

工學碩士 學位論文

수중통신에서 채널 추정기법에 관한 연구

A Study on the Channel Estimation in the  
Underwater Communications

指導教授 金 基 萬

2003年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

李 外 炯

# 차 례

그림차례.....	ii
표차례.....	iii
기호표.....	iv
약어표.....	v
Abstract.....	vi
제 1 장 서 론 .....	1
제 2 장 Time-Reversal Mirrors.....	5
제2-1절 능동형 TRM.....	5
제2-2절 수동형 TRM.....	9
제 3 장 제안한 채널 추정 기법.....	19
제 4 장 시뮬레이션 결과.....	25
제 5 장 결 론.....	31
참고문헌.....	33

## 그림 차례

그림 2-1 능동형 TRM을 이용한 수중 음향 통신 .....	8
그림 2-2 수동형 TRM을 이용한 송수신 어레이 구조 .....	9
그림 2-3 수동형 TRM을 이용한 수중 통신의 흐름도.....	10
그림 2-4 데이터 전송 흐름도.....	17
그림 3-1 제안된 방법의 구조 .....	19
그림 4-1 수중 음파 속도 분포 .....	25
그림 4-2 시뮬레이션을 위한 임펄스 응답 .....	26
그림 4-3 수신된 신호의 파형.....	27
그림 4-4 전송율에 따른 오차율.....	28
그림 4-5 센서 수에 따른 오차율 .....	29

## 표 차례

표 1-1. 수중 통신의 최근 연구 동향.....	2
-----------------------------	---

## 기 호 표

$s(t)$	음원에서 송신하는 신호
$x_i(t)$	$i$ 번째 센서에서 수신되는 신호
$h_i(t)$	$i$ 번째 센서와 음원간의 임펄스 응답
$y(t)$	수신단에서 다시 전송되어 원래의 음원에 수신된 신호
$T$	음원에서의 탐침 신호의 길이
$T_s$	수신된 탐침 신호의 길이
$R_{id}$	수신된 탐침 신호와 데이터 신호간의 상호 상관
$r_m$	음원과 어레이와의 거리
$p_d$	수신된 데이터 신호
$p_i$	수신된 탐침 신호
$w_m$	가중치
$\Psi_\mu$	모드 형태
$\xi_\mu$	수평축의 파수
$R$	두 센서 사이의 공분산 행렬
$u$	임펄스 응답으로 구성된 벡터
$e(t)$	오차 신호

## 약 어 표

ISI	Intersymbol Interference
PSK	Phase Shift Keying
SSB	Single Side Band
TRM	Time Reversal Mirrors
WHOI	Woods Hole Oceanographic Institution

# ABSTRACT

In recent years, underwater acoustic communication have received much attention as their applications, have begun to shift from military toward commercial. The growing interest in underwater acoustic communications come as a response to the rapidly growing needs for wireless underwater communications, brought in part by the broadening of applications, such as military and commercial ones. Commercial applications which have received much attention lately are pollution monitoring in environmental systems, remote control in off-shore oil industry, and collection of scientific data recorded at benthic station without the need for retrieving the instruments. Many developing applications include of commercial and military are now calling for real-time communication with submarines and autonomous underwater vehicles, not only in point-to-point links, but also in network configurations.

This research has aimed toward bringing together many of the well established principles of wireless radio communications and re-considering them for application in underwater acoustic channels. However, the adverse effects of underwater propagation has on the digital acoustic signals often require development of specialized communication techniques. Many solutions have been offered, and the extensive research of the past years has

established underwater acoustic communications as a new field of applied engineering.

In this thesis, a new method of channel estimation for underwater acoustic communication is considered. Signal transmitted in the underwater has multiple interactions with the sea surface, the bottom, and volume. Multipath propagation in underwater acoustic communication causes distortion to high-speed digital signals. The proposed method reduces distortion of received signal by multipath propagation. The proposed method is similar to the passive phase conjugation technique. However, the difference is that the probe signal is used for underwater communication channel estimation. The underwater channel impulse responses are estimated by eigenvalue decomposition algorithm. The channel vectors are in the null space of the covariance matrix of the received signal at receiver array. The received data signals are convolved with the time-reversed channel impulse responses. The results of this processing reduce distortion of received signal. The performances of the proposed method are evaluated in various environments.

# 제 1 장 서 론

수중 통신 시스템은 과거 군사적 목적을 위해 제한적으로 사용되었다. 수중 음원 탐지나 수중 운동체 추적, 잠수함등과의 통신을 위해 주로 연구되었으나 해양에 관한 관심이 고조되고, 해양 탐사나 해저 자원 탐사가 활발해지면서 그 활용분야가 확대되었다. 하지만 국내의 기술 수준은 해양산업기술의 수요 부족으로 인하여 수중 통신 시스템의 개발은 미미한 수준이다. 현재 수중에서의 유선통신은 많은 연구가 진행되고 있으며, 광케이블을 이용한 고속 통신과 같은 많은 연구가 진행되고 있다. 수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에 수중에서의 무선 통신에는 음파를 이용하여 통신을 하게 된다. 이러한 이유로 수중에서의 무선 통신 시스템 연구는 수중음향학과 통신기술의 복합기술로 연구가 이루어지는 분야이다.

수중 무선 통신은 2차대전시 Single Side Band(SSB)방식의 수중 전화기가 개발된 이래 다양한 수중 전화기가 민군 겸용으로 개발되었다. 미국의 Woods Hole Oceanographic Institution(WHOI)에서는 휴대폰망과 유사한 수중 음향 통신망을 구축하려는 연구를 수행하였고, 프랑스의 THOMSON Sintra사에서는 적응 빔형성 기술을 이용한 고속 수중 통신기술의 개발, 미국의 Northeastern 대학의 수중 영상자료 전송을 위한 웨이브렛 기반 압축 알고리즘 개발, 기타 대역확산기법(Spread Spectrum)을 이용한 수중 정보통신의 보안에 관한 연구등 민간 연구기관 주도의 많은 연구 활동이 있었다[1].

무인 수중 잠수정이나 수중환경 감시용 측정 장비들은 무선을 이용한 제어가 이루어지는 것으로 이들은 측정자료를 해상의 모선에 전송하는 수동적, 양방향통신 시스템이다. 따라서 자신의 위치제어 신호나

측정자료 전송들은 모선과의 통신에 의해 이루어 지는 것으로 잠수정에서 측정된 화상자료등은 저전력 고속전송이 요구되며, 육상에서의 전파 환경에서 진리층 및 지면 육상구조물에 의한 다중경로에 의해 육상 통신 시스템의 설계 및 성능이 좌우되는 바와 같이 해면, 해저에 의한 다중경로에 의해 수중 통신 시스템의 성능이 일차적으로 좌우된다. 따라서 수중 무선 통신에서는 다중경로와 좁은 대역폭으로 인해 데이터 전송률이

표 1-1. 수중 통신의 최근 연구 동향

Table 1-1. Trends of recent researches of underwater communication

연구자(년도)	Data Rate(bps)	Coding Scheme or Modulation Method	Range (km)	Prob. Of Error	Receive Method
Catipovic(1984)	1,200	Hamming	3	$10^{-2}$	incoherent
Freitag(1991)	2,500	Convolutional	3.7	$10^{-4}$	incoherent
Suzuki(1992)	16,000	N/A	6.5	$10^{-4}$	coherent
Stojanovic(1993)	600-3,000	4,8 PSK	8.9-20.3	$10^{-2}$	coherent
Jarvis(1995)	1,100-2,200	BPSK,QPSK	0.5-8	$10^{-3}$	coherent
Capellano(1996)	200	BPSK	50	$10^{-4}$	coherent
Freitag(1998)	6,700	QPSK	2	N/A	coherent

낮다. 표 1-1에서 보는 바와 같이 그 동안 연구된 수중 통신 시스템들도 전송률이 대략 1 내지 2kbps정도이다. 또한 통신 가능 거리도 10km정도 밖에 되지 않는다. 신뢰성 있는 통신을 위해서는 대역폭이 넓고 통신 채

널 특성을 정확히 파악해야 하지만, 수중 무선 통신은 음파를 이용하기 때문에 고주파 손실이 크며, 좁은 대역폭과 다중 경로등으로 인해 많은 제약을 받는다[2-5]. 특히 다중경로에 의한 영향은 가장 심각한 문제로 여겨지고 있다. 이런 다중경로를 극복하기 위하여 어레이를 이용한 적응 빔 형성 기법을 사용하기도 한다[6,7]. 적응 빔 형성 기법에서는 유력한 경로에 빔을 집중함으로써 간섭신호의 신호 레벨을 줄이고, 원하는 신호의 신호 레벨은 향상시킴으로써 다중경로의 영향을 줄일 수 있다.

