creative commons
COMMONS DEED

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

dCollection

工學博士 學位論文

Superimposed Pilot에 의해 향상된 Throughput을 갖는 수중음향통신에 관한 연구

A Study on the Underwater Acoustic Communication with Enhanced Throughput by Superimposed Pilot

指導敎授 金 基 萬

2014年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

韓 廷 宇

本 論文을 韓廷宇의 工學博士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 孫 權 (印)

委 員 : 工學博士 金 栽 洙 (印)

委 員 : 工學博士 鄭 智 元 (印)

委 員 : 工學博士 林 鍾 秀 (印)

委 員 : 工學博士 金 基 萬 (印)

2014年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

韓 廷 宇

dCollection

목 차

List of Tables ····· iii
List of Figures ····· iv
Abbreviation ····· vii
Abstract ····· ix

제 1 장 서론 ····· **1**
1.1 연구 배경 ····· 1
1.2 연구 목적 ····· 5
1.3 논문 구성 ····· 6

제 2 장 수중 음향 채널 특성 ····· **8**
2.1 신호 감쇠 ····· 9
2.1.1 확산 손실 ····· 9
2.1.2 흡수 손실 ····· 10
2.1.3 전달 손실 ····· 11
2.2 다중 경로 ····· 13
2.3 도플러 효과 ····· 16
2.4 잡음 ····· 16
2.4.1 주변 잡음 ····· 17
2.4.2 인공 잡음 ····· 17

제 3 장 수중음향통신 시스템 구성 및 성능 ····· **19**
3.1 전송 기법에 따른 성능 분석 ····· 19

Collection

3.1.1 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) ····· 19
3.1.2 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ····· 22
3.1.3 대역확산(Spread Spectrum) 기법 ····· 26
3.2 수신기 구성 ····· 30
3.2.1 시간 동기 오차 회복(Timing Offset Recovery) ····· 31
3.2.2 주파수 동기 오차 회복(Frequency Offset Recovery) ····· 33
3.2.3 등화기(Equalizer) ····· 40
3.3 해상시험 및 분석 ····· 50
3.3.1 고속데이터 전송기법의 해상시험 결과 및 분석 ····· 50
3.3.2 전송거리 증가를 위한 전송기법의 해상시험 결과 및 분석 ····· 56

제 4 장 Superimposed Pilot을 이용한 수중음향통신 시스템 ····· 67
4.1 파일럿 심벌 전송길이에 따른 성능 변화 ····· 76
4.2 Superimposed pilot을 이용한 채널 추정 기법 ····· 82

제 5 장 시험 및 고찰 ····· 89
5.1 모의시험 및 분석 ····· 89
5.1.1 모의 수중채널 환경 ····· 89
5.1.2 모의시험 결과 분석 ····· 92
5.2 해상시험 및 분석 ····· 99

제 6 장 결론 ····· 105

참고문헌 ····· 108

Collection

List of Tables

Table 1.1 Compare the performance of communication technique ····· 4
Table 2.1 The relationship of range and bandwidth by the frequency ····· 9
Table 3.1 Bit rate change according to number of subcarrier ····· 25
Table 3.2 Experiment parameter of Busan littoral sea ····· 51
Table 3.3 Experiment parameter of east sea trial ····· 56
Table 4.1 Comparison of bit rate without overhead by equalizers technique ····· 80
Table 5.1 Simulation parameter ····· 90
Table 5.2 Parameter of superimposed pilot ····· 96
Table 5.3 Comparison of bit rate without overhead by communication technique ····· 98
Table 5.4 Parameter of experiment ····· 100
Table 5.5 Comparison of bit rate without overhead by channel estimation technique ····· 103

Collection

List of Figures

Figure. 1.1 Trend of recent researches of underwater communication ····· 3
Figure. 2.1 Absorption coefficient vs frequency ····· 10
Figure. 2.2 Signal attenuation showing spherical spreading loss and absorption loss ····· 12
Figure. 2.3 Frequency dependent component of narrow band SNR ····· 12
Figure. 2.4 Multipath of sound signal in underwater ····· 13
Figure. 2.5 Sound velocity profile ····· 14
Figure. 2.6 Ray diagram of shadow zone ····· 15
Figure. 2.7 Power spectral density of the Ambient noise ····· 18
Figure. 3.1 QPSK communication system ····· 20
Figure. 3.2 Constellation of QPSK ····· 21
Figure. 3.3 Basic idea of OFDM transmission ····· 23
Figure. 3.4 Spectrum characteristic of multi-carrier ····· 23
Figure. 3.5 Block diagram of OFDM technique ····· 24
Figure. 3.6 Transceiver structure of QPSK-DSSS system ····· 28
Figure. 3.7 Training symbol design ····· 32
Figure. 3.8 Symbol timing offset recovery ····· 32
Figure. 3.9 ML phase estimator ····· 35
Figure. 3.10 ML phase estimator ····· 35
Figure. 3.11 PLL circuit ····· 36
Figure. 3.12 Simulation result of PLL ····· 39
Figure. 3.13 Decision-directed PLL ····· 39
Figure. 3.14 Simulation result of decision-directed PLL ····· 40
Figure. 3.15 Signal distortion due to channel characteristics ····· 41

Collection

Figure. 3.16 Structure of DFE ····· 46
Figure. 3.17 Experiment environment of Busan littoral sea ····· 52
Figure. 3.18 Delay spread of Busan littoral sea ····· 53
Figure. 3.19 Block diagram of OFDM experiment ····· 54
Figure. 3.20 Experiment result of OFDM ····· 55
Figure. 3.21 Experiment environment of experiment area ····· 57
Figure. 3.22 Sound velocity profile of experiment area ····· 57
Figure. 3.23 Channel impulse response of experiment area ····· 59
Figure. 3.24 Result of the underwater channel modeling(3 km) ··· 60
Figure. 3.25 Result of the underwater channel modeling(5 km) ··· 62
Figure. 3.26 Block diagram of communication system ····· 63
Figure. 3.27 Packet structure of transmission signal ····· 64
Figure. 3.28 Received signal(3 km) ····· 66
Figure. 3.29 Result of phase offset recovery using PLL(3 km) ····· 67
Figure. 3.30 Constellation of received signal(3 km) ····· 68
Figure. 3.31 Received signal(5 km) ····· 70
Figure. 3.32 Result of phase offset recovery using PLL(3 km) ····· 71
Figure. 3.33 Constellation of received signal(5 km) ····· 72
Figure. 3.34 Block diagram of DSSS communication system ····· 74
Figure. 3.35 Constellation of received signal ····· 75
Figure. 4.1 Construct of transmission packet frame (Conventional pilot) ····· 77
Figure. 4.2 Convergent performance according to the Equalizer · 78
Figure. 4.3 Result of performance according to the training symbol length ····· 81
Figure. 4.4 Construct of transmission packet frame (Superimposed pilot) ····· 82
Figure. 4.5 Block diagram of communication system based on superimposed pilot ····· 83

Collection

Figure. 5.1 Simulation environment (east sea) ····· 90
Figure. 5.2 Underwater channel modeling ····· 91
Figure. 5.3 Frame structure ····· 93
Figure. 5.4 Block diagram of QPSK communication system ····· 93
Figure. 5.5 Simulation result ····· 94
Figure. 5.6 Block diagram of communication system using superimposed pilot ····· 95
Figure. 5.7 Simulation result of superimposed pilot communication system (SNR 0 dB) ····· 97
Figure. 5.8 Simulation result of superimposed pilot communication system (SNR 30 dB) ····· 99
Figure. 5.9 Experiment environment of Busan littoral area ····· 101
Figure. 5.10 Received signal of experiment ····· 102
Figure. 5.11 Comparison of BER by train symbol length ····· 104
Figure. 5.12 Comparison of BER by superimposed power ····· 104

Collection

Abbreviation

ASK	: Amplitude Shift Keying
AUV	: Autonomous Underwater Vehicle
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BER	: Bit Error Rate
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
DFE	: Decision Feedback Equalizer
DFT	: Discrete Fourier Transform
DLL	: Delay Locked Loop
DPSK	: Differential Phase Shift Keying
DSSS	: Direct Sequence Spread Spectrum
FFT	: Fast Fourier Transform
FH-FSK	: Frequency Hopping Frequency Shift Keying
ICI	: Inter Channel Interference
IDFT	: Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
ISI	: Inter Symbol Interference
LMS	: Least Mean Square
LS	: Least Square
MIMO	: Multi-Input Multi-Output
MMSE	: Minimum Mean Square Error
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PLL	: Phase Lock Loop
PN	: Pseudo Noise
PPC	: Passive Phase Conjugation
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying

Collection

RLS : Recursive Least Square

SIP : Superimposed Pilot

SNR : Signal to Noise

VCO : Voltage Controlled Oscillator

Collection

Underwater Acoustic Communication using Channel Estimation based on Superimposed Pilot

Jeongwoo Han

Department of Radio Communication Engineering
Graduate School of Korea Maritime University

Abstract

Recently, the necessity of underwater acoustic communication increase, and demands for transmitting and receiving various data such as voice or high resolution data are increasing as well. However, the performance of underwater acoustic communication is influenced on underwater channel characteristic. Many obstacles exist in underwater acoustic communication. The performance of coherent acoustic communication systems is highly dependent upon channel characteristics including multipath, spatial and temporal coherence, Doppler effects and ambient noise. An important feature of the process of the sound field formation in oceanic waveguide is the interference caused by the surface and bottom reflections and by the layered structure of the water bulk. This means multipath effect. The interference effects lead to the ISI (Inter-Symbol-Interference). The

Collection

performance of underwater acoustic communication is sensitive to the ISI due to multipath signal propagation.

A popular technique to maintain coherent demodulation of digital modulation schemes is known as pilot-symbol-assisted channel estimation. The main idea of pilot-symbol-assisted channel estimation is to add known pilot symbols (or training symbols) into a data stream. In this paper, I verify the performance of acoustic communication based on pilot-symbol-assisted channel estimation technique through the sea trial.

However, receiver for channel estimation must satisfy the condition that pilot symbol length is longer than the delay spread. If the delay spread is longer than pilot symbol length, data demodulation is impossible because equalizer has not optimized tap coefficient and in the opposition case. And in the opposition case, it obtains a good performance but generates an overhead and decrease data rate.

This thesis proposed underwater acoustic communication using channel estimation based on superimposed pilot for decrease an overhead. Channel estimation technique based on superimposed pilot transmit the data symbol and pilot symbol in same time and same frequency. In the superimposed pilot channel estimation, the receiver correlates the received signal with the pilot symbol, and obtains the channel estimate. The system with the superimposed channel estimation has a high spectral efficiency because of the simultaneous transmission of the pilot symbol and the data symbol. Especially, superimposed pilot technique is possible to estimate the time-variant channel without additional overhead and increase the data rate.

In this thesis, the performance of the conventional pilot-symbol-assisted channel estimation and the superimposed pilot channel estimation was compared in underwater acoustic

Collection

communication system. Furthermore, the thesis compares the performance according to the superimposed pilot length and power.

As a result, minimize the overhead of underwater communication system and increase the data rate about 10 % ~ 30%.

KEY WORDS: Underwater Acoustic Communication, Multi-path, Channel estimation, pilot-symbol-assisted channel estimation, Superimposed pilot

KOREA MARITIME UNIVERSITY
1945
한국해양대학교

Collection

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

과거 해양에 관한 연구는 해상수송 및 해양방위 등과 같은 연구에 국한되어 수행되었으나 최근 해양공간자원 확보, 해양자원 개발, 해양환경 보존 및 해양에너지 자원 개발 등을 위해 다양한 분야에서의 연구가 활발히 진행되고 있다. 특히, 현대의 정보화 사회에서 통신은 생활 속의 가장 기본적인 요소 중 하나이며, 바다 속이라고 예외일 수는 없다. 공기 중에서의 무선통신은 수백 kHz에서 수십 GHz에 이르기까지 전파를 이용하기 때문에 광대역의 대역폭을 이용하여 다양한 정보 전송이 가능하다. 그러나 수중에서는 해수라는 매질로 인하여 전자파의 급격한 감쇠가 발생하므로 전자파를 이용한 장거리 혹은 고속 무선통신이 거의 불가능하다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 방안으로 전자파가 아닌 음파를 이용한 통신이 개발되었다.

수중음향통신은 세계 2차 대전 때 군사적인 목적으로 개발되기 시작하였으며, 미국은 잠수함에서의 통신을 위해 1945년에 SSB(Single SideBand) 진폭변조 모뎀을 개발하였다[1]. 1970년대 이전에는 단순한 스피커를 이용한 아날로그 통신을 사용하였으나 당시에는 수중채널의 특성 중 하나인 잔향에 의한 왜곡을 극복할 방법이 개발되지 않았기 때문에 저속•단거리 통신을 하였다. 이후 디지털 통신기법을 이용하여 이러한 문제점들을 극복하고 수중음향통신 시스템의 성능을 높이고자 하는 많은 시도들이 이루어졌다.

1980년대에는 Garrood가 비동기(incoherent) 변조기법을 이용하는 FSK (Frequency Shift Keying) 수중음향통신 시스템을 구현하였다[2]. 그러나 전송량 및 전송속도의 증가에 따라 높은 대역폭을 필요로 하는 단점을 가지고 있었다.

Collection

Kaya는 해양 플랜트의 유지 보수에 다이버를 대신해 자동제어 로봇을 사용하기 위해 16-QAM(Quadrature Amplitude Modulation)을 수중음향통신에 적용하였으며, 적용된 시스템의 성능은 최대거리 60m에서 500 kbps의 전송률을 나타내었다[3]. Stojanovic는 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 기법을 이용하여 거리 90 km, 1 kbps의 전송률을 가지는 수중음향통신을 성공하였다[4,5]. 이때 사용된 복조기법에는 Adaptive DFE (Decision Feedback Equalizer)와 2차 PLL(Phase Lock Loop)가 사용되었다. Suzuki는 캐리어 주파수 20 kHz, 4-DPSK (Differential Phase Shift Keying), 16 kbps의 전송률로 수심이 6,500m 되는 심해에서 수면의 선박으로 고화질 비디오 전송을 성공하였다[6]. 최근에는 수중음향통신에서 오차 유발 요인 중 하나인 다중경로로 인해 발생되는 인접 심벌간의 간섭을 피하기 위해 디지털 변조 기법 중 다중경로에 강한 성능을 나타내는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기법을 수중음향통신 시스템에 적용하려는 연구가 시도되고 있으며, 미국에서는 OFDM을 이용하여 20 kbps로 데이터 전송의 실험을 수행하였다[7,8]. 또한 송•수신기 간의 1:1 통신이 아닌 여러 대의 송•수신기를 이용하여 통신하는 MIMO (Multi-Input Multi-Output) 기법을 적용한 수중음향통신 연구가 활발히 이루어지고 있다. Zhang은 PSK 변조기법을 적용한 MIMO 통신을 이용하여 최대 1 km BER 1.8×10^{-2}의 성능을 나타내었으며, Nordenvaad는 Baltic 해에서 MIMO를 이용하여 거리 30 km에서 2.6 kbps로 통신 실험을 수행하였다[9,10].

최근에는 대학 혹은 연구기관과 기업의 공동연구로 인해 상용모뎀의 개발이 활발히 진행되고 있다. Florida atlantic university와 Edge Tech.에서 공동 연구를 통해 PSK변조기법, 전송률 87 kbps에서 거리 180m까지 통신이 가능한 HERMES 수중모뎀을 개발하였다[11,12]. 미국에서는 WHOI(Wood Hole Oceanographic Institution)이 중심이 되어 FH-FSK(Frequency Hopping - FSK)과 PSK 변조기법을 사용하는 Micro-Modem을 개발하였다[13]. 그 외에도 GESMA와 TELECOM Bretagne이 공동개발하고, 프랑스 수중음향통신 전문 기업인 ORCA에서 센서와 앰프를 제작한 Trident 수중모뎀이 있다. 이 모뎀은 QPSK 변조기법으로 최대 40 kbps까지 신호의 전송이 가능하다[14].

이와 같이 기존에 연구된 국외의 수중음향통신 시스템을 살펴보면 Fig 1.1 및

Collection

Table 1.1과 같다.

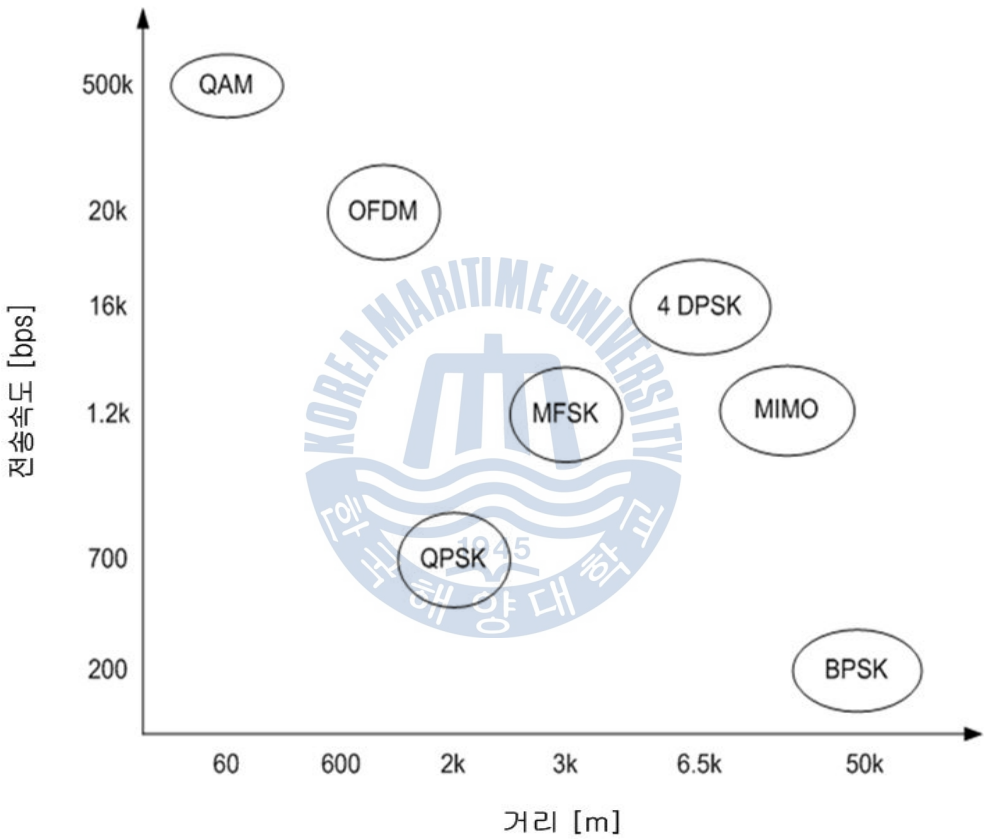


Figure 1.1 Trend of recent researches of underwater communication

Collection

Table 1.1 Comparison of the performance of underwater communication technique

Main researchers	Modulation	Data rate (kbps)	Bandwidth (kHz)	Range (km)
Catipovic (1984)[15]	MFSK	1.2	5	3
Freitag (1990)[16]	MFSK	2.5	20	3.7
Mackelburg (1981)[17]	4-DPSK	4.8	8	4.5 (vertical)
Suzuki (1992)[6]	4-DPSK	16	8	6.5 (vertical)
Kaya (1989)[3]	16-QAM	500	125	0.06
Freitag (1998)[18]	QPSK	1.67	2	4
Stojanovic (2013)[19]	OFDM	20	10	1
Nordenvaad (2006)[10]	MIMO	2.6	4	30

국내의 경우 전송률 향상을 위해 송신 하이드로폰 어레이를 이용한 수중음향 통신에 적용하거나, 수중 채널 모델을 이용하여 FSK 방식뿐만 아니라, PSK 와 같은 변조 기법에 따른 성능을 시뮬레이션을 통해 성능을 분석하였다[20-22]. 최근에는 전송률 향상과 더불어 전송거리를 증가시키기 위한 많은 연구가 진행되고 있다[23]. 한국해양과학기술원에서 어레이 센서 통신기법을 이용하여 거리 6 km에서 전송률 10 kbps, 거리 16 km에서 전송률 5kbps의 해상시험을 수행하였다. 뿐만 아니라 한국생산기술연구원에서는 물고기 로봇 제어를 위해 500m 거리에서 통신이 가능한 ASK(Amplitude Shift Keying) 모뎀을 개발하였다.

Collection

1.2 연구 목적

수중음향통신 시스템은 과거에는 주로 군사적 목적으로 수중 음원 탐지나 수중 운동체 추적을 위한 잠수함 등과의 통신을 위해 주로 연구되었으나 최근 해양에 대한 관심의 증가와 해양 탐사 및 해저 자원 탐사가 활발히 진행됨에 따라 활용 분야가 점점 확대되어가고 있다. 수중음향통신은 매질의 특성상 전자파의 급격한 감쇠 특성으로 인해 음파를 사용한다. 이러한 이유로 수중에서 무선 통신은 수중 음향학과 통신기술의 융합으로 연구가 이루어진다.

해양환경에서 음파의 전달은 고주파 대역의 손실이 크기 때문에 낮은 주파수 대역(수십 kHz)을 사용하게 되며, 이로 인해 데이터 전송에 이용이 가능한 대역폭이 좁고 배경 잡음의 영향을 많이 받는다. 이러한 해양환경에서의 수중음향통신 시스템의 성능은 채널의 특성에 의해 좌우되며, 수중 채널의 경우 전달 과정에서 다중경로 전파와 함께 굴절, 산란, 감쇄, 잔향 및 소음 등에 의해 수신 신호가 크게 왜곡된다. 특히 천해의 다중경로에서는 해면의 시변 산란에 의해 발생한 도플러 확산파가 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우한다[24,25]. 이러한 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 수중음향통신에서 송신하는 인접 심벌간의 상호간섭 (Inter Symbol Interference : ISI)을 발생시켜 통신 시스템의 성능을 저하시킨다. 수중에서 고속 데이터 전송을 위하여 수중음향통신 채널 특성을 결정하는 해면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 한다. 특히 송•수신기의 전송 신호사이에 위상의 일치가 필요 없는 위상 비동기(in-coherent) 기법에 비해 동기(coherent) 기법의 경우 수중채널의 변화에 더욱 민감하다.

일반적으로 디지털 신호는 신호코딩, 변조기법, 동기화 기법 및 등화기법 등 다양한 기법들을 이용해 다중경로 채널로 인한 인접 심벌간의 간섭과 페이딩 현상으로 부터의 성능 저하를 극복한다. 특히 등화기의 경우 채널에 의해 발생한 인접 심벌간의 간섭을 제거하기 위해 채널의 임펄스 응답 특성을 알아야만 한다. 채널의 임펄스 응답 특성을 구하기 위해 주로 사용되는 채널추정 기법으로는 LS(Least Square), MMSE(Minimum Mean Square Error), LMS(Least Mean Square), RLS(Recursive Least Square) 등이 있다[26].

Collection

시변채널에서 기존의 채널추정 기법의 경우 채널의 변화에 대응하기 위해 주기적으로 파일럿 심벌을 전송해야한다. 이때 파일럿 심벌은 데이터 심벌의 사이에 들어가거나 혹은 훈련심벌처럼 데이터 신호의 전•후에 포함되어 함께 전송하게 되는데 이러한 기법은 대역폭을 낭비하게 되며, 이는 전송률 감소로 이어진다. 특히 육상과 달리 수중 채널의 경우 통신채널의 대역폭이 제한적이므로 훈련심벌 혹은 파일럿 신호로 인한 대역폭의 낭비는 통신 효율을 감소시키는 원인이 된다. 실제로 대부분의 논문에서 제시하는 수중음향통신 관련 실험 데이터를 보면 시스템의 훈련신호와 파일럿 신호, 그리고 실제 전송하고자 하는 데이터 신호를 구분하지 않고 단순히 음향링크(acoustic link) 수준에서 심벌의 전송속도로만 정의하고 있다. 하지만 이는 순수 데이터만을 전송하는 전송속도가 아니며, 모든 오버헤드를 제외한 순수 데이터 전송속도로 계산할 경우 전송속도의 감소는 전송프레임 패킷의 구조에 따라 좌우 된다. 따라서 전달 채널 상황이 열악한 경우에는 훈련신호 구간이 늘어나거나 혹은 보다 강한 복호능력을 갖는 채널 부호화 기법 적용에 의해 데이터 양 자체가 늘어나게 되어 실질적인 전송률은 감소하게 된다.

본 논문에서는 제한된 채널 대역폭을 갖는 수중환경에서 수중음향통신의 여러 기법들의 성능을 분석하고, 실질적인 전송성능을 향상시키기 위해 Superimposed Pilot을 이용한 채널 추정 기법과 이를 이용한 수중음향통신 시스템을 제안한다. 또한 수중음향통신 모의시험 및 해상시험을 통해 성능을 검증하였다.

1.3 논문 구성

본 논문은 수중채널 환경의 구조와 수중음향통신 시스템의 다양한 기법 및 해상시험을 통한 성능분석으로 구성하였다.

제 2장에서는 수중채널의 특성에 관련된 내용을 소개하였다. 수중채널의 특성 및 수중음향통신에서 성능에 직접적인 영향을 미치는 성분인 신호감쇠, 다중경로, 도플러 및 잡음에 관한 내용을 소개하였다.

제 3장에서는 수중음향 디지털 통신 시스템에 관한 내용을 소개하였다. 기존

Collection

에 사용되어진 다양한 디지털 변조기법과 동기화, 등화기 및 채널추정에 관한 내용을 서술하였으며, 해상 실험을 통한 성능실험 결과를 비교하였다.

제 4장에서는 수중채널의 추정을 위해 제안하는 알고리즘인 Superimposed Pilot의 이론적 내용을 서술하였으며, 기존 수중음향통신 시스템과의 성능을 비교 • 분석하였다.

제 5장에서는 수중음향통신 시스템에서 superimposed pilot의 적용성을 검증하기 위하여 모의시험 및 결과를 분석하였다.

마지막으로 제 6장에서는 연구결과를 정리한다.

Collection

제 2 장 수중음향 채널 특성

수중음향 채널은 데이터 통신에 있어 가혹한 채널환경중 하나로 알려져 있다. 수중음향 채널에서 사용가능한 대역폭 및 전송범위는 전송손실 및 소음수준에 따른 SNR(Signal to Noise Ratio)에 의해 달라지며, 수중음향통신 시스템의 성능은 잔향 및 다중경로에 의한 신호왜곡에 따라 달라진다. 또한 채널의 특성은 시간의 변화와 시스템의 위치에 따라 달라진다. 즉, 수중 환경에서 음향신호는 수심, 수온, 전송거리, 해수면의 변화, 해저면의 상태 등으로 인해 다양하면서 복잡한 특성을 가진다. 수중에서 음향의 전달은 직접파와 더불어 해수면과 해저면의 반사파들에 의해 원거리까지 전달되어 간다. 이러한 수중 채널 특성 이외에 수중음향통신 시스템의 성능을 결정하는 요인에는 음향 신호의 거리에 따른 전달 손실과 다중경로 전달 과정으로 인한 간섭 신호, 시스템 자체의 잡음과 해양의 배경 잡음, 해면 및 해저에 의한 복•반사에 기인되는 잔향 및 수중 운동체의 이동에 의한 도플러 효과 등이 있다. 특히 천해의 경우 해수면과 해저면의 반사 등으로 인해 다중경로를 포함한 다양한 특성으로 인해 수중음향통신의 성능 저하를 일으키며 심해에 비해 음향이 전달되는 형태가 복잡하다. 또한 해저면의 상태에 따른 신호의 지연은 진흙의 경우 10 ms, 모래의 경우 30 ms 까지 신호의 지연이 발생하기도 하며[3], 음원에서 발생한 신호의 주파수가 차단 주파수의 이하일 경우 원거리까지 전파되지 못하는 상황도 발생한다. 최근에는 대용량 데이터 전송 및 고속 데이터 전송이 요구됨에 따라 넓은 대역폭을 필요로 하며, 일반적으로 수중환경에서의 전송거리는 채널 대역폭에 따라 크게 5단계로 분류할 수 있다. 이를 Table 2.1에 나타내었다. 전송거리와 채널 대역폭은 서로 반비례 관계를 가지며 전송 거리가 증가 할수록 대역폭이 줄어들어 데이터 전송효율이 떨어진다.

본 장에서는 수중채널이 수중음향통신 시스템의 송신기와 수신기 사이에 데

Collection

이터를 전송할 때 음향 신호에 영향을 주는 파라미터에 대하여 설명한다.

Table 2.1 The relationship of range and bandwidth by the frequency

	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

2.1 신호 감쇠

해양 환경에서 음파의 전달은 해수의 물리적, 화학적 특성과 같은 채널의 다양한 특성에 의해 영향을 받는다. 특히 수중 채널에 의한 확산, 흡수 및 다중 경로에 의해 발생한 페이딩의 영향으로 신호의 감쇠가 발생한다.

2.1.1 확산 손실 (Spreading loss)

수중 환경에서 확산 손실은 파면 (wavefront)의 퍼짐에 의해 생겨나는 손실이다. 천해의 경우 Cylindrical spreading이 주로 발생하며 심해에서는 Spherical spreading이 주로 발생한다고 알려져 있다. 또한 이러한 확산 손실은 주파수와 독립적으로 거리에 따라 증가한다. 이는 식 (2.1) 과 같이 표현된다.

$$PL_{spreading} = k \times 10\log(r) \tag{2.1}$$

이때 r은 거리(m)를 나타내며, k는 확산 계수(spreading factor)이다. Cylindrical spreading 일 경우 k=1 이며, spherical spreading 일 경우 k=2가 된다. [27]에

Collection

의하면 드물게 천해에서도 spherical spreading이 발생 가능하다는 것을 보여준다.

2.1.2 흡수 손실(Absorption loss)

흡수손실은 음향의 에너지가 해수의 염분과 수온에 의해 비선형적으로 흡수되는 손실을 말한다. 이는 식 (2.2)와 같이 표현된다.

$$PL_{absorption}(r,f) = 10\log(\alpha(f)) \times r \tag{2.2}$$

이때 r은 거리(km)를 나타내며, α는 흡수 계수(absorption coefficient)이다. 일반적으로 흡수 계수는 주파수가 높거나 수심이 낮을수록 증가한다[24,25]. Fig 2.1에서 보면 주파수가 증가하면 할수록 흡수 계수가 증가함을 볼 수 있으며, 80 kHz 이전까지는 수심 보다는 수온이 흡수 계수에 영향을 미치지만, 80 kHz 이상부터는 수온보다는 주파수가 더 영향을 미치는 것을 볼 수 있다[28-30].

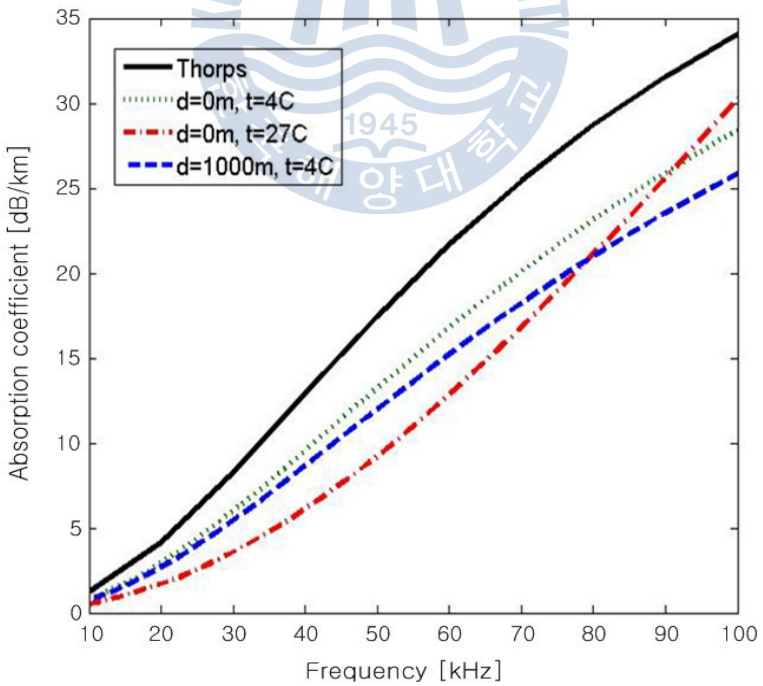


Figure 2.1 Absorption coefficient vs frequency

Collection

2.1.3 전달 손실(Transmission loss)

전달 손실에는 확산손실, 흡수손실, 산란손실(scattering loss) 등이 존재하는데 확산손실은 전송거리에 의해 결정되며, 흡수손실은 전송거리와 주파수에 따라 결정된다. 산란손실은 일반적으로 해수면의 기포 혹은 선박에 의해 발생하는데 이러한 산란손실의 경우 예측이 어렵기 때문에 일반적인 전달 손실은 산란손실을 제외한 확산손실과 흡수손실만을 의미하며, 식 (2.3)과 같이 표현된다[27].

$$TL = \underbrace{k \times 10\log(r)}_{\text{확산손실}} + \underbrace{\alpha \times r \times 10^{-3}}_{\text{흡수손실}} \qquad (2.3)$$

이때 k는 확산 계수를 나타내며 Cylindrical spreading 일 경우 k=1, spherical spreading 일 경우 k=2가 된다. r은 전송거리(m)를 나타낸다. Fig 2.2는 식 (2.3)을 이용하여 나타낸 신호감쇠 그림이다. 전송거리가 짧을 경우 확산손실에 의한 감쇠가 크기 때문에 확산계수에 의해 신호의 감쇠량이 결정되며, 전송거리가 늘어날수록 주파수에 따른 흡수손실이 증가하므로 수중음향통신 시스템을 구성하는데 있어서 이를 잘 고려해야만 한다.

수중채널에서 주파수에 따른 전송손실 및 잡음은 수중음향통신 시스템에서 전송거리, 대역폭 및 SNR간의 관계를 결정한다. 협대역(narrowband)에서 수신부의 SNR은 다중경로와 도플러 효과를 포함하지 않는 것을 가정하며[31], 식 (2.4)와 같다.

$$SNR = \frac{SL_{transmitter}}{PL \times Noise \times B} \qquad (2.4)$$

이때 SL은 송신신호 레벨을 의미하며, B는 수신부의 대역폭을 의미한다. Fig 2.3은 Thorps 흡수 모델(Spherical spreading)을 이용하여 얻은 주파수에 따른 SNR을 나타낸다[31-34]. Fig 2.3에서 보는 바와 같이 주파수에 따라 도달거리가 달라지므로 캐리어 주파수의 선택에 있어 전송거리와의 관계를 고려해야 한다.

Collection

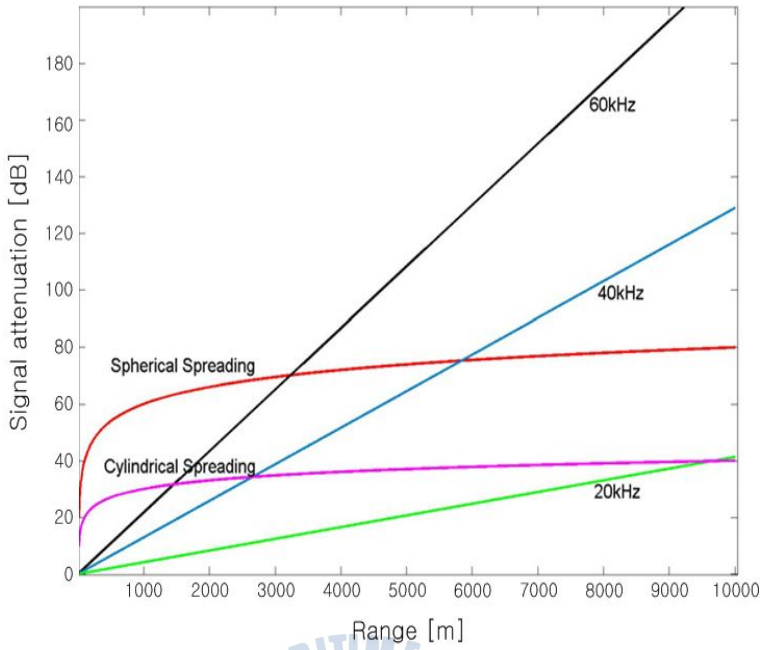


Figure. 2.2 Signal attenuation showing spherical spreading loss and absorption loss

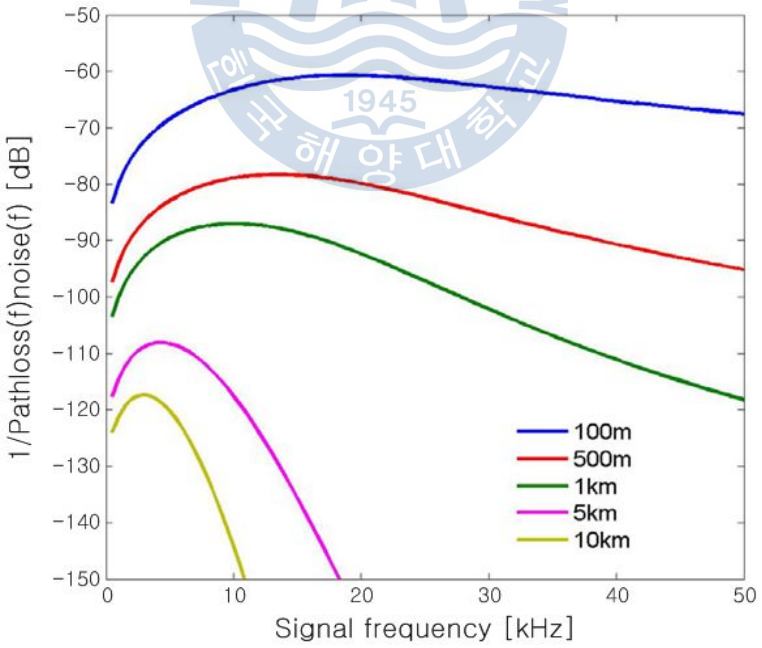


Figure 2.3 Frequency dependent component of narrow band SNR

dCollection

2.2 다중 경로(Multi-Path)

일반적으로 Fig 2.4와 같은 음향신호의 다중경로 신호는 음향신호의 에너지 손실 원인의 대표적인 요인 중 하나이지만, 수중음향통신 시스템에서 다중경로로 인해 수신부에서 발생하는 인접 심벌간의 간섭(Inter Symbol Interference : ISI)은 시스템의 극심한 성능 저하를 가져오는 가장 큰 원인이기도 하다.

