



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

빔 형성을 이용한 수중음향통신 성능 개선

Performance Improvement of Underwater Acoustic Communication
Based on Beamforming



지도교수 김재수

2014년 2월

한국해양대학교 대학원

해양공학과

엄민정

本 論 文 을 嚴 敏 精 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함 .

위원장 공학박사 김 기 만



위 원 공학박사 서 영 교



위 원 공학박사 김 재 수



2014년 2월

한국해양대학교 대학원

해양공학과

엄 민 정

<목 차>

목 차	i
그림 목차	ii
표 목차	iv
Abstract	v
1. 서 론	1
1.1 연구 목적	1
1.2 연구 동향 및 논문 구성	3
2. 공간 필터 소개	4
2.1 빔 형성	4
3. 해상실험	11
3.1 해상실험 구조	11
3.2 전송 신호	14
3.3 채널응답특성	18
3.4 신호 대 간섭 잡음비	24
4. 수중 통신 성능 분석	27
4.1 보상 구조	27
4.2 직접파의 통신 성능	29
4.3 해수면 반사파의 통신 성능	32
5. 결 론	35
참고문헌	37

〈그림 목차〉

그림 1.1 수중 통신 체계	1
그림 2.1 선 배열과 좌표계 정의	4
그림 2.2 빔 형성의 개념	6
그림 2.3 16개 센서로 이루어진 수신 배열의 모의 신호	7
그림 2.4 빔 조향에 따른 배열 이득 결과물	8
그림 2.5 50°로 빔 조향한 모의 신호	9
그림 2.6 시간 영역과 주파수 영역에서의 빔 형성 출력	9
그림 3.1 실험 구성도	11
그림 3.2 MOBY	11
그림 3.3 주파수 대역에 따른 수신 배열 간격	12
그림 3.4 실험 해역의 음속 구조 및 수신 배열 위치	13
그림 3.5 전송 신호의 패킷	14
그림 3.6 M-sequence K4의 15 Chips	15
그림 3.7 M-sequence K4의 시간 영역 신호	15
그림 3.8 LFM의 시간 영역 신호	15
그림 3.9 LFM의 스펙트로그램	15
그림 3.10 데이터 신호의 변조 과정	16
그림 3.11 Root raised cosine filter	16
그림 3.12 수신 채널 12번의 고유 음선	19
그림 3.13 수신 채널 12번의 도달 시간 및 진폭	19
그림 3.14 LFM 신호를 이용한 채널응답특성	20
그림 3.15 6kHz의 POEMS 빔패턴	21
그림 3.16 주파수에 따른 POEMS 빔 패턴	22
그림 3.17 4k~8kHz 대역의 POEMS 빔 패턴	22
그림 3.18 LFM을 이용한 수신 신호의 방향성	23
그림 3.19 직접파 방향(10°)으로 빔 조향	24
그림 3.20 직접파 방향으로 공간 필터 적용 신호	25
그림 3.21 해수면 반사파 방향(23°)으로 빔 조향	26
그림 3.22 해수면 반사파 방향으로 공간 필터 적용 신호	26
그림 4.1 수신단 신호 보상 구조	27

그림 4.2 공간 필터 적용 전의 수신 신호 성상도 29

그림 4.3 공간 필터 적용 후의 직접파 성상도 29

그림 4.4 직접파 위상 추정 30

그림 4.5 DFPLL을 적용한 신호의 성상도 30

그림 4.6 시변동에 따른 직접파의 방향성 30

그림 4.7 데이터 3번째 프레임의 직접파 성상도 31

그림 4.8 데이터 5번째 프레임의 직접파 성상도 31

그림 4.9 데이터 2번째 프레임의 해수면 반사파 성상도 32

그림 4.10 시변동에 따른 해수면 반사파의 방향성 33

그림 4.11 데이터 3번째 프레임의 해수면 반사파 성상도 34

그림 4.12 데이터 5번째 프레임의 해수면 반사파 성상도 34



<표 목차>

표 3.1 MOBY의 주파수 대역	11
표 3.2 POEMS의 주파수 대역	12
표 3.3 고유 음선의 도달각	19

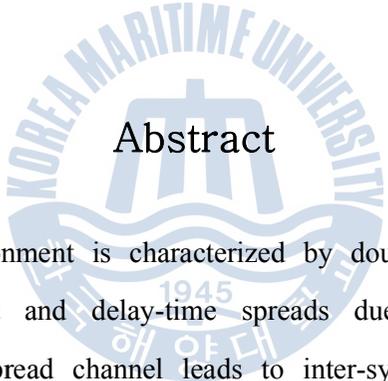


Performance Improvement of Underwater Acoustic Communication Based on Beamforming

by

Min Jeong Eom

Department of Ocean Engineering
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University



Abstract

The underwater environment is characterized by doubly spread channel in the time-variant Doppler shift and delay-time spreads due to multiple paths. The characteristic of doubly spread channel leads to inter-symbol interference. Various techniques such as time-reversal processing, spatial diversity, phase estimator, and equalizer are used to mitigate inter-symbol interference. In this thesis, a spatial filter based on the conventional beamforming is proposed as a method to mitigate the inter-symbol interference that is generated in time-varying multipath channels. The proposed technique realizes coherent communications by steering the direction of the desired signals and improves the performance of underwater acoustic communication by the Signal-to-Interference plus Noise Ratio improvement achieved by the array gain.

1. 서론

1.1 연구 목적

과거에는 군사적 목적으로 수중 통신이 사용되며 제한적이었으나, 최근에는 해양 개발에 관한 관심이 고조되면서 해양 탐사 등 수중 통신 분야 개발의 필요성이 부각되고 있다. 수중 통신은 해양 정보 수집 및 연안 탐사 등 다양한 민간 부문에서의 활용뿐만 아니라, 표적의 분산 탐지 등 군사적 활용도 다양해지고 있는 실태이다.[1,2]

수중 통신은 공기 중 통신과는 다르게 전자기파의 손실이 큼에 따라 RF(Radio Frequency) 사용에 한계가 있으며, 흡수와 산란 손실로 인하여 광학 통신도 제한적이므로 비교적 손실이 적은 음향을 사용한다[3]. 또한 수중에서의 음파 전달은 음속 구조에 따라 절대적인 영향을 받으며, 음속은 환경과 매질의 차이로 인하여 계절별, 수심별 온도가 변함으로써 음속 구조에도 변화가 나타난다[2-5]. 따라서 수중 통신은 주변 환경적인 요소에 지배적인 영향을 받으며 동일한 장소에서 같은 통신 시스템을 구축하여도 통신 성능이 달라진다.

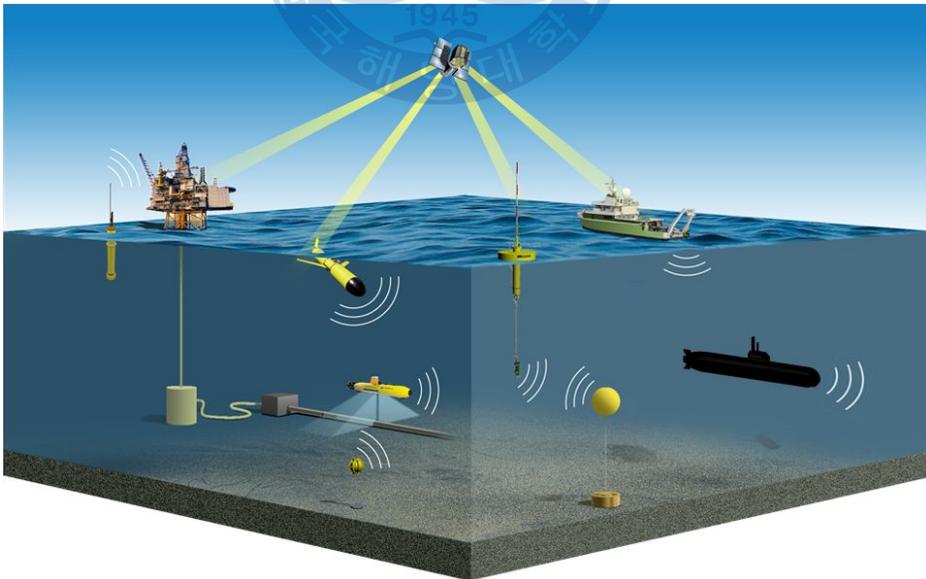


그림 1.1 수중 통신 체계 [6]

통신 성능에 있어서 다중 경로로 인한 인접 심볼 간 간섭은 주요한 요소이며, 성능 저하의 주원인이 된다. 특히 공기 중 통신과는 다르게 수중에서의 음파 전달 영역은 도파관 구조이므로 해수면과 해저면에 대한 정보를 무시할 수 없으며, 이에 따라 해수면의 거칠기 및 동적인 요인과 해저면의 밀도, 흡수 손실을 고려해야 하는 복잡성을 지닌다. 뿐만 아니라 수중에서는 시변동성 채널의 영향을 크게 받으며 매질 특성으로 인하여 활용할 수 있는 주파수 대역이 공기 중 통신에 비하여 월등히 낮아 통신의 전송률에도 제약이 따른다[3,7]. 다시 말해 공기 중 통신에 비교하여 수중 통신은 환경적 영향이 크며 제한 요소가 많아 성능이 열악하다. 이를 개선하기 위하여 수중 통신 기술에 시역전 처리(Time Reversal Processing), 공간 다이버시티(Spatial diversity), 등화기(Equalizer) 등 다양한 기법에 관하여 연구가 진행되고 있으며[8-10], 특히 인접 심볼 간 간섭을 완화하기 위한 방법으로 적응형 등화기 기법이 널리 사용되고 있다. 등화기의 경우 채널 정보를 추정하여 보상하는 알고리즘으로 채널 추정의 정확도가 높을수록 성능이 우수하며, 나아가 시변동 채널에 관한 적응형 등화기는 채널 정보를 갱신해야 하는 복잡성이 따른다[11-13].

본 논문에서는 수중 통신 알고리즘을 확장하여 빔 형성 기반의 공간 필터를 제안하고, 실제 해상 실험 데이터에 적용하여 알고리즘의 성능을 검증하고자 한다.

1.2 연구 동향 및 논문 구성

센서 배열을 이용하는 빔 형성(Beamforming) 기술은 수신 신호의 방향성을 추정하며, 탐지뿐만 아니라 공간 필터로도 연구되어왔다[14]. 80년대에는 잡음을 제거하기 위한 기술로 연구되었으며, 90년대에는 수중 통신 분야에서 통신 성능을 개선하기 위한 기술로 연구되어졌다. Neasham은 ROV(Remotely Operated Vehicle)의 통신을 위하여 1~2km의 거리에서 20kbps(bit per sec) 전송률의 해상 실험을 수행하였으며, 신호 보상 단계에서 수평 수신 배열을 이용하여 적응형 빔 형성 기반의 공간 필터를 수행하고 적응형 등화기를 접목하여 통신 성능이 개선됨을 보였다[15]. 또한 Stojanovic는 수직 수신 배열을 이용하여 90~200km의 장거리 통신에서 등화기 알고리즘을 간략화 하는 방안으로 빔 형성을 이용하여 통신 성능을 개선하였다[16]. 이 외에도 2012년도 Song은 수평 배열을 이용한 다중 빔의 연구를 하였으며 빔 형성을 이용하여 신호 대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio, SNR)을 높이고 등화기를 통한 통신 성능이 개선됨을 보였다[17]. 오늘날까지 공간 필터로 빔 형성에 대한 연구가 이루어지고 있으며, 주로 장거리 통신에서 등화기와 접목한 보상 구조의 연구와 빔 형성의 효율을 최대화하기 위하여 센서 간격의 최적화 연구 등이 진행되고 있다 [18-21].

본 논문에서는 단거리 통신 실험에서 등화기를 거치지 않고 빔 형성만을 이용하여 간섭을 완화하는 것에 목적을 두며, 논문의 구성은 다음과 같다. 제 1장에서는 연구 필요성 및 연구 동향에 관하여 언급하였고, 제 2장에서는 빔 형성 기법에 대한 이론적 배경을 설명한다. 제 3장에서는 단거리 해상실험에 관하여 설명하고, 해상 실험 데이터에 제시한 공간 필터를 적용하여 신호 대 간섭 잡음비(Signal-to-Interference plus Noise Ratio, SINR)를 도출하고 비교함에 따라 공간 필터의 성능을 확인한다. 제 4장에서는 공간상으로 분리된 신호를 이용하여 통신 성능을 확인하고, 마지막 제5장에서 결론을 맺는다.

