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

工學碩士 學位論文

고속데이터 전송을 위한 수중 음향 통신 시스템에 관한 연구

A Study of Underwater Acoustic Communication for High Speed Data Transmission

指導敎授 金 基 萬

2009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 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 鄭 智 元 (印)

委 員 : 工學博士 金 基 萬 (印)

委 員 : 工學博士 千 承 容 (印)

2009年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

韓 廷 宇

차 례

그림차례 ····· iii
기호표 ····· iv
약어표 ····· v
Abstract ····· vi

제 1 장 서 론 ····· 1

제 2 장 수중 음향 통신 채널 특성 ····· 4
제2-1절 수중 채널 특성 ····· 4
제2-2절 수중 음향 통신 오차 유발 요인 분석 ····· 5
2-2-1. 전달손실 ····· 6
2-2-2. 다중경로 ····· 6
2-2-3. 도플러 확산 ····· 7
2-2-4. 잡음 ····· 7

제 3 장 OFDM 전송 시스템 ····· 8
제3-1절 OFDM 전송 시스템 ····· 8
제3-2절 보호구간 ····· 11
제3-3절 동기화 ····· 12
3-3-1. 프리앰블 ····· 12
제3-4절 OFDM 수신기 ····· 16
3-4-1. 패킷검파 ····· 16
제3-5절 시뮬레이션을 통한 성능 평가 ····· 17
3-5-1. 수중 시뮬레이션 환경 ····· 17
3-5-2. 수중 시뮬레이션 ····· 19

제 4 장 가변 보호구간을 갖는 OFDM 시스템 ····· 21
제4-1절 채널 추정 ····· 22
4-1-1. 프리앰블을 사용한 채널추정 ····· 22
4-1-2. 파일럿 심벌을 사용한 채널 추정 ····· 23
제4-2절 RMS 지연확산 추정 ····· 24
제4-3절 시뮬레이션을 통한 성능 평가 ····· 25

제 5 장 수중에서 OFDM 통신의 실험 및 분석 ····· 26
제5-1절 수중 음향 통신 환경 ····· 28
제5-2절 패킷 검파 ····· 30
제5-3절 QPSK 수신신호의 복조 ····· 31
제5-4절 OFDM 수신신호의 복조 ····· 32
제5-5절 가변 보호구간을 가지는 OFDM 수신신호의 복조 ····· 33

제 6 장 결론 ····· 35
참고문헌 ····· 37

KOREA MARITIME UNIVERSITY 1945 한국해양대학교

그 림 차 례

그림 1-1 수중 통신의 최근 국외 연구 동향 ····· 2
그림 2-1 천해에서 음파 전달 속도 예 ····· 5
그림 2-2 수중에서 음향 신호의 다중경로 전달 현상 ····· 7
그림 3-1 다중 반송파 방식의 스펙트럼 특성 ····· 8
그림 3-2 OFDM 전송의 기본 개념 ····· 9
그림 3-3 OFDM 전송 시스템의 블록다이어그램 ····· 9
그림 3-4 보호구간의 삽입방법 및 효과 ····· 12
그림 3-5 프리앰블 구조 ····· 13
그림 3-6 Short training symbol의 파형 ····· 14
그림 3-7 Long training symbol의 파형 ····· 15
그림 3-8 패킷 검파 ····· 17
그림 3-9 수중 채널 모델 ····· 18
그림 3-10 수중 채널 모델의 임펄스 응답 ····· 18
그림 3-11 QPSK를 이용한 시뮬레이션 결과 ····· 19
그림 3-12 OFDM를 이용한 시뮬레이션 결과 ····· 19
그림 4-1 가변 보호구간을 갖는 OFDM 블록 다이어그램 ····· 21
그림 4-2 가변 보호구간을 가지는 OFDM을 이용한 시뮬레이션 결과 ··· 25
그림 5-1 실험의 블록 다이어그램 ····· 26
그림 5-3 실험 환경 ····· 27
그림 5-4 송•수신된 신호 ····· 28
그림 5-5 수신된 신호의 지연확산 ····· 29
그림 5-6 수신된 Short Training Symbol ····· 29
그림 5-7 실험 데이터의 패킷 검파 ····· 30
그림 5-8 QPSK 수신신호의 복조 ····· 31
그림 5-9 OFDM 수신신호의 복조 ····· 32
그림 5-10 가변 보호구간을 가지는 OFDM 수신신호의 복조 ····· 33

기 호 표

f_{cut}	차단 주파수
c	음파의 속도
$X(k)$	입력신호
$x(n)$	OFDM 심벌
N	부반송파의 개수
x_{TX}	송신 신호
f_c	반송 주파수
$y(n)$	수신 신호
$H(k)$	채널의 임펄스 응답
f_{offset}	수신신호의 주파수 오프셋
δ	심벌 오프셋
AWGN	백색 가우시안 잡음
m_n	패킷 검파 시 수신신호의 자기상관 함수
τ	RMS 지연 확산

약 어 표

ISI	Inter - Symbol Interference
PSK	Phase Shift Keying
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
MSE - OFDM	Multi-Symbol Encapsulated Orthogonal Frequency Division Multiplexing
RMS	Root Mean Square

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. Especially, an important feature of the underwater acoustic communication is multipath propagation and Doppler spread cause by the surface and bottom reflections. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique for mitigating of multipath fading is central to improving the performance of underwater acoustic communication system.

Conventional OFDM system uses a fixed-length Cyclic Prefix (CP) to mitigate Inter-Symbol Interferences (ISI) caused by underwater channel delay spreading. CP length may cause considerable performance degradation when it is less than the channel Root-Mean-Square (RMS) delay spread or decrease the system power and spectrum efficiency when it is much larger than the channel RMS delay spread.

This thesis proposed to variable CP length to adapt variation of channel delay spread. Adaptive OFDM utilizes the preamble or pilot symbol of each OFDM packet to estimate the channel RMS delay spread and then uses a criterion to calculate the CP length.

In this thesis, the performance of the conventional OFDM and the adaptive OFDM system are compared in Underwater Acoustic Communication System. The thesis compared the original image data with demodulated image data. Futhermore, this thesis also compare the multi-carrier underwater acoustic communication system with single-carrier underwater acoustic communication

system. As a result, this thesis shows that the improvement of bit rate is about 20% compared with conventional method.

제 1 장 서 론

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

음파는 고주파 손실이 커서 대역폭이 좁고 배경 잡음의 영향을 많이 받는다. 특히 수중 음향 통신 시스템의 성능은 채널의 특성에 의해 좌우되며, 수중 채널의 경우 전달 과정에서 잔향 및 다중경로 전달 등에 의해 수신 신호가 크게 왜곡된다. 수중에서 고속 데이터 전송을 위하여 수중 음향 통신 채널 특성을 결정하는 해면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 하며 특히 천해에서의 다중경로는 해면의 시변 산란에 의해 도플러 확산파가 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우한다[1][2]. 이러한 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 수중 음향 통신에서 송신하는 인접 심벌간의 상호간섭 (Inter - Symbol Interference : ISI)을 발생시켜 통신 시스템의 성능을 저하시킨다. 이러한 수중 음향 통신 채널의 특성 때문에 과거에는 FSK (Frequency Shift Keying) 등과 같은 비동기 위상 (non-coherent) 변조기법을 이용하여 수중 음향 통신 시스템을 구현하였다[2].그러나, 미국 WHOI (Woods Hole Oceanographic Institution)에서 PSK (Phase Shift Keying) 기법을 이용한 수중 음향 통신의 결과를 발표한 이후로 PSK나 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 등과 같은 동기위상 (phase- coherent) 디지털 변조 기법을 활용한 수중 음향 통신 시스템 연구가 활발히 진행되고 있다.

기존에 연구된 국외의 수중 음향 통신 시스템을 살펴보면 그림 1-1과

같다. 미국의 WHOI 에서는 15 kHz 대역에서 MFSK (Multiple Frequency Shift Keying) 변조 기법을 사용하여 1200 bps로 데이터 전송 실험을 수행하였으며[3], 일본에서는 20 kHz 대역에서 4-DPSK (Differential Phase Shift Keying) 변조 기법을 사용하여 16 kbps의 전송률을 얻었으며[3], QAM 변조를 이용하여 60 m의 근거리에서 500 kbps 전송률을 실현한 시스템도 보고되었다[4].

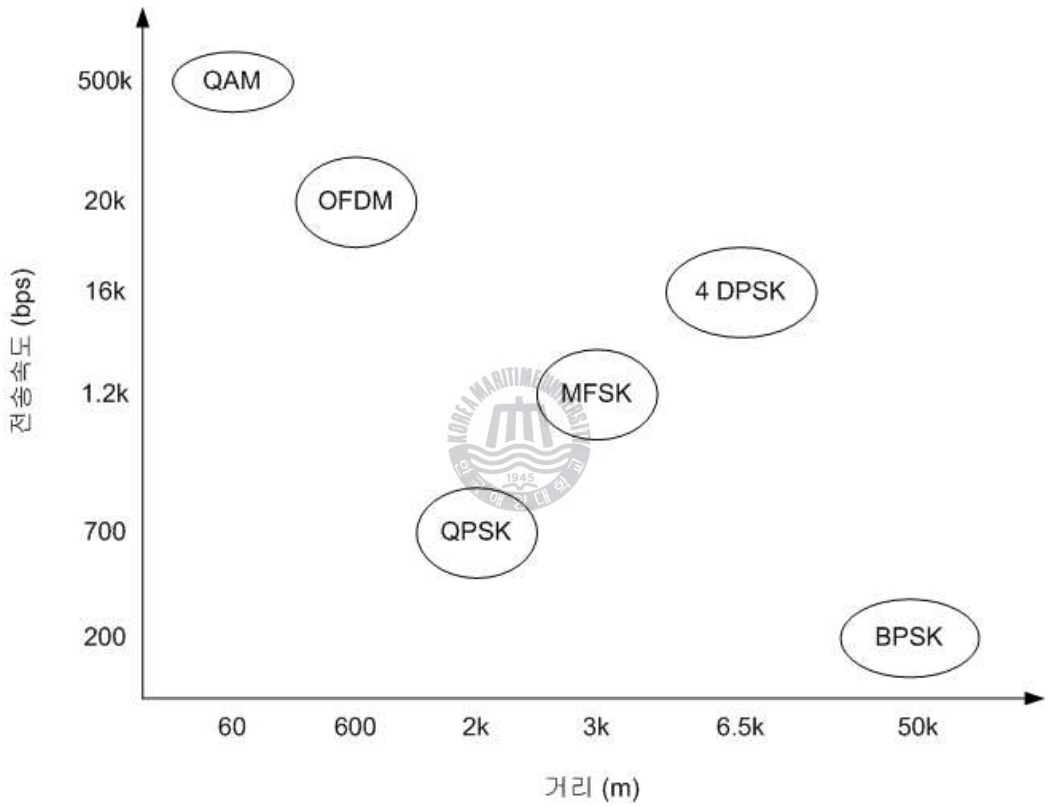


그림 1-1. 수중 통신의 최근 국외 연구 동향

Fig 1-1. Trend of Recent Researches of Underwater Communication

국내의 경우 전송률을 향상시키기 위해 송신 하이드로폰 어레이를 사용하거나 채널 추정을 이용한 방법을 연구하였다[5][6]. 또한 수중 채널 모델을 이용하여 FSK 방식뿐만 아니라, PSK 와 같은 변조 기법에 따른 성능을 시뮬레이션을 통해 성능을 분석하였다[7][8].