최근 이러한 문제들을 극복하기 위하여 수중 통신 분야에서 수년간 TRM에 대한 많은 연구가 진행되어 왔다. 이러한 TRM에는 능동형과 수동형으로 나누어 진다. 능동형 TRM에서는 먼저, 음원에서 수신단을 향해 탐침 신호(probe signal)를 송신한다. 송신된 탐침 신호는 다중 경로를 통해 수신단에 수신되며, 수신단에서는 수신된 탐침 신호를 time-reversal하여 송신하게 된다. 이렇게 time-reversal되어 전송된 신호는 송신단의 위치에서 focusing된다. 이와 달리 수동형 TRM에서는 수신단을 향해 음원에서 탐침 신호를 송신한다[8]. 그리고 다중경로에 의한 잔향이 사라지고 난 후, 음원은 데이터 신호를 송신하게 된다. 수신단의 어레이에서는 먼저 수신된 탐침 신호와 나중에 수신된 데이터 신호를 디컨벌루션하여 데이터 신호를 복원하게 된다. 그러나 이러한 방법은 탐침 신호의 종류에 따라 성능을 달리하게 된다.

본 논문에서는 수동형 TRM기법을 기반으로 하는 수중 음향 채널 추정기법을 소개한다. 송신단에서는 먼저 탐침 신호를 송신하게 되며, 수신단에서는 수신된 탐침 신호를 이용하여 수중 채널의 특성 파라메타인 임펄스 응답을 구하게 된다. 수중채널의 임펄스 응답은 탐침 신호에 대한 정보 없이 수신된 신호만으로 추정이 가능하다. 송신단은 탐침 신호를 송신한 후, 데이터 신호를 보내게 된다. 수신단에서는 추정된 채널 응답과 수신된 데이터 신호를 디컨벌루션 하게 되며, 각각의 채널에서

계산된 결과는 모두 더해진 다음 복조 된다. 제안된 방법은 BPSK 변조 환경에서 음파 전달 모델로부터 합성된 수중 채널을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

본 논문의 제 2 장에서는 최근 많은 연구가 이루어지고 있는 능동형 TRM과 수동형 TRM에 대해서 기술하였다. 제 3 장에서는 본 논문에서 제안한 수중 음향 채널 추정기법에 대해서 설명하였다. 제 4 장은 본 논문에서 제안한 기법을 시뮬레이션을 통해 분석한 결과를 나타내었으며 마지막으로 제 5 장에서 결론 및 향후 연구방향을 제시하였다.

## 제 2 장 Time-Reversal Mirrors

본 장에서는 최근 수중통신에서 많이 연구되고 있는 능동형 TRM과 수동형 TRM을 기술한다.

### 제 2-1 절 능동형 TRM

TRM은 초음파를 이용한 치료나 비파괴 검사등에서 먼저 사용되었다. 의료분야에서 사람내부의 담석을 파괴하기 위해 초음파를 이용하는데 다른 부분에는 피해를 주지 않고 원하고자 하는 부분에만 초음파를 보내기 위해 TRM을 이용하였다. 그리고 최근 수중 통신 분야에서도 이를 이용하게 되었다. 주파수 영역에서의 phase-conjugation은 시간영역에서 time-reversal로 표현되기 때문에 두 용어를 같이 사용하기도 한다. TRM은 채널 임펄스 응답의 정합 필터를 구현하는 것과 유사하게 나타낼 수 있다.

능동형 TRM의 과정은 다음과 같다. 음원에서 송신하는 신호를  $s(t)$  라고 할 때, 수신단 어레이의  $i$  번째 센서에서 수신되는 신호  $x_i(t)$  는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x_i(t) = h_i(t) * s(t) \quad (2-1)$$

여기서  $h_i(t)$  는  $i$  번째 센서와 음원간의 임펄스 응답이며, “\*”은 컨벌루션을 의미한다. 즉, 수신된 신호는 원래의 신호  $s(t)$  와 채널의 임펄스 응답인  $h_i(t)$  와의 컨벌루션으로 표현되어진다. 수신단에서는 다시 각 채널에서 수신된 신호  $x_i(t)$  를 time-reversal하고 time-reversal된 신호  $x_i(-t)$  를 다시 재전송하게 된다.

이와 같이 TRM 기법은 채널의 임펄스 응답의 자기 상관 (autocorrelation)을 실행하는 선형 정합 필터와 같다. 수신단에서 다시 전송되어 원래의 음원에 수신된 신호  $s_r(t)$  는 아래와 같이 표현된다.

$$y(t) = \sum_{i=1}^N s(-t) * (h_i(-t) * h_i(t)) \quad (2-2)$$

위의 식(2-2)에서 N은 송신 센서 수이다. TRM의 focusing되는 성능은 TRM의 어레이를 구성하는 센서 수 N에 따라 달라지는 것을 알 수 있다. 일반적으로, 긴 임펄스 응답은 부엽을 증가 시킨다. 시간영역에서 time-reversal이 충분히 효과가 있기 위해서는 해양환경이 충분한 시간동안 시불변이어야 한다. Time-reversal focus는 TRM의 센서 수, 반향신호의 수와 감쇠, 잡음등에 영향을 받는다. TRM에서 부엽 이득과 피크는 어레이 센서 수 N과 반향신호의 수 M에 영향을 받는다. 우선 단순한 경우를 가정하면, 음원의 위치에서 하나의 센서에서

재전송되어진 신호는 음원이 있는 위치에 focusing된다. TRM의 모든 채널로 부터의 자기상관을 결합하고 부엽이 각각 다른 시간대에서 발생한다고 가정하면 focus는 부엽 이득  $M*N$ 에서 피크치를 가진다. 정합장 처리는 time-reversal의 계산도구이기 때문에 time-reversal의 분해능은 선형 광대역 정합장 처리에 비교되어질 수 있다. 그러므로 긴 채널 임펄스 응답은 정확한 해상도를 도출할 수 있다는 것을 나타낸다. 실제의 채널에서 늦은 다중경로는 전형적으로 크게 감쇄된다. 그러므로 time-reversal에 그만큼 작게 기여한다. TRM은 수신된 채널 응답과 측정된 잡음 모두를 기록하고 재전송한다. 음원의 위치에서 잡음과 focusing된 잡음 모두는 부엽 비의 피크치를 낮추는 결과로 나타난다. 그러나 coherent signal이 음원위치에서 focusing 될 때 재전송된 incoherent 잡음은 채널안에서 분산된다. 따라서 전송된 잡음은 어레이의 출력 파워를 소모하는 다른 요소들에 비해 상대적으로 영향이 적다. 잡음은 TRM에서 수신되는 다중경로를 상당히 제한한다. time-reversal을 실제 통신에 이용하는 면에서 다중경로의 수의 증가는 오히려 통신시스템의 성능의 향상을 가져온다. 생성된 부엽의 지속시간은 수신된 다중경로 도달시간의 두 배이다. 수중 통신 시스템에서 이것은 심볼간의 간섭(Intersymbol Interference)를 야기하는 부엽의 영역과 부엽의 피크치와 trade-off 관계를 나타낸다.

그 동안 TRM을 이용한 수중 통신 기법에 대한 연구 가운데 대표적으로 미국 스크립스 연구소가 있으며, 그들은 phase shift keying(PSK) 변조 기법을 이용하였다. coherent PSK는 전송하는 신호의 위상에 디지털 정보를 인코딩하는데 사용된다. binary PSK(BPSK)의 경우 신호의 위상을 180도씩 바꾸는 것으로 1과 0의 정보를 인코딩한다. quadrature PSK (QPSK)는 한 심볼당 2 bit의 정보를 전송한다.

그림 2-1은 능동형 TRM의 일반적인 과정을 보여준다. 탐침 신호는 채널을 통과하여 수신 어레이에 기록된다. 데이터의 전송은 탐침 신호 전송이 끝난 후에 이루어진다. TRM은 수신된 신호를 time-reversal하여 재전송하게 된다. 이 때 음향 에너지는 원래 음원의 위치에 focusing된다. BPSK를 이용한 경우 time-reversal된 탐침 신호 전체를 심볼로 사용하였다. 이러한 능동형 TRM은 수중 통신 뿐만 아니라 항만 감시 시스템등에도 적용 되었다.