2. 공간 필터 소개

2.1 빔 형성

수신 신호는 다중경로로 인하여 지연시간이 나타날 뿐만 아니라 다양한 방향성을 가지게 된다. 더욱이 수중 음향 전파의 경우 음속에 지배적인 영향을 받으며 내부파 혹은 온도 변화로 인하여 시간이 흐름에 따라 전파 경로가 달라진다[2]. 따라서 수신 신호에는 잡음으로 인한 왜곡과 다중경로로 인한 간섭 신호가 발생하여 낮은 신호 대 간섭 잡음비를 얻게 된다. 이러한 특성을 지니는 수신 신호는 수많은 주파수의 특성을 가지고 있으며, 원하는 주파수의 신호와 다른 주파수의 신호를 분리하는 필터 개념이 필요하다. 다중경로로 인한 간섭 신호는 원하는 신호와 동일한 주파수의 신호이므로 시간적 필터를 사용하더라도 간섭 신호가 잔여하며 공간상의 신호를 분리하는 것에 한계가 있다. 따라서 간섭 신호를 완화하기 위하여 공간 필터의 사용이 효과적이며 본 논문에서는 빔 형성 기반의 공간 필터를 제안한다.

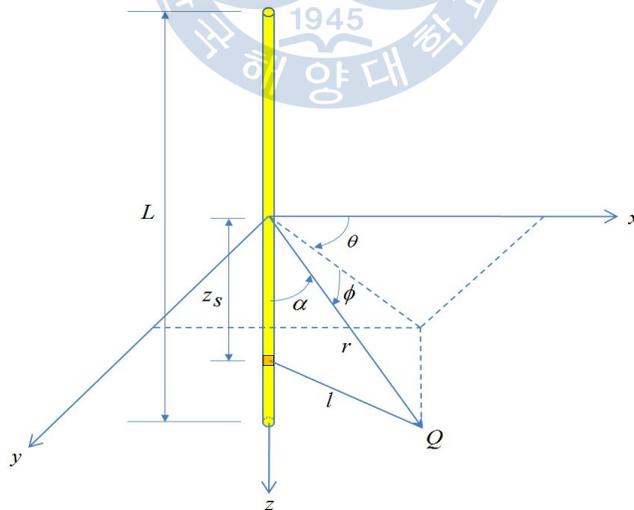


그림 2.1 선 배열과 좌표계 정의

빔 형성기는 수신 배열을 구성하는 각 센서별 위치로 인하여 발생하는 물리적인 위상차를 이용한 것으로 수신 신호의 도달각(Arrival angle)을 추정하고, 원하는 신호의 방향으로 빔을 조향하여 배열 이득을 얻음으로써 공간 필터의 역할을 수행한다.

무지향성(Omni-direction) 음원이 선 배열(Line Array)로 구성되어 있으며 각각의 센서(음원)사이의 간섭 현상이 없다고 가정할 때, 그림 2.1과 같은 선 배열의 미소 요소에 대한 음압은 다음과 같다.

$$dp = \frac{A}{L} \frac{dz}{l} e^{i(kl - \omega t)} \quad (2.1)$$

여기서 A 는 음원 강도(Source strength), L 은 선 배열 길이를 뜻하며, l 은 음원 dz 로부터의 거리로 식 (2.2)와 같다.

$$\begin{aligned} l &= r \sqrt{1 - \frac{2z}{r} \cos \alpha + \frac{z^2}{r^2}} \\ &= r \left(1 + \frac{z}{r} \sin \theta + \frac{z^2}{2r^2} \cos^2 \theta + \dots \right) \end{aligned} \quad (2.2)$$

$l \approx r$ 일 경우는 $r \gg \frac{L}{2}$ 일 경우와 같고 식(2.2)의 3번째 항에 대한 위상차가 $\frac{\pi}{4}$ 보다 충분히 작으므로 Binomial 전개에 따라 무시할 수 있다고 가정한다. 이는 수신기의 위치가 Far field에 있다고 보며 식 (2.3)과 같이 정의된다.

$$\frac{L^2}{\lambda} \leq r \quad (2.3)$$

방사된 음원의 평면파는 구형으로 확산되며 일정한 거리를 지나면 원통형 확산을 한다. 구형 확산으로 수신 배열에 도달할 경우 수신 배열의 각 센서별 위상차는 식 (2.2)에서 고차항까지 고려해야하며, 이를 Near field라 한다. 반면

원통형 확산으로 도달할 경우 Far field에 속하며 수신 배열의 각 센서별 위상차는 선형적이라 할 수 있다[22]. 다시 말해, 식 (2.3)으로부터 전파 영역을 판단하고, 빔 형성을 수행 시 고려되는 위상차를 결정한다.

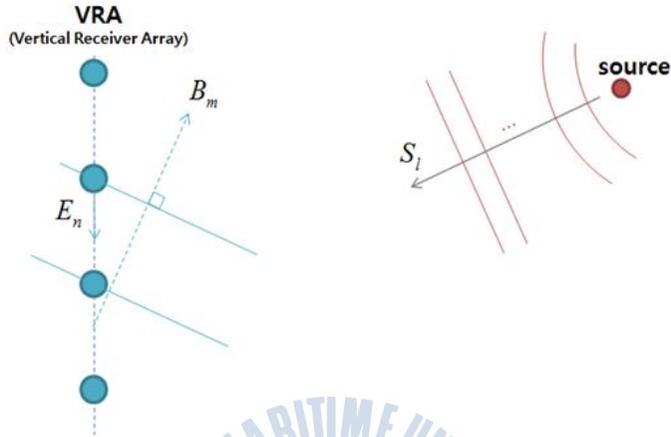


그림 2.2 빔 형성의 개념

그림 2.2은 Far field에 대한 빔 형성의 개념도이다. 방향벡터 s_l 을 가지는 음원이 전파되어 N개의 센서로 이루어진 수신 배열에 도달하게 되면 각 센서별 시간 영역 수신 신호는 다음과 같다.

$$e_n(t) = s_l \left(t + \frac{\mathbf{E}_n \cdot \mathbf{S}_l}{c} \right) \quad (2.4)$$

여기서, \mathbf{E}_n 은 수신기 위치 벡터이며 \mathbf{s}_l 은 방사된 음원으로부터 수신된 신호의 방향벡터, c 는 음속, s_l 은 시간영역 송신 신호를 뜻한다[23]. 즉, 수신기의 위치에 따른 지연시간의 차가 발생하고 이를 이용하여 음원의 방향성을 추정한다.

식 (2.4)에 빔 형성 인자를 첨가한 식은 다음과 같다[23].

$$b_m(t) = \sum_{n=0}^{N-1} s_l \left(t + \frac{\mathbf{E}_n \cdot \mathbf{S}_l}{c} - \frac{\mathbf{E}_n \cdot \mathbf{B}_m}{c} \right) \quad (2.5)$$

\mathbf{m} 개의 빔 조향 벡터(Beam steering vector, \mathbf{B}_m) 중에서 방사된 음원의 방향 벡터(\mathbf{S}_l)와 일치할 경우, 모든 센서의 위상차는 0이 되고 모든 센서의 수신 신호는 $s_l(t)$ 로서 Coherent 상태로 배열 이득을 얻는다. 다시 말해, 음원의 방향 벡터와 빔 조향 벡터의 차이로 인하여 각 센서별 위상차가 발생하고 Incoherent 상태가 되며 배열 이득을 얻음에 따라 신호의 세기가 줄어드는 반면, 음원의 방향 벡터와 빔 조향 벡터가 일치할 경우 Coherent 상태에서의 배열 이득을 얻어 신호의 세기가 증가한다.

예를 들어, 그림 2.2와 같은 형태로 16개의 수신배열이 존재하며 하나의 음원이 Far field에서 62.5Hz의 정현파를 방사할 경우, 수신 배열에 도달한 각 센서별 수신 신호는 그림 2.3과 같다. 여기서 수신 신호는 $H(f) = 1$ 인 Ideal channel을 적용한 모의 신호이다. 식 (2.4)와 같이 수신 배열의 각 센서별 위치에 따라 물리적인 위상차가 발생한다.

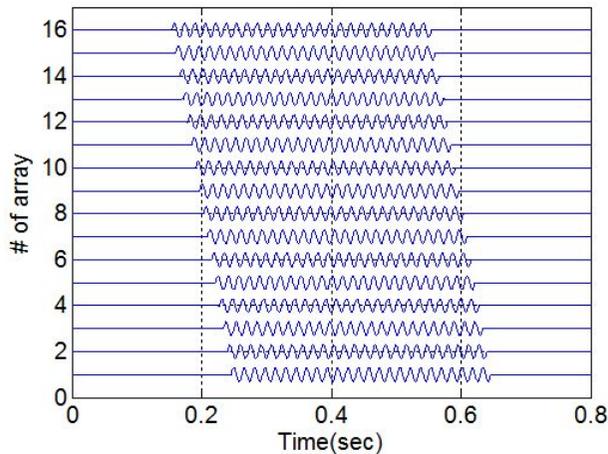


그림 2.3 16개 센서로 이루어진 수신 배열의 모의 신호

-90°부터 90°까지 빔 조향 벡터를 이용하여 식 (2.5)를 토대로 도출된 수신 신호의 배열 이득을 얻었으며, 대표적으로 -90°, 0°, 50°, 80°의 결과를 그림 2.4로 나타내었다.

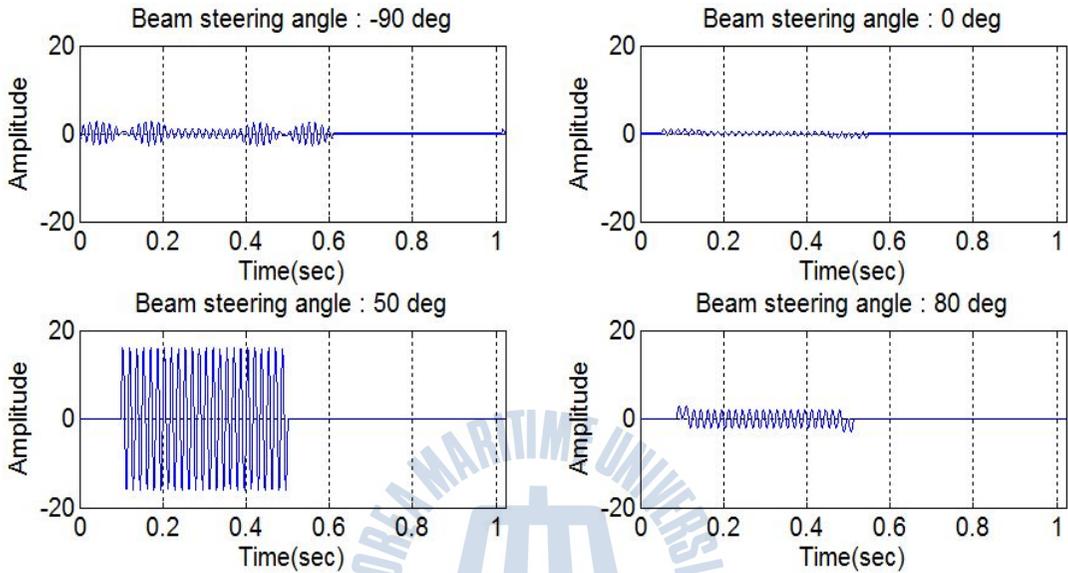


그림 2.4 빔 조향에 따른 배열 이득 결과물

50°로 빔을 조향할 경우 가장 큰 세기의 신호로 최대 진폭 값을 나타내고, 다른 방향으로 빔을 조향한 경우에는 신호의 세기가 줄어들며 왜곡된 신호가 나타난다. 이는 50° 방향으로 빔을 조향할 때에 수신 배열의 16개 센서가 수신한 신호들은 Coherent 상태로서 배열 이득을 얻은 결과이며, 다른 방향으로 빔을 조향한 경우에는 Incoherent 상태로 배열 이득을 얻음으로써 나타나는 결과이다. 빔 조향 각도에 따라 배열 이득을 얻어 신호의 세기를 통한 최종 빔 형성의 출력물은 그림 2.6과 같다. 앞서 확인 했듯이 50°에서 가장 큰 세기가 나타나며 이로 인하여 음원의 방향성을 추정할 수 있다.