최근에는 수중 음향 통신에서 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 수중 음향 통신 통신 시스템에 적용하려는 연구가 시도되고 있으며, 미국에서는 OFDM을 이용하여 20kbps로 데이터 전송의 실험을 수행하였다[9]. 그러나 OFDM 기법 적용 시 사용되는 보호구간(Guard Interval)으로 인해 전송속도의 저하를 초래한다. 이를 극복하기위해 MSE - OFDM (Multi-Symbol Encapsulated Orthogonal Frequency Division Multiplexing)등이 사용된다[10][11]. 하지만 이러한 기법 또한 고정된 보호구간을 가지므로 일정한 전송속도의 저하를 초래한다. 이러한 전송속도의 저하를 초래하는 보호구간의 경우 일반적으로 RMS (Root-Mean-Squared) 지연확산에 의해 결정된다. RMS 지연확산의 경우 항상 일정한 값을 가지지 않으며, 일반적인 OFDM 시스템의 경우 이러한 지연확산의 최대치 혹은 평균값을 정하여 고정된 보호구간을 사용한다.

본 논문에서는 수중 음향 채널에서 OFDM 기법을 사용함에 있어서 전송 시 수중 음향 채널의 RMS 지연확산을 평가하여 채널의 지연확산의 변화에 맞추어 보호구간을 변화시켜 수중 음향 통신 시스템의 전송속도 저하를 최소화하는 방법을 제안한다. 제안된 방법의 장점은 고정된 보호구간을 가지는 OFDM과 비교하여 동일한 성능을 유지하며, 보다 우수한 전송효율을 나타낸다.

본 논문의 제 2 장에서는 수중 음향 통신 채널 특성을 기술하였으며, 제 3 장에서는 OFDM 전송 시스템에 대해서 기술하였다. 제 4 장에서는 본 논문에서 제안하는 가변 보호구간을 가지는 OFDM 전송 시스템에 대하여 기술하였으며, 제 5 장에서는 실험을 통해 얻어진 수조의 RMS 지연확산을 이용하여 본 논문에서 제안한 기법을 실험을 통해 분석한 결과를 나타내었다. 마지막으로 제 6 장에서 결론 및 향후 연구방향을 제시하였다.

제 2 장 수중 음향 통신 채널 특성

제 2-1 절 수중 채널 특성

수중 환경에서 음파 신호는 수심, 수온, 전송거리, 해수면의 변화, 해저면의 상태 등으로 인해 다양하며 복잡한 특성을 가진다. 수중에서 음파의 전달은 직접파와 더불어 해수면과 해저면의 반사파들에 의해 원거리까지 전달되어 간다. 특히 천해의 경우 해수면과 해저면의 반사등으로 인해 다중경로를 포함한 다양한 특성으로 인해 수중 음향 통신의 성능 저하를 일으키며 심해에 비해 음파가 전달되는 형태가 복잡하다. 특히 해저면의 상태에 따른 신호의 지연은 진흙의 경우 10 ms, 모래일 경우 30 ms까지 신호의 지연이 발생하기도 한다[4]. 또한 음원에서 발생한 신호의 주파수가 차단 주파수의 이하일 경우 원거리까지 전파되지 못한다. 이때의 차단주파수는 다음 식과 같다.

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

이때 C_w는 수중에서의 음속이며, C_b는 해저에서의 음속, D는 수심이다. 해저의 경우 층상구조로 되어 있어 실제의 차단주파수는 더욱 복잡한 성질을 나타낸다. 일반적으로 음파의 속도는 다음과 같이 표현된다.

$$c = \sqrt{\frac{C}{\rho}} \tag{2-2}$$

ρ는 밀도, C는 stiffness 계수이다. 일반적으로 음파의 속도는 공기 중에서는 340m/s, 수중에서는 1450 - 1540 m/s, 해저에서는 1500 - 2500 m/s로 알려져 있다. 특히 천해의 경우 음파의 속도가 수압의 영향 보다는 수

온에 영향을 많이 받게 되는데 그림 2-1에는 천해에서 깊이에 따른 음파 전달 속도의 한 예를 나타낸 것이다.

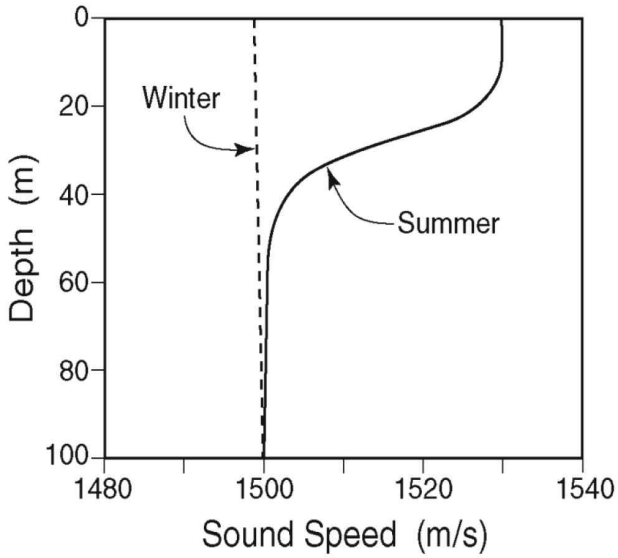


그림 2-1. 천해에서 음파 전달 속도 예.

Fig 2-1. Sound transmission speed in shallow water

제 2-2 절 수중 음향 통신 오차 유발 요인 분석

수중 음향 통신 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. 음성 채널의 경우 전달 과정에서 잔향 및 다중경로 전달 등에 의해 크게 왜곡된다. 데이터 채널은 가로채기(intercept)를 당할 기회를 최소화하기 위해 짧은 신호 구간을 가져야 하며, 이에 따라 음성 채널 보다 넓은 대역폭이 필요하다. 일반적으로 수중환경에서의 전송거리는 채널 대역폭에 따라 크게 5단계로 분류할 수 있으며, 이는 표 2-1에 나와 있다. 전송거리와 채널 대역폭은 서로 반비례 관계를 가지며 전송 거리가 증가 할수록 대역폭이 줄어

들어 데이터 전송효율이 떨어진다.

표 2-1. 수중음향통신에서 사용 가능한 채널 대역폭과 전송 거리 사이의 관계

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

2-2-1. 전달 손실(Path-Loss)

수중 환경에서 전송 손실은 크게 감쇠 (attenuation)와 기하학적 확산 (geometric spreading)으로 나눌 수 있다. 전자는 주로 음향에너지가 열에너지로 변화하는데서 발생하는 것으로 거리와 주파수에 따라 증가한다. 후자는 파면 (wavefront)의 퍼짐에 의해 생겨나는 손실이며, 천해의 경우 Cylindrical spreading이 대양에서는 Spherical spreading이 발생한다. 이는 주파수와 독립적으로 거리에 따라 증가한다.

2-2-2. 다중 경로(Multi-Path)

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

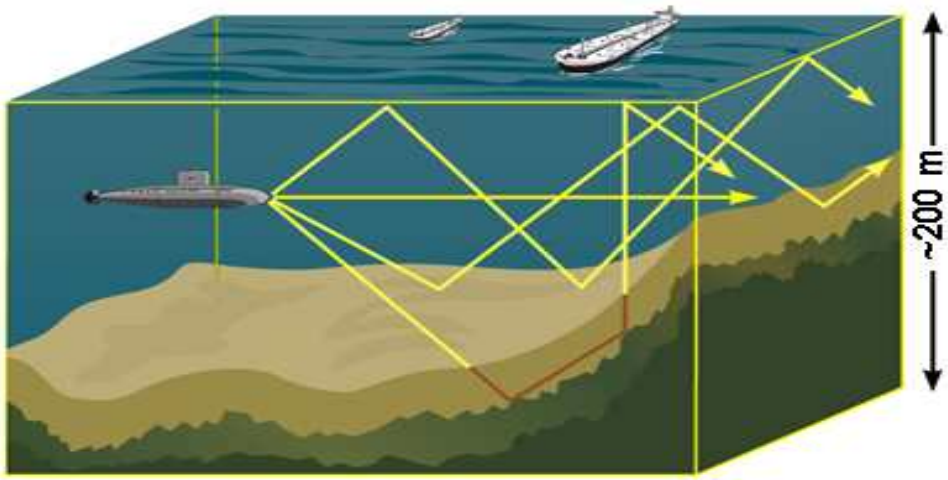


그림 2-2. 수중에서 음향 신호의 다중경로 전달 현상

Fig 2-2. Multipath of sound signal in under water

2-2-3 도플러 확산(Doppler spread)

도플러 확산은 송수신단의 움직임이나 Surface reflection point의 움직임에 기인하며 수중 음향 통신에서 큰 의미가 있다. 이는 수신부에서 많은 인접 심벌들 사이의 간섭을 일으킴으로써, 수중 음향 통신 성능의 저하를 가져온다. 대역폭과 심벌 구간 사이의 곱이 1보다 작으면 무시할 수 있으나 1보다 크면 무시할 수 없다. 도플러 확산은 간단한 주파수 병진과 연속적인 주파수 확산을 발생시킨다. 전자의 경우 수신부에서 쉽게 보상되나, 후자의 경우 보상하기 어렵다.

2-2-4 잡음(Noise)

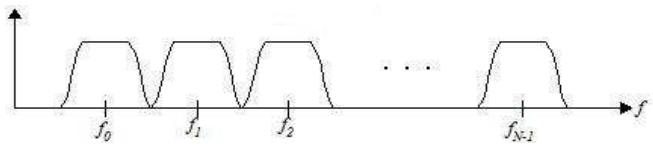
수중 환경에서의 잡음은 크게 인공 잡음(man-made noise)과 주변 잡음(ambient noise)으로 나뉠 수 있다. 전자는 주로 펌프 기억 등과 같은 기계류 소음을 나타내는 반면, 후자는 조수간만, 해류, 폭풍, 바람, 지진, 비

등으로 인한 유체역학(hydrodynamics)에 관련된 소음이다. 이는 수신단의 이용 가능한 거리, 대역폭, SNR을 결정한다.

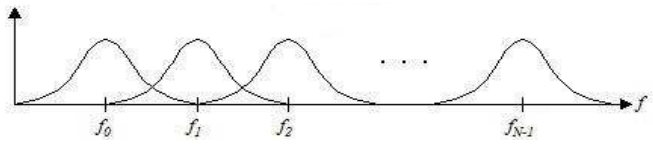
제 3 장 OFDM 전송 시스템

제 3-1절 OFDM 전송 시스템

OFDM 전송 시스템은 다중 반송파 방식이므로 주파수 선택적 페이딩 채널을 비선택적 페이딩채널로 근사화시켜 처리할 수 있어 임의의 주파수 선택적 채널을 flat 페이딩 부채널의 합으로 표현가능하다. 또한 전송 심벌의 길이가 원래 심벌의 주기에 비해 병렬화 하여 모인 데이터의 수만큼 길어지게 되어 고속 전송 시 발생하는 인접 심벌간의 간섭의 문제도 해결할 수 있다 [12][13]. 기존의 다중 반송파 방식인 주파수 분할 다중화 (Frequency Division Multiplexing : FDM) 시스템에서는 각 주파수 대역이 중첩되지 않게 하기 위해 각각의 부반송파 사이에 일정한 보호구간 (Guard Band)을 설정하였으나 이로 인해 대역폭의 사용 효율이 저하되었다. 그림 3-1은 FDM과 OFDM의 차이를 나타내고 있다. 그림 3-1에서 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.