다중경로 신호는 크게 잔향(reverberation)과 음선이 휘어져 진행되는 Ray bending 현상에 의해 발생하게 된다. 잔향에 의해 발생하는 다중경로 신호의 전파는 Fig 2.4에서 보는 바와 같이 해수면과 해저면에 의해 발생하는 음향 신호의 반사(reflection) 및 산란(scattering)을 의미하며, Ray bending은 Fig 2.5와 같이 수심에 따른 수온의 기울기 변화에 따라 음파의 전송 속도가 달라지는 현상을 의미한다. 일반적으로, 수직(vertical) 채널의 경우 대부분 해수면의 후방 산란에 의해 짧은 시간의 다중경로 확산이 생기는 반면, 수평(horizontal) 채널의 경우 매우 긴 다중경로 확산이 생길 수 있다.

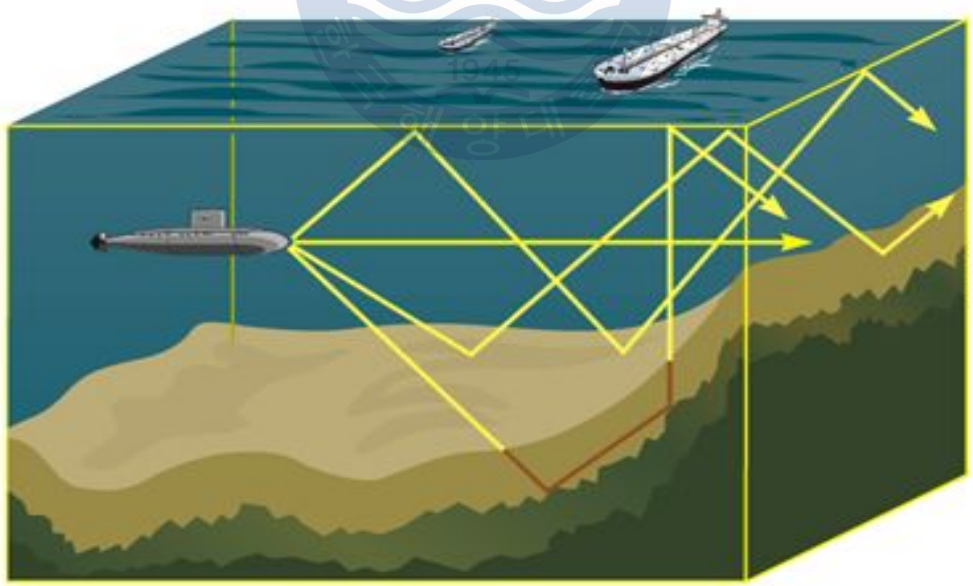


Figure 2.4 Multipath of sound signal in underwater

Collection

특히 천해환경에서는 직접파와 대부분 해수면과 해저면의 잔향에 의한 다중경로 신호가 합해져서 신호가 수신되며, 심해의 경우 송·수신기가 해수면 혹은 해저면에 위치할 경우 잔향으로 인한 다중경로가 발생할 수도 있으나 대부분은 Ray bending 현상에 의해 다중경로가 발생한다. 심해의 경우 지연 확산의 정도는 깊이와 송·수신기 간 거리의 함수로 나타난다[27,35,36].

Fig 2.6은 Fig 2.5와 같은 sound velocity profile을 가질 경우 송신기의 위치에 따른 음선의 진행 구조와 음선의 진행 경로에 음파가 전송되지 않는 음영구간이 존재할 경우의 음선의 진행 구조를 나타내고 있다. 이러한 음선의 진행구조는 이상적인 조건에서 음선의 진행방향을 예상 가능하게 해준다. 하지만 실제 음선 구조를 예측하기 위해 수십 년 동안 많은 연구자들이 연구를 진행하고 있으나 해수면의 상태, 해수층의 경계조건, 음파의 전송 속도 등과 같은 복잡성에 따라 채널이 변화하므로 정확한 예측은 어렵다.

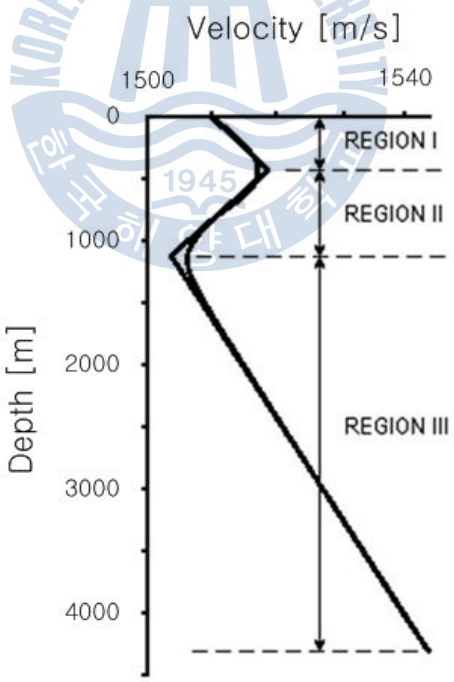


Figure 2.5 Sound velocity profile

Collection

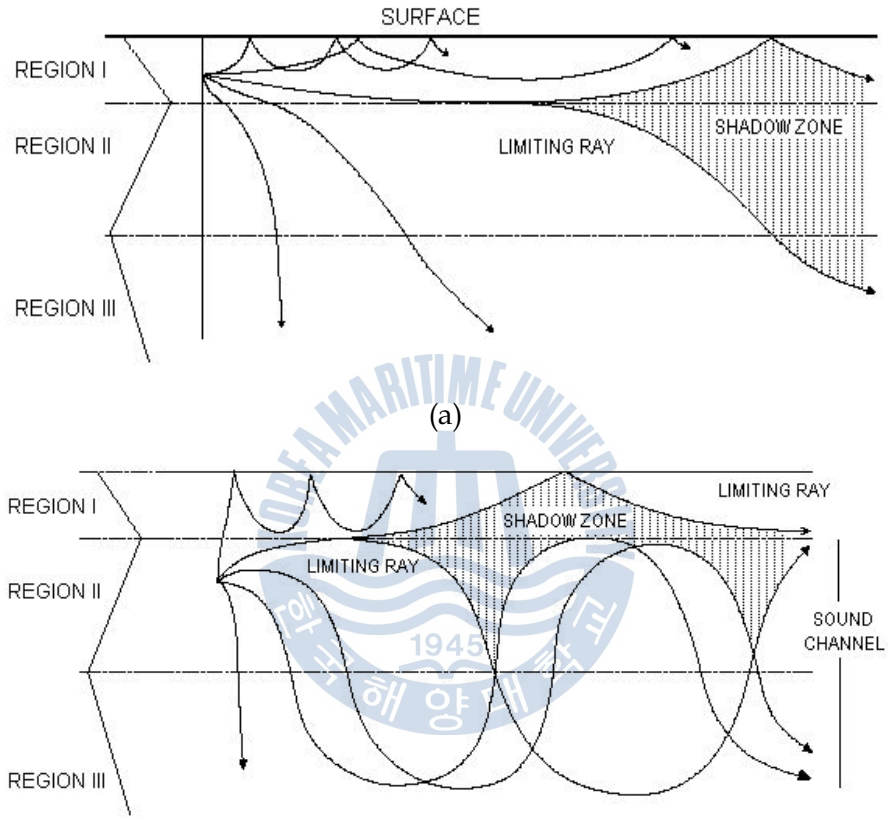


Figure 2.6 Ray diagram of shadow zone
(a) transmitter in Region I (b) transmitter in Region II

dCollection

2.3 도플러 효과(Doppler effect)

도플러 효과는 송수신단의 움직임이나 해수면의 파도 등에 반사되어 발생되며, 수중음향통신에서 큰 의미가 있다. 특히 수중음향통신에서 파도 혹은 해류에 의한 송•수신기의 움직임은 다중경로에 도플러가 더해져 더 복잡한 채널 구조를 생성한다. 결국 도플러 효과는 수신부에서 많은 인접 심벌들 사이의 간섭을 발생시켜 수중음향통신 성능의 저하를 가져온다. 이와 같은 도플러 효과는 식 (2.5)와 같이 표현된다.

$$f_d = f_0 \frac{v_r}{c} \tag{2.5}$$

v_r은 상대 속도로서 양의 값이면 접근하는 것이며, 음의 값이면 멀어지는 의미이다.

대역폭과 심벌 구간 사이의 곱이 1보다 작으면 무시할 수 있으나 1보다 크면 무시할 수 없다. 도플러 확산은 단일 주파수 확산과 연속적인 주파수 확산을 발생시킨다. 전자의 경우 수신부에서 쉽게 보상되나, 후자의 경우 보상하기 어렵다. 특히 고속 데이터 전송기법의 경우 높은 반송 주파수를 사용하기 때문에 넓은 대역폭의 사용이 가능하지만, 반대로 높은 전송손실뿐만 아니라 높은 주파수에 비례하여 높은 도플러 확산을 가지게 되는 문제점이 발생한다.

2.4 잡음(Noise)

수중 환경에서의 잡음은 수신단의 이용 가능한 거리, 대역폭, SNR을 결정한다. 수중 잡음은 크게 인공 잡음(man-made noise)과 주변 잡음(ambient noise)으로 나뉠 수 있다. 전자는 주로 선박들과 같은 기계류에 의해서 발생하며 특히 상선에서 1 kHz 이하의 주변 주파수에서 잡음이 발생한다[37]. 반면, 후자는 조수간만, 해류, 폭풍, 바람, 지진, 비 등으로 인한 유체역학(hydrodynamics)에 관련된 소음이다. 이러한 잡음의 원인으로 천해의 경우 바람, 비, 해양생물이며, 심해의 경우 조석주기, 파도, 지진, 화산, 해양난류 및 해양 포유동물 등이 있다[38].

Collection

2.4.1 주변 잡음(Ambient noise)

주변 잡음은 깊이에 따라 천해 잡음과 심해 잡음으로 구분된다. 심해잡음과 천해 잡음의 큰 차이점은 주파수 변화에 따른 잡음 레벨이 일관적이나, 천해 잡음은 바람, 강우, 해류, 조수간만 등에 따라 변화의 폭이 크다는 것이다. 인공 잡음과 해양 생물체 및 강우에 의한 잡음이 없고 오직 바람에 의한 잡음만이 존재한다고 가정할 경우 천해 잡음과 심해 잡음은 같다. 강한 폭우가 내리는 경우 주변 잡음의 레벨이 20~30 dB정도 증가한다고 알려져 있다. 일반적으로 심해잡음은 천해 잡음에 비해 작다고 알려져 있다. 그 이유는 천해의 경우 해수면에서 대부분의 잡음이 발생하기 때문이다. 즉 해수면의 바람 속도와 강우량이 원인이 된다. [39]에 의하면 천해의 경우 심해에 비해 약 9 dB가 높다고 보고되고 있다. 주변 잡음의 크기는 통계적으로 가우시안 분포를 가지는 전력 스펙트럼을 가지고 있다고 알려져 있다[40]. Fig 2.7에 주변잡음의 전력 스펙트럼을 나타내었다.

2.4.2 인공 잡음(Man-made noise)

인공 잡음은 선박 및 잠수함 등에 있는 프로펠러, 엔진 등과 같은 인공물에 의해서 발생하는 소음을 말한다. [36]에 의하면 저주파(<1kHz) 혹은 매우 천천히 돌아가는 기계소음의 경우 주변 잡음에 비해 영향이 적다고 알려져 있다. 그에 비해 고주파(10kHz 이상)에서 부터는 프로펠러의 캐비테이션(cavitation)에 의한 인공 잡음의 영향이 커지게 된다.

Collection

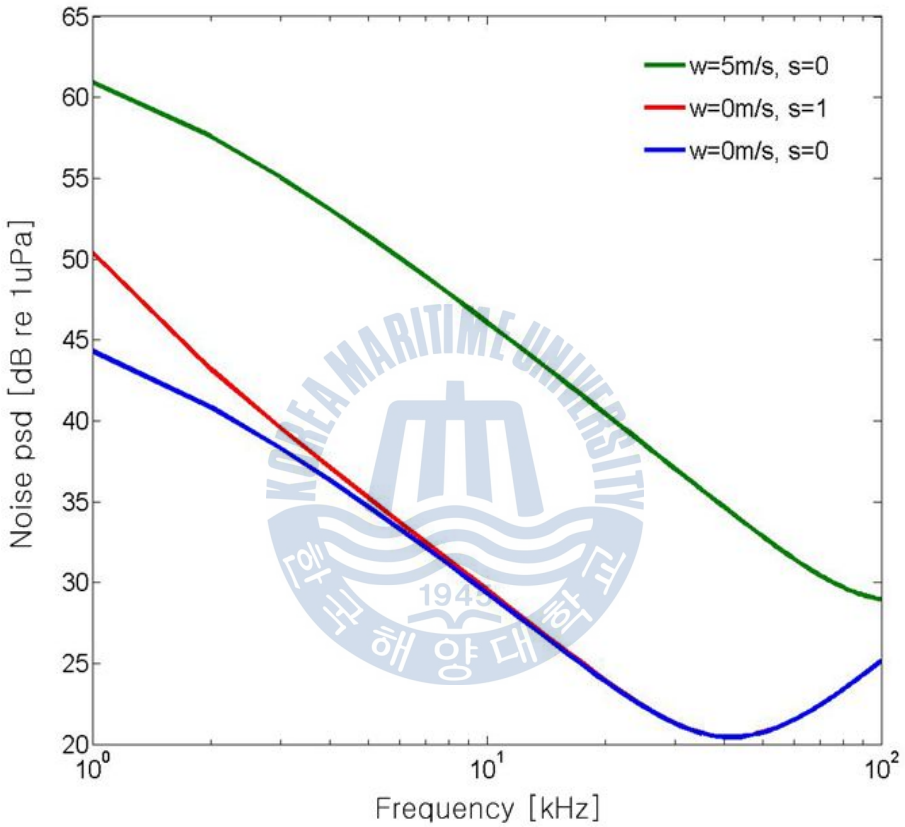


Figure 2.7 Power spectral density of the Ambient noise (w:wind, s:shipping)

Collection

제 3 장 수중음향통신 시스템 구성 및 성능

최근 수중음향통신의 경우 단순 텍스트뿐만 아니라 컬러 이미지와 같은 대용량 정보의 고속 전송 및 장거리 전송을 요구하고 있기 때문에 기존의 아날로그 통신에서 디지털 통신기법을 이용한 수중음향통신 시스템에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다. 그러나 수중음향통신 시스템의 경우 수중채널의 특성으로 인해 기존 디지털 통신 시스템에 비해 많은 제약사항이 존재한다. 따라서 수중음향통신 시스템 구성에 있어서 수중채널 특성을 결정하는 해면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 따른 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 한다. 그러므로 수중음향통신 시스템을 설계함에 있어 수중 음향학과 통신기술의 복합적인 연구가 필요하다.

본 장에서는 대표적인 수중음향통신 전송기법 및 수신기의 구성에 따른 모의시험 결과 분석과 해상시험을 통한 성능을 분석하였다.

3.1 전송 기법에 따른 성능 분석

최근 해양 탐사, 해저 자원 탐사 등과 같이 해양에 관한 연구가 활발히 진행됨에 따라 요구되어지는 데이터의 전송량이 커지고 있다. 이를 극복하기 위해 다양한 디지털 통신 기법이 연구되고 있다. 본 절에서는 QPSK,(Quadrature Phase Shift Keying) OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing), DSSS(Direct Sequence Spread Spectrum) 와 같이 전송 기법에 따른 이론적 성능과 수중모의 채널을 이용한 모의시험 성능 분석 및 해상시험을 통한 성능을 분석하였다.

3.1.1 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying : 직교 위상 천이 변조)

QPSK는 M진 4-PSK의 일종으로 기존의 PSK 성질을 이용하여 2배의 비트 전

Collection

송률을 가지는 방식을 말한다. BPSK는 기저대역 양극성 NRZ 신호에 반송파 $\cos\omega_c t$를 사용하여 DSB 변조하여 전송하는 방식이다. 이 반송파와 90° 위상차를 갖는 $\sin\omega_c t$는 서로 직교한다. 그러므로 또 하나의 기저대역 NRZ 신호를 $\sin\omega_c t$의 반송파를 사용 BPSK 변조하여 동시에 전송하더라도 수신기에서는 두 기저대역 신호의 분리가 가능하다. Fig 3.1은 QPSK 송수신기 구조를 나타내고 있다. 두 반송파의 직교성에 의하여 수신기의 위 아래 상관기의 출력에 두 BPSK 신호는 상호 영향을 미치지 않는다. 두 BPSK 신호는 동일한 주파수 대역을 사용하므로 대역폭의 변화 없이 전송률을 두 배로 증가시킬 수 있다. Fig 3.1의 송신부에서는 두 개의 비트 열 b_I와 b_Q 로부터 두 개의 BPSK 신호를 식 (3.1) 같이 발생시킨다.

$$s_{BPSK1}(t) \pm A\cos\omega_c t = \begin{cases} +A\cos\omega_c t & \text{if } b_I = 1 \\ -A\cos\omega_c t & \text{if } b_I = 0 \end{cases} \qquad (3.1)$$
$$s_{BPSK2}(t) \pm A\sin\omega_c t = \begin{cases} +A\sin\omega_c t & \text{if } b_Q = 1 \\ -A\sin\omega_c t & \text{if } b_Q = 0 \end{cases}$$

두 신호를 더하여 만들어지는 전송 신호는 삼각함수 공식을 이용하여 식 (3.2)와 같이 네 가지의 상태로 표현 할 수 있다.

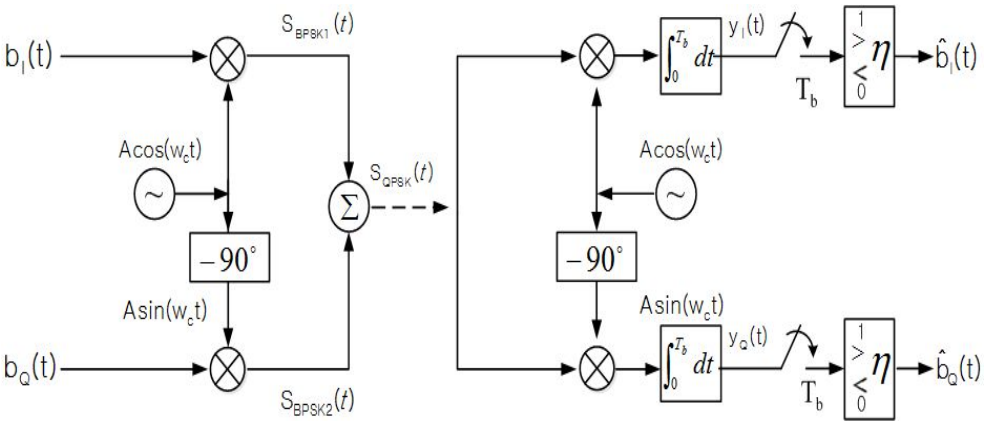


Figure 3.1 QPSK communication system

dCollection

$$s_{QPSK}(t)=\begin{cases}\sqrt{2}\,Acos\left(\omega_c t+\dfrac{3\pi}{4}\right)\Leftrightarrow(b_I,b_Q)=(00)\\ \sqrt{2}\,Acos\left(\omega_c t-\dfrac{3\pi}{4}\right)\Leftrightarrow(b_I,b_Q)=(01)\\ \sqrt{2}\,Acos\left(\omega_c t+\dfrac{\pi}{4}\right)\Leftrightarrow(b_I,b_Q)=(10)\\ \sqrt{2}\,Acos\left(\omega_c t-\dfrac{\pi}{4}\right)\Leftrightarrow(b_I,b_Q)=(11)\end{cases}\qquad 0\le t\le T_b \tag{3.2}$$

따라서 전송 신호 $s(t)$는 동일한 진폭과 주파수를 가지며, 위상은 Fig 3.2와 같이 단위 원상에서 90° 간격으로 균등하게(서로 직교하게) 위치한 네 가지 형태가 된다. QPSK의 비트오류 확률은 홀수 비트와 짝수 비트의 오류 확률이 동일하므로 식 (3.3)과 같이 나타나며, BPSK에 비해 절반의 대역폭을 사용하면서 비트오류 확률은 동일하므로 대역폭 효율이 2배인 장점을 가진다.

$$P_b=Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \tag{3.3}$$

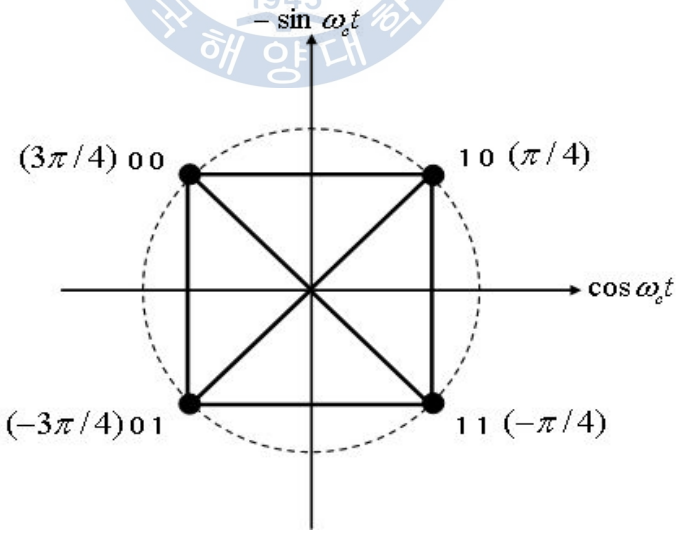


Figure 3.2 Constellation of QPSK

Collection

3.1.2 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

OFDM 방식은 사용하고자 하는 주파수 대역을 여러 개의 작은 주파수 대역(부채널)으로 분할하여 데이터를 전송하는 주파수 분할 다중화 (FDM : Frequency Division Multiplexing) 방식의 일종으로 볼 수 있다. 즉, Fig 3.3과 같이 전송하고자 하는 일련의 데이터 시퀀스를 부채널의 수만큼 병렬화 하고 각각의 병렬 데이터로 각 부채널에 해당하는 부반송파를 변조시킴으로써, 전체 데이터 전송 속도는 원래의 전송 속도를 유지하면서 각 부채널에서의 심벌 주기는 부채널의 수만큼 길어지게 하는 효과를 얻게 되어 다중경로 채널에 데이터 전송 시 발생하는 인접 심벌간의 간섭(ISI) 문제도 해결할 수 있다 [41,42]. 이와 관련하여 1966년에 다채널을 통하여 대역 제한된 신호를 심벌 간 간섭 및 채널 간 간섭 없이 동시에 전송할 수 있는 원리가 제시되었다. 기존의 다중 반송파 방식인 주파수 분할 다중화(Frequency Division Multiplexing : FDM) 시스템에서는 각 주파수 대역이 중첩되지 않기 위해 각각의 부반송파 사이에 일정한 보호구간(Guard Band)을 설정하였으나 이로 인해 대역폭의 사용 효율이 저하되었다. Fig 3.4는 FDM과 OFDM의 대역폭 사용의 차이를 나타내고 있다. Fig 3.4에서 보이는 것처럼 OFDM 방식은 인접한 부채널 사이의 스펙트럼이 중첩되어 있어 FDM에 비해 대역폭 효율이 높다. 그러나 OFDM을 사용할 경우 서로 다른 각각의 부반송파 사이에 직교성이 보장되어야 한다. 부반송파간의 직교성이 파괴될 경우 부 채널간의 간섭, 즉 인접 채널간의 간섭(Inter Channel Interference : ICI)이 발생되어 통신 시스템의 성능을 저하시키는 원인이 된다. Fig 3.5는 OFDM 전송 시스템의 전체 블록다이어그램을 나타낸 것이다.

Collection

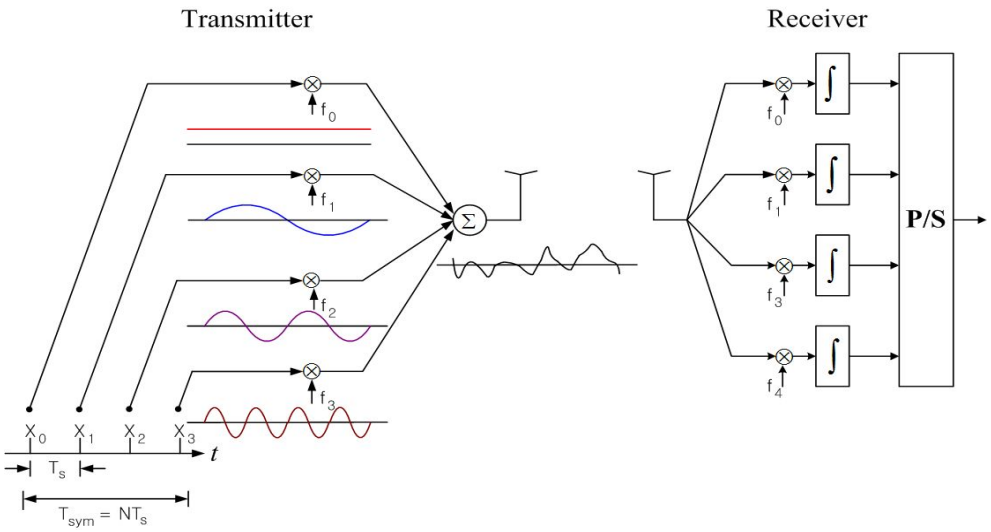


Figure 3.3 Basic idea of OFDM transmission

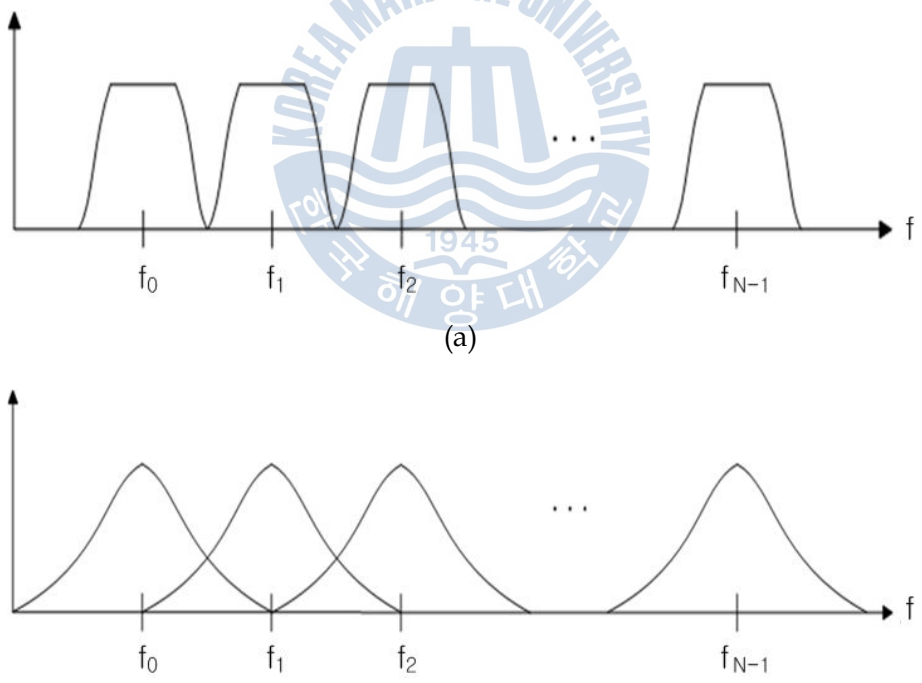


Figure 3.4 Spectrum characteristic of multi-carrier

(a) FDM (b) OFDM

Collection

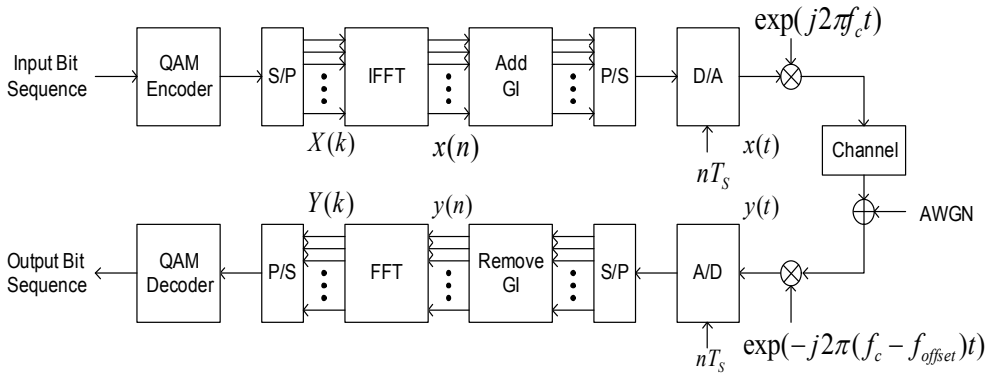


Figure 3.5 Block diagram of OFDM technique

PSK나 QAM 형태의 직렬 변조 데이터 심벌인 입력신호는 직•병렬 변환기(Serial-to- Parallel : S/P)에 의해 병렬화되며, 병렬화된 데이터 심벌들은 서로 직교하는 부반송파로 변조된 후 이들이 모두 합해져서 하나의 OFDM 심벌을 구성하게 된다. 각각의 채널과 반송파를 부채널(Sub-Channel)과 부반송파(Sub-Carrier)라고 부른다. 이러한 OFDM 신호는 N_S개의 입력 심벌에 대한 역 푸리에 변환(Inverse Fourier Transform)에 해당한다. 이를 이산시간에서 표현하면 식 (3.4)와 같이 표현된다. 이때 사용되는 역 이산 푸리에 변환(Inverse Discrete Fourier Transform : IDFT)은 역 고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform : IFFT)을 이용하여 효율적으로 구할 수 있다.

$$x(n) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} X(k)\exp(j\frac{2\pi}{N}nk) \tag{3.4}$$

$$x(t) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} X(k)\exp(j2\pi k\triangle ft)$$

$$x_{TX} = \frac{1}{N}x(t)\exp(j2\pi f_c t)$$

변조된 OFDM 심벌의 전송속도는 OFDM의 심벌간 간격을 T, 보호구간을 T_g

dCollection

라 했을 때 OFDM 블록의 길이는 $T' = T + T_g$ 가 되며, 부반송파간의 주파수 간격 $\Delta f = 1/T$ 라고 했을 때 k번째 부반송파의 주파수는 식 (3.5)과 같다.

$$f_k = f_c + k\Delta f \qquad \text{k=-K/2, ... ,K/2-1} \qquad (3.5)$$

이때 f_c는 반송파 주파수이며, K개의 부반송파를 가지는 OFDM의 대역폭은 식 (3.6)과 같다.

$$B = K\Delta f \qquad (3.6)$$

또한 총 부반송파의 개수 중 실제 데이터를 전송하는 부반송파를 active subcarriers(K_a), DC를 포함한 데이터를 전송하지 않는 나머지 부반송파를 null subcarriers(K_n) 라고 한다. Table 3.1는 부반송파의 개수에 따른 전송률을 나타낸 것이다. 대역폭은 12 kHz로 가정하였다.

Table 3.1 Bit rate change according to number of subcarrier

K	**input symbol (N_d)**	**active subcarriers (K_a)**	**null subcarriers (K_n)**	**block in a packet (N_b)**	**bit rate ($\frac{2K_a}{T+T_g}$)**
512	30976	484	28	64	14.30 kbps
1024	30976	968	56	32	17.55 kbps
2048	30976	1936	112	16	19.79 kbps

Collection

이렇게 생성된 신호는 채널을 통과하여 수신기에 수신되며, 이때의 수신신호는 다음과 같다.

(3.7)

이때 f_{offset}은 채널에 의해 발생한 주파수 오프셋이며, δ는 타이밍 오프셋, 그리고 AWGN은 부가 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise)이다. 신호 $y(t)$는 A/D변환기(Analog-to-Digital Converter: ADC)를 거쳐 디지털 신호로 변환된다. ADC에 의해 디지털화된 신호 $y(n)$은 직•병렬 변환기를 거쳐 다시 병렬화되며 보호구간을 제거한 후 FFT를 사용하여 OFDM 복조를 한다. 이후, 다시 병•직렬 변환기에 의해 직렬화되며 PSK 혹은 QAM 복조가 이루어진다.

3.1.3 대역확산 기법(Spread Spectrum)

대역확산 기술은 이미 변조된 신호를 다시 변조시킴으로써, AM이나 FM과 같이 기존에 사용되고 있는 주파수 대역의 신호들이나 또는 같은 대역을 사용하는 다른 확산 스펙트럼 신호들과 충돌을 일으키지 않으면서도 통신 당사자 외의 제 3자가 거의 감지할 수 없도록 하는 방법을 일컫는다. 다만 이미 변조된 신호를 재변조 시키는 과정에서 전송 스펙트럼의 대역폭을 대역 확산시키므로 확산 스펙트럼 변조라 하며 이는 가능한 전송대역폭을 좁히고자 하는 기존의 변조 방식과는 정반대이다. 대역확산 기술은 초기에 군사적인 목적에 적용되어 왔으며, 현재 이동통신을 비롯한 다양한 분야에서 응용되고 있다. 대역확산 기술을 이용한 통신 방식에는 직접수열(Direct Sequence : DS), 주파수도약

Collection

(Frequency Hopping : FH), 시간도약(Time Hopping : TH) 등이 있다. Freitag 등은 수중채널에서 직접수열 및 주파수도약 방식의 효과와 채널 추정 기법을 연구하였고, Sozar 등은 유럽의 발트해에서 직접수열 방식으로 확산시킨 데이터를 BPSK(Binary Phase Shift Keying)로 전송한 실험 결과를 제시하였다[43-45]. 또한 Azou 등은 프랑스 연안에서 송수신기 거리 1 km인 경우 실험결과를 보고하였다[46]. 이외에 직접수열 방식의 대역확산 통신과 PPC(Passive Phase Conjugation)를 결합한 방법이 제안되거나 AUV(Autonomous Underwater Vehicle) 위치 추적에 적용되기도 하였다[47,48].

