

工學碩士 學位論文

수중 센서 네트워크에서 저전력 통신을
위한 변조 기법의 적용성 연구

A Study on The Modulation Method for Low Power
Communication in Underwater Sensor Network



指導教授 金基萬

2011年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

張喆熙

本 論文을 張喆熙의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 鄭智元 (印)

委員 : 工學博士 尹 榮 (印)

委員 : 工學博士 金基萬 (印)



2011年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

張 喆 熙

차 례

Contents

그림목차	iii
Abstract	iv
제 1 장 서 론	1
제 2 장 수중 음향 통신 채널 특성	4
제 2-1절 수중 채널 특성	4
제 2-2절 수중 음향 통신 오차 유발 요인 분석	5
2-2-1. 전달 손실	6
2-2-2. 전달 손실	6
2-2-3. 도플러 확산	7
2-2-4. 잡음	7
제 3 장 저전력 전송 시스템	8
제 3-1절 PPM 전송 시스템	9
3-1-1. PPM 신호의 발생	9
3-1-2. PPM의 타이밍 해상도	10
3-1-3. PPM 시스템의 잡음 특성	13
제 3-2절 M-PSK 전송 시스템	16
제 3-3절 PSSK 전송 시스템	20
3-3-1. PSSK의 성상도와 심벌 구간	20
3-3-2. PSSK의 이론적 분석	21
3-3-3. PSSK의 송신기	22
3-3-4. PSSK의 수신기	23

3-3-5. PSSK의 시스템 전력 효율 및 총 이득	24
제 4 장 모의실험 및 해상 실험 결과 분석	27
제 4-1절 모의실험 환경	27
제 4-2절 모의실험 결과	28
제 4-3절 해상 실험 환경	31
제 4-4절 해상 실험 결과	33
제 5 장 결 론	37
참고문헌	39



그림 목 차

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 다중 경로 전달 현상	7
그림 3-1. PPM 신호 발생 방법	9
그림 3-2. 펄스 복조시 잡음이 미치는 영향	11
그림 3-3. SNR이 높을 때 부가 잡음에 의한 펄스의 위치 변동	12
그림 3-4. M-PSK 성상도(M=4)	17
그림 3-5. M-PSK 수신기	18
그림 3-6. M에 따른 M-PSK의 비트 오류 확률	19
그림 3-7. 성상도	20
그림 3-8. 심벌 구간	21
그림 3-9. PSSK 송신기	23
그림 3-10. PSSK 수신기	24
그림 3-11. 변조 기법	25
그림 3-12. 변조 기법에 따른 전력 스펙트럼	26
그림 4-1. 채널 추정을 위한 실험 환경	27
그림 4-2. 측정된 임펄스 응답	28
그림 4-3. 원본 영상	29
그림 4-4. QPSK 전송 결과	30
그림 4-5. PSSK 전송 결과	30
그림 4-6. 실험 사진	31
그림 4-7. 실험 환경	32
그림 4-8. 송·수신 신호의 비교	34
그림 4-9. 수신 신호의 전력 스펙트럼	34
그림 4-10. QPSK(1kbps) 결과	35
그림 4-11. PSSK(1kbps) 결과	35

Abstract

Underwater sensor network has challenges to be overcome such as long propagation delay resulting from low speed of sound propagation, severely limited range-dependent bandwidth, attenuation and time-varying multipath propagation. All the above distinct features make the performance degradation by generating ISI(Inter Symbol Interference). Also in case of underwater sensor network considers the low power transmission because of environmental limitations.