(a)



(b)

그림 3-1. 다중 반송파 방식의 스펙트럼 특성

Fig. 3-1. Spectrum (a) FDM, (b) OFDM

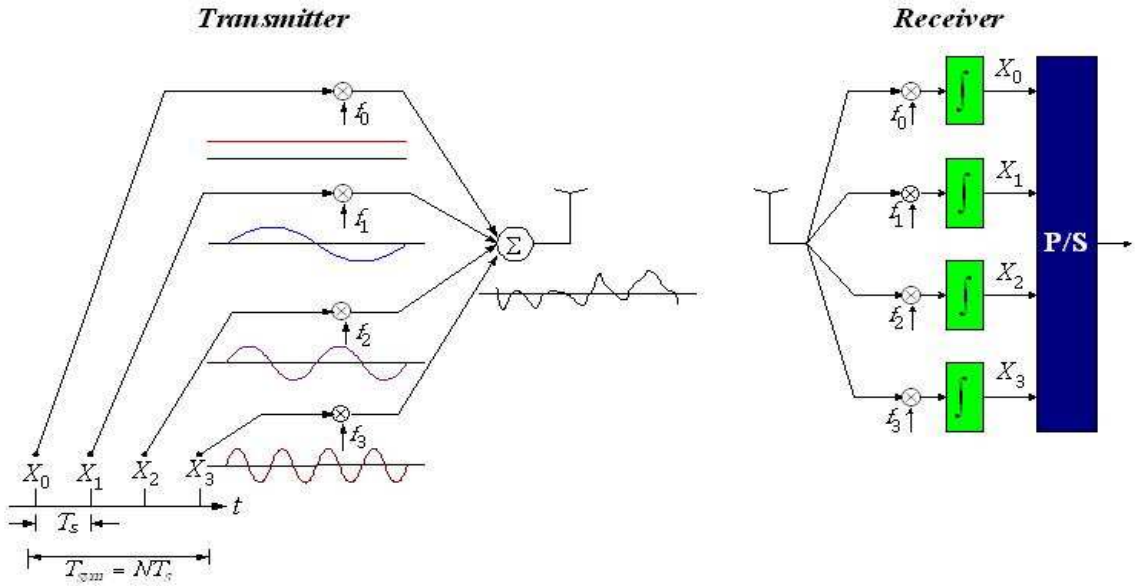


그림 3-2. OFDM 전송의 기본 개념

Fig 3-2. Basic idea of OFDM transmission

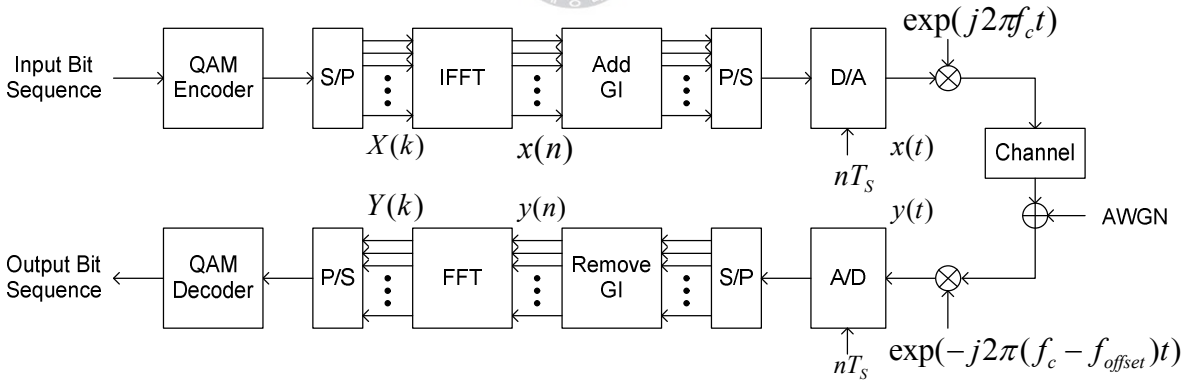


그림 3-3. OFDM 전송 시스템의 블록다이어그램

Fig 3-3. Block diagram of OFDM technique

그림 3-2는 OFDM 전송 시스템에서의 전송과정의 기본 개념을 나타낸 그림이며 그림 3-3은 OFDM 전송 시스템의 전체 블록다이어그램을 나타

낸 것이다. 입력 비트열은 먼저 PSK(Phase Shift Keying)나 QAM (Quadrature Amplitude Modulation)의 데이터 심벌로 변환되고, 직병렬 변환기(Serial-to- Parallel : S/P)에 의해 병렬화 된다. 병렬화된 데이터 심벌들은 IFFT를 통해 해당 반송파로 변조되고 모두 합해져서 하나의 OFDM 심벌을 구성하게 된다. 각각의 채널과 반송파를 부채널 (Sub-Channel)과 부반송파(Sub-Carrier)라고 부른다. 그림 3-3에서 전송되는 OFDM 심벌은 다음과 같이 표현된다.

$$x(n) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} X(k)\exp\left(j\frac{2\pi}{N}nk\right) \tag{3-1}$$

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

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

입력 데이터 $X(k)$는 직•병렬 변환기를 거쳐 병렬화 된 후 IFFT를 통해 OFDM 심벌 $x(n)$이 되며, 이때 N은 부반송파의 개수를 의미한다. 보호구간이 삽입된 송신신호 $x(n)$은 D/A변환기(Digital-to-Analog Converter)를 통과하여 $x(t)$로 변환된 후 반송 주파수 f_c가 곱해진 x_{TX}가 되어 통신 채널로 전송된다. 이때 DFT와 IDFT는 각각 FFT(Fast Fourier Transform)와 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)으로 구현될 수 있다. 수신부에서는 수신신호를 기저대역으로 천이시킨 후 A/D변환기(Analog-to-Digital Converter), 대역통과필터, DFT를 사용하여 복조한다. OFDM의 수신 신호는 다음 식과 같이 표현된다.

$$
\begin{aligned}
y(t) &= \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} H(k)X(k)\exp\left(j2\pi(f_{offset}+k\Delta f)t\right)+AWGN(t) \\
y(n) &= \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} H(k)X(k)\exp\left(j2\pi(f_{offset}+k\Delta f)(n+\delta)T_s\right)+AWGN(n) \\
&= \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} H(k)X(k)\exp\left(j2\pi(\frac{f_{offset}}{\Delta f}+k)(n+\delta)T_s\frac{1}{NT_s}\right)+AWGN(n) \\
&= \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} H(k)X(k)\exp\left(j\frac{2\pi}{N}(\varepsilon+k)(n+\delta)\right)+AWGN(n)
\end{aligned}
\tag{3-2}
$$

$y(t)$ 는 수신된 신호를 의미하며, $H(k)$는 채널의 임펄스 응답을 의미한다. 이때 발생되는 f_{offset} 은 수신신호의 주파수 오프셋을 의미하며, 발생 시 수신신호에 나타나는 영향으로는 서브캐리어를 시프트 시키며 위상 또한 회전시킨다. Δf는 부반송파 사이의 주파수 간격을 나타낸다. 수신신호 $y(t)$ 는 A/D변환기를 거쳐 $y(n)$ 으로 변환되며, 이때 발생되는 δ 는 심벌 오프셋을 의미하며, 발생 시 수신신호의 서브캐리어에 비례하여 위상 회전시킨다. AWGN은 백색 가우시안 잡음을 의미한다.

제 3-2 절 보호구간

OFDM 심벌이 다중경로(Multipath)를 통해 전송되는 동안 현재의 심벌은 이전의 심벌에 의해 영향을 받게 된다. 이러한 각각의 OFDM 심벌간의 간섭을 방지하기 위해 연속된 OFDM 심벌 사이에 보호구간(Guard Interval : GI)을 삽입한다. 이때 보호구간의 길이는 채널의 최대 지연확산보다 길어야 한다. 보호구간의 삽입으로 인해 OFDM 심벌의 주기는 $T_{sym}=T_s+T_{GI}$ 가 된다. T_s 는 데이터의 주기를 나타내며, T_G 는 보호구간을 나타낸다. 수신부에서는 이러한 보호구간을 제거한 후 복조를 수행한다. 그림 3-4는 보호구간에 각각 '0'과 Cyclic Prefix를 삽입한 경우의 그

림을 나타낸다. 그림 3-4(a)는 보호구간의 값을 '0'으로 했을 경우이다. 보호구간의 값을 '0'으로 하면 수신부에서 첫 번째 부반송파의 복조 시 지연되어 수신된 두 번째 부반송파로부터 간섭을 받아 인접 심벌간의 간섭은 발생하지 않으나 인접 채널간의 간섭(Inter Channel Interference : ICI)이 발생하게 된다. 이러한 인접 채널간의 간섭을 피하기 위해 보호구간에 자신의 신호 중 일부를 복사하여 삽입하는 Cyclic Prefix가 그림 3-4(b)에 나타나있다.

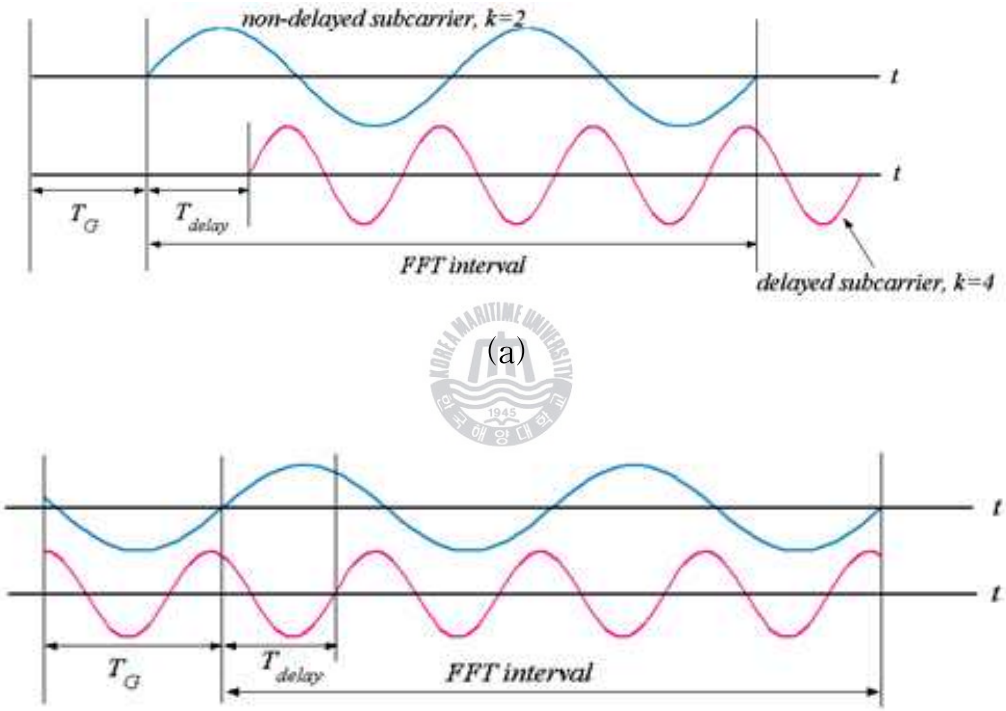


그림 3-4. 보호구간의 삽입방법 및 효과
(a) Zero-value Guard Interval, (b) Cyclic Prefix
Fig 3-4. Method and effect of guard interval
(a) Zero-value Guard Interval, (b) Cyclic Prefix

제 3-3 절 동기화

3-3-1. 프리앰블

IEEE 802.11a에서의 프리앰블은 Short training symbol 과 Long training symbol로 구성되어 있다. Short training symbol은 AGC, diversity selection, timing synchronization, Coarse frequency offset estimation에 사용되며, Long training symbol은 Channel estimation, Fine frequency offset estimation에 사용된다. 그림 3-5는 이러한 프리앰블 구조를 보여준다.