이러한 확산기법은 일반적으로 의사 잡음(Pseudo Noise : PN) 신호를 이용한다. 이 가운데 직접수열 대역확산은 데이터 변조 후 확산신호(PN code)를 적용하여 대역폭을 확산한다. 이때 확산신호 안의 기본 펄스를 칩(chip)이라 하고, 칩의 비트율은 칩율(chip rate)이라고 한다. 이때, 칩의 비트율은 변조된 신호의 비트율 보다 높게 설정되어야 한다[49]. Fig 3.6은 QPSK에 직접수열 대역확산 기법을 적용한 시스템(QPSK-DSSS)의 블록 다이어그램이다. Fig 3.6에서 QPSK로 변조된 신호 d(t)는 PN 코드 발생기로부터 만들어진 PN 신호 c(t)와 곱해져 대역확산 된다. 대역확산 된 전송 신호 x(t)는 식 (3.8)과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) = Re\{m(t)c(t)\exp(-i2\pi f_c t)\} \tag{3.8}$$

이때 d(t)는 전송하고자 하는 이진 메시지 데이터이며, m(t)는 QPSK 변조된 신호로서 $m(t) = m_I(t) + jm_Q(t)$ 이다. c(t)는 PN 코드 발생기에서 만들어진 PN 코드이며, f_c는 반송파 주파수이다. 송신부에서 대역확산 후 채널을 통과해 수신부에 수신된 신호는 식 (3.9)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} y(t) &= h(t) * x(t) + n(t) \\ &= \int_0^t h(\tau)x(t-\tau)\exp(-j2\pi f_c(t-\tau))d\tau + n(t) \end{aligned} \tag{3.9}$$

Collection

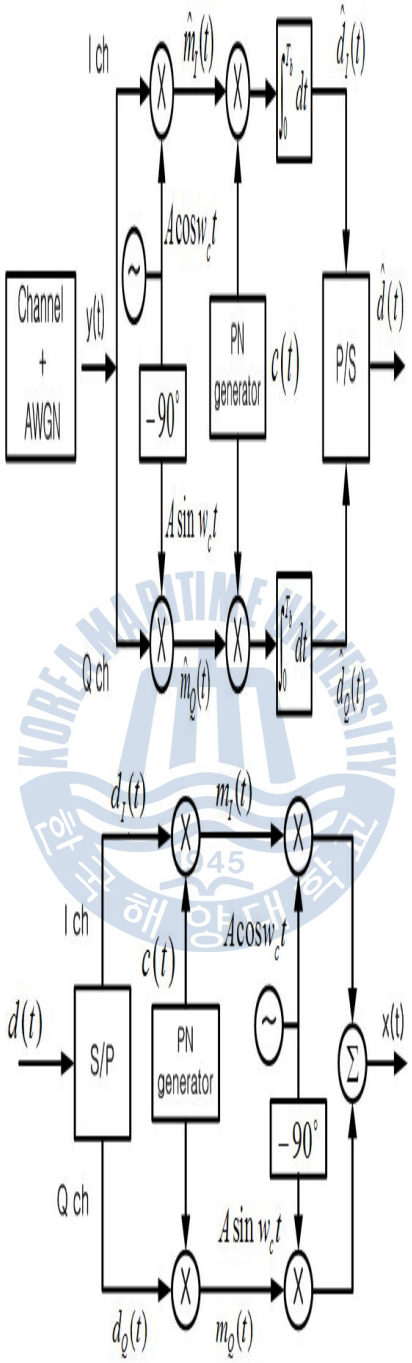


Figure 3.6 Transceiver structure of QPSK-DSSS system

dCollection

이때 h(t)는 채널 임펄스 함수이며, n(t)는 부가 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise : AWGN)이다. 수신부에서는 송신부에서 대역 확산되어 채널을 통해 수신된 신호에 PN 코드를 다시 곱하여 역 확산을 통해 수신신호를 본래의 신호로 전환한다. 이는 식 (3.10)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
\hat{m}_I(t) &= y_I(t)c(t)\cos(j2\pi f_c t) \qquad (3.10)\\
&= d_I(t-\tau)\cos^2(2\pi f_c t+\theta)+....\\
&\quad d_I(t-\tau)c_1(t-\tau)c_2(t-\tau)\cos(2\pi f_c t+\theta)\sin(2\pi f_c t+\theta)\\
&= d_I(t-\tau)\frac{1}{2}\left[1+\cos(4\pi f_c t+2\theta\right]+...\\
&\quad d_I(t-\tau)c_1(t-\tau)c_2(t-\tau)\frac{1}{2}\sin(4\pi f_c t+2\theta)\\
\hat{m}_Q(t) &= y_Q(t)c(t)\sin(j2\pi f_c t)\\
&= d_Q(t-\tau)\sin^2(2\pi f_c t+\theta)+...\\
&\quad d_Q(t-\tau)c_1(t-\tau)c_2(t-\tau)\cos(2\pi f_c t+\theta)\sin(2\pi f_c t+\theta)\\
&= d_Q(t-\tau)\frac{1}{2}\left[1-\cos(4\pi f_c t+2\theta\right]+...\\
&\quad d_Q(t-\tau)c_1(t-\tau)c_2(t-\tau)\frac{1}{2}\sin(4\pi f_c t+2\theta)
\end{aligned}$$

동기화가 완벽하다고 가정하면 역확산으로 인해 $c^2(t)=1$ 이므로 원래 신호는 역확산이 되지만 지연 도착된 신호는 역확산되지 않는다. 따라서 다중경로에 의해 수신된 신호는 제거됨으로 인해 인접 심벌간의 간섭이 극복된다. 즉 다중경로로 인해 최소한 한 칩 이상의 시간 지연이 발생하면, 원래 신호의 관점에서는 지연신호를 간섭신호로 볼 수 있다. 이때 지연신호와 원래 신호는 낮은 자기상관(auto correlation)을 가지게 되며, PN 코드의 자기 상관함수가 $|\tau| > T_c$ 에서 근사적으로 '0'에 가깝다. 따라서 칩 시간 T_c가 지연시간에 비해

Collection

작은 경우 자기간섭(self- interference)의 영향은 매우 작게 된다. 이를 주파수 영역에서 보게 되면 직접파 신호와 간접파 신호 모두 광대역 신호이지만 수신단의 PN 코드는 직접파 신호의 PN 코드와 동기화 되므로 간접파 신호는 역확산되지 않고 직접파 신호만 역확산이 이루어지게 되며, 이러한 효과는 다중경로로 인해 발생하는 인접 심벌간의 간섭을 제거하는 효과를 가진다. 이때 간접파 신호는 잡음과 같이 SNR을 조금 감소시키는 효과만을 주게 된다.

3.2 수신기 구성

일반적으로 통신 시스템의 성능 검증에 있어서 대부분의 수신기와 복조기의 동작을 고려할 때, 동기화는 완벽하거나 일정 레벨의 동기화가 되어 있다고 가정한다. 하지만 실제 통신 시스템에서 동기화가 이루어지지 않을 경우, 제대로 된 신호를 수신하여도 복조과정에서 발생하는 동기화 오차로 인해 통신 성능이 급격히 저하된다. 따라서 통신 시스템의 신뢰성 향상을 위해서는 일정 수준의 동기화를 반드시 필요로 한다. 수중음향통신 모뎀의 신뢰성 향상을 위한 수신 신호의 동기화에는 반송파 주파수와 위상 동기화, 심벌동기화 및 등화로 크게 나눌 수 있다. 수신된 신호의 반송파 주파수는 송/수신기간의 움직임에 따른 도플러 효과가 주원인이다. 또한 신호가 송신기에서 수신기에 이르기까지 시간이 걸리며, 이 전송 지연이 송신기와 수신기 사이의 심벌 타이밍 오차를 만든다. 이러한 타이밍 오차로 인한 성능 저하를 막기 위해서는 수신기에서 심벌 타이밍을 알아야 한다. 대부분의 통신에서는 채널 위상 응답 정보가 알려져 있지 않으며, 수신된 신호를 통해 관련된 채널 파라미터를 추정해야 한다. 이들 파라미터를 추정하는 과정을 동기화라 부른다. 반송파 위상을 추정하는 과정은 반송파 위상 동기화라고 하며, PLL(Phase Locked Loop) 회로로 가능하다. 전송지연을 추정하는 과정은 심벌 타이밍 동기화라고 하며, DLL(Delay-Locked Loop) 회로로 가능하다. 반송파 동기화를 위해 사용된 동일한 PLL 회로가 마찬가지로 반송파 주파수 오차가 클 때 이를 추적하기 위해 사용될 수 있다 [50,51]. 본 절에서는 각 동기화 방식의 기본적인 원리를 설명하고 시뮬레이션 결과 및 실험을 통해 성능을 분석한다.

Collection

3.2.1 시간 동기 오차 회복 (Timing Offset Recovery)

수중에서의 통신은 매질의 특성상 전파 대신 음파를 사용해야 하며, 시스템의 성능은 채널의 특성에 의해 좌우된다. 따라서 수중에서 고속 데이터 전송을 위해서는 채널 특성을 결정하는 해수면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성, 도플러 확산 및 잡음 등이 고려되어야 하며, 이러한 여러 장애 요인들로 인하여 위상 동기식 디지털 변조 기법의 수신부에서 시간 동기 회복(timing recovery)을 어렵게 만든다. 보통 훈련신호의 상관도를 이용하여 패킷 동기를 결정하나 수중음향통신의 성능 향상을 위해서는 세부적인 심벌 시간 동기화가 추가적으로 요구된다.

시간 동기 회복 알고리즘은 대표적으로 ML(Maximum Likelihood) Estimation, Early-late, Muller-Muller 그리고 Gardner 방법 등이 있다. 이러한 방법들은 기본적으로 이전 샘플과 현재 샘플간의 거리 차를 계산하여 발생하는 오차를 가지고 시간 동기를 추정하는 기법들이다. 그러나 수중음향통신에서는 수중채널의 특성 때문에 발생하는 위상오차 및 주파수 오차와 같은 다양한 오차들로 인해 이러한 방법들을 이용하기에는 부적합한 환경이다.

훈련심벌을 이용한 시간 동기 오차 회복 기법은 훈련심벌을 전송한 후 수신부에서 수신한 훈련신호를 이용하여 시간 동기 오차를 회복하는 방법이다. 이 방법은 데이터 심벌 이외에 훈련심벌을 전송해야 하므로 오버헤드가 발생하지만 다중경로 채널의 영향을 받지 않는 장점이 있다. 이 방법은 반복적 구조를 갖는 훈련심벌을 사용하여 심벌 동기를 획득한다. 이러한 훈련심벌을 이용한 시간 동기 오차 회복 기법에서 훈련심벌은 송•수신부가 서로 알고 있는 신호이므로 훈련심벌의 송•수신 신호의 자기 상관관계 혹은 상호 상관관계를 이용하여 구하게 된다. 상호 상관을 이용하여 시간 동기 오차를 추정하는 방식의 경우 자기 상관을 이용한 시간 동기 오차 추정에 비해 정확도가 높으나, 수신신호에 반송파 오차가 포함될 경우 그 영향을 받게 된다. 그에 비해 자기 상관을 이용한 시간 동기 오차 추정의 경우 수신신호에 반송파 오차가 포함되더라도 상호 상관에 비해 강인한 성능을 나타낸다. [52]의 경우 훈련구간 길이만큼의 자기 상관 값을 모두 평균을 취해 심벌 동기의 시점을 추정하는 방식을 제

Collection

안하였다. 이 방식은 훈련심벌의 반복구조를 이용하여 구하는 방식으로 훈련신호는 Fig 3.7과 같이 구성되며, 심벌 동기 추정은 식 (3.31)과 같이 표현된다. Fig 3.8은 식 (3.11)을 이용하여 얻은 시간 동기 오차 추정 결과이다.

Figure 3.7 Training symbol design

$$\hat{\delta} = \arg\max \left(\frac{\left| \sum_{k=0}^{1} \sum_{m=0}^{L-1} r^{*}(d+2Lk+m) \cdot r(d+2lk+m+l) \right|^{2}}{\left(\sum_{k=0}^{1} \sum_{m=0}^{L-1} |r(d+2Lk+m+l)|^{2} \right)^{2}} \right) \tag{3.11}$$

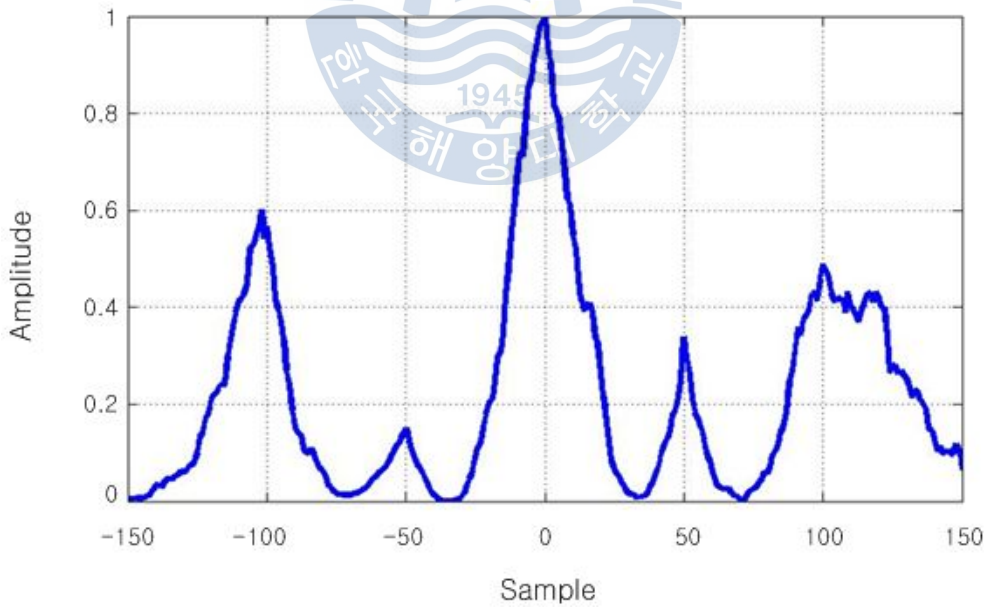


Figure 3.8 Symbol timing offset recovery

dCollection

3.2.2 주파수 위상 오차 회복(Carrier Phase Offset Recovery)

수신된 신호의 반송파 위상은 주로 송신기에서 발진기(Oscillator)에 의한 랜덤 위상, 채널의 위상응답 그리고 지연 신호에 의한 위상의 합으로 표현된다. 수신된 신호의 모델은 식 (3.12)와 같이 주어진다.

$$r(t) = Av(t-\tau)\cos[2\pi(f_c+f_d)(t-\tau)+\phi]+n(t) \tag{3.12}$$

$v(t)$는 기저대역 신호, f_d 는 송•수신 반송파 주파수 간의 오차, τ 는 전송 신호의 지연을 나타내며, ϕ는 앞에서 말한 발진기, 채널, 신호 지연 세 가지 성분의 위상을 합한 위상으로 $\phi = \theta - 2\pi(f_c+f_d)\tau$ 으로 표현된다. $n(t)$는 첨가 잡음이며 잡음 주파수 밀도는 $N_0/2$이다.

반송파 위상 ϕ를 추정하는 대표적인 방법으로 송•수신기에서 서로 알고 있는 훈련신호를 이용하는 Maximum Likelihood Estimator가 있다. 이때 $f_d = 0$, $\tau = 0$ 으로 가정 하며, 채널 모델에 의해 식 (3.13)과 같이 간략화 한다.

$$r(t) = Av(t)\cos(2\pi f_c t+\phi)+n(t) \tag{3.13}$$

$n(t)$는 부가 잡음이며 $v(t)$는 훈련 신호이다. Maximum Likelihood 이론을 이용하여 반송파 위상 ϕ의 추정 값 $\hat{\phi}$을 구하기 위해 Likelihood 함수를 먼저 구해야 한다. 정규화 된 직교 신호 $\{\phi_n\}$을 추가하여 $r(t)$의 두 요소를 구할 수 있다.

$$\phi_1(t) = \frac{\sqrt{2}}{\| v \|} v(t)\cos(2\pi f_c t) \tag{3.14}$$

$$\phi_2(t) = \frac{\sqrt{2}}{\| v \|} v(t)\sin(2\pi f_c t) \tag{3.15}$$

Collection

정규화 된 직교 신호 $\{\phi_n\}_{n=3}^{\infty}$을 추가하여 $r(t)$의 두 요소를 구할 수 있다.

$$r_1 = r(t)\phi_1(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A|v|\cos\phi}{\sqrt{2}} + n_1 \tag{3.16}$$

$$r_2 = r(t)\phi_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A|v|\sin\phi}{\sqrt{2}} + n_2 \tag{3.17}$$

여기서 n_1과 n_2는 분산 $N_0/2$인 zero-mean Gaussian random variable이다. 그러므로 Likelihood 함수는 식 (3.18)과 같이 주어진다.

$$f(r_1, r_2|\phi) = \frac{1}{\pi N_0}\exp\left[-\frac{(r_1 - A\|v\|\cos\phi/\sqrt{2})^2 + (r_2 + A\|v\|\sin\phi/\sqrt{2})^2}{N_0}\right] \tag{3.18}$$

ϕ의 ML estimator는 likelihood 함수를 최대화 혹은 식 (3.19)와 같은 Log-likelihood 함수를 최대화 한다.

$$\phi_{ML} = \arg\max_{\phi} f(r_1, r_2|\phi) = \arg\max_{\phi} \ln f(r_1, r_2|\phi) \tag{3.19}$$

식 (3.19)는 다음 식 (3.20)과 같이 표현 가능하다.

$$\begin{aligned}\hat{\phi}_{ML} &= \arg\max_{\phi}(r_1\cos\phi - r_2\sin\phi) \\ &= \tan^{-1}(-\frac{r_2}{r_1}) \\ &= \tan^{-1}\left[-\frac{\int_{-\infty}^{\infty} r(t)v(t)\sin(2\pi f_c t)dt}{\int_{-\infty}^{\infty} r(t)v(t)\cos(2\pi f_c t)dt}\right]\end{aligned} \tag{3.20}$$

Collection

그러므로 ML phase estimator는 Fig 3.9에 나타낸 회로로 실현가능하다.

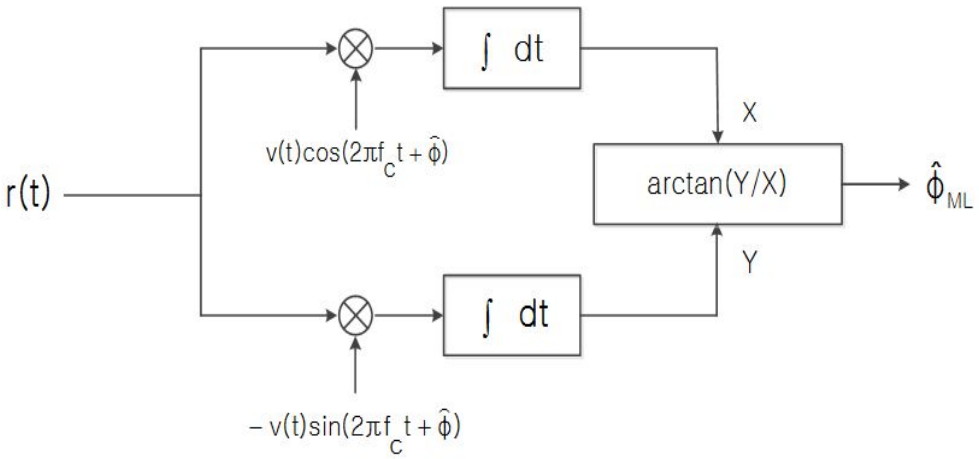


Figure 3.9 ML phase estimator

다른 형태인 Fig 3.10과 같이 feedback 구조에 기반 한 ML phase 추정 회로는 Fig 3.9의 Non-feedback 구조에 비해 몇 가지 이점을 갖는다.

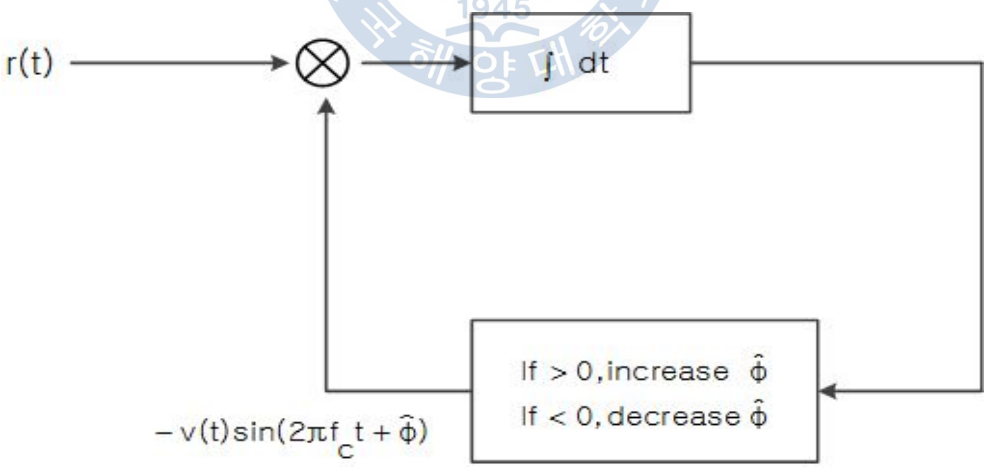


Figure 3.10 ML phase estimator

Collection

먼저, feedback 구조로 인해, PLL 회로가 채널의 위상 변화를 추적할 수 있다. 이런 이유로, non-feedback ML phase estimation 회로가 초기 훈련모드에서만 동작하는 것에 반해 PLL은 전 구간에서 채널 위상 응답을 추정하기 위해 사용된다. 둘째로, 위상 제어 장치는 VCO(Voltage Controlled Oscillator)를 통해 구현된다. VCO가 있을 때, PLL은 수신된 신호의 반송파 주파수를 추적하기 위해 사용될 수 있다. Fig 3.11에 일반적인 PLL 구조를 나타내었다.

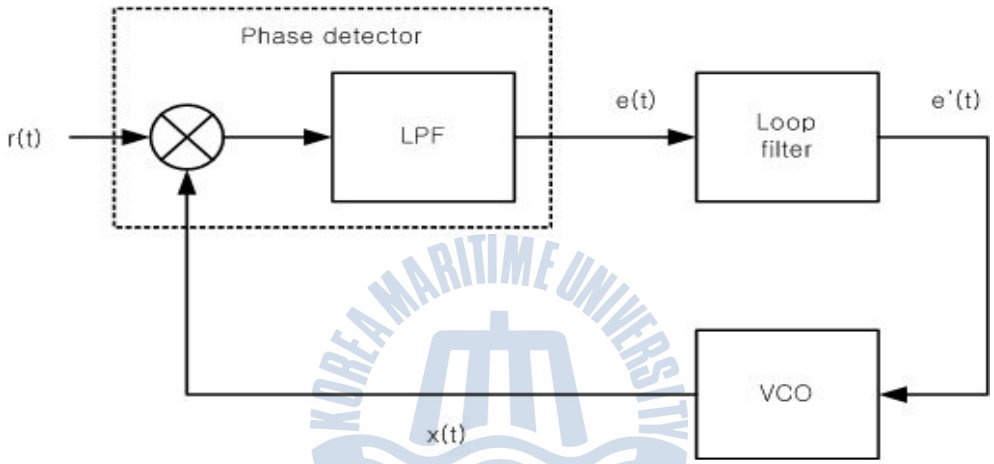


Figure 3.11 PLL circuit

간략화를 위하여, $v(t)$는 지속적인 신호로 가정하는데, 이는 훈련신호가 위상 동기화를 수행하기 위하여 아주 긴 시간동안 전송되는 것과 유사하다. 수신된 신호 $r(t)$는 오직 반송파만 실려 있다. 이러한 가정 하에, PLL 회로의 동작은 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$r(t) = A\cos(2\pi f_c t + \phi) \tag{3.21}$$

$$x(t) = A_0 \sin(2\pi f_c t + \phi_r(t)) \tag{3.22}$$

가장 간단한 경우로, 위상 검출기가 단순히 LPF (Low Pass Filter) 후단에 장착되는 배수기일 때 위상 검출기의 출력은 오차 신호가 되며, 식 (3.23)과 같이

Collection

표현된다.

$$e(t) = K_p A \sin(\phi - \phi_r(t)) \tag{3.23}$$

K_p는 통과대역에 대한 필터의 상수 이득이며, 루프 필터는 오차 신호에 있는 잡음의 분산을 제한하기 위해 적용되었다. PLL의 추적 성능은 루프 필터 대역에 의해서도 정해지는데 더 큰 대역폭은 PLL을 더 빠르게 변하는 채널 위상도 추적할 수 있게 한다. 따라서 루프 필터의 대역폭은 잡음에 대한 저항력과 추적 능력 간에 절충하여 결정한다. 식의 간략화를 위하여, 상수 이득 K_l 의 값을 잡음이 없을 때라고 가정하면 식 (3.24)과 같이 표현이 가능하다.

$$e'(t) = K_l e(t) = K_l K_p A \sin(\phi - \phi_r(t)) \tag{3.24}$$

VCO는 식 (3.25)의 관계에 따른 출력의 주파수를 조절한다.

$$\frac{d}{dt}\phi_r(t) = K_v e'(t) = K sin(\phi - \phi_r(t)) \tag{3.25}$$

K_v는 상수 이득이며, $K = K_v K_l K_p A$ 는 전체 이득이다. 만약 $\phi_r(t)$가 ϕ에 근접했다고 가정하면,

$$\frac{d}{dt}\phi_r(t) = K(\phi - \phi_r(t)) \tag{3.26}$$

이 되며, 미분방적식의 해는 식 (3.27)으로 주어진다.

Collection

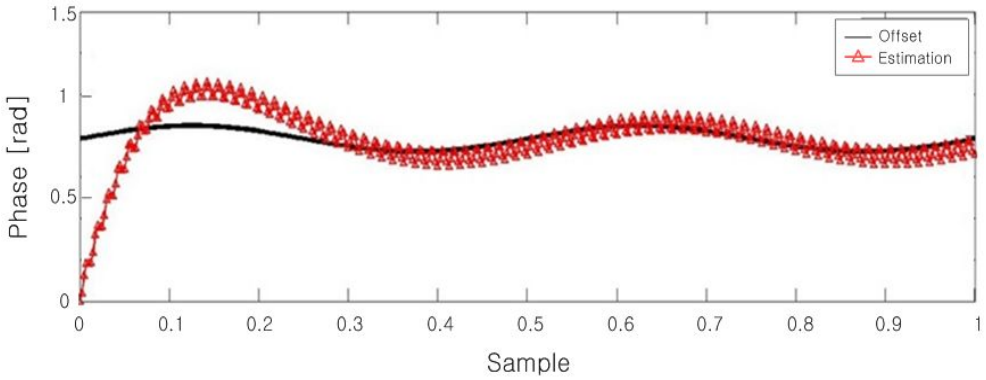
$$\phi_r(t) = \phi - (\phi - \phi_r(0))e^{-Kt} \tag{3.27}$$

위 식에서 보는바와 같이 $\phi_r(t)$가 ϕ에 근접하게 되면, 전체 이득 K 에 의해 수렴 속도가 제어되는 것을 알 수 있다. Fig 3.12는 Fig 3.11의 PLL 회로를 이용하여 시뮬레이션을 수행한 결과이다. Fig 3.12(a)의 경우 Loop filter의 구성을 LPF의 한 종류로 설정했을 때의 결과이며, Fig 3.12(b)의 경우 Loop filter의 구성을 유한-구간 적분기로 구성했을 때의 결과이다.

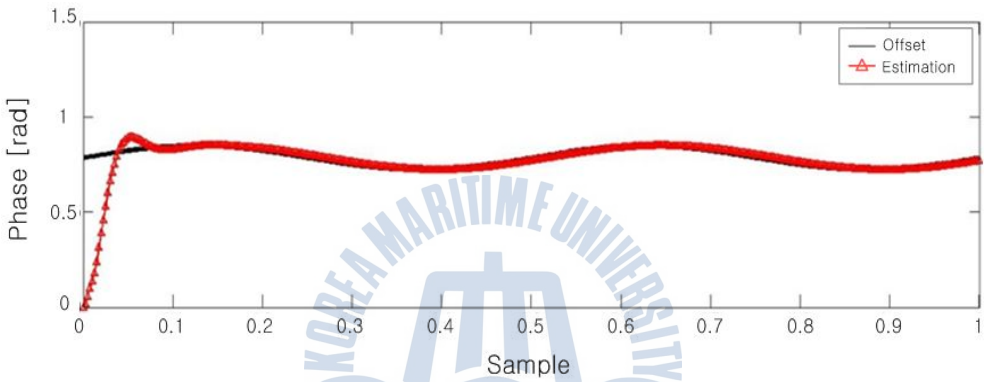
일반적으로, 수신기는 송신한 데이터를 알지 못하나 만일 충분히 긴 훈련 신호를 사용한다면 수신기는 훈련신호의 구간 동안에 캐리어 위상을 추정하여 Lock 시킬 수 있다. 만일 E_b/N_0가 높을수록 오차 확률은 낮아진다. 이와 같이 올바르게 추정된 심벌은 캐리어 위상을 추적하기 위하여 지속적으로 PLL에게 Feedback 된다. 이러한 PLL을 Decision-directed PLL이라고 하며, 다음 Fig 3.13과 같다. SNR이 높을 때의 DD Loop는 Non-decision directed loop 기법보다 성능이 훨씬 뛰어난데, 그 이유는 잡음이 포함된 데이터가 아닌 Clean Data를 이용하기 때문이다[53].

앞서 기술한 바와 같이 non-feedback ML phase estimation 회로가 초기 훈련모드에서만 동작하는 것에 반해 PLL은 전 구간에서 채널 위상 응답을 추정할 수 있으므로 본 논문에서는 PLL에 기반 한 방법 특히, Decision-directed PLL을 적용하였다. Fig 3.14는 송신 신호에 일정한 위상을 적용하여 임의로 Phase offset을 생성하였을 때 DD PLL을 이용한 위상 추정 결과를 보여준다. Fig 3.14(a)는 임의로 Phase offset을 적용하였을 때의 성상도이다. QPSK의 기본 성상도 위치인 $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$ 의 위치에서 일정한 방향으로 회전한 것을 확인할 수 있다. 이렇게 회전한 성상도를 Decision-directed PLL을 사용하여 본래의 위치로 다시 회전시키게 된다. Fig 3.14(b)는 Decision-directed PLL을 사용하여 보상한 신호를 SNR에 따른 BER 결과를 나타낸 결과이다. '*'로 표시된 결과는 QPSK의 이론에 따른 BER 결과이며, 라인으로 표시된 결과는 PLL을 사용했을 때의 결과이다. Fig 3.14(c)는 DD PLL을 이용하여 위상오차를 추정한 결과이다. 일정 구간 훈련신호를 이용하여 phase를 추정한 후 추정한 값에 수렴해가는 것을 확인할 수 있다.

Collection



(a)



(b)

Figure 3.12 Simulation result of PLL

(a) Low pass filter (b) Finite-interval integrator

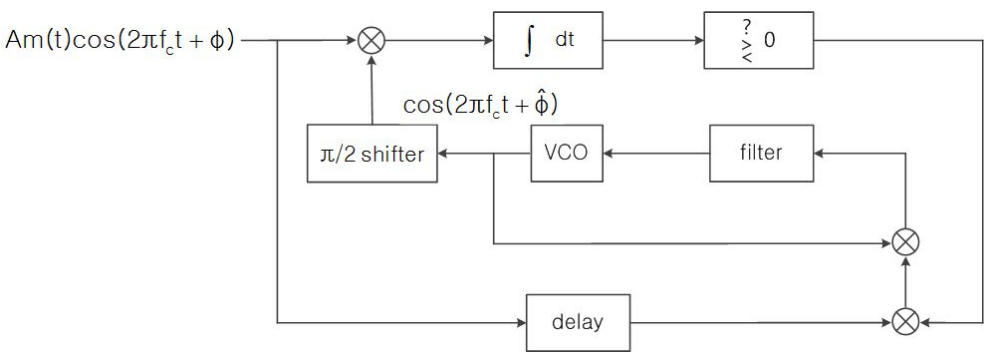
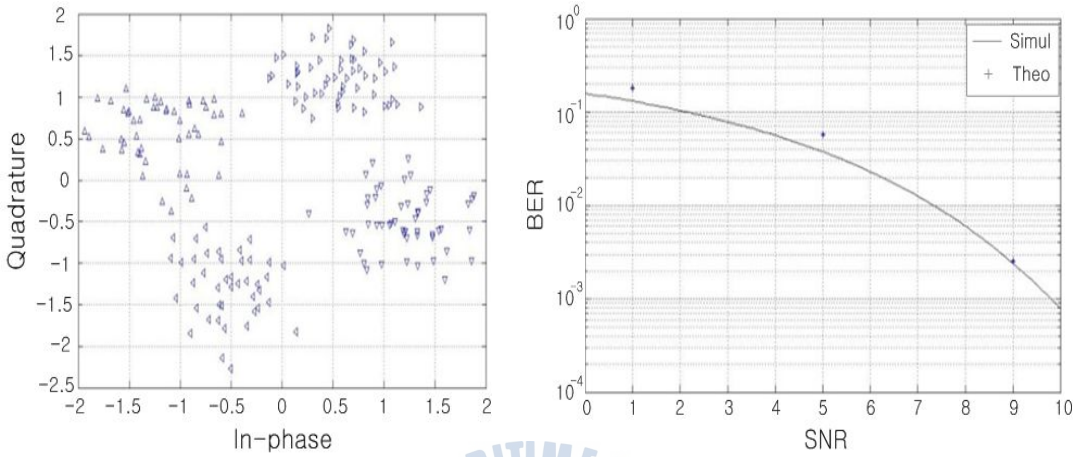
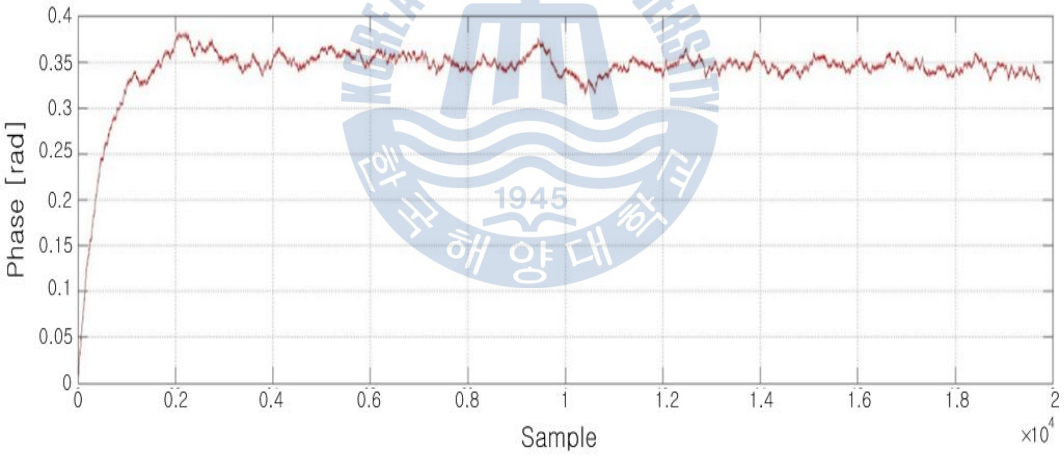


Figure 3.13 Decision-directed PLL

Collection



(a) (b)



(c)

Figure 3.14 Simulation result of decision-directed PLL

(a) Constellation (b) BER (c) Phase estimation

Collection

3.2.3 등화기(Equalizer)

수중통신 채널을 위한 디지털 데이터의 전송에는 다음과 같은 두 가지의 큰 장애요소가 있다. 첫 번째가 다중경로 전달 현상으로 인한 심벌간의 간섭(Inter-symbol interference)이며, 두 번째가 부가잡음이다. 심벌간의 간섭은 수신된 신호들이 수중 채널의 다중경로 특성으로 인해 이전에 전송된 심벌이 현재 수신되는 심벌의 구간에도 수신되는 현상으로, 이는 신호 검출 과정에서 간섭을 발생시켜 수중통신 성능 저하의 주요 원인이 된다. 특히 대역제한 채널의 경우 심벌간의 간섭은 고속 데이터 전달 시스템의 설계에 있어 가장 중요한 요소이다. Fig 3.15는 채널 특성에 의해 왜곡된 신호의 간단한 예를 보여준다. 입력 신호를 $x(t)$, 채널의 응답을 $h(t)$로 두었을 때, 수신단의 신호 $y(t)$는 식(3.28)과 같이 표현된다.

$$y(t) = x(t)h_0(t) + \sum_{k=1}^{m} x(t-k)h_k(t) + n(t) \tag{3.28}$$

여기서 두 번째 항은 채널에 의해 야기된 심벌간의 간섭과 잡음의 영향을 나타낸 수열이다. 잡음이 없는 경우에도 채널의 영향으로 일그러진 신호는 심벌간의 간섭을 유발한다.

