다면 채널 환경 변화를 무시할 수 있으며, 채널 환경이 초 단위로 급격하게 변화하지 않으므로 어느 정도 시간 범위 내에서는 음원의 위치에 신호가 도달할 수 있다. 이는 Kuperman *et al.*<sup>[4]</sup>에 의해 실험을 통해 증명되었다.

두 번째로는 위와 같은 상황에도 불구하고, 시간 변화에 따른 환경 오차로 인해 널이 잘못된 위치에 생성된다면 성능 저하가 예상될 수 있다. 그러나 이 또한, 잘못 생성된 널 위치가 음원 주변의 위치로 옮겨지게 되며, 주변 위치에 추가로 널을 설정함으로써 성능 저하를 해결할 수 있다.

### 3.2 다중 시역전 집중으로의 확장

본 절에서는 2.3절에서 설명한 내용을 바탕으로 서로 다른 음원의 위치에서의 각기 서로 다른 정보를 가지는 신호들의 왜곡 없는 다중 집중에 대한 수치 실험 결과를 나타내었다.

각각의 음원의 위치에 서로 다른 정보를 가지는 신호의 집속을 위해 Binary Phase Shift Keying(BPSK), Quadrature Phase Shift Keying(QPSK) 및 16 Quadrature Amplitude Modulation(16-QAM) 변조방식을 사용하였으며,  $\vec{r}_{n1}$ 에는 BPSK,  $\vec{r}_{n2}$ 에는 QPSK, 그리고  $\vec{r}_{n3}$ 에는 16-QAM에 해당하는 신호의 집속을 구현하였다. 또한 100 symbols/s에 해당하는 심볼 전송률을 가지는 10s 길이의 송신 신호를 사용하였으며, Fig. 2와 동일한 수치 실험 환경을 가정하였다. Fig. 4(a)~(c)는 재래식 시역전 처리 기반의 중첩된 신호 벡터를 재 전파한 결과이며, 잔여의 채널 간 간섭에 의해 통신 성능이 저하됨을 성상도를 통해 확인할 수 있다. 반면에 Eq. (12)를 통해 계산된 그람-슈미트 과정 기반의 중첩된 신호 벡터를 사용함에 따라 채널 간 간섭의 영향 없이 다중 능동 시역전 집중이 구현됨을 Fig. 4(d)~(f)를 통해 알 수 있다.

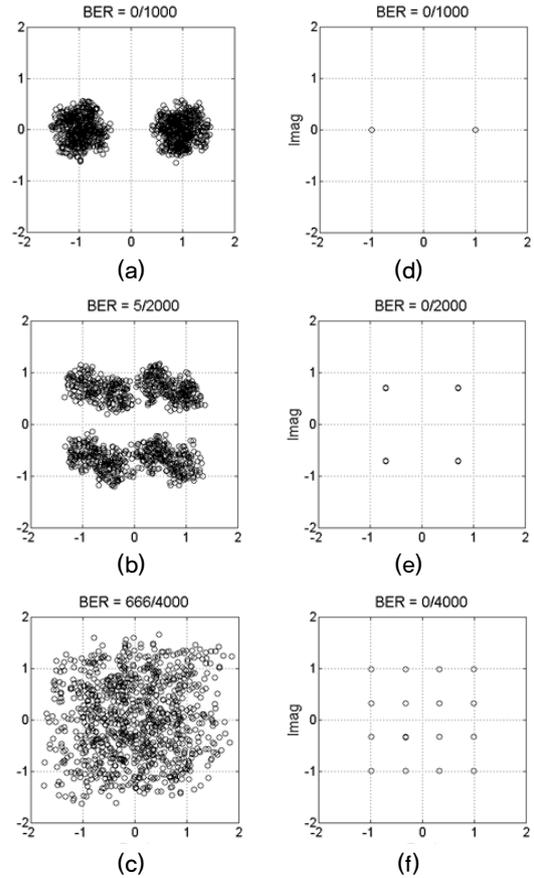


Fig. 4. Constellation plots of the signals received at the different probe source locations. (a)–(c) Conventional multiple TRP. (d)–(f) The Gram-Schmidt process based multiple TRP.

### 3.3 센서 개수에 따른 능동 시역전 집중 성능 비교

본 절에서는 Eq. (3)을 통해 계산된 적응 시역전 처리 기반의 중첩된 가중치 벡터  $\mathbf{w} = \mathbf{w}_1 + \mathbf{w}_2 + \mathbf{w}_3$ 와 본문에서 제안한 그람-슈미트 과정 기반의 중첩된 신호 벡터  $\mathbf{v}_s = \mathbf{v}'_1 + \mathbf{v}'_2 + \mathbf{v}'_3$  사이의 능동 다중 시역전 집중의 성능 비교를 센서 개수 관점에서 수행하였다.

Fig. 5(a)~(b)는 Fig. 2와 같은 환경에서의 서로 다른 음원에 대한 기존의 시역전 처리 기반의 다중 집중 결과를 나타내며, 중심 주파수 450 Hz 및 20 ms 길이의 Hann 창함수를 가지는 송신 신호를 사용하였다.

Fig. 5(a)는 21개의 모든 TRM 센서를 사용한 결과이며, Fig. 5(b)는 오직 4개의 센서만을 사용한 다중 집중 결과이다. 예상한 바와 같이 다수의 음원으로