In this thesis, the performances of PSSK(Phase Silence Shift keying) modulation technique for low-power communication in underwater sensor network were evaluated. PSSK is a kind of PSK(Phase Shift Keying) schemes, thus it is more bandwidth efficient than the orthogonal modulations, such as PPM, FSK. In addition, PSSK can achieve power efficiency because every symbol of PSSK has a silence period like PPM technique. In the case of M-ary PSSK, one bit determines the silence position of symbol and $(\log_2 M - 1)$ bits determine the phase of the symbol. It is improvement of the combination either of PSK and PPM techniques. Instead of traditional PPM, where some bits determine the position of the pulse, PSSK uses one bit to determine the absence that is the position of silence period of the symbol. Because the transmitter of PSSK transmits the only half energy of a symbol for a symbol period, it can save the transmit power by 3 dB. And 180° phase shift probability is lower than QPSK because of this feature will cause back-off gain. It can also save the transmit power by 1.5 dB. The result of experiment, BER(Bit Error rate) of QPSK modulation method is 2.29×10^{-1} and BER of PSSK modulation method is 2.36×10^{-1} .

제 1 장 서 론

수중 음향 통신은 과거에는 주로 군사적 목적을 위해 제한적으로 사용되었다. 수중 음원 탐지나 수중 운동체 추적, 잠수함 등과의 통신을 위해 주로 연구되었으나 최근 해양에 대한 관심이 고조되고, 해양 탐사, 해저 자원 탐사가 활발히 진행됨에 따라 활용 분야가 점점 확대되어가고 있다. 수중 음향 통신에서는 매질의 특성상 전자파의 급격한 감쇠 특성으로 인해 음파를 사용한다. 이러한 이유로 수중에서 무선 통신은 수중 음향학과 통신기술의 융합으로 연구가 이루어져야 한다.

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) 변조 기법을 이용하여 수중 음향 통신 시스템을 구현하였다[3]. 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 동기 위상 (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,

일본에서는 20 kHz 대역에서 4-DPSK (Differential Phase Shift Keying) 변조 기법을 사용하여 16 kbps의 전송률을 얻었다[4]. QAM 변조를 이용하여 60 m의 근거리에서 500 kbps 전송률을 실현한 시스템도 보고되었다[5].

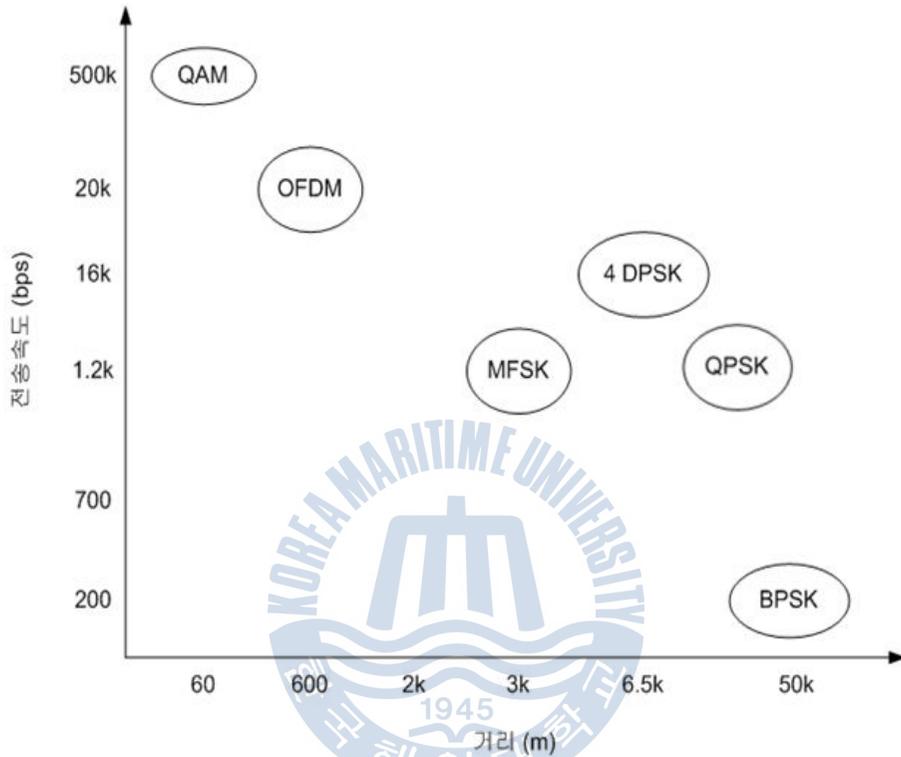


그림 1-1. 수중 통신의 최근 국외 연구 동향

Fig 1-1. Research Trend of Underwater Communication

국내의 경우 전송률을 향상시키기 위해 송신 하이드로폰 어레이를 사용하거나 채널 추정을 이용한 방법을 연구하였다[6][7]. 또한 수중 채널 모델을 이용하여 FSK 방식뿐만 아니라, PSK 와 같은 변조 기법에 따른 성능을 시뮬레이션을 통해 성능을 분석하였다[8][9].