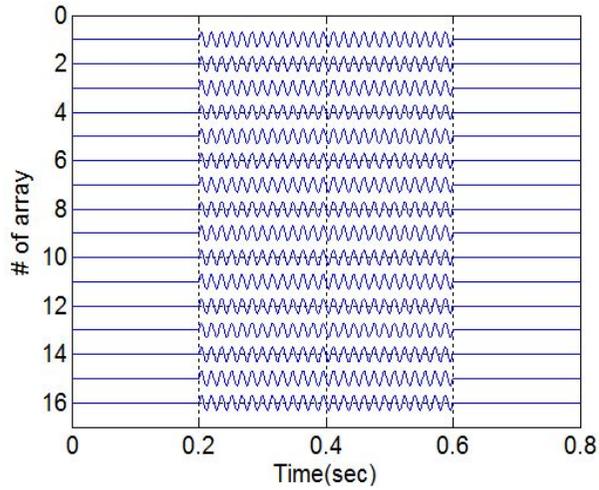


그림 2.5 50°로 빔 조향한 모의 신호

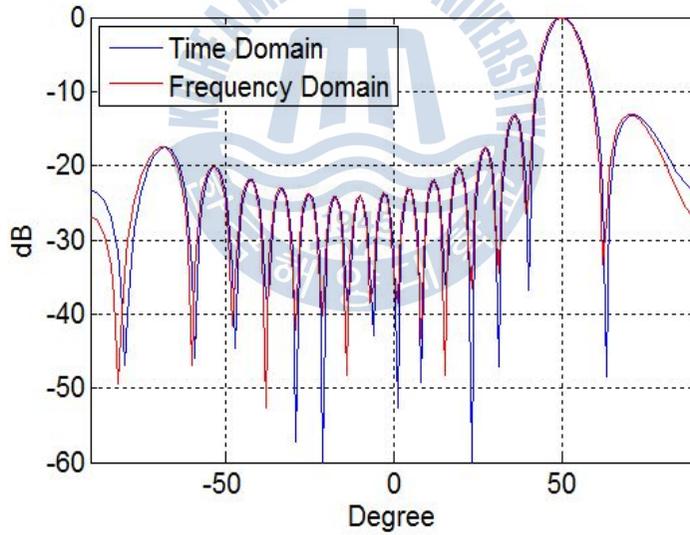


그림 2.6 시간 영역과 주파수 영역에서의 빔 형성 출력

주파수 영역에서의 빔 형성 연산은 시간 영역에서의 연산보다 비교적 간단하고 연산 시간을 단축시킨다. 주파수 영역에서의 빔 형성은 각 주파수 성분에 해당하는 방향성 스펙트럼 신호를 이용하여 수행하는 것으로 식 (2.6)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{B} = \mathbf{w}^H \mathbf{d} \quad (2.6)$$

각 센서별 수신된 신호는 푸리에 변환을 통하여 주파수 영역으로 변환하고 관심 주파수의 신호 벡터(Signal vector, \mathbf{d})를 구성한다. \mathbf{w} 는 빔 조향 벡터로서 -90° 부터 90° 까지의 위상 편이를 적용한 열벡터이며, $()^H$ 는 Hermitian transpose를 뜻한다. 따라서 \mathbf{B} 는 빔 조향 벡터와 신호 벡터의 정합 필터를 통하여 상관관계를 나타낸 것으로 수신된 신호의 방향성을 추정한다[23-25].



3. 해상 실험

3.1 해상 실험 구조

본 논문에서 적용된 실험 데이터는 2010년 10월 동해시 인근 해역에서 실시되었으며 구성은 그림 3.1과 같다. 수심 300m의 등수심인 지역에서 실험을 수행하였고, 송/수신 장비는 국방과학연구소로부터 지원을 받았다.

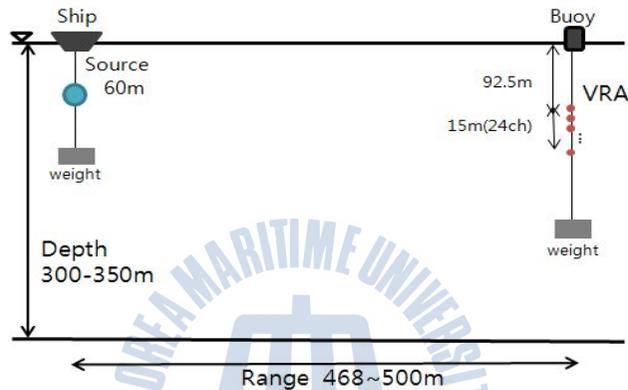


그림 3.1 실험 구성도

음원은 MOBY를 사용하였으며 수심 60m에 위치하였다. MOBY의 경우 표 3.1과 같이 세 개의 대역으로 분류되며 모든 대역에서 205dB의 평탄한 음원 준위(Sound Pressure Level, SPL)를 갖는다. 또한 수평으로는 무지향성이며 수직으로 $\pm 40^\circ$ 의 유효 빔 폭(Beam width)을 갖는다.



그림 3.2 MOBY

	Frequency(Hz)
Low-band	1-2k
Medium-band	2k-4k
High-band	4k-8k

표 3.1 MOBY의 주파수 대역

수신기는 15m 길이의 수직 선배열인 POEMS(Portable Ocean Environment Measurement System)를 사용하였으며 수심 92.5m~107.5m에 위치하였다. POEMS는 24개의 센서로 구성되었고, 네 가지 주파수 대역을 고려하며 각 대역의 정보는 표 3.2와 같다[26]. 각 대역에 따라 최적의 센서 간격이 고려된 일부 배열들의 집합체로 이루어진 Nested 배열이며, 채널당 샘플링 주파수는 65536Hz이다. 송/수신간의 거리는 468m이며 부이(Buoy)로부터 POEMS를 연결하고 무게추로 고정하여 실험을 진행하였다.

	Frequency (Hz)	Spacing (cm)
Band1	400-800	187.5
Band2	800-1600	93.75
Band3	1600-3200	46.87
Bnad4	3200-6400	23.43

표 3.2 POEMS의 주파수 대역

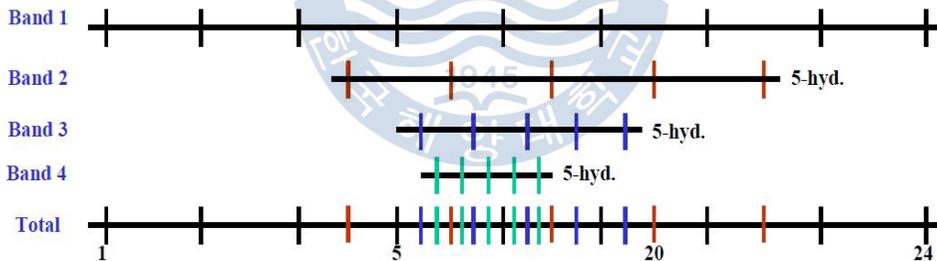


그림 3.3 주파수 대역에 따른 수신 배열 간격

당시 실험 해역의 음속 구조는 그림 3.4와 같고, 수심 100m 부근까지 음속이 점차 낮아짐에 따라 음선이 아래로 굴절되어 전파될 것으로 예상되며 수심 100m이상의 위치에서 음속이 일정하여 안정적인 음향 전파 특성이 나타날 것으로 보인다. 그림 3.4에서의 빨간색 표시로 POEMS의 위치를 표현하였고, 음원이 60m에 위치하므로 음선은 위에서 아래로 굴절되어 도달할 것으로 예상된다.

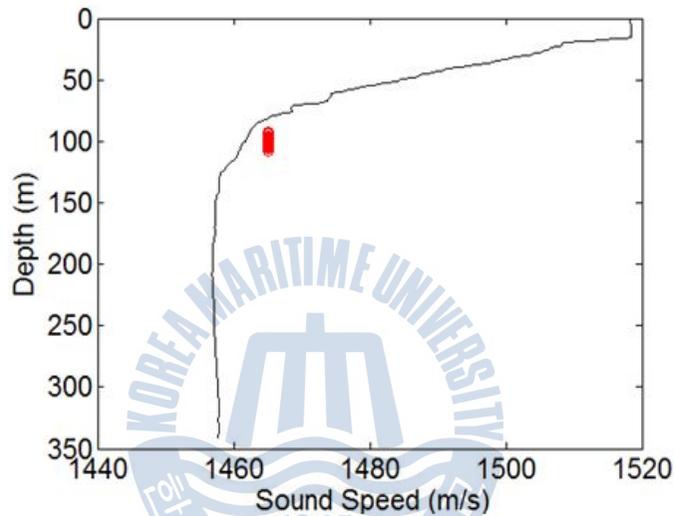


그림 3.4 실험 해역의 음속 구조 및 수신 배열 위치

3.2 전송 신호

전송 신호의 패킷은 그림 3.5와 같으며, 채널 추정용 탐침 신호(Probe signal)와 통신 목적의 데이터 신호로 구성된다.

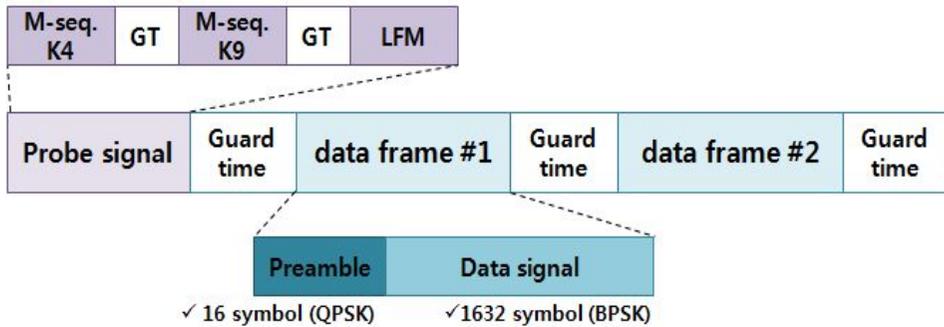


그림 3.5 전송 신호의 패킷

채널 추정용 탐침 신호는 Pseudorandom Binary Sequence의 종류인 M-sequence와 LFM(Linear Frequency Modulation) 신호를 사용하였다. M-sequence의 경우 0과 1의 비트 정보를 BPSK(Binary Phase Shift keying)로 변조한 신호로서 상관관계(Correlation)의 성능이 좋으며 모든 대역에서의 출력이 동일하다는 이점과 도플러(Doppler)에 민감한 특징을 갖는다. 또한 m 계 열의 수에 따라 발생하는 신호의 길이는 $2^m - 1$ 로 정의된다[27]. 더불어 LFM 신호는 시간이 변함에 따라 주파수가 선형적으로 증가 혹은 감소하는 특징의 신호이며, Chirp 또는 Sweep 신호라 한다. LFM은 대역폭이 넓을수록 정합 필터의 해상도(Resolution)가 높아지는 특징을 갖으며 주엽(Main-lobe)과 부엽(Side-lobe)의 비가 크게 나타나는 특징을 갖는다[28].

본 실험에서는 15 Chips의 M-sequence K4, 511 Chips의 M-sequence K9 과 4kHz의 대역폭을 갖는 Up-sweep의 LFM을 채널 추정용 탐침 신호로 사용하였다[29].