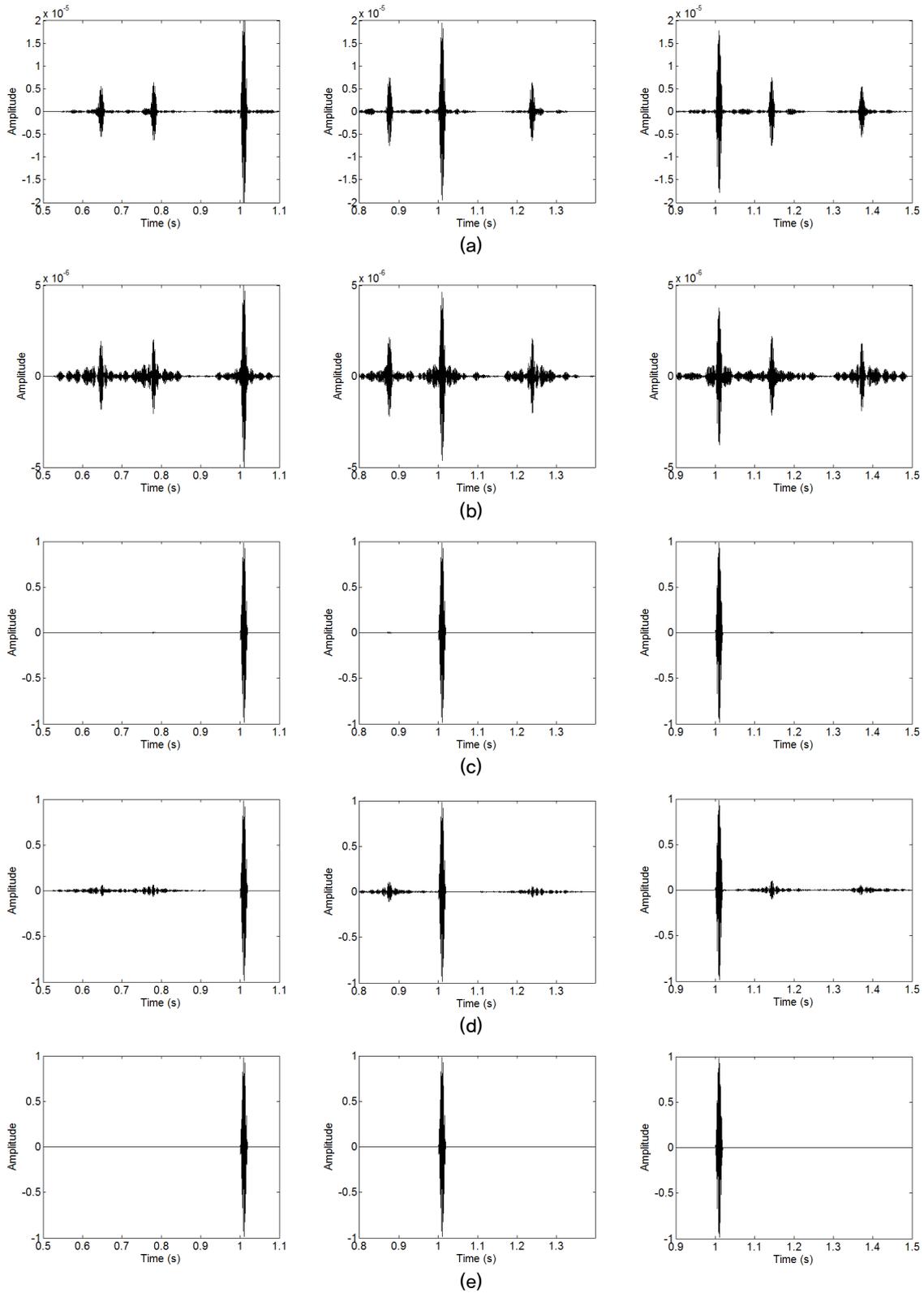


Fig. 5. Comparison of simulated time series focused on the different probe source locations. (a) Conventional TRP in the full TRM sensors. (b) Conventional TRP in the four TRM sensors. (c) Adaptive TRP in the full TRM sensors. (d) Adaptive TRP in the four TRM sensors. (e) Gram–Schmidt process based TRP in the four TRM sensors.

부터 수신된 신호벡터간의 간섭에 의해 펄스 압축이 완벽히 이루어지지 않음을 확인할 수 있다.

Fig. 5(c)~(d)는 Eq. (3)을 통해 계산된 적응 시역전 처리 기반의 가중치 벡터  $\mathbf{w} = \mathbf{w}_1 + \mathbf{w}_2 + \mathbf{w}_3$ 를 이용한 수치 실험 결과이다. 기존의 시역전 처리 결과와 동일하게 Fig. 5(a)는 21개의 모든 TRM 센서를 사용한 결과이며, Fig. 5(b) 4개의 TRM 센서만을 사용한 집속 결과를 나타낸다. 여기에서 공분산 행렬의 역행렬 계산을 위한 대각 부하 값은 공분산 행렬의 대각성분의 합을 센서 개수로 나눈 값의 10% 정도를 대각성분에 더해주는 것이 일반적이다.<sup>[14]</sup> Fig. 5(d)를 통해 센서의 개수가 적을수록 집속된 신호의 펄스 압축이 완벽히 구현되지 않고 잔여의 간섭 신호가 발생하는 것을 알 수 있으며, 그 이유는 다음과 같은 수식 전개를 통해 확인할 수 있다.

편의상 Eq. (13)과 같이 음원의 위치  $\vec{r}_{n1}$ 에서의 집속 및  $\vec{r}_{n2}$  및  $\vec{r}_{n3}$  위치에 널을 형성하는 경우에 대해서만 살펴보도록 한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_1 &= \frac{\mathbf{R}_1^{-1} \mathbf{g}_{n1}}{\mathbf{g}_{n1}^\dagger \mathbf{R}_1^{-1} \mathbf{g}_{n1}}, \\ \mathbf{R}_1 &= \mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n2}^\dagger + \mathbf{g}_{n3} \mathbf{g}_{n3}^\dagger + \sigma^2 \mathbf{I} = \mathbf{A} + \mathbf{g}_{n3} \mathbf{g}_{n3}^\dagger, \\ \mathbf{A} &= \mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n2}^\dagger + \sigma^2 \mathbf{I}. \end{aligned} \quad (13)$$

여기에서 행렬  $\mathbf{R}_1^{-1}$ 은 역행렬 정리의 특수한 경우인 Woodbury's identity를 이용하여 다음과 같이 전개할 수 있다.<sup>[24]</sup>

$$\mathbf{R}_1^{-1} = (\mathbf{A} + \mathbf{g}_{n3} \mathbf{g}_{n3}^\dagger)^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \frac{\mathbf{A}^{-1} \mathbf{g}_{n3} \mathbf{g}_{n3}^\dagger \mathbf{A}^{-1}}{1 + \mathbf{g}_{n3}^\dagger \mathbf{A}^{-1} \mathbf{g}_{n3}}. \quad (14)$$

Eq. (14)에서의  $\mathbf{A}$ 의 역행렬을 구하기 위해 다시 한번 Woodbury's identity를 사용하면 Eq. (15)와 같이 나타낼 수 있으며, 계산된  $\mathbf{A}^{-1}$ 를 Eq. (14)에 대입한 후 정리하면 아래 Eq. (16)과 같이  $\mathbf{R}_1^{-1}$ 에 관한 식으로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n2}^\dagger}{\sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \right), \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_1^{-1} &= \frac{1}{\sigma^2} \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n2}^\dagger}{\sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \right) \cdots \\ &= \frac{1}{\sigma^4} \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n2}^\dagger}{\sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \right) \mathbf{g}_{n3} \mathbf{g}_{n3}^\dagger \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n2}^\dagger}{\sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \right) \\ &\quad - \frac{1 + \mathbf{g}_{n3}^\dagger \left[ \frac{1}{\sigma^2} \left( \mathbf{I} - \frac{\mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n2}^\dagger}{\sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \right) \right] \mathbf{g}_{n3}}{\sigma^4}. \end{aligned} \quad (16)$$