하지만 이러한 수중통신 시스템을 기반으로 한 연구로써 수중 센서 네트워크에서 사용하기에는 제약 사항이 발생한다. 수중 센서 네트워크의 경우 다수의 센서노드를 이용하여 통신을 하는 시스템이며, 이는 외부의 전원이 아닌 센서 노드에 장착된 전원을 이용하여 통신을 하여야 한다. 이 경우 기존에 연구

되어진 통신 기법을 사용할 경우 전원 관리나 전력 효율성이라는 문제가 발생한다.

이에 본 논문에서는 수중 음향 통신 센서 네트워크 시스템에서 전력 효율을 개선하기 위해 저전력 통신에 강한 성능을 나타내는 PSSK (Phase Silence Shift Keying) 변조 기법을 이용하여 수중 음향 통신 시스템에 적용하는 연구를 시도 하였다. PSSK 변조 기법은 두 개의 직교 심벌을 전송하는 방식으로 한 주기 내에 silence 구간을 사용함으로써 전력 사용을 절반으로 줄일 수 있다. 이로 인해 변조 심벌간의 거리를 늘려 BER (Bit Error Rate) 성능을 향상시킬 뿐만 아니라 back-off 이득으로 인해 전력 효율적인 측면의 성능 향상도 기대할 수 있다[10].

본 논문의 제 2 장에서는 수중 음향 통신 채널 특성을 기술하였으며, 제 3 장에서는 본 논문에서 제안하는 PSSK 전송 시스템에 대해서 기술하였다. 제 4 장에서는 본 논문에서 제안한 기법을 모의실험과 실제 해상 실험을 통한 결과를 분석하여 나타내었고 마지막으로 제 5 장에서 결론 및 향후 연구방향을 제시하였다.



제 2 장 수중음향 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 차단 주파수는 다음 식과 같다.

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

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

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

ρ 는 밀도, C 는 stiffness 계수이다. 일반적으로 음파의 속도는 공기 중에서는 340 m/s, 수중에서는 1450 ~ 1540 m/s, 해저에서는 1500 ~ 2500 m/s로 알려져 있다. 특히 천해의 경우 음파의 속도가 수압의 영향 보다는 수온에 영향을 많이 받게 되는데 그림 2-1에는 천해에서 깊이에 따른 음파 전달 속도의 한 예를 나타낸 것이다.

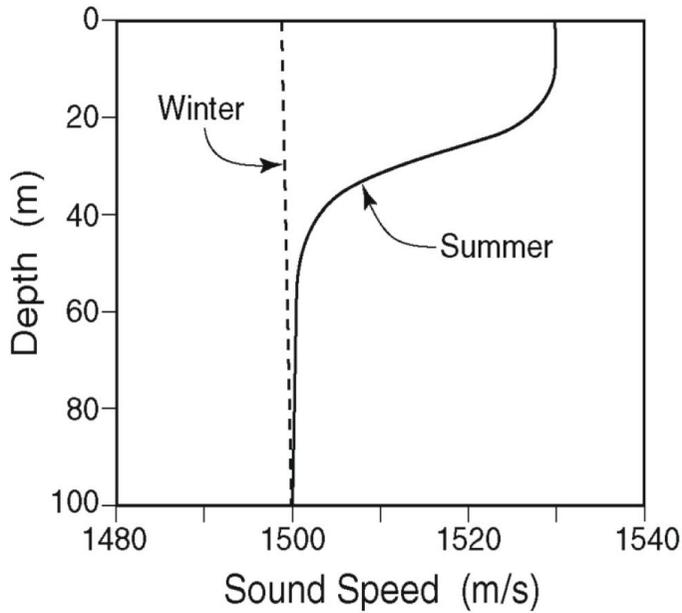


그림 2-1. 천해에서 음파 전달 속도 예.