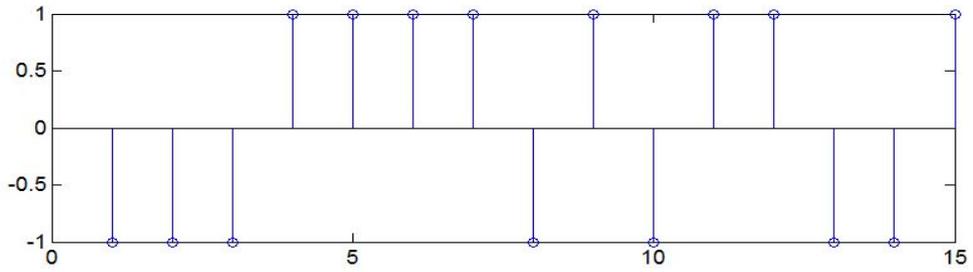


그림 3.6 M-sequence K4의 15 Chips

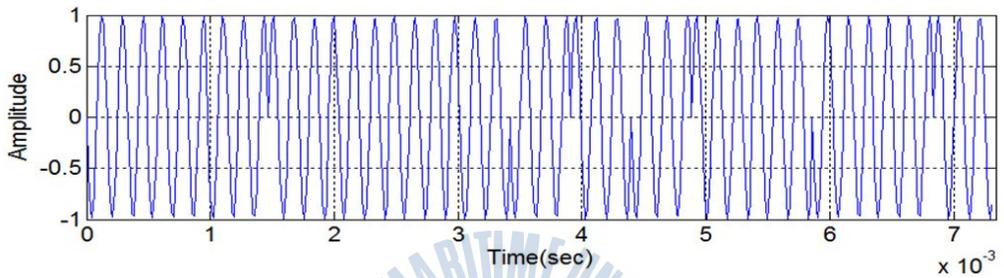


그림 3.7 M-sequence K4의 시간 영역 신호

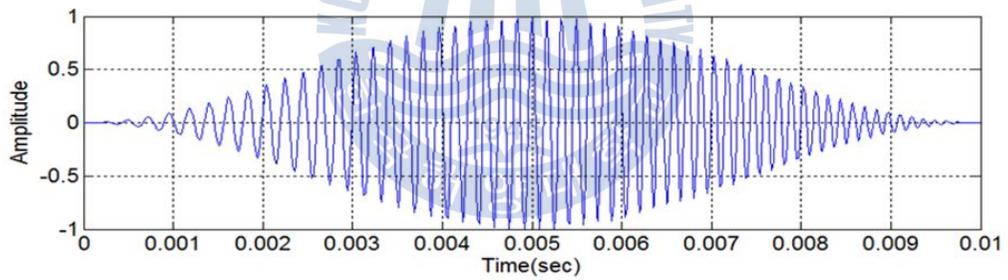


그림 3.8 LFM의 시간 영역 신호

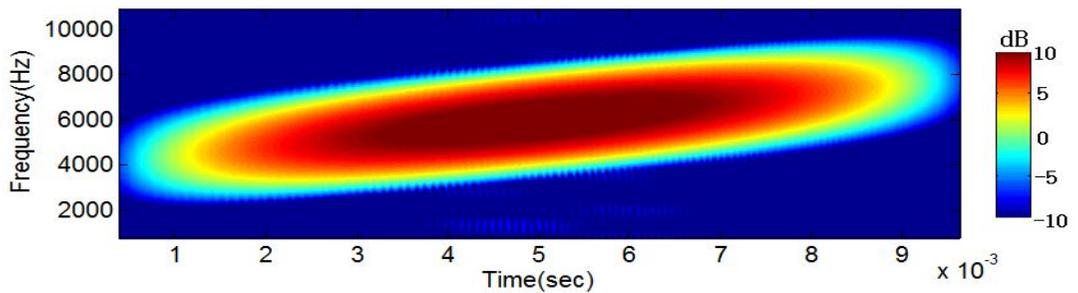


그림 3.9 LFM의 스펙트로그램

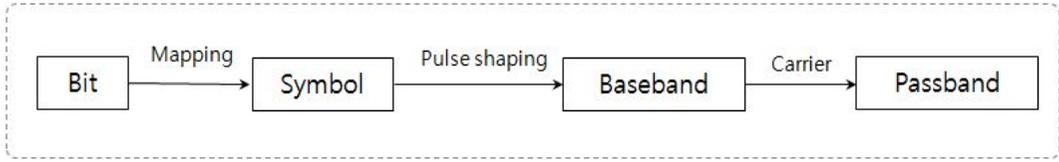


그림 3.10 데이터 신호의 변조 과정

데이터 신호는 비트 수열의 형태이며 동기화(Synchronization)를 위한 프리앰블(Preamble)과 정보를 담고 있는 데이터로 구성된다. 프리앰블은 2진 신호를 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 변조 방식을 채택하여 16개의 심볼(Symbol)로 변조하였으며, 데이터 수열의 경우 BPSK의 변조 방식으로 1632개의 심볼로 변조하였다[30].

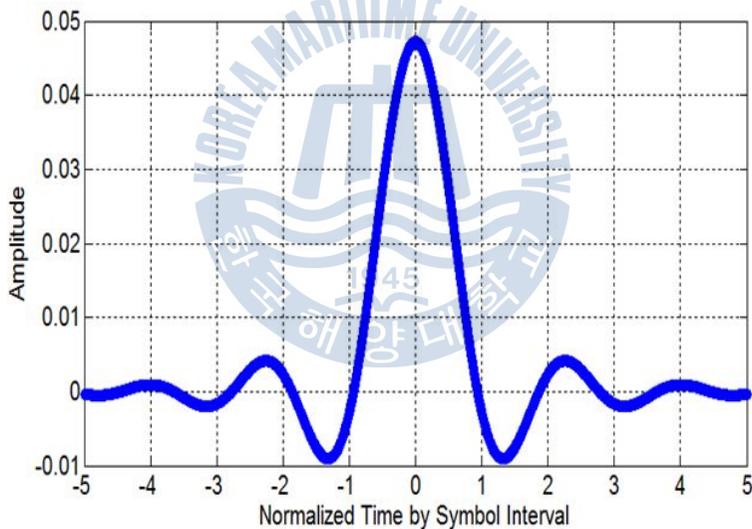


그림 3.11 Root raised cosine (Roll-off factor: 0.25)

변조된 심볼은 제한된 펄스 형상화(Pulse Shaping)를 통하여 대역에 제한을 두지만 채널을 거치면서 펄스 퍼짐 현상이 발생하고 이로 인하여 인접 심볼 간 간섭이 발생한다. 이러한 인접 심볼 간 간섭을 0 혹은 최소화하기 위한 목적으로 펄스가 설계되며 싱크 함수(Sinc function)의 형태가 적합하다. 그러나 싱크 함수는 현실상 물리적인 구현이 불가능하므로 Nyquist이론에 따라 가장

근접한 Raised cosine 펄스가 주로 사용된다. Raised cosine 펄스의 경우 0부터 1까지의 실수 값을 지닌 Roll-off 인자를 이용하여 싱크 함수의 형태를 조절하며 전송률이 결정된다. 또한 제곱근의 형태의 Raised Cosine (Root Raised Cosine, RRC) 펄스는 상관관계의 결과가 Raised Cosine 펄스가 되는 특징을 갖는다[7].

따라서 변조된 심볼에 Roll-off 인자가 0.25인 RRC 필터를 이용하여 펄스를 형상화하며 기저대역(Baseband)으로 변조하였다. 펄스 형상화된 심볼 수열에 6kHz의 반송파를 실어 통과대역(Passband)으로 변조하였고, 변조된 데이터 신호의 전송률은 3.2kbps를 갖는다. 50msec의 보호구간을 가지며 총 60 프레임의 데이터 신호가 전송된다.



3.3 채널응답특성

채널응답특성은 송신 신호가 수신될 때까지의 전달 경로의 정보를 담고 있는 것으로 시변동 다중경로의 특성을 갖는다. 다시 말해, 수신 신호는 전달 특성으로 인하여 송신 신호가 왜곡되어 나타나며 이를 식 (3.1)과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) * h(t) + z(t) \\ &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-i2\pi f_c \tau_n(t)} s[t - \tau_n(t)] + z(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

여기서, *는 Convolution 연산을 의미하며 $s(t)$ 는 송신 신호, α_n 는 다중경로 n 번째의 손실로 인하여 감쇠된 수신 신호의 이득, τ 는 지연시간, $z(t)$ 는 백색 가우시안 잡음을 말한다[7]. 채널응답특성은 시·공간적 전달특성에 대한 정보를 가지며, 왜곡된 신호를 보상하기 위한 정보로서 기반이 된다. 또한 Ray 이론[31], Nomal-Mode 이론[32], PE(Parabolic Equation) 이론[33] 등을 근거로 한 음향 전파 모델을 이용하여 채널응답특성을 예측하고, 신호 왜곡을 최소화하는 목적으로 신호 설계에 사용된다. BELLHOP은 해양 도파관 구조에 따라 경계 조건을 고려하고 음속 구조를 바탕으로 음선을 추적하는 음향전파 모델로써 가우시안 빔 이론을 근거로 음압을 계산한다[31].

본 논문에서는 당시 실험 해역의 해양 환경 정보를 토대로 BELLHOP을 수행하였으며 고유음선, 도달 시간 및 진폭, 그리고 도달각의 정보를 도출하였다. 수신 배열 중 중심부에 위치한 12번째 수신 채널(수심 100m)의 고유 음선은 그림 3.12와 같고, 송신기 빔 폭의 영향으로 인하여 직접파와 해수면 반사파의 채널 특성이 나타난다. 또한 그림 3.13으로부터 약 10msec 이후 다중경로로 인한 간섭이 발생할 것으로 예측할 수 있으며, 직접파의 경우 8.07° 방향으로 수신되고 해수면 반사파의 경우 21.87° 방향성이 예측된다.

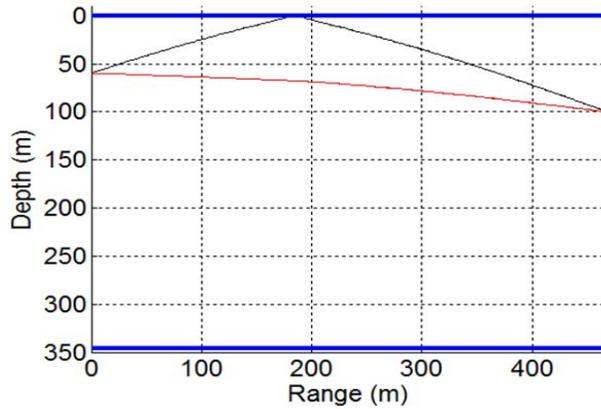


그림 3.12 수신 채널 12번의 고유음선

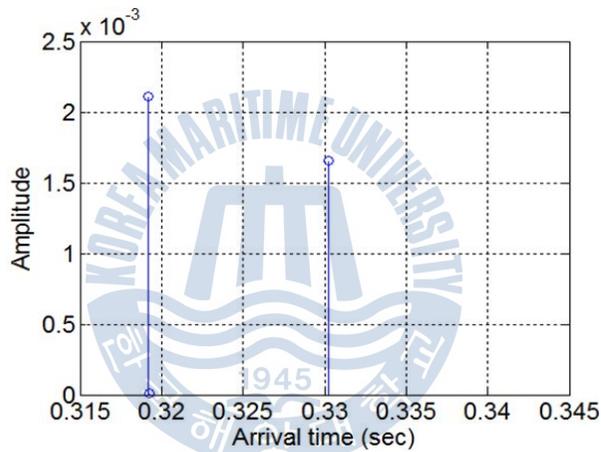


그림 3.13 수신 채널 12번의 도달 시간 및 진폭

Ch #	직접파 도달각 (°)	해수면 반사파 도달각 (°)
1	7.61	21.45
12	8.07	21.87
24	8.49	22.48
평균	8.09	21.95

표 3.3 고유 음선의 도달각

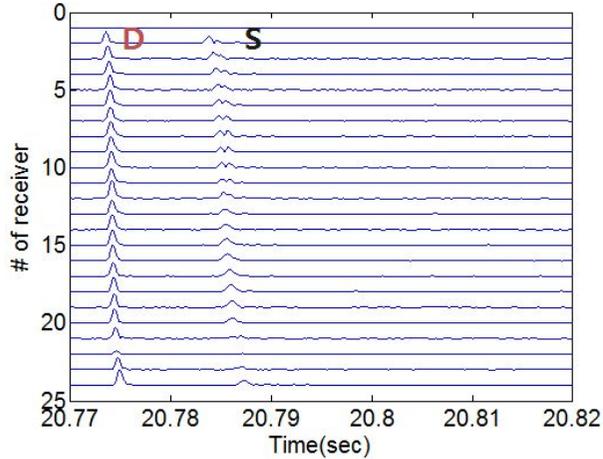


그림 3.14 LFM 신호를 이용한 채널응답특성

실제 해상 실험에서의 채널응답특성은 탐침 신호 중 LFM을 이용하였으며 그림 3.14와 같고 수신 채널 1번과 22번은 기기 결함으로 수신 상태가 열악함을 확인하였다. 직접파와 해수면 반사파의 채널 특성이 나타나며 지연시간은 약 10msec로 HELLHOP의 결과물과 동일함을 보인다. 또한 해수면 반사파의 채널 특성에서는 극소의 다중경로로 인한 상호 간섭 현상이 보이며 지연시간은 약 0.7msec로 나타난다.