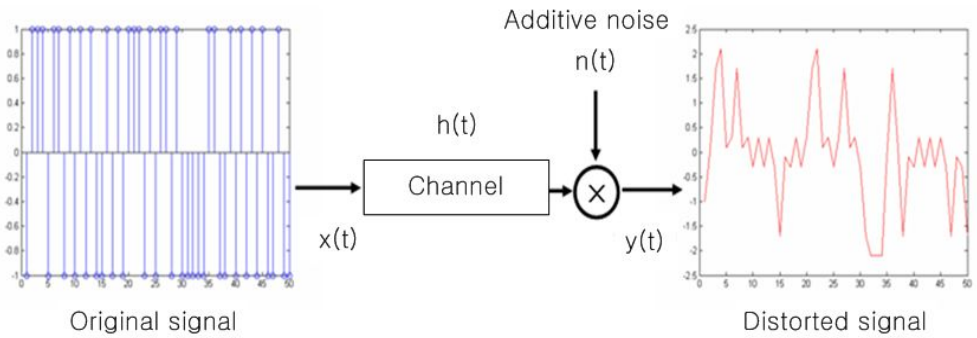


Figure 3.15 Signal distortion due to channel characteristics

Collection

심벌간의 간섭의 영향을 줄이기 위하여 수신기의 전단에 사용되는 디지털 필터를 등화기(Equalizer)라 한다. 시변 특성을 가지는 수중 통신 채널에서 심벌간의 간섭은 비트 오율과 고속 데이터 전송을 제한하는 중요한 요인이므로 채널 등화를 통해 주파수에 따른 왜곡된 전송 특성을 효과적으로 보상하여야 한다. 일반적으로 디지털 통신 시스템에서는 채널의 주파수 특성을 수신측에서 미리 계산하도록 원 신호를 송신하기 전 송신측과 수신측이 사전에 약속한 훈련 신호(Training sequence)을 전송한다. 수신측에서는 연습 신호를 이용하여 채널의 주파수 특성을 계산한 후 역 특성을 갖도록 디지털 필터 계수를 조절하여 채널에서 발생하는 신호의 왜곡을 보상한다. 즉 통신 채널의 주파수 특성과 등화기의 주파수 특성은 서로 역 관계에 있으므로 이들의 종합 주파수 특성은 '1'이 되고 채널의 왜곡 특성을 상쇄하여 심벌간의 간섭의 영향을 제거한다.

수중 채널과 같이 대역 제한된 시변 채널에서 심벌간의 간섭을 없애기 위한 등화기법은 일반적으로 선형 등화와 비선형 등화로 나눠진다. 선형 등화기는 계수조정이 가능한 유한 임펄스응답 필터로 구성되는데, 등화기의 계수조정은 신호가 수신되는 동안 검출기의 출력에서의 결정을 이용하여 적응적으로 수행된다. 이러한 등화기 계수의 최적화에 있어서 가장 많이 사용되는 기준은 원하는 등화기 출력과 실제 등화기 출력 사이에 평균제곱오차(MSE)를 최소로 하는 것이다. MSE의 최소화는 식 (3.29)로 표현 될 수 있는 계수벡터에 대한 최적 필터 계수가 된다.

$$C_{opt.} = P^{-1}\xi \tag{3.29}$$

여기서 P는 임의의 주어진 시간에서의 등화기 신호 상관 행렬이고, ξ는 원하는 데이터 심벌과 등화기 신호샘플의 신호상관 벡터를 의미한다. LMS 알고리즘을 이용하여 회귀적으로 MSE를 최소화하며, 알고리즘은 식 (3.30)과 같이 표현된다.

$$C_{k+1} = C_k + \triangle_{e_k} X_k^*, \quad k = 0,1,2,..., \tag{3.30}$$

Collection

여기서 C_k는 k번째 등화기계수의 벡터를 나타내며, X_k는 k번째 반복 때 등화기에 저장된 신호벡터, e_k는 오차 신호, △는 스텝 사이즈 이다. 스텝 사이즈는 등화기의 적응속도와 LMS 알고리즘의 안정성을 조정한다. △의 선택은 빠른 수렴속도와 자체 잡음의 분산을 작게 유지하려는 기준 사이에서 적정한 값으로 설정하게 된다. LMS 알고리즘에 비해 복잡하지만 오차의 수렴속도가 빠른 기법인 순환 최소 제곱(RLS : Recursive least square) 알고리즘을 등화기계수 조정법에 사용한다면 훨씬 빠른 수렴 값을 얻을 수 있다.

비선형 등화기는 채널왜곡이 너무 심해서 선형 등화기의 성능이 떨어질 경우 사용한다. 선형 등화기는 주파수 특성이 Spectral null을 가지는 채널에서는 성능이 좋지 못하다. 채널왜곡을 보상하기 위해 선형 등화기는 Spectral null 부근에 큰 이득을 주기 때문에 수신신호에 나타나는 부가잡음 등을 크게 증가시킨다. 결정 궤환 등화기(Decision Feedback Equalizer : DFE)는 등화기의 출력으로 추정된 신호로부터 판정한 신호를 궤환 함으로써 성능 향상을 시킨 대표적인 비선형 등화기이다.

DFE의 기본 개념은 만약에 이전에 검출된 심벌의 값을 알면 (과거 판정이 옳다고 가정하면) 등화기 출력으로부터 적당한 가중치를 가하고 과거의 심벌 값을 뺌으로써 주어지는 ISI를 정확히 상쇄할 수 있다는 점이다. 결정 궤환 등화기가 선형 등화기와 다른 점은 입력단과 연결된 순방향(Feedforward) 필터 외에 출력단에 연결된 궤환(Feedback)필터의 조합으로 구성되어 있다는 점이며, 식 (3.31)과 같이 표현된다.

$$z_m = \sum_{n=1}^{N_1} c_n y(mT - n\tau) - \sum_{n=1}^{N_2} b_n \hat{a}_{m-n} \tag{3.31}$$

여기서 c_n 과 b_n 은 각각 순방향 필터와 궤환 필터의 조정 가능한 계수이며, $\hat{a}_{m-n}$은 이전에 검출된 심벌들이며, N_1은 순방향 필터의 차수, N_2는 궤환 필터의 차수이다. 입력 z_m에 기초해서, 검파기는 가능한 전송 심벌들 중에 어느 것이 입력신호 a_m에 거리상 가까운지 결정한다. 그 결정 후에 a_m을 출력한다.

Collection

DFE를 비선형적으로 만드는 것은 입력을 궤환 필터에 공급하는 검파기의 비선형 특성이다. 순방향 필터와 궤환 필터의 탭 계수들은 어떤 원하는 성능 지수를 최적화하기 위해 선택되는데 LMS(Least Mean Square)나 RLS(Recursive Least Square)와 같은 Stochastic gradient algorithm이 보편적으로 사용된다.

DFE의 판정오류 발생률이 충분히 작다면 수신신호를 추정함에 있어서 잡음 성분이 포함되지 않은 판정된 과거의 수신신호를 사용함으로 결정 궤환 등화기는 같은 차수의 선형 등화기보다 좋은 성능을 가진다. 결국 결정 궤환 등화기의 장점은 ISI를 제거하기 위해 부가적으로 작용하는 회귀 필터가 잡음 없는 양자화 된 한도 내에서 동작하고 따라서 그 출력이 채널 잡음에 무관하다는 것이다. 그러나 이는 모두 결정 오차가 없다는 가정 하에 도출된 결과로서, 이와 같은 Decision Error Free라는 가정은 극히 비현실적이다. DFE의 경우 한 개의 Decision Error를 궤환 필터를 통해 다시 받게 되면 DFE의 성능 저하가 발생한다. 잘못 결정된 심벌을 통하여 ISI를 완화시키기보다 ISI를 강화시키기 때문이다. DFE의 궤환 구조 때문에 과거의 Decision 결과가 현재의 Decision에 영향을 미치므로 일반적으로 Decision Error를 동반하게 된다. 이로 인해 오차 신호가 DFE를 통해 루프를 궤환하면서 오차가 커지게 되며 이를 오차 전파(Error Propagation)라고 부른다. 오차 전파는 DFE의 결정 오차를 순간적으로 크게 만들 수 있으며, 따라서 심벌 오차율을 증가시킨다. 오차 전파는 채널 지연 확산이 심벌 길이와 같거나 짧다면 일반적으로 DFE의 성능에 큰 영향을 주지 않지만 고속 전송을 위해 대역폭이 증가하면서 지연 확산 길이가 증가한다면 오차 전파가 문제되는데 수중 채널과 같이 지연 확산 현상이 심한 환경에서 특히 문제가 될 수 있다. 또한, 변조율이 높을 경우 변조율이 낮은 경우보다 더욱 민감해지며, Feedback Tap이 N개라면 2^N만큼 오차 확률이 증가한다. 그러므로 DFE 성능을 향상시키기 위해서는 우선 오차 전파의 영향을 완화시키는 것이 필요하다.

이러한 오차 전파의 영향을 최소화하기 위하여 다양한 시도가 진행되어 왔다. 오차 전파를 최소화하기 위한 연구 방향은 오차 전파를 모델링하여 DFE 계수를 찾는 방법보다 Decision device의 성능을 향상시키는 방향으로 발전되어 왔다. 첫째는 보다 정확한 심벌 검출을 위해 Symbol to symbol에서

Collection

sequence detection을 이용하여 향상시킨 방법이다. 이 접근 방법의 예로 Partially MLSD를 적용한 연구를 들 수 있다. 다른 접근 방법으로 Detection의 성능은 그대로 두고 Decision Device를 DFE를 위한 Feedback sample generator라고 보고 이를 최적화하여 Decision Mean Squared Error (MSE)를 줄이는 방법에 대한 연구가 있다[54,55]. 또 다른 접근 방법으로는 적응형 forgetting factor를 가지는 RLS-DFE에 관한 연구가 있다[56].

일반적인 RLS-DFE는 페이딩 채널에 맞추어 자승 오차를 최소화 하도록 DFE 탭 계수들을 조절한다. 특히 시변 채널 환경에서 DFE 탭 계수의 값을 결정하기 위해 RLS 알고리즘은 forgetting factor($\lambda \in (0,1)$)를 사용하게 되며, forgetting factor는 채널의 변화에 대응하기 위해 현재의 데이터에 가중치를 주게 된다. 하지만 시변 채널 환경에서 forgetting factor는 다중경로로 인한 지연 효과로 인해 추정 잡음과 추정 오차라는 두 가지 형태의 오류를 가지게 된다. 만약 forgetting factor가 작을 경우 채널의 변화에 따른 반응이 좋으며, 지연 효과로 인해 발생하는 추정 오차를 감소시키는 반면에 forgetting factor가 클 경우 추정 잡음을 감소시킨다[26,57]. 그러나 시변채널 환경에서 고정된 forgetting factor는 채널의 변화에 대응할 수 없으므로 이를 극복하기 위해 적응형 forgetting factor를 가지는 RLS-DFE에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 본 논문에서 사용한 적응형 forgetting factor RLS-DFE의 구조는 Fig 3.16과 같다[56]. Fig 3.16의 DFE system은 식 (3.32)과 같이 표현할 수 있다.

$$C_{i+1} = C_i \tag{3.32}$$

$$v_i = U_i^H C_i + w_i$$

C_i는 탭 계수 벡터, v_i는 이상적인 결과 값을 의미하며, w_i는 AWGN을 의미한다. 그리고 U_i는 입력 벡터를 의미하며 식 (3.33)과 같이 표현된다.

$$U_i = [r_i^*, r_{i-1}^*, \cdots, r_{i-m_1}^*, -x_{i-1}^*, -x_{i-2}^*, \cdots, -x_{i-m_2}^*]^T \tag{3.33}$$

Collection

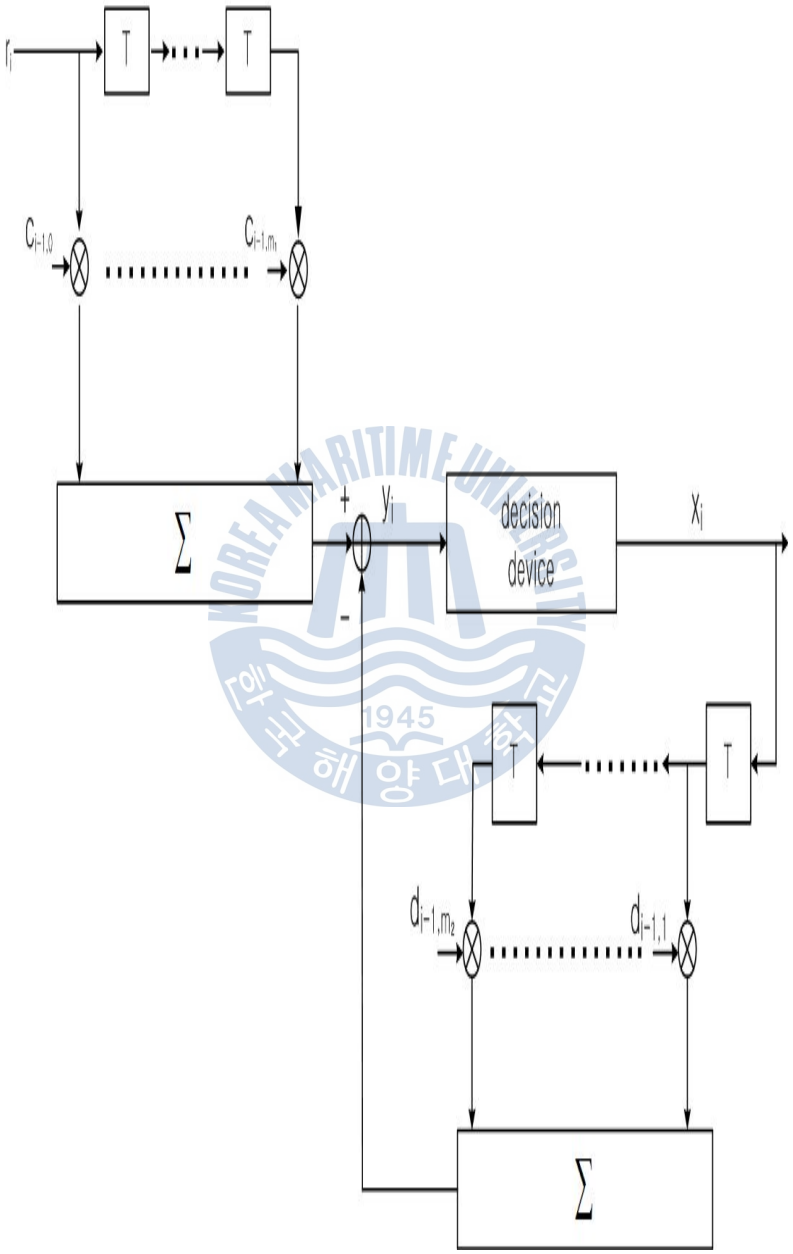


Figure 3.16 Structure of DFE

Collection

Fig 3.16에서 decision device의 입력인 y_i는 식 (3.34)와 같이 표현된다.

$$y_i = \sum_{k=0}^{m1} \hat{c}_{i-1-k} r_{i-k} - \sum_{k=1}^{m2} \hat{d}_{i-1-k} x_{i-k} = U_i^H \hat{C}_{i-1} \tag{3.34}$$

여기서 $\hat{C}_{i-1} = [\hat{c}_{i-1,0}, \hat{c}_{i-1,1}, \cdots, \hat{c}_{i-1,m_1}, \hat{d}_{i-1,0}, \hat{d}_{i-1,1}, \cdots, \hat{d}_{i-1,m_2}]^T$ 이며, 등화기의 출력 v_i와 수신신호 y_i 사이의 오차인 등화 오류 e_i는 식 (3.35)과 같이 표현된다.

$$e_i = v_i - y_i = v_i - U_i^H \hat{C}_{i-1} \tag{3.35}$$

식 (3.35)과 같이 얻어진 등화기 오차의 제곱평균오차(MSE)를 최소화해야 하며, 적응형 forgetting factor를 가지기 위해 평가함수는 식 (3.36)과 같이 표현된다.

$$J_i = \sum_{k=0}^{i} \lambda_{i-k} |e_k|^2 = \sum_{k=0}^{i} \lambda_{i-k} |v_k - U_k^H \hat{C}_{k-1}|^2 \tag{3.36}$$

여기서 λ_{i-k} 는 exponential forgetting factor 이며, 채널의 임펄스 응답의 변화에 따라 값이 변화하게 된다. RLS식을 정리하면 식 (3.37)과 같이 표현된다.

Collection

$$Initial\,value \tag{3.37}$$

$$\hat{C}_0 = \vec{0}, \quad P_0 = \delta I$$

$$Repeatation$$

$$\hat{C}_i = \hat{C}_{i-1} + K_i(v_i - U_i^H \hat{C}_{i-1})^*$$

$$K_i = P_{i-1}^{'} U_i (1 + U_i^H P_{i-1}^{'} U_i)^{-1}$$

$$P_i = (P_{i-1} - K_i U_i^H P_{i-1})/\lambda_i$$

$$P_{i-1}^{'} = P_{i-1}/\lambda_i$$

RLS 알고리즘은 시변채널의 채널 변동성 추정과 동시에 수신 잡음으로 인한 등화기 오차를 억제해야한다. 그러므로 최적 필터 이득 (K_i)는 등화 오류가 잡음과의 상관관계가 최소화 하며, '0' 평균을 가지게 해야 한다. 따라서 등화 오류의 분산은 식 (3.38)와 같이 유도된다.

$$E(e_i e_i^*) = \sigma_w^2 S_i \tag{3.38}$$

$$S_i = 1 + U_i^H P_{i-1}^{'} U_i$$

또한 등화 오류의 자기 상관 함수는 식 (3.39)과 같다.

$$\begin{aligned} R_{ee}(j) &= E(e_i e_{i+j}^*) \\ &= \sigma_w^2 U_{i+j}^H \left[\prod_{k=0}^{j-1} (1 - K_{i+k} U_{i+k}^H) \right] (\lambda_i^{-1} P_{i-1} U_i - K_i S_i), \; j = 1,2,\cdots \end{aligned} \tag{3.39}$$

Collection

식 (3.37)과 식 (3.38)를 식 (3.39)에 대입하여 $R_{ee}(j)=0, j=1,2,\cdots$ 의 조건을 만족해야한다. 따라서 식 (3.39)의 3번째 항이 식 (3.40)과 같은 조건을 만족하는 최적필터 이득을 구해야한다.

$$\lambda_i^{-1}P_{i-1}U_i - K_iS_i = 0, \quad j=1,2,\cdots \tag{3.40}$$

만약 최적필터이득이 이상적인 값이라면, 즉 식 (3.61)을 만족한다면, 식 (3.61)에 의해 식 (3.37)로부터 식 (3.41)와 같은 forgetting factor를 유도할 수 있다.

$$\lambda_i = \frac{\lambda_{i-1}(1+U_i^H P_{i-1}^{'} U_i)}{S_i} \tag{3.41}$$

식 (3.38)은 다음과 같이 식 (3.42)로 표현이 가능하다.

$$\hat{S}_i = \frac{1}{\sigma_w^2}\frac{1}{i-1}\sum_{k=1}^{i} e_k e_k^*, \quad i=1,2,\cdots \tag{3.42}$$

$$= \frac{1}{\sigma_w^2}\frac{\sum_{k=1}^{i-1}\left[\prod_{m=k}^{i-1}\lambda_m\right]e_k e_k^* + e_i e_i^*}{1+\sum_{k=1}^{i-1}\prod_{m-k}^{i-1}\lambda_m}$$

$$= \frac{1}{\sigma_w^2}\frac{\lambda_{i-1}\hat{S}_{i-1} + e_i e_i^*}{\gamma_i}$$

이때 $\gamma_i = 1+\lambda_{i-1}\gamma_{i-1}$ 이다.

Collection

3.3 해상시험 및 분석

앞에서 설명한 변조기법 과 동기화 기법 및 등화기법의 성능을 검증하기 위해 해상 실험을 실시하였다. 해상시험은 2010년 부산 연근해 해상에서 데이터 전송률 증가를 위해 OFDM 변조기법을 이용한 실험과 2011년 동해 해상에서 전송거리 증가를 위해 QPSK, DSSS 변조기법을 이용한 실험을 수행하였다.

3.3.1 고속데이터 전송 기법의 해상시험 결과 및 분석

OFDM 기법은 서로 직교하는 부반송파들을 서로 중첩되게 함으로써 대역폭 효율과 데이터 전송률을 증가시키는 기법이다. 수중음향통신에서의 적용성을 검증하기 위해 OFDM을 이용하여 수중음향통신 실험을 수행하였으며, 실험환경 및 성능 측정을 위한 파라미터는 Table 3.2와 같다.

Fig 3.17은 부산 연근해에서 수행된 해상시험의 모식도를 나타낸다. 송•수신 기간의 거리는 50m이며, 송신기 수심은 3m, 수신기 수심은 3m로 하여 실험을 수행하였다. Fig 3.18은 수중채널을 모델링 한 결과로서, Fig 3.18(a)는 송신신호의 전송경로를 나타내고 있으며, Fig 3.18(b)는 수중채널의 지연확산을 나타내고 있다. 그림을 보면 최초 직접파가 수신된 후 약 20ms 후에 해수면에 의해 생성된 반사파가 수신되는 것을 볼 수 있으며 계속해서 해수면과 해저면을 통한 반사파가 수신된다.

Fig 3.19는 OFDM 통신 시스템의 해상시험 블록다이어그램 이다. 송신 PC에서 생성된 전송신호는 DAC와 파워앰프를 통해 수중채널로 전송되며, 수중채널을 통해 전송된 신호는 아날로그필터와 ADC를 거쳐 수신 PC에 저장된다.

Fig 3.20(a)는 수신신호를 동기화 및 등화기를 사용하지 않고 순수 OFDM의 성능만으로 복조된 성상도 그림을 나타낸다. 56,000 비트 중 1,385 비트의 오차가 발생하여 BER은 2.47×10^{-2}이며, 동기화 및 등화기를 하지 않아 오차가 복원되지 않으므로 성상도가 원래의 값에서 회전하거나 퍼지는 것을 확인할 수 있다. Fig 3.20(b)는 동기화와 등화기를 적용한 후 성상도 결과로서 56,000 비트 중 117 비트의 오차가 발생하여 BER은 2.09×10^{-3}이며, 동기화와 등화기에 의

Collection

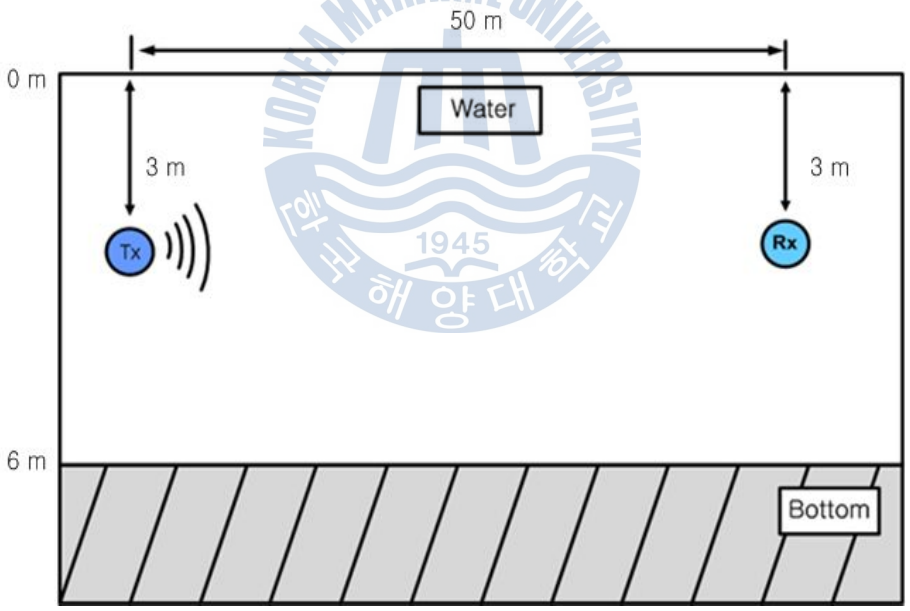
해 오차들이 복원되는 것을 확인할 수 있다. Fig 3.20(c)는 Fig 3.20(b)의 신호를 본래의 이미지로 변환했을 때의 결과이며, 몇몇 오차 데이터로 인해 그림의 일부가 잘못 변환되어 나온 것을 확인할 수 있다.

Table 3.2 Experiment parameter of Busan littoral sea

소스	Image (70*100*8=56,000 bits)
변조기법	OFDM
전송속도	5 kbps
부반송파	1024 symbol
전송 거리	50 m
주파수	Carrier : 24 kHz / Sampling : 192 kHz
송·수신 센서	Tx : ITC-1001 / RX : B&K-8103
수심	Water : 6 m / Tx : 3 m / Rx : 3 m

Collection

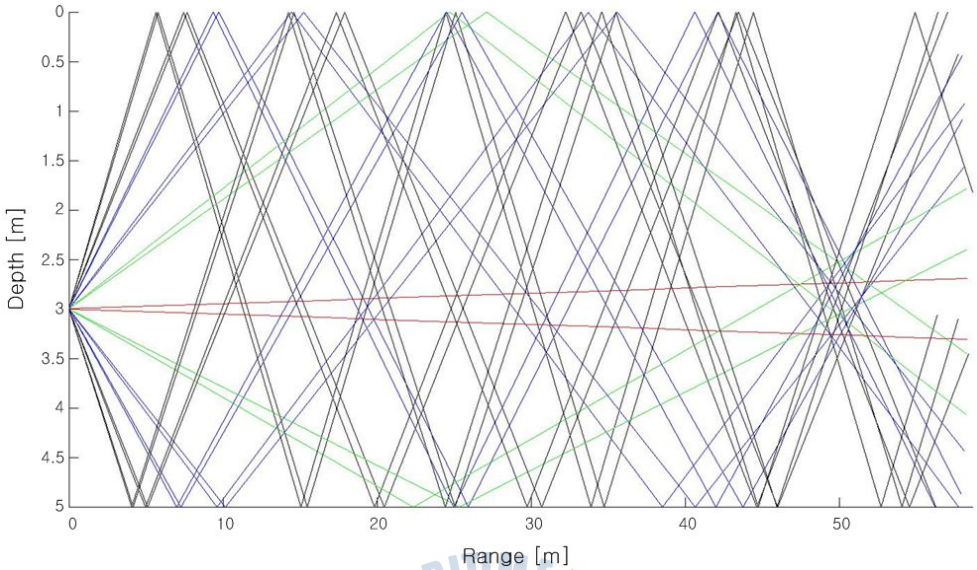
(a)



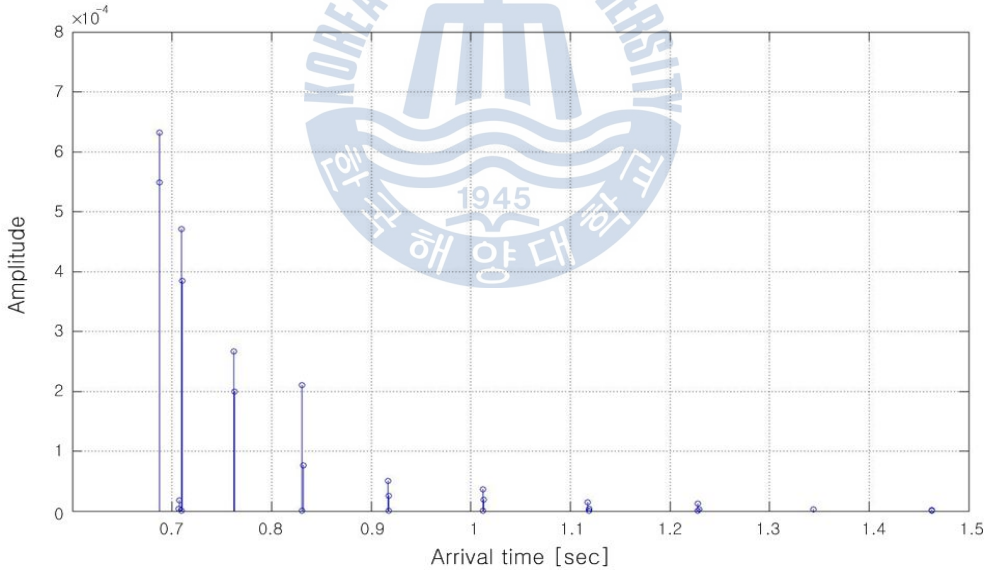
(b)

Figure 3.17 Experiment environment of Busan littoral sea (a) experiment area (b) block diagram of experiment area

dCollection



(a)



(b)

Figure 3.18 Delay spread of Busan littoral sea

(a) eigenray (b) channel impulse response

Collection

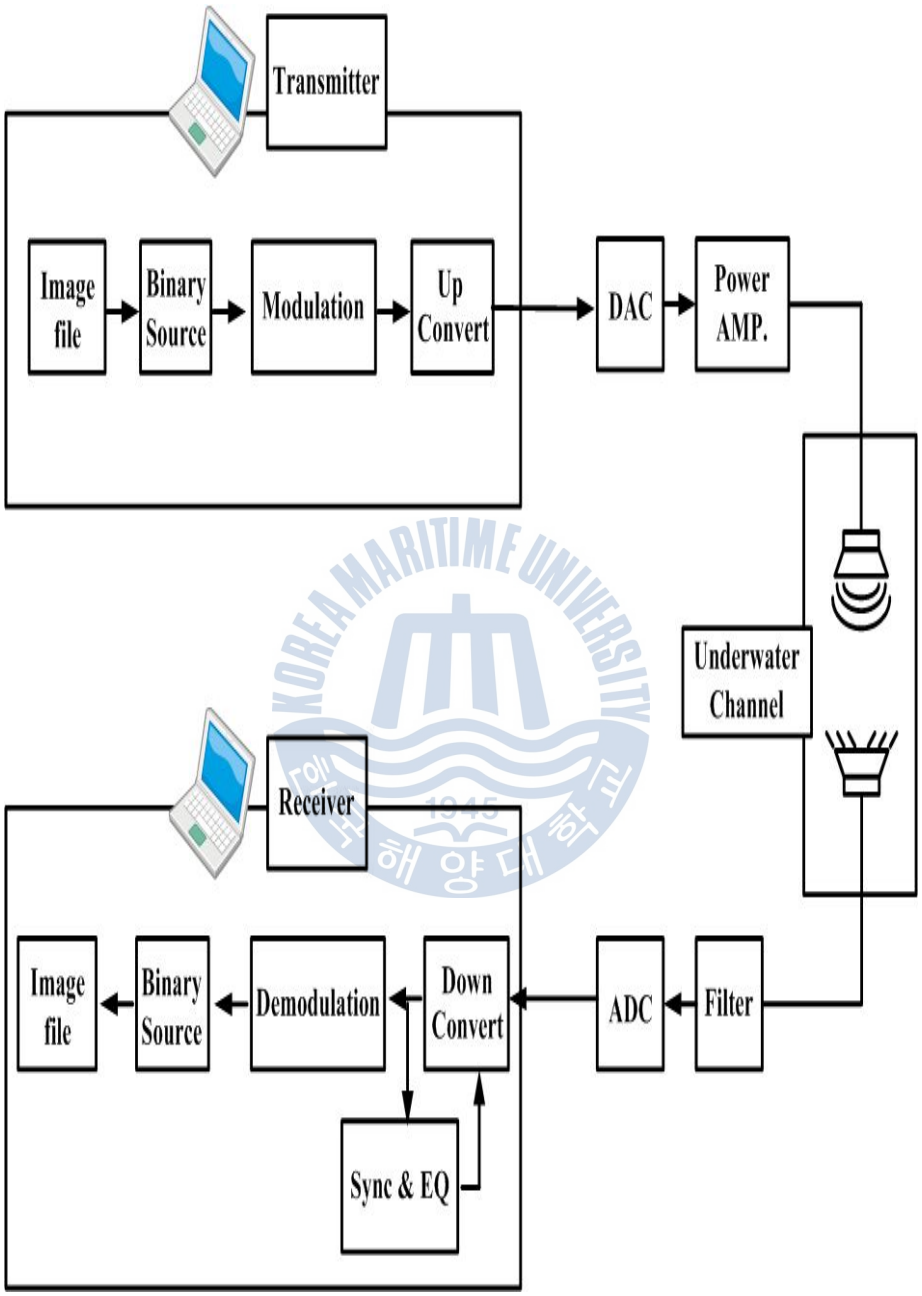
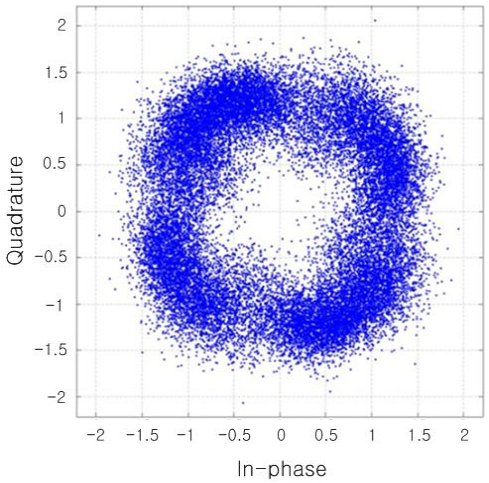
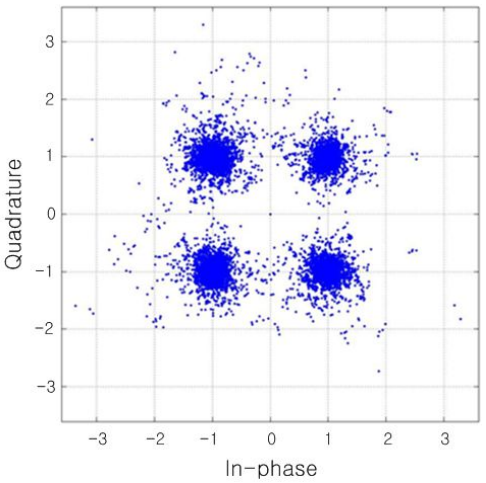


Figure 3.19 Block diagram of OFDM experiment

Collection



(a)



(b)

(c)

Figure 3.20 Experiment result of OFDM

(a) constellation(before sync and EQ) (b) constellation(after sync and EQ)

(c) received image

Collection

3.3.2 전송거리 증가를 위한 전송기법의 해상시험 결과 및 분석

Table 3.3과 Fig 3.21은 동해에서 수행된 해상시험의 파라미터와 모식도를 나타낸다. 송•수신기간의 거리는 3~5km 이며, 송신기 수심은 100m, 수신기 수심은 200m로 하여 실험을 진행하였다.

Table 3.3 Experiment parameter of east sea trial

Source	Text (100*8=800 bits)
Modulation	QPSK, DSSS
Bit rate	1 kbps, 100 bps (DSSS)
Distance	3 km, 5 km
Frequency	Carrier : 6 kHz / Sampling : 60 kHz
Sensor	Tx : MOBY / RX : Reson(1ch*3ea)
Depth	Water : 200 m / Tx : 100 m / Rx :200 m

또한 해상시험과 함께 실험 해역의 음속구조를 파악하기 위해 송신부에서 30분 주기로 XBT를 투하하여 Fig 3.22와 같은 수심에 따른 음속 구조를 수집하였다. 음속구조를 살펴보면 해수면으로부터 약 50 m 까지는 수온의 변화로 인해 음속이 급격히 변화하는 것을 확인할 수 있으며, 실험에 사용된 송신기의 수심인 100 m 지점과 수신기의 수심인 200 m의 경우 수온의 변화가 거의 없어서 음속이 등속임을 확인할 수 있다.