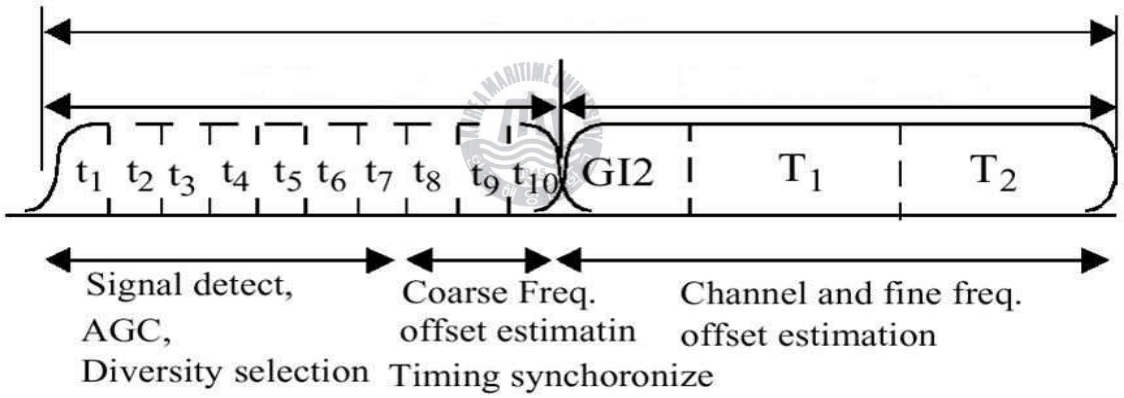


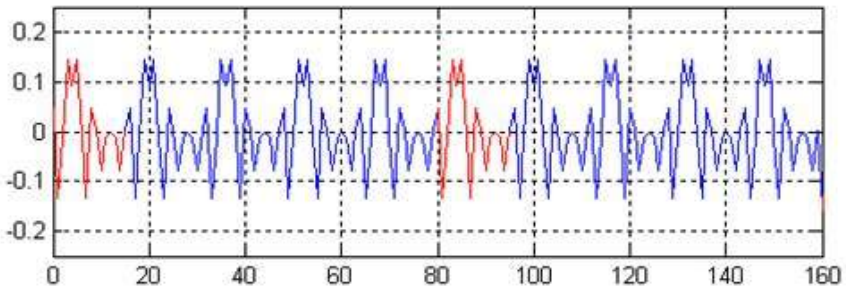
그림 3-5. 프리앰블 구조

Fig 3-5. Preamble Structure

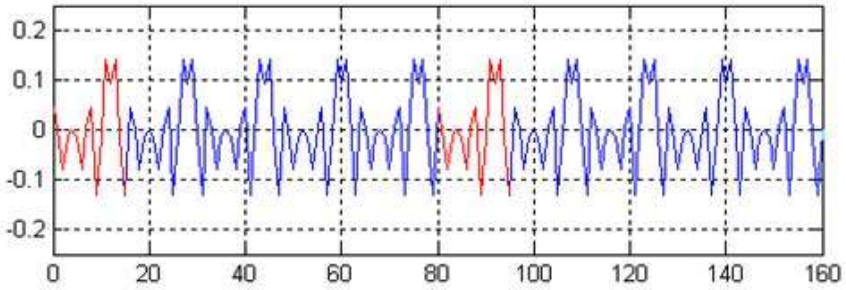
Short Training Symbol의 경우 t1 ~ t7 과 t8 ~ t10으로 나누어져 있지만 필요에 따라 구간을 조정하여 사용할 수 있다. Short training symbol의 구성은 다음과 같다.

표 3-1. Short training symbol의 구성

##	Re	Im	##	Re	Im	##	Re	Im	##	Re	Im
-32	0.0	0.0	-16	1.472	1.472	0	0.0	0.0	16	1.472	1.472
-31	0.0	0.0	-15	0.0	0.0	1	0.0	0.0	17	0.0	0.0
-30	0.0	0.0	-14	0.0	0.0	2	0.0	0.0	18	0.0	0.0
-29	0.0	0.0	-13	0.0	0.0	3	0.0	0.0	19	0.0	0.0
-28	0.0	0.0	-12	-1.472	-1.472	4	-1.472	-1.472	20	1.472	1.472
-27	0.0	0.0	-11	0.0	0.0	5	0.0	0.0	21	0.0	0.0
-26	0.0	0.0	-10	0.0	0.0	6	0.0	0.0	22	0.0	0.0
-25	0.0	0.0	-9	0.0	0.0	7	0.0	0.0	23	0.0	0.0
-24	1.472	1.472	-8	-1.472	-1.472	8	-1.472	-1.472	24	1.472	1.472
-23	0.0	0.0	-7	0.0	0.0	9	0.0	0.0	25	0.0	0.0
-22	0.0	0.0	-6	0.0	0.0	10	0.0	0.0	26	0.0	0.0
-21	0.0	0.0	-5	0.0	0.0	11	0.0	0.0	27	0.0	0.0
-20	-1.472	-1.472	-4	1.472	1.472	12	1.472	1.472	28	0.0	0.0
-19	0.0	0.0	-3	0.0	0.0	13	0.0	0.0	29	0.0	0.0
-18	0.0	0.0	-2	0.0	0.0	14	0.0	0.0	30	0.0	0.0
-17	0.0	0.0	-1	0.0	0.0	15	0.0	0.0	31	0.0	0.0



(a)



(b)

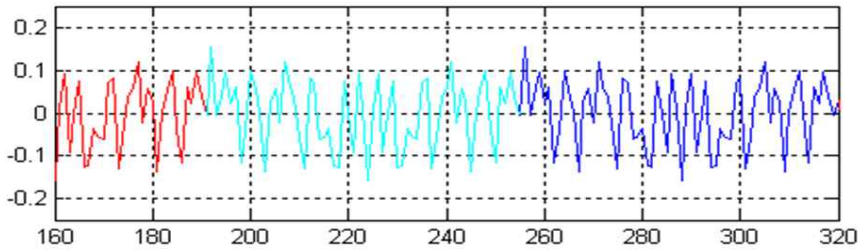
그림 3-6. Short training symbol의 파형
(a) Short training symbol의 Real 부분 파형, (b) Short training symbol의 Image 부분 파형

Fig 3-6. Waveform of Short training symbol
(a) Real part of short training symbol, (b) Imaginary part of short training symbol

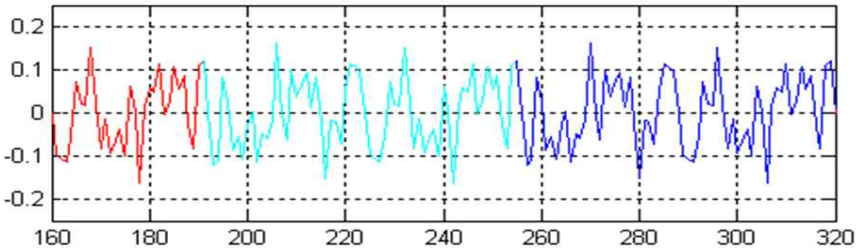
표 3-1에 나타나 있는 Short training symbol을 64-Point IFFT 하게 되면 그림 3-6에서 보는바와 같이 17번부터 80번까지의 총 64개의 데이터가 생성되고 이중에서 65번부터 80번까지를 복사하여 보호구간에 삽입한다. 이렇게 만들어진 하나의 심벌을 2개로 연결하여 Short training symbol을 생성한다. Long training symbol의 구성은 다음과 같다.

표 3-2. Long training symbol의 구성

##	Re	Im	##	Re	Im	##	Re	Im	##	Re	Im
-32	0.0	0.0	-16	1.0	0.0	0	0.0	0.0	16	1.0	0.0
-31	0.0	0.0	-15	1.0	0.0	1	1.0	0.0	17	-1.0	0.0
-30	0.0	0.0	-14	1.0	0.0	2	-1.0	0.0	18	-1.0	0.0
-29	0.0	0.0	-13	1.0	0.0	3	-1.0	0.0	19	1.0	0.0
-28	0.0	0.0	-12	1.0	0.0	4	1.0	0.0	20	-1.0	0.0
-27	0.0	0.0	-11	-1.0	0.0	5	1.0	0.0	21	1.0	0.0
-26	1.0	0.0	-10	-1.0	0.0	6	-1.0	0.0	22	-1.0	0.0
-25	1.0	0.0	-9	1.0	0.0	7	1.0	0.0	23	1.0	0.0
-24	-1.0	0.0	-8	1.0	0.0	8	-1.0	0.0	24	1.0	0.0
-23	-1.0	0.0	-7	-1.0	0.0	9	1.0	0.0	25	1.0	0.0
-22	1.0	0.0	-6	1.0	0.0	10	-1.0	0.0	26	1.0	0.0
-21	1.0	0.0	-5	-1.0	0.0	11	-1.0	0.0	27	0.0	0.0
-20	-1.0	0.0	-4	1.0	0.0	12	-1.0	0.0	28	0.0	0.0
-19	1.0	0.0	-3	1.0	0.0	13	-1.0	0.0	29	0.0	0.0
-18	-1.0	0.0	-2	1.0	0.0	14	-1.0	0.0	30	0.0	0.0
-17	1.0	0.0	-1	1.0	0.0	15	1.0	0.0	31	0.0	0.0



(a) Short training symbol의 Real 부분 파형



(b) Short training symbol의 Image 부분 파형

그림 3-7. Long training symbol의 파형
(a) Long training symbol의 Real 부분 파형, (b) Long training symbol의 Image 부분 파형

Fig 3-7. Waveform of Long training symbol
(a) Real part of long training symbol, (b) Imaginary part of long training symbol

표 3-2에 나타나 있는 Long training symbol을 64-Point IFFT 하게 되면 그림 3-7과 같은 파형이 생성되며 Long training symbol 중 32개의 데이터를 보호구간에 삽입하고 동일한 2개의 심벌을 연결하여 Long training symbol을 생성한다.

제 3-4 절 OFDM 수신기

3-4-1. 패킷 검파

패킷검파는 수신기에서 신호의 수신여부를 확인하기 위해 사용하는 방법으로 다음과 같은 식으로 나타난다.

$$m_n = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n-k} r_{n-k}^{*} = \sum_{k=0}^{L-1} |r_{n-k}|^2 \qquad (3\text{-}3)$$

패킷 검파는 Short Training Symbol 구간에서 이루어지며, 패킷 검파를 했을 경우 나타나는 파형은 다음과 같다.

