

工學碩士 學位論文

# MIMO 수중음향통신에서 채널 추정 기법의 성능 개선

Performance Enhancement of the Channel Estimation  
Technique in MIMO Underwater Acoustic  
Communication



指導教授 金基萬

2013年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

韓珉秀

本 論文을 韓珉秀의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 鄭 智 元 (印)

委 員 : 工學博士 尹 榮 (印)

委 員 : 工學博士 金 基 萬 (印)



2013年 02月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

韓 珉 秀

# 차 례

## Contents

그림목차 .....	iii
Abstract .....	vii
제 1 장 서 론 .....	9
제 2 장 수중음향통신 채널 특성 .....	12
제 2-1절 수중 채널 특성 .....	12
제 2-2절 수중음향통신 오차 유발 요인 분석 .....	13
제 2-2-1. 전달 손실 .....	14
제 2-2-2. 다중 경로 전달 .....	15
제 2-2-3. 도플러 확산 .....	16
제 2-2-4. 잡음 .....	17
제 3 장 MIMO 기술과 등화기법 .....	18
제 3-1절 공간 다중화 .....	18
제 3-2절 기존의 채널 추정 기법 .....	19
제 3-1-1. LS 채널 추정 .....	20
제 3-1-2. LMS 채널 추정 .....	22
제 3-3절 선형 등화기법 .....	24
제 4 장 제안된 MIMO 채널 추정 기법 .....	27
제 4-1절 고려된 MIMO 시스템 구조 .....	27
제 4-2절 제안된 채널 추정 기법 .....	29

제 5 장 시뮬레이션 환경과 모의실험 .....	34
제 5-1-1. 시뮬레이션 환경 .....	34
제 5-1-2. 모의실험 결과 .....	39
제 6 장 결론 .....	47
참고문헌 .....	49



## 그 립 목 차

그림 2-1. 천해에서 음파 전달 속도의 예 .....	12
그림 2-2. 천해에서 음향 신호의 다중경로 전달 현상 .....	14
그림 2-3. 천해에서 Delay profile .....	15
그림 3-1. MIMO 시스템의 블록도 .....	19
그림 3-2. 송신신호 구조 .....	22
그림 3-3. 왜곡을 가진 수신된 펄스 .....	23
그림 3-4. 일반적인 선형 등화기 .....	24
그림 4-1. MIMO 시스템의 구성 .....	26
그림 4-2. PLL 구조 .....	27
그림 4-3. 위상 tracking .....	27
그림 4-4. 제안된 채널 추정 기법 .....	29
그림 5-1. 채널 정보 수집 환경 .....	34
그림 5-2. 채널 수집 장면 .....	34
그림 5-3. 모의실험에서 고려한 음속 Profile .....	35
그림 5-4. Delay spread profile Tx1=110m, Rx1=110m .....	35
그림 5-5. Eigenray Tx1=110m, Rx1=110m .....	36
그림 5-6. Delay spread profile Tx1=110m, Rx1=117m .....	36
그림 5-7. Eigenray Tx1=110m, Rx1=117m .....	36
그림 5-8. Delay spread profile Tx1=117m, Rx1=110m .....	37
그림 5-9. Eigenray Tx1=117m, Rx1=110m .....	37
그림 5-10. Delay spread profile Tx1=117m, Rx1=117m .....	37
그림 5-11. Eigenray Tx1=117m, Rx1=117m .....	38
그림 5-12. 제안된 방법을 사용한 LMS 추정 수렴 속도 (a) Tx1, Rx1 Tx2, Rx1 (c) Tx1, Rx2 (d) Tx2, Rx2 .....	39
그림 5-13. 기존의 방법을 사용한 LMS 채널 추정 수렴 속도 (a) Tx1, Rx1 (b) Tx2, Rx1 (c) Tx1, Rx2 (d) Tx2, Rx2 .....	39

그림 5-14. Tx1, Rx1의 채널 .....	41
그림 5-15. Tx2, Rx1의 채널 .....	41
그림 5-16. Tx1, Rx2의 채널 .....	41
그림 5-17. Tx2, Rx2의 채널 .....	42
그림 5-18. Tx1의 송신신호 복원에 따른 제안된 방법과 제안된 방법의 MSE (Mean Square Error) 비교 .....	42
그림 5-19. Tx2의 송신신호 복원에 따른 제안된 방법과 제안된 방법의 MSE (Mean Square Error) 비교 .....	43
그림 5-20. Tx1 신호복원에 따른 기존의 방법의 정상도 .....	44
그림 5-21. Tx1 신호복원에 따른 기존의 방법의 정상도 .....	44
그림 5-22. Tx2 신호복원에 따른 기존의 방법의 정상도 .....	44
그림 5-23. Tx2 신호복원에 따른 제안된 방법의 정상도 .....	45



# MIMO 수중음향통신에서 채널 추정 기법의 성능 개선

한 민 수

Department of Radio Communication Engineering  
*Graduate School of*  
*Korea Maritime University*

## Abstract

In the area of underwater communications, MIMO(Multiple Input Multiple Output) techniques for increasing the data rates are being studied. The advantage of MIMO techniques is increasing channel capacity, and it does not use additional frequency or transmit power. Representative method is V-BLAST. The channel estimation is one of important roles in MIMO system. In this thesis, the channel estimation method for underwater MIMO communication system is proposed. The proposed method is comprised of channel tap position detection based on L1-norm minimization, channel regeneration, and LMS(Least Mean Square) channel estimation. To prove the performance of the proposed method the simulations are conducted. The number of transmitters and receivers is 2, respectively. The channels for simulation were generated by Bellhop model, and the sound speed profile that was really measured in Korean East Sea was used. The range between sources and receivers is 1 km, and the water depth is 200 m. In

simulation results, the channel tracking speed of the proposed method is faster than the conventional method. The BER(Bit Error Rate) performance improves about 10%. In the future, it is needed to prove the performance of MIMO underwater communication via sea trials.



# 제 1 장 서 론

수중음향통신은 과거에는 주로 군사적인 목적을 위해 제한적으로 사용되었으며 수중 음원 탐지나 수중 운동체 추적, 잠수함 등과의 통신을 위해 주로 연구되었다. 그러나 최근 해양에 대한 관심이 고조되고, 해양 탐사나 해저 자원 탐사가 활발해지면서 수중 운동체와의 상호 통신과 같이 활용 분야가 확대되었다. 수중음향통신에서는 매질의 특성으로 인하여 전파 대신 음파를 사용해야 하며 이러한 이유로 수중에서의 무선 통신은 수중 음향학과 통신 기술의 융합으로 연구가 이루어져야 한다.

일반적인 통신매체로서 많이 사용되고 있는 광파나 전자파는 수중에서 거리에 따른 급격한 신호 감쇠현상을 갖고 있어, 전송거리가 수백 m의 범위 이상에서 사용할 수 있는 범용의 수중음향통신에 있어 초음파가 유일한 통신 전달 매체로서 사용되고 있다. 하지만 수중에서의 초음파 전달 채널환경은 수심이나 염분 등에 의해서 신호의 전달속도가 다르고, 해면이나 해저에 의한 다중경로의 영향을 많이 받는다. 또한 음파를 사용하는 수중음향통신 채널은 페이딩과 도플러 효과를 동반한 시간에 따라서 매우 빠르게 변화하는 다중 경로 채널 특성을 가진다[1][2]. 따라서 현재 열악한 채널 환경을 극복하고 전송율을 향상시키기 위하여 여러 가지 등화기 기법과 함께 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 기법이 연구되고 있다.

MIMO 기법의 장점은 단일 센서를 이용한 통신 방식에 비해 추가적인 주파수나 송신전력을 증가시키지 않으면서도 채널 용량을 센서의 수에 비례하여 증가시키는 것이다. 다중 센서를 사용함으로써 얻을 수 있는 장점은 복수 개의 송신 센서를 사용하여 다수의 심볼을 동시에 전송하므로 전송률이 향상되고 송수신 센서 수의 곱에 비례하는 다이버시티 이득을 얻음으로써 데이터 전송 신뢰도를 높일 수 있다는 것이다. 하지만 수중 채널 환경에서 MIMO 기법 사용에 의한 다이버시티 이득과 전송율 향상을 위해서는 수신단의 서로 다른 센서에서 수신된 신호가 서로 독립적인 채널 환경으로 수신 되어야 하고 채널 추정

이 정확하게 이루어져야 신호를 복원할 수 있다[3]. 국외의 경우 최근 MIMO 수중음향통신에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. Tao 등은 시간에 따라 혼련열을 겹치지 않게 송신하여 수신한 데이터를 분석하여 채널을 추정하고, Group-wise 위상 보정 방법을 적용한 수중음향통신을 위한 MIMO 기법을 소개하였다. 이때  $2 \times 8$  MIMO 시스템을 구성하였고 변조 기법으로는 BPSK(Biphase Shift Keying), QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 및 8PSK(Octal Phase Shift Keying)를 사용하였다. 그 결과 BPSK는  $8 \times 10^{-4}$ , QPSK는  $3 \times 10^{-2}$ , 8PSK는  $8 \times 10^{-2}$ 의 BER(Bit Error Rate)를 나타내었다[4]. 또한 Song 등은 수중MIMO 시스템의 수신기에서 시역전(time reversal) 기법과 등화기를 사용하여 intersymbol interference를 제거하였다. 실험에서 BPSK 변조 신호의 전송속도는 16 kbps이고, QPSK는 32 kbps로 하였을 때 BER은 BPSK는  $3.3 \times 10^{-3}$ 이고, QPSK는  $9.5 \times 10^{-3}$ 이라는 결과를 나타내었다. 마지막으로 Ling 등은 V-BLAST 방식을 사용하는 알고리즘을 위하여 채널 추정을 수행하는 방법을 제안하였다[5].

국내에서는 수중 채널 환경에서 초음파 통신의 성능 및 효율을 향상시키기 위하여 MIMO용 수중 벡터 채널 모델링을 연구하였으며, 이를 이용한 MIMO 기법의 성능을 이론적으로 분석하였다. 시뮬레이션 결과 SISO 방법은 BER이 약  $10^{-1}$  정도였지만 MIMO 방법은  $10^{-6}$ 으로 성능이 향상되는 것을 확인하였다[6]. 그러나 국내에서는 아직 MIMO 수중음향통신에 대한 고찰이 활발히 이루어지지 않은 실정이다. 아직까지 수중환경의 열악한 환경에서 정확한 채널환경을 분석하지 못하기 때문에 MIMO 수중음향통신의 성능향상에 큰 어려움이 있다. 따라서 본 논문에서는 기존의 방법들과 비교하여 계산량은 비슷하면서 성능을 향상시키는 새로운 채널 추정 기법을 제안하였다. MIMO 시스템의 성능 분석을 위하여 동해의 SSP(Sound Speed Profile)을 이용하여 실제 해양환경 정보를 모델링하고, 제안된 알고리즘에 적용하여 시뮬레이션을 수행하여 신뢰도를 향상시켰다. 그리고 기존의 MIMO 방식과 제안된 MIMO 방식과 비교하여 각 방식에 대한 BER을 SNR(Signal to Noise Ratio)의 함수로 분석하고, 각 방식에 대해 SNR에 대한

오차율을 분석하였다.

본 논문의 제 2 장에서는 수중음향통신 채널 특성을 기술하였으며, 제 3 장에서는 MIMO 기술과 등화기법에 대하여 분석한다. 제 4 장에서는 제안된 MIMO 기법을 제시하고 제 5 장에서는 시뮬레이션 환경을 분석한 후 모의 실험을 통해 결과를 확인하고 제 6 장에서는 결론 및 향후 연구 방향을 제시하였다.