Eq. (13)에서의  $\mathbf{w}_1$ 의 분모 항을  $\gamma = (\mathbf{g}_{n1}^\dagger \mathbf{R}_1^{-1} \mathbf{g}_{n1})^{-1}$ 라고 정의할 때, Eq. (16)을 통한 가중치 벡터  $\mathbf{w}_1$ 는 최종적으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{w}_1 = \frac{\gamma}{\sigma^2} \left\{ \mathbf{g}_{n1} - \frac{\begin{aligned} &\frac{\mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n1}^\dagger}{\sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \mathbf{g}_{n2} + \cdots \\ &\left( \mathbf{g}_{n3} - \frac{\mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n3}^\dagger}{\sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \mathbf{g}_{n2} \right)^\dagger \mathbf{g}_{n1} \\ &\left( \sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n3}\|^2 - \frac{\|\mathbf{g}_{n3} \mathbf{g}_{n2}^\dagger\|^2}{\sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \right) \cdots \\ &\left( \mathbf{g}_{n3} - \frac{\mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n3}^\dagger}{\sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \mathbf{g}_{n2} \right) \end{aligned}}{\left( \sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n3}\|^2 - \frac{\|\mathbf{g}_{n3} \mathbf{g}_{n2}^\dagger\|^2}{\sigma^2 + \|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \right)} \right\}. \quad (17)$$

Eq. (17)과 같이 전개된 가중치 벡터  $\mathbf{w}_1$ 와의 비교를 위해 Eq. (10)에서의 그람-슈미트 과정을 통해 계산된  $\mathbf{v}'_1$ 를 다시 전개하여 정리하면 Eq. (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{v}'_1 = \mathbf{g}_{n1} - \frac{\begin{aligned} &\frac{\mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n1}^\dagger}{\|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \mathbf{g}_{n2} + \cdots \\ &\left( \mathbf{g}_{n3} - \frac{\mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n3}^\dagger}{\|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \mathbf{g}_{n2} \right)^\dagger \mathbf{g}_{n1} \\ &\left( \|\mathbf{g}_{n3}\|^2 - \frac{\|\mathbf{g}_{n3} \mathbf{g}_{n2}^\dagger\|^2}{\|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \right) \left( \mathbf{g}_{n3} - \frac{\mathbf{g}_{n2} \mathbf{g}_{n3}^\dagger}{\|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \mathbf{g}_{n2} \right) \end{aligned}}{\left( \|\mathbf{g}_{n3}\|^2 - \frac{\|\mathbf{g}_{n3} \mathbf{g}_{n2}^\dagger\|^2}{\|\mathbf{g}_{n2}\|^2} \right)} \mathbf{g}_{n3}. \quad (18)$$

계산된 재 전파 벡터  $\mathbf{w}_1$ 와  $\mathbf{v}'_1$ 를 비교해봤을 때, 그람-슈미트 과정 기반의 벡터  $\mathbf{v}'_1$ 와 달리 벡터  $\mathbf{w}_1$ 의 각 항의 분모 항에 대각 부하  $\sigma^2$ 가 포함되어 있는 것을 확인할 수 있다. 만약 동일한 대각 부하가 적용된 상황에서 사용되는 TRM 센서의 개수가 작아질 경우, 정사영 벡터의 분모 항에서의  $\sigma^2$ 의 영향이 널을 형

성할 간섭자 위치로부터 TRM 센서로 전파되는 전달 함수(i.e.,  $\mathbf{g}_{n1}$ ,  $\mathbf{g}_{n2}$ )보다 상대적으로 우세해져 정사영 벡터의 성질을 만족하지 못함을 알 수 있다. 이는 결과적으로 채널 간 간섭을 제거하기 위한 널 형성의 성능에 영향을 미치게 되며, Fig. 5(d)에서 나타나는 부엽을 통해 확인된다. 이론적인 관점에서는 Eq. (3)에 의해 설계된 가중치 벡터가 Eq. (5)에서 표기한 바와 같이 원하는 음원이 아닌 간섭자에 대해 정확한 널이 아닌, 널에 가깝게 형성되도록 설계되었기 때문이라고 할 수 있다.

반대로 만약 사용되는 TRM 센서의 개수가 고정된 상황을 고려한다면 대각 부하의 값에 따라 성능이 변화될 수 있음을 의미하며, 대각 부하가 커질수록 재래식 시역전 처리에 가까워진다.<sup>[19,25,26]</sup> 하지만, 그람-슈미트 과정을 통해 계산된 벡터  $\mathbf{v}'_1$ 는 Eq. (18)에서와 같이  $\sigma^2$ 의 영향을 받지 않으므로 적은 센서의 개수에도 왜곡 없는 다중 집속이 가능함을 Fig. 5(c)를 통해 확인할 수 있다.

#### IV. 수동 시역전 처리로의 적용

##### 4.1 해상 실험 환경

2005년 Elba 섬의 북쪽에서 시역전 처리를 위한 실험 FAF-05 해상 실험이 수행되었으며, 모식도는 Fig. 6(a)와 같다.<sup>[18]</sup> 송신기의 위치는 88 m, 101 m 및 113 m 깊이에 수직으로 배열되어 있고, 수직 선 배열은 48 m ~ 110 m 깊이에 2 m 간격으로 32개가 수직으로 위치해있다. 송-수신기 사이의 거리는 대략 20 km이며, 실험 해역의 평균적인 수심은 120 m로 평탄한 지역으로 되어있다.

Fig. 6(b)는 Fig. 2(b)와 마찬가지로 음선 기반 전파 모델인 BELLHOP model<sup>[21]</sup>을 통해 구현한 고유 음선이며, 25도 이내의 각도로 제한하였다. Fig. 6(a)에 보여지는 것과 같이 FAF-05 해상 실험 역시 천해 환경에 해당되므로, 음속 구조에서 수온약층이 형성되는 것을 알 수 있다. FAF-05 해상 실험 당시 수온약층은 약 20 m부터 60 m까지 형성되었다. Fig. 6(b)는 3개의 음원 깊이 중 101 m 일 때의 고유 음선으로, 고유 음선을 통해 FAF-05 해상 실험은 SWellEx-96 해상 실험과 달리 해수면 반사파가 존재하지 않고 직접파와

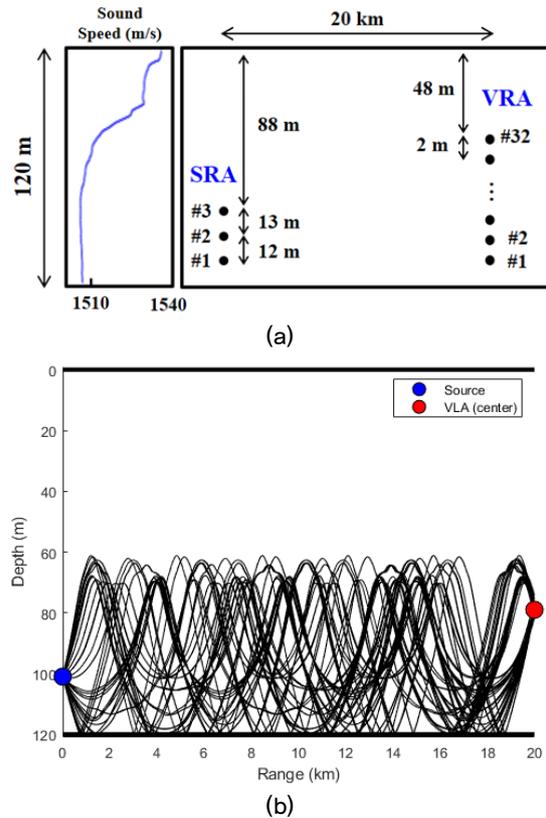


Fig. 6. (Color available online) (a) Schematic of the FAF-05 experiment, (b) Set of eigenrays propagating between the source (at a depth of 101 m) and the center of the vertical line array (at a depth of 79 m) located 3105 m apart.