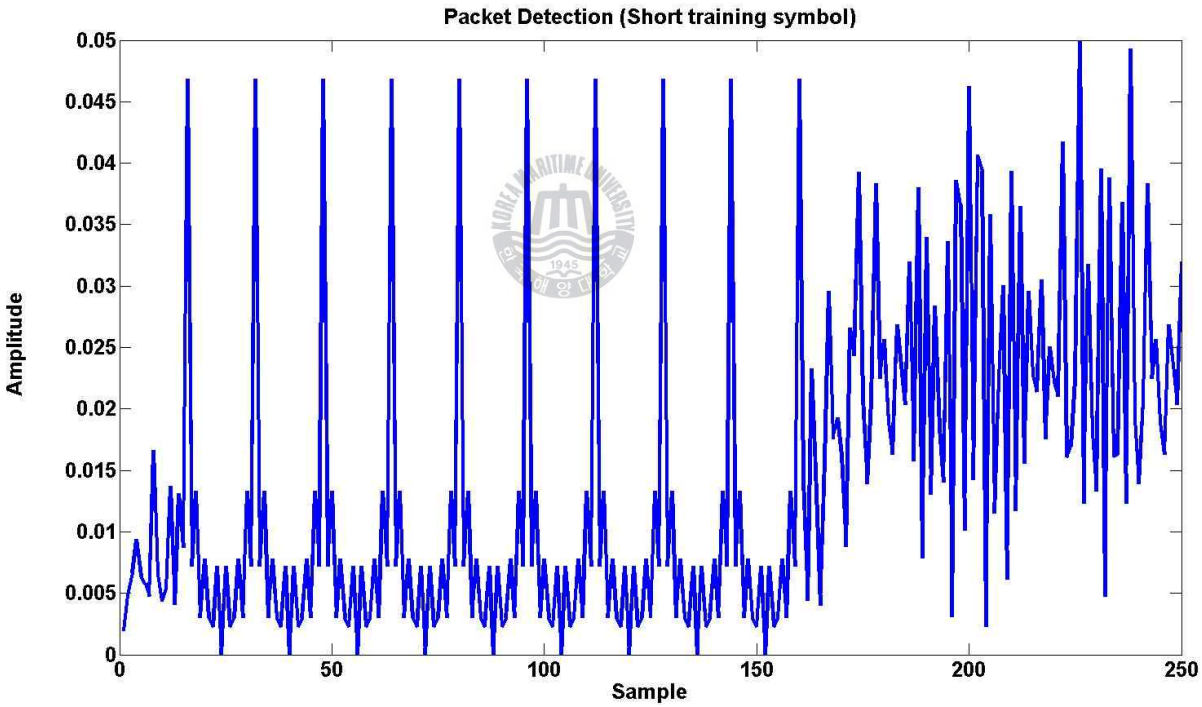


그림 3-8. 패킷 검파

Fig 3-8. Packet Detection

제 3-5 절 시뮬레이션을 통한 성능 평가

3-5-1. 수중 시뮬레이션 환경

수중에서 OFDM 시스템의 적용성을 평가하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션을 위해 사용된 수중 채널 모델은 그림 3-9와 같다.

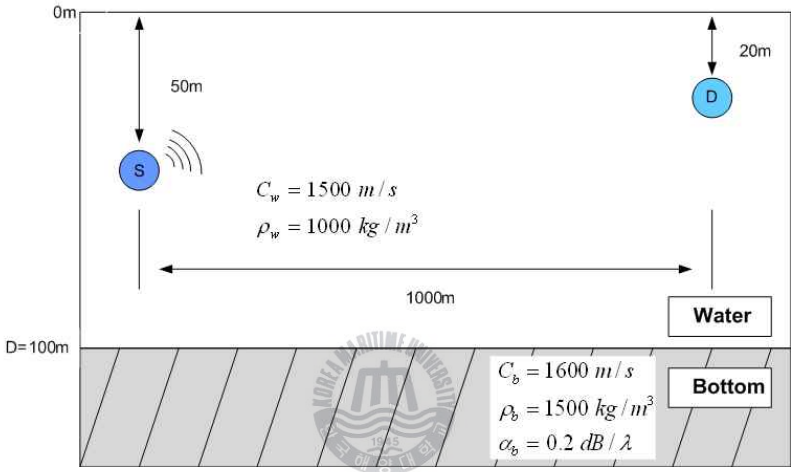


그림 3-9. 수중 채널 모델

Fig 3-9. Underwater channel model

C_w 는 water sound speed, ρ_w 는 water density, C_b 는 bottom sound speed, ρ_b 는 bottom density, α_b 는 bottom attenuation 을 나타낸다. 시뮬레이션을 위한 모의 수중 채널의 환경은 수심 100 m, 송신기 수심 50 m, 수신기 수심 20 m, 그리고 송신기와 수신기 사이의 거리는 1 km, 전송속도는 10 kbps로 가정하였다. 이러한 파라미터들을 기초로 Ray mode model을 사용하여 모의 수중 채널의 임펄스 응답을 계산하였다. 수중 채널 모델에서 얻어진 채널의 임펄스 응답은 다음과 같다.

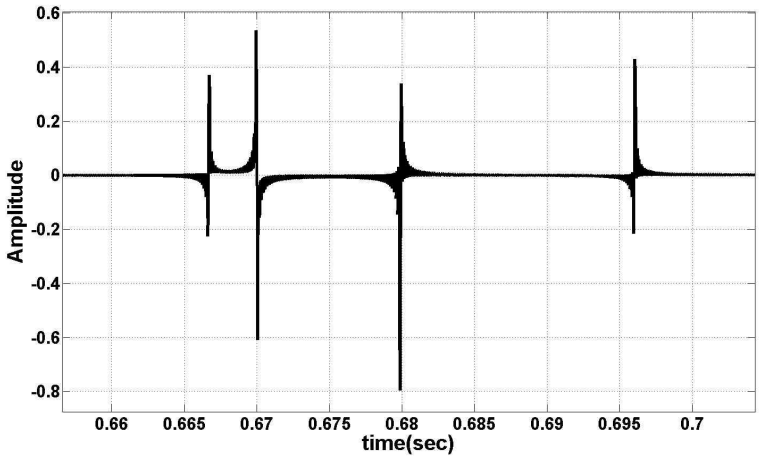


그림 3-10. 수중 채널 모델의 임펄스 응답
Fig 3-10. Impulse Response of underwater channel model

3-5-2. 수중 시뮬레이션

수신기의 거리가 1000 m인 경우 단일 반송파 방식인 QPSK와 다중 반송파 방식인 OFDM을 각각 수중채널 모델을 이용해 시뮬레이션을 실행하였다. OFDM 통신 시 보호구간의 길이는 총 부반송파의 1/2 로 사용된다. 다음 그림은 수중 채널 모델을 이용해 시뮬레이션을 실행했을 때의 결과이다. 그림 3-11은 QPSK를 이용한 수중 음향 통신의 시뮬레이션 결과이다. 그림 3-12는 OFDM을 이용한 수중 음향 통신의 결과이다.

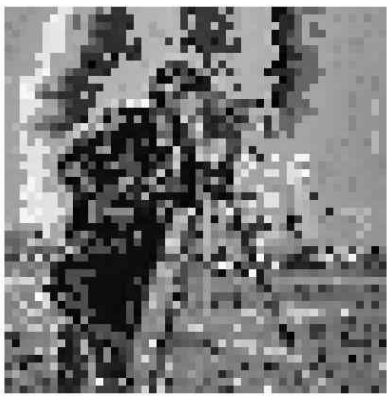


그림 3-11. QPSK를 이용한 시뮬레이션 결과
Fig 3-11 Simulation result of QPSK modem

그림 3-12. OFDM을 이용한 시뮬레이션 결과
Fig 3-12. Simulation result of OFDM modem

수신기의 거리가 1000 m에서 QPSK를 이용한 시뮬레이션의 경우 에러 데이터의 개수가 총 20,000개의 데이터 중 4625개로 BER이 약 2×10^{-1} 이였으며, OFDM을 이용했을 경우 총 20,000개의 데이터 중 1778개로 약 8×10^{-2} 이었다. 결과적으로 다중 반송파를 사용할 경우 단일 반송파에 비해 에러 데이터가 감소하는 것을 확인할 수 있다.

제 4 장 가변 보호구간을 갖는 OFDM 시스템

기존의 OFDM 기법에서는 사용되는 보호구간(Guard Interval)으로 인해 전송속도의 저하를 초래한다. 이러한 전송속도의 저하의 원인이 되는 보호구간의 경우 일반적으로 RMS (Root-Mean- Squared) 지연확산에 의해 결정된다. 이때 RMS 지연확산의 경우 항상 일정한 값을 가지지 않으며, 기존의 OFDM 시스템의 경우 이러한 지연확산의 최대치 혹은 평균값을 정하여 고정된 보호구간을 사용한다.

본 논문에서는 기존의 고정된 보호구간을 가지는 OFDM의 전송속도 저하의 문제점을 해결하여 전송효율을 증대시키는 알고리즘을 제안한다. 제안하고자 하는 시스템은 다음 그림과 같다.

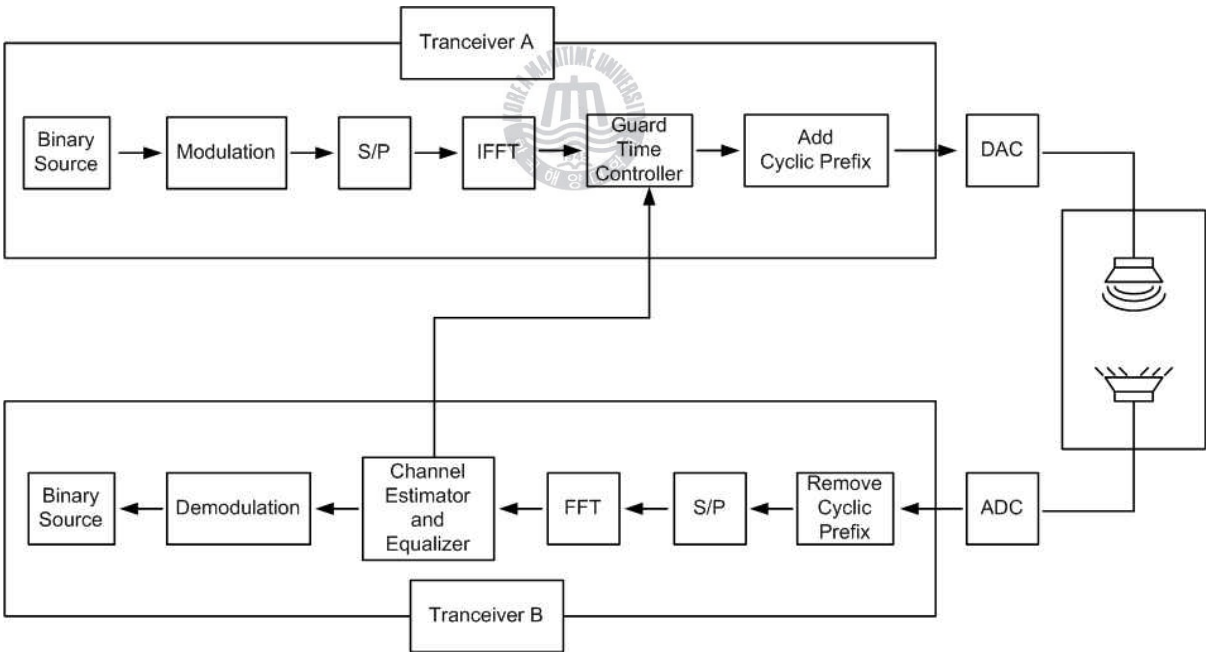


그림 4-1 가변 보호구간을 갖는 OFDM 블록 다이어그램

Fig 4-1 Block Diagram of Adaptive Guard Interval OFDM

Transceiver B는 Transceiver A로부터 수신한 프리앰블 신호를 이용하

여 채널의 RMS 지연확산을 평가하여 다음 신호의 보호구간의 길이를 결정한 후 결정된 보호구간의 길이에 대한 정보가 있는 신호를 Transceiver A로 전송해준다. 보호구간의 길이에 대한 신호를 수신한 Transceiver A는 다음 데이터를 송신할 때 보호구간의 길이를 Transceiver B로부터 결정되어진 보호구간의 길이만큼 할당하여 전송하게 된다. 이때 RMS 지연확산이 길 경우 보호구간의 길이가 늘어나며, 지연확산이 짧아질 경우 보호구간의 길이를 짧게 하여 전송속도를 증가시켜 전송효율을 증대시킨다.