## 제 2 장 수중음향통신 채널 특성

### 제 2-1 절 수중 채널 특성

수중 환경에서 음파 신호는 수심, 수온, 전송거리, 해수면의 변화, 해저면의 상태 등으로 인해 다양하고 복잡한 특성을 가진다. 수중에서 음파의 전달은 직접파와 더불어 해수면과 해저면의 반사파들에 의해 원거리까지 전달되어 간다. 특히 천해의 경우 해수면과 해저면의 반사 등으로 인해 다중 경로를 포함한 다양한 특성으로 수중 음향 통신의 성능 저하를 일으키며 심해에 비해 음파가 전달되는 형태가 복잡하다. 특히 해저면의 상태에 따른 신호의 지연은 진흙의 경우 10 ms, 모래일 경우 30 ms까지 신호의 지연이 발생하기도 한다[7]. 또한 음원에서 발생한 신호의 주파수가 차단 주파수 이하일 경우 원거리까지 전파되지 못한다. 이때의 차단 주파수는 다음 식과 같다.

$$f_{cut} = \frac{C_w}{4D\sqrt{1-(C_w/C_b)^2}} \quad (2-1)$$

이때  $C_w$ 는 수중에서의 음속이며,  $C_b$ 는 해저에서의 음속,  $D$ 는 수심이다. 해저의 경우 층상구조로 되어 있어 실제의 차단 주파수는 더욱 복잡한 성질을 나타낸다. 일반적으로 음파의 속도는 다음과 같이 표현된다.

$$c = \sqrt{\frac{C}{\rho}} \quad (2-2)$$

$\rho$ 는 밀도,  $C$ 는 Stiffness 계수이다. 일반적으로 음파의 속도는 공기 중에서는 340 m/s, 수중에서는 1,450 ~ 1,540 m/s, 해저에서는 1,500~2,500 m/s로 알려져 있다. 특히 천해의 경우 음파의 속도가 수압의 영향보다는 수온의 영향을 많이 받게 되는데, 그림 2-1에는 천해에서 깊이에 따른 음파 전달 속도

의 한 예를 나타낸 것이다.

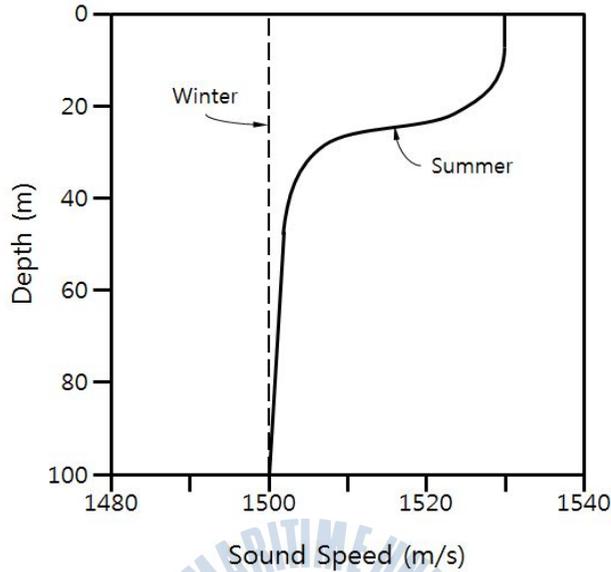


그림 2-1. 천해에서 음파 속도의 예

Fig 2-1. Sound velocity profile in shallow water

## 제 2-2 절 수중음향통신 오차 유발 요인 분석

수중음향통신 시스템의 성능을 결정하는 요인에는 음향 신호의 거리에 따른 전달 손실과 다중 경로 전달 과정으로 인한 간섭 신호, 시스템 자체의 잡음과 해양의 배경 잡음, 해면 및 해저에 의한 반사에 기인되는 잔향 및 수중 운동체의 이동에 의한 도플러 효과 등이 있다. 데이터 채널은 음성 채널보다 넓은 대역폭을 필요로 하며, 일반적으로 수중 환경에서의 전송거리는 채널 대역폭에 따라 크게 5단계로 분류할 수 있다. 이를 표 2-1에 나타내었다. 전송거리와 채널 대역폭은 서로 반비례 관계를 가지며 전송 거리가 증가할수록 대역폭이 줄어들어 데이터 전송효율이 떨어진다.

표 2-1. 수중 음향 통신에 사용 가능한 채널 대역폭과 전송 거리 사이의 관계  
 Table 2-1. The relationship between available channel bandwidth and transmission distance on underwater acoustic communication

Range [km]		Bandwidth [kHz]
Very Long	1000	< 1
Long	10 ~ 1000	2 ~ 5
Medium	1 ~ 10	≈ 10
Short	0.1 ~ 1	20 ~ 50
Very Short	< 0.1	> 100

### 2-2-1. 전달 손실

수중 전달 손실(path loss)은 확산에 의한 손실, 해수면과 해저면에 의한 산란손실로 산출 하였다. 확산에 의한 손실은 식 (2-3)으로 정의할 수 있다.

$$TL = 10 \log \frac{I_{(r)}}{I_0} = 20 \log r + a_a r 10^{-3} \quad (2-3)$$

여기서  $I_0$ 와  $I_{(r)}$ 은 각각 음원으로부터 1m 거리  $r$ 에서의 Intensity 이다. 또한  $a_a$ 는 흡수계수이며 주파수  $f[kHz]$ 라 할 때 식 (2-4)와 같다.

$$a_a \approx 3.3 \times 10^{-3} + \frac{0.11f^2}{1+f^2} + \frac{44f^2}{4100+f^2} + 3.0 \times 10^{-4}f^2 \quad (2-4)$$

또한 해수면의 산란손실( $a_s$ )은 식 (2-5)와 같다.

$$a_s = -10 \log [1 - 0.0234 (fH)^{\frac{3}{2}}] \quad (2-5)$$

여기서  $f$ 는 신호 주파수[kHz],  $H$ 는 평균 파고[ft]이다. 해저면에서의 산란 손실( $a_b$ )은 서로 다른 매질 1과 매질 2의 임피던스를  $Z_1, Z_2$ 라 할 때 반사계수  $R$ 은 식 (2-6)과 같이 표현된다.

$$R = \frac{Z_2/Z_1 \sin\theta_i - \sin\theta_t}{Z_2/Z_1 \sin\theta_i + \sin\theta_t} \quad (2-6)$$

여기서  $\theta_i$ 는 입사각,  $\theta_t$ 는 투과 각이다. 해저면에서 산란손실( $a_b$ )은 다음 식 (2-7)과 같이 정의할 수 있다.

$$\alpha_b = -20 \log_{10} |R| \quad (2-7)$$

### 2-2-2. 다중 경로 전달

그림 2-2와 같은 음향 신호의 다중 경로(multipath) 전파는 인접 심벌간의 간섭 (Inter Symbol Interference : ISI)을 발생시켜 수중 음향 통신 성능의 극심한 저하를 가져온다. 다중 경로의 구조는 링크의 구성에 따라 달라진다. 일반적으로, 수직(vertical) 채널의 경우 짧은 시간의 퍼짐이 생기는 반면, 수평(horizontal) 채널의 경우 매우 긴 다중 경로 확산이 생길 수 있다. 확산의 정도는 깊이와 송·수신기 간 거리의 함수로 나타난다.

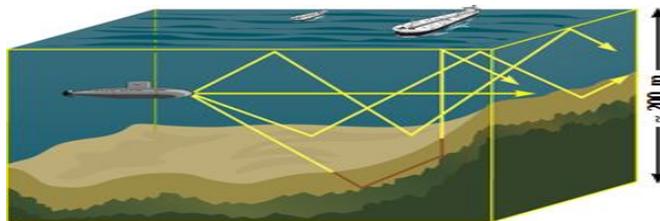


그림 2-2. 천해에서 음향 신호의 다중경로 전달 현상

Fig 2-2. Multipath of sound signal in underwater

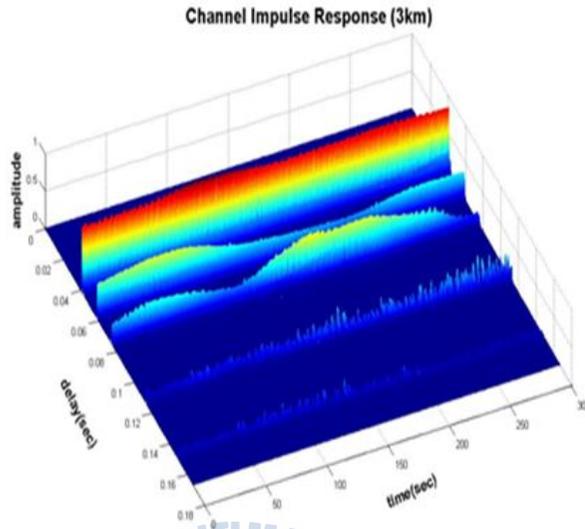


그림 2-3. 천해에서 Delay profile

Fig 2-3. Delay profile in shallow water

그림 2-3은 실제 해상에서 측정한 채널 전달 특성을 나타낸 것으로 5분 동안 채널의 전달 지연 특성을 보여준다. 이는 약 4 kHz 대역폭을 갖는 0.25 sec 길이의 LFM 신호를 주기적으로 송신한 뒤 송수신된 LFM 신호의 상관관계를 이용하여 구한 것으로 다중 경로에 따른 영향을 받는 것을 확인할 수 있다. 이는 해수면에 반사되어지는 반사파 그리고 바닥에서 반사되어 들어오는 신호들이 있다는 것을 의미한다. 또한 수중에서 채널은 sparse하다는 것을 확인할 수 있다.

### 2-2-3. 도플러 확산

도플러 확산은 송·수신단의 움직임이나 Surface reflection point의 움직임에 기인하며 수중음향통신에서 큰 의미가 있다. 이는 수신부에서 많은 인접 심볼들 사이에 간섭을 일으킴으로써, 수중 음향 통신 성능의 저하를 가져온다. 대역

폭과 심볼 구간 사이의 곱이 1보다 작으면 무시할 수 있으나 1보다 크면 무시할 수 없다. 도플러 확산은 간단한 주파수 병진과 연속적인 주파수 확산을 발생시킨다. 전자의 경우 수신부에서 쉽게 보상되나, 후자의 경우 보상하기 어렵다.

#### 2-2-4. 잡음

수중 환경에서의 잡음은 크게 인공 잡음 (Man-made noise)과 주변 잡음 (Ambient noise)으로 나뉠 수 있다. 전자는 주로 선박과 같은 기계류 소음을 나타내는 반면, 후자는 조수간만, 해류, 폭풍우, 바람, 지진, 비 등으로 인한 유체역학(Hydrodynamics)에 관련된 소음이다. 이는 수신단의 이용 가능한 거리, 대역폭(bandwidth), SNR(Signal-to-Noise Ratio)을 결정한다.



## 제 3 장 MIMO 기술과 등화기법

MIMO 시스템은 송, 수신기 모두에 다수의 센서를 적용한 것으로 Teletar에 의해 소개되었다. MIMO 연구는 다양한 채널 환경 및 다중 접속 환경에서의 MIMO 통신 용량 계산 등의 정보이론 측면 연구, 다수 송수신 센서 시스템의 채널 모형 도출 및 채널 측정 연구, 전송률 향상 및 전송 신뢰도 향상을 위한 시공간 신호 처리 기술 연구, 계산량 감소 등의 관점에서 진행되어 왔으며 다중 사용자 환경에서의 기술도 연구 되고 있다[8]. MIMO 기법의 장점은 단일 센서에 비해서 추가적인 주파수 할당이나 송신전력 증가 없이도 통신 용량 및 송수신 성능을 획기적으로 향상 시킬 수 있는 방법으로 센서 수에 비례하여 증가시킬 수 있다.

MIMO 기법은 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 동시에 같은 데이터를 전송하여 다양한 채널 경로를 통과한 심볼들을 이용하여 송수신 센서 수의 곱에 해당하는 다이버시티 이득을 얻어 전송 신뢰도를 높이는 공간 다이버시티 기반 방식과 동시에 다수개의 데이터 심볼을 전송하여 전송률을 높이는 공간 다중화(Spatial Multiplexing) 방식, 이 두 가지를 결합한 방식 등이 있다. MIMO 기법에서 추정된 채널은 수신된 신호로부터 각 송신 센서의 송신 신호를 분리하는데 사용된다. 만약 추정된 채널에 추정 오차가 있다면, 수신 신호에 각 송신 센서의 송신 신호를 정확하게 분리하지 못하고 다른 송신 센서에서 송신하는 신호들이 잡음 형태로 남아 있어 시스템 성능 저하를 발생하게 된다. 따라서 MIMO 기법의 성능을 향상시키기 위해서는 무엇보다도 sparse한 다중 경로 전달 환경에서 정확하게 채널을 추정할 수 있는 기술이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 sparse 채널 추정을 한 뒤 선형 등화기법을 적용하였고, 채널 추정에 있어서 제안된 방법을 적용하여 기존의 방법과 비교하여 성능을 더욱 향상시키는데 중점을 두어 연구를 하였다.

### 제 3-1절 공간 다중화

공간 다중화 방식은 MIMO 환경에 의해 제공되는 독립적인 부 채널들을 이용하

여 서로 다른 신호를 전송함으로써 전송률을 높이는 방식이다. 다중의 송신 센서를 통해 동시에 전송할 수 있는 서로 다른 신호의 개수는 사용하는 송수신 센서나 개수의 최소값과 같게 되므로 다중화 방식의 이점을 충분히 얻기 위해서는 송수신단에서 모두 다중 $i$  센서를 사용하는 것이 필요하다. 다중화 방식은 피드백 정보를 사용하는 페루프 방식과 되먹임 정보를 사용하지 않는 개 루프 방식으로 분류된다. 기본적인 개 루프 방식으로서 수신 성능을 향상시키기 위해 V-BLAST 기법이 있다.