공간상의 채널 특성을 위하여 기존 POEMS의 빔 패턴(Beam Pattern)을 구하였으며, 수신이 열악한 수신 채널 1번과 22번을 제외한 6kHz의 빔 패턴은 그림 3.15와 같다. 빔 패턴의 경우 2장에서 언급한 선 배열의 좌표계를 토대로 식 (2.1)을 적분 형태를 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 p &= \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \frac{1}{l} \frac{A}{L} e^{i(kl - \omega t)} dz \\
 &= \frac{A}{r} e^{i(kr - \omega t)} \frac{1}{L} \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} e^{iz_s k \sin \alpha} dz
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

식 (3.2)는 선 배열의 전체 음압을 의미하며 z_s 는 POEMS의 수심에 따른

센서 위치를 말한다. 식 (3.2)는 공간 푸리에 변환의 의미와 상통하며 Far field 로 가정하여 최종 선배열의 음압은 다음과 같이 정의 된다[22].

$$p = \frac{A}{r} e^{i(kx - \omega t)} \frac{\sin\left(\frac{kL}{2} \sin\alpha\right)}{\frac{kL}{2} \sin\alpha} \tag{3.3}$$

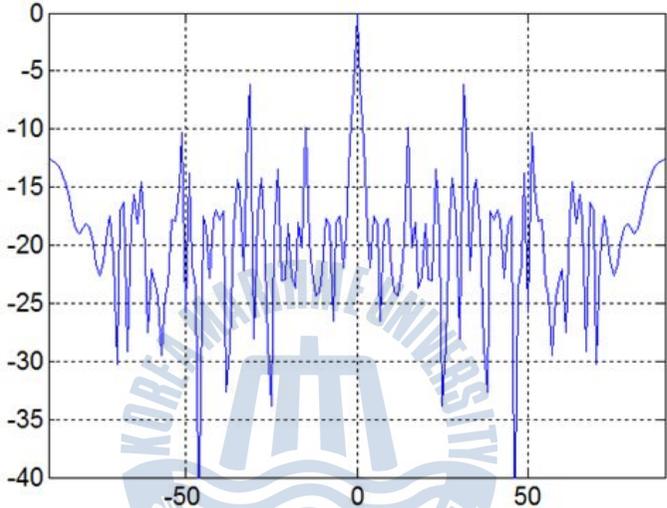


그림 3.15 6kHz의 POEMS 빔패턴

POEMS 장비의 경우 앞서 언급한 바와 같이 네 개의 대역을 고려한 Nested 배열로서 최대 대역은 3.2k~6.4kHz이다. 반면 실험에서 사용된 전송 대역은 4k~8kHz이므로, 본 논문에서는 대역에 따른 센서 간격을 고려하지 않고 빔 형성을 수행하였다. 따라서 6kHz의 빔 패턴의 경우 그림 3.15와 같이 공간 에일리어싱이 나타나며 주파수가 증가할수록 그림 3.16과 같이 공간 에일리어싱이 나타난다.

본 논문에서는 전송된 주파수 대역에 따라 Incoherent 합을 수행하였으며 POEMS의 빔 패턴은 그림 3.17과 같다. 3dB 유효 빔 폭은 ±0.5°로 아주 좁은 폭을 갖으며, ±54°부근의 공간 에일리어싱이 발생하나 가중치가 낮아져 공간 필터에 미치는 영향은 낮음을 알 수 있다.

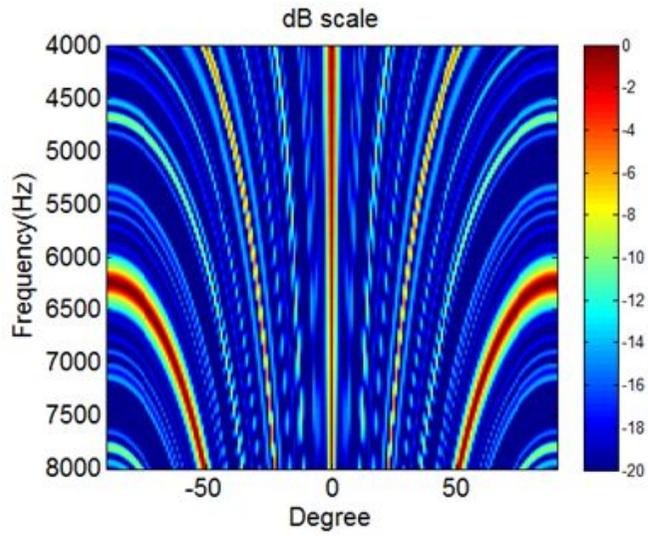


그림 3.16 주파수에 따른 POEMS 빔 패턴

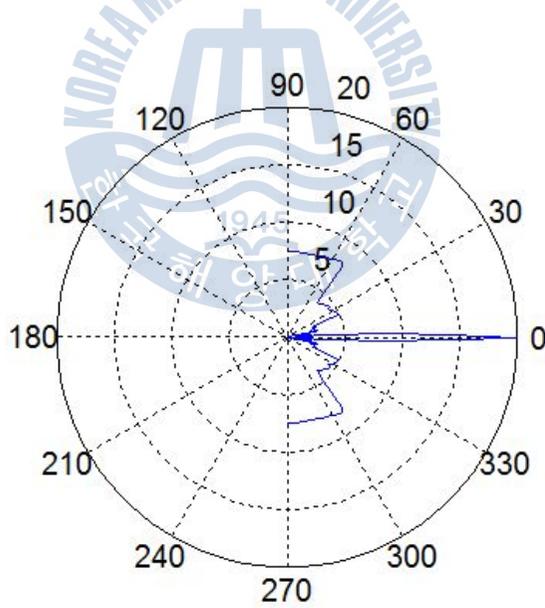


그림 3.17 4k~8kHz 대역의 POEMS 빔 패턴

해상 실험에서 측정된 수신 신호의 방향성을 알아보기 위하여 탐침 신호 중 LFM을 이용하여 빔 형성을 수행하였으며 그림 3.18과 같다. 해상 실험에서의 방향성은 시간 영역에서 나타난 채널 특성과 동일하게 직접파의 방향(10°)과 해수면 반사파의 방향(23°)이 나타났다. 또한 -51° 에서 방향성이 나타났으나 시간 영역에서의 채널 특성이 없는 것으로 보아 LFM의 신호 성분으로 보기 어렵고, POEMS의 빔 패턴과 비교할 경우 세기가 비교적 높은 것으로 내부파 혹은 다른 소음의 방향성으로 보인다.

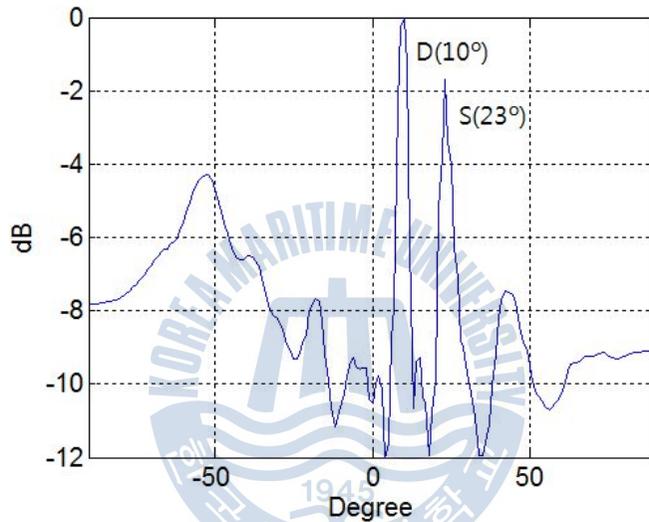


그림 3.18 LFM을 이용한 수신 신호의 방향성

3.4 신호 대 간섭 잡음비

본 절에서는 원하는 신호의 방향으로 빔을 조향하여 배열 이득을 얻음으로써 공간상의 신호 분리를 구현하고, 신호 대 간섭 잡음비를 통하여 공간 필터 성능을 검증하고자 한다.

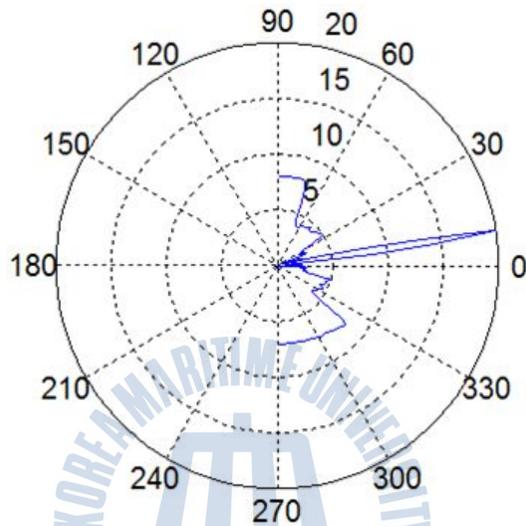


그림 3.19 직접파 방향(10°)으로 빔 조향

빔 형성을 이용하여 수신된 신호의 방향성을 추정한 후, 원하는 신호의 방향으로 빔을 조향하여 주엽으로 원하는 신호를 수신하고 간섭 신호들은 부엽으로 수신하여 공간상으로 신호를 분리한다.

실제 해상 실험의 탐침 신호를 이용하여 공간 필터를 적용하였으며 수신 신호의 방향성은 앞서 언급한 그림 3.18과 같다. 10° 로 조향한 빔 패턴은 그림 3.19와 같으며 주엽으로 직접파가 수신되고 해수면 반사파를 비롯한 간섭 신호는 부엽으로 수신 된다. 수신 배열 중심부에 위치한 12번째 수신기의 단일 채널과 배열 이득을 포함한 신호를 비교하여 그림 3.20으로 나타내었다. 단일 채널의 수신 신호는 직접파와 해수면 반사파의 채널 특성이 뚜렷하게 나타나는 반면에 배열 이득을 통하여 공간 필터를 적용한 신호는 해수면 반사파의 크기가 줄어들었을 뿐만 아니라 직접파의 신호 세기가 증가하였음을 보인다.

탐침 신호 중 LFM을 이용하여 신호 대 간섭 잡음비를 도출하였으며 기존 단일 채널 신호는 4.40 dB인 반면에 공간 필터가 적용된 신호는 24.61dB로서 기존 단일 채널 신호에 비교하여 약 20dB가 향상되어 간섭 신호가 완화됨을 보인다.