Collection

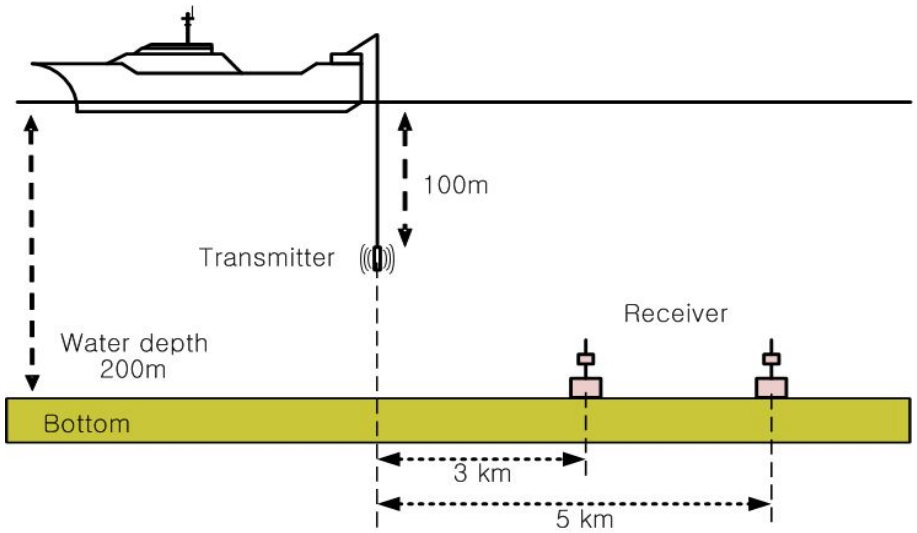


Figure 3.21 Experiment environment of experiment area

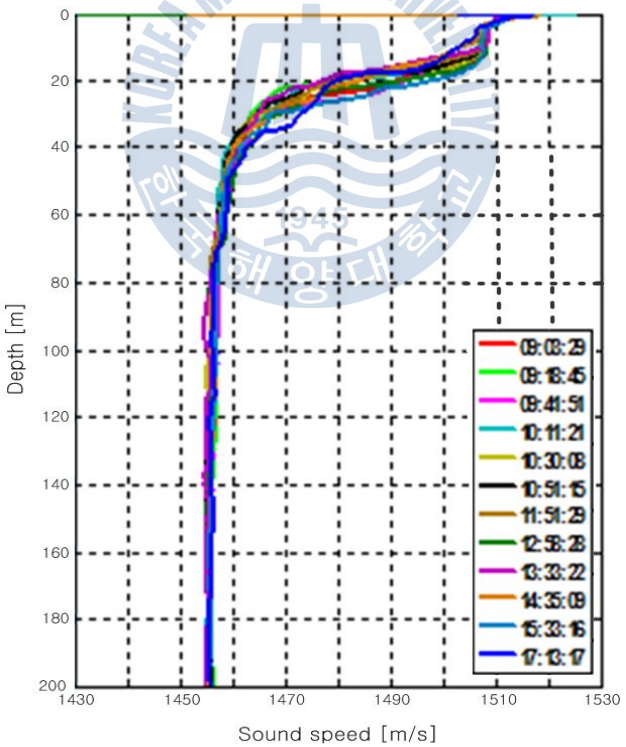


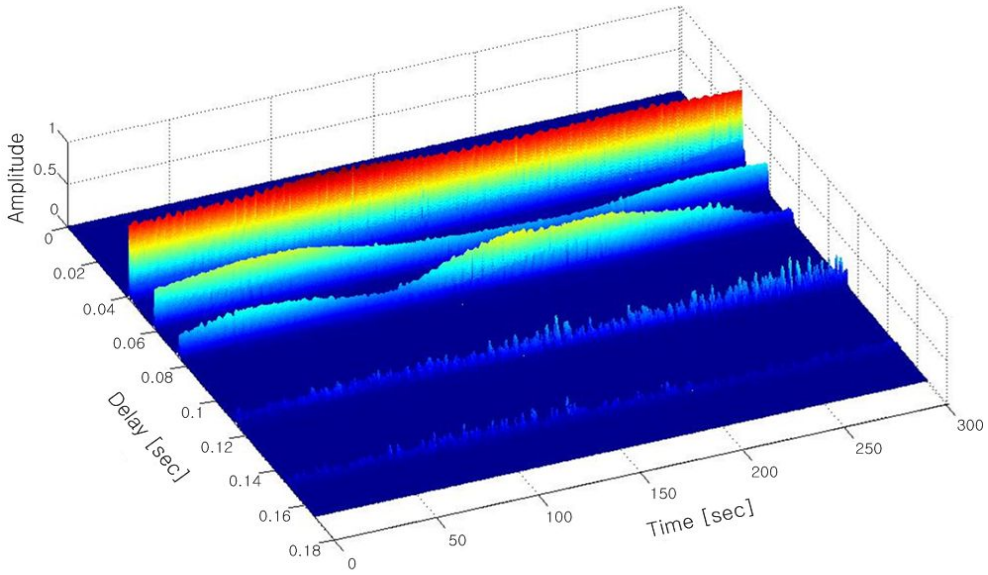
Figure 3.22 Sound velocity profile of experiment area

Collection

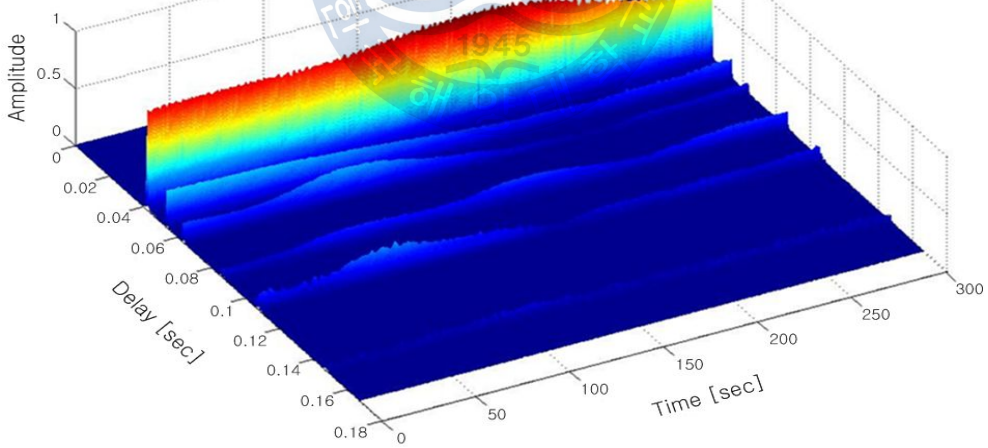
4 kHz (4-8 kHz) 대역폭을 가지는 LFM 신호를 약 5분간 전송하여 실제 수중채널의 임펄스 응답을 구하였으며, 그 결과는 Fig 3.23과 같다. Fig 3.23(a)는 거리 3 km에서의 수중채널의 임펄스 응답이다. 그림을 보면 직접파가 도착하고 약 20 ms 이후부터 반사파가 수신되는 것을 확인할 수 있다. 또한 직접파는 일정한 진폭으로 수신이 되지만, 반사파의 경우 시간에 따라 진폭이 변화하는 것을 확인할 수 있다. Fig 3.23(b)는 거리 5 km에서의 수중채널의 임펄스 응답이다. 그림을 보면 직접파가 도착하고 약 10 ms 이후부터 반사파가 수신되는 것을 확인할 수 있다. 5 km의 경우 3 km와는 다르게 직접파의 진폭이 일정하지 않고 직접파와 반사파 사이의 시간차가 짧으며, 직접파에 비해 반사파의 진폭이 작으면서 오래 수신되는 것을 확인할 수 있다.

Fig 3.22에 수집된 음속 구조를 바탕으로 수중채널 모델링 프로그램을 이용하여 실험을 실시한 해역의 수중채널을 수신부의 거리에 따라 모델링 하였으며 그 모의 수중채널의 결과는 Fig 3.24, Fig 3.25와 같다. Fig 3.24(a)는 거리에 따른 신호의 전달 손실을 나타내는 그림이며, 거리 3 km와 5 km에 위치한 수신부에 신호가 도달하는 것을 확인할 수 있다. Fig 3.24는 수신부의 거리가 3 km일 때 신호의 전송 경로를 나타낸 그림이며, Fig 3.24(b)에서 빨간색 라인이 직접파이며 파란색 라인의 경우 해수면과 해저면에 의해 발생한 반사파이다. Fig 3.24(c)와 Fig 3.24(d)를 보면 최초의 신호가 수신된 후 약 2 ms 후 해저면에 반사된 신호가 수신되었으며, 이후 신호가 110 ms 까지 순차적으로 수신되는 것을 확인할 수 있다. Fig 3.24(d)에서 'D'는 직접파, 'B'는 해저면에 반사되어 수신된 신호를 의미하며, 'S'는 해수면에 반사되어 수신된 신호를 의미한다. Fig 3.25는 수신부의 거리가 5 km 일 때 신호의 전송 경로를 나타낸 그림이며, Fig 3.25(a)에서 빨간색 라인이 직접파이며 파란색 라인의 경우 해수면과 해저면에 의해 발생한 반사파이다. Fig 3.25(b)와 Fig 3.25(c)를 보면 최초의 신호가 수신된 후 약 1 ms 후 해저면에 반사된 신호가 수신되었으며, 이후 신호가 110 ms 까지 순차적으로 수신되는 것을 확인할 수 있다.

Collection



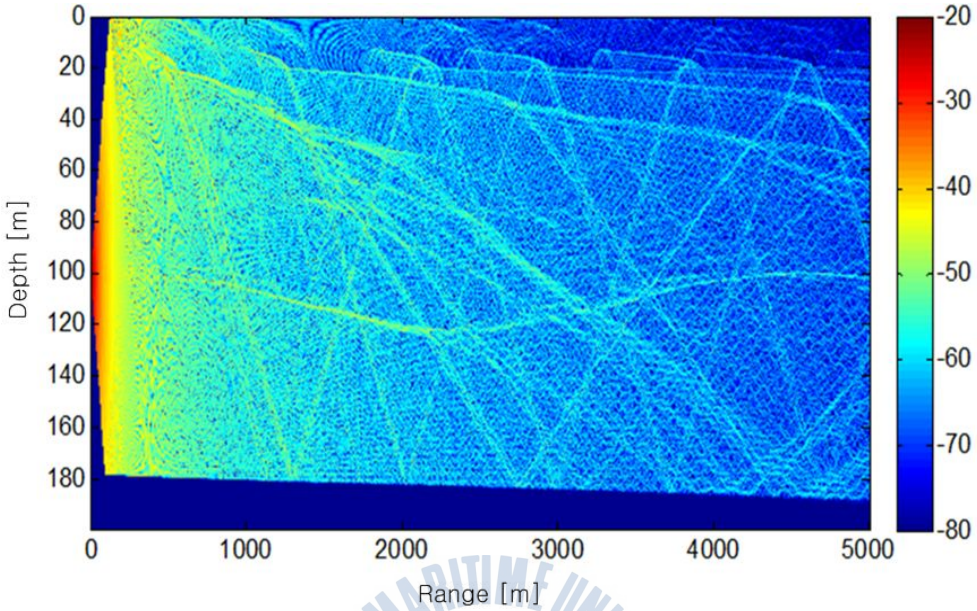
(a)



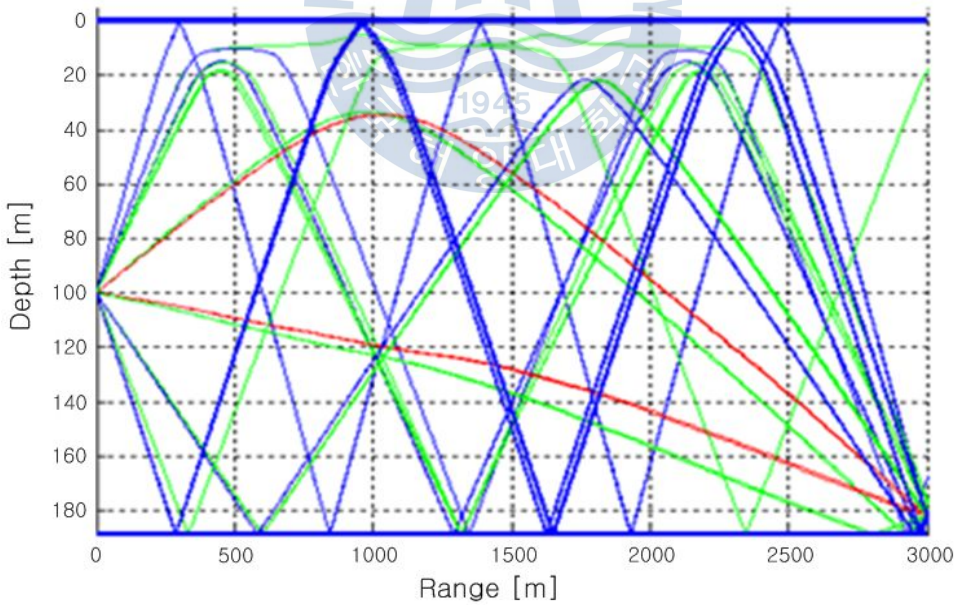
(b)

Figure 3.23 Channel impulse response of experiment area
(a) 3 km (b) 5 km

Collection

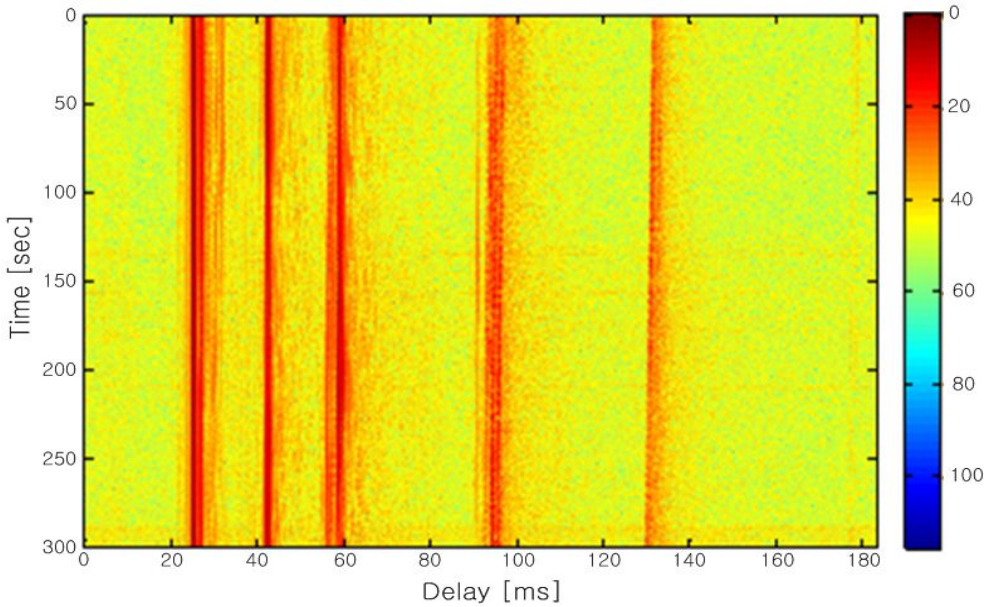


(a)

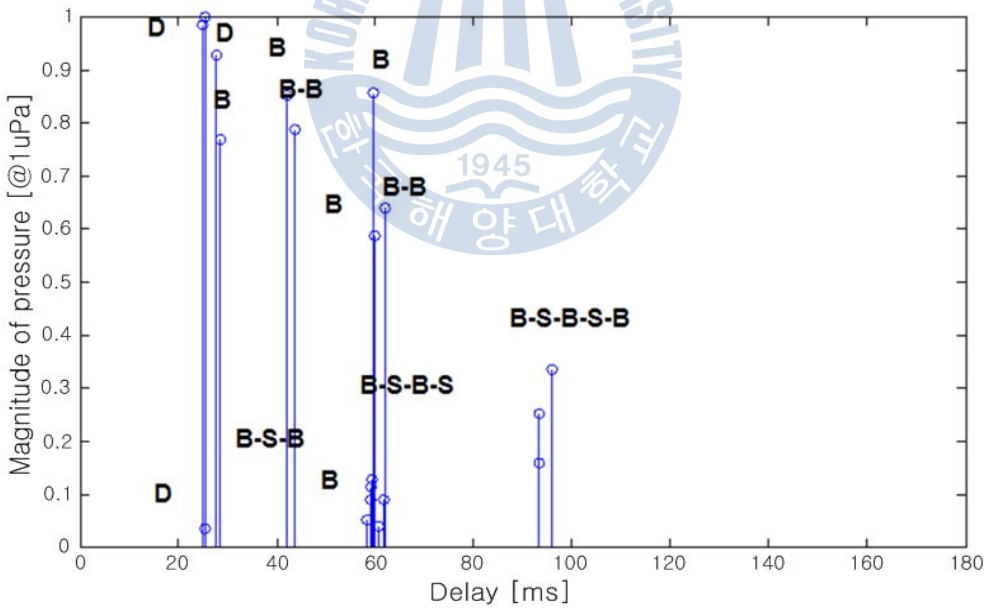


(b)

dCollection



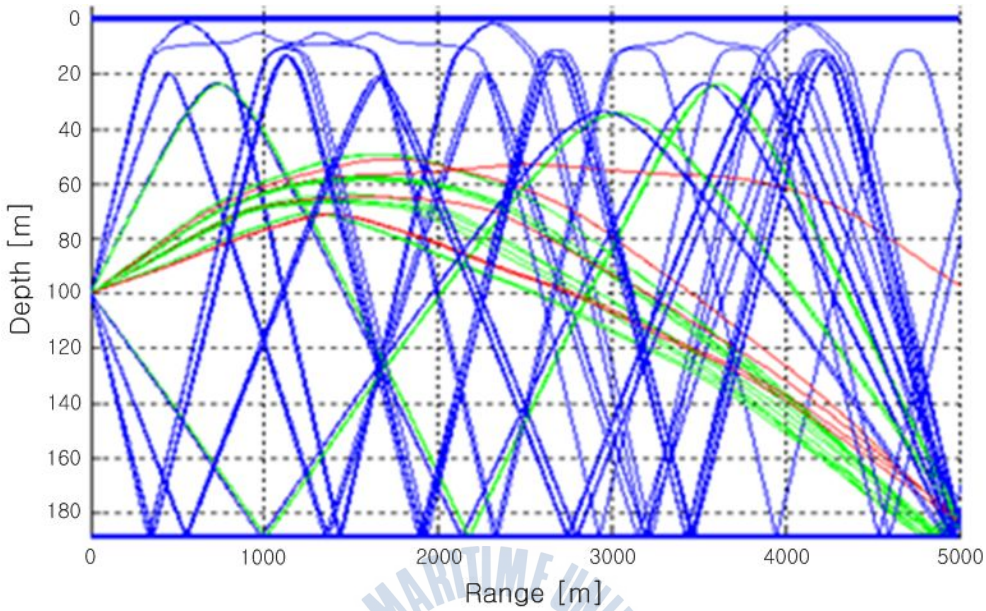
(c)



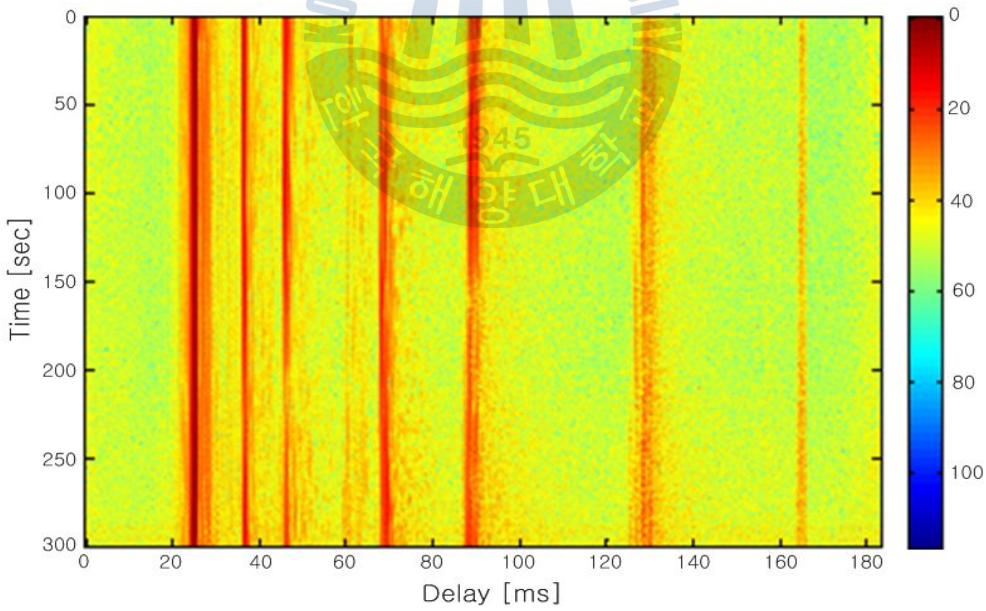
(d)

Figure 3.24 Result of the underwater channel modeling(3 km)
(a) transition loss (b) eigenray (c) delay spread(2D) (d) delay spread

dCollection

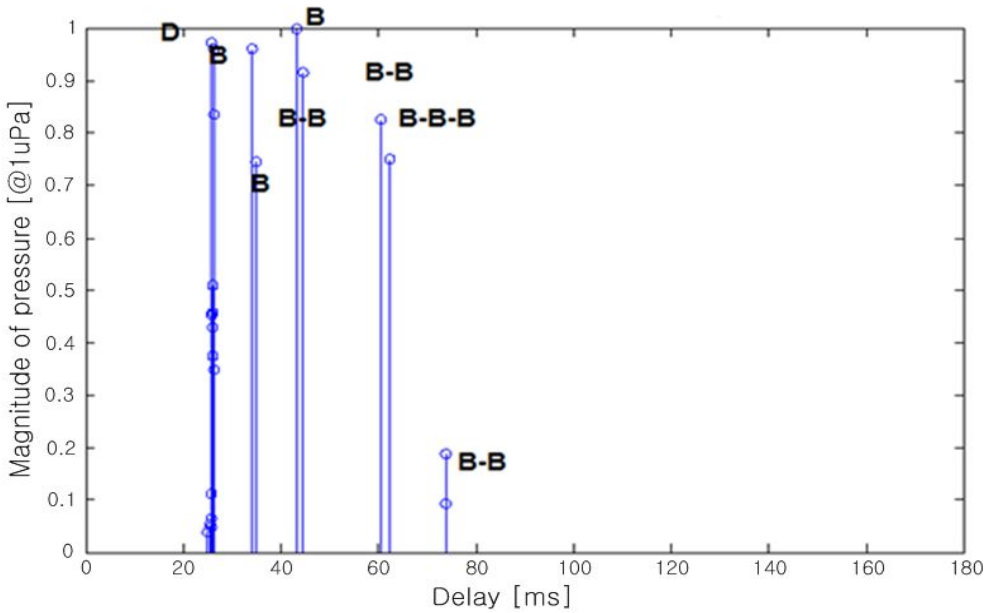


(a)



(b)

dCollection



(c)

Figure 3.25 Result of the underwater channel modeling(5 km)
(a) Eigenray (b) Delay spread(2D) (c) Delay spread

Fig 3.26은 앞서 설명한 수중음향통신 시스템의 블록 다이어그램이다. 사용되어진 변조기법으로는 QPSK와 QPSK를 기반으로 하는 대역확산 기법인 DSSS 기법을 사용하였다.

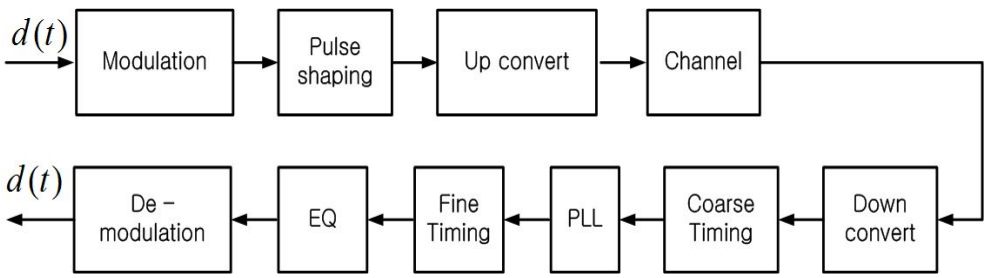


Figure 3.26 Block diagram of communication system

Collection

수중과 같이 다중경로의 영향이 큰 통신 채널의 경우 수중채널의 지연확산에 알맞은 송신신호 패킷의 선택은 통신 시스템의 성능을 결정함에 있어 매우 중요하다. Fig 3.27은 채널의 지연확산과 수신부의 적응 등화기를 고려하여 구성한 송신신호 패킷구조이다. 일반적인 패킷 구조의 경우 일정길이의 훈련심벌 전송 후 데이터를 전송하므로 초반의 훈련구간에서는 정확도 높은 채널의 추정이 가능한 반면에 데이터신호가 전송되는 구간의 중간에 채널의 특성이 변화할 경우 채널의 변화에 대해 반응을 하지 못하게 된다. 이를 극복하기 위해 데이터 전송 구간의 중간에 훈련신호를 삽입하여 송신신호의 전송 구간에서 발생하는 채널의 변화를 추적하여 대응할 수 있도록 하였다. 또한 초기훈련 구간과 중간 훈련 구간에서 채널 추정과 동시에 위상 추정을 통해 일정 한계범위를 넘어가는 위상을 보상하도록 하였다.

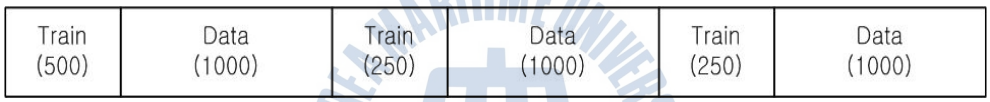


Figure 3.27 Packet structure of transmission signal

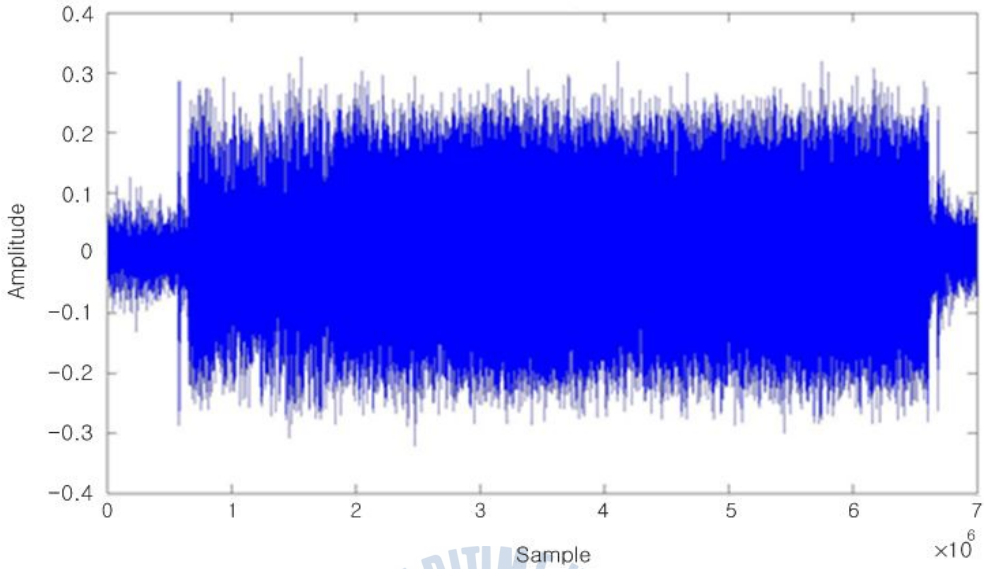
Fig 3.28은 거리 3 km 수신부에서 수신된 신호이다. Fig 3.28(a)는 대역 통과 필터를 통과하기 전의 신호이며, Fig 3.28(b)는 대역 통과 필터를 통과한 후의 신호 이다. 또한 Fig 3.28(b)에서 파란색은 송신 신호이며, 붉은색은 수신신호이다. 송신신호와 수신신호를 비교해 보면, 수신신호가 수중채널의 영향으로 인해 많이 왜곡되었음을 확인할 수 있다. 이러한 신호의 왜곡은 QPSK 변조기법의 위상을 이동시켜 전송성능을 저하시키며, 이를 보상하기 위해 PLL 및 등화기를 적용하였다.

Fig 3.29는 수신신호에 PLL을 적용하였을 때의 결과 그림이다. 파란색은 수신신호이며, 빨간색은 위상오차를 보상한 결과 그림이다. Fig 3.29(a)를 보면 신호가 전송됨에 따라 위상이 변화되는 것을 확인할 수 있으며, PLL이 위상오차를 올바르게 추정하는 것을 확인할 수 있다. Fig 3.29(b)는 송신신호와 수신신호

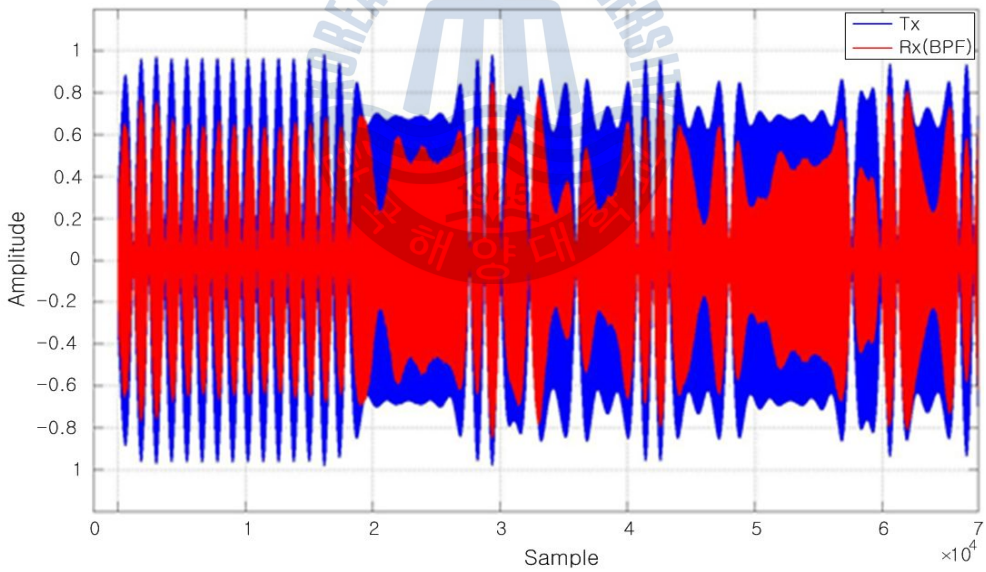
Collection

그리고 위상오차를 보상한 결과의 그림을 중첩시켜 놓은 그림이다. 파란색은 송신신호이며, 검은색은 수신신호, 빨간색은 위상오차 보상 결과이다. 그림을 보면 수중채널의 영향으로 인해 수신신호가 왜곡되었으나 PLL에 의해 수신신호가 보상되는 것을 확인할 수 있다. PLL에 의해 보상된 신호는 최종적으로 등화기를 이용하여 다중경로로 인한 인접심벌간의 간섭을 제거하게 된다. Fig 3.30은 PLL의 통과 전•후와 등화기 통과 후의 성상도 그림을 보여준다. Fig 3.30(a)는 수신신호를 아무런 신호처리를 하지 않고 복조한 결과로서 전체 8,000 bit 중 3,611 bit의 오차가 발생하였으며 BER은 4.51×10^{-1} 이었다. Fig 3.30(b)는 PLL을 적용하여 복조한 결과로서 1,799 bit의 오차 발생으로 BER은 2.25×10^{-1} 이었다. Fig 3.30(c)는 PLL로 보상된 신호에 RLS-DFE 등화기를 이용하여 인접 심벌간의 간섭을 제거한 후 복조한 결과로서 117 bit의 오차가 발생하였으며, BER은 1.46×10^{-2} 이다. 이 정도의 오차는 이후 채널 부호화 블록에서 모두 오류 정정이 가능한 범위이다. 이 실험에서는 QPSK 신호를 약 20회에 걸쳐 반복적으로 송신하였으며 각각의 수신신호의 BER은 실험결과 최소 9.62×10^{-2}, 최대 4.51×10^{-1} 로 나타났다.

Collection



(a)

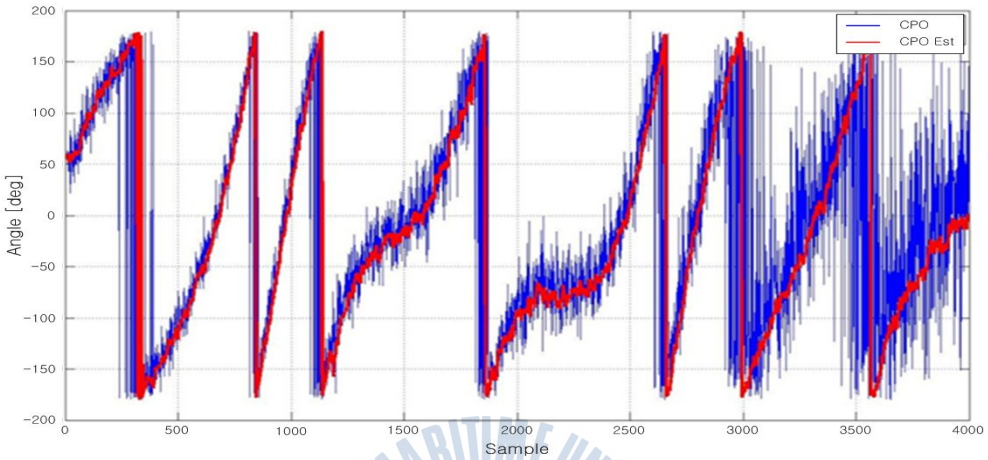


(b)

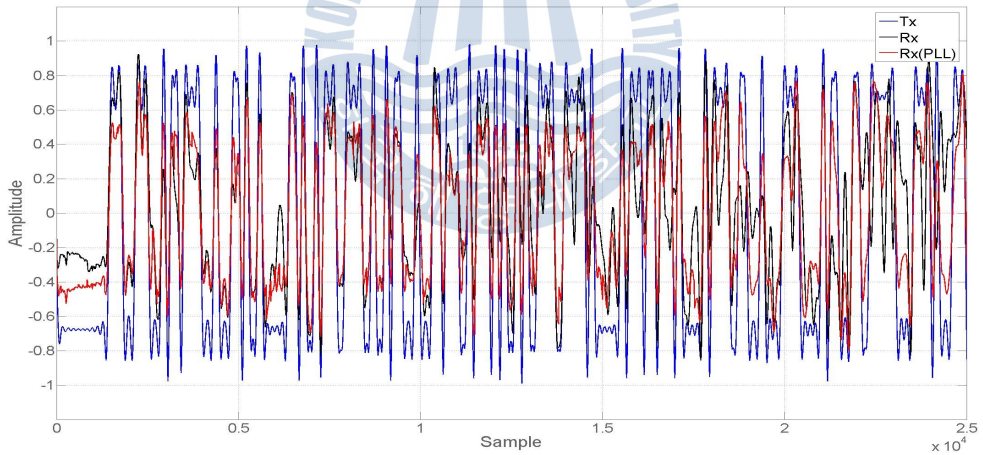
Figure 3.28 Received signal(3 km)

(a) before BPF (b) after BPF

Collection



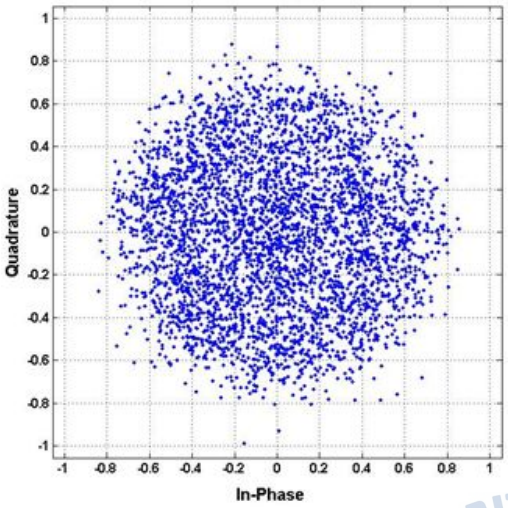
(a)



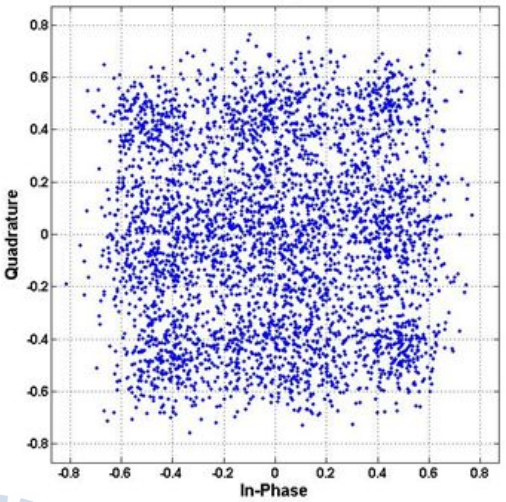
(b)

Figure 3.29 Result of phase offset recovery using PLL(3 km)
(a) phase estimation (b) recovery result

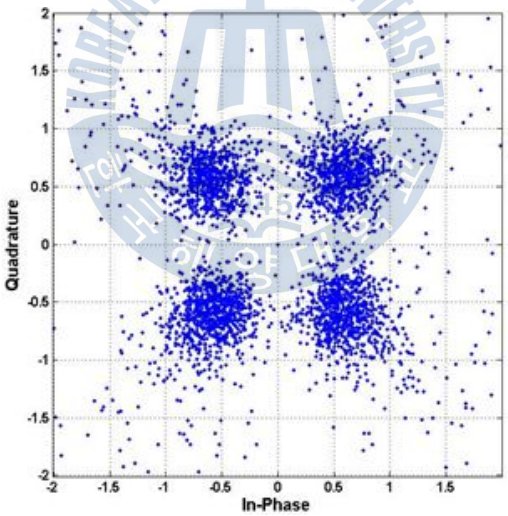
dCollection



(a)



(b)



(c)