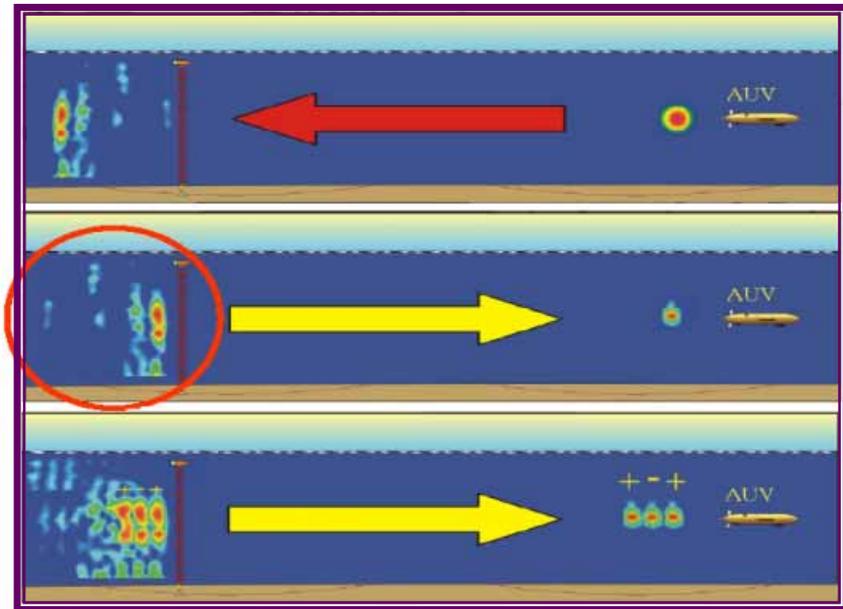


그림 2-1. 능동형 TRM을 이용한 수중 음향 통신

Fig. 2-1. Underwater acoustic communication using active TRM.

## 제 2-2 절 수동형 TRM

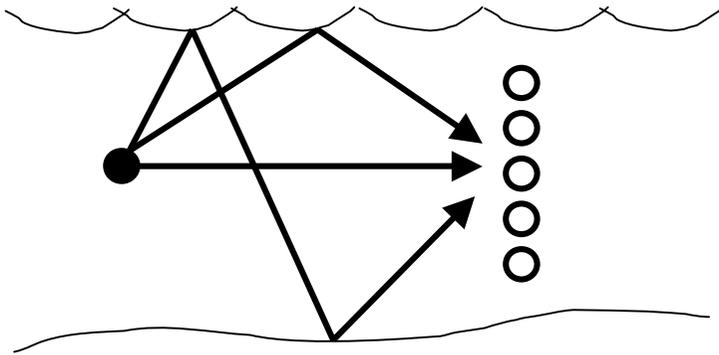


그림 2-2. 수동형 TRM을 이용한 어레이 구조

Fig. 2-2. Array configuration using passive TRM.

그림 2-2은 수동형 TRM을 이용한 수중 통신의 기본적인 구조를 나타낸다. 먼저 송신기는 수신단 어레이를 향해 탐침 신호를 송신한다. 그리고 다중경로에 의한 잔향이 사라지고 난 후, 송신부는 데이터 신호를 송신하게 된다. 수동형 TRM의 신호처리 알고리즘은 그림 2-3에서 볼 수 있다.

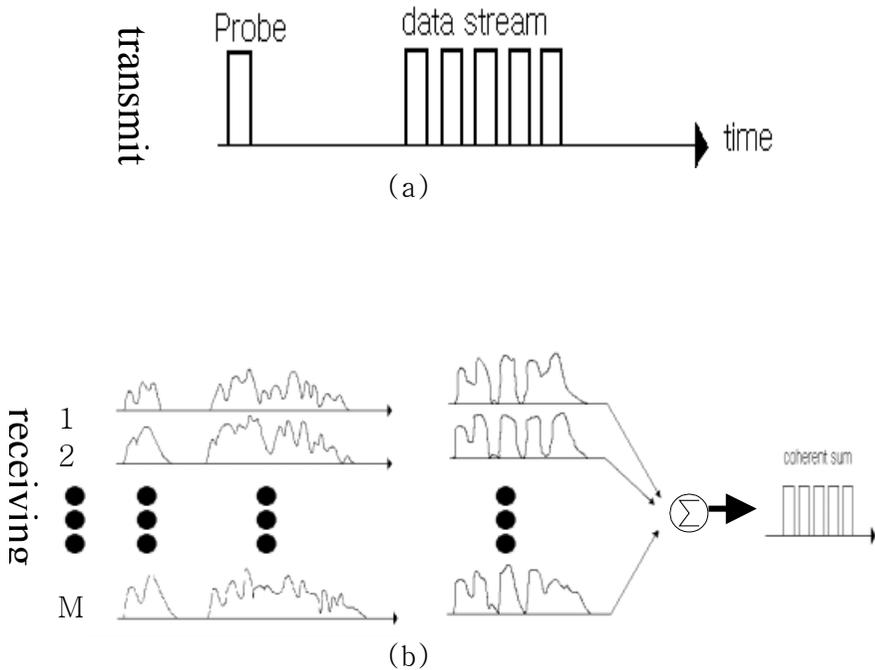


그림 2-3.수동형 TRM을 이용한 수중 통신의 흐름도  
(a) 송신단, (b) 수신단

Fig. 2-3. Passive TRM signal-processing algorithm.  
(a) transmitting, (b) receiver.

그림 2-3에서 (a)는 음원에서 전송되는 탐침 신호와 데이터 스트림을 나타낸다. (b)는 M개의 센서 수를 가지는 수신단 어레이에서 수신되는 신호를 보여준다. 다중경로와 산란에 의해 원래의 탐침 신호는 확산되어 수신된다. 마찬가지로 데이터 신호의 심볼도 일시적인 겹침에 의하여 ISI와 같은 결과로 나타난다. 공간 다이버시티로 인하여 어레이에서의 각 센서들은 다중경로 구조로 신호를 받게 된다. 수신단 어레이의 각 채널에서는 수신된 탐침 신호와 데이터 신호간에 상호 상관을 취하게 된다. 만약 탐침 신호가 데이터 스트림의 심볼이라면 이러한 처리

과정은 이상적인 경우 임의의 정합 필터가 되어 매체 전달 함수에 의한 신호의 왜곡과 확산이 저절로 조정된다. 이러한 방법의 장점은 어레이에 의해 얻어질 수 있는 공간 다이버시티를 사용함으로써 나타난다. 수신단 어레이의 각 채널에서 처리된 신호는 모두 더해진다. 능동형 TRM의 이론에서 어레이의 각 채널들이 다중경로 구조의 신호를 충분히 수신할 수 있다면 채널 등화는 이상적인 형태가 된다. 수동형 TRM은 이러한 생각을 하드웨어적으로 좀더 단순하고 저비용의 형태로 구현한 것이다. 수중 통신의 관점에서 능동형과 수동형의 가장 큰 차이점은 데이터 전송의 방향에 있다. 능동형의 경우 정보는 어레이로부터 음원으로 전송된다. 반면에 수동형은 음원에서 어레이로 정보를 전송한다.