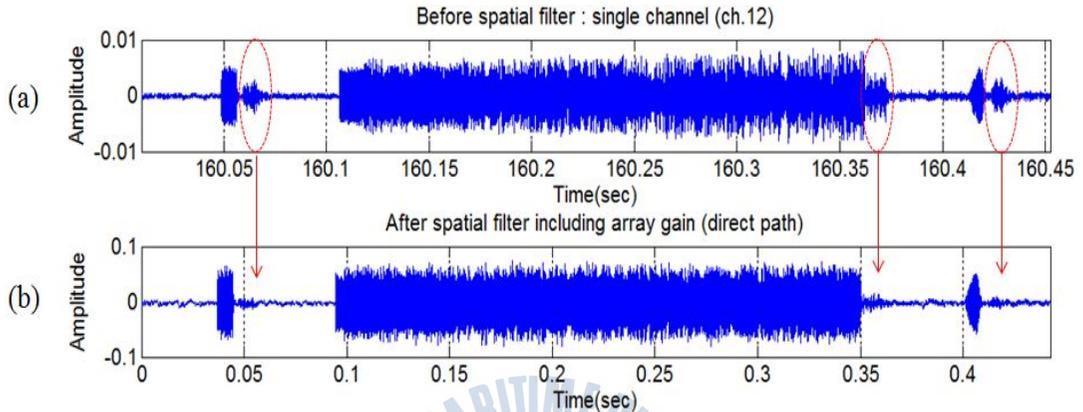


그림 3.20 직접파 방향으로 공간 필터 적용 신호
(a) 단일 채널 신호 (ch.12), (b) 배열 이득을 포함한 신호

해수면 반사파의 신호를 분리하기 위하여 빔을 23°로 조향하였고 조향된 빔 패턴은 그림 3.21과 같다. 신호 대 간섭 잡음비는 8.08dB로 나타나 기존의 단일 채널 신호보다 약 4dB가 향상됨을 보인다.

동일한 알고리즘을 적용하였음에도 불구하고 직접파에 비하여 해수면 반사파의 신호 대 간섭 잡음비가 낮은 결과를 보였다. 이는 해수면 반사파의 경우 반사 및 산란으로 인하여 손실이 발생하고, 이에 따라 해수면 반사파가 직접파의 세기보다 낮기 때문이다.

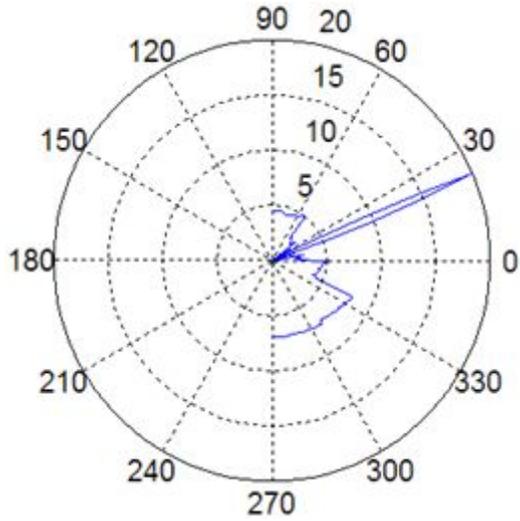


그림 3.21 해수면 반사와 방향(23°)으로 빔 조향

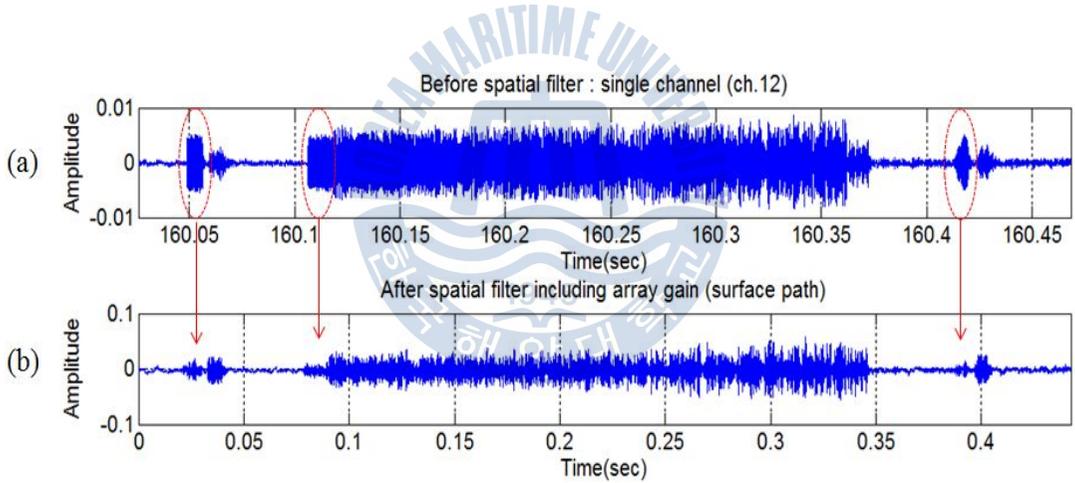


그림 3.22 해수면 반사와 방향으로 공간 필터 적용 신호
(a) 단일 채널 신호 (ch.12), (b) 배열 이득을 포함한 신호

4. 수중 통신 성능 분석

4.1 보상 구조

본 절에서는 수중 음향 통신 성능을 분석하기 위하여 전송된 총 60 프레임 데이터 중에서 2~5번째 프레임을 사용하며, 제안한 공간 필터를 통하여 통신 성능이 개선됨을 검증한다.

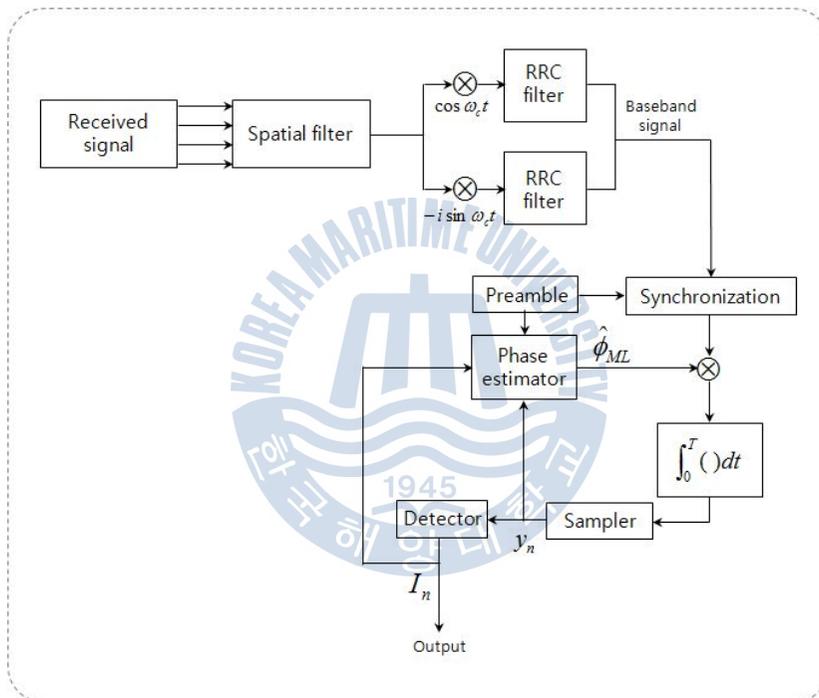


그림 4.1 수신단 신호 보상 구조

통신 성능을 개선하기 위한 보상 구조로는 그림 4.1과 같다. 수신 배열에서 측정된 수신 신호는 원하는 신호의 방향으로 빔을 조향하여 배열 이득을 수행함으로써 간섭 신호로부터 신호를 분리한다. 분리된 데이터 신호에 $e^{-i2\pi f_c t}$ 의 오실레이터(Oscillator)를 통하여 반송파를 제거한 후 RRC 필터를 거쳐 기저대역으로 복조하고 복조된 수신 신호는 식 (4.1)과 같다.

$$r(t) = e^{-j\phi} \sum_n I_n g(t-nT) + z(t) = s(t)e^{-j\phi} + z(t) \quad (4.1)$$

여기서 $g(t)$ 는 펄스 형상, $z(t)$ 는 잡음을 말하며, I_n 은 데이터 수열로서 심볼을 뜻한다. 기저대역으로 복조된 수신 신호는 프리앰블을 이용하여 동기화를 진행하며 심볼 주기의 샘플(y_n)을 추출하여 최종 심볼을 결정한다. 결정된 심볼(\tilde{I}_n)과 정합장 필터를 통하여 얻어진 샘플 심볼(y_n)을 이용하여 최대우도(Maximum Likelihood, ML) 정리에 의하여 위상을 추정하며, 위상에 대하여 로그-우도 함수(Log-Likelihood function)를 적용한 식은 아래와 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} A_L(\phi) &= \text{Re} \left\{ \left[\frac{1}{N_0} \int_{T_0} r(t) s^*(t) dt \right] e^{j\phi} \right\} \\ &= \text{Re} \left\{ e^{j\phi} \frac{1}{N_0} \sum_{n=0}^{K-1} I_n^* y_n \right\} \\ &= \text{Re} \left(\frac{1}{N_0} \sum_{n=0}^{K-1} I_n^* y_n \right) \cos \phi - \text{Im} \left(\frac{1}{N_0} \sum_{n=0}^{K-1} I_n^* y_n \right) \sin \phi \end{aligned} \quad (4.2)$$

식 (4.2)의 최종 식으로부터 위상 추정치인 $\hat{\phi}_{ML}$ 을 식 (4.3)과 같이 정의된다 [7].

$$\hat{\phi}_{ML} = -\tan^{-1} \left(\frac{\text{Im} \left[\sum_{n=0}^{K-1} I_n^* y_n \right]}{\text{Re} \left[\sum_{n=0}^{K-1} I_n^* y_n \right]} \right) \quad (4.3)$$

여기서, 데이터 수열(I_n)은 전송 심볼을 알고 있는 프리앰블과 결정된 수신 심볼(\tilde{I}_n)이다. 추정된 위상($\hat{\phi}_{ML}$)은 기저 대역에서 보상이 이루어지며 반복 수행을 통하여 최종적인 통신 성능을 도출한다.

4.2 직접파의 통신 성능

그림 4.2는 공간 필터를 적용하기 전의 수신 신호에 관한 것으로 각 수신 채널에서 획득한 수신 신호를 복조하여 결정된 심볼의 평균을 출력한 것으로 전송된 총 60프레임의 데이터 신호 중 2번째 데이터 프레임의 정상도이다. 간섭 신호로 인하여 인접 심볼 간 간섭이 발생하였으며 비트오류율(Bit Error Rate, BER)은 41.61%로 성능이 떨어짐을 알 수 있다.

그림 4.3은 직접파 방향으로 공간 필터를 적용한 2번째 데이터 프레임의 정상도이다. 공간 필터를 적용하기 전의 통신 성능에 비하여 간섭 신호가 완화되었음을 정상도를 통하여 확인 가능하며, 비트오류율 또한 22%로 기존의 통신 성능보다 약 52% 정도 향상되었다. 반면 공간 필터를 이용하여 간섭 신호의 세기를 줄였으나, 위상 편이는 그대로 존재하므로 앞서 언급한 식 (4.3)을 토대로 위상을 추정하고 결정 궤환 위상 고정 루프(Decision Feedback Phase Locked Loop, DFPLL)를 통하여 위상을 보상한다.

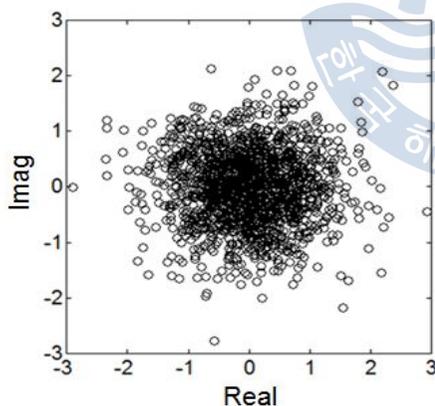


그림 4.2 공간 필터 적용 전의 수신 신호의 정상도 (2번째 데이터 프레임)

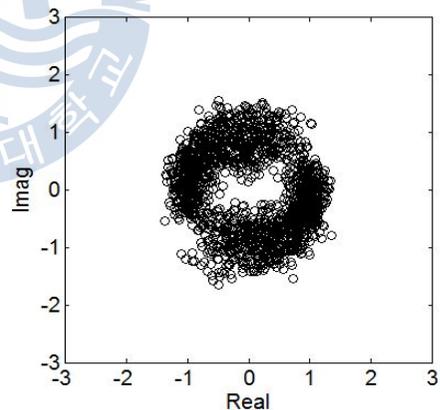


그림 4.3 공간 필터 적용 후의 직접파 정상도 (2번째 데이터 프레임)

최대 우도 기반으로 추정된 위상은 그림 4.4와 같으며 이를 토대로 위상을 보정한 결과 비트오류율은 0%로 도출되며 정상도는 그림 4.5와 같다.