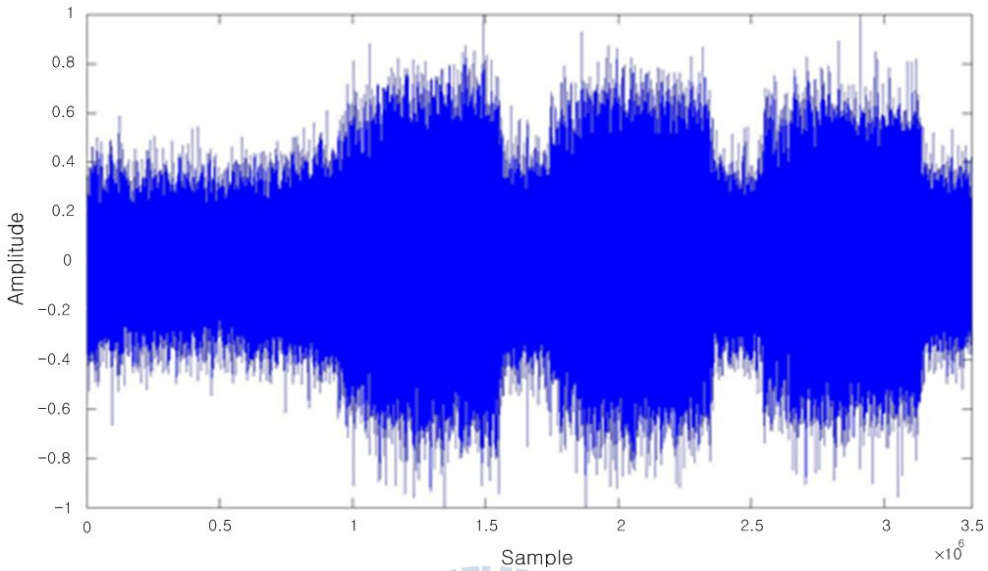
Fig 3.30 Constellation of received signal(3 km)

(a) non-Sync & non-EQ (b) Sync (c) Sync & EQ

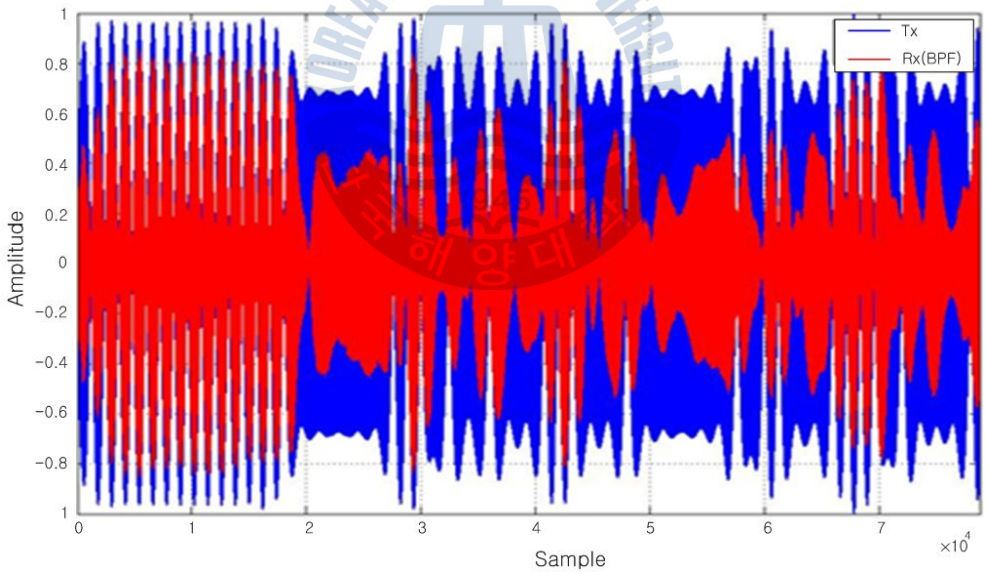
dCollection

Fig 3.31은 거리 5 km 수신부에서 수신된 신호이다. Fig 3.31(a)는 대역 통과 필터 통과 전의 신호이며, Fig 3.31(b)는 필터 통과 후의 신호이다. Fig 3.31(a)를 보면 3 km 신호에 비해 SNR이 떨어지는 것을 확인할 수 있다. 송신신호와 수신신호를 비교해보면, 5 km 수신신호도 3 km와 마찬가지로 수중채널의 영향으로 인해 많이 왜곡되었음을 확인할 수 있으며, 이를 보상하기 위해 PLL 및 등화기를 적용하였다. Fig 3.32는 수신신호에 PLL을 적용하였을 때의 결과 그림이다. 파란색은 수신신호이며, 빨간색은 위상오차를 보상한 결과 그림이다. Fig 3.32(a)를 보면 신호가 전송됨에 따라 위상이 변화되는 것을 확인할 수 있으나 3km에 비해 변화가 많은 것을 확인할 수 있다. Fig 3.32(a)의 위 그림은 위상오차와 추정치를 아무런 처리 없이 나타낸 그림이며, Fig 3.32(a)의 아래 그림은 moving averaging filter를 이용하여 위상오차를 패턴화 시킨 그림과 추정결과 그림이다. Fig 3.32(b)는 송신신호와 수신신호 그리고 위상오차를 보상한 결과의 그림을 중첩시켜 놓은 그림이다. 파란색은 송신신호이며, 검은색은 수신신호, 빨간색은 위상오차 보상 결과 이다. 그림을 보면 수중채널의 영향으로 인해 수신신호가 왜곡되었으나 PLL에 의해 수신신호가 보상되는 것을 확인할 수 있으며, 일부 구간에서는 위상오차의 변화량을 PLL의 동작이 따라가지 못해서 오차가 복원되지 못하는 것을 확인할 수 있다. Fig 3.33(a)는 수신신호를 아무런 신호처리를 하지 않고 복조한 결과로서 전체 8,000 bit 중 3,841 bit의 오차가 발생하였으며 BER은 4.8×10^{-1} 이었다. Fig 3.33(b)는 PLL을 적용하여 복조한 결과로서 2,799 bit의 오차 발생으로 BER은 3.5×10^{-1} 이었다. Fig 3.33(c)는 PLL로 보상된 신호에 RLS-DFE 등화기를 이용하여 인접 심벌간의 간섭을 제거한 후 복조한 결과로서 2717 bit의 오차가 발생하였으며, BER은 3.4×10^{-1} 이다. 5 km 실험에서는 위상오차의 변화량이 맞추어 PLL이 수용 가능한 범위를 넘기 때문에 위상오차가 제대로 보상되지 않았다. 그렇기 때문에 순수 수신신호에 비해 개선된 결과는 보였으나 그 효과는 미미했다. 뿐만 아니라 등화기의 경우 PLL의 출력에서 이미 오차가 존재하기 때문에 오류전파 효과로 인해 오차복원이 되지 않는 것을 확인하였다.

Collection



(a)

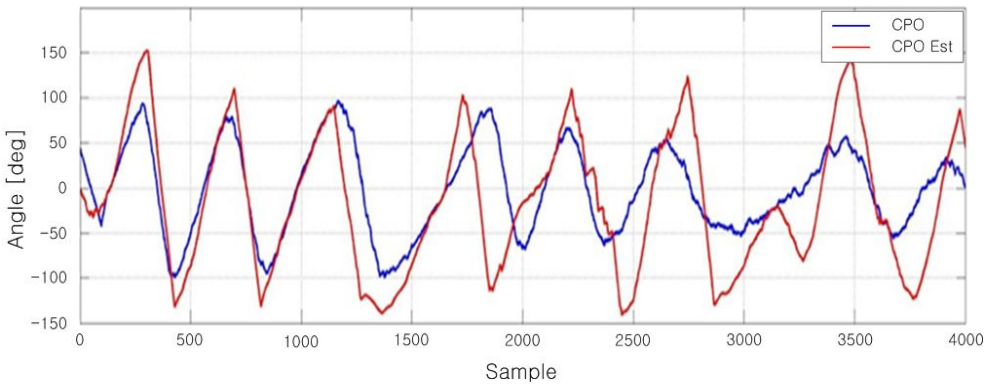


(b)

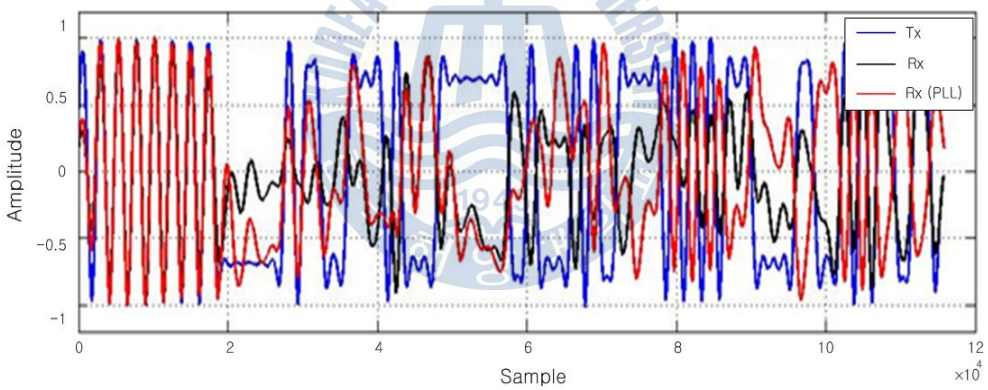
Figure 3.31 Received signal(5 km)

(a) before BPF (b) after BPF

Collection



(a)



(b)

Figure 3.32 Result of phase offset recovery using PLL(3 km)
(a) phase estimation (b) recovery result

Collection

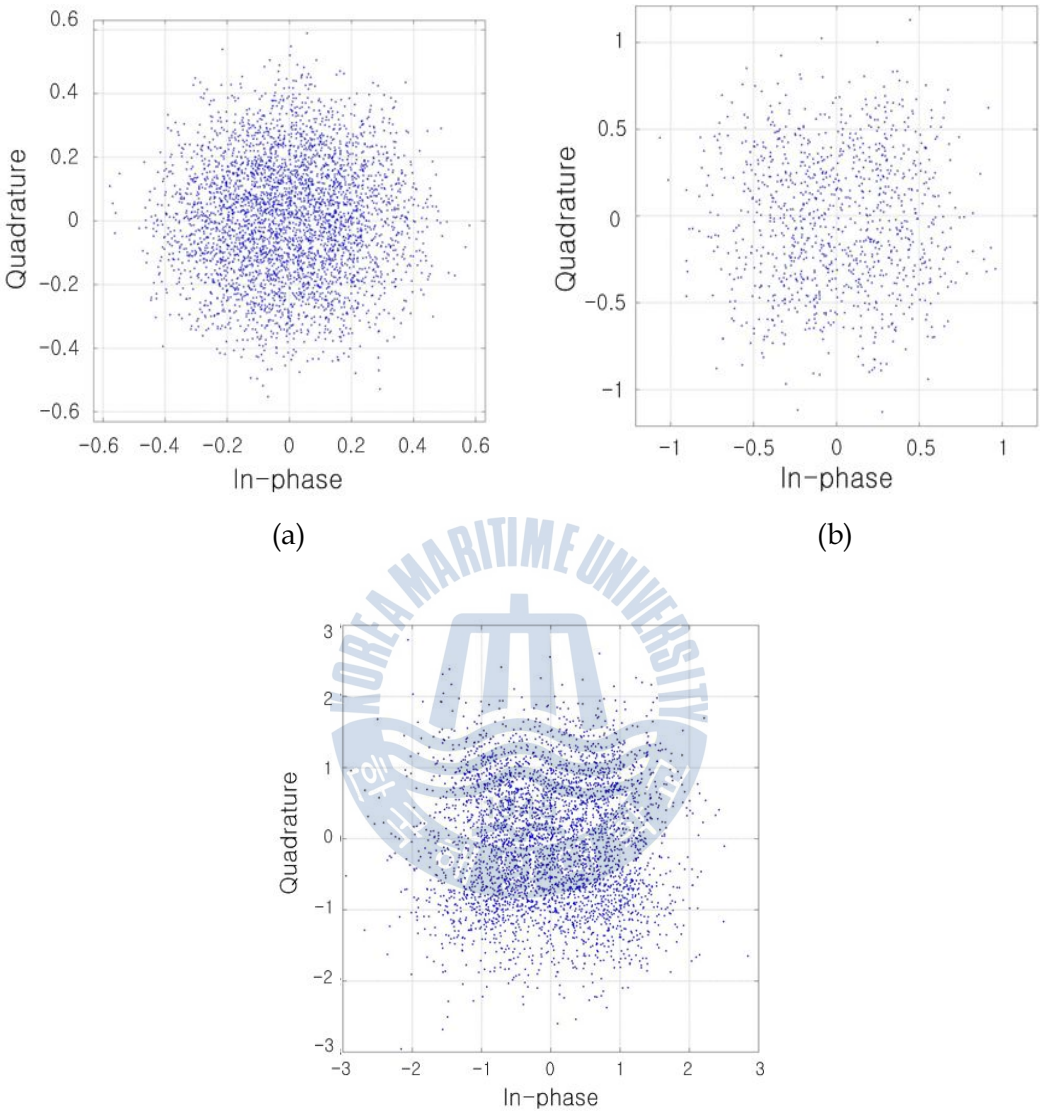


Fig 3.33 Constellation of received signal(5 km)
(a) non-Sync & non-EQ (b) Sync (c) Sync & EQ

dCollection

DSSS 방식은 변조 시 임의의 신호를 이용하여 전송하고자 하는 신호가 가지는 대역폭보다 넓은 대역폭을 가지도록 신호의 대역폭을 확산하여 통신을 하는 방식으로 수중음향통신 채널과 같이 다중경로로 인한 인접 심벌간의 간섭으로 인한 문제가 심각한 경우에 이를 극복하기 위해 적용될 수 있다. 이를 검증하기 위해 QPSK에서의 실험과 동일한 환경에서 대역확산 기법을 적용하여 수중통신 해상 실험을 수행하였다. 변조기법은 QPSK 변조신호를 기본으로 하여 DSSS 기법을 이용하였다. 이때 전송률은 100 bps로 하였으며, 확산률을 나타내는 chip rate은 10으로 하였다. Fig 3.34는 실험에 사용된 DSSS기법의 블록 다이어그램이며, Fig 3.35는 거리에 따른 DSSS 기법의 성상도 결과들이다.

Fig 3.35(a)는 거리 3 km일 때의 성상도이며, 대부분 오차는 발생하지 않았다. Fig 3.35(b)는 거리 5 km일 때의 성상도이며, 800bit중 74 bit의 오차 발생으로 BER은 9.25×10^{-2} 이었으며, 이번 실험 역시 신호를 약 20회에 걸쳐 송신을 반복하였다. 3km의 경우 실험결과 최소 BER은 0, 최대 BER은 1.85×10^{-2}, 평균 BER은 2.84×10^{-3}로 나타났으며, 5 km의 경우 최소 BER은 6.75×10^{-2}, 최대 BER은 2.01×10^{-1}, 평균 BER은 1.47×10^{-1}로 나타났다.

DSSS의 경우 확산 송신 후 재확산하여 복조를 수행하는 과정에서 재확산으로 인해 인접 심벌간의 간섭을 제거하는 효과를 가지고 있다. 그렇기 때문에 일반적인 QPSK 전송성능과 비교하였을 때 개선된 결과를 보였으며, DSSS의 경우도 QPSK와 동일하게 PLL과 등화기의 최적화를 통한 성능개선이 가능하므로 최적화를 통해 이보다 좋은 결과를 얻을 수 있을 것으로 예상된다. 하지만 확산 전송하게 되어 넓은 대역폭을 필요로 하므로 높은 전송률을 얻기는 어려우며, 이러한 특성으로 인해 수중음향통신에서는 상대적으로 낮은 전송률에서 수십 km 이상의 장거리 통신에 적합하다.

Collection

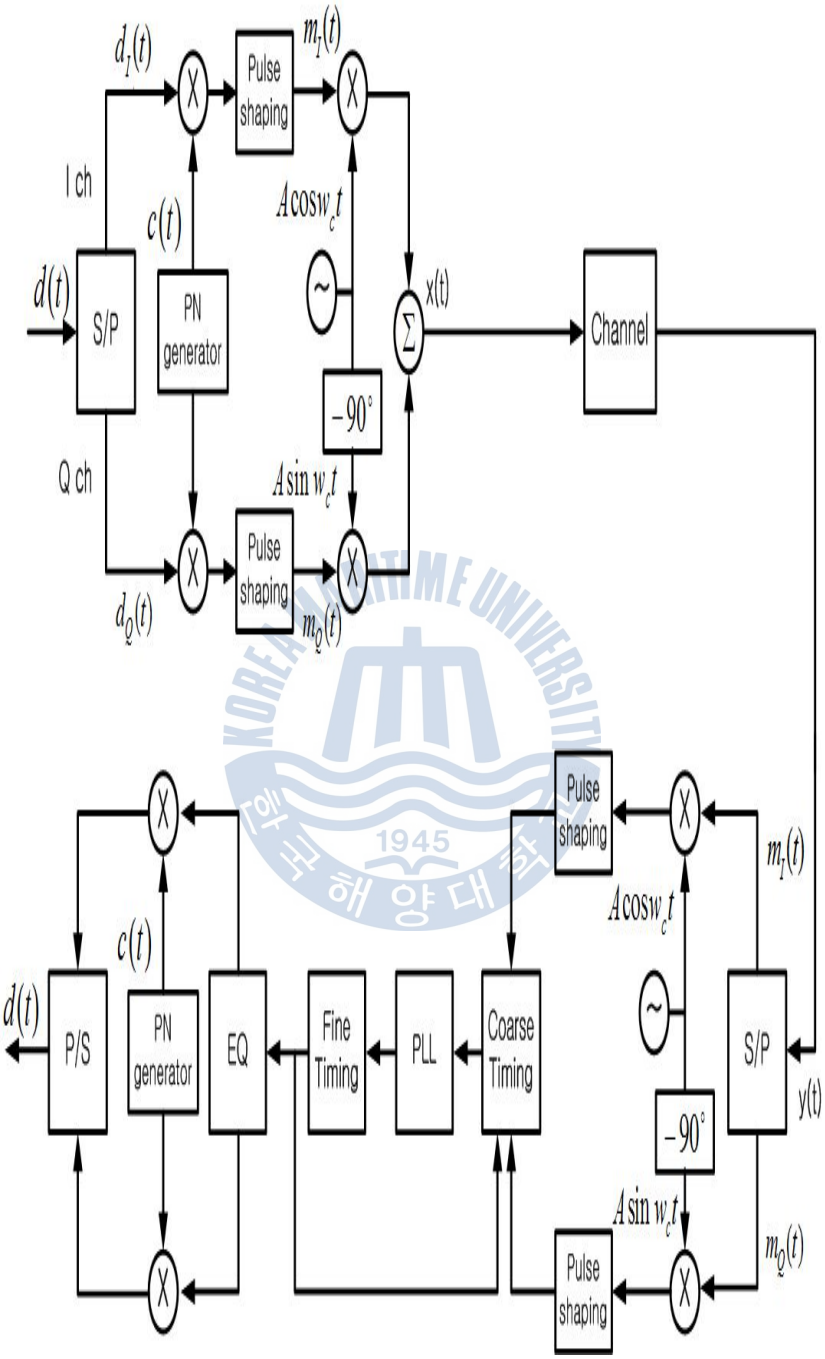
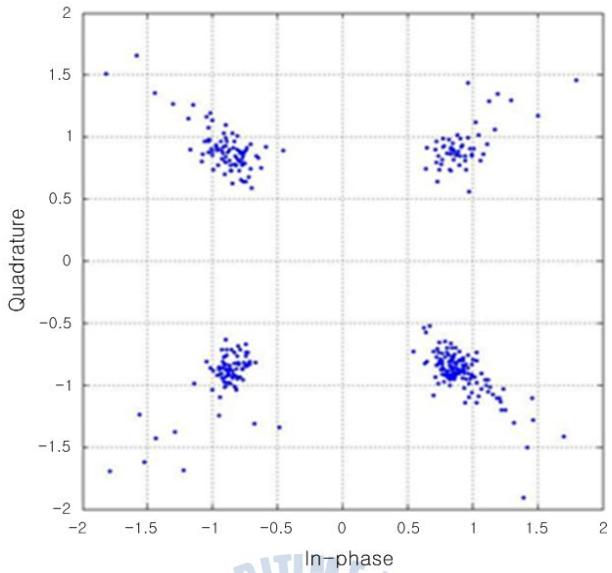
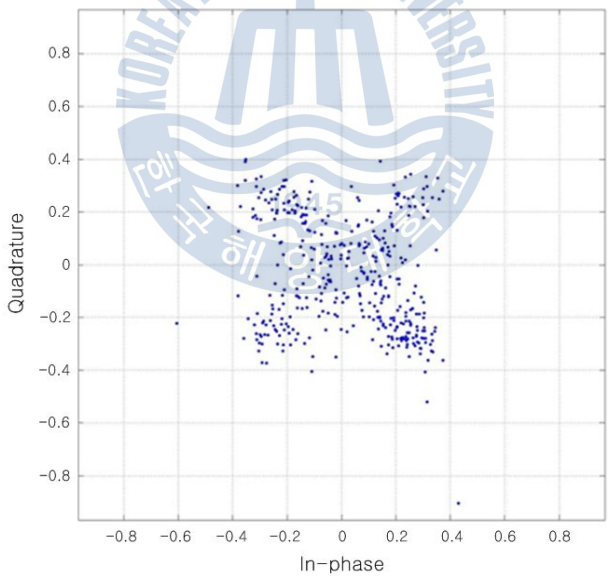


Figure 3.34 Block diagram of DSSS communication system

dCollection



(a)



(b)

Fig 3.35 Constellation of received signal
(a) 3 km (b) 5 km

dCollection

제 4 장 Superimposed Pilot을 이용한 수중음향통신 시스템

해양환경에서 수중음향통신 시스템의 성능은 채널 특성에 의해 좌우되며, 수중 채널의 경우 전달 과정에서 다중경로 전파와 함께 굴절, 산란, 감쇄, 잔향 및 소음 등에 의해 수신 신호가 크게 왜곡된다. 특히 다중 경로로 인한 인접 심벌간의 상호간섭 (Inter Symbol Interference : ISI)을 발생시켜 통신 시스템의 성능을 저하시킨다. 수중에서 고속 데이터 전송을 위하여 수중음향통신 채널의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 한다. 이러한 것들은 일반적으로 채널추정을 통해 이루어지며, 채널의 특성을 구하기 위해 주로 사용되는 채널추정 기법으로는 LS(Least Square), MMSE(Minimum Mean Square Error), LMS(Least Mean Square), RLS(Recursive Least Square) 등이 있다.

시변 채널에서 기존 채널추정 기법의 경우 채널의 변화에 대응하기 위해 주기적으로 파일럿 심벌을 전송해야 한다. 이때 파일럿 심벌은 데이터 심벌의 사이에 들어가거나 혹은 훈련심벌처럼 데이터 신호의 전•후에 포함되어 함께 전송하게 된다. 그리고 이러한 기법은 대역폭을 낭비하게 되며, 이는 전송률 감소로 이어진다. 특히 육상과 달리 수중채널의 경우 통신채널의 대역폭이 제한적이므로 훈련심벌 혹은 파일럿 신호로 인한 대역폭의 낭비는 통신 효율을 감소시키는 원인이 된다.

본 장에서는 이를 극복하기 위한 대안으로 Superimposed Pilot을 이용한 채널추정 기법을 제안하고, 수중음향통신 시스템에 적용하는 방법을 제안하였다.

4.1 파일럿 심벌 전송길이에 따른 성능 변화

기존 파일럿을 이용한 통신 기법은 송신신호와 파일럿을 시간적으로 분리해서 보내기 때문에 오버헤드가 발생하며, 이를 순수 데이터만을 전송하는 전송

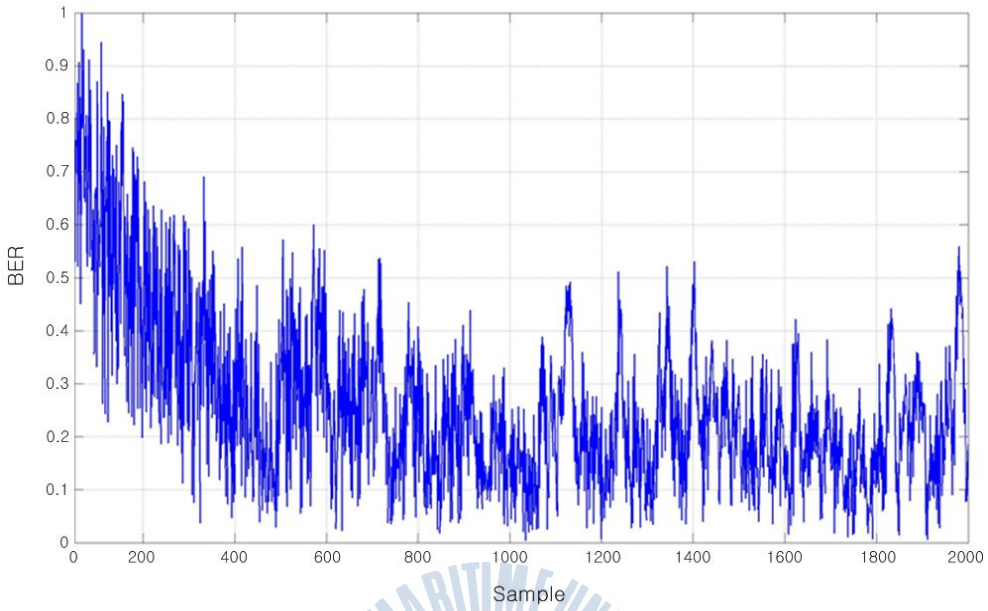
Collection

속도로 계산할 경우 전송속도의 감소는 전송프레임 패킷의 구조에 따라 좌우된다. Fig 4.1은 일반적인 전송 프레임의 패킷구조이다.

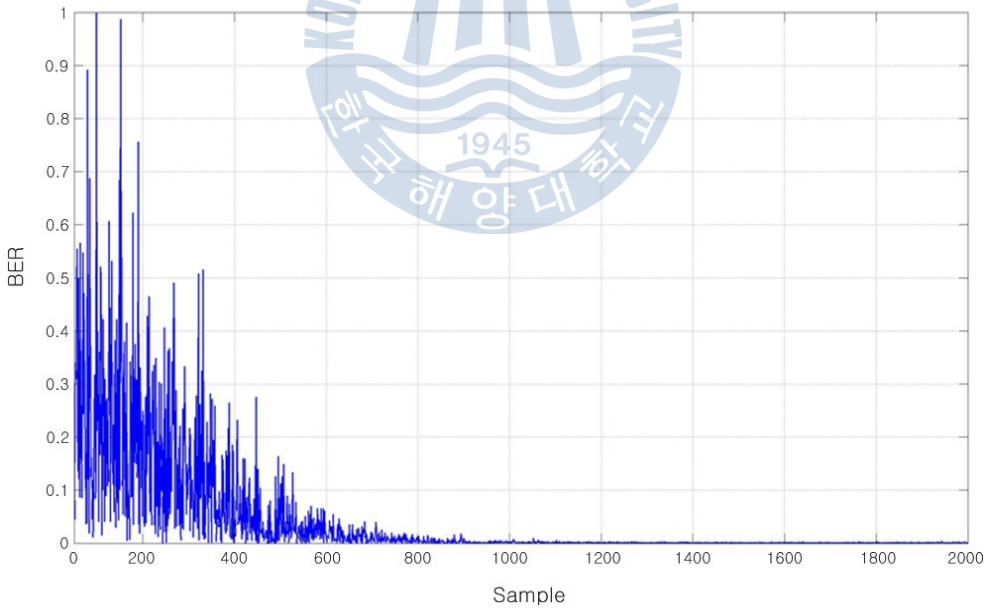
Figure 4.1 Construct of transmission packet frame (Conventional pilot)

이와같이 기존 파일럿 기법을 이용하는 통신 시스템의 경우 채널 추정을 파일럿 구간에서 수행하게 된다. 이때 파일럿 구간의 길이는 채널에 따라 유동적으로 바뀌게 되는데, 기본적으로는 채널의 지연확산 보다 길어야 제대로 된 데이터 복구가 가능하다. Fig 4.2는 동해실험의 모의 수중채널인 Fig 3.30의 지연확산에 대한 파일럿 구간의 길이와 등화기의 종류에 따른 수렴 성능을 나타낸 것이다. Fig 4.2(a)는 파일럿 구간의 길이에 따른 LMS 선형 등화기의 수렴특성을 나타낸 것이며, Fig 4.2(b)는 LMS-DFE의 수렴특성을 나타낸 것이며, Fig 4.2(c)는 RLS-DFE의 수렴특성을 나타낸 것이다. 일반적으로 음향통신의 경우 BER 목표치로 10^{-3}을 요구한다. 이 목표치를 기준으로 각각의 수렴특성을 비교해보면 LMS 선형등화기의 경우 목표치를 만족하기 위해서는 Fig 4.2(a)에 나타난 것과 같이 2,000 sample 이상의 파일럿 신호가 필요하며, LMS-DFE의 경우 600 sample 이상의 파일럿 구간이 필요하다. RLS-DFE의 경우 Fig 4.2(c)에서 보는 바와 같이 50 sample 이상의 파일럿을 필요로 한다. Fig 4.2의 결과에서 보는 바와 같이 등화기 계수가 통신채널에 최적화되기 위해 필요한 sample의 수가 채널의 지연확산보다 짧을 경우 등화기가 제대로 채널을 추정하지 못한 상황에서 데이터의 등화가 이루어지며, 이로 인해 제대로 된 데이터 복구는 기대하기 힘들다. 특히 DFE의 경우 오차전파 현상으로 인해 오차가 증가하는 현상이 발생하기도 한다. 따라서 파일럿 구간의 길이는 채널환경에 맞추어 적절히 설정해야 한다.

Collection

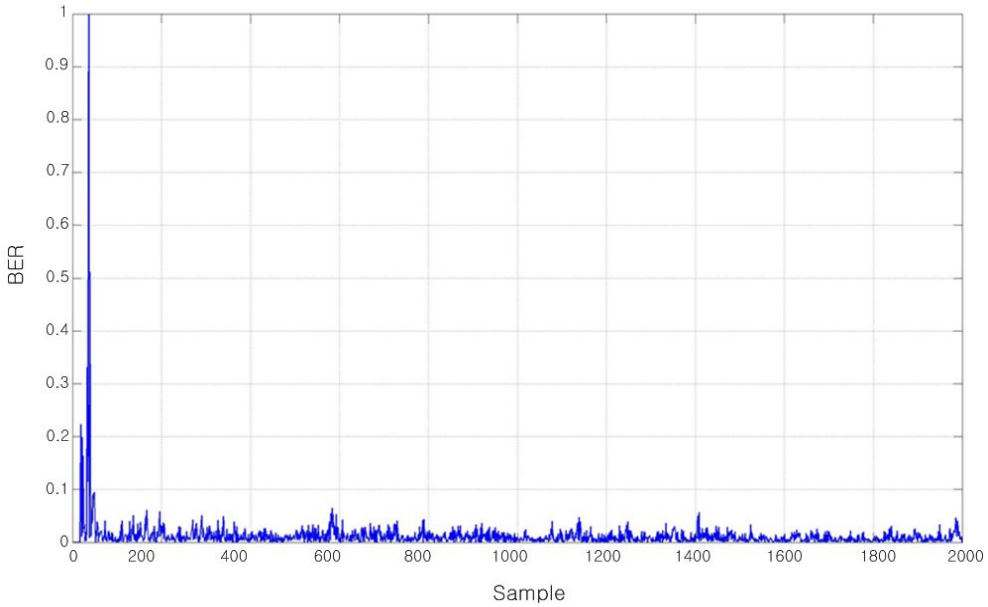


(a)



(b)

dCollection



(c)

Figure 4.2 Convergent performance according to the Equalizer
(a) LMS linear EQ (b) LMS-DFE (c) RLS-DFE

그러나 파일럿 구간의 길이를 과도하게 설정할 경우 일정 수준까지의 성능은 안정적으로 얻을 수 있으나 그 이상의 성능은 얻을 수 없다. 또한 이로 인해 전송프레임 패킷의 오버헤드가 늘어남에 따라 순수 데이터만을 전송하는 전송속도는 감소하게 된다.

Table 4.1은 100,000 bit의 데이터를 QPSK 변조 하여 1 kbps의 overhead를 포함하는 전송률, SNR 30 dB, BER 1×10^{-3} 만족하는 조건으로 모의시험을 수행하였을 때 파일럿 구간의 길이에 따른 순수 데이터의 전송률을 비교하였다. 이때 사용되어진 모의채널은 Fig 3.18의 부산 연근해를 모델링한 모의 수중채널이다. 송신 프레임 패킷의 구조는 Fig 4.1과 같으며, 데이터의 길이는 1 패킷당 1,000 bit로 고정, 동기화는 완벽하다고 가정하였다.

Table 4.1에서 보는바와 같이 통신 성능의 최소 요구 값 BER 1×10^{-3}을 만

Collection

족하기 위해 등화기의 성능에 따라 파일럿 구간의 길이는 달라지며, 그에 따라 순수 데이터만을 전송하는 전송률도 달라진다. 특히 LMS 선형등화기의 경우 overhead를 제외한 순수 데이터 전송률의 경우 714.28 bps로 28.5%의 전송률 감소를 가져왔으며, DFE의 경우 LMS 선형등화기에 비해 전송률 감소폭은 적었다. 만일 채널의 상황이 열악한 경우에는 파일럿 구간의 길이는 더 늘어나게 되어 전송률 감소폭은 더 증가하게 된다.

Table 4.1 Comparison of bit rate without overhead by equalizers technique

Equalizer	LMS EQ	LMS-DFE	RLS-DFE
Minimum train length	400	270	40
Transmission time (with overhead)	140 sec	127 sec	104 sec
Bit rate (without overhead)	714.28 bps	787.4 bps	961.54 bps
Bit rate loss	285.71 bps	212.6 bps	39.46 bps

Fig 4.3은 3.3절에서 해상시험을 통해 검증한 훈련심벌 기반 채널추정기법을 이용하는 수중음향통신 시스템 기법들의 훈련심벌의 길이에 따른 성능 변화를 나타낸 그림이다. 훈련심벌의 길이를 100 ~ 800 심벌까지 100 심벌씩 변화시켜 가며 각각의 변조기법 및 거리에 따른 BER을 나타내었다. QPSK의 경우 거리 3 km에서 400 심벌 이전까지는 약 30% 이상의 오차율을 나타내었으며, 400 심벌 이후부터 10%이하의 오차율을 나타낸다. 또한 5 km에서는 훈련심벌의 길이가 800 심벌이상이 되더라도 오차율의 큰 변화가 나타나지 않았다. 이러한 결과가 나타난 이유로는 위상오차가 PLL의 적응속도보다 커서 동기화가 올바르게 이루어지지 않았으며, 오차를 가진 신호가 등화기의 입력신호로 입력되어 등화기에 오차전파 현상이 발생하기 때문이다. DSSS의 경우 거리 3 km에서 400 심벌 이전까지는 약 10% 이상의 오차율을 나타내었으며, 400 심벌 이후부

Collection

터 등화기에서 올바르게 등화가 이루어져 오차가 발생하지 않았다. 또한 5 km 에서는 훈련심벌의 길이가 400 심벌이상이 되면 10% 이하의 오차율을 나타내었다. 이러한 경우 채널코딩을 적용하게 되면 모든 오차의 복원이 가능하다.

Fig 4.3의 결과에서 보는바와 같이 훈련심벌 기반 채널추정기법의 경우 채널의 변화에 대응하기 위해 주기적으로 훈련심벌을 전송해야하며, 훈련심벌의 길이에 따라 전송성능이 좌우되는 것을 볼 수 있다. 훈련심벌의 길이가 채널의 지연확산보다 짧을 경우 등화기의 수렴성능을 만족하지 못하여 최적의 등화기 탭 계수를 얻지 못하게 되어 데이터의 복구가 불가능하다. 또한 파일럿 구간의 길이를 과도하게 설정할 경우 일정 수준까지의 성능은 안정적으로 얻을 수 있으나 그 이상의 성능은 얻을 수 없으며, 이로 인해 전송프레임 패킷의 오버헤드가 늘어남에 따라 순수 데이터만을 전송하는 전송속도는 감소하게 된다.