그림 3-2에서 나타난 알고리즘을 수학적으로 표현 할 수 있다. 탐침 신호의 주기를  $T_s$  라고 하면 수중 환경 채널을 통과하여 수신단 어레이에서 받은 탐침신호의 주기를  $T$  로 나타내면 일반적으로  $T \gg T_s$  가 된다. 음원과 어레이와의 거리가  $r_m$  이고 수신된 탐침 신호는  $p_i(r_m; t)$ 이다. 탐침 신호를 전송한 후, 음원은 T보다 더 긴 시간을 갖는 guard delay시간 동안 기다린 후, 전체 구간이  $N \cdot T$ 인 연속적인 심볼의 수가 N개인 데이터 신호를 전송한다. 수신된 데이터 신호를  $P_d(r_m; t)$ 라고 정의하면, 수신된 탐침 신호와 데이터 신호간의 상호 상관은 아래와 같다.

$$R_{id}(r_m; t) = \int_0^T p_d(r_m; t' + t) p_i(r_m; t') dt' \quad (2-3)$$

출력  $s(t)$ 는  $M$ 개의 어레이의 각 채널 신호에서 상호 상관된 신호를 단순히 모두 더한 것이다.

$$s(t) = \sum_{m=1}^M w_m R_{id}(r_m; t) \quad (2-4)$$

여기서, 가중치  $w_m$ 은 일반화를 위해 사용하였다. Time-reversal과의 관계는 식 (2-3)에서 나타냈다. 시간변수  $t$ 에 대해  $-t$ 로 계산되어진 연산은 일시적인 필터링 연산을 나타낸다. 시간영역에서의 필터링은 보통 컨벌루션이라는 용어로 정의 되어진다. 여기서 필터링 되어지는 함수는 식 (2-3)에서처럼  $t'+t$ 가 아닌  $t'-t$ 의 변수를 가진다. 프로세서가 어떻게 phase-conjugate가 되는지 명백하게 보이기 위해서는 주파수 영역으로 표현하는 것이 필요하다. 따라서 푸리에 영역에서 표현하면 다음과 같다.

$$\tilde{p}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t)e^{-i\omega t} dt$$

$$p(t) = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{p}(\omega)e^{-i\omega t} d\omega \quad (2-5)$$

식 (2-3)과 (2-5)을 결합하고 탐침 신호가 유한한 구간을 갖는다는

점을 이용하면 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{id}(r_m; t) = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} p_d(r_m; \omega) \tilde{p}_i^*(r_m; t) e^{-i\omega t} d\omega \quad (2-6)$$

여기서 실제 신호를 위해서  $\tilde{p}_i(r_m; -\omega) = \tilde{p}_i^*(r_m; \omega)$  라는 사실이 사용되었다. 식 (2-6)에서 상호 상관의 형태는 탐침 신호(또는 데이터 스트림)가 어떻게 phase-conjugation인지 명백하게 보여준다. 능동형 TRM인 경우 능동형 어레이를 사용하는 것과 결합된 이 과정은 재전송되어지는 영역이 원래 음원의 위치에서 focusing되는 것을 나타낸다.

이러한 처리 과정의 장점은 음파 전달을 위한 어떤 모델에 제한되지 않는다는 것이다. 그러나 ISI를 줄이는 방법을 설명하기 위하여 음파 전달에 대한 실질적인 표현방법을 선택하는 것은 필요하다. 일반적인 모드가 계산수단으로써 자주 사용되는데 반해 음파 전달 모델들은 해석적인 특성을 위해 더 유용하다. 간단하게 음원과 수신단 어레이가  $y=0$ 의 평면에 모두 놓여있고 음원은  $x=0$ 에 있다고 가정한다( $x$ 축은 직각 좌표계에서 가로축이다). 음원의 깊이는  $z_0$ , 수신단 어레이에서  $m$ 번째 센서의 위치는  $r_m=(x_m, 0, z_m)$ 이라 나타낸다. 주파수 영역에서 데이터 스트림에 의한  $r_m$ 에서의 수신된 신호는

$$\tilde{p}_d(r_m; \omega) = S_d(\omega) \sum_{\mu} (\xi_{\mu} x_m)^{-1/2} \tilde{\psi}_{\mu}(z_0) \psi_{\mu}(z_m) e^{i\xi_{\mu} x_m} \quad (2-7)$$

이다. 여기서  $\Psi_\mu$ 는 모드 형태,  $\xi_\mu$ 는 수평축의 파수, 그리고  $\tilde{S}_d(\omega)$ 는 음원에서 인코딩된 데이터 스트림의 푸리에 변환이다. 낮은 흡수손실로 생각한 경우, 모드는 깊이의 함수이고, 주파수에 대해서 약한 종속 관계를 가진다. 파수는 복소수이다. 식(2-7)에서 중요하지 않은 크기는 생략되었다. 어레이에 수신된 탐침 신호  $p_i$ 에 대해서 유사한 표현은 음원에서 전송되어지는 탐침 신호  $s_i$ 를 이용한다. 식 (2-4)와 식 (2-6)에 이들 표현을 대입하면 수동형 TRM 프로세서의 출력  $s(t)$ 는 아래와 같다.

$$s(t) = (2\pi)^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{S}_d(\omega) \tilde{S}_i^*(\omega) h(\omega) e^{-i\omega t} d\omega \quad (2-8)$$

여기서 필터는

$$h(\omega) = \sum_{\mu} \sum_{\nu} (\xi_{\mu} \xi_{\nu}^*)^{-1/2} \tilde{\psi}_{\mu}(z_0) \tilde{\psi}_{\nu}(z_0) h_{\mu\nu} \quad (2-9)$$

이고

$$h_{\mu\nu} = \sum_{m=1}^M w_m x_m^{-1} \psi_{\mu}(z_m) \psi_{\nu}(z_m) \exp[i(\xi_{\mu} - \xi_{\nu}^* x_m)] \quad (2-10)$$

이다. 출력  $s(t)$ 는 음원에서 인코딩된 데이터 스트림과 탐침 신호뿐만 아니라 부가적인 필터  $h(\omega)$ 도 포함하고 있다. 모든 복잡한 해양의 음향 환경은 이 요소에 포함되어 있다. 특수한 몇몇 상황인 경우에는 필터는 단순한 형태가 된다. 일반화된 수직 어레이를 가정하면 식 (2-10)에서의 합은 모든 어레이 채널의 출력을 더한 것이다. 가중치  $w_m$ 은 깊이에 있어서 합이 적분에 근접하기 위해서 수정되어 질 수 있다. 그래서 직교성 조건에 의해 다음과 같아진다.

$$h_{\mu\nu} = \bar{x}^{-1} \exp[-2 \text{Im}(\xi_\mu) \bar{x}] \delta_{\mu\nu} \quad (2-11)$$

여기서  $\bar{x}$ 는 어레이의 센서 각각의 거리이고,  $\xi_{\mu\nu}$ 는 Kronecker 델타 함수이다. 각각의 모드의 두 가지 손실을 나타내는 지수항은 음원에서 어레이로 전송 및 재전송을 수행한다. 능동형 TRM과 상응하는 것처럼 수동형 TRM에서도 손실에 대한 수정을 할 수 없다. 식 (2-9)에 식 (2-11)를 대입하여 계산하면

$$h(\omega) \approx \sum_{\mu} (|\xi_{\mu} | \bar{x})^{-1} \exp[-2 \text{Im}(\xi_{\mu}) \bar{x}] |\psi_{\mu}(z_0)|^2 \quad (2-12)$$

필터는 다중경로가 결합된 일반적인 복잡한 구조 없이 주파수에 대해 smooth 함수라 고려한다. 지수항은 고차 모드와 고주파의 감쇄에

작용한다. 직교조건은 능동형 TRM에서 설명한 유사한 방법으로 사용되었다. 능동형 TRM이 멀리 떨어져 있는 음원에 신호를 전송하는데 사용되는 것과 마찬가지로 수동형 TRM도 수중 통신을 위해 사용된다. 탐침 신호는 음원과 수신단 어레이 사이의 모든 음파 전달 가능성을 묘사하는데 이용된다. 그리고 수신단 어레이는 이러한 사실을 전파 경로를 따라 수신된 신호를 결합하는데 이용된다. 수중 음향 채널에서 전형적인 몇몇의 능동적인 전파 경로가 있지만, 주요 전달 경로는 거의 수평면 근처에 존재하기 때문에 어레이의 센서 개수를 많이 하지 않아도 경로를 구별할 수 있다. 많은 다중경로의 존재로 인해 coherent 합은 특히 백색 잡음의 영향을 줄인다. 부가적으로 수신된 신호의 크기 가중치는 잡음을 줄인다. 프로세서는 더 강한 경로에 높은 가중치를 주고 수신된 더 높은 신호 대 잡음 부분을 강조함으로써 약한 경로를 낮춘다. 수동형 TRM이 사용되는 주요 이유는 신호의 압축 때문이다. 이것도 식 (2-8)으로부터 추론할 수 있다. 데이터 스트림이 양의 한 비트에 대해서 음향 채널의 시 종속 그린 함수의 자기 상관 함수와 탐침 신호의 자기 상관 함수와의 상호 상관을 모두 더한 것과 같다는 것을 나타낸다. 두 개의 자기 상관 함수들이 최고치가 될 것이다. 그래서 두 함수의 컨벌루션은 모든 채널에서 최고치가 될 것이다. 모든 채널에서의 출력의 합을 각 신호의 최고치를 보강하고 부엽을 줄인다. 수신단 어레이에 의해 제공되어지는 공간 다이버서티는 부엽을 줄이는데 많은 도움이 된다. 왜냐하면 단일 센서의 경우 같은 도착 시간을 갖는 경로의 독립된 신호들을 구별할 수 없다. 또한 수신단 어레이는 페이딩에도 효과적이다. 완전한 수중 통신의 흐름은 그림 2-4에 나타나 있다.