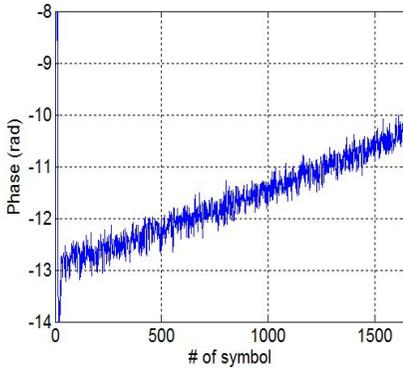


그림 4.4 직접과 위상 추정
(2번째 데이터 프레임)

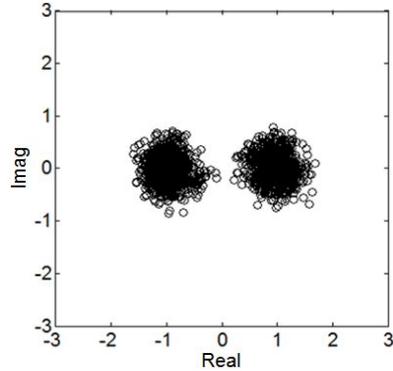


그림 4.5 DFPLL을 적용한 신호의
성상도 (2번째 데이터 프레임)

추가적으로 공간상 시변동 채널 특성을 알아보기 위하여 3번째부터 5번째 데이터 프레임을 분석하였으며 추정된 직접파 방향성은 그림 4.6과 같다. 직접파의 경우, 빔 형성 출력의 3dB 유효 빔 폭을 고려하였을 때 시변동에 따른 방향성의 변화가 약 1°정도로 나타났으며, 하나의 방향성을 가지므로 공간 필터 적용에 안정적이다. 따라서 직접파의 경우 시변동에 크게 영향을 받지 않으며 3~5번째 데이터 프레임 모두 비트 오류율이 0%로 나타나 통신 성능이 개선됨을 보인다. 대표적으로 3번째 데이터 프레임과 5번째 데이터 프레임의 결과를 그림으로 나타냈으며 데이터 프레임 4번째는 동일한 결과이므로 생략하였다.

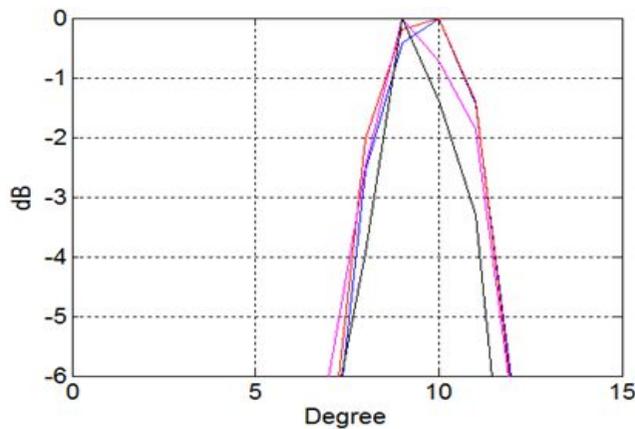


그림 4.6 시변동에 따른 직접파의 방향성

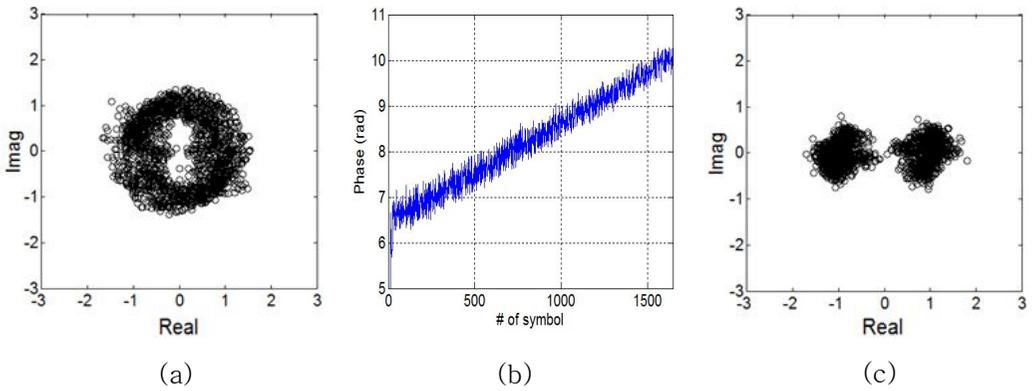


그림 4.7 데이터 3번째 프레임의 직접파와 성상도
 (a) 공간 필터 적용 (b) 위상 추정 (c) DFPLL 적용

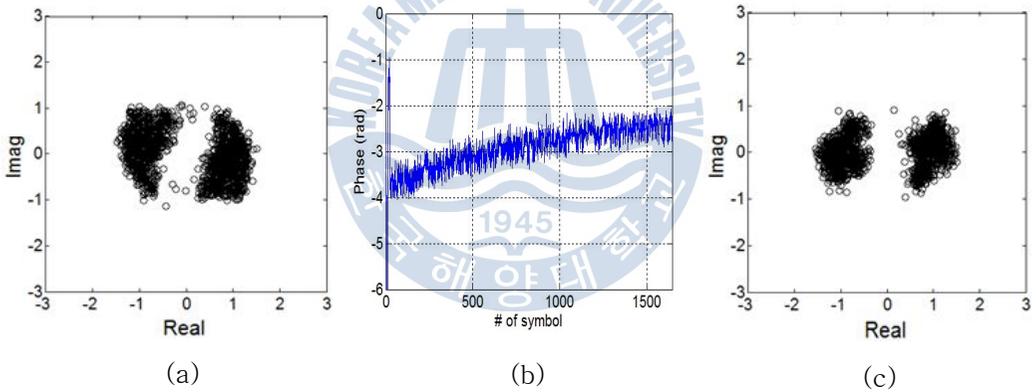


그림 4.8 데이터 5번째 프레임 직접파와 성상도
 (a) 공간 필터 적용 (b) 위상 추정 (c) DFPLL 적용

4.3 해수면 반사파의 통신 성능

제안한 공간 필터를 통하여 해수면 반사파를 분리하고 해수면 반사파의 독립적인 신호만으로 통신 성능을 확인하고자 한다. 해수면 반사파의 경우 해수면 파동, 반사 및 산란 손실 등이 발생하며 시변동성 채널의 영향이 크므로 직접파 신호에 비하여 통신 성능이 열악한 것이 사실이다.

앞서 언급한 것과 같이 해수면 반사파 방향으로 빔을 조향하여 공간 필터를 적용한 결과 2번째 데이터 프레임의 비트오류율은 7.9%로 나타났다. 또한 결정 궤환 위상 고정 루프를 적용하여 추정된 위상은 그림 4.9(b)와 같다. 추정된 위상으로 보정한 해수면 반사파의 비트오류율은 9.4%로 나타났다. 위상 보상 후 비트오류율은 증가하였으며 그림 4.9(b)의 위상이 급격히 변하는 구간에서 오류가 발생됨을 확인하였다. 이는 해수면의 상호 간섭으로 인한 영향으로 보이며, 수신 채널에 따라 해수면의 상호 간섭 구간에 차이가 발생하고 직접파에 비하여 비교적 낮은 Coherent 상태의 배열 이득으로 통신 성능에 차이가 나타난다.

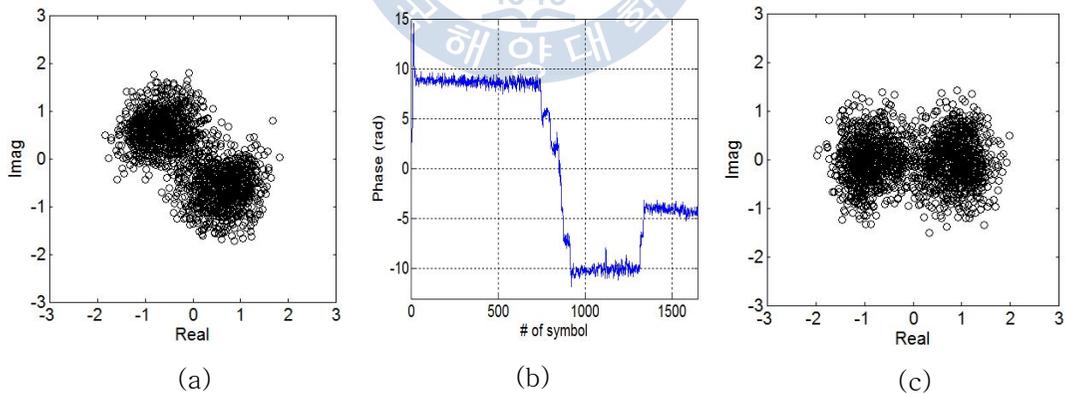


그림 4.9 데이터 2번째 프레임의 해수면 반사파 성상도
 (a) 공간 필터 적용 신호, (b) 위상 추정, (c) DFPLL 적용 신호

해수면 반사파 또한 시변동성에 대한 분석을 위하여 2~3번째 데이터 프레임임을 이용하였으며 결과로는 그림 4.10과 같다. 직접파와는 다르게 3번째와 4번째 데이터 프레임에서 유효 빔 폭 내에 두 개의 방향성이 나타났으며 5번째 데이터 프레임에서 다시 하나의 방향성이 나타난다. 이는 해수면 파동으로 인하여 반사되는 입사각이 달라져 발생하는 현상으로 보이며, 주엽에 두 개의 수신 방향이 포함되어 하나의 특정 방향으로 빔을 조향하더라도 공간상 신호 분리에 한계가 나타난다.

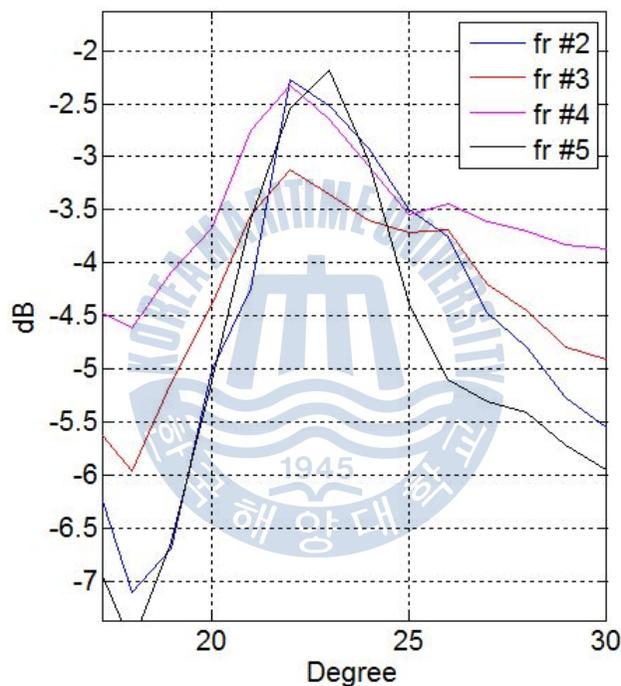


그림 4.10 시변동에 따른 해수면 반사파의 방향성

유효 방향성이 두 개로 나타난 3번째 데이터 프레임의 경우에는 공간 필터만으로 통신 성능 개선에 어려움을 보이며 그림 4.11과 같이 나타난다. 비트 오류율 또한 42.28%로 통신 성능이 개선되지 못하였다. 4번째 데이터 프레임 또한 동일한 결과가 나타났으며 정상도는 생략하였다. 반면, 5번째 데이터 프레임의 경우에는 하나의 유효방향성이 나타나 2번째 데이터 프레임과 같이 공간 필

터만으로도 통신 성능 개선이 이루어졌으며 비트오류율은 21.69%로 나타나며
 성상도는 그림 4.12와 같다.