Fig 2-1. Sound transmission speed in shallow water

제 2-2 절 수중 음향 통신 오차 유발 요인 분석[14]

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. 전송 거리와 채널 대역폭은 서로 반비례 관계를 가지며 전송 거리가 증가 할수록 대역폭이 줄어들어 데이터 전송효율이 떨어진다.

표 2-1. 수중 음향 통신에서 사용 가능한 채널 대역폭과 전송 거리 사이의 관계

Table 2-1. The relationship between available channel bandwidth and transmission distance on underwater acoustic communication

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

2-2-1. 전달 손실(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.

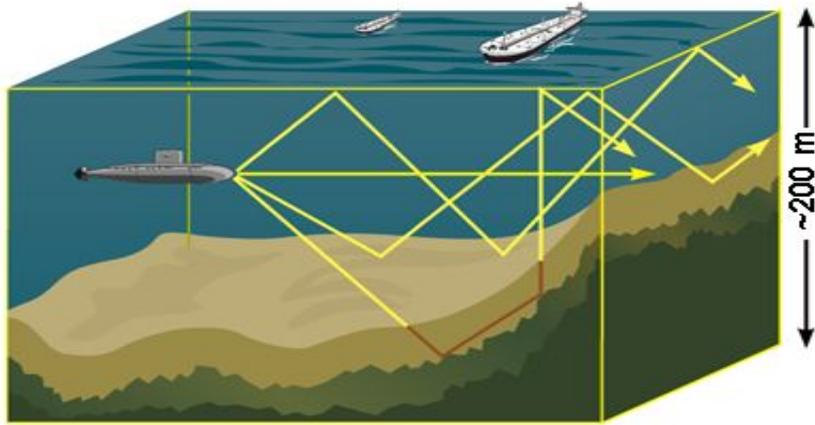


그림 2-2. 수중에서 음향 신호의 다중경로 전달 현상
 Fig 2-2. Multipath of sound signal in under water

2-2-3. 도플러 확산(Doppler spread)

도플러 확산은 송·수신단의 움직임이나 Surface reflection point의 움직임에 기인하며 수중 음향 통신에서 큰 의미가 있다. 이는 수신부에서 많은 인접 심벌들 사이의 간섭을 일으키므로써, 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 나눌 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 저전력 통신 시스템

제 3-1절 PPM (Pulse Position Modulation) 전송 시스템

아날로그 통신에서는 정보 신호로써 반송파를 변조하며 이들은 시간에 따른 정보 신호의 시간상 모든 정보를 전송하는 방식이므로 아날로그 통신 방식이라 한다. 그러나 정보 신호가 주파수상에서 대역 제한된 신호일 경우는 일정한 간격으로 신호를 표본화한 표본 값들만으로도 전체 신호의 파형을 나타낼 수 있다. 따라서 시간에 따라 전개되는 정보 신호의 모든 파형을 전송할 필요 없이 표본 값들만 대표로 전송할 수 있다. 이러한 전송 방식을 펄스 변조라 한다. 펄스 변조에는, 표본화된 신호의 순시 값으로 펄스의 진폭을 변조시키는 펄스 진폭 변조 (Pulse Amplitude Modulation : PAM), 펄스의 폭을 변조시키는 펄스폭 변조 (Pulse Width Modulation : PWM) 및 펄스의 위치를 변조시키는 펄스 위치 변조 (Pulse Position Modulation : PPM) 등이 있다.