BLAST 방식은 Bell lab. LAYered Space-Time의 약자로써 ZF(zero forcing)이나 MMSE(minimum mean square error) 방식 같은 공간 다중화 방식의 단점을 극복하고 복호 성능을 향상시키기 위한 기법이다. Foschini에 의해 D-BLAST(Diagonal BLAST)방식이 처음으로 고안되었는데 이 방식은 각 송신 센서를 통해 전송되는 신호들을 매 심볼 구간마다 시간, 공간상에서 대각 방향으로 편이시켜 반복적으로 송신함으로써 모든 송신 신호들이 높은 다이버시티를 얻도록 구현하는 방식이다. 그러나 구현이 다소 복잡하고 복호지연이 발생하는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해 각 송신 센서로부터 전송된 신호들을 수직적으로 구분하여 복원하는 V-BLAST 방식이 제안되었다. V-BLAST 방식 역시 수신단의 센서의 개수가 송신 단의 센서 개수 이상일 경우에 동작한다는 전제 조건을 갖는다. V-BLAST 방식은 다중 센서의 사용을 통해 다중화 이득을 얻고자 한다는 점에서 ZF 수신기나 MMSE 수신기와 유사한 기술이지만 연속 간섭제거(successive interference canceller)의 방법을 이용하여 보다 높은 다이버시티 이득을 얻을 수 있다는 면에서 한 단계 발전된 기법이라고 할 수 있다. 어떠한 방식을 사용하든 ZF나 MMSE 수신기가 필수적이며 이들을 동작시키기 위해서는 정확한 채널 추정 성능을 갖는 기법이 요구된다.

### 제 3-2절 기존의 채널 추정 기법

그림 3-1과 같이 MIMO 시스템에서는 복수개의 센서를 사용하여 신호를 전송

하고 복수개의 센서를 사용하여 신호를 수신한다. 일반적으로 복수개의 센서를 이용하여 신호를 전송하고 복수개의 센서를 이용하여 신호를 수신하며, 전송된 신호가 서로 독립적인 페이딩 환경으로 수신된다면, MIMO 시스템의 성능과 용량은 사용된 센서의 수에 의해 증가한다.

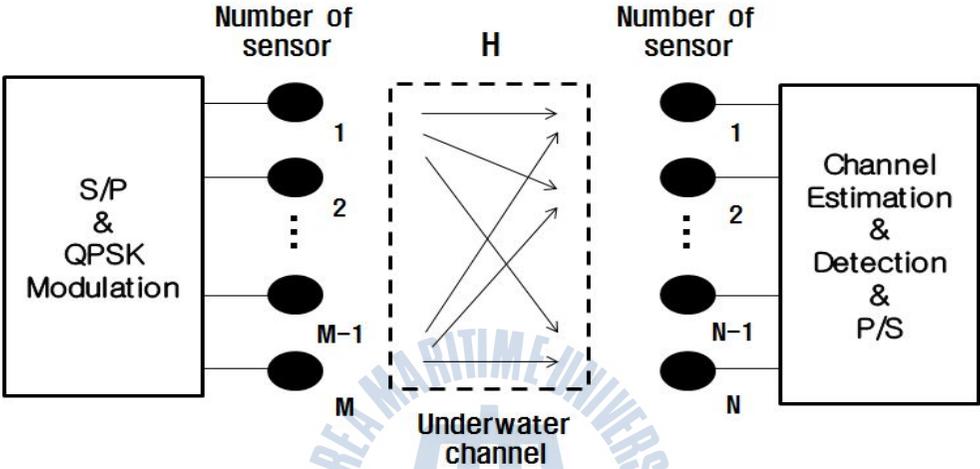


그림 3-1. MIMO 시스템 블록도

Fig 3-1. Block diagram of MIMO system

그림 3-1에서 M개의 센서를 이용하여 신호를 전송하고 N개의 센서를 이용하여 신호를 수신할 때, 수신된 신호  $y(t)$ 는 다음과 같다.

$$y_n = \tilde{H}_n \tilde{s} + n_n \tag{3-1}$$

여기서  $y_n$ 은 다음 식 (3-2)와 같다.

$$y_n = [y_n(t_0), \dots, y_n(t_0 + R - 1)]^T \tag{3-2}$$

이때  $t_0$ 는 payload symbol의 index corresponding 정보이다. 또한

$\widetilde{H}_n = [H_{1,n} \cdots H_{m,n}]$  이고  $H$  는 다음 식 (3-3)과 같다.

$$H_{m,n}(t) = \begin{bmatrix} h_{m,n}(R) \cdots h_{m,n}(1) & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & h_{m,n}(R) \cdots h_{m,n}(1) \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

그리고  $\widetilde{s} = [s_1^T \cdots s_m^T]$  라고 나타내고  $s_m$  은 다음과 같다.

$$s_m = [s_m(t_0 - R + 1), \cdots s_m(t_0), \cdots, s_m(t_0 + R - 1)]^T \quad (3-4)$$

이때 최종 수신되는 신호는 식 (3-5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{H}_1 \\ \widetilde{H}_2 \\ \vdots \\ \widetilde{H}_n \end{bmatrix} \widetilde{s} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_n \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

수중음향통신 시스템에서 MIMO 기술을 사용하는 이유는 수중 채널 환경에서 서로 독립적인 subchannel의 수를 증가시킴으로써 Hz 당의 전송 bit를 증가시키기 위함이며, 채널 추정을 위하여 대표적인 방법으로 LS(Least Square) 채널 추정 기법과 LMS(Least Mean Square) 채널 추정 기법이 있다[9][10].

### 3-1-1. LS 채널 추정

수중음향통신은 시간에 따라 변화하는 채널을 보상해야 하는데 이러한 역할을 수행하는 것이 등화기이며, 이 등화기에 적용할 파라메타를 구하기 위해 채널 추정 기법이 사용되는데 대표적인 방법이 LS 방법이다. 이 이론은 퍼져 있는 신호들의 오차를 최소화 하는 것이다. 수신된 신호는 다음과 같이 표현한다.

$$y_n = h_n S_m \quad (3-6)$$

$$y_n = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix}, h_n = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_n \end{bmatrix}, S_m = \begin{bmatrix} s_m(1) \cdots 0 \\ \vdots \quad \ddots \quad \vdots \\ s_m(p) \cdots s_m(1) \\ \vdots \quad \ddots \quad \vdots \\ 0 \quad \cdots s_m(p) \end{bmatrix} \quad (3-6-1)$$

이때 식 (3-6)을 기본으로 하여 LS 채널 추정 방식을 적용하면 채널 추정 값은 식 (3-7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{H}_{LS} &= (S^H S)^{-1} S^H y \\ &= S^{-1} (S^H)^{-1} S^H y \\ &= S^{-1} y \end{aligned} \quad (3-7)$$

위 식에서 위 첨자  $H$ 는 행렬의 Hermitian을 의미한다. 식 (3-7)에서 확인할 수 있듯이 LS 채널 추정 기법은 입력에 대한 출력 값의 비를 통하여 채널을 추정하는 방식으로 SNR의 변화에 따른 오차 값을 추정할 수 있어서 낮은 복잡도를 갖는 장점이 있으나, 채널의 상관성을 고려하지 않아 채널 추정의 정확도가 낮아지는 단점이 있다. 이에 반해 다음의 LMS 채널 추정 방식은 LS의 단점을 보완하여 정확한 채널 추정을 할 수 있다.

### 3-1-2. LMS 채널 추정

LMS 채널 추정은 평균 자승 오차를 최소화시키도록 반복적인 연산을 통해 해를 구하는 방법으로 시간에 따라 변화하는 값을 추적해서 수렴하는 특성을 갖는다. 추정하고자 하는 채널을  $\widehat{H}_{i,j}$ 라고 한다면

$$e_{i,j} = \widehat{H}_{i,j} - y_{i,j} \quad (3-8)$$

$$\widehat{H}_{i,j} = \widehat{H}_{i,j-1} + \mu \cdot e_{i,j} \cdot S_{i,j} \quad (3-9)$$

위의 식 (3-12)의  $i$ 는 송신기에 따른 인덱스이고,  $j$ 는 수신기에 따른 인덱스이다. 즉 훈련열의 총 길이만큼  $e(t)$ 의 값이 0에 수렴할 때까지 계산을 반복하고 또한  $i$ 개의 채널의 추정한다. 그리고  $S_{i,j}$ 의 값은 앞 장에서 설명한 값과 동일하다. 이때  $\mu$ 는 step size이며 최적 해로 수렴하는 속도를 결정한다. 이와 같은 채널 추정은 그림 3-2의 PN code 송신 구간에서 이루어진다. 위와 같은 과정을 거치게 되면 송신 센서 한 개당 독립적인 subchannel  $N$ 개가 확보된다.

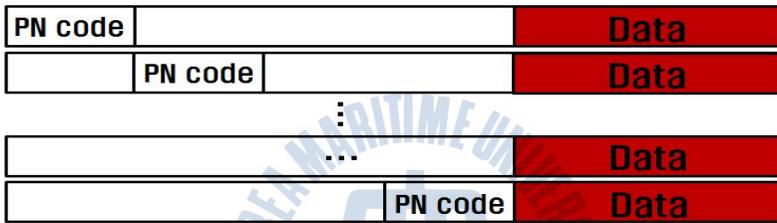


그림 3-2. 송신신호 구조

Fig 3-1. Structure of transmitting signal

일반적으로 Shannon의 정리에 의한 채널 용량은 다음과 같다.

$$C = \log_2(1 + SNR) [bits/s/Hz] \quad (3-10)$$

또한 MIMO 채널의 용량은 다음과 같다.

$$C = \log_2(\det(I + QH^*H)) = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \lambda_k \frac{P_k}{\sigma_n^2}) \quad (3-11)$$

여기서,  $Q$ 는 신호에 대한 covariance 행렬이고,  $\det(\cdot)$ 는  $\cdot$ 의 행렬식이다.  $K$

는 채널 covariance 행렬의 rank이고,  $\lambda_k$ 는 k번째의 정규화 된 eigenvalue이며,  $P_k$ 는 k번째 subchannel의 전력이고,  $\sigma_n^2$ 은 잡음전력이다. 따라서 식 (3-15)에서 보이는 바와 같이 MIMO 시스템의 성능은 수중 채널 환경에 의해 결정된다. 그러므로 본 연구에서는 수중 벡터 채널을 모델링하고 모델링된 채널을 이용하여 MIMO 시스템의 성능을 분석하였다.

### 제 3-3절 선형 등화 기법

선형 필터를 나타내기 위해 하나의 펄스가 Raised cosine 전달함수  $H_{RC}(f) = H_t(f)H_r(f)$  를 갖도록 설계된 시스템을 통해 전송되었다고 가정한다. 또한 채널이 심볼간 간섭을 일으키고 따라서 수신된 복조 펄스가 그림 3-1과 같이 펄스의 메인 로브에 인접한 표본화 시점에서 사이드 로브가 0을 통과하지 않는 왜곡을 보인다고 가정한다. 왜곡은 메인 로브 전후에서 발생하는 양 또는 음의 잔향으로 볼 수 있다. 원하는 Raised cosine 전달 함수 특성을 얻기 위해

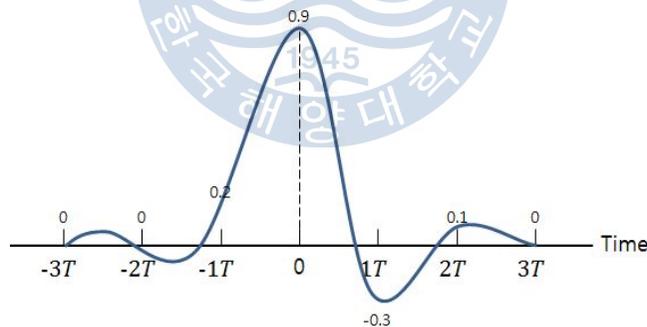


그림 3-3. 왜곡을 갖고 수신된 펄스

Fig 3-3. Received pulse with distortion

등화기는 식 3-3과 같이  $H_e(f)$ 가 곱해졌을 때 실제 채널 응답이  $H_{RC}(f)$ 가 되도록 하는 주파수 전달 함수  $H_e(f)$ 를 가져야 한다. 다시 말하면 잔향을 상쇄하도록 하는 등화기를 설계하는 것이다.