제 4-1 절 채널 추정

4-1-1. 프리앰블을 사용한 채널 추정

채널 추정은 전송된 신호가 수신부에 도착하기까지의 무선 수중채널의 주파수 응답을 추정한 것이다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$h(\tau) = \sum_{n} \alpha_n e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n) \qquad (4\text{-}1)$$

채널의 이산 시간 주파수 응답은 채널의 임펄스 응답의 푸리에 변환이 된다. 따라서 채널 추정이 완료되면 각각의 부반송파에 해당하는 채널 주파수 응답의 추정치 $\widehat{H_k}$가 계산된다. 채널추정은 동기식 변조 방식을 사용하는 OFDM 시스템에서는 필수적이며, 채널 추정을 통해 정확한 복조가 가능해 진다. 비록 비동기식 변조 방식에서는 $\widehat{H_k}$는 불필요하지만 채널의 정보가 주어질 경우 비동기식 변조방식을 사용하는 OFDM 시스템의 성능을 개선시킬 수는 있다.

프리앰블의 Long training symbol을 이용하면 모든 부반송파에 해당하는 채널 주파수 응답의 추정치를 쉽고 효율적으로 찾을 수 있다. 두 개의 Long training symbol의 내용은 동일하기 때문에 그 평균치를 이용하여

채널 추정 성능을 개선할 수 있다. FFT 처리 후에 수신된 Long training symbol인 $R_{1,k}$와 $R_{2,k}$는 훈련 심벌 X_k와 채널 H_k곱과 잡음 $W_{l,k}$의 합으로 이루어진다.

$$R_{l,k} = H_k X_k + W_{l,k} \tag{4-2}$$

따라서 채널 추정은 다음과 같이 수행된다.

$$\begin{aligned} \widehat{H_k} &= \frac{1}{2}(R_{1,k} + R_{2,k})X_k^* \\ &= \frac{1}{2}(H_k X_k + W_{1,k} + H_k X_k + W_{2,k})X_k^* \\ &= H_k|X_k|^2 + \frac{1}{2}(W_{1,k} + W_{2,k})X_k^* \\ &= H_k + \frac{1}{2}(W_{1,k} + W_{2,k})X_k^* \end{aligned} \tag{4-3}$$

4-1-2. 파일럿 심벌을 사용한 채널 추정

OFDM 방식에서의 채널 추정 기법은 주파수 영역에서 이루어지는 것이 효율적이며 최소자승(Least Square : LS)이나 최소평균제곱오차(Minimum Mean - Square Error : MMSE)기준을 적용하여 채널추정을 할 수 있다.

최소자승 기법은 다음과 같다. 수신한 신호를 FFT한 신호를 Y_k로 정의하면 다음식과 같다.

$$Y_k = P_k H_k + W_k \tag{4-4}$$

P_k는 파일럿 심벌, H_k는 주파수 응답, W_k는 백색가우시안 잡음의 FFT 후의 값이다. 식 4-4에서 파일럿 심벌을 제거하면 채널 추정을 할 수 있

으며, 그 값은 다음과 같다.

$$\widehat{H_{ls}} = P_k^{-1} Y_k = H_k + P_k^{-1} W_k \tag{4-5}$$

이 방법은 계산 량이 적은 반면 성능이 떨어지는 단점이 있다.

최소평균제곱오차 기법은 추정된 최소자승 기법의 파라미터를 이용하여 다음과 같은 방법으로 채널을 추정하며, 선형추정 방정식의 직교성을 이용하면 식 4-6과 같다.

$$E\left\{\left(H - K\widehat{H_{ls}}\right)\widehat{H_{ls}^T}\right\} = 0 \tag{4-6}$$

이때, $K = E\left\{H\widehat{H_{ls}^T}\right\}E\left\{\widehat{H_{ls}}\widehat{H_{ls}^T}\right\}^{-1}$이 되며 식 4-5를 이용하면

$$E\left\{\widehat{H_{ls}}\widehat{H_{ls}^T}\right\} = E\left\{HH^T\right\} + \frac{1}{SNR} I \tag{4-7}$$

이므로 최소평균제곱오차 기법을 이용해 구한 추정 값 $\hat{H}_{mmse}$는 다음과 같다.

$$\hat{H}_{mmse} = E\left(H\widehat{H_{ls}^T}\right)\left\{E\left(HH^T\right) + \frac{1}{SNR} I\right\}^{-1} \widehat{H_{ls}} \tag{4-8}$$

제 4-2 절 RMS 지연확산 추정

가변 보호구간의 길이를 설정하기 위해서는 RMS 지연확산을 추정해야 한다. 일반적인 RMS 지연확산 식은 다음과 같다.

$$\tau = \sqrt{\frac{\sum_n |h(n)|^2 n^2}{\sum_n |h(n)|^2} - \left(\frac{\sum_n |h(n)|^2 n}{\sum_n |h(n)|^2} \right)^2} \qquad (4\text{-}7)$$

이때 $h(n)$은 채널 임펄스 응답을 나타낸다. 식 4-4에서 보이는 것처럼 RMS 지연확산을 평가하는데 있어 채널 추정이 중요한 역할을 하는 것을 확인할 수 있다.

본 논문에서는 Training Symbol에서 Long Training Symbol을 이용하여 채널을 추정하는 방법을 이용하였다. 식 4-4를 이용해서 얻어진 H_k 를 식 4-4에 대입하여 RMS 지연확산을 추정하고, 가변 보호구간의 길이를 결정하여 Tranceiver A로 재전송하게 되고 Tranceiver A는 다음 전송부터 수신한 보호구간의 길이를 적용하여 전송하게 된다.

제 4-3 절 시뮬레이션을 통한 성능 평가

그림 3-9 에서 얻어진 수중 채널의 임펄스 응답을 식 4-1에 적용시키면 수중 채널 모델의 RMS 지연확산은 약 1.524 ms 이다. 추정된 RMS 지연확산의 4배에 해당하는 시간을 계산하면 보호구간의 길이는 약 6.096 ms 이다. 이렇게 채널에 의해 얻어진 보호구간의 길이를 적용시켜 수중 채널에 시뮬레이션을 실행하면 다음과 같은 결과가 나타난다.

그림 4-2 가변 보호구간을 가지는 OFDM을 이용한 시뮬레이션 결과
Fig 4-2. Simulation result of Adaptive OFDM modem

오차는 8×10^{-2} 로 나타나며 전송속도가 12 kbps로 보호구간의 길이가 1/2인 경우보다 전송속도가 2 kbps 증가되었다.

본 논문에서 제안한 가변 보호구간을 가지는 OFDM 기법을 기존의 고정된 보호구간을 가지는 OFDM과 성능 비교를 하면 동일한 성능을 유지하면서 보다 우수한 전송효율을 나타내는 것을 확인할 수 있었다.

제 5 장 수중에서 OFDM 통신의 실험 및 분석

본 논문에서는 수중에서 OFDM의 실제 적용성 및 성능을 검증하기 위하여 수조를 이용하여 2008년 10월에 실험 자료를 이용하였다. 실험의 구성과 실험에 사용된 각 파라미터는 각각 다음과 같다.

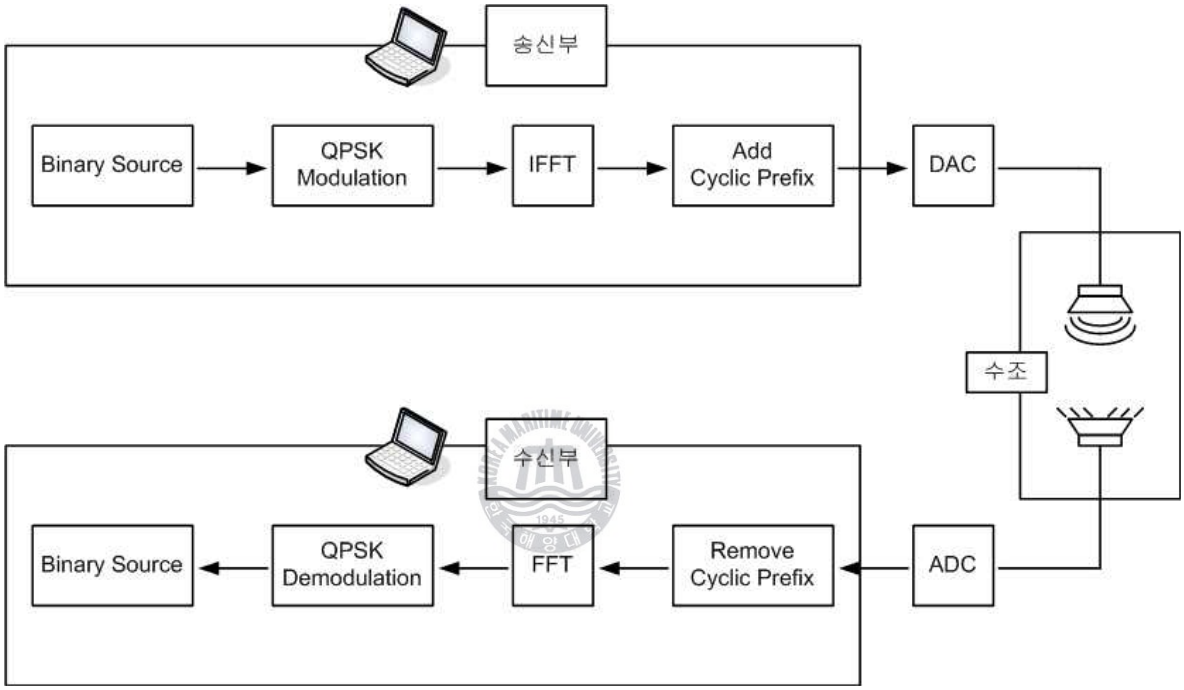


그림 5-1. 실험의 블록 다이어그램

Fig 5-1. Block Diagram of Experiment

표 5-1. 수중 음향 통신 실험에 사용된 OFDM 파라미터

변조방식		QPSK	OFDM (QPSK)
전송속도		50 bps	50 bps
센서	송신부	ITC - 3013	
	수신부	B&K - 8103	
전송데이터		25 * 25 image (5,000 bit)	
Carrier / Sampling		12 kHz / 192 kHz	
Sub Carrier		Single Carrier	active : 100, null : 28 Total : 128
CP length		0	64 (1/2 * sub - carrier)
기타사항		신호의 시작과 끝 부분에 무음구간 각 15초(총 30초) 삽입	

그림 5-2. 수조 실험

Fig 5-2. Water Tank Experiment

Binary bit로 변환된 이미지 파일(25*25 gray image)을 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 변조를 한 후 IFFT를 수행하여 OFDM 심벌로 변환시킨다. 변환된 심벌의 데이터를 복사하여 보호구간에 삽입한 후 CP를 생성하여 OFDM 심벌을 만든다. 이렇게 생성된 OFDM 심벌을 반송파 주파수인 12 kHz로 Up convert 하여 센서를 이용하여 송신한다. 수신부에서는 수신된 데이터를 기저대역으로 Down convert 하여 보호구간인 CP를 제거한 다음 FFT를 수행한 후 QPSK 복조를 하여 신호를 복원한다.