PPM 변조 방식은 펄스의 진폭과 폭은 일정하게 하고 위치만 변조 신호에 비례하도록 하는 방식이며 다음 식으로 정의된다.

$$s_{PPM}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t - nT_s - a}{\tau}\right) \quad (3-1)$$

$$, a = k_p x(nT_s) + C$$

$$, k_p |x(t)|_{\max} < C < T_s - \tau - k_p |x(t)|_{\max}$$

위의 식에서 C는 펄스의 진폭이 0이하로 되는 것을 막기 위해 더해지는 상수이며 τ 와 T_s 는 각각 펄스의 폭과 주기이다. k_p 는 펄스 폭 τ 가 변조 신호 $x(t)$ 에 비례하는 비례 상수이다. PPM 방식에서는 펄스를 일정한 폭과 크기로 전송하므로 PWM에 비해 더 효율적으로 전송할 수 있다. 그러나 수신기에서는 표본 시간을 찾기 위한 클럭 타이밍을 재구성해야 한다는 점이 PAM이나 PWM에 비

해 불리하다. 왜냐하면 PAM 신호에는 클럭 타이밍 정보가 직접 포함되어 있기 때문이다. PPM은 진폭이 일정한 펄스를 사용하기 때문에 부가성 잡음의 영향을 PAM에 비해 적게 받는다는 장점이 있다. 따라서 증폭기나 증계기의 특성이 선형적일 필요가 없다. 수신기에서는 제한 증폭기나 클리핑 회로를 사용하여 PPM의 진폭 변화를 제거한 다음 펄스의 상승 시간과 하강 시간만 검출하여 복조할 수 있다.

3-1-1. PPM 신호의 발생

PPM 신호는 표본/유지 회로, 램프전압 발생기, 비교기 등을 조합한 회로로써 발생시킬 수 있다. 그림 3-1은 PPM의 신호 발생 방법을 나타낸다.

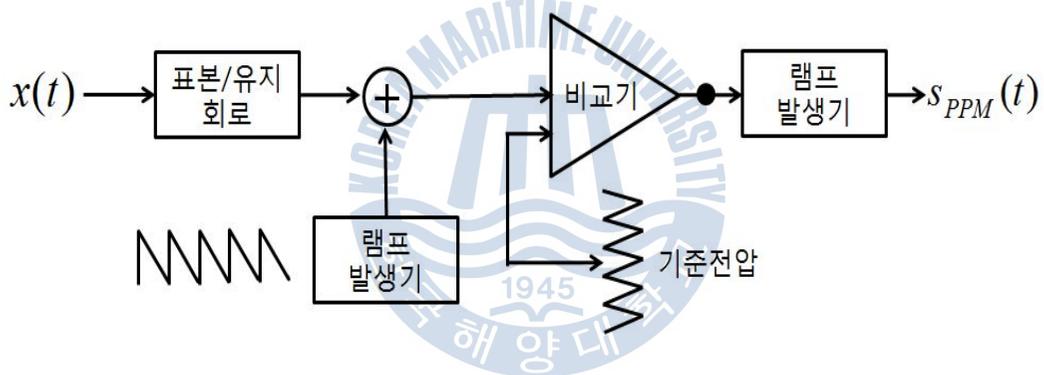


그림 3-1. PPM 신호 발생 방법

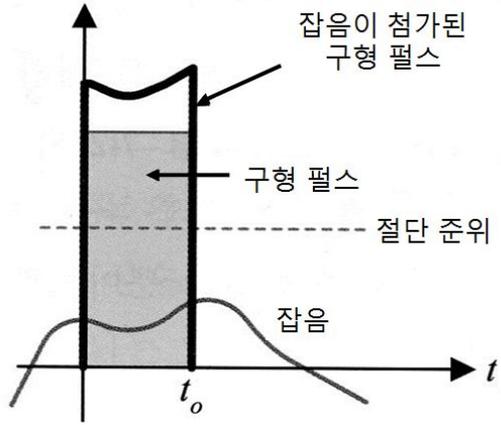
Fig 3-1. Signal generator for PPM

램프 전압이 더해진 표본/유지 회로의 출력은 미리 설정된 기준 전압과 함께 비교기에 의해 비교되며 비교기의 출력은 두 가지 상태만 존재 하게 된다. 즉 입력 신호가 기준 전압에 비해 큰 경우 비교기의 출력 전압은 주어진 하나의 전압 준위 1에 머물게 되며, 반대로 기준 전압에 비해 입력이 작을 때는 비교기 출력은 또 다른 하나의 준위 0에 머물게 한다. PPM 신호는 PWM 신호로부터 얻을 수 있다. 즉 미분기를 통해 PWM 파형을 미분하면 PWM 펄스의 상승 모서리와 하강 모서리 부분에서 각각 충격 함수에 가까운 양과 음의 펄스가