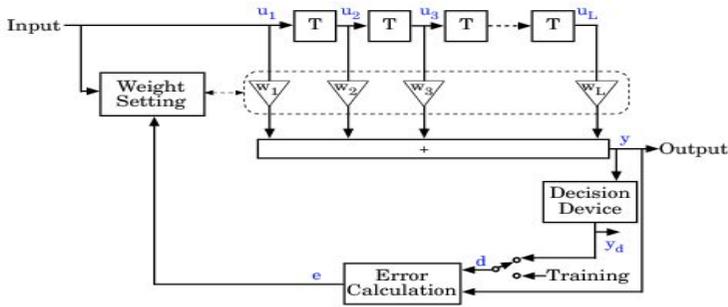


그림 3-4. 선형 등화기  
Fig 3-4. Linear equalizer

그림 3-2의 선형 등화기는  $T$  초 간격의 탭을 가지는 Delayed line으로 이루어진 것으로 가장 널리 사용되는 형태이다. 여기서  $T$  는 심볼 주기이다. 이러한 등화기에서 수신된 신호의 현재와 과거의 값은 등화기 계수 또는 탭 가중치( $w_n$ )에 의해 선형적으로 가중치가 부여되며 모두 합해져서 출력이 나가게 된다. 출력의 주 성분은 중심 탭으로부터 발생하며 나머지 탭들은 주 신호의 양 측면에서 심볼 주기 간격으로 주 신호의 잔향에 영향을 미친다[11]. 만약 필터가 무한대의 탭 길이를 가질 수 있다면, 탭 가중치는 시스템의 임펄스 응답이 표본화 시점을 제외한 모든 부분에서 0이 되도록 등화할 수 있다. 이때  $H_e(f)$  는 식 3-3에서 채널 전달 함수의 정확한 역이 된다. 그림 3-2에서 탭 가중치  $w_{-N}, w_{-N+1}, \dots, w_N$  을 가지는  $(2N+1)$ 개의 탭이 있다고 하자. 등화기의 출력 표본  $\{z(k)\}$ 은 다음과 같이 입력 표본  $\{x(k)\}$ 와 탭 가중치  $\{w_n\}$ 과의 컨볼루션으로 얻을 수 있다.

$$z(k) = \sum_{n=-N}^N s(k-n)w_n, \quad k = -2N, \dots, 2N, \quad n = -N, \dots, N \quad (3-4)$$

여기서  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  는 괄호에서와 같이 시간 인덱스이다.  $z, w$ 를 다음과 같이 벡터의 형태로,  $x$ 를 행렬의 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$Z = \begin{bmatrix} z(-2N) \\ \vdots \\ z(0) \\ \vdots \\ z(2N) \end{bmatrix}, W = \begin{bmatrix} w_{-N} \\ \vdots \\ w_0 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

$$S = \begin{bmatrix} s(-N) & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ s(-N+1) & s(-N) & 0 & \cdots & \cdots & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s(N) & s(N-1) & s(N-2) & \cdots & s(-N+1) & s(-N) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & s(N) & s(N-1) \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & s(N) \end{bmatrix} \quad (3-6)$$

$$Z = SW \quad (3-7)$$

그리고  $S$ 의 행과 열이  $W$ 의 원소 수와 같은 차원을 가진다면 선형등화기 계수 벡터  $W$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$W = S^{-1}Z \quad (3-8)$$

벡터  $Z$ 의 크기와 행렬  $Y$ 의 행의 원소 수는 적당한 값으로 선택될 수 있다. 해당 펄스의 메인 로브로부터 상당히 떨어진 표본 지점에서의 심볼간 간섭에 대해서도 고려해야할 수도 있기 때문에 상황에 맞도록 행의 원소수를 정한다. 이와 같은 문제는 Zero-forcing 기법으로 알려진 대수적 방법 또는 최소 평균 자승 오차(Minimum mean-square error, MMSE) 해법으로 알려진 통계적인 방법으로 풀 수 있다. 그리고 본 논문에서는 제안된 방법을 적용하여 채널 추정 정을 한 후 채널 추정값을 Zero-forcing 등화기에 적용을 시킨다. 이는 다음 식 (3-9)와 (3-10)과 같다[12].

$$W_{ZF} = (\hat{H}^H \hat{H})^{-1} \hat{H}^H \quad (3-9)$$

$$\hat{s} = W_{ZF} r \quad (3-10)$$

## 제 4 장 제안된 MIMO 채널 추정 기법

### 제 4-1절 고려된 MIMO 시스템 구조

본 논문에서는 MIMO 통신의 성능 분석을 위하여 그림 4-1과 같은 송수신 구조를 고려하였다.

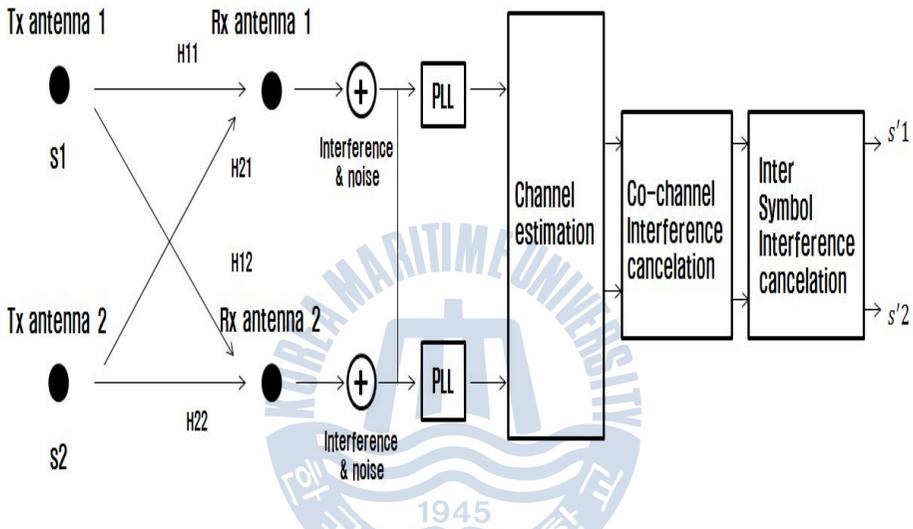


그림 4-1. MIMO 시스템 구성

Fig 4-1. Structure of MIMO system

이때 송신 신호는 QPSK 변조를 사용하였고, 송신된 신호는 각각 독립적인 채널  $H_{11}, H_{12}, H_{21}, H_{22}$  를 지나고 잡음이 첨가된다. 그리고 수신된 신호는 PLL(Phase Lock Loop)를 사용하여 신호의 위상을 복구한 후 제안된 방법의 채널 추정을 거친다. 그리고 각각의 채널 정보를 이용하여 ZF 등화기를 사용하여 CSI(Cochannel Interference Cancellation)을 실시한다. 그 후 신호의 복조에 신뢰성을 올리기 위하여 ISI(Inter Symbol Interference)를 상쇄시킨다. 이때 수신된 기저대역 신호는 식 (4-1)과 같이 나타낸다.

$$y_n(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_n(t-kT)s_m(k) + n_n(t) \quad (4-1)$$

시간  $kT$ 에 송신 데이터 심볼을  $s(k)$ 라 하고, 여기서  $T$ 는 심볼 duration을 나타낸다.  $n(t)$ 는 첨가 잡음 신호이다. 그리고  $H(t)$ 는 송신기, 채널응답, 수신기의 영향을 모두 고려한 채널 임펄스 응답이다. 수신된 신호의 위상을 복원해주는 PLL의 구조는 다음과 같다[13].

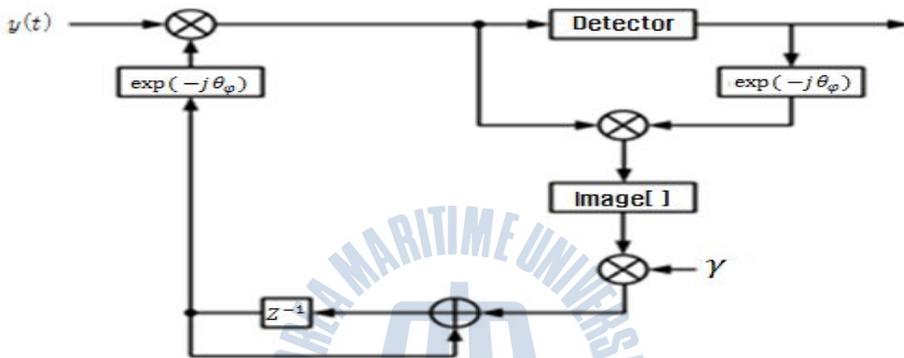
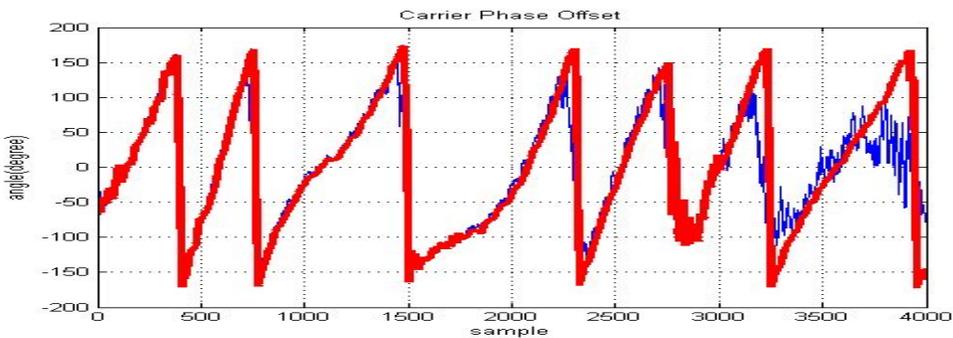


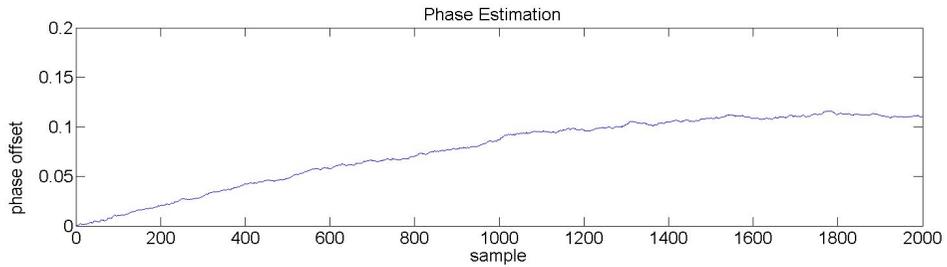
그림 4-2. PLL 구조

Fig 4-2. Structure of PLL

그러면 다음 그림 4-3과 같이 PLL 사용 후 위상을 추적하는 것을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

그림 4-3. 위상 tracking

Fig 4-3. Phase tracking

그림 4-3의 (a) 그림은 송신신호의 훈련열을 알고 있으므로 이를 이용하여 수신신호  $y(t)$  데이터 전체 구간에 대하여 carrier phase offset을 구한 값이며, (b)는 측정된 carrier phase offset이다.

#### 제 4-2절 제안한 채널 추정 기법

제안하는 채널 추정 알고리즘은 다음과 같다. 일반적으로 sparse한 채널의 특징을 가지는 수중음향통신에서는 채널을 추정하기 쉽지 않다. 특히 RLS 알고리즘 등은 복잡한 알고리즘을 가져 계산량이 많고 LMS 알고리즘 보다 정확도 또한 떨어진다. 이에 본 논문에서는 L1-norm minimization 기법을 이용하여 채널을 먼저 support detection한 후 신호를 재 생성하여 LMS 알고리즘으로 채널을 추정하는 방법을 제안하였다.

제안한 방법은 먼저, 훈련열로 채널을 추정함에 있어서, 사전에 계산하여 저장된 훈련열에 역행렬 방법을 적용시키고 토폴리츠 행렬의 역행렬이 존재하게 만든다. 그리고 L1-norm minimization 기법을 적용한 후 LMS 채널 추정 방법을 적용한다. 최종 신호의 복원을 위하여 추정된 채널을 이용하여 ZF 등화기를 적용시킨다. 전체적인 알고리즘은 다음 그림 4-4와 같다.

## Proposed method

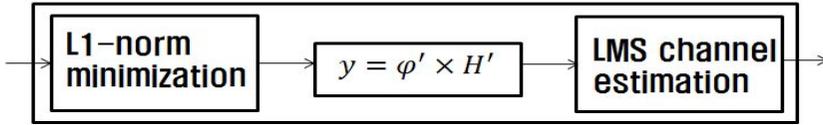


그림 4-4. 제안된 채널 추정 기법

Fig 4-4. Proposed channel estimation method

sparse한 위치를 추정하는 방법에 대해 살펴보기 위해 우선 제안된 방법에 들어오는 수신신호는 다음 식 (4-1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_n = p_m H_n + n_n \quad (4-1)$$

이때  $p_m$ 는 pilot 심볼로 구성된 토폴리츠 행렬이고  $H_n$ 는 채널 임펄스 응답이다. 그리고  $n_n$ 은 잡음을 의미한다. 여기서  $H_n$ 를 추정하는 방법으로 L1-norm minimization을 이용할 수 있다[14].