제 5-1 절 수중 음향 통신 환경

수조를 이용한 수중 음향 통신 시스템의 실험에 사용된 수조의 수중 환경은 다음 그림과 같다.

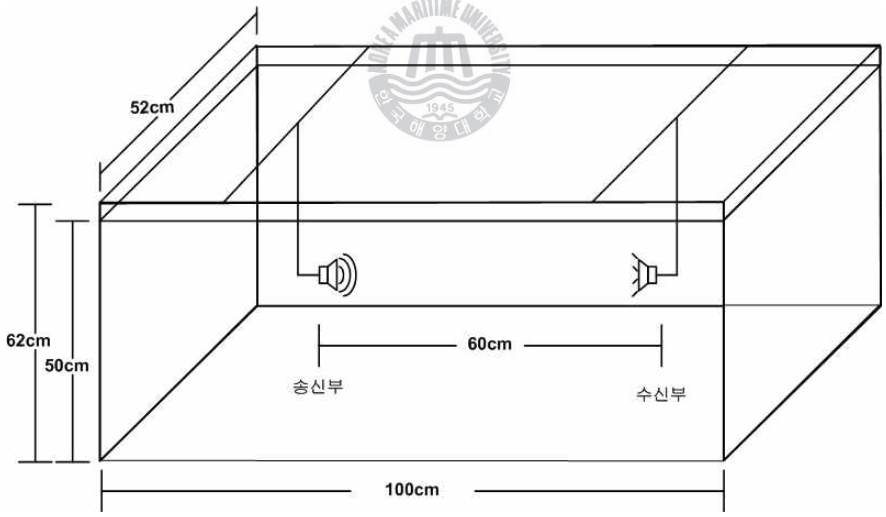


그림 5-3. 실험 환경

Fig 5-3. Environment of Experiment

센서의 깊이는 각 30cm 이며 송신 시 데이터를 각 5회씩 전송하였다.

수중 음향 통신을 통해 얻은 데이터 중에서 50 bps로 통신한 데이터를

기본 자료로 사용하였으며, 이때 송신한 신호와 수신된 신호는 다음과 같다. 이때 수신한 신호는 정규화 된 신호이다.

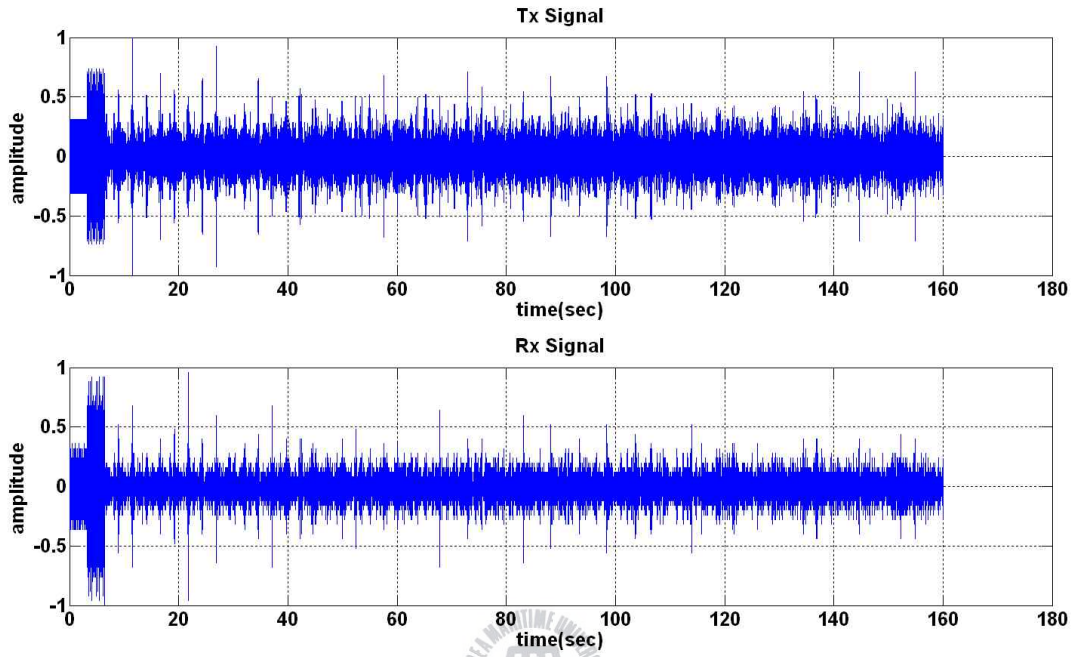


그림 5-4. 송●수신된 신호

Fig 5-4. Signal of transmission and Receive

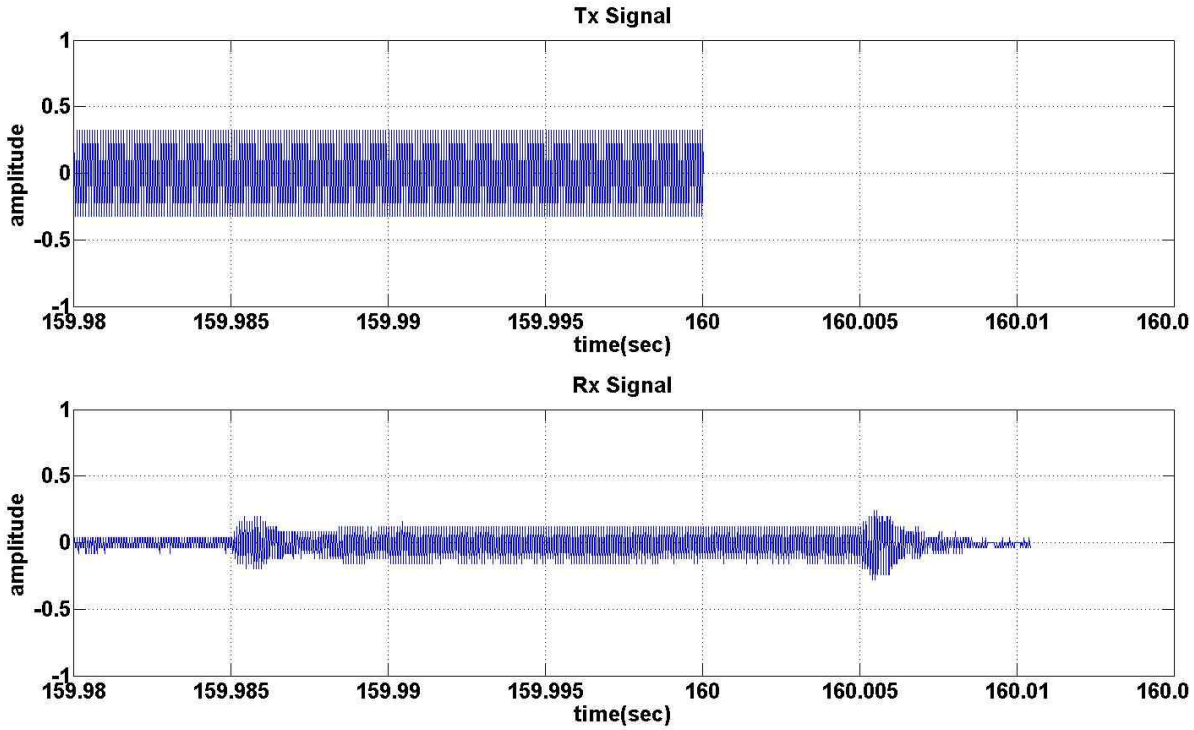


그림 5-5. 수신된 신호의 지연확산

Fig 5-5. Delay Spread of Receive Signal

송신된 신호와 수신된 신호의 길이를 비교해 보면 송신된 신호의 총시간은 160초였으며 이에 반해 실제 수신된 신호는 약 10ms의 지연확산이 존재하는 것을 그림 5-4를 통해 확인할 수 있었다.

제 5-2 절 패킷 검파

수신한 신호를 기저대역으로 천이 시킨 후 Short training symbol을 이용하여 패킷 검파 시 다음과 같은 결과가 나타났다.