발생한다. 이 중 양의 펄스는 다이오드 등을 이용하여 차단시키고 음의 부분만 사용하여 단안정 멀티바이브레이터와 같은 펄스 발생기의 트리거 신호로 삼으면 PPM 신호를 얻을 수 있다.

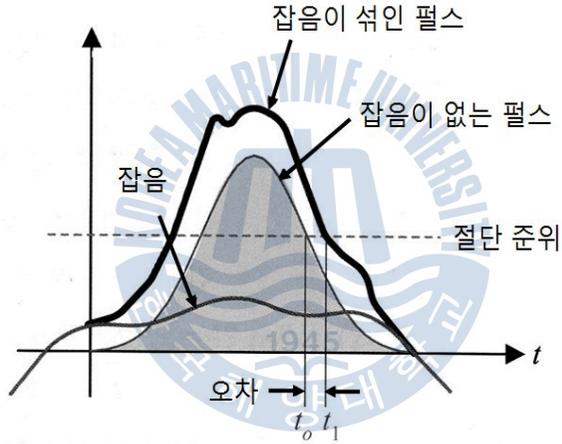
3-1-2. PPM의 타이밍 해상도

PPM 변조에서는 수신된 펄스의 하강 순간과 상승 순간의 파형이 매우 중요하며, 이는 펄스의 상승과 하강 순간이 클럭 타이밍이나 펄스의 폭과 위치 등에 결정적인 영향을 미치기 때문이다. 그러나 일반적으로 전송로의 제한된 대역에 의해 펄스의 상승 및 하강 시간이 늘어날 뿐 아니라 이에 잡음이 더해지면 더 어려운 문제가 발생할 수 있다. 그림 3-2(a)는 수신된 펄스가 이상적인 구형파라고 가정한 경우이며 전송 도중에 섞인 잡음의 영향으로 펄스의 진폭이 왜곡되어 있다. 수신기에서는 펄스가 존재하는 구간을 알기 위해 절단 준위라는 일정한 기준을 정해 놓고 펄스의 진폭이 그 이상이 되면 펄스가 존재하는 것으로 판단하고 그 이하의 펄스는 잡음으로 간주하여 없는 것으로 판단한다. 이러한 작업을 거치게 되면 잡음의 세기가 지나치지 않는 한 펄스의 위치나 폭에 대한 정보가 손상되지 않을 것이다. 그러나 그림 3-2(b)와 같이 전송로의 대역제한 특성으로 수신된 펄스의 대역이 제한될 경우는 펄스의 변수들이 잡음에 의해 영향을 받게 된다. 즉 그림 3-2(b)에서 잡음이 없을 경우는 절단 준위에 의해 펄스의 하강 모서리로 간주되는 t_0 는 그 절대적인 위치는 변할지라도 각 펄스에 대한 그 상대적인 위치는 변하지 않을 것이므로 펄스의 폭과 위치에 대한 기준은 변하지 않는다. 그러나 그림에서 보는 바와 같이 잡음에 의해 t_1 이 펄스의 하강 모서리로 간주되며 그 결과로 실제의 t_0 와 차이가 나는 것은 물론 이거니와 각 펄스마다 t_0 와 t_1 의 상대적인 위치가 불규칙하게 변동하므로 결국 PPM에서는 모두 정보의 손실과 직결된다.