토폴리츠 행렬이란 항상 다음과 같은 형태를 보이게 된다. 만약 pilot 심볼이  $A = [a_1 + jb_1, a_2 + jb_2, a_3 + jb_3, a_4 + jb_4]$ 라고 할 때

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 + jb_2 & a_3 + jb_3 & a_4 + jb_4 \\ a_2 - jb_2 & a_1 & a_2 + jb_2 & a_3 + jb_3 \\ a_3 - jb_3 & a_2 - jb_2 & a_1 & a_2 + jb_2 \\ a_4 - jb_4 & a_3 - jb_3 & a_2 - jb_2 & a_1 \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

그리고 이 행렬의 켈레 전치(즉 허미션)는 자신이 되며, 각 대각선 원소의 값은 같고 이를 토폴리츠 행렬이라 부른다[15]. 이를 이용하여 L1-norm minimization은 식 (4-3)를 통하여 구해진다.

$$H' = \operatorname{argmin} \|x\|_1 \text{ s.t. } |y - pH| < \epsilon \quad (4-3)$$

이때의 조건은 다음과 같다.

$$H_i = \begin{cases} \text{non-zero, if } H' > \text{thresholding} \\ \text{zero, else} \end{cases} \quad (4-4)$$

support detection은 L1-norm minimization을 통해 추정된 값  $H'$ 가 특정 값보다 크면 non-zero 값을 가지고 특정 값보다 작으면 0 값을 가진다고 볼 수 있다. 그때 특정 값은 임의로 정한다.

그리고  $p'$ 와  $H'$ 의 값은 support 위치에 해당하는 훈련열값과 채널 정보이다. 예를 들어 1,3,5번째 신호에 채널 값이 존재한다면 그림 4-1의 값은 다음 식 (4-5)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{13} & p_{15} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ p_{m1} & p_{m3} & p_{m5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_1 \\ H_3 \\ H_5 \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

$H'$ 는 support detection을 거친 채널이어서 sparse하지 않기 때문에 LMS 채널 추정으로도 빠르고 정확하게 채널을 추정할 수가 있다. 구하는 과정은 다음과 같다.

$$e_{i,j} = \widehat{H}_{i,j} - y_{i,j} \quad (4-6)$$

$$\widehat{H}_{i,j} = \widehat{H}_{i,j-1} + \mu \cdot e_{i,j} \cdot S_{i,j} \quad (4-7)$$

$n$ 는 송수신기의 수에 따라 생성되는 채널의 개수이고,  $j$ 는 훈련열의 총 길이이

다. 이때  $\mu$ 는 step size이며 최적의 해로 수렴하는 속도를 결정한다. 채널 추정 은 L1-norm minimization 구간에서 support detection한 값을 토대로 실시한 다. 그러면 송신 센서당 2개의 채널이 확보된다. 총 4개의 채널이 확보되고, 이 정보를 이용하여 Co-channel Interference Cancellation을 실시한다. 이때 사 용되는 등화기방법은 3장에서 설명한 ZF 등화기이다. 그러면 식 (4-7)에서 나 타낸 채널 임펄스 응답  $H$ 는 다음 식 (4-2)에서와 같이 행렬 형태로 나타내어 진다.

$$\widehat{H}_{n,m} = \begin{bmatrix} \widehat{h}_{n,m}(k) \cdots \widehat{h}(1) \cdots 0 \\ \vdots \\ 0 \cdots \widehat{h}_{n,m}(k) \cdots \widehat{h}_{n,m}(1) \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

이때  $n$ 은 수신기의 개수이고  $m$ 은 송신기의 개수이다. 그 후 ZF 등화기의 계 수  $W$ 를 구하도록 한다. ZF 등화기는 다음 식 (4-8)과 (4-9)와 같다.

$$W_{ZF} = (\widehat{H}^H \widehat{H})^{-1} \widehat{H}^H \quad (4-8)$$

$$\widehat{s}_n = W_{ZF} r_m \quad (4-9)$$

즉, 수신된 신호  $y(t)$ 에 등화기  $W$ 를 연산하게 되면 복원신호  $\widehat{s}$ 가 나오게 된 다.

최종적으로 ISI 제거를 적용시킨다. 이는 각기 다른 센서에서 나온 신호를 독 립이 되도록 만들어 준다. 이는 다음 식 (4-10)와 (4-11)과 같다[16].

$$\begin{aligned} R_1 &= \widehat{H}_{11} \widehat{s}_1 = r_1 - \widehat{H}_{21} \widehat{s}_2 \\ R_2 &= \widehat{H}_{22} \widehat{s}_2 = r_2 - \widehat{H}_{12} \widehat{s}_1 \end{aligned} \quad (4-10)$$

다음과 같은 과정을 거치면 최종적으로 복원 신호는  $Re_1, Re_2$ 가 된다.

$$\begin{aligned} Re_1 &= W_{11}R_1 \\ Re_2 &= W_{22}R_2 \end{aligned} \quad (4-11)$$



## 제 5 장 시뮬레이션 환경과 모의실험

### 제 5-1절 시뮬레이션 환경

수중 채널은 2장에서 설명한 바와 같이 수온, 수심, 기하학적 구조 등에 의하여 영향을 받기 때문에 복잡하며 신뢰성을 유지하기 어려운 통신 환경이다. 수중 채널의 반사 및 잔향에 의한 다중경로 지연확산은 심볼 간 간섭과 주파수 선택적 페이딩을 발생시켜 통신 시스템의 성능을 저하시킨다. 이러한 것을 감안하고 다음 표 5-1과 같이 시뮬레이션 파라미터들을 만들었다.

표 5-1. 시뮬레이션에 사용된 전송 신호 파라미터

Table 5-1. Parameter of transmission signal that is used in simulation

	파라미터	PN Code	QPSK
송신	중심주파수	12 kHz	12 kHz
	대역폭	2 kHz	2 kHz
	심볼 길이	2000	1980
	샘플링 주파수	192 kHz	192 kHz
수신	심볼 전송율	0.5 kbps	2 ksps (symbol per second)
측정 환경	Tx 개수	2개	
	Rx 개수	2개	
	수심	100 m	
	거리	1000 m	

표 5-1에서 보이는 바와 같이 측정에서는 다중 경로 전달 특성 분석을 위하여 2000 심볼의 훈련열을 사용하였고, 데이터 신호는 QPSK 변조를 하여 전송하였다. 그리고 제안된 방법의 채널 추정의 성능을 증명하기 위하여 실제 동해상에서 실험을 통하여 얻은 Sound Velocity Profile을 기초로 하여 채널을 생성한 후 시뮬레이션을 하였다. 그리고 이때 수중 음속 분포를 얻기 위하여

그림 5-1과 같은 환경에서 실험을 실시하였다.

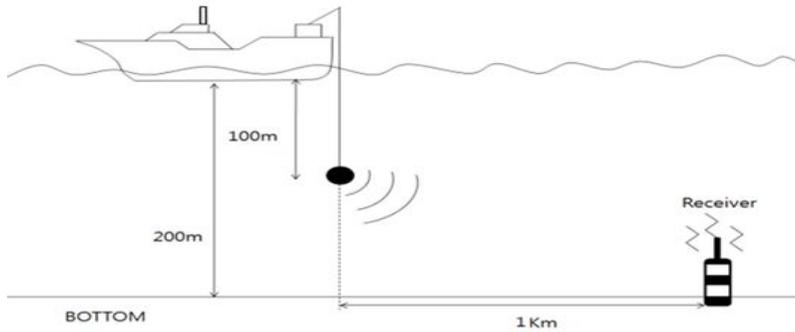


그림 5-1. 채널 정보 수집 환경

Fig 5-1. Channel Information acquisition environment



그림 5-2. 채널 수집 장면

Fig 5-2. Picture of Channel acquisition

이는 2010년 10월 동해 해상 실험에서 얻은 XBT 데이터를 사용하였으며, 수심은 200 m이며 송신기와 수신기 간의 거리는 1,000 m이고 송신기의 깊이는 100 m와 같은 환경에서 SVP를 측정하게 되면 그림 5-3과 같은 결과가 나온다.

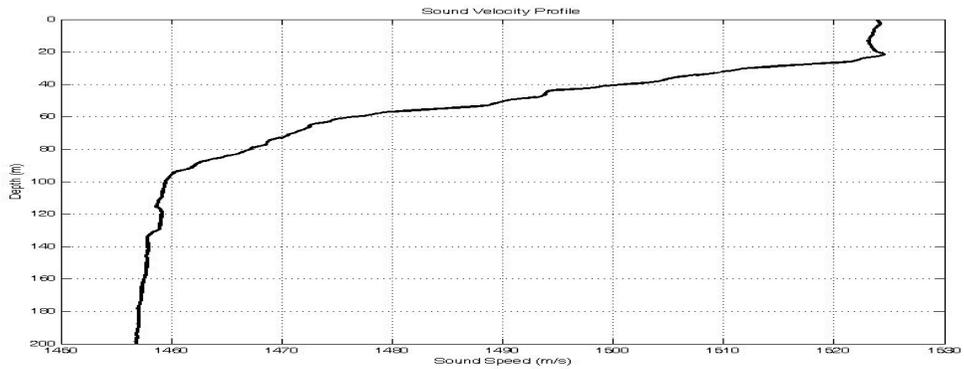


그림 5-3. 모의실험에서 고려한 음속 Profile  
 Fig 5-3. Sound velocity profile for simulation

이를 바탕으로 각 채널의 Delay spread profile을 얻기 위해 Matlab을 기반으로 한 Bellhop 모델링 프로그램을 사용하였으며 이때 송신기의 깊이는 Tx1=110 m, Tx2=117 m 이고 수신기의 깊이는 Rx1=110 m, Rx2=117 m에서 결과를 도출 하였다. 다음 아래의 그림에 각 송신기의 깊이에 따른 Delay spread profile과 그에 따른 Eigenray를 나타내었다.

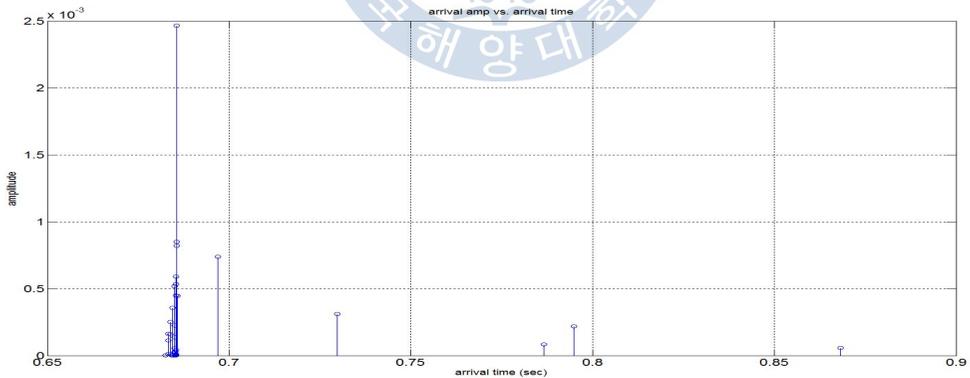


그림 5-4. Delay spread profile Tx1=110m, Rx1=110m  
 Fig 5-4. Delay spread profile Tx1=110m, Rx1=110m