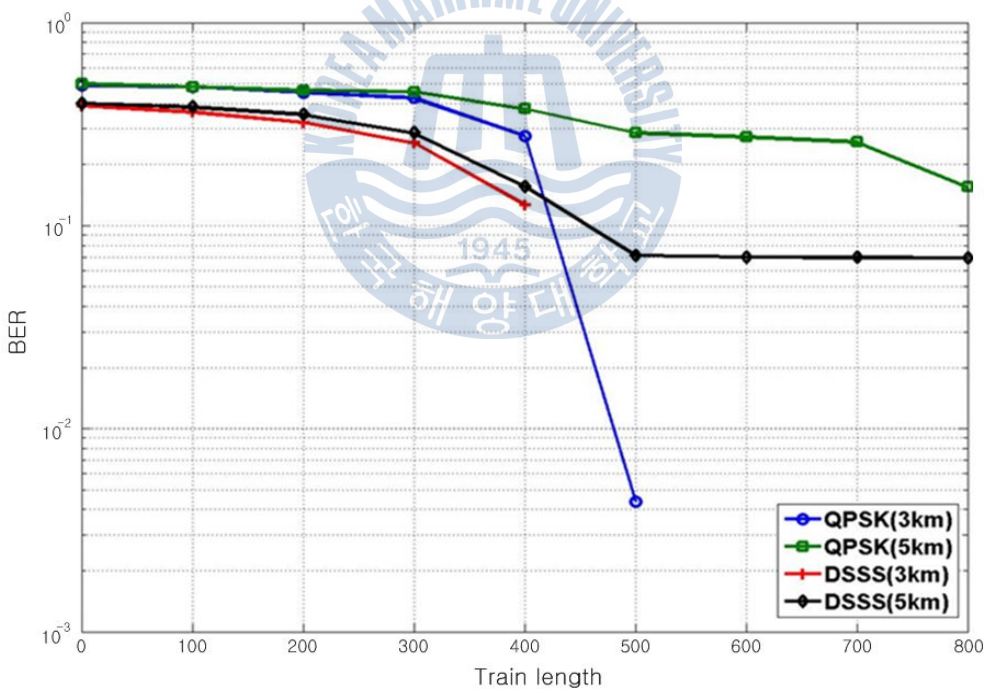


Figure 4.3 Result of performance according to the training symbol length

Collection

4.2 Superimposed pilot을 이용한 채널 추정 기법

파일럿 구간의 길이를 늘이면 실제 데이터 전송률이 감소되는 문제가 발생하므로 본 논문에서는 superimposed pilot 기법을 이용하여 이러한 문제를 최소화하는 방법을 제안한다. Superimposed pilot을 이용한 통신 기법은 송신신호의 데이터의 길이와 superimposed pilot의 전송시간 및 전송주파수를 동일하게 하여 파일럿 전송에 따른 전송 효율의 감소 없이 채널을 추정하는 기법이다. 이 기법은 파일럿과 데이터를 시간적으로 따로 분리해서 전송하는 기존의 통신 시스템에 비해 높은 스펙트럼 효율을 가진다. 특히 시변채널의 경우 추가적인 오버헤드 없이 superimposed pilot을 이용하여 채널을 추정할 수 있다. superimposed pilot을 이용한 채널추정기법은 채널의 coherence 시간 또는 coherence 대역폭을 고려하여 채널이 거의 변하지 않는 연속된 구간을 설정하며, 이 구간 동안 잡음과 데이터 신호가 i.i.d(independent and identically distributed)이며, 평균 '0'인 특성을 갖는다는 조건에서 이루어진다. 송신부에서 데이터를 전송할 때 채널을 추정하기 위해 superimposed pilot을 더해서 함께 전송하게 된다. Fig 4.4는 송신부에서 전송하는 프레임 구조이다.

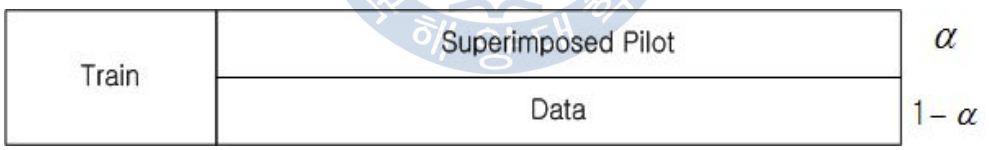


Figure 4.4 Construct of transmission packet frame (Superimposed pilot)

송신전력이 고정된 통신 시스템에서 superimposed pilot을 이용하는 경우 채널의 상황에 맞추어 총 전력에서 superimposed pilot에 전력을 배분해 주어야 한다. 전체 송신전력을 1이라고 가정했을 때 파일럿 신호에 α(<1)의 전력을 할당하고 데이터 신호에 $1-\alpha$를 할당하여 신호를 구성한다. 본 논문에서는 파일럿과 데이터 사이의 상호 상관관계와 RLS 알고리즘을 이용한 superimposed

Collection

pilot 통신 시스템을 제안한다. Fig 4.5에 제안하는 superimpose pilot을 사용하는 통신 시스템을 나타내었다.

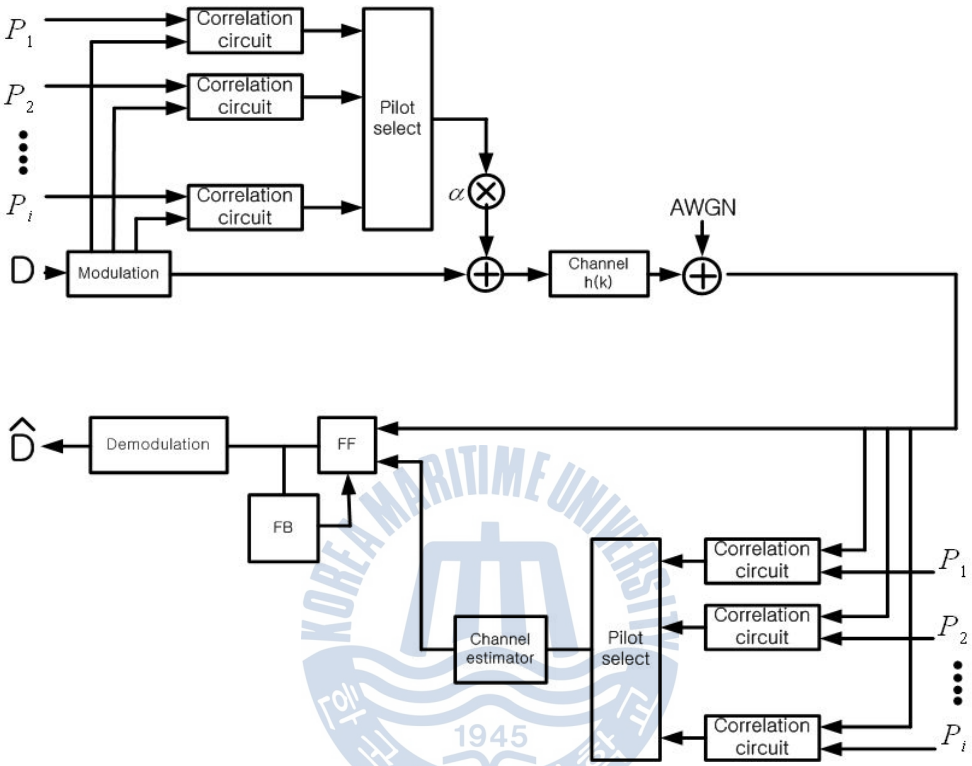


Figure 4.5 Block diagram of communication system based on superimposed pilot

송신부에서 신호를 전송함에 있어 pilot 과 데이터간의 상호 상관도가 높으면 수신부에서 채널추정에 어려움이 있으므로 pilot bank를 설정하여 파일럿과 데이터간의 상관 값이 최소가 되는 파일럿을 선택한다. 파일럿 선택은 식 (4.1)에 의해 선택된다.

Collection

$$P_{tx} = \arg \min_{P_i} \sum_{k=0}^{L-1} D(k) \frac{P_i^*(k)}{|P_i(k)|^2} \tag{4.1}$$

선택된 파일럿은 데이터와 합해져서 수중채널을 통해 수신부로 전송하며, 이때 송신신호 X(k)는 식 (4.2)와 같이 쓸 수 있다.

$$X(k) = \alpha D(k) + (1-\alpha) P(k) \tag{4.2}$$

채널을 거쳐 수신부에 수신된 신호 Y(k)는 식 (4.3)과 같다.

$$\begin{aligned} Y(k) &= H(k)X(k) + n(k) \\ &= H(k)\{\alpha D(k) + (1-\alpha)P(k)\} + n(k) \end{aligned} \tag{4.3}$$

수신된 신호는 수신부의 pilot bank와의 상호 상관을 통해 전송되어진 파일럿을 찾는다.

$$\begin{aligned} P_{rx} &= \sum_{k=0}^{L-1} Y(k) \frac{P_j^*(k)}{|P_j(k)|^2} \\ &= h\left\{ (1-\alpha) \sum_{k=0}^{L-1} P_i(k) \frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2} + \alpha \sum_{k=0}^{L-1} D(k) \frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2} + \sum_{k=0}^{L-1} n(k) \frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2} \right\} \end{aligned} \tag{4.4}$$

각 상호상관 값은 식 (4.5) ~ 식 (4.7)와 같이 나타난다.

$$\sum_{k=0}^{L-1} P_i(k) \frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2} = \begin{cases} L, (i=j) \\ 0, (i \neq j) \end{cases} \tag{4.5}$$

Collection

$$\sum_{k=0}^{L-1} D(k)\frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2} = \sqrt{\frac{L}{2}}\, C_{\sigma=1}^{j} + j\sqrt{\frac{L}{2}}\, D_{\sigma=1}^{j} \tag{4.6}$$

$$\sum_{k=0}^{L-1} n(k)\frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2} = \sqrt{L}\,\sigma^{2_N} \bullet N_j \tag{4.7}$$

이때 $C_{\sigma=1}^{j}$, $D_{\sigma=1}^{j}$는 평균이 '0'이고 분산이 1'인 독립적인 가우시안 랜덤 값이며, N_j는 독립적인 랜덤 값이다. 식 (4.4) ~ 식 (4.7)을 이용하여 얻은 파일럿을 이용하여 채널추정을 수행한다. 이때 추정된 채널은 식 (4.8)과 같다.

$$\begin{aligned}\hat{h} &= \frac{P_{rx}}{L(1-\alpha)} = \frac{1}{L(1-\alpha)}\sum_{k=0}^{L-1} Y(k)\frac{P_j^*(k)}{|P_j(k)|^2} \\ &= \frac{h}{L(1-\alpha)}\left\{(1-\alpha)\sum_{k=0}^{L-1} P_i(k)\frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2} + \alpha\sum_{k=0}^{L-1} D(k)\frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2} + \sum_{k=0}^{L-1} n(k)\frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2}\right\} \\ &= h\left\{1 + \frac{\alpha}{L(1-\alpha)}\sum_{k=0}^{L-1} D(k)\frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2} + \frac{1}{L(1-\alpha)}\sum_{k=0}^{L-1} n(k)\frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2}\right\}\end{aligned} \tag{4.8}$$

채널 추정을 위하여 weighed LS 채널 추정기법을 이용하는 경우 채널 h에 대한 최소 오차 함수는 식 (4.9)와 같다.

$$\xi_k = \sum_{i=1}^{k} w(k,i)|e_i|^2 \tag{4.9}$$

여기서 $w(k,i)$는 가중치 함수이며, $e_i = y_i - h(k)^T c_i$는 심벌 오차를 나타낸다. 또한 LS 채널 추정 식은 식 (4.10)과 같이 표현된다.

Collection

$$\hat{h}(k) = \left[\sum_{i=1}^{k} w(k,i) p_i p_i^T\right]^{-1} \sum_{i=1}^{k} w(k,i) p_i y_i \tag{4.10}$$

식 (4.10)의 첫 번째 항은 가중치가 포함된 superimposed pilot의 상호상관 값이며, 역행렬을 통해서 채널을 추정하게 된다. 역행렬을 사용할 경우 변수 k의 값이 늘어날수록 역행렬의 계산량이 증가하는 문제가 발생한다. 이러한 문제점은 RLS 알고리즘을 사용하여 해결이 가능하다.

먼저 가중치 $w(k,i)$를 $w(k,i) = A_i \lambda^{k-1}$ 라고 정의한다. 여기서 λ^{k-1}은 RLS-DFE의 forgetting factor 이며, 다중경로로 인한 인접심벌간의 간섭을 억제해 준다. 또한 A_i는 조절 계수로서 i 번째의 오차의 크기에 따라 가중치 $w(k,i)$를 조절한다. RLS 알고리즘은 식 (4.11)과 같이 표현가능하다. 이때 $\hat{h}$의 초기값은 식 (4.8)의 값을 이용한다.

Initialization

$$S_0 = \delta^{-1} I \ , \ \hat{h}(0) = h\left\{1 + \frac{\alpha}{L(1-\alpha)} \sum_{k=0}^{L-1} D(k) \frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2} + \frac{1}{L(1-\alpha)} \sum_{k=0}^{L-1} n(k) \frac{P_j^*(k)}{|P_j|^2}\right\} \tag{4.11}$$

Repeatation

$$M_k = \frac{\lambda^{-1} S_{k-1} P_k}{A_i^{-1} + \lambda^{-1} P_k^T S_{k-1} P_k}$$

$$\xi_k = y_k - \hat{h}_{k-1}^T P_k$$

$$\hat{h}(k) = \hat{h}(k-1) + M_k \xi_k$$

$$S_k = \lambda^{-1} S_{k-1} - \lambda^{-1} M_k P_k^T S_{k-1}$$

이때 S_k는 가중치 상호상관의 역행렬, P_k는 superimposed pilot이며, $M_k = S_k P_k$ 와 같다.

Collection

Fig 4.1과 같은 송신 프레임을 전송할 경우 프레임의 전체 길이를 k, 훈련심벌의 길이를 p라고 할 경우 superimposed pilot의 전송길이는 k-p가 된다. 식 (4.8)을 superimposed pilot의 식으로 간략화하면 식 (4.12)로 표현할 수 있다.

$$y_i = h^T(i)P_i + w_i \tag{4.12}$$

이때 w_i는 데이터 신호와 채널로 인한 잡음 이며 백색 잡음 분포를 가진다. $1 \le i \le p$의 범위에서는 $N(0, \sigma_s^2)$ 분포를 가지며, $p+1 \le i \le k$의 범위에서는 $N(0, \sigma_n^2+\sigma_s^2)$ 분포를 가진다. 여기서 σ_s^2 는 데이터 심벌의 파워를 나타내며, σ_n^2 는 채널의 노이즈 파워를 나타낸다. 따라서 수신 데이터에 대한 채널의 log likelihood 함수는 식 (4.13)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}\log p(y_i|h(i)) &= K - \left[\frac{(y_i - h(i)^T P_i)^2}{2\sigma_n^2}\right], 1 \le i \le p \\ &= K - \left[\frac{(y_i - h(i)^T P_i)^2}{2(\sigma_s^2+\sigma_n^2)}\right], p+1 \le i \le k\end{aligned} \tag{4.13}$$

이때 K는 y_i와 $h(i)$와는 독립적인 관계인 값이며, 식 (4.13)은 식 (4.14)와 식 (4.15)와 같이 표현된다.

$$\log p(y_1, \cdots, y_k|h(1), \cdots, h(k)) = \log p(y_1|h(1)) + \cdots + \log p(y_k|h(k)) \tag{4.14}$$

$$\log p(y_1, \cdots, y_k|h(1), \cdots, h(k)) = K - \left[\sum_{i=1}^{p}\frac{e_i^2}{2\sigma_n^2} + \sum_{i=p+1}^{k}\frac{e_i^2}{2(\sigma_s^2+\sigma_n^2)}\right] \tag{4.15}$$

Collection

또한 심벌 오차 $e_i = y_i - h^T(i)P_i$ 이므로, 식 (4.15)로부터 maximum likelihood 추정을 얻을 수 있으며, 식 (4.16)과 같이 표현된다.

$$\hat{h} = \arg\min_h \sum_{i=1}^{p} \frac{e_i^2}{2\sigma_n^2} + \sum_{i=p+1}^{k} \frac{e_i^2}{2(\sigma_s^2+\sigma_n^2)} \tag{4.16}$$

$$= \arg\min_h \frac{\sigma_s^2+\sigma_n^2}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{p} e_i^2 + \sum_{i=p+1}^{k} e_i^2$$

forgetting factor $\lambda = 1$ 일 때, 식 (4.9)와 식 (4.16)을 이용하면 scaling factor A_i는 식 (4.17)과 같다.

$$A_i = \begin{cases} \dfrac{\sigma_s^2+\sigma_n^2}{\sigma_n^2}, & 1 \le i \le p \\ 1, & p+1 \le i \le k \end{cases} \tag{4.17}$$

식 (4.11)에 의해 구해진 $\hat{h}$은 식 (3.37)의 P_i의 초기값이 된다.

Collection

제 5 장 실험 및 고찰

본 장에서는 논문에서 제안한 Superimposed Pilot을 이용한 수중음향 디지털 통신 시스템의 성능과 적용성을 확인하기 위하여 모의 수중채널을 이용한 모의시험을 수행하였다. 모의시험은 우리나라 해양환경에서의 수중디지털 통신의 성능을 검증하기 위해 동해 환경 시나리오에서 수행하였다.

5.1 모의시험 및 분석

성능검증을 위해 수행한 모의시험은 실제로 측정하여 수집한 수심에 따른 수온 데이터를 이용하여 모의시험 해역의 음속구조를 구한 후, 이를 적용한 Bellhop 모델을 이용하여 모의 수중채널 환경을 생성하였으며, 생성되어진 모의 수중채널의 임펄스 응답을 이용하여 모의시험을 수행하였다.

5.1.1 모의 수중채널환경

모의시험에 사용한 모의 수중채널환경 파라미터는 Table 5.1과 같다. Fig 5.1은 모의 수중채널의 모식도이다. 모의시험을 위한 모의 수중채널의 환경은 수심 200 m, 송신기 수심 100 m, 수신기 수심 200 m, 그리고 송신기와 수신기 사이의 거리는 1 km로 가정하였다. 이때 SNR은 30 dB, 동기화는 완벽하다고 가정하였다. Fig 5.2(a)는 실제 해상시험을 통해 수집한 동해 앞바다의 음속구조를 나타낸다. 동해의 경우 수심이 100 m 를 넘게 되면 수온의 변화가 거의 없기 때문에 음속의 변화가 크지 않다. Fig 5.2(b)는 모의 수중채널에서 신호의 전송경로를 나타낸 그림이며 Fig 5.2(c)는 수중채널의 임펄스 응답이다. Fig 5.2(c)를 보면 직접파가 수신된 후 약 40 ms 이후부터 반사파가 수신되는 것을 확인할 수 있다.

Collection

Table 5.1 Simulation parameter

Source	Binary (8,000 bit)
Modulation	QPSK (conventional pilot) / QPSK (Superimposed pilot)
Bit rate	1 kbps
Carrier	Frequency : 16 kHz / Sampling : 192 kHz
Distance	3 km
Depth	Water : 200 m / Tx : 100 m / Rx : 100 m

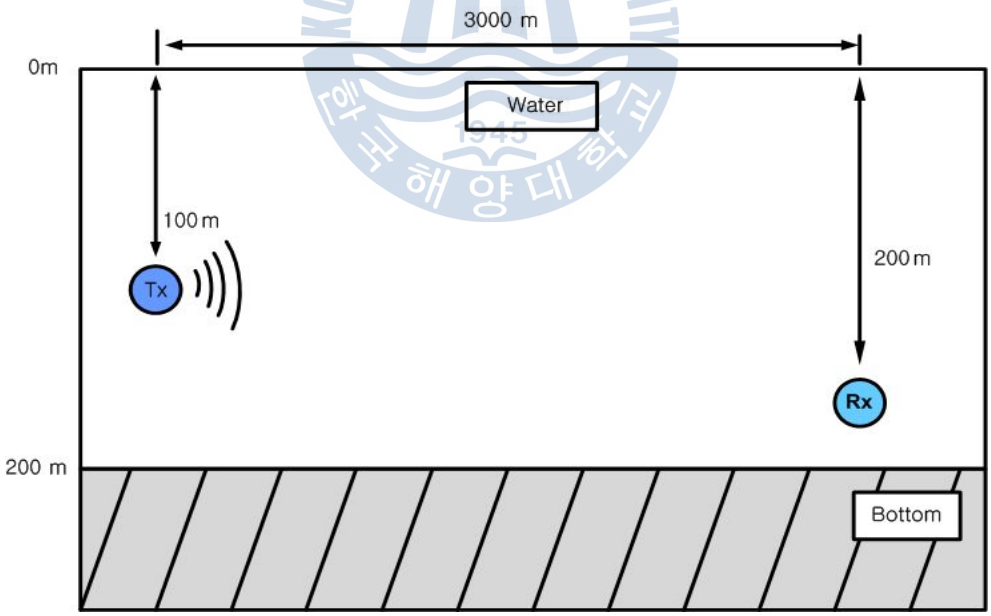
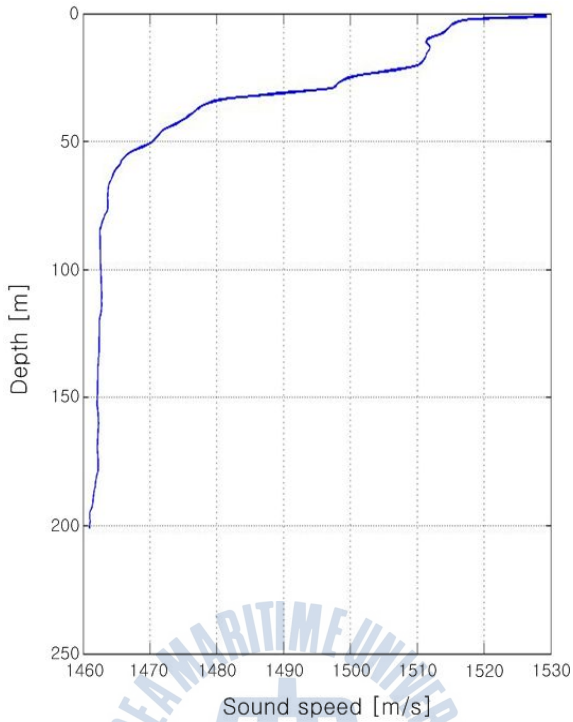
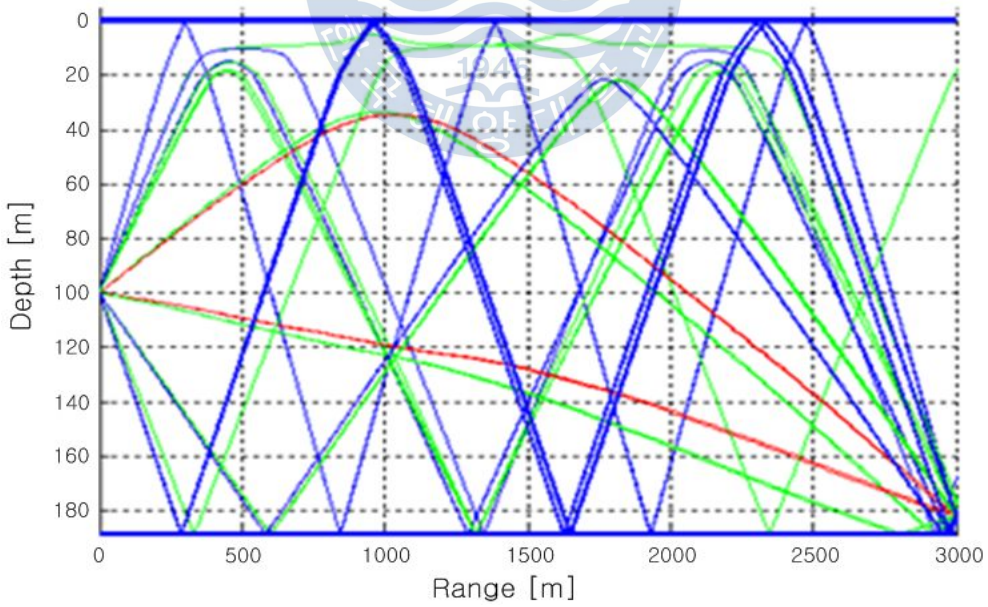


Figure 5.1 Simulation environment (east sea)

Collection

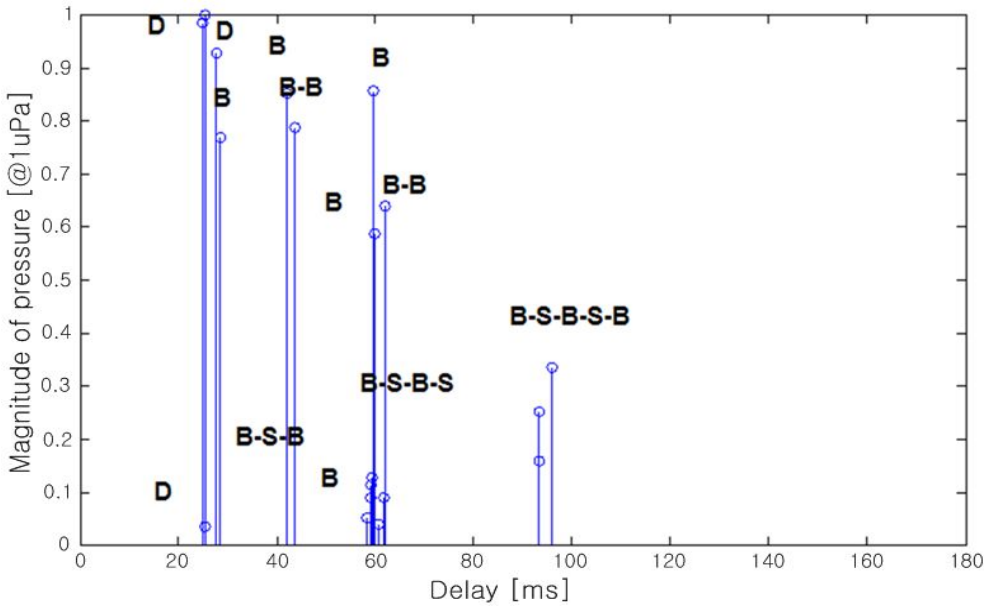


(a)



(b)

dCollection



(c)

Figure 5.2 Underwater channel modeling
(a) sound speed (b) eigenray (c) channel impulse response

5.1.2 모의시험 결과 분석

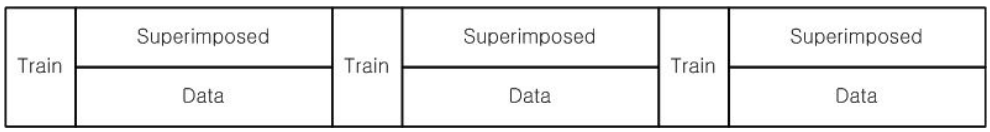
Superimposed Pilot을 이용한 채널추정기법의 성능을 검증하기 위하여 모의시험을 수행하였다. 변조기법은 Table 5.1과 같이 QPSK를 사용하였으며, 기존의 pilot 기법과 superimposed pilot 기법을 적용하여 성능을 비교하였다.

Fig 5.3은 송신신호의 전송 프레임 구조이다. Fig 5.3(a)는 기존 pilot기법을 사용하는 QPSK 신호의 프레임 구조로서 pilot 신호의 길이는 데이터 길이의 20% ~ 50% 사이로 할당된다. Fig 5.3(b)는 superimposed pilot 기법을 사용하는 QPSK 신호의 프레임 구조이다. 프레임의 구조를 살펴보면 pilot 구간과 superimposed pilot과 데이터가 합해진 구간으로 나누어진다. Superimposed pilot 이외에 pilot 신호가 있는 이유는 신호의 시간동기를 획득하기 위해서 이다.

Collection

pilot 신호의 길이는 데이터 길이의 10~20% 사이로 설정한다.

(a)



(b)

Figure 5.3 Frame structure

(a) QPSK(conventional) (b) QPSK (superimposed pilot)

Fig 5.4는 기존 파일럿 기법을 적용한 QPSK 통신 시스템의 블록 다이어그램이다.

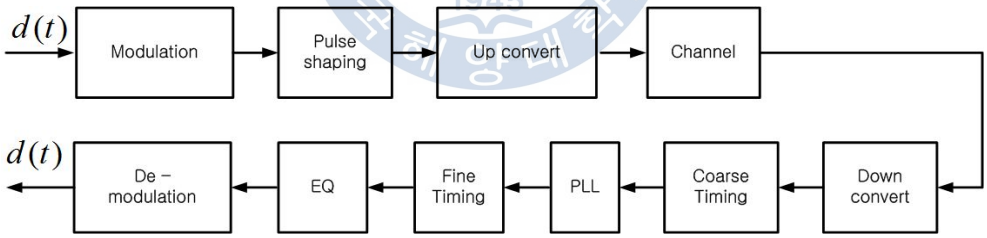


Figure 5.4 Block diagram of QPSK communication system

QPSK로 변조된 신호는 SRRC (Squared Root Raised Cosine) 필터를 통과한 후 전송 주파수로 천이된다. 채널을 통해 수신부에 수신된 신호는 기저대역으로 천이된 후 matched filter를 통과한다. 이후 동기화 및 등화기를 통과하여 신호의 왜곡을 보상한 후 신호를 복원한다. 기존 파일럿 기법의 경우 4.1 절에

Collection

서 보인 바와 같이 파일럿 구간의 길이에 따라 성능이 달라진다. Fig 5.5는 등화기 종류별 파일럿 구간의 길이에 따른 BER을 나타낸 그림이다. Fig 5.5에서 보는바와 같이 음향통신의 최소 조건인 BER 1×10^{-3}을 만족하기 위해서는 LMS 선형 등화기의 경우 300 샘플 이상의 파일럿 구간이 필요하며, LMS-DFE의 경우 최소 200 샘플 이상의 파일럿 구간이 필요하다. 또한 RLS-DFE의 경우 최소 150 샘플 이상의 값이 필요하다는 것을 확인할 수 있다.

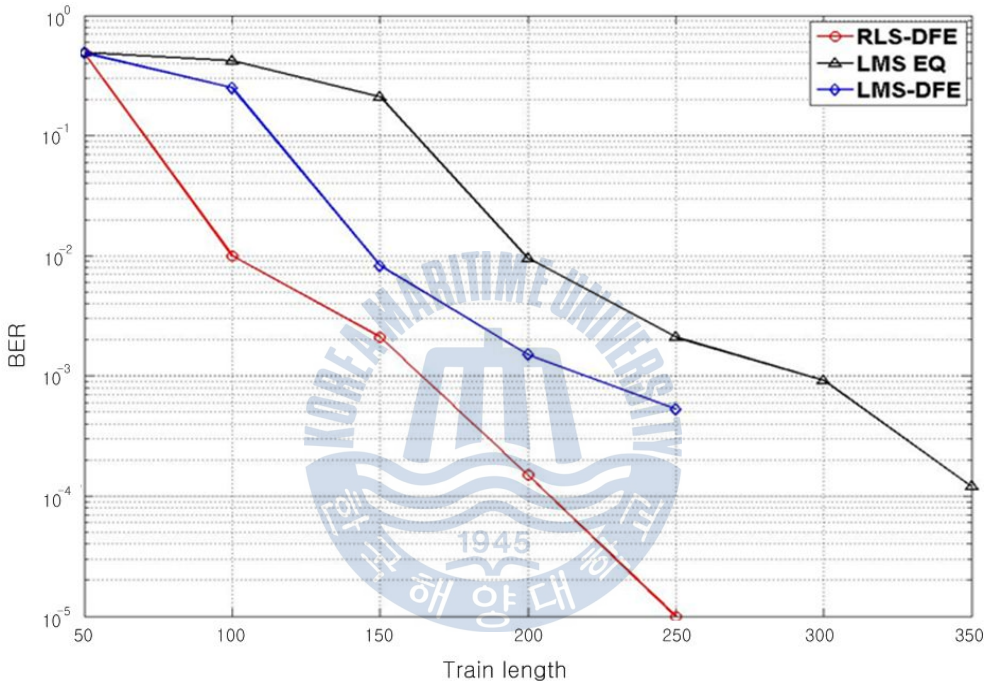


Figure 5.5 Simulation result

Fig 5.6은 superimposed pilot을 이용한 QPSK 통신 시스템의 블록 다이어그램이다. 변조된 신호는 정해진 pilot bank와의 상호상관 값을 구한 후, 각 상호상관 값들을 비교하여 최소의 값을 가지는 파일럿을 선택한다. 선택되어진 파일럿은 적정한 진폭을 곱한 후 변조신호에 더해져 전송된다. 채널을 통해 전송된 신호는 수신신호와 pilot bank 간의 상호상관 값을 구한 후, 각 상호상관 값을 비교하여 최대의 값을 가지는 파일럿을 선택한다. 선택된 파일럿과 수신신

Collection

호와의 상관관계를 이용하여 채널추정을 수행한다.

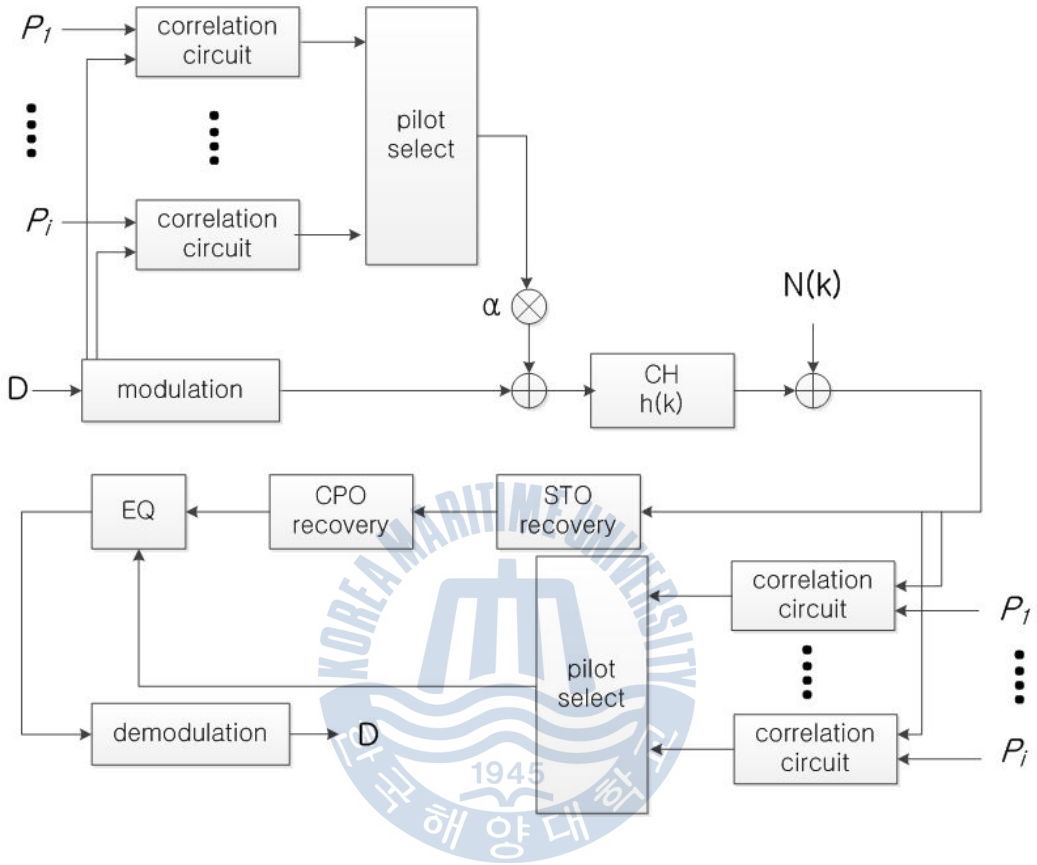


Figure 5.6 Block diagram of communication system using superimposed pilot

Superimposed pilot 기법을 이용한 통신시스템의 모의시험의 경우 Fig 5.3(b)의 프레임 구조에서 superimposed pilot의 길이와 전력 α를 변화시켜가며 모의시험을 수행하였다. Table 5.2은 프레임 구조를 나타낸다.

Collection

Table 5.2 Parameter of superimposed pilot

Data length	1,000 symbol
Pilot length	250 symbol / 500 symbol / 1,000 symbol
Power	0.1 / 0.3 / 0.5 / 0.7 / 0.9
Train length	50 symbol
SNR	0dB / 30 dB

데이터의 길이는 프레임의 패킷마다 1,000 심벌로 고정하였으며, superimposed pilot의 전력은 0.1 ~ 0.9까지 변화하였으며, 길이는 250 ~ 1,000까지 변화하였다. 따라서 데이터 한 패킷 당 superimposed pilot의 개수는 각각 4, 2, 1 패킷씩 설정하였으며, SNR은 10 dB, 30 dB로 설정하였다.