해지면 반사파가 지배적인 환경임을 알 수 있다. 본 논문에서는 따로 출력하지 않았지만, 다른 음원의 깊이들(i.e., 88 m and 113 m)에서의 고유 음선이 유사한 패턴을 보였다. 즉, FAF-05 해상 실험 환경에서는 음향 신호 트랩핑 효과가 나타나고 있음을 알 수 있다. 이러한 음향 신호 트랩핑 효과는 3.1절에서 언급한 바와 같이 전체 수심 중 수온약층의 두께가 두꺼워져서 생긴 것이라 할 수 있으며, 이는 장거리 전파에 있어 효과적이다.<sup>[22,23]</sup>

##### 4.2 해상 실험 데이터 분석

송신 신호의 데이터 패킷 구조는 Fig. 7과 같다. 채널 응답 특성(Channel Impulse Response, CIR)을 측정하기 위해 사용된 탐침 신호는 중심 주파수 3.5 kHz, 샘플링 주파수 12 kHz 및 대역폭 2 kHz를 갖는 LFM 신호를 사용하였다. 각 음원으로부터의 LFM 신호

는 Fig. 7에서 알 수 있듯이 시간 영역에서 분리되어 있는데, 이는 각 음원으로부터의 전달 함수를 추정하기 위함이다. LFM 신호 이후 일정 무음 구간 뒤에 2 kbps 및 16,000개의 비트로 구성된 8 s길이의 통신 신호가 설계되었으며, 모든 음원으로부터의 통신 신호가 겹치도록 동일 시간대에 통신 신호들을 송신하였다.

적용 시역전 처리 및 그림-슈미트 과정 기반의 시역전 처리 적용에 앞서, 먼저 재래식 시역전 처리를 이용한 다중 음원 환경에서의 통신 성능 분석 결과를 살펴보기로 한다. 본 논문에서는 나타내지 않았지만, 모든 유저에 대한 결과의 경향은 유사하므로, 여기서는 3번 유저를 대표적으로 선택하여 도시하기로 한다. Fig. 8은 TRM 센서 개수에 따른 재래식 시역전 처리 결과를 나타내며, Fig. 8(a)는 32개에 해당하는 모든 TRM 센서를 활용한 결과이다. Fig. 8(b)는 모든 TRM 센서를 활용했을 때와 거의 동일한 센서 길이를 갖도록 1번 수신기부터 세 개의 수신기 간격으로 31번 수신기까지 총 11개의 TRM 센서를 활용한 결과이다.

모든 센서를 활용하여 재래식 시역전 처리를 수행할 경우, 전체 비트 중 705개 비트에서 오류가 나타났으며 비트오류율(Bit Error Rate, BER)로 표현하면 4.41%와 같다[Fig. 8(a)]. 하지만, 11개 센서만 활용할 경우 오류 비트수는 두 배 가까이 증가한 1201개 (BER = 7.51 %)였으며, 이러한 오류의 증가는 Fig. 8(b)에서도 육안으로 확인할 수 있다. 다중 음원 환경에서 재래식 시역전 처리 시, Fig. 5(a)~(b)의 부엽과 같이 간섭자에 의한 영향이 남아 심볼 간 간섭을 야기한다. 특히, 센서 개수가 적을수록 비트 오류율이 증가하게 되는데, 이는 Fig. 5(a)와 Fig. 5(b)의 비교를 통해 알 수 있듯이 적은 수의 센서 개수를 사용할 경

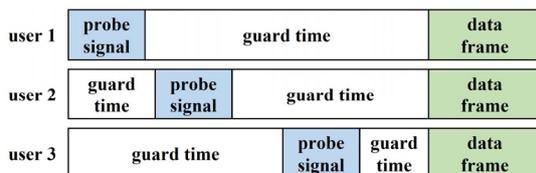


Fig. 7. (Color available online) Configuration of the transmitted signal packets in the FAF-05 experiment (multiuser communications in passive TRP).

우 주엽의 크기 대비 주요 부엽의 크기가 증가하기 때문이다. 또한, 결합하는 센서의 개수가 증가할수록 배경 소음의 영향은 평균화되어 감소하게 되며, 이는 Fig. 5(a)~(b)에서 주요 부엽 주변의 값을 통해 확인할 수 있다.

적용 시역전 처리의 경우 Eq. (17)에서 나타난 바와 같이 대각 부하에 관한 항이 존재하며, 구체적으로는 대각 부하 항은 간섭자와 TRM 센서 사이 전달함수의 크기의 제곱(i.e.,  $\|g_{n1}\|^2$ ,  $\|g_{n2}\|^2$ )에 더해진 형태로 구성되어 있다. 따라서, 본 논문에서는 적용 시역전 처리 시 대각 부하에 대한 영향을 알아보기 위해, 모든 센서로 수신했을 때의  $\|g_{n1}\|^2$  (or  $\|g_{n2}\|^2$ )를 기준으로 점차 감소하는 방향으로 대각 부하를 반영한 결과를 살펴보고자 한다. 여기서,  $n1$ 와  $n2$ 은 각각 1번과 2번 유저로 설정하였다.

해상 실험 데이터로부터 계산한 주파수에 따른

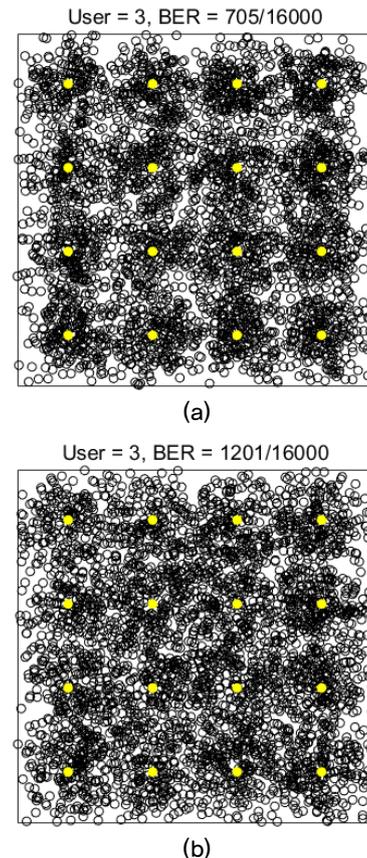


Fig. 8. (Color available online) Communication performance using conventional TRP in the (a) full and (b) eleven TRM sensors.