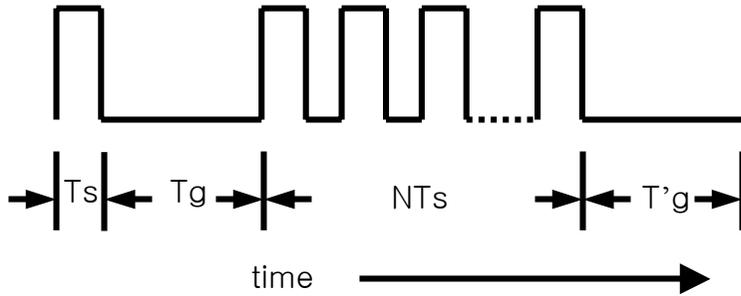


그림 2-4. 데이터 전송 흐름도

Fig. 2-4. Flow of data transmission.

탐침 신호는 아래와 같은 형태로 주어진다.

$$s_i(t) = s(t) \cos(\omega_0 t) \quad (2-13)$$

여기서  $\omega_0$ 는 중심주파수 이고 포락선  $s(t)$ 는 단지 0과  $T_s$ 인 구간에서만 0이 아니다. 탐침 신호를 전송하고  $T_g$  길이의 guard-delay가 지난후에 데이터 스트림을 전송한다.

$$s_d(t) = \sum_{n=1}^N s(t - nT_s - T_g) \cos(\omega_0 t + \Phi_n) \quad (2-14)$$

식(2-14)는 PSK방식을 나타낸다. 전송하고자 하는 정보는 위상  $\Phi_n$ 에 인코딩된다. PSK방식 중 가장 간단한 형태인 BPSK는 위상을 0도와 180도로 제한한다. 수동형 TRM에 따라 구현된 PSK는 일반적인 것과 다르다. 식 (2-13)과 식 (2-14)의 푸리에 변환을 계산하고 식 (2-8)에 대입하여 계산하면  $\tilde{S} |(\omega \pm \omega_0)|^2$ 에 비례하는 항을 볼 수 있다. 이것은 기저대역에서  $\omega_0$ 로 천이된 전형적인 정합 필터 응답이다. S(t)가  $T_s$ 의 시간을 가지고 정합 필터의 출력은  $2T_s$ 의 시간이다. 이것은 연속적인 데이터 신호에서 겹침을 야기할 수 있다. 포락선 S(t)의 선택과 수신단의 설계에서 ISI를 다소 극복할 수 있다. 만약 해양 환경이 변하지 않는다면 새로운 탐침 신호를 보내기 전에 전송되는 심볼의 수를 제한할 필요가 없다. 하지만 실제의 해양 환경은 변화할 것이고 측정된 데이터 스트림은 더 이상 상관하지 않고 과거의 탐침 신호는 쓸모없게 된다. 음원과 어레이의 위치가 변하면 유사한 de-correlation은 생긴다. 실제로 이러한 요인은 연속적으로 전송되는 심볼의 개수를 제한한다. 이러한 탐침 신호와 데이터 스트림 사이의 de-correlation을 극복하기 위해서 데이터 스트림 뒤에 두 번째 guard-delay  $T_g$ 가 삽입 되어진다. 그림 2-4에서 한번 전송을 하고 나서 새로운 탐침 신호와 부가적인 N개의 심볼을 전송한다. 또한 전체 전송 시간은 해양 환경의 제한된 상관 시간을 넘지 못한다. 두 개의 guard-delay  $T_g$ 와  $T_g$ 의 길이와 심볼 N의 개수는 수동형 TRM에 기반을 둔 시스템을 디자인하는데 중요한 변수들이다. 과도하게 긴 guard delay와 짧은 N개의 심볼은 낮은 데이터 전송율로 이어진다. 반대로 짧은 guard-delay와 많은 N개의 데이터 심볼은 오차율을 증가시킨다. 이러한 변수들의 이상적인 값은 해양 환경의 조건에 따라 결정된다.

### 제 3 장 채널 추정을 이용한 디지털 통신

본 장에서는 본 논문에서 제안하고자 하는 수중 음향 채널 추정 기법을 논의한다.

Bonnifay등은 두 개의 입출력 신호를 이용한 수중통신 시스템을 제안하였다[9]. 그들은 크로스토크를 없애기 위하여 수치적으로 계산된 채널 임펄스 응답을 이용하였다. 그러나 실제 채널의 임펄스 응답과 수치적으로 추정된 채널 임펄스 응답은 같지 않다. 이러한 차이는 시스템 성능 저하의 한 원인이 된다. 이에 본 논문에서는 수신된 신호로부터 채널 임펄스 응답을 추정하는 방법을 적용하였다.

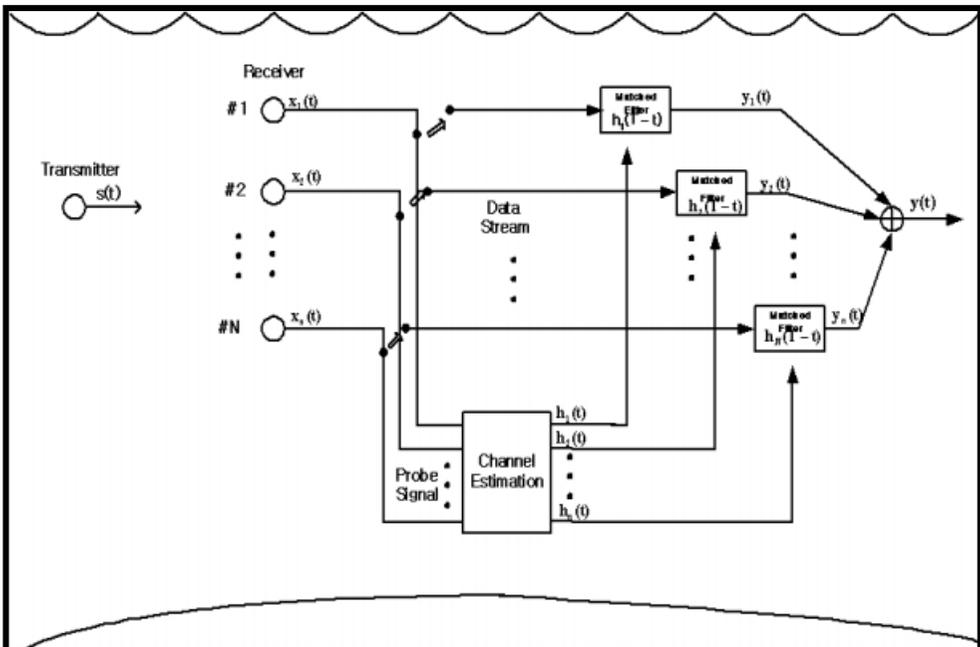


그림 3-1. 제안된 방법의 구조

Fig. 3-1. Structure of proposed scheme.

채널 임펄스 응답은 두 개의 채널에서 수신된 데이터를 이용하여 추정하게 된다.  $i$ -번째 센서로부터 수신된 신호  $x_i(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x_i(t) = h_i(t) * s(t) + n_i(t) \quad (3-1)$$

여기서  $h_i(t)$ 는  $i$ 번째 센서와 음원 신호간의 임펄스 응답이다.  $n_i(t)$ 는 첨가 잡음 성분으로 여기서는 정규 분포를 갖는다고 가정한다. 수신된 신호로부터 채널 임펄스 응답을 계산하기 위하여 다음과 같은 과정을 거친다. 즉, 각 채널에서 잡음 성분의 영향은 매우 작으며, 수중환경이 짧은 시간동안 시불변이라 가정하면,  $x_i(t) = h_i(t) * s(t)$ , ( $i=1,2$ )는 선형적인 특성에 의해 아래와 같아진다.

$$x_1(t) * h_2(t) = s(t) * h_1(t) * h_2(t) = x_2(t) * h_1(t) \quad (3-2)$$

$$X_i(t) = [ x_i(t) \ x_i(t-1) \ \Lambda \ x_i(t-N+1) ]^T \quad i=1, 2 \quad (3-3)$$

$X_i(t)$ 는  $i$ 번째 채널의 수신데이터 벡터이며,  $h_i(t)$ 는  $i$ 번째 채널의 임펄스 응답 벡터이다.