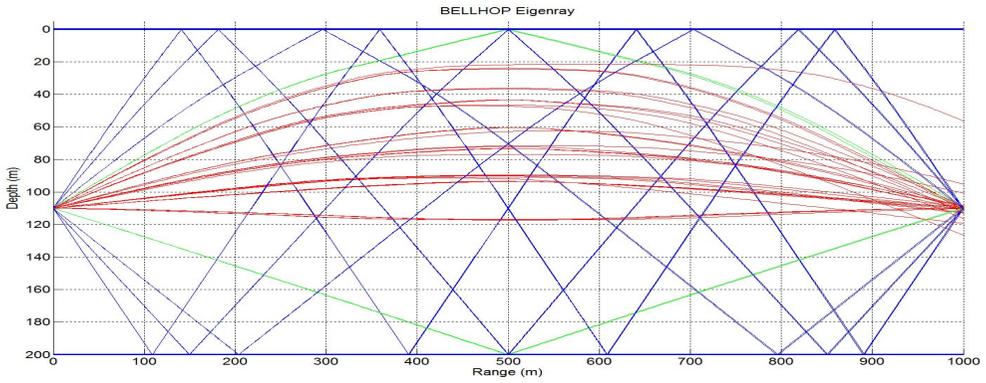


그림 5-5. Eigenray Tx1=110m, Rx1=110m  
 Fig 5-5. Eigenray Tx1=110m, Rx1=110m

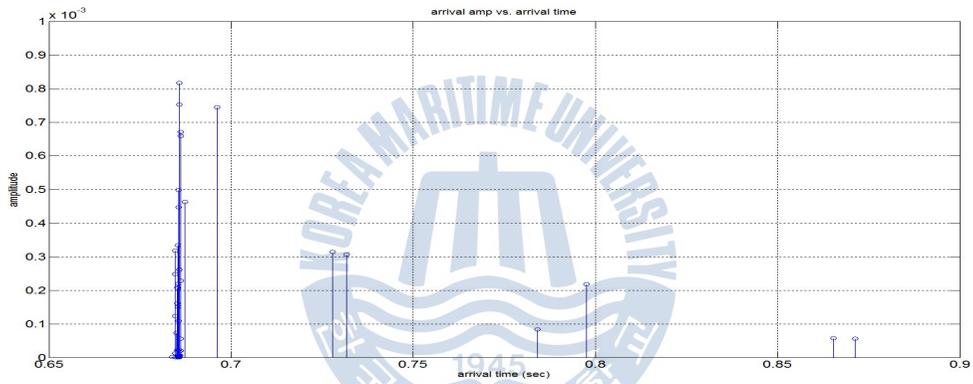


그림 5-6. Delay spread profile Tx1=110m, Rx2=117m  
 Fig 5-6. Delay spread profile Tx1=110m, Rx2=117m

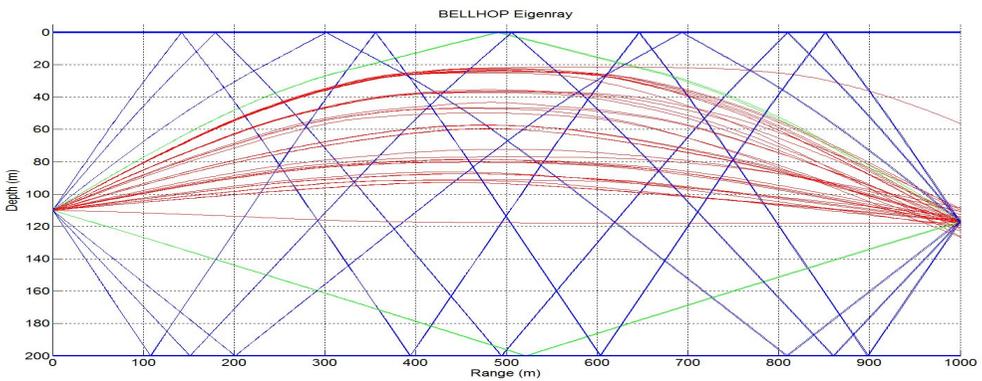


그림 5-7. Eigenray Tx1=110m, Rx2=117m  
 Fig 5-7. Eigenray Tx1=110m, Rx2=117m

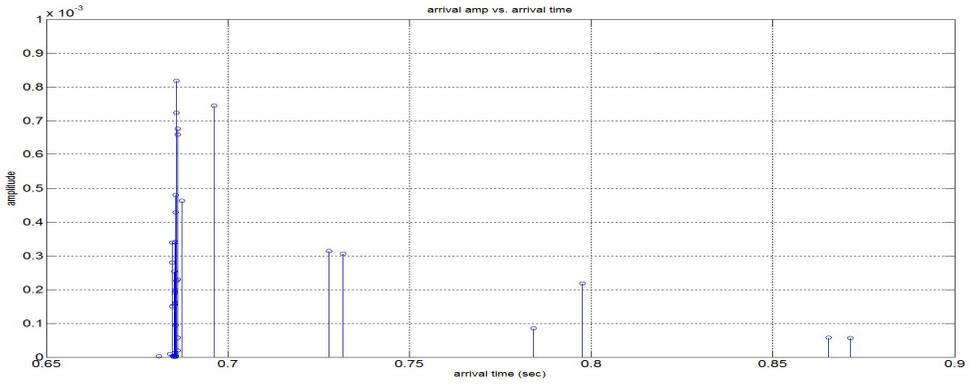


그림 5-8. Delay spread profile Tx2=117m, Rx1=110m

Fig 5-8. Delay spread profile Tx2=117m, Rx1=110m

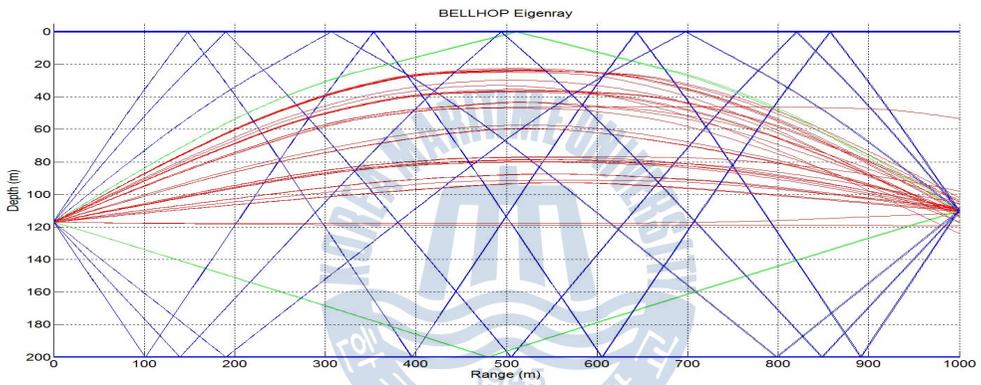


그림 5-9. Eigenray Tx2=117m, Rx1=110m

Fig 5-9. Eigenray Tx2=117m, Rx1=110m

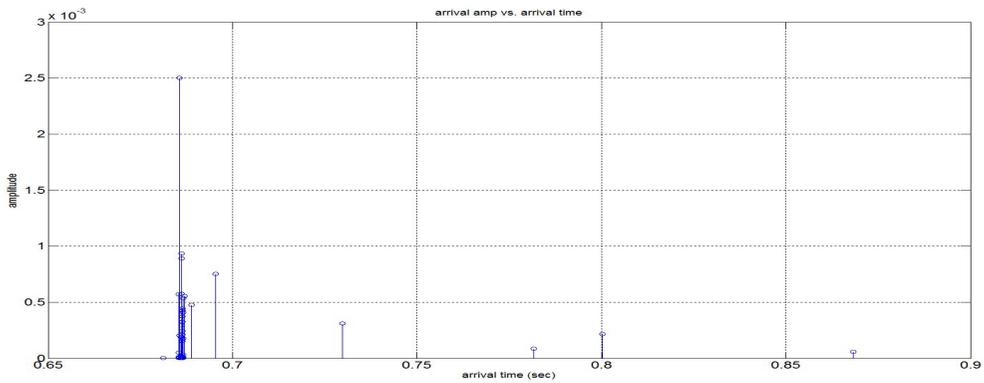


그림 5-10. Delay spread profile Tx2=117m, Rx2=117m

Fig 5-10. Delay spread profile Tx1=117m, Rx1=117m

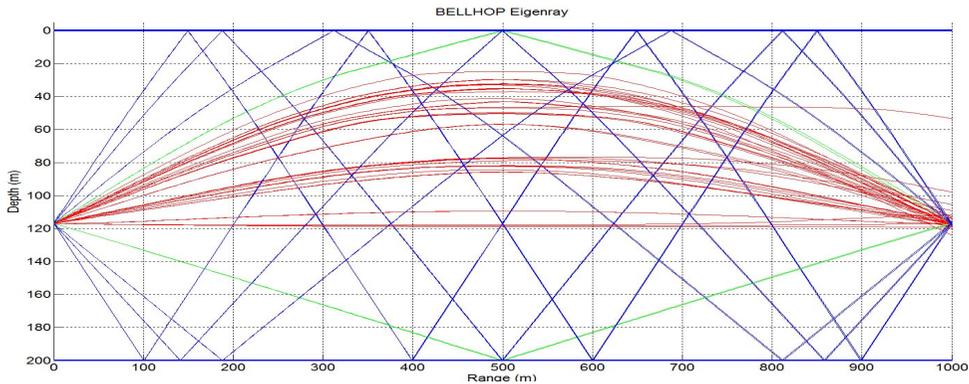


그림 5-11. Eigenray Tx2=117m, Rx2=117m

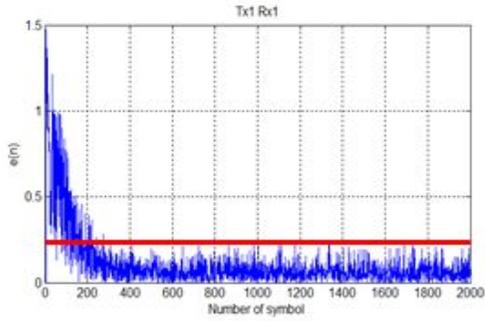
Fig 5-11. Eigenray Tx2=117m, Rx2=117m

그림 5-1 과 같은 MIMO 시스템의 구조를 바탕으로 위의 그림을 확인해 보면 각 송수신기의 깊이에 따른 각각의 채널의 정보를 알 수 있다. 그리고 Eigenray를 통하여 다중 경로 전달 특성을 확인할 수 있다. 또한 채널 정보인 Delay spread profile을 이용하고 첨가 잡음을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

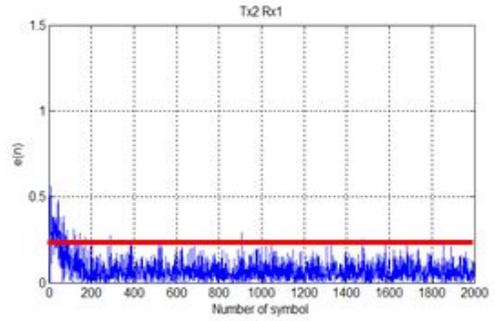
### 제 5-2절 모의실험 결과

먼저 SNR에 따른 결과를 제안된 방법과 기존의 방법을 비교할 것이고 MSE(Mean Square Error)를 확인하였다.

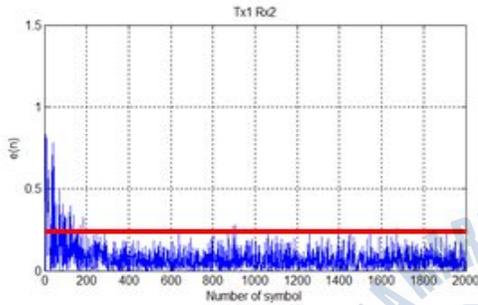
아래의 5-11 그림과 5-12 그림은 SNR이 20 dB일 때 위 5-1절에서 설명한 채널을 조건으로 하여 나타낸 채널 추정 수렴속도 결과이다. 이때  $\mu$ 의 값은 0.009로 동일하게 하였다.