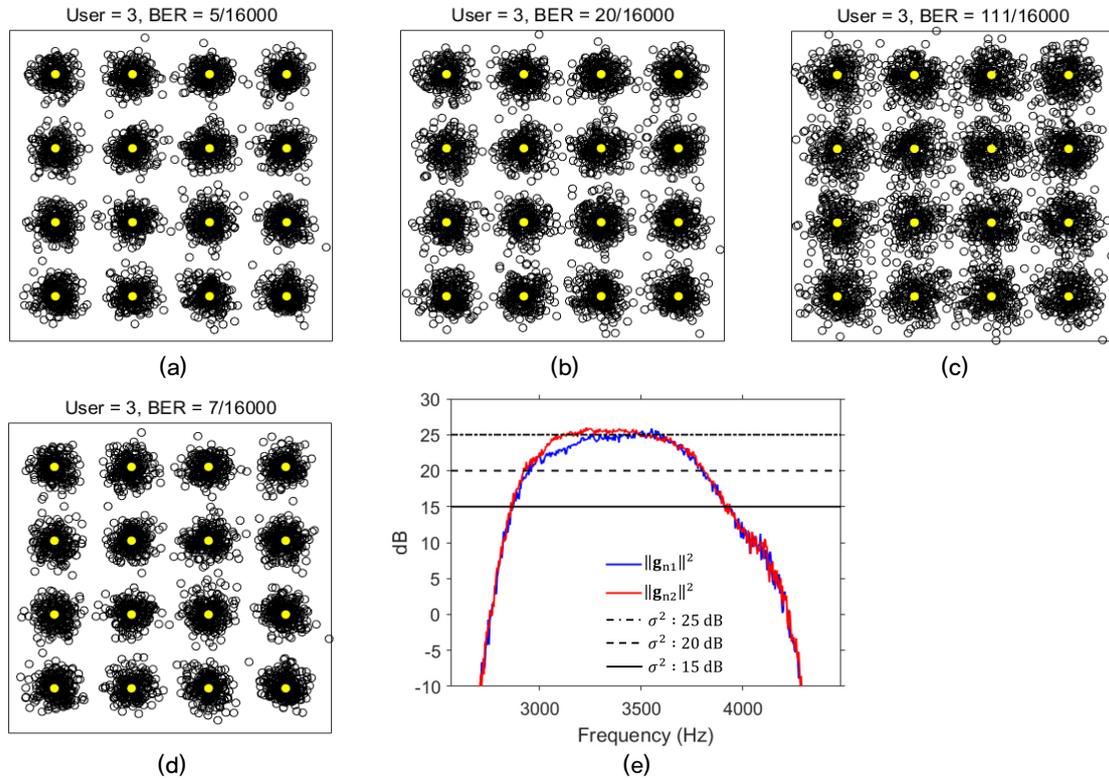


Fig. 9. (Color available online) Communication performance with the full TRM sensors. (a–c) Adaptive TRP with the diagonal loadings of (a) 15 dB, (b) 20 dB, and (c) 25 dB. (d) Gram–Schmidt process based TRP. (e) Comparison of the magnitude of the Green's function induced by two interferers with diagonal loadings.

$\|\mathbf{g}_{n1}\|^2$ 와  $\|\mathbf{g}_{n2}\|^2$ 는 Fig. 9(e)에 각각 파란색과 빨간색으로 나타냈으며, 중심 주파수에서 모두 약 25 dB로 나타났다. 이를 기준으로, 25 dB, 20 dB, 그리고 15 dB의 대각 부하의 값을 적용하여 통신 성능을 비교하였다.

Fig. 9(a) ~ (c)는 다중 음원 환경에서의 대각 부하의 변화에 따른 적응 시역전 처리 기반 통신 성능 분석 결과를 나타낸다. Fig. 9(a)부터 Fig. 9(c)까지는 순서대로 15 dB, 20 dB, 그리고 25 dB의 대각 부하가 적용된 결과이며, 각각 비트 오류율은 0.03%(5/16000), 0.13%(20/16000), 그리고 0.69%(111/16000)이다.

대각 부하는 적응 신호처리의 민감도를 낮추기 위해 데이터에 백색 잡음을 부과하는 것과 같은 기능을 하게 된다.<sup>[27]</sup> 대각 부하의 값이 15 dB일 경우  $\|\mathbf{g}_{n1}\|^2$ 와  $\|\mathbf{g}_{n2}\|^2$ 이 대각 부하보다 약 10 dB 만큼 크며, 이는 데이터에 비해 충분히 작은 잡음이 부과되는 것과 같으므로 데이터의 신호 대 잡음비에 큰 영향을 끼치지 않는다. 즉, 대각 부하가 통신 성능에

는 영향을 끼치지 않으므로, 간섭자에 대해 널을 효과적으로 형성하게 된다. 하지만, 대각 부하를 증가한다는 것은 데이터에 백색 잡음을 크게 부과하는 것과 같으므로,  $\|\mathbf{g}_{n1}\|^2$ 와  $\|\mathbf{g}_{n2}\|^2$ 의 값과 유사할 정도인 25 dB의 대각 부하를 적용할 경우 데이터의 신호 대 잡음비가 낮아지는 것과 같은 영향이 나타난다. 이는 곧 성장도에서 추정된 심볼들이 퍼지게 됨을 의미하며,<sup>[6]</sup> 또한 비트 오류율의 증가를 야기한다.

적응 시역전 처리와 달리, 그람-슈미트 과정 기반의 시역전 처리의 경우 대각 부하 항이 존재하지 않으며, 직접적으로 생성된 간섭자에 대한 직교 벡터를 가중치 벡터로써 활용한다[Eqs.(6) ~ (8)]. Fig. 9(d)는 다중 음원 환경에서 모든 센서를 활용했을 때의 그람-슈미트 과정 기반 통신 성능 분석 결과이다. Fig. 8(a)에 나타난 재래식 결과와 비교했을 때, 추정된 심볼들이 모여드는 것으로부터 간섭자의 전달함수에 대해 널이 효과적으로 형성되는 것을 알 수 있다. 또한, Fig. 9(d)의 결과는 적응 시역전 처리 중 가장 성능