(a) 구형 펄스

(a) The rectangular pulses



(b) 대역 제한된 펄스

(b) Band limited pulse

그림 3-2. 펄스 복조시 잡음이 미치는 영향

Fig 3-2. Effects of noise on the pulse demodulation

이상적인 저역통과 필터에서 차단 주파수, 즉 대역폭이 B Hz일 때 필터의 상승 시간은

$$t_r = \frac{1}{B} \tag{3-2}$$

이며 대역폭이 B Hz인 실제적인 저역통과 필터의 경우는 상승 시간이 대략

$$t_r \cong \frac{1}{2B} \quad (3-3)$$

로 주어진다. 이상으로 대역폭이 B Hz로 제한된 실제적인 전송로를 통해 수신된 펄스에서 잡음 하에서 검출할 수 있는 최소한의 타이밍 정확도 $\Delta\tau$ 는 대략 펄스의 상승 시간인

$$\Delta\tau \cong t_r \cong \frac{1}{2B} \quad (\text{신호 대 잡음 비가 낮은 경우}) \quad (3-4)$$

로 규정할 수 있다. 그러나 위의 판단은 신호 대 잡음 비가 높은 경우에는 회의적으로 판명되고 있다. 신호 대 잡음 비가 높을 경우에 대해서는 전송로의 특성이 이상적인 저역통과 특성이라고 가정하고 해석한다. 이상적인 필터의 경우 식 3-2로 주어지는 상승 시간을 거의 직선적으로 근사화 할 수 있음이 알려졌다으므로 수신된 펄스는 그림 3-3과 같이 사다리꼴로 나타낼 수 있다.

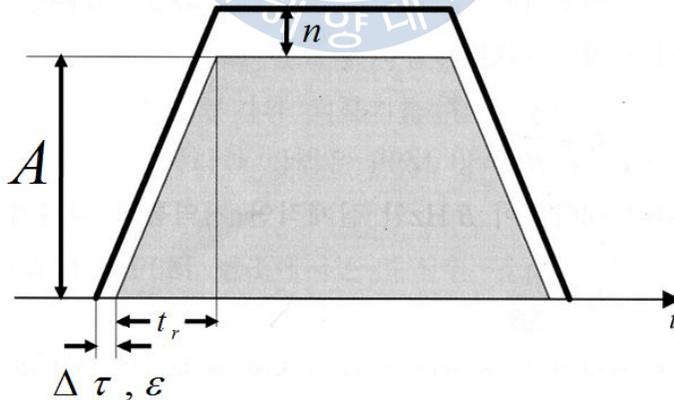


그림 3-3. SNR이 높을 때 부가 잡음에 의한 펄스의 위치 변동
 Fig 3-3. when the SNR is high, variations of the pulse position
 due to additive noise

여기서 신호 대 잡음 비가 비교적 높을 경우 부가 잡음은 그림에서와 같이 사다리꼴 펄스의 진폭만 이동시킬 뿐이므로 타이밍의 해상도는

$$\frac{\Delta\tau}{t_r} = \frac{n}{A} \quad (3-5)$$

또는 더 정확하게

$$\Delta\tau = t_r \sqrt{\frac{n^2(t)}{A^2}} \quad (3-6)$$

로 표현할 수 있다. 위의 식에서 이상적인 저역통과 필터의 상승 시간인 식 3-2를 이용하면

$$\Delta\tau \cong \frac{1}{B} \sqrt{\frac{n^2(t)}{A^2}} = \frac{1}{B\sqrt{S/N}} \quad (\text{신호 대 잡음 비가 높은 경우}) \quad (3-7)$$

로 주어지며 여기서 S/N 은 잡음의 평균 전력에 대한 신호의 전력비를 나타낸다. 이상으로 대략적인 결과식인 식 3-4는 식 3-7에서 $S/N=4(6 \text{ dB})$ 인 경우에 해당하므로 PPM 방식에서는 변조에서는 종종 이 값을 펄스 타이밍 판단에서의 문턱 값으로 삼는다.