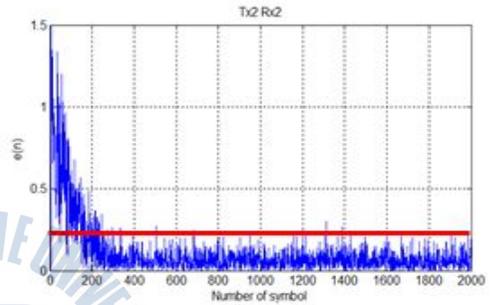
(a)



(b)



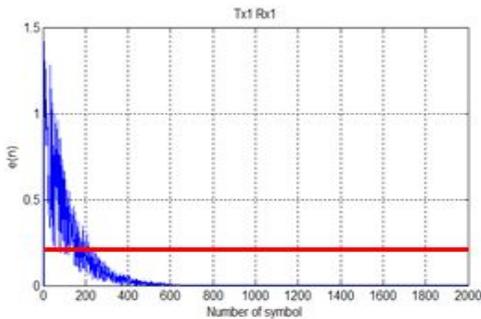
(c)



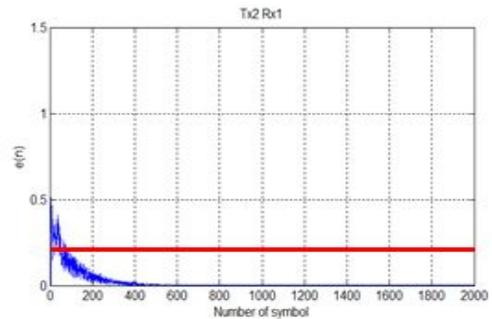
(d)

그림 5-12. 기존의 방법을 사용한 LMS 채널 추정 수렴 속도 (a) Tx1, Rx1 (b) Tx2, Rx1 (c) Tx1, Rx2 (d) Tx2, Rx2

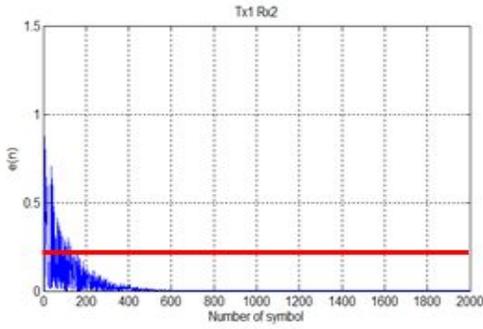
Fig 5-12. Convergence speed of LMS channel estimation using previous method (a) Tx1, Rx1 (b) Tx2, Rx1 (c) Tx1, Rx2 (d) Tx2, Rx2



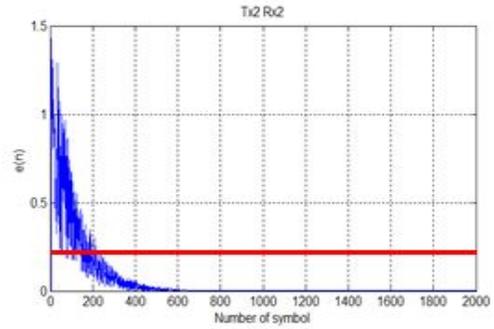
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 5-13. 제안된 방법을 사용한 채널 추정 수렴 속도 (a) Tx1, Rx1 (b) Tx2, Rx1 (c) Tx1, Rx2 (d) Tx2, Rx2

Fig 5-13. Convergence speed of channel estimation using proposed method (a) Tx1, Rx1 (b) Tx2, Rx1 (c) Tx1, Rx2 (d) Tx2, Rx2

다음 그림 5-12과 5-13의 그림을 살펴보면 제안된 방법의 성능이 첨가 잡음에 대해 더 강하다는 것을 확인할 수 있다. 또한 수렴 속도 또한 기존의 방법보다 더 정확하고 빠르다는 것을 확인할 수 있다. 특히 그림 6-2에서 Tx2에서 Tx1으로 향하는 신호와 Tx1에서 Tx2로 가는 신호는 더욱 크게 첨가 잡음의 영향을 받는 것을 알 수 있다.

다음 그림 5-14 ~ 5-17까지는 각각의 송수신기의 종류에 따라 제안된 방법과 기존의 방법 그리고 실제 채널을 비교한 것이다. ☆는 기존의 LMS 방법만으로 채널을 추정한 것이고 •는 제안된 방법으로 채널 추정을 한 것이다. 마지막으로 ○는 실제 사용한 채널을 표현한 것이다.

그림 5-14 ~ 5-17까지 살펴보면 제안된 방법은 실제 채널에 비해 거의 차이 없이 채널을 추정하는 것을 볼 수 있다. 하지만 기존의 방법은 많이는 약 0.15정도의 크기까지 실제 채널과의 차이를 보이는 것을 확인할 수 있다. 또한 Tx1에서 Tx2 그리고 Tx2에서 Tx1에서의 신호에서 특히 채널의 추정이 잘 되지 않음을 확인할 수 있다.

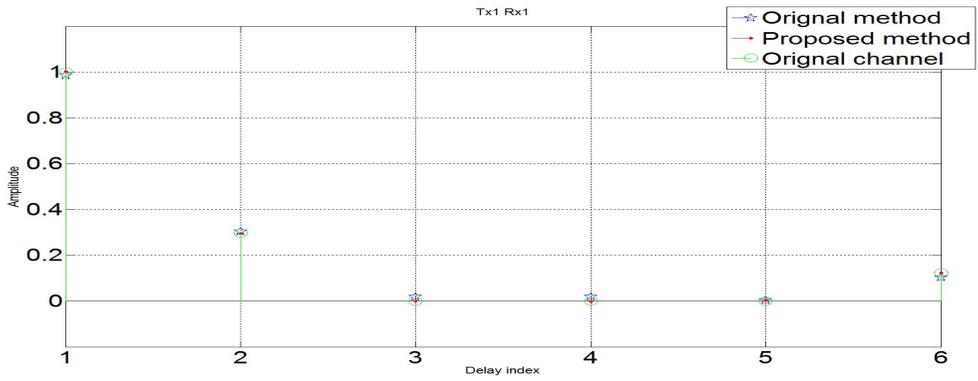


그림 5-14. Tx1, Rx1 의 채널  
Fig 5-14. Channel of Tx1, Rx1

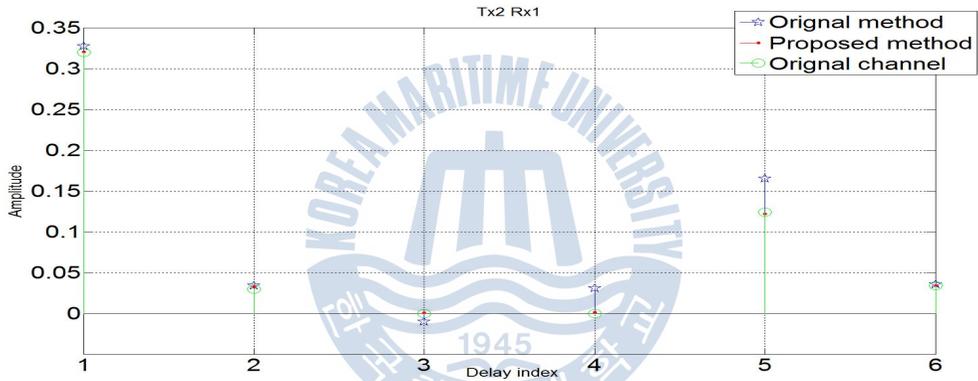


그림 5-15. Tx2, Rx1 의 채널  
Fig 5-15. Channel of Tx2, Rx1

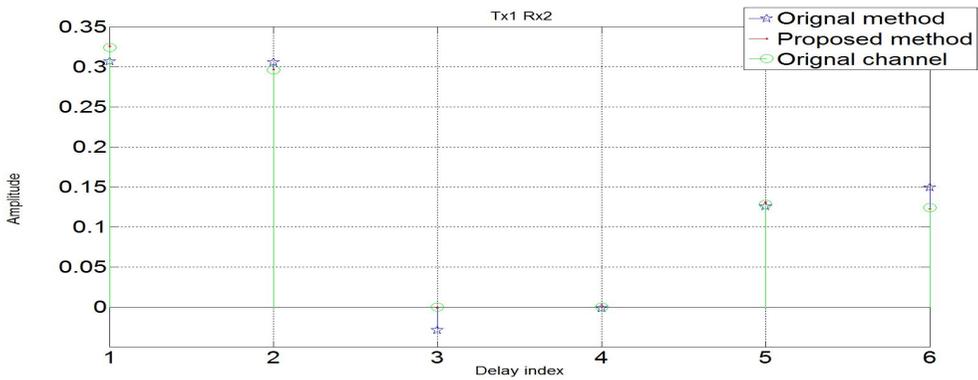


그림 5-16. Tx1, Rx2 의 채널  
 Fig 5-16. Channel of Tx1, Rx2

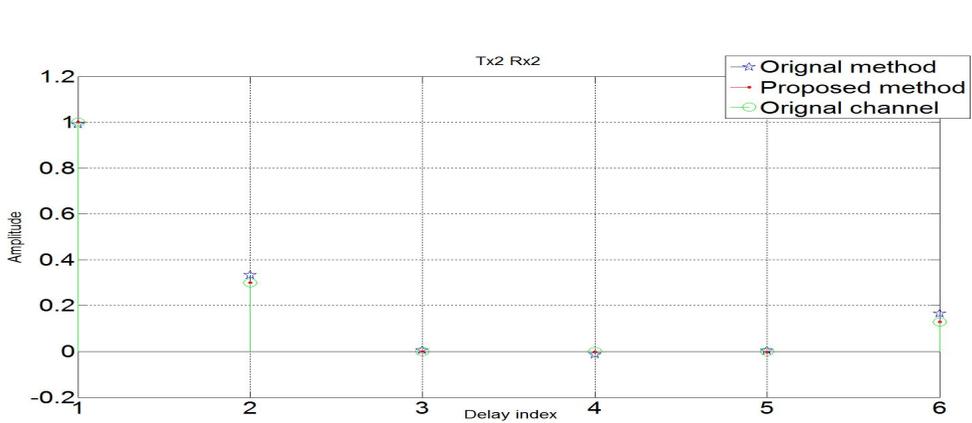


그림 5-17. Tx2, Rx2 의 채널  
 Fig 5-17. Channel of Tx2, Rx2

추정된 채널들을 바탕으로 SNR에 따라 신호 복원을 실시할 때 기존의 방법과 제안된 방법 사이의 비교를 통하여 Mean Square Error를 확인하였다.

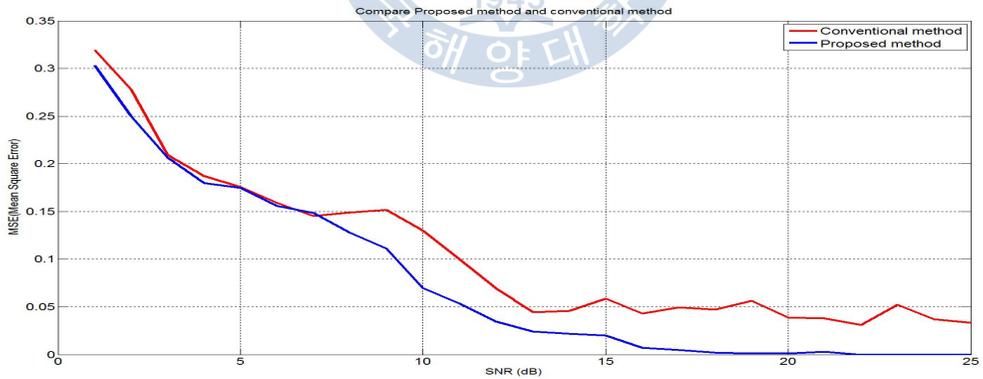


그림 5-18. Tx1의 송신신호 복원에 따른 기존의 방법과 제안된 방법의 MSE(Mean Square Error) 비교

Fig 5-18. Compare Conventional method and Proposed method about MSE(Mean Square Error) according to recovery of the Tx1 signal

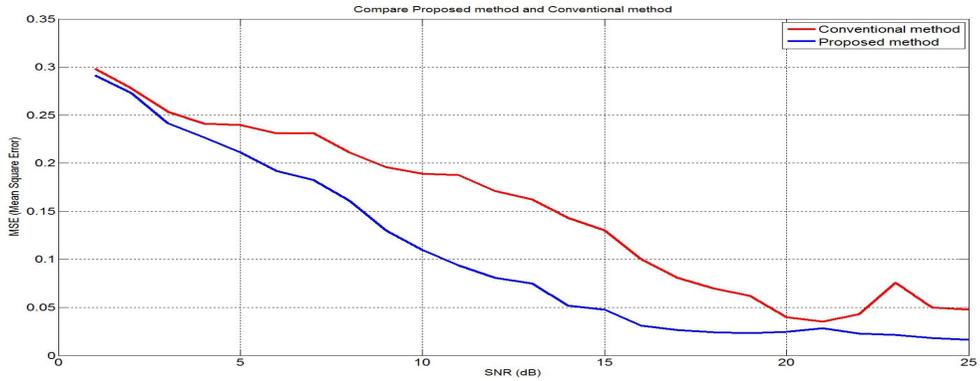


그림 5-19. Tx2의 송신신호 복원에 따른 기존의 방법과 제안된 방법의 MSE(Mean Square Error) 비교

Fig 5-19. Compare Conventional method and Proposed method about MSE(Mean Square Error according to recovery of the Tx2 signal

그림 5-18과 5-19는 첫 번째 신호와 두 번째 신호의 복원에 따른 제안된 방법과 기존의 방법의 MSE를 비교한 것이다. MSE 결과 제안된 방법보다 기존의 방법 Bit 오차율이 더 크다는 것을 알 수 있다. 특히 첫 번째 신호 복원에서 제안된 방법은 특정 채널을 거치더라도 SNR이 17 dB부터는 비트 오차율이 거의 0인 것을 확인할 수 있다. 그리고 두 번째 신호 복원에서도 제안된 방법은 특정 SNR에서 비트 오차율이 기존의 방법보다 더 적다는 것을 확인할 수 있다.