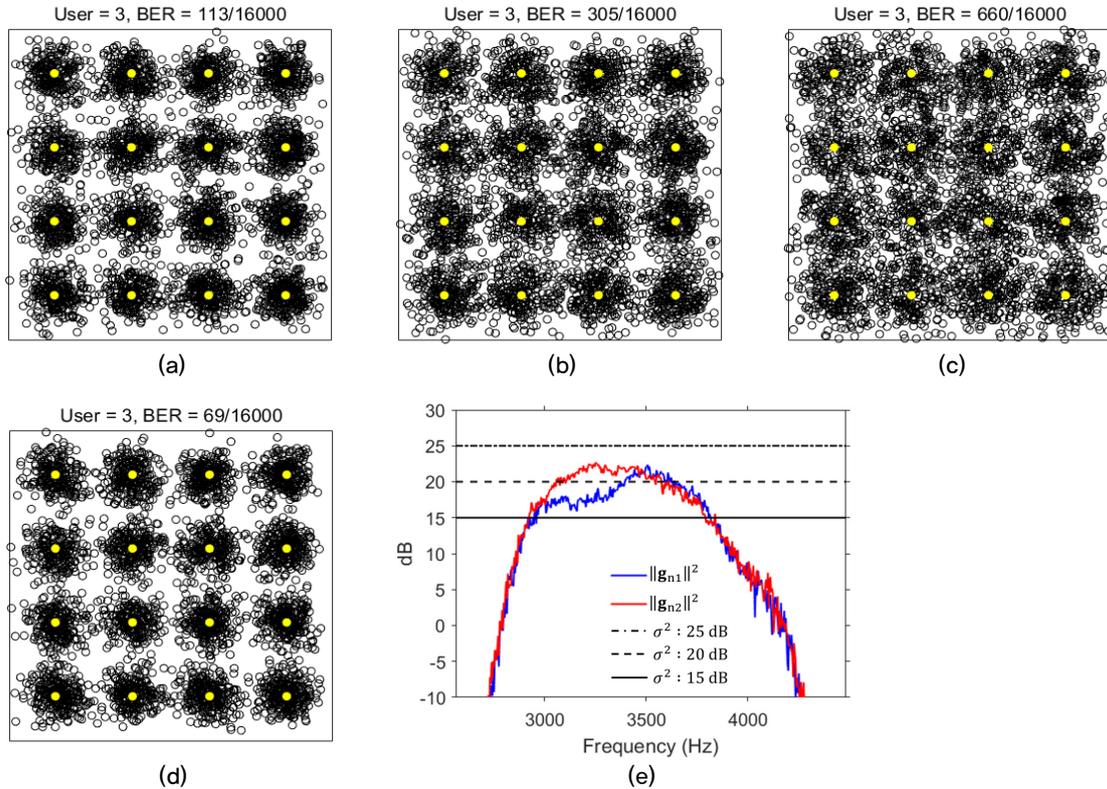


Fig. 10. (Color available online) Communication performance with the eleven TRM sensors. (a–c) Adaptive TRP with the diagonal loadings of (a) 15 dB, (b) 20 dB, and (c) 25 dB. (d) Gram–Schmidt process based TRP. (e) Comparison of the magnitude of the Green's function induced by two interferers with diagonal loadings.

이 좋은 15 dB의 대각 부하가 적용된 경우[Fig. 9(a)]와 시각적으로나 비트 오류율이 매우 유사함[0.04 % (7/16000)]을 확인할 수 있다. 앞서 언급한 바와 같이, 그람-슈미트 과정 기반의 시역전 처리는 비트 오류율을 야기할 수도 있는 대각 부하 항이 존재하지 않으면서도 널 형성이 매우 뛰어난 알고리즘임이 확인된다.

Fig. 10은 11개의 TRM 센서를 활용했을 때의 적응 시역전 처리 및 그람-슈미트 과정 기반의 시역전 처리 결과를 보여주며, Fig. 10 내의 순서는 Fig. 9의 순서와 동일하다. 센서 개수 변화에 따른 성능 비교를 위해 Fig. 10(a)~(c)에 적용된 대각 부하는 Fig. 9(a)~(c)와 동일하게 설정하였다[Fig. 10(e)]. Fig. 10으로부터 가장 먼저 확인할 수 있는 사실은 Fig. 8를 통해서도 예상할 수 있듯이, Fig. 10의 결과는 Fig. 9에 비해 전체적으로 성능이 저하되었다는 것이다. 이는 센서 개수 감소로 인한 배경 소음의 평균화가 덜 이루어진 결과라 할 수 있다.

구체적으로, 그람-슈미트 과정 기반의 통신 성능 분석 결과인 Fig. 10(d)의 경우, 모든 TRM 센서를 활용했을 때보다 오류 비트 개수가 증가(69개, 비트 오류율 = 0.43%)하였지만 추정된 심볼들의 퍼진 정도로부터 널이 잘 형성됨을 확인할 수 있다.

대각 부하(i.e., 15 dB)가  $\|g_{n1}\|^2$ 와  $\|g_{n2}\|^2$ 보다 작은 Fig. 10(a)의 경우, 효과적으로 널이 잘 형성되었지만 Fig. 10(d)보다는 많은 비트 오류(113개, 비트 오류율 = 0.71%)가 발생하였다. 이는 Fig. 5(c)~(e)를 통해서 해석해 볼 때, 센서 개수 변화에 따른 두 기법의 널 형성 정도의 차이에 기인한 결과라고 할 수 있다. 나아가, 대각 부하가 증가할수록 통신 성능이 저하되어 재래식 시역전 처리에 가까워지는 결과가 나타난다. 대각 부하가  $\|g_{n1}\|^2$ 와  $\|g_{n2}\|^2$  유사한 20 dB인 경우에는 305개의 비트 오류가 발생하였으며(비트 오류율 = 1.91%), 대각 부하가 25 dB인 경우에는 660개의 비트 오류가 발생하였다(비트 오류율 = 4.13%).

위와 같은 결과들을 종합해볼 때, 적응 시역전 처리

에 비해 그람-슈미트 기반의 시역전 처리가 효과적으로 채널 간 간섭 영향을 완화할 수 있음이 확인되었다.

## V. 결론

본 논문에서는 그람-슈미트 과정을 시역전 처리에 적용하여, 직교 성질 기반의 채널 간 간섭 완화에 대한 연구를 능·수동 시역전 처리 관점에서 수행하였다. 다수의 음원이 존재하는 환경에서의 직교성을 기반으로 한 널 형성 및 서로 다른 음원의 위치에서의 각기 다른 정보를 가지는 신호의 집속에 대한 방법을 제안하였으며, 수치 실험을 통해 이를 검증하였다.

또한, 센서 개수에 따른 널 형성의 성능 변화에 대한 연구를 추가적으로 수행하였으며, 실제 해상 실험 데이터를 이용하여 수동 다중 입·출력 수중 통신 환경에서의 채널 간 간섭 완화에 대한 성능 비교 분석을 수행하였다. 결과적으로, 그람-슈미트 기반의 시역전 처리 방법이 기존의 시역전 처리 및 적응 시역전 처리 방법에 비해 강인한 널 형성 및 집속에 대한 향상된 효과를 얻을 수 있었다.

## 감사의 글

이 논문은 2023년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. RS-2023-00271645).

FAF05 및 SWellEx-96의 해양실험 자료를 사용할 수 있도록 허용해준 미국 스크립스 해양연구소(Scripps Institution of Oceanography, SIO)의 물리연구부(Marine Physical Lab., MPL)에 감사드립니다.