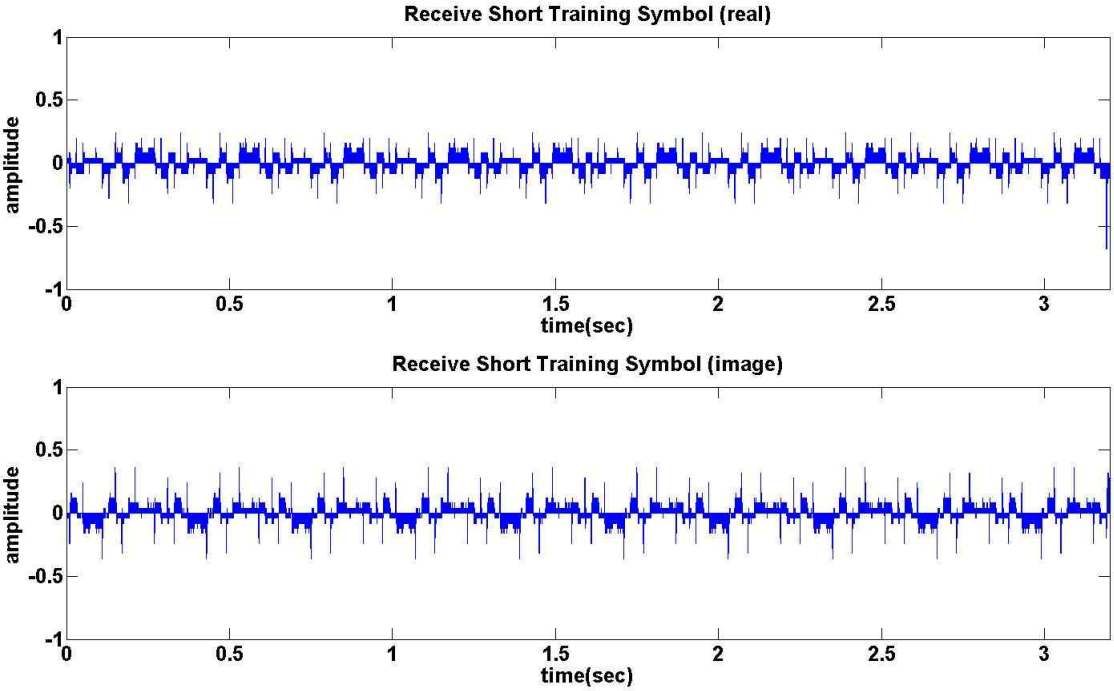


그림 5-6. 수신된 Short Training Symbol

Fig 5-6. Received Short Training Symbol

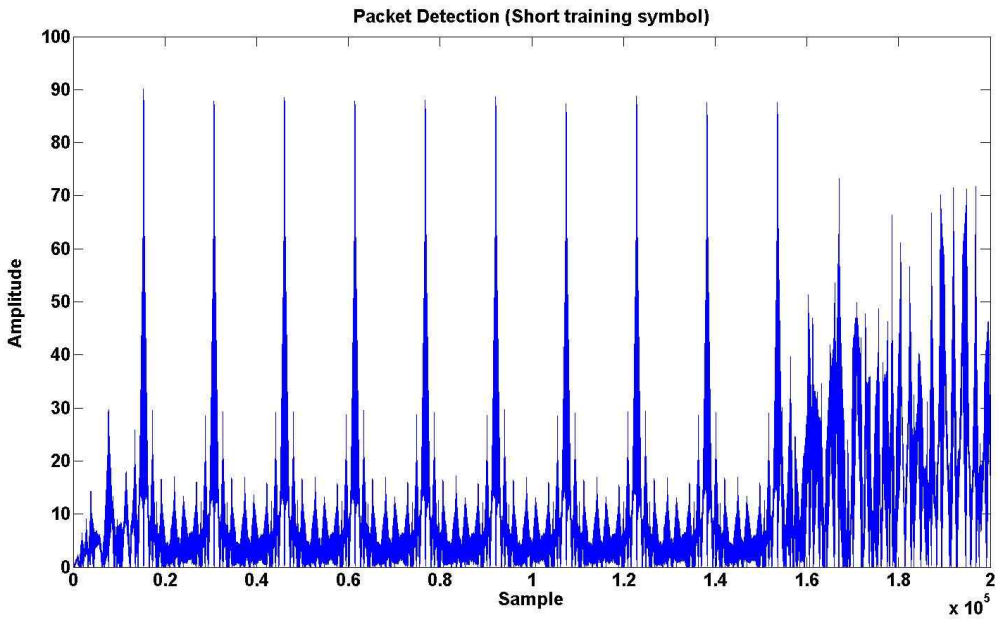


그림 5-7. 실험 데이터의 패킷 검파

Fig 5-7. Packet Detection of Experiment Data

그림 5-5는 수신된 Short Training Symbol 이며, 그림 5-6은 수신된 Short Training Symbol을 자기상관함수를 이용하여 구한 패킷 검파이다. 그림을 보면 일정한 주기로 최대 피크 값이 생성되는 것을 확인할 수 있다. 이 값을 이용하여 실제 데이터의 수신이 되는 것을 판별할 수 있다.

제 5-3절 QPSK 수신신호의 복조

OFDM의 경우 가상 부반송파(Virtual Sub Carrier)의 사용과 보호구간 CP의 사용으로 인해서 실제 전송 데이터의 양보다 증가하여 QPSK에 비해 전송시간이 증가한다. 이러한 차이점을 상쇄시키기 위해 QPSK의 전송속도를 늦추어서 총 전송시간을 OFDM과 동일하게 하였다. 이때 QPSK의 전송속도는 약 20 bps가 된다. 이때 수신 센서로 수신된 신호를 기저대역으로 천이 시킨 후 QPSK 복조한 신호는 다음과 같다.

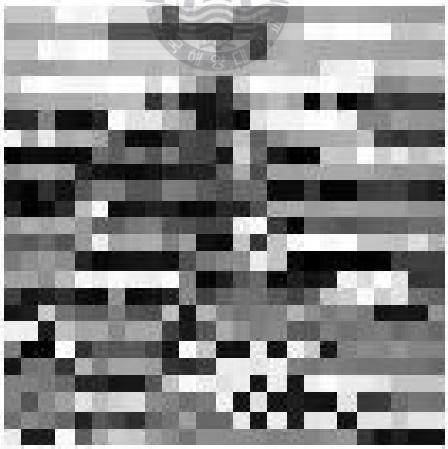


그림 5-8 QPSK 수신신호의 복조

Fig 5-8. Demodulation of QPSK Received Signal

이때 오차는 총 5000 bit중 2100 bit로 약 4×10^{-1} 이다.

제 5-4절 OFDM 수신신호의 복조

수신 센서로 수신된 신호를 기저대역으로 천이 시켜 보호구간 CP를 제거한 후 FFT를 통해 OFDM 복조를 한 신호는 다음과 같다.

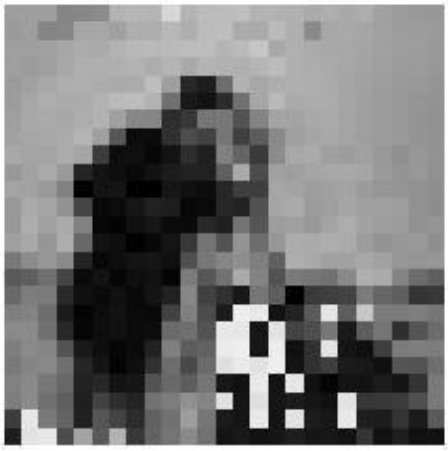


그림 5-9 OFDM 수신신호의 복조
Fig 5-9. Demodulation of OFDM Received Signal

이때 오차는 총 5000 bit 중 415 bit로 약 8×10^{-2} 이다.

제 5-5 절 가변 보호구간을 가지는 OFDM 수신신호의 복조

수조의 채널 추정을 하기위해 프리앰블의 Long training symbol을 이용하여 식 4-3에 의해 추정된 수조의 채널을 가지고 식 4-7을 통해 구한 RMS 지연확산은 약 10 ms 이다. 추정된 RMS 지연확산의 2배에 해당하는 보호구간 CP의 길이는 약 1/4 이며 이때 가변된 보호구간을 가진 OFDM의 전송속도는 약 70 bps 이다. 기존의 OFDM방식을 이용한 수조실험과 동일한 조건으로 수조실험을 실시하여 얻어진 수신신호를 기저대역으로 천이 시킨 후 가변보호구간 제거 후 FFT를 통해 복조를 한 결과

는 다음과 같다.

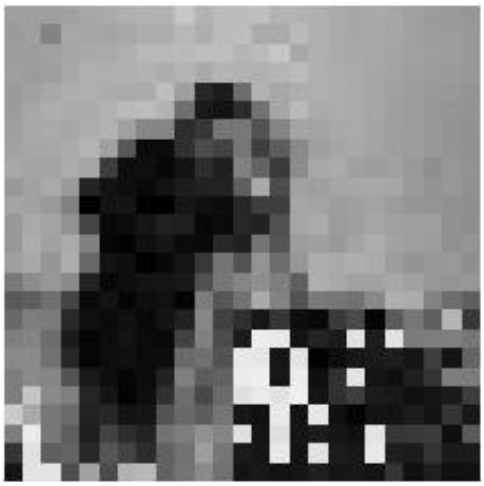


그림 5-10 가변 보호구간을 가지는 OFDM 수신신호의 복조

Fig 5-10. Demodulation of Adaptive OFDM Received Signal

이때 오차는 총 5000 bit중 461 bit로 약 9×10^{-2} 이다.

가변 보호구간을 가지는 OFDM의 오차와 이와 동일한 전송시간을 가지는 QPSK의 오차를 비교해보면 QPSK에 비해 통신 성능은 뛰어나며, 고정된 보호구간을 가지는 OFDM과 비교했을 때의 성능을 비교해보면 거의 동일한 성능을 나타내며 전송속도가 고정된 보호구간을 가지는 OFDM에 비해 약 20 bps 향상되어 약 40% 증가됨을 확인할 수 있다.

제 6 장 결론

육상 통신에 비해 열악한 환경을 나타내는 수중에서 음향을 이용한 고속 무선 통신을 위해 현재까지 많은 기법들이 개발되었다. 이러한 수중 음향 통신 기법들은 육상에서의 무선 통신에 사용, 검증된 여러 가지 기술들을 응용, 보완하여 사용된 것들이다.

본 논문에서는 수중 채널에서 고속의 통신을 위해 기존에 사용되어진 고정된 보호구간을 가지는 OFDM에서 발생하는 데이터 증가로 인한 전송효율 저하를 극복하기 위해 가변 보호구간을 가지는 OFDM을 이용한 수중 음향 통신 시스템 기법을 제안하였다.

가변 보호구간을 가지는 OFDM은 보호구간의 길이는 RMS 지연확산의 영향을 받아서 설정되므로 채널 추정을 통해 결정된 보호구간의 길이를 이용하여 고정된 보호구간을 가지는 OFDM 수중 음향 통신 시스템과 동일한 성능을 유지하면서 향상된 전송효율을 가지는 전송 기법이다. 채널의 추정은 신호의 전송 시작부분에 삽입하는 Training Symbol을 이용하여 추정하며 추정된 RMS 지연확산의 2배에 해당하는 보호구간을 삽입함으로써 고정된 보호구간을 가지는 OFDM에 비해 향상된 전송속도를 보인다.

본 논문에서는 제안한 가변 보호구간을 가지는 OFDM의 성능을 검증하기 위하여 모의실험 및 수조를 이용한 수중 음향 통신 실험의 자료를 이용하여 성능을 평가하였다. 동일한 전송시간을 기준으로 했을 경우 수중 음향 통신에서 QPSK의 오차가 4×10^{-1}이었으며, OFDM의 오차는 8×10^{-2} 로 QPSK에 비해 OFDM의 성능이 뛰어난 것을 확인할 수 있었으며, 성능 및 전송효율을 비교하기위해 고정된 보호구간을 가지는 OFDM과 성능을 비교하였다. 그 결과 전송속도가 고정된 보호구간을 가지는 OFDM 기법에 비해 동일한 성능을 유지하며 약 20 bps 향상되어 우수한 전송효율을 나타내는 것을 확인할 수 있었다.

향후 연구 내용으로는 정확한 채널 임펄스 응답을 추정하기 위한 기법

의 연구 및 OFDM의 문제점으로 지적되는 최대전력 대 평균전력 비(Peak-to- Average Power Ratio : PAPR)를 감소시켜주는 기법을 연구되어야 할 것이다.또한 주파수 오프셋 및 심벌 오프셋 보상 기법의 연구가 이루어져야 하며, 전송속도의 증가에 따른 성능 분석이 필요하다. 아울러 수조 환경의 수중 통신 채널이 아닌 실제 천해에서의 실험이 이루어져야 할 것이다.

KOREA MARITIME UNIVERSITY
1945
한국해양대학교

참고문헌

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

[2] 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.

[3] 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.

[4] A. Kaya and S. Yauchi,"An acoustic communication system for subsea robot," IEEE Oceanic Eng. Conf., Seattle, pp.765-770, Oct. 1989.

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

[6] Oe-Hyung Lee, Yoon-Jun Son, and Ki-Man Kim,"Underwater acoustic communications using channel estimation," IEEE Oceanic Eng. Conf., vol.3, pp.2453-2456, Biloxi, Oct. 2002.

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

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

[9] 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.

[10] 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.

[11] Xianbin Wang, Yiyan Wu, and Jean-Yves Chouinard, "On the Comparison between Conventional OFDM and MSE-OFDM System", GLOBECOM IEEE Conference, pp.35-39 Vol 1 2003

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

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

[14] S. Coatelan and A. Glavieux, "Design and test of a coding OFDM system on the shallow water acoustic channel," *in Proc, of MTS/IEEE OCEANS conference*, Vol.3, pp. 2065-2070, Oct. 1995.