$$H_i(t) = [h_{0,i} \quad h_{i,1} \quad \Lambda \quad h_{i,N-1}]^T, i=1,2 \quad (3-4)$$

위의 식(3-3)을 벡터로 표시하면 다음과 같다.

$$X_1^T(t) H_2(t) = X_2^T(t) H_1(t) \quad (3-5)$$

이제 두 센서 사이의 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$R = \begin{bmatrix} R_{x_1 x_1} & R_{x_1 x_2} \\ R_{x_2 x_1} & R_{x_2 x_2} \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

여기서,

$$R_{x_i x_j} = E[x_i(t) x_j^T(t)], i, j = 1,2 \quad (3-7)$$

또한 임펄스 응답  $h(t)$  로 구성된 벡터  $u$ 를 다음과 같이 정의하자.

$$u = \begin{bmatrix} H_2(t) \\ -H_1(t) \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

식(3-6)과 식(3-7)로부터  $\mathbf{R}u=0$ 임을 알 수 있으며, 이것은 벡터  $u$ 가 고유벡터가 0에 해당하는 공분산 행렬  $\mathbf{R}$ 의 고유치임을 알 수 있다. 실제로 행렬  $\mathbf{R}$ 의 최소 고유치에 대응하는 고유 벡터  $u$ 을 구하는 과정은  $O((2N)^3)$ 에 비례하는 많은 계산량을 갖는다. 따라서 실시간 처리 시스템으로 적용하기 위해서는 상대적으로 계산량이 적으면서도 효율적인 constrained Least Mean Square(LMS) 알고리즘을 사용하여 반복해서 계산할 수 있다. 최적 값을  $u_{\text{opt}}$  라고 하고, 오차 신호  $e(t)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$e(t) = \frac{u(t)^T X(t)}{\|u(t)\|} \quad (3-9)$$

여기서,  $X(t) = \begin{bmatrix} x_1^T(t) & x_2^T(t) \end{bmatrix}^T$  이다.  $e(t)$ 의 평균 제곱 값을 최소화하기 위해  $e(t)$ 의 gradient는 다음과 같이 계산되어진다.

$$\nabla e(t) = \frac{1}{\|u(t)\|} \left[ x(t) - e(t) \frac{u(t)}{\|u(t)\|} \right] \quad (3-10)$$

이제 gradient-descent constrained LMS 알고리즘을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$u(t+1) = u(t) - \mu e(t) \nabla e(t) \quad (3-11)$$

여기서  $\mu$ 는 수렴 속도를 결정하는 임의의 상수 값이다.

위와 같은 방법으로 추정된 채널 임펄스 응답  $\hat{h}_i(t)$ 을 이용하여 새로운 수중 통신 기법은 다음과 같이 표현될 수 있다. 채널 임펄스 응답은 수신된 탐침 신호에 의해 추정될 수 있다.  $i$ 번째 채널에서 수신된 데이터  $x_i(t)$ 는 아래와 같이 표현된다.

$$x_i(t) = m(t) * h_i(t) \quad (3-12)$$

여기서,  $m(t)$ 는 데이터 신호이며,  $h_i(t)$ 는  $i$ 번째 채널 임펄스 응답이다. 만약 채널 임펄스 응답이 정확하게 추정 되었다면, 수동형

TRM에서의 출력은 아래와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}y(t) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i(t) * h_i(-t) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N m(t) * h_i(t) * h_i(-t) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N m(t) * \delta(t) \\ &= m(t)\end{aligned}\tag{3-13}$$

여기서  $N$ 는 수신 어레이의 센서 개수 이다. 그러나 채널 임펄스 응답의 추정 과정에서 오차가 발생할 수 있으며 이는 시스템의 성능에 영향을 미친다.

## 제 4 장 시뮬레이션 결과

제안된 방법은 잡음이 있는 천해 환경 조건에서 시뮬레이션을 수행하였다. 천해의 임펄스 응답은 RAYMODE 모델을 이용하여 합성하였다[11]. 이 모델은 다중경로 확장을 이용한 수중에서의 음파전달을 수치적으로 파동방정식의 해를 구하게 된다.

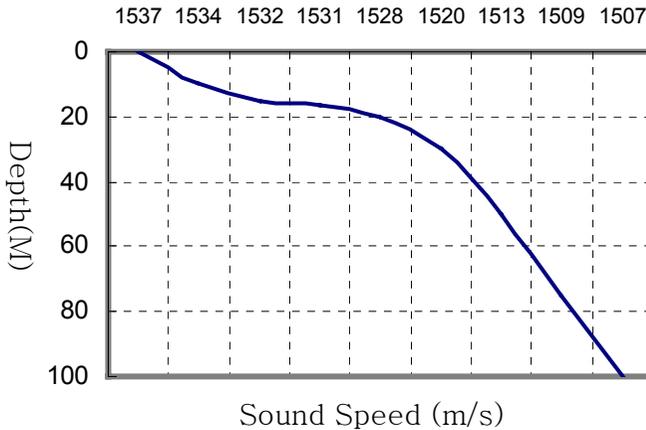
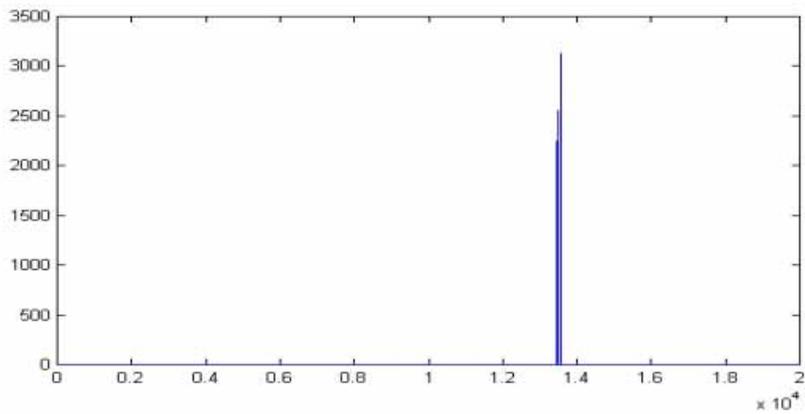


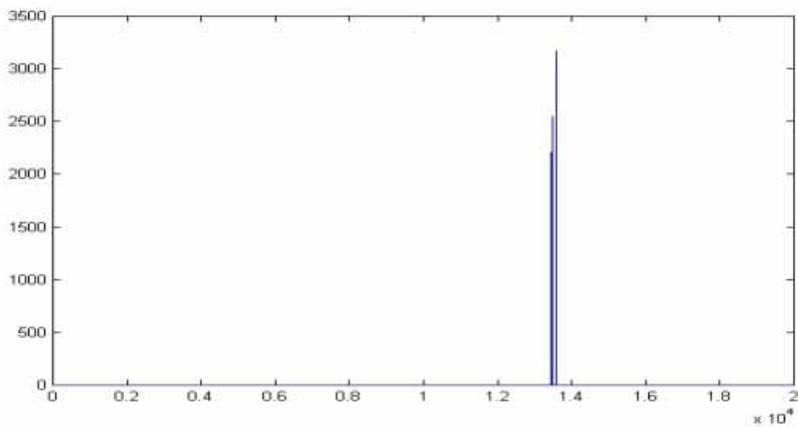
그림 4-1. 수중 음파 속도 분포

Fig. 4-1. Sound speed profile.

그림 4-1에서는 시뮬레이션 환경과 수중에서의 음파 속도 분포를 보여주며, 이는 수중에서의 음파 속도는 동해에서 실제 측정된 값을 사용하였다. 그림 4-2는 시뮬레이션을 위해 RAYMODE 프로그램을 이용하여 계산된 천해 환경에서의 임펄스 응답을 나타낸다.



(a)



(b)

그림 4-2. 시뮬레이션을 위한 임펄스 응답

(a) 수신 센서의 깊이가 44m인 경우

(b) 수신 센서의 깊이가 48m인 경우

Fig. 4-2. Impulse responses for simulation.

(a) Receiver depth : 44m.

(b) Receiver depth : 48m.

본 논문에서는 데이터 전송을 위해 BPSK 변조방식을 사용하였다. 전송 속도는 1000과 2000 bps로 설정하였으며, 반송 주파수는 10kHz이다. 천해의 수심은 100m이며, 음원과 수신부의 깊이는 각각 50m로 가정하였으며, 거리는 2km로 하였다. 수신부의 센서 수는 6개이며, 센서간 간격은 2m이다.