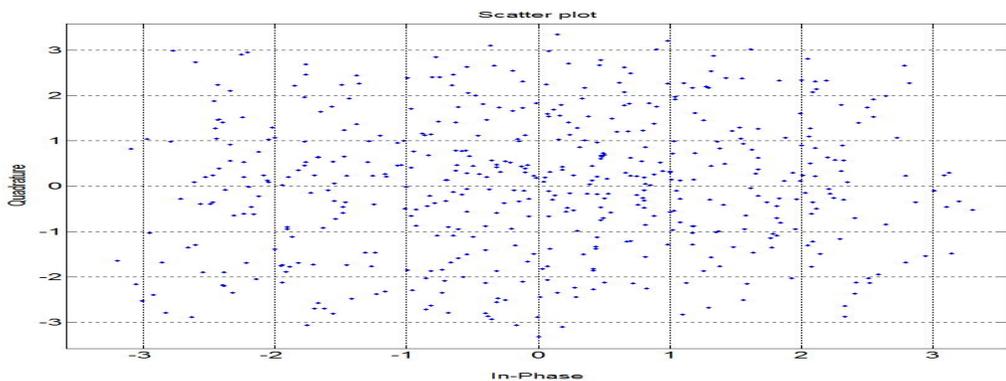


그림 5-20. Tx1 신호 복원에 따른 기존 방법의 성상도

Fig 5-20. Constellation of Conventional method according to recovery of the Tx1 signal

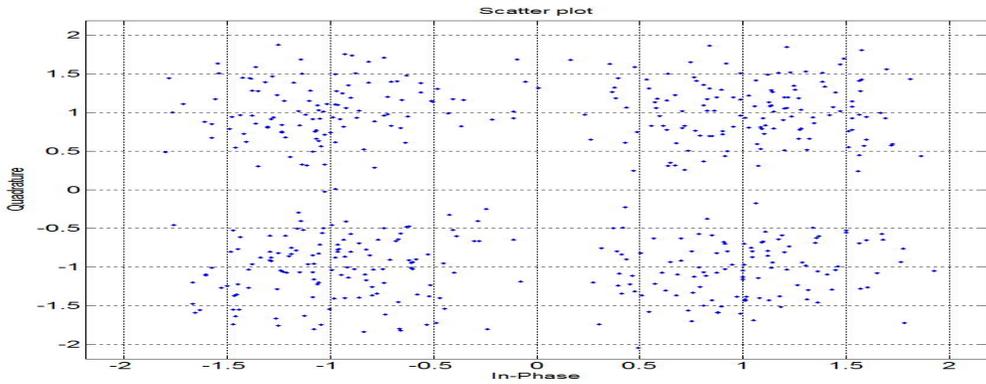


그림 5-21. Tx1 신호 복원에 따른 제안된 방법의 성상도

Fig 5-21. Constellation of Proposed method according to recovery of the Tx1 signal

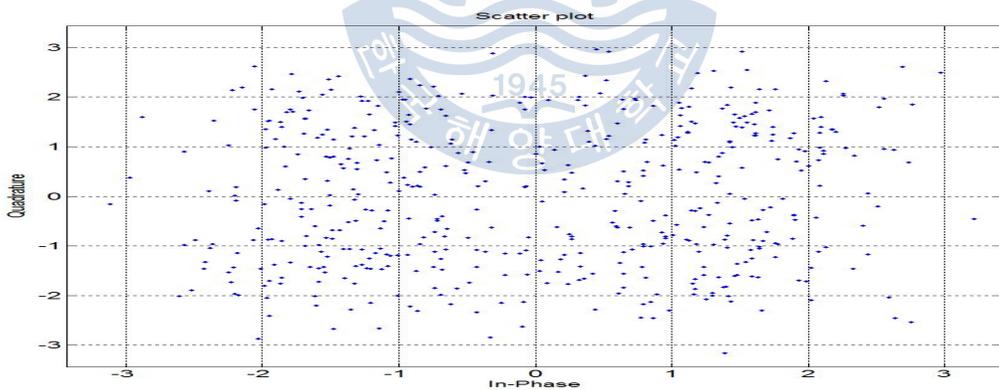


그림 5-22. Tx2 신호 복원에 따른 기존 방법의 성상도

Fig 5-22. Constellation of Conventional method according to recovery of the Tx2 signal

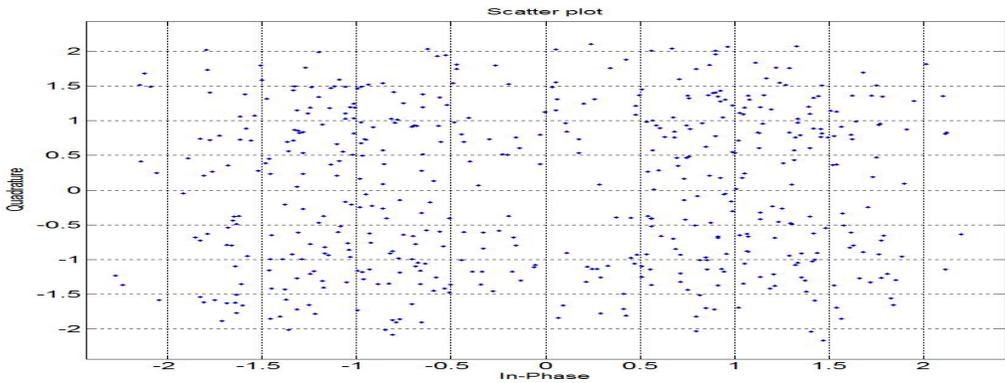


그림 5-23. Tx2 신호 복원에 따른 제안된 방법의 성상도

Fig 5-23. Constellation of Proposed method according to recovery of the Tx2 signal

23dB에서 위의 제안된 방법과 기존의 방법의 성상도를 살펴보더라도 제안된 방법의 성능이 더 좋다는 것을 확인할 수 있다. 실험결과 제안된 방법이 기존의 방법과 계산량은 비슷하며 성능개선에는 탁월한 효과가 있다는 것을 검증하였다. 즉, L1-norm minimization을 이용하여 support detection을 한 후 LMS 채널 추정을 하면 성능개선이 이루어지는 것을 확인할 수 있다.

## 제 6 장 결 론

수중에서의 초음파 전달 채널환경은 수심이나 염분 등에 의해서 신호의 전달 속도가 다르고, 해면이나 해저에 의한 다중경로의 영향을 많이 받는다. 또한 음파를 사용하는 수중음향통신 채널은 페이딩과 도플러 효과를 동반한 시간에 따라서 매우 빠르게 변화하는 다중 경로 채널 특성을 가진다. 따라서 현재 열악한 채널 환경을 극복하고 전송율을 향상시키기 위하여 여러 가지 등화기 기법과 함께 MIMO 기법이 연구되고 있다.

본 논문에서는 열악한 채널 환경을 극복하기 위하여 새로운 채널 추정 기법을 제안하였다. 이 방법은 L1-norm minimization 기법을 이용하여 채널을 support detection한 후 신호를 재구성하여 LMS 채널 추정을 하는 방법이다. 그 후 제안된 MIMO 시스템에 적용을 시켰다. 또한 제안된 방법은 기존의 LMS 채널 추정 기법과 비교하여 계산량의 증가없이 낮은 SNR에서도 더 좋은 성능을 나타내었다.

이어서 본 논문에서는 모의실험의 결과의 신뢰성을 더욱 높이기 위하여 실제 동해 바다에서 실제채널과 sound velocity profile을 측정하였다. 그리고 이러한 정보를 이용하여 채널의 delay spread profile을 얻기 위해 Matlab을 기반으로 한 Bellhop 모델링 프로그램을 사용하였다. 그리고 sparse한 채널을 얻었다. 이를 바탕으로 설계를 검증하기 위해 모의실험을 수행하였다.

모의실험 결과에서는 제안된 방법의 성능이 기존의 방법보다 계산량의 증가 없이 낮은 SNR 뿐만 아니라 높은 SNR에서도 더욱 높은 성능을 나타내었다. 특히 MSE를 확인해보면 첫 번째 신호 복원시 제안된 방법은 SNR이 17dB가 넘어가게 되면 오류율이 0이 되는 것을 확인할 수 있었다. 또한 두 번째 신호 복원 시에도 제안된 방법은 기존의 방법보다 더 낮은 오류율을 가지는 것을 확인할 수 있었다. 또한 특정 SNR 23dB에서 두 송신신호를 복원하여 정상도를 확인한 결과 제안된 방법의 정상도가 더욱 원래 신호에 가깝다는 것 또한 확인

할 수 있었다. 그럼으로 열악한 환경의 SNR과 sparse한 채널 환경을 가지는 바다에서는 본 논문이 제안한 방법이 기존의 방법보다 높은 성능을 나타냄을 알 수 있다.

향후 시뮬레이션 상에서 구성한 알고리즘을 실제 해역에서 본 연구에서 제안한 MIMO 시스템에 적용을 시키고, 데이터를 전송하여 그 성능을 분석해야 할 것이다. 또한 MIMO시스템 구조상 계산량이 많아지기 때문에 계산량을 축소시키기 위한 알고리즘이 제안되어야 할 것이다.



## 참 고 문 헌

- [1] Arthur B. Baggeroer, "Acoustic Telemetry - An Overview", *IEEE Journal Of Oceanic Engineering*, vol.9, no.4, pp.229-235, Oct. 1984.
- [2] 한정우, 손윤준, 김기만, "수중에서 OFDM 변조를 이용한 음향 통신의 성능 분석", 한국향해항만학회지, 제34권, 10호, pp.769-774, 2010. 12.
- [3] Jun Tao, Yahng Rosa Zheng, T.C. Yang and Wen-Bin Yang, "Time-Domain Receiver Design for MIMO Underwater Acoustic Communications", *OCEANS 2008*, pp.1-6, Sept. 2008.
- [4] Aijun Soung, Badiy, M. McDonald and V.K Yang, "Time Reversal Receivers for High Data Rate Acoustic Multiple-Input-Multiple-Output Communication", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol.36, no.4, pp. 525-538, Oct. 2011.
- [5] S.E Cho, Hee Chun Song and W.S. Hodgkiss, "Successive Interference Cancellation for Underwater Acoustic Communications", *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol.36, no.4, pp.490-501, Oct. 2011.
- [6] 이덕환, 고학립, 임용곤 "수중 MIMO 벡터 채널 모델링 및 성능 분석", 한국음향학회지, 제26권, 8호, pp. 426-431, Nov. 2007.
- [7] S.Coatelan and A. Glavieux, "Design and Test of a Coding OFDM System on the Shallow Water Acoustic Channel", *Oceans'95. MTS/IEEE Conference Proc*, vol.3, pp.2065-2070, Oct. 1995.
- [8] Jun Ling, T. Yardibi, Xiang Su, Hao He and Jian Li, "Enhanced channel estimation and symbol detection for high speed MIMO Underwater Acoustic Communication", *Digital Signal Processing Workshop and 5<sup>th</sup> IEE Signal Processing Education Workshop*, pp.126-131, Oct. 2009.
- [9] R. Tesi, M. Hamalainen and J. Iinatti, "Channel Estimation Algorithms Comparison for Multiband OFDM", *IEEE 17<sup>th</sup> International Symposium*, pp.1-5, 2006.
- [10] S. Zhao, Z. Man, S. Khoo and H.R. Wu, "Variable step size LMS algorithm

- with a quotient form", *Signal Processing*, vol.89, no.1, pp.67-76, 2009.
- [11] Harris F. and Adams B., "Digital Signal Processing to Equalize the Pulse Response of Non Synchronous Systems Such as Encountered in Sonar and Radar", *Proc. of the Twenty-Fourth Annual ASILOMAR Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, California*, Nov. 1990.
- [12] Man-Wai Kwan and Chi-Wah Kok, "FIR zero-forcing equalizer for ISI MIMO channels using space-time modulated codes", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.5, no.1, pp.123-132, 2006.
- [13] Johnson, M. and Freitag, L., "Improved Doppler tracking and correction for underwater acoustic communication", *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 1, pp. 575-578, Apr. 1997.
- [14] David L. Donoho and Michael Elad, "Optimally sparse representation from overcomplete dictionaries via L1-Norm minimization", *Proc. Natl. Acad. Sci. USA*, Mar. 2003.
- [15] Joon Ki Paik, Joon Li Moon and Sang Ku Kim, "전기처리를 사용한 반복적 영상복원의 고속화 기법", *전자공학학회논문지*, vol.33, no.12, pp.1878-1886, Dec. 1996.
- [16] Steve E. and Song H.c., "Successive interference cancellation for time-varying underwater acoustic channels", *Ocean 2010*, pp.1-4, Sept. 2010.