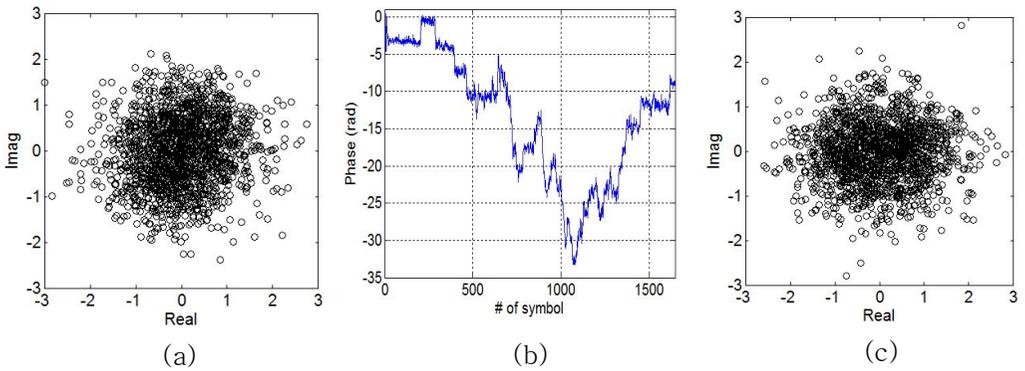


그림 4.11 데이터 3번째 프레임의 해수면 반사와 성상도
 (a) 공간 필터 적용 신호, (b) 위상 추정, (c) DFPLL 적용 신호

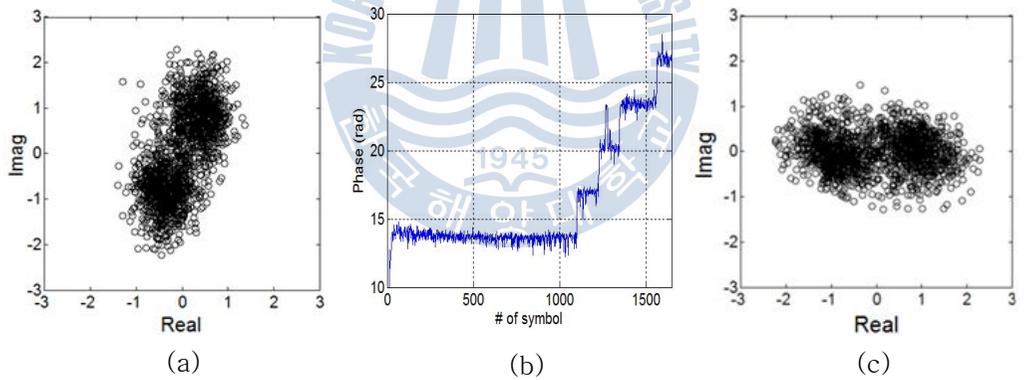


그림 4.12 데이터 5번째 프레임의 해수면 반사와 성상도
 (a) 공간 필터 적용 신호, (b) 위상 추정, (c) DFPLL 적용 신호

5. 결 론

수중에서 음향 전파 환경은 해양 도파관 구조에 따라 다중경로 특성이 발생하며 공기 중과는 다르게 시변동에 따른 동적 요인의 영향을 무시 할 수 없다. 따라서 시변동 다중경로에 의하여 인접 심볼 간 간섭이 발생되며 이는 통신 성능을 저하시키는 요인이 된다. 이러한 간섭을 완화하기 위하여 등화기 기법이 널리 사용되고 있으나, 채널 추정을 필요로 하고 시변동성으로 인한 등화기 알고리즘의 파라미터를 갱신해 주어야 하는 복잡성이 따른다.

본 논문에서는 인접 심볼 간 간섭을 완화하는 방법으로 비교적 간단한 빔 형성 기반의 공간 필터와 위상고정루프를 통하여 통신 성능을 개선하는 알고리즘을 제안한다. 수신 배열의 각 센서별 위치 벡터로 인하여 발생하는 물리적 위상차를 이용한 빔 형성을 통하여 신호의 방향성을 찾고, 원하는 신호의 방향으로 빔을 조향한 후 배열 이득을 공간 필터 형태로 적용하여 공간상 신호를 분리한다. 뿐만 아니라 배열 이득을 통하여 Coherent 통신을 구현하고 신호 대 간섭 잡음비를 개선하여 통신 성능을 향상한다.

실제 직접파와 해수면 반사파의 채널특성을 지닌 해상실험 데이터에 제시된 알고리즘을 적용하여 신호를 분리하였으며, 신호 대 간섭 잡음비를 통하여 성능을 검증하였다. 직접파 방향의 공간 필터를 적용한 결과 신호 대 간섭 잡음비는 24.61dB로 단일 채널(4.40dB)에 비하여 약 20dB가 향상되었고, 해수면 반사파 방향으로 공간 필터를 적용한 결과 신호 대 간섭 잡음비는 8.08dB로 나타나 약 4dB 정도 개선됨을 보였다.

통신 성능을 알아보기 위하여 데이터 프레임의 성능을 분석한 결과, 공간 필터를 적용하기 전의 수신 신호의 비트오류율은 41.61%인 반면에 직접파 방향으로 공간 필터를 수행한 신호의 비트오류율은 22%로 약 52%의 개선을 보였다. 또한 위상고정루프를 추가적으로 수행함에 따라 비트오류율을 0%에 도달하며 통신 성능이 향상됨을 보였다. 직접파의 시변동성을 알아보기 위하여 5번째 데이터 프레임까지 빔 형성을 수행하였으며 3dB 유효 빔 폭에 하나의 방

향성이 나타났다. 이에 직접파의 경우 시변동에 큰 영향을 받지 않으며 본 논문에서 제시한 공간 필터의 적용이 유효함을 확인하였다. 반면, 해수면 반사파 방향으로 공간 필터와 위상 고정 루프를 수행한 결과 비트오류율은 9.4%로 나타났다. 산란 및 반사 손실과 해수면의 유동 등으로 인하여 직접파 신호보다 비교적 성능은 낮은 것으로 보이나, 기존의 통신 성능보다 향상됨을 확인할 수 있다. 또한 동적인 요인으로 인하여 3번째와 4번째 데이터 프레임에서 유효 빔 폭 내 두 개의 방향성이 나타나 제시된 공간 필터만으로 통신 성능 개선에는 어려움을 보였으며, 5번째 데이터 프레임에서 다시 하나의 방향성이 도출되어 공간 필터의 성능이 유효하였다. 다시 말해, 해수면의 동적인 요인으로 인하여 반사되는 입사각의 차이가 발생하며 유효 방향성이 두 개가 나타남에 따라 본 논문에서 제안한 공간 필터가 유효하지 않으며 추가적인 보상구조가 필요한 것으로 보인다.



참고문헌

- [1] 수중 통신/탐지 특화연구센터, "<http://ucrc/knu.ac.kr/objective.php>"
- [2] P. J. Urick, *Principles of underwater sound*, (McGraw-Hill Book Company, 1967)
- [3] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry," *IEEE* **25**, 4-27 (2000).
- [4] A. C. Singer, J. K. Nelson, and S. S. Kozat, "Signal Processing for underwater acoustic communications," in *IEEE communications magazine*, 90-96 (2009).
- [5] T. Melodia, H. Kulhandjian, L. C. kuo, and E. Demirors, *Advances in underwater acoustic networking, in Mobile Ad Hoc Networking:cutting edge directions, Second Edition*, (John Wiley & Sons, Inc., 2013).
- [6] Association for Unmanned Vehicle systems International, "<http://www.auvsi.org/1542013/1642013NetworkedOceans>"
- [7] J. G. Proakis, and M. Salehi, *Digital Communications*, (McGraw-Hill, 2008).
- [8] G. F. Edelmann, T. Akal, W. S. Hodgkiss, S. kim, W. A. Kuperman, and H. C. Song, "An initial demonstration of underwater acoustic communication using time reversal," *IEEE J. Ocean. Eng.* **27**, 602-609 (2002).
- [9] S. E. Cho, H. C. Song, and W. S. Hodgkiss, "Multiuser interference cancellation in time-varying channels," *J. Acoust. Soc. Am.* **131**, EL163-EL169 (2012).
- [10] M. Stojanovic, J. A. Catipovic, and J. G. Proakis, "Phase-Coherent digital communications for underwater acoustic channels," *IEEE* **19**, 100-111 (1994).
- [11] H. C. Song, "Bidirectional equalization for underwater acoustic communication," *J. Acoust. Soc. Am.* **131**, 342-347 (2012).
- [12] M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. G. Proakis, "Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications," *J. Acoust. Soc. Am.* **94**, 1621-1631 (1993).

- [13] 김현수, 서종필, 김재영, 김성일, 정재학, “수중음향통신 시스템의 비트 오류 성능 향상을 위한 등화 모드 선택 방법,” 한국음향학회지 **31**, 1-10 (2012).
- [14] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, “Beamforming: A Versatile approach to spatial filtering,” IEEE ASSP MAGAZINE, 4-24 (1988).
- [15] J. A. Neasham, D. Thompson, A. D. Tweedy, M. A. Lawlor, O. R. Hinton, A. E. Adams, and B. S. Sharif, “Combined equalization and beamforming to achieve 20kbits/s acoustic telemetry for ROVs,” in Proc. Oceans ‘96 **2**, 988-993 (1996).
- [16] M. Stojanovic, J. A. Catipovic, and J. G. Proakis, “Reduced-complexity spatial and temporal processing of underwater acoustic communication signals,” J. Acoust. Soc. Am. **98**, 961-972 (1995).
- [17] H. C. Song, “Acoustic communication in deep water exploiting multiple beams with a horizontal array,” J. Acoust. Soc. Am. **132**(2), EL81-87 (2012).
- [18] G. S. Howe, P. S. D. Tarbit, O. R. Hinton, B. S. Sharif, and A. E. Adams, “Sub-seas acoustic remote communications utilising an adaptive receiving beamformer for multipath suppression,” in Proc. Oceans ‘94, 313-316 (1994).
- [19] Y. C. Choi, S. G. Kim, S. M. Kim, J. W. Park, Y. K. Lim, “A study of an adaptive wideband beamformer for underwater acoustic communications,” in Proc. Korea Acoustics ‘04 **23**, 179-182 (2004).
- [20] D. Thompson, J. Neashan, B. S. Sharif, O. R. Hinton, A. E. Adams, A. D. Tweedy, and M. A. Lawlor, “Performance of coherent PSK receivers using adaptive combining, beamforming and equalization in 50km underwater acoustic channels,” in Proc. Oceans ‘96 **2**, 845-850 (1996).
- [21] Lena Chang, “A Robust adaptive beamformer for high-rate underwater acoustic communication systems,” International symposium on underwater technology, 493-498 (1998).
- [22] J. S. Kim, *Underwater acoustic and sonar engineering*, Korea Maritime and Ocean Univ., (Lecture note, 2005).

- [23] D. J. DeFatta, J. G. Sucas, and W. S. Hodgkiss, *Digital signal processing: A system Design Approach*, (John Wiley & Sons, 1988).
- [24] J. R. Williams, "Fast beam-forming algorithm," *J. Acoust. Soc. Am.* **44**, 1454-1455 (1968).
- [25] G. L. Demuth, "Frequency domain beamforming techniques," *IEEE Conf. Acoust., Speech, Signal Proc.*, 713-715 (1977).
- [26] High Tech, Inc., *Technical Manual Portable Ocean Environment Monitoring System*, (2007).
- [27] O. H. Bjor, *Maximum Length Sequence*, (M. Sc. Norsonic AS, 1995).
- [28] T. Smyth, *Frequency Modulation (FM) Synthesis*, Simon Fraser Univ., (Lecture note, 2009).
- [29] 오세현, *VirTEX 시뮬레이터를 활용한 수중음향통신 시스템 성능 분석*, 석사 학위논문 (2012).
- [30] 김현수, 최동현, 서종필, 정재학, 김성일, "동해 연근해에서 위상 추정기를 갖는 적응형 등화기의 실험적 성능 검증," *한국음향학회지* **29**, 229-236 (2010).
- [31] M. B. Potter, *The BELLHOP Manual and user's guide: PRELIMINARY DRAFT*, (Heat, Light and Sound Research, Inc., 2010).
- [32] M. B. Porter, *The KRAKEN Normal Mode Program*, (SACLANT Undersea Research Centre, 2001).
- [33] M. D. Collins, *User's Guide for RAM Versions 1.0 and 1.0p*, (Naval Research Laboratory)