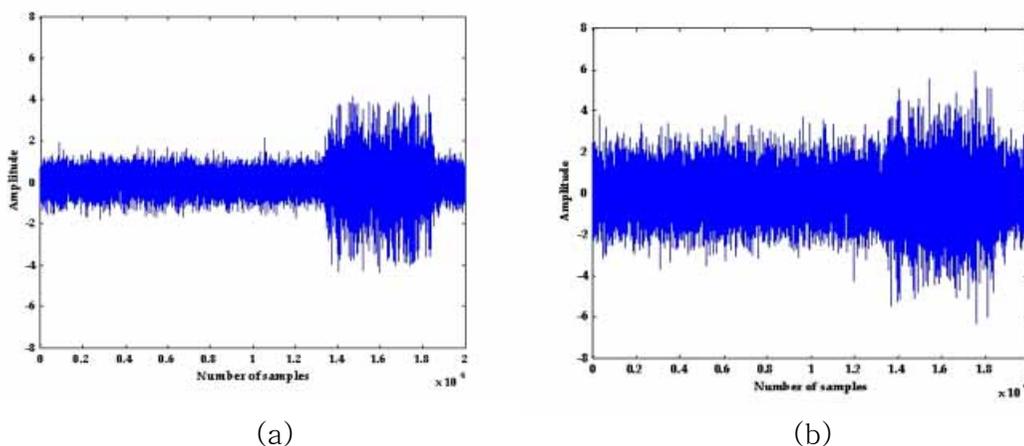
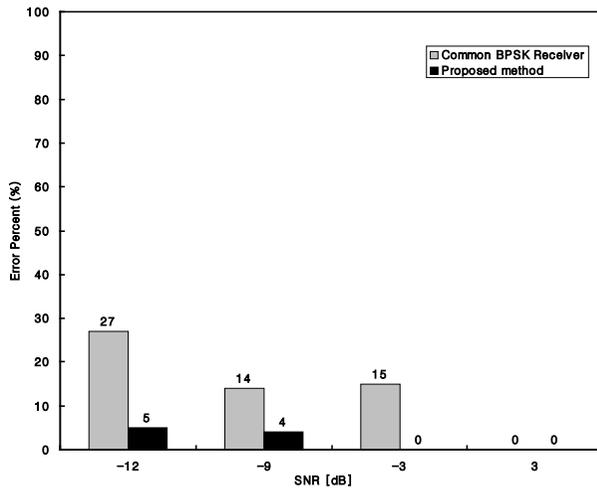


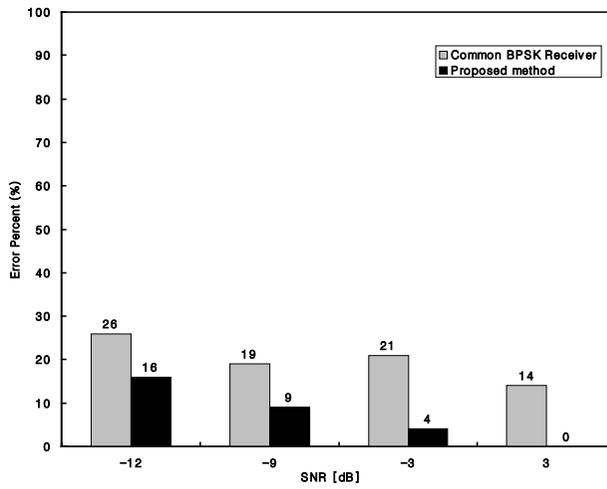
그림 4-3. 수신된 신호의 파형, (a) -3dB, (b) -9dB

Fig. 4-3. Received signal forms, (a) -3dB, (b) -9dB.

그림 4-3은 변조된 신호와 계산된 천해의 임펄스 응답과 컨벌루션한 결과 그림이다. 이는 전송한 신호가 천해환경을 통과하여 수신단에 수신된 신호로 가정할 수 있다. 각각 SNR이 -3dB/-9dB인 경우 수신된 신호의 파형을 나타낸다.



(a)



(b)

그림 4-4. 전송율에 따른 오차율, (a) 1000bps, (b) 2000bps

Fig. 4-4. Error rates for bit rates, (a) 1000bps, (b) 2000bps

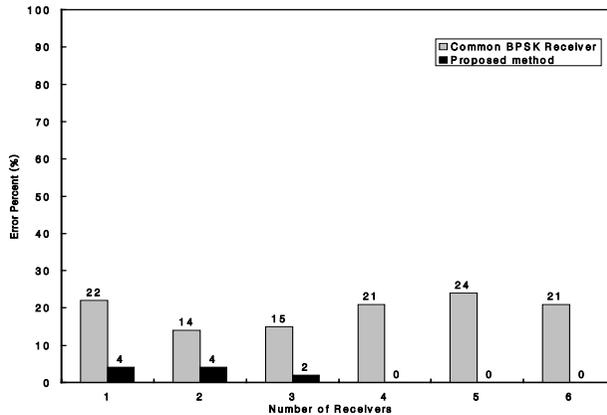


그림 4-5. 센서 수에 따른 오차율

Fig. 4-5. Error rates for the number of array.

그림 4-4는 수신된 신호를 단순히 복조한 경우와 본 논문에서 제안한 기법을 사용하여 수중 음향 채널을 추정하여 수신된 신호를 처리한 뒤 복조한 결과를 비교한 것이다. 본 논문에서 제안한 기법을 사용한 경우에 오차가 더 적음을 알 수 있다. 그림 4-4(a)는 전송율이 1000bps 일때 오차율을 나타낸다. SNR이  $-9\text{dB}$ 인 경우의 결과를 보게 되면 수신된 신호를 단순히 복조만 했을 때는 오차가 14%이나 제안된 방법을 사용하여 복조한 결과는 오차가 4%로 낮게 나타남을 알 수 있다. 또한 그림 4-4(b)를 보게 되면 전송율을 2000bps로 전송속도를 높인 경우에는 기존의 방법은 19%의 높은 오차를 나타내고 있으나, 제안된 기법은 9%의 오차만을 나타낼 뿐이다. 그림 4-5는 수신단 어레이 센수 수에 따른 오차율을 나타내고 있다. 일반적인 복조만을 한 경우는 센서 수가 늘어나도 오차율 줄어들지 않은 것을 볼 수 있다. 하지만 본 논문에서 제안한 기법을 사용한 경우는 센서의 수가 적을 때는 4%정도의 오차율을 보이고 있으나 센서 수가 많아 질수록 오차가 현저히 줄어드는 것을 알 수

있다. 본 논문에서 제안된 기법은 두 개의 센서로부터 수신된 신호에서 채널 임펄스 응답을 추정하기 때문에 수신단 어레이 센서 수는 최소 두 개 이상이 되어야만 한다. 그림 4-5에서 제안된 기법을 사용한 경우의 그래프를 보면 센서 수가 한 개인 경우도 있으나, 이는 제안된 기법의 성능을 비교하기 위하여 두 개의 센서로부터 수신된 신호를 사용하여 채널 임펄스 응답을 추정한 다음 복조를 할 때 하나의 센서만 사용하여 복조하였다. 시뮬레이션의 결과를 통해 알 수 있듯이 본 논문에서 제안된 기법은 센서 수가 많아질수록 성능이 향상됨을 알 수 있다. 이와 같은 낮은 오차율은 전송 속도를 보다 높일 수 있도록 하여 고속의 수중 통신을 가능하게 할 수 있다.