## 부 록(Appendix)

### Appendix A: Eq. (6)의 일반화

2.2절에서는 3개의 음원이 존재할 때, 그람-슈미트 과정을 이용하여 특정 위치에 신호를 집속함과 동시에 다른 두 위치에서는 널을 형성하는 가중치 벡터를 Eq. (6)을 통해 소개하였다. 본 절에서는, Eq. (6)을 확장하여 일반화된 집속 및 널 형성 가중치 벡터를 소개한다.

Eq. (A1)는 일반화를 위한 규칙을 찾기 위해, 3개의 음원이 존재하는 상황에서 표현된 Eq. (6)을 다시 가져와서 일부 수정한 식이다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_1 &= \mathbf{g}_1, \\ \mathbf{v}_2 &= \mathbf{g}_2 - \frac{\langle \mathbf{g}_2, \mathbf{v}_1 \rangle}{\|\mathbf{v}_1\|^2} \mathbf{v}_1, \\ \mathbf{v}_3 &= \mathbf{g}_3 - \left[ \frac{\langle \mathbf{g}_3, \mathbf{v}_1 \rangle}{\|\mathbf{v}_1\|^2} \mathbf{v}_1 + \frac{\langle \mathbf{g}_3, \mathbf{v}_2 \rangle}{\|\mathbf{v}_2\|^2} \mathbf{v}_2 \right], \end{aligned} \quad (\text{A1})$$

여기에서  $\mathbf{g}_1$ ,  $\mathbf{g}_2$ , 그리고  $\mathbf{g}_3$ 은 각각 3개의 음원과 수직 선 배열 사이의 전달 함수를 나타내며, 나머지는 Eq. (6)과 동일하다.

$\mathbf{v}_3$ 는 3개의 음원 상황에서 하나의 음원(i.e., 3) 위치는 집속하면서 나머지 두 위치에 대해서 널을 형성하는 최종적인 가중치 벡터를 의미하며, Eq. (A1)에서 나타난 일련의 과정을 통해 Eq. (A2)와 같은 규칙이 나타남을 알 수 있다.

$$\mathbf{v}_3 = \mathbf{g}_3 - \sum_{i=1}^2 \frac{\langle \mathbf{g}_3, \mathbf{v}_i \rangle}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \mathbf{v}_i. \quad (\text{A2})$$

위와 같은 규칙을 통해 Eq. (A2)를 일반화한다면, Eq. (A3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{v}_M = \mathbf{g}_M - \sum_{i=1}^{M-1} \frac{\langle \mathbf{g}_M, \mathbf{v}_i \rangle}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \mathbf{v}_i, \quad (\text{A3})$$

여기에서  $M$ 은 음원의 개수를 나타낸다.

이러한 일반화된 벡터에서의 음원의 개수는 TRM 센서 개수에 의해 제한된다. 만약, TRM 센서가  $N$ 개 라면 표현할 수 있는 차원은  $N$ 차원이며, 이는 그람-슈미트 과정에서 표현할 수 있는 기저 벡터의 개수가  $N$ 개임을 의미한다. 따라서, 이론적으로 가능한 음원의 개수( $M$ )는 TRM 센서의 개수( $N$ )보다 작거나 같으며, 실용적인 관점에서는 더 적어질 수 있다.

### Appendix B: Eq. (10)의 일반화

Eq. (10)은 3개의 음원이 존재하는 상황에서 그람-슈미트 과정을 다중 시역전 처리로 확장한 가중치

벡터들을 나타내며, 일반화를 위해 Eq. (B1)에 다시 표현하였다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}'_1 &= \mathbf{g}_1 - \left[ \frac{\langle \mathbf{g}_1, \mathbf{v}_2 \rangle}{\|\mathbf{v}_2\|^2} \mathbf{v}_2 + \frac{\langle \mathbf{g}_1, \mathbf{v}_3 \rangle}{\|\mathbf{v}_3\|^2} \mathbf{v}_3 \right], \\ \mathbf{v}'_2 &= \mathbf{g}_2 - \left[ \frac{\langle \mathbf{g}_2, \mathbf{v}_1 \rangle}{\|\mathbf{v}_1\|^2} \mathbf{v}_1 + \frac{\langle \mathbf{g}_2, \mathbf{v}_3 \rangle}{\|\mathbf{v}_3\|^2} \mathbf{v}_3 \right], \\ \mathbf{v}'_3 &= \mathbf{g}_3 - \left[ \frac{\langle \mathbf{g}_3, \mathbf{v}_1 \rangle}{\|\mathbf{v}_1\|^2} \mathbf{v}_1 + \frac{\langle \mathbf{g}_3, \mathbf{v}_2 \rangle}{\|\mathbf{v}_2\|^2} \mathbf{v}_2 \right], \end{aligned} \quad (\text{B1})$$

여기에서  $\mathbf{g}_1$ ,  $\mathbf{g}_2$ , 그리고  $\mathbf{g}_3$ 은 Eq. (A1)과 동일하다.

일반화 규칙을 찾기 위해 Eq. (B1)에서  $\mathbf{v}'_3$ 를 기준으로 살펴본다.  $\mathbf{v}'_3$ 는 집속시키고자 하는 음원(i.e., 3)에 대응하는 전달 함수(i.e.,  $\mathbf{g}_3$ )에서 해당 전달 함수와 다른 기저 벡터들(i.e.,  $\mathbf{v}_1$ 와  $\mathbf{v}_2$ )로의 정사영 벡터들을 빼는 구조이다. 다른 벡터들도 동일한 구조를 가지고 있으며, 이를 정리하면 다중 시역전 처리에서의 일반화된 수식을 다음과 같이 얻을 수 있다:

$$\mathbf{v}'_j = \mathbf{g}_j - \sum_{i=1, i \neq j}^M \frac{\langle \mathbf{g}_j, \mathbf{v}_i \rangle}{\|\mathbf{v}_i\|^2} \mathbf{v}_i \quad (1 \leq j \leq M), \quad (\text{B2})$$

여기에서  $M$ 과  $j$ 는 각각 음원의 개수와 음원의 번호를 나타낸다.

Eq. (A3)과 Eq. (B2)를 비교해볼 때, 우변의 두 번째 항에 표현된  $\sum$ 의 구조만 조금 다른 매우 유사한 구조로 나타낼 수 있다.