Fig 5.7은 SNR 0 dB 조건으로 모의시험을 수행한 결과이다. 실선의 결과는 superimposed pilot의 채널추정기법을 이용하여 LMS EQ를 적용한 경우의 결과이며, 점선의 결과는 superimposed pilot의 채널추정기법을 이용하여 RLS-DFE를 적용한 결과이다. 일반적으로 superimposed pilot의 전력, 즉 α가 증가할수록 BER은 감소하는 결과를 가진다. 그 이유로는 데이터 전력 대비 superimposed pilot의 전력이 증가하기 때문에 채널의 추정이 더욱더 정확해 지는 결과를 가져온다. 또한 superimposed pilot의 길이가 짧아져서 데이터 패킷에 superimposed pilot이 반복됨에 따라 각각의 채널추정 값들의 중첩으로 인해 채널추정의 정확도가 증가하게 된다. 하지만 Fig 5.87의 결과를 보면 superimposed pilot의 전력이 0.5를 기점으로 BER이 증가하는 현상이 발생한다. 이는 superimposed pilot의 전력이 데이터의 전력에 비해 상대적으로 증가함에 따라 총 전력에서 데이터가 차지하는 비중이 감소함에 따라 잡음성분에 의해 데이터의 손실이 발생하게 되며, 따라서 채널의 추정은 가능하지만 데이터의 복원 문제를 야기시킨다. 특히 RLS-DFE의 경우 오차 전파 효과로 인해 LMS EQ의 결과보다 더 나쁜 결과를 나타낸다.

Fig 5.8은 SNR 30 dB 조건으로 모의시험을 수행한 결과이다. 실선의 결과는

Collection

superimposed pilot의 채널추정 기법을 이용하여 LMS EQ를 적용한 경우의 결과이며, 점선의 결과는 superimposed pilot의 채널추정기법을 이용하여 RLS-DFE를 적용한 결과이다. 일반적으로 superimposed pilot의 전력, 즉 α가 증가할수록 BER은 감소하는 결과를 나타낸다. 그 이유로는 데이터 전력 대비 superimposed pilot의 전력이 증가하기 때문에 채널의 추정이 더욱더 정확해 지는 결과를 가져온다. 또한 superimposed pilot의 길이가 짧아져서 데이터 패킷에 superimposed pilot이 반복됨에 따라 각각의 채널추정 값들의 중첩으로 인해 채널추정의 정확도가 증가하게 된다.

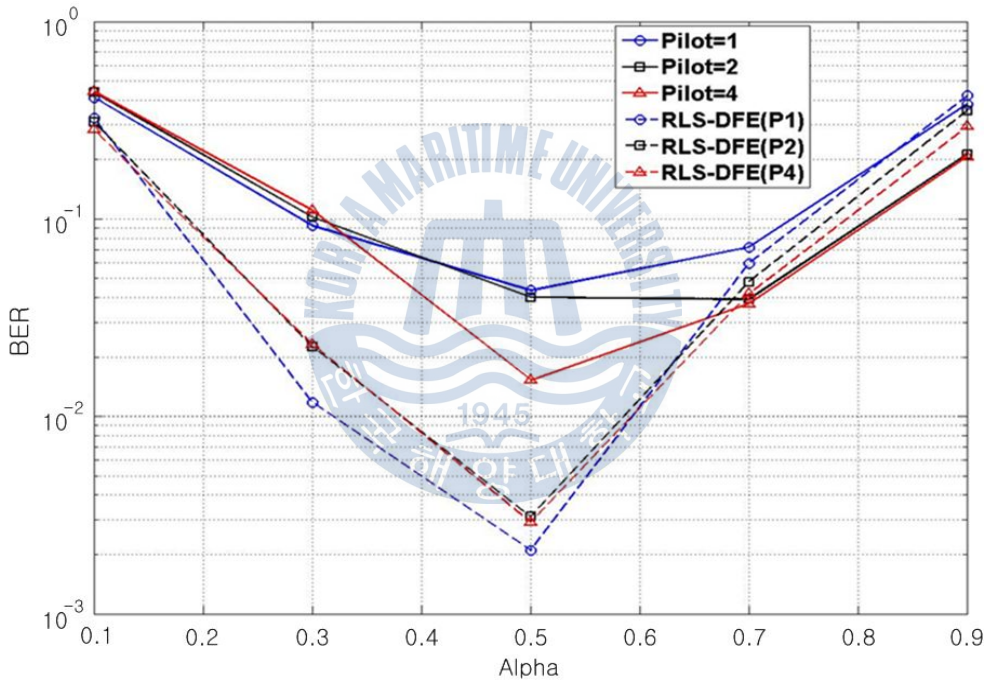


Figure 5.7 Simulation result of superimposed pilot communication system (SNR 0dB)

기존의 훈련심벌을 사용할 경우 최적의 탭 계수를 결정하기 위해 Fig 5.6과 같이 최소 150 심벌이 필요로 하나, 제안한 방법은 Superimposed pilot에 의해

Collection

추정된 채널 정보가 RLS-DFE의 채널 초기 값으로 입력되며, RLS-DFE는 이러한 초기 채널추정 정보와 훈련심벌 동안의 등화를 통해 최적의 탭 계수를 결정하기 때문에 기존의 기법에 비해 오버헤드가 감소한다.

Table 5.3은 통신기법에 따른 순수한 데이터 전송속도를 비교한 것이다. 기존의 통신기법에서는 앞에서 기술한 바와 같이 RLS-DFE의 전송속도의 감소율이 제일 적었으나, superimposed pilot 기법을 이용한 통신기법에 비해서는 순수한 데이터 전송속도의 감소율이 크다. 특히 Superimposed pilot 기법의 경우 LMS EQ 기법과의 순수 데이터 전송속도를 비교했을 때 오버헤드로 인한 순수 데이터 전송속도의 손실이 최대 250 bps 감소하며, 이로 인해 전송효율이 증가하는 것을 확인할 수 있다.

Table 5.3 Comparison of bit rate without overhead by communication technique

Equalizer	LMS EQ	LMS-DFE	RLS-DFE	Superimposed
Minimum train length	300	250	150	50
Transmission time (with overhead)	2.6 sec	2.5 sec	2.3 sec	2.1 sec
Bit rate (without overhead)	700 bps	750 bps	850 bps	950 bps
Bit rate loss	300 bps	250 bps	150 bps	50 bps

Collection

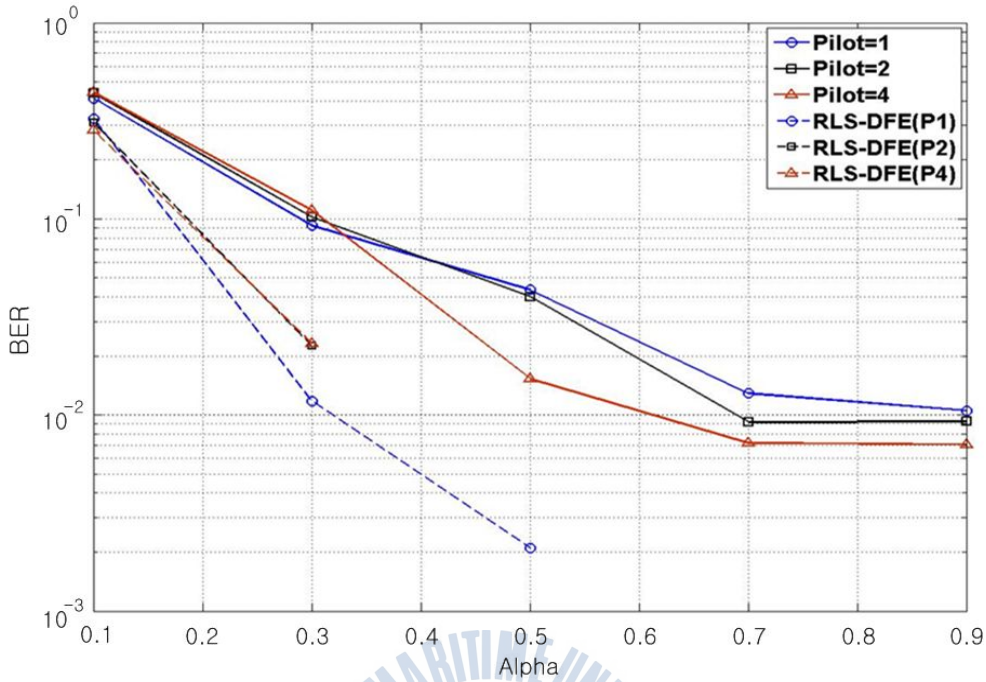


Figure 5.8 Simulation result of superimposed pilot communication system (SNR 30dB)

5.2 해상시험 및 분석

수중에서 superimposed pilot기반 채널추정기법의 성능을 검증하기 위해 부산 연근해 해상에서 실험을 수행하였다.

실험환경 및 성능 측정을 위한 파라미터는 Fig 5.9, Table 5.4와 같다. 1 프레임 당 데이터의 길이는 1,000 심벌이며, superimposed pilot의 길이는 250 심벌이다. 따라서 1 프레임 당 superimposed pilot은 4번 반복되며, 동기화를 위한 훈련신호의 길이는 50 심벌로 고정하였다. 또한 superimposed pilot의 전력에 따른 성능을 검증하기 위해 0.1 ~ 0.9까지 설정하였다. Fig 5.9는 부산 연근해에서 수행된 해상시험의 모식도를 나타낸다. 송•수신기간의 거리는 25m이며, 송신기 수심은 3m, 수신기 수심은 3m로 하여 실험을 수행하였다. Fig 5.10은 송

Collection

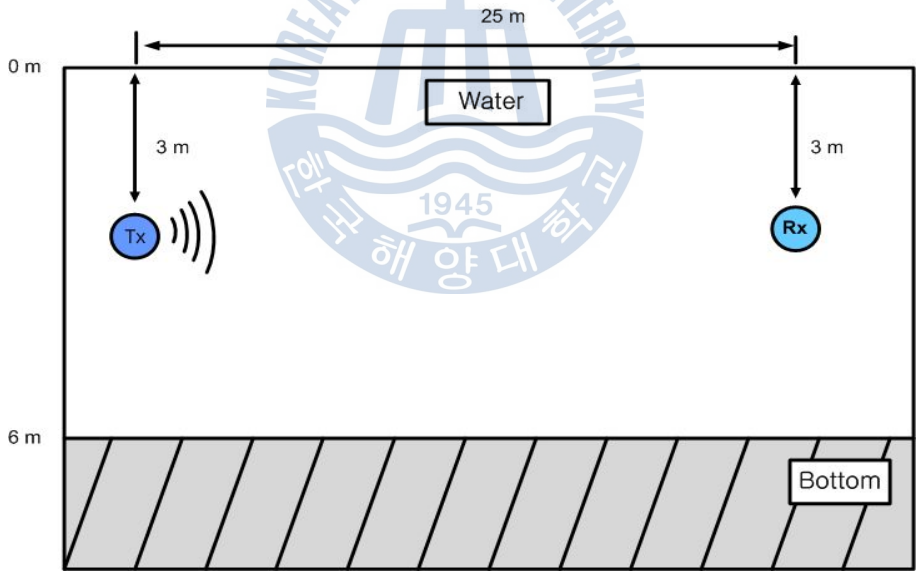
신신호와 수중채널을 통해 수신된 수신신호를 나타낸 그림이다. 수중채널의 영향으로 인해 수신신호의 왜곡이 발생하였음을 확인할 수 있다.

Table 5.4 Parameter of experiment

Source	8,000 bit
Data length	1,000 symbol
Superimposed pilot	250 symbol
Superimposed pilot power	0.1 / 0.3 / 0.5 / 0.7 / 0.9
Training length	50 symbol
Frequency	Carrier : 16 kHz Sampling : 192 kHz
Sensor	ITC-1001 / B&K - 8106
Depth	Water : 6 m / Tx : 3 m / Rx : 3 m
Distance	25 m

Collection

(a)



(b)

Figure 5.9 Experiment environment of Busan littoral sea (a) experiment area (b) block diagram of experiment area

Collection

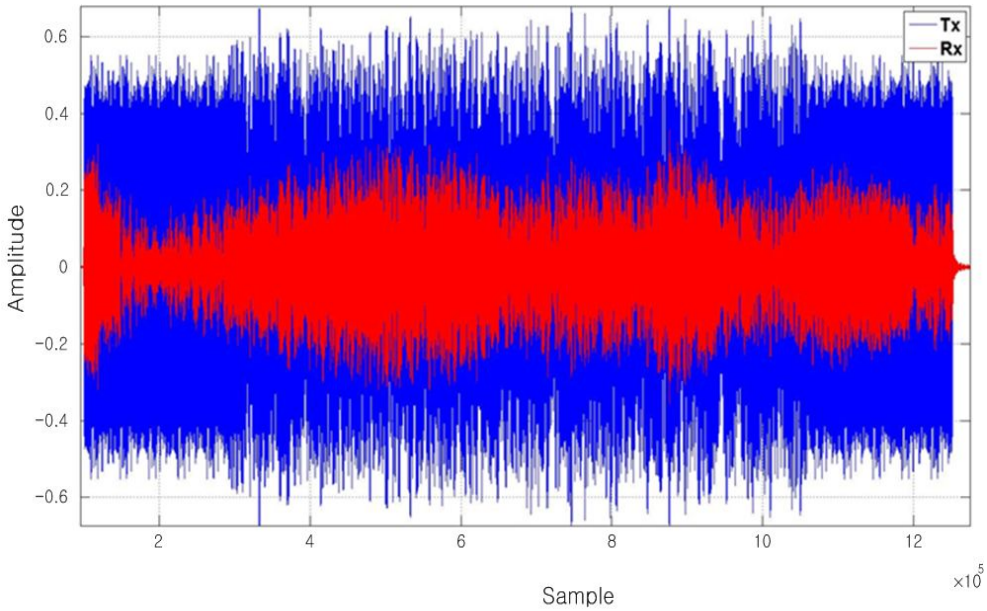


Figure 5.10 Received signal of experiment

먼저 superimposed pilot의 전력을 0.3으로 설정하여 기존의 훈련심벌 기반 채널추정기법을 이용하는 QPSK 수중음향통신 시스템과 성능을 비교하였다. Fig 5.11은 훈련심벌의 길이에 따른 성능을 나타낸다. 이때 훈련심벌 기반의 채널추정 기법에 사용되는 훈련심벌의 길이는 100심벌부터 500심벌까지 변화시켜가며 성능을 확인하였으며, superimposed pilot기반의 채널추정 기법의 경우 훈련심벌을 50심벌만 사용하였다. 일반적으로 채널코딩을 사용하면 오차율이 10%이하인 경우 대부분의 오차 수정이 가능하다고 알려져 있다. 따라서 성능의 기준을 오차율 10%(1×10^{-1})이하라고 했을 때, 기존 훈련심벌 기반의 채널추정 기법을 사용하는 QPSK의 경우 300심벌 이전까지는 오차율이 10%이상 이었으나 400심벌이후 부터는 10% 이하로 오차율이 떨어졌다. 이러한 결과를 바탕으로 각 채널추정 기법에 따른 전송률을 계산하면 Table 5.5와 같다

Collection

Table 5.5 Comparison of bit rate without overhead by channel estimation technique

Channel estimation	Pilot symbol assisted	Superimposed
Minimum train length	400	50
Transmission time (with overhead)	5.6 sec	4.2 sec
bit rate (without overhead)	600 bps	950 bps
Bit rate loss	400 bps	50 bps

기존 훈련심벌 기반의 채널추정 기법의 경우 오차율 10%를 만족하기 위해 400 심벌의 훈련심벌이 필요하며, 송신신호를 1 kbps의 전송률로 전송하게 되면 전체 전송시간은 5.6 sec가 된다. 따라서 훈련심벌로 인한 전송률 감소량은 400 bps가 되며, 순수 데이터 전송률은 600 bps가 된다. 반면 superimposed pilot을 이용한 채널추정 기법의 경우 훈련심벌의 길이가 50 심벌로 오차율 10%를 만족하는 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

본 논문에서는 수중음향 통신시스템의 채널추정 기법에 따른 성능비교와 함께 superimposed pilot의 전력의 크기에 따른 성능을 검증하였다. Fig 5.12는 superimposed pilot의 전력에 따른 성능 결과를 나타내고 있다. 결과를 보게 되면 superimposed pilot의 전력인 α가 0.5까지 증가할수록 오차율이 낮아지는 것을 확인할 수 있으며, 0.5 이상부터는 오차율이 높아져 성능이 떨어지는 것을 확인할 수 있으며, 모의시험에서 SNR이 낮을 때와 동일한 결과를 나타내고 있다. 이러한 결과가 나타난 이유로는 Fig 5.10에서 보는바와 같이 해상채널의 영향으로 인해 SNR이 낮았기 때문에 모의시험과 동일한 패턴의 성능을 나타내었다.

Collection

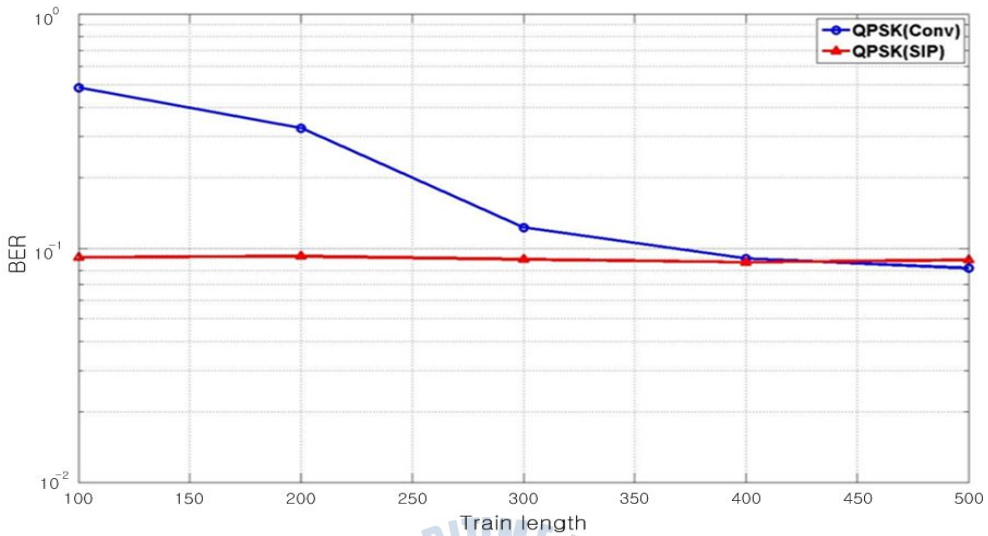


Figure 5.11 Comparison of BER by train symbol length

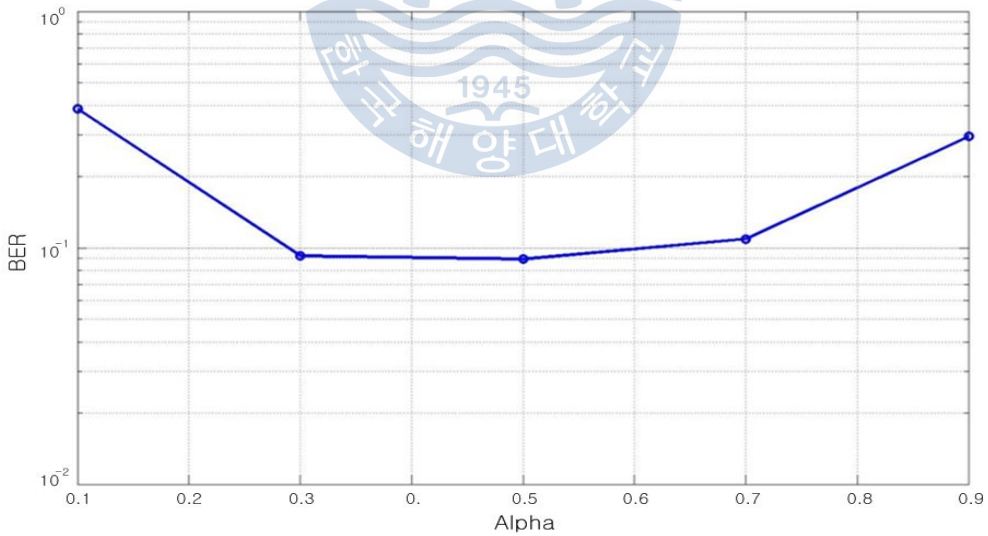


Figure 5.12 Comparison of BER by superimposed power

Collection

제 6 장 결 론

기존의 수중음향통신 시스템의 경우 훈련신호 및 파일럿 신호를 데이터와 분리시켜 전송하는 기법을 사용하였다. 이러한 기존 기법의 경우 훈련신호의 길이와 채널 특성간의 관계에 의해 성능이 좌우되었다. 이를 검증하기 위해 부산 연근해와 동해에서 수중음향통신 실험을 수행하였다.

부산 연근해에서 수행한 수중음향통신 시스템은 변조기법 OFDM, 전송률 5 kbps, 전송거리 50 m의 조건으로 실험을 수행하였다. 그 결과 등화기를 사용하지 않을 경우 BER은 2.47×10^{-2}이였으며, 등화기를 사용할 경우 BER은 2.09×10^{-3}이였다. 동해에서 수행한 수중음향통신 시스템은 QPSK, DSSS 변조기법을 적용하였다. 변조기법에 따른 각각의 전송률은 QPSK의 경우 1 kbps, DSSS의 경우 100 bps를 적용하였으며, 그 외 거리 3 km, 5 km 이며, 실험해역의 수심 및 송·수신부의 깊이는 각각 200 m, 100 m, 200 m로 공통적으로 설정되었다. 그 결과 QPSK의 경우 3 km에서 등화기를 사용하지 않을 경우 BER은 4.51×10^{-1}, 등화기를 사용한 경우 1.46×10^{-2} 이었으며, 5 km에서 등화기를 사용하지 않을 경우 BER은 4.8×10^{-1}, 등화기를 사용한 경우 3.4×10^{-1} 이였다. 또한 DSSS의 경우 3 km에서 최소 BER은 0, 최대 BER은 1.85×10^{-2}, 평균 BER은 2.84×10^{-3}로 나타났으며, 5 km에서 최소 BER은 6.75×10^{-2}, 최대 BER은 2.01×10^{-1}, 평균 BER은 1.47×10^{-1}로 실험결과가 나타났다.

해상시험의 경우 훈련신호 및 파일럿 신호를 채널의 지연확산보다 길게 설정을 하여 등화기의 수렴성능을 만족하도록 하였기 때문에 만족할만한 성능을 얻을 수 있었다. 하지만 4.1절에서 보인바와 같이 훈련신호의 길이가 채널의 지연확산보다 짧을 경우 등화기의 수렴성능을 만족하지 못하여 최적의 등화기 탭 계수를 얻지 못하게 되어 데이터의 복구가 불가능하다. 또한 파일럿 구간의 길

Collection

이를 과도하게 설정할 경우 일정 수준까지의 성능은 안정적으로 얻을 수 있으나 그 이상의 성능은 얻을 수 없으며, 이로 인해 전송프레임 패킷의 오버헤드가 늘어남에 따라 순수 데이터만을 전송하는 전송속도는 감소하게 된다. 해상시험에 사용된 전송패킷은 Fig 3.27와 같이 프리앰블 500 심벌과 미드앰블 250 심벌로 구성하여 전송하였으나 거리 3 km의 QPSK와 DSSS 변조기법의 경우 등화기의 수렴성능이 프리앰블의 길이가 200번째 심벌 후부터 음향통신의 최소 요구치인 BER 1×10^{-3}을 만족하였으며, 200번째 심벌 후부터는 동일한 성능을 가지는 것을 확인할 수 있었다. 따라서 프리앰블의 200번째 심벌이후 부터는 통신성능에 영향을 미치지 않는 오버헤드가 되며, 이러한 오버헤드로 인해 순수 데이터를 전송하는 전송속도의 감소를 가져오게 된다.

본 논문에서는 수중음향통신 시스템에서 오버헤드를 감소시키기 위한 방안으로 superimposed pilot 기반 채널추정기법을 이용한 수중음향통신 시스템을 제안하였다. Superimposed pilot 기반 채널추정 기법은 송신신호의 데이터와 superimposed pilot의 전송시간 및 전송 주파수를 동일하게 하여 파일럿 전송에 따른 전송 효율의 감소 없이 채널을 추정하는 기법이다. 이 기법은 파일럿과 데이터를 시간적으로 따로 분리해서 전송하는 기존의 통신시스템과 달리 동일한 시간에 파일럿과 데이터를 전송하기 때문에 기존의 통신시스템에 비해 높은 스펙트럼 효율을 가진다. 특히 시변채널의 경우 추가적인 오버헤드 없이 채널을 추정할 수 있다. 따라서 오버헤드 감소로 인해 순수 데이터를 전송하는 전송속도의 증가를 가져오게 된다.

모의시험 결과에서 superimposed pilot의 길이와 전력에 따른 성능을 비교 및 SNR에 따른 성능을 나타내었다. SNR이 높을 경우 superimposed pilot의 길이가 짧을수록 데이터 구간동안 반복되는 횟수의 증가로 인해 채널추정 성능이 뛰어났으며, superimposed pilot의 전력이 클수록 BER 또한 낮아졌다. 이러한 효과로 인해 오버헤드를 최소한으로 설정할 수 있었으며, 순수 데이터만을 전송하는 전송속도의 경우 10% ~ 30% 까지 전송속도의 증가를 확인하였다. 하지만 SNR이 낮은 경우에는 superimposed pilot의 전력에 따른 성능에 문제점이 발견되었다. Superimposed pilot이 낮은 전력일 경우에는 문제가 발생하지 않으나 전력이 높아질 경우 데이터의 전력이 상대적으로 낮아져서 잡음성분에

Collection

의해 복조가 불가능하게 되는 경우가 발생하였다.

제안한 superimposed pilot기반 채널추정 기법은 통신시스템의 오버헤드를 줄이므로 기존 통신 시스템과 동일한 성능을 나타내면서도 순수한 데이터만을 전송하는 전송속도를 증가시키는 효과를 가져 오므로 고속 수중음향통신 시스템에도 적용이 가능할 것으로 판단된다.

향후 연구내용으로는 낮은 SNR에서 superimposed pilot의 전력 배분 문제로 인한 성능감소에 관한 연구 및 SNR에 따른 최적의 전력분배에 관한 연구가 필요하다. 또한 다양한 환경에서의 해상시험을 통한 성능의 검증이 필요하다.

Collection

참고문헌

[1] A.Quazi and W.Konrad, “Underwater acoustic communicatios,” IEEE Comm. Magazine, pp. 24-29, Mar, 1982.

[2] D.J.Garrood, “Applications of the MFSK acoustical communication system,” presented at the Oceans’81, Boston, MA, 1981.

[3] A.Kaya and S.Yauchi, “An acoustic communication system for subsea robot,” Proc. Oceans’89, pp. 765-770, Seattle, Wasington, Oct, 1989.

[4] M.Stojanovic, J.A.Catipovic and J.G.Proakis, “Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels,” IEEE J.Oceanic Eng., vol19, pp.100-111, Jan, 1994

[5] M.Stojanovic, J.A.Catipovic and J.G.Proakis, “Adaptive multi-channel combining and equalization for underwater acoustic communications,” J. Acoust. Soc. Amer., vol. 94, no. 3, pt.1, pp. 1621-1631, Sept, 1993.

[6] M.Suzuki and T.Sasaki,"Digital acoustic image transmission system for deep sea research submersible," IEEE Oceanic Eng. Conf., pp.567-570, Newport, Oct. 1992.

[7] Baosheng Li, Shengli Zhou, Milica Stohanovic, Lee Freitag, and Peter Willett, "Non-Uniform Doppler Compensation for Zero-Padded OFDM over Fast-Varying Underwater Acoustic Channels", in Proc. of MTS/IEEE OCEANS conference, Aberdeen, Scotland, June 18-21, 2007.

[8] Jianguo huang, Jing Sun, Chengbin He, Xiaohong Shen, and Qunfei Zahang, "High-Speed Underwater Acoustic Communication Based on OFDM", IEEE International Symposium pp.1135-1138, Vol.2, Agu, 2005.

[9] J.Zhang, Y.R.Zheng, C.Xiao, “Frequency-domain equalization for single carrier MIMO Unerwater acoustic communication”, OCEANS’08, pp.1-6, Sept. 2008

Collection

[10] M. Nordenvaad and T. Oberg, “Iterative reception for acoustic underwater MIMO communications,” in Proceedings of the Oceans, Boston, MA 21,(2006), pp. 1 - 6.

[11] P.P.J. Beaujean, E.A.Carlson, “ HERMES - A High Bit-Rate Underwater Acoustic Modem Operation at High-Frequency for Ports and Shallow Water Applicartions,” Marine Technology Soc. Journal, In press, 2009.

[12] M.Pajovic, P.P.J.Beaujean, “Turbo-coded frequency-hopped frequency division multiplexed signaling for underwater acoustic communications between 60 and 90 kHz in ports and very shallow waters,” OCEANS 2009.

[13] L.Freitag, M.Grund, I.Singh, J.Partan, P.Koski, K.Ball and Woods Hole, “The WHOI Micromodem-2: A Scalable System for Acoustic Communications and Networkin,” OCEANS 2010.

[14] A.Goalic, J.Trubuil, C.Laot and N.Beuzelin, “Underwater acoustic communication using Reed Solomon Block Turbo Codes channel coding th transmit images and speech,” OCEANS 2010

[15] J.Catipovic, A.B.Baggeroer, K.Von Der Heydt and D.Koelsch, “ Design and performance analysis of a digital acoustic telemetry system for the short range underwater channel”, IEEE J.Oceanic Eng., vol. OE-9, pp. 242-252, 1984.

[16] L.Freitag and J.S.Merriam, “Robust 5000 bit per second underwater communication system for remote applications”, presented at the Proceedings of Marine Instrumentation’90, Marine Technology Society, San Diego, CA, 1990.

[17] G.R.Mackelburg, S.J.Watson and A.Gordon, “Benthic 4800bps acoustic telemetry”, presented at the Oceans’81, Boston, MA, 1981.

[18] L.Freitag, M.Grund, S.Singh, S.Smith, R.Christenson, L.Marquis and J.Catipovic, “A Bidirectional coherent acoustic communication system for underwater vehicles”, presented at the Oceans’98, Nice, France, 1998.

[19] A. Radosevic, R. Ahmed, T. Duman, J. Proakis, and M. Stojanovic, “Adaptive OFDM modulation for underwater acoustic communications: Design considerations and experimental results,” IEEE J.Ocean. Eng., 2013.

Collection

[20] 이외형, 손윤준, 김기만, “하이드로폰 송신 어레이를 이용한 수중 음향 통신 시스템의 성능 향상,” 한국음향학회지, vol.21, no.7, pp.606-613, Oct. 2002.

[21] 윤종락, 백승관, 박지현, 임춘단, “FSK 방식의 수중 데이터 전송 특성 해석,” 제4회 해상무기체계 발전 세미나 논문집, pp.299-303, July 2002.

[22] 손근영, 노용주, 윤종락, “수중 데이터 통신 시스템 개발 - 변조 방식의 성능 분석,” 한국음향학회 학술발표대회 논문집, vol.19, no.2(s), Nov. 2000.

[23] 한정우, 김기만, 윤영중, 문현욱, 천승용, 손권, “동해에서 직접 수열 대역확산 수중음향통신기법의 해상실험 결과”, 한국음향학회지, vol.31, no.7, pp. 441-448, 2012.

[24] A.Baggeroer, "Acoustic telemetry - an overview," IEEE J. Oceanic Eng., vol.9, no.4, pp.229-235, Oct. 1984.

[25] 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.

[26] S.Haykin, 1996. *Adaptive Filter Theory 3rd Edition*, Prentice-Hall.

[27] L.Brekhovskikh and Y.Lysanov., 1982, *Fundamentals of Ocean Acoustics*, New York, Springer.

[28] Mari Carmen Domingo, “Overview of channel models for underwater wireless communication networks.“, Phys. Commun., vol. 1(3), pp.163–182, September 2008.

[29] Sehgal, A., Tumar, I. and Schonwalder, J., “Variability of available capacity due to the effects of depth and temperature in the underwater acoustic communication channel”, IEEE OCEANS 2009, EUROPE, pp. 1–6, 2009

[30] Waite, A., 2005, *Sonar for Practicing Engineers, 3rd Edition*, Wiley.

[31] Stojanovic, M., “On the relationship between capacity and distance in an underwater acoustic communication channel”, International Workshop on Underwater Networks, WUWNet’06., 2006

[32] Chen, W. and Mitra, U., “Packet scheduling for multi-hopped underwater acoustic communication networks”, IEEE OCEANS’07, pp. 1–6, 2007

Collection

[33] Nasri, N., Kachouri, A., Andrieux, L. and Samet, M., “Design considerations for wireless underwater communication transceiver”, International Conference on Signals, Circuits and Systems., 2008.

[34] Sehgal, A., Tumar, I. and Schonwalder, J. “Variability of available capacity due to the effects of depth and temperature in the underwater acoustic communication channel”, IEEE OCEANS 2009, EUROPE, pp. 1 – 6. 2009.

[35] R.J. Urick., 1983, *Principles of underwater sound,* McGraw-Hill.

[36] P.E.Etter, 2003, *Underwater Acoustic Modeling and Simulation. 3rd Edition*, Spon Press.

[37] Myrberg AA Jr, “The effects of man-made noise on the behavior of marine animals.”, Environ Int vol 16, pp.575 – 586, 1990

[38] Curtis K.R., Howe B.M. and Mercer J.A.,“ Low-frequency ambient sounds in the North Pacific: Long time series observations. J Acoust Soc Am vol.106, pp.3189 – 3200, 1999.

[39] Caruthers, J., 1977, *Fundamentals of Marine Acoustics*, Elsevier Scientific Publishing.

[40] Kinsler, L., Frey, A. and Coppens, A. & Sanders, J., 1982, *Fundamentals of Acoustics*, John Wiley and Sons.

[41] Nee.R.V. and Prasad.R, 2000, *OFDM for wireless multi-media communications*, Artech House

[42] Bahai.Ahmad R.S, Saltzberg.Burton R, and Ergen. Mustafa., 2004, *Multi-carrier digital communications : theory and applications of OFDM*, Springer

[43] L. Freitag, M. Stojanovic, S. Singh, and M. Johnson, "Analysis of channel effects on direct-sequence and frequency-hopped spread spectrum acoustic communication," IEEE Journal of Oceanic Eng., vol.26, no.4, pp.586-593, Oct. 2001.

[44] M. Stojanovic and L. Freitag, "Acquisition of direct sequence spread spectrum acoustic communication signals," MTS/IEEE Conf. Oceanic Eng., pp.279-286, Sept. 2003.

Collection

[45] E.M. Sozar, J.G. Proakis, M. Stojanovic, J.A. Rice, A. Benson, and M. Hatch, "Direct sequence spread spectrum based modem for under water acoustic communication and channel measurements," MTS/IEEE Conf. Oceanic Eng., pp.228-233, Oct. 1999.

[46] S. Azou, G. Burel, L.L. Duff and C. Pistre, "Sea trial results of a chaotic direct sequence spread spectrum underwater communication system," MTS/IEEE Conf. Oceanic Eng., pp.1539-1546, Sept. 2003.

[47] P. Hursky. M.B. Porter, M. Siderius, and V.K. McDonald, "Point-to-point underwater acoustic communications using spread-spectrum passive phase conjugation," J. Acoust. Soc. Am., vol.120. no.1, pp.247-257, July 2006.

[48] Y. Watanabe, H. Ochi and T. Shimura, "An experiment of underwater acoustic positioning with data transmission using DSSS," MTS/IEEE Techno-Ocean Conf., pp.1-6, Apr. 2008.

[49] Proakis. J.G. and Salehi. M.(2008), *Digital Communications - 5th Edition*, McGraw.Hill.

[50] H. Meyr and L. Popken, "Phase Acquisition Statistics for Phase-Locked Loops," IEEE Trans. Comm, vol. COM-28, pp.1365-1372, Aug.1980

[51] F. M. Gardner, 1979, *Phase lock Techniques*, Wiley, New York.

[52] H.Minn, M.Zeng and V.K.Bhargava, "On timing offset estimation for OFDM System", IEEE Trans. Commun., vol. 4, pp. 242-244, July. 2000.

[53] John G. Proakis and M. Salehi, 2008, *Digital Communication, 5th.*, McGraw-Hill.

[54] R. Wang and G.Y. Delisle, "Mitigation error propagation of MMSE-DFE by joint parameter optimization," IEEE Trans. Comm. vol 57, pp 2239-2243, Aug. 2009

[55] M. Reuter, "Mitigating Error Propagation Effects in a Decision Feedback Equalizer," IEEE Trans. Comm. vol. 49, pp 2028-2041, Nov. 2001

[56] W.Zhuang, "RLS Algorithm with Variable Forgetting Factor for Decision Feedback Equalizer over Time-Variant Fading Channels", Wireless Personal Commun., vol. 8, pp. 15-29, 1998.

Collection

[57] E.Eleftheriou and D.D, Falconer, “Tracking properties and steady-state performance of RLS adaptive filter algorithms”, IEEE Trans. Acoustic., speech, Signal Processing, vol.34, No.5, pp.1097-1109, Oct. 1986.

Collection