## 제 5 장 결 론

육상 통신보다 열악한 환경인 수중에서의 무선 통신을 위해 여러 가지 기법들이 개발되었다. 그러한 기법들은 육상에서의 무선 통신에서 사용되는 여러 가지 기술들을 응용하여 사용된 것들이다. 본 논문에서는 현재 수중 통신 분야에서 많이 연구되고 있는 TRM을 기반으로 채널 추정을 이용한 수동형 TRM 방법을 제안하였다. 과거의 일반적인 BPSK 통신 방식은 다중경로에 의해 왜곡된 신호를 그래도 복조하였다. 그러나, 본 논문에서 제안된 방법은 탐침 신호를 이용하여 수중의 채널 임펄스 응답을 구한다. 그리고, 탐침 신호로부터 추정된 채널 임펄스 응답과 수신된 데이터 신호를 디컨벌루션한다. 이러한 처리과정은 다중경로에 의한 신호의 왜곡을 보상하게 된다. 수중 채널 임펄스 응답을 추정하기 위해서는 채널을 쌍으로 나누어 공분산 행렬을 구하게 된다. 제안된 기법은 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 일반적인 BPSK 복조방식만을 사용한 경우와 제안된 방법을 사용하여 복조한 경우의 성능을 비교하였다. 그 결과 전송율이 1000bps이고, SNR이 -9dB인 경우 수신된 신호를 단순히 복조만 했을 때는 오차가 14%이나 제안된 방법을 사용하여 복조한 결과는 오차가 4%로 낮게 나타났다. 전송율을 2000bps로 전송속도를 높인 경우에는 기존의 방법은 19%의 높은 오차를 나타내고 있으나, 제안된 기법은 9%의 오차만을 나타냈다. 그리고, 수신단 어레이 센수 수에 따른 오차율을 비교한 경우 일반적인 복조만을 사용하였을 때는 센서 수가 늘어나도 오차율 줄어들지 않았다. 그러나, 본 논문에서 제안한 기법을 사용한 경우는 센서의 수가 적을 때는 4%정도의 오차율을 보였고, 센서 수가 많아 질수록 오차가 현저히 줄어드는 것을 알 수 있다

향후 연구는 정확한 채널 임펄스 응답을 추정하기 위한 방법들

에 대해 연구되어야 하며, 채널 추정 오차로 인한 영향들을 고찰하여야 한다. 아울러 수조나 실제 해양 환경에서의 성능 평가도 이루어져야 할 것이다.

## 참고 문헌

- [1] Daniel B. Kilfoyle and Arthur B. Baggeroer, "The state of art in underwater acoustic telemetry," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.25, no.1, pp.4-27, Jan. 2000.
- [2] A. Zielinski, Young H. Yoon, and Lixue Wu, "Performance analysis of digital acoustic communication in a shallow water channel," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.20, no.4, pp.293-299, Oct. 1995.
- [3] M. Stojanovic, J.A. Catipovic, and J.G. Proakis, "Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.19, pp.100-111, 1994.
- [4] M. Stojanovic, "Recent advances in high-speed underwater acoustic communication," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.21, pp.125-136, 1996.
- [5] S.M. Dunn, J.J. Davies and S.A. Pointer, "A real-time high data rate acoustic communications receiver demonstration system," *IEEE Conf. Oceanic Eng.*, Providence, Sept. 2000.
- [6] P.P.J. Beaujean and L.R. LeBlanc, "Spatio-temporal processing of coherent acoustic communications data in shallow water," *IEEE Conf. Oceanic Eng.*, Providence, Sept. 2000.
- [7] Y.J. Lee, S.Y. Yang, K.M. Kim, "Transmit array for acoustic communications in multipath underwater channel," *IEEE Oceanic Eng. Conf.*, vol.3, pp.1573-1576, Hawaii, Nov. 2001.
- [8] Daniel Rouseff, Warren L. J. Fox, Darrell R. Jackson, Christopher D. Jones, "Underwater acoustic communication using passive phase conjugation", *IEEE Conf. Oceanic Eng.*, pp.2227-2230, Nov. 2001.
- [9] S.Bonnifay, K. Yao and C. Juttern, "Underwater acoustic signal separation based on prior estimation of the channel impulse response", *IEEE Conf. Oceanic Eng.* Nov. 2001.
- [10] J. Benesty and S.L. Gay, *Acoustic signal processing for telecommunication*, Kluwer Academic Publishers, 2000.

- [11] Paul C. Etter, *Underwater acoustic modeling*, Elsevier Applied Science, 1991.
- [12] D. R Jackson and D. R Dolwing, "Phase conjugation in underwater acoustics," *J. Acoustic. Soc. Amer.*, vol. 89, no.1, pp.171-181,1991.
- [13] D. R Dolwing, "acoustic pulse-compression using passive phase conjugate processing, " *J. Acoustic. Soc. Amer.*, vol. 95, no.3, pp.1450-1458, 1994.
- [14] W. A. Kuperman, W. S. Hodgkiss, H. C. Song, T. Akal, C.Ferla, and D. R. Jackson, "Phase conjugation in the ocean: Experimental demonstration of an acoustic time-reveral mirror," *J. Acoustic. Soc. Amer.*, vol. 103, no.1, pp.25-40,1998.
- [15] W. A. Kuperman, W. S. Hodgkiss, H. C. Song, T. Akal, C.Ferla, and D. R. Jackson, "A long-range and variable focus phase conjugation experiment in shallow water," *J. Acoustic. Soc. Amer.*, vol. 105, no.3, pp.1507-1604,1999.
- [16] A. A. M. abrantés, "Examination of time-reversal acoustic in shallow water and application to underwater communications," M. S thesis, Naval Postgraduate School, Monterey, CA, 1999.
- [17] J. G. Proakis, *Digital Communications*, New York: McGraw Hill, 1995.
- [18] R. J. Urick, *Principles of Underwater Sound*, 3<sup>rd</sup> ed. New York: McGraw Hill, 1983.
- [19] M. R. Dungan and D. R. Dowling, " Computed narrow-band time-reversing array retrofocusing in a dynamic shallow ocean," *J. Acoustic. Soc. Amer.*, vol. 107., no. 6, pp.3101-3112, 2000.
- [20] H. C. Song, W. A. Kuperman, W. S. Hodgkiss, "A time-reversal mirror with variable range focusing," *J. Acoustic. Soc. Amer.*, vol. 103, pp.3234-3240,1998.

## 감사의 글

제가 전과공학과에 입학한지가 벌써 10년이 되었습니다. 이 논문으로 대학 생활의 결실을 맺게 되었습니다. 지금의 저의 모습을 갖게 되기까지 많은 분들로부터 도움을 받았습니다. 논문이 완성되기까지 많이도 모자란 절 가르침을 주시며 끝까지 절 믿어주신 김기만 교수님께 감사의 말씀을 드립니다. 결코 짧지 않은 2년간의 대학원 생활 동안 제가 하고싶은 분야를 할 수 있도록 배려해주신 은혜는 결코 잊지 않겠습니다. 제 논문을 심사하시면서 세심한 배려를 해주신 조형래 교수님, 정지원 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 제가 입학했을 때부터 절 가르쳐주신 김동일 교수님께도 감사를 드립니다. 언제나 열정을 가지고 학생들을 가르쳐 주신 민경식 교수님과 강인호 교수님께도 감사의 말씀을 올립니다. 항상 나의 곁에서 날 믿어주며 함께 동고동락한 친구들 기호, 광재, 기혁, 기환, 귀열, 성희, 유진에게 고맙다는 말을 전한다. 멀리 떨어져 있지만 마음만은 항상 같이 있음을 회영이에게 말하고 싶다. 그리고, 지금은 두 아이의 엄마인 성화에게도 고마운 마음을 전한다. 너희들이 있었기에 난 나의 모습을 지키며 살아올 수 있었다. 그리고, 이 모든 인연을 만들어준 목심희 여러분들께도 고마운 마음을 보낸다. 항상 후배들을 생각해주는 형근이형, 언제나 최선을 다하는 모습을 보여준 목심 24기 동기들, 그리고 나와 나의 동기들과 긴 시간을 보낸 25기 후배들에게도 항상 고마움을 느낀다. 대학생활 마지막 즈음에 또 하나의 기쁨을 갖게 해준 한얼지기 후배들에게도 감사를 표시한다. 내가 졸업하더라도 동아리를 잘 유지해서 멋진 동아리를 만들기를 부탁한다. 2년간 한 실험실에서 같이 지낸 윤준, 앞으로 DSP실험실을 이끌고 갈 영근,진석에게도 고마운 마음을 전한다. 그리고 많은 시간을 나와 같이 보내준 대학원 후배들 성준, 태길, 진산, 재교에게도 고맙다는 말을 전한다. 마지막으로 지나간 시간동안 항상 절 걱정해 주시고 끝까지 절 믿어 주신 아버지와 어머니께 감사의 말씀을 드립니다. 비록 부모님의 기대에 미치지 못하는 못난 아들이었지만 무한한 사랑으로 감싸 주신데 대해 정말 고맙습니다. 못난 아들이기에 말로는 못하고 이 지면으로나마 말씀드립니다. 부모님 사랑합니다. 그리고 정말 고맙습니다. 제가 기억하고 절 기억해 주시는 모든 분들의 기대에 보답하는 사람이 되겠습니다.