## References

1. D. R. Jackson and D. R. Dowling, "Phase conjugation in underwater acoustics," *J. Acoust. Soc. Am.* **89**, 171-181 (1991).
2. M. Fink, "Time-reversal mirrors," *J. Phys. D*, **26**, 1330-1350 (1993).
3. M. Fink, "Time-reversed acoustics," *Phys. Today*, **50**, 34-40 (1997).
4. W. A. Kuperman, W. S. Hodgkiss, and H. C. Song, "Phase conjugation in the ocean: Experimental demonstration of an acoustic time-reversal mirror," *J. Acoust. Soc. Am.* **103**, 25-40 (1997).
5. W. S. Hodgkiss, H. C. Song, and W. A. Kuperman, "A long-range and variable focus phase-conjugation experiment in shallow water," *J. Acoust. Soc. Am.* **105**, 1597-1604 (1998).
6. H. C. Song, W. S. Hodgkiss, W. A. Kuperman, W. J. Higley, K. Raghukumar, T. Akal, and M. Stevenson, "Spatial diversity in passive time reversal communications," *J. Acoust. Soc. Am.* **120**, 2067-2076 (2006).
7. J. R. Yoon, M. K. Park, and Y. J. Ro, "Bit error parameters on passive phase conjugation underwater acoustic communication" (in Korean), *J. Acoust. Soc. Kr.* **24**, 454-461 (2005).
8. M. J. Eom, J. S. Kim, J.-H. Cho, H. Kim, and I. Sung, "Algorithm and experimental verification of underwater acoustic communication based on passive time-reversal mirror" (in Korean), *J. Acoust. Soc. Kr.* **33**, 392-399 (2014).
9. S. C. Walker, P. Roux, and W. A. Kuperman, "Synchronized time-reversal focusing with application to remote imaging from a distant virtual source array," *J. Acoust. Soc. Am.* **125**, 3828-3834 (2009).
10. Z. B. Yu, H. F. Zaho, X. Y. Gong, and N. R. Chapman, "Time-reversal mirror-virtual source array method for acoustic imaging of proud and buried targets," *IEEE J. Ocean Eng.* **41**, 382-394 (2016).
11. G. H. Byun and J. S. Kim, "Robust focusing in time-reversal mirror with a virtual source array," *J. Acoust. Soc. Am.* **136**, 2148 (2014).
12. G. H. Byun and J. S. Kim, "Robust variable range focusing with a virtual source array using the waveguide invariant in underwater" (in Korean), *J. Acoust. Soc. Kr.* **36**, 23-29 (2017).
13. J. S. Kim, H. C. Song, and W. A. Kuperman, "Adaptive time-reversal mirror," *J. Acoust. Soc. Am.* **109**, 1817-1825 (2001).
14. H. C. Song, "Equivalence of adaptive time reversal and least squares for cross talk mitigation," *J. Acoust. Soc. Am.* **135**, EL154-EL158 (2014).
15. J. S. Kim and K. C. Shin, "Multiple focusing with adaptive time-reversal mirror," *J. Acoust. Soc. Am.* **115**, 600-606 (2004).
16. S. Kim, W. A. Kuperman, W. S. Hodgkiss, H. C. Song, G. F. Edelmann, and T. Akal, "Robust time reversal focusing in the ocean," *J. Acoust. Soc. Am.* **114**, 145-157 (2003).
17. G. H. Byun and J. S. Kim, "Improved multiple focusing with adaptive time-reversal mirror in the ocean," *J. Acoust. Soc. Am.* **138**, 1948 (2015).
18. H. C. Song, J. S. Kim, W. S. Hodgkiss, and J. H. Joo, "Cross talk mitigation using adaptive time reversal," *J. Acoust. Soc. Am.* **127**, EL19-EL22 (2010).
19. N. O. Booth, T. Abawi, P. W. Schey, and W. S. Hodgkiss, "Detectability of low-level broad-band signals using

adaptive matched-field processing with vertical aperture arrays,” *IEEE J. Ocean. Eng.* **25**, 296-313 (2000).

20. M. B. Porter, “The KRAKEN normal mode program (SM-245),” Naval Research Laboratory Memorandum, Tec. Rep., 6920, 1991.

21. M. Porter, *The Bellhop Manual and User’s Guide: Preliminary Draft*, <http://oalib.hlsresearch.com/Rays/HLS-2010-1.pdf>, (Last viewed January 13, 2024).

22. S. H. Byun, S. M. Kim, and Y. K. Lim, “Long-range sound transmission characteristics in shallow-water channel with thermocline” (in Korean), *J. Acoust. Soc. Kr.* **33**, 273-281 (2014).

23. D. Y. Jeong, S. M. Kim, S. H. Byun, and Y. K. Lim, “A study on the characteristics of underwater sound transmission by short-term variation of sound speed profiles in shallow-water channel with thermocline” (in Korean), *J. Acoust. Soc. Kr.* **34**, 20-35 (2015).

24. H. L. Van, *Optimum Array Processing* (Wiley, New York, 2002), pp. 1348.

25. H. Cox, R. M. Zeskind, and M. M. Owen, “Robust adaptive beamforming,” *IEEE Trans. Acoust. Speech Sign. Process.* **10**, 1365-1376 (1987).

26. H. Cox and R. Pitre, “Robust DMR and multi-rate adaptive beamforming,” *Proc. IEEE 31<sup>st</sup> ACSSC*, 920-924 (1997).

27. F. B. Jensen, W. A. Kuperman, M. B. Porter, and H. Schmidt, *Computational Ocean Acoustics* (Springer, New York, 2011), pp. 723-724.

▶ 김재수 (J. S. Kim)



1981년 : 서울대학교 조선공학과(공학사)  
 1984년 : 미국 University of Florida, 해양공학(공학석사)  
 1989년 : 미국 MIT, 해양공학, 수중음향(공학박사)  
 1990년 ~ 1991년 : 국방과학연구소 선임연구원  
 1999년 ~ 2001년 : 미국 Scripps 해양연구소 Visiting Scientist  
 2009년 ~ 2010년 : 미국 Scripps 해양연구소 Visiting Scientist  
 1991년 ~ 현재 : 한국해양대학교 해양공학과 교수

▶ 신기철 (Kee-Cheol Shin)



1996년 2월 : 한국해양대학교 해양공학과(공학사)  
 1998년 2월 : 한국해양대학교 해양공학과(공학석사)  
 2003년 8월 : 한국해양대학교 해양개발공학과(공학박사)  
 2003년 9월 ~ 2004년 12월 : 한국과학재단 신진연구원, BB21 박사 후 과정  
 2005년 1월 ~ 현재 : LIG넥스원(주) 해양연구소 수석연구원 팀장

저자 약력

▶ 김동현 (Donghyeon Kim)



2014년 2월 : 한국해양대학교 해양공학과(공학사)  
 2016년 2월 : 한국해양대학교 해양공학과(공학석사)  
 2023년 2월 : 한국해양대학교 해양과학기술융합학과(공학박사)  
 2023년 3월 ~ 현재 : 한국해양대학교 수중운동체특화연구센터 학연연구교수

▶ 변기훈 (Gihoon Byun)



2013년 2월 : 한국해양대학교 해양공학과(공학사)  
 2015년 2월 : 한국해양대학교 해양공학과(공학석사)  
 2018년 2월 : 한국해양대학교 해양과학기술융합학과(공학박사)  
 2018년 3월 ~ 2022년 8월 : 미국 Scripps 해양연구소 Research Associate  
 2022년 9월 ~ 현재 : 한국해양대학교 해양과학기술융합학과 조교수