3-1-3. PPM 시스템의 잡음 특성

그림 3-3과 식 3-6을 바탕으로 하여 PPM 시스템의 잡음 특성을 해석해 보도록 한다. 만일 펄스의 상승 시간에 비해 잡음 전압의 변화가 매우 느리다고 가정하면 펄스 진폭의 변화 n 은 그림 3-3에서와 같이 펄스의 위치 변화 ϵ 로 나타날 것이다. 여기서 펄스의 상승 기울기를 증가시키면 부가 잡음 n 에 의한

위치 오차 ε 가 감소할 것이며 이를 위해서는 펄스의 진폭 A 를 증가시키거나 또는 PPM 시스템의 대역폭을 늘려 상승 시간 t_r 을 줄여야 한다. 즉 신호 대 잡음 비를 증가시키기 위해서는 시스템의 대역폭을 확장하거나 신호의 전송 전력을 증가시켜야 하며 이는 각 변조 성질과 일치한다. PPM의 이와 같은 성질을 강조하는 결과 식을 유도하기 위해 FM에서 신호 대 잡음비를 해석할 때 사용한 가정을 이용한다. 즉 잡음의 평균 전력은 변조 신호가 없는 상태로 하여 구하며 신호의 전력 역시 잡음이 없는 상태에서 구한다. 이에 덧붙여 수신기 입력의 신호 대 잡음비는 크다고 가정한다.

그림 3-3에서 잡음 n 은 PPM 복조기에 대해 입력 잡음과 같은 역할을 한다. 따라서 이를 $n_i(t)$ 로 표현하면 펄스의 위치 오차 ε 의 자승 평균은 식 3-6으로부터

$$\overline{\varepsilon^2} = \left(\frac{t_r}{A} \right)^2 \overline{n_i^2(t)} \quad (3-8)$$

이며 이는 PPM 복조 시 출력 잡음 $n_o(t)$ 의 전력과 같으므로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\overline{n_o^2(t)} = \left(\frac{t_r}{A} \right)^2 \overline{n_i^2(t)} \quad (3-9)$$

그리고 복조 출력

$$s_o(t) = k_p x(t) \quad (3-10)$$

이므로

$$\overline{s_o^2(t)} = k_p^2 \overline{x^2(t)} \quad (3-11)$$

로 구할 수 있다. 복조기의 입력 신호 $s_i(t)$ 의 전력은

$$\overline{s_i^2(t)} = A^2 \left(\frac{\tau}{T_s} \right)^2 \quad (3-12)$$

이며 PPM 시스템은 전송 대역폭이 B_T Hz인 이상적인 저역 통과 필터로 가정하면 상승 시간은 거의 직선적으로써

$$B_T \cong \frac{1}{t_r} \quad (3-13)$$

의 관계가 된다. 이상의 식 3-8 ~ 3-13을 결합하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\left(\frac{S_o}{N_o} \right) = \frac{\overline{k_p^2 x^2(t)}}{\tau / T_s} B_T^2 \left(\frac{S_i}{N_i} \right) \quad (3-14)$$

또는

$$\left(\frac{S_o}{N_o} \right) \propto B_T^2 \left(\frac{S_i}{N_i} \right) \quad (3-15)$$

따라서 PPM 시스템에서의 신호 대 잡음의 비는 각 변조 경우와 같이 대역폭의 자승에 비례한다는 점이 중요하다.

제 3-2절 M-PSK (M-ary Phase Shift Keying) 전송 시스템

M-PSK는 비트 단위로 전송하는 대신 여러 k 비트씩 심벌을 구성하여 가능한 $M=2^k$ 개의 심벌 상태를 반송파의 위상에 대응시켜 심벌 단위로 전송하는 방식이다. M-PSK에서는 각 신호 위상의 차이가 $2\pi/M$ 이 된다. M-PSK 신호를 표현하면 다음과 같다.

$$s_{MPSK}(t) = A\cos(2\pi f_c t + \theta_i), \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad \theta_i = \frac{2\pi i}{M} \quad (3-2)$$

여기서 $T_s = kT_b$ 이다. M-PSK신호를 동위상 성분과 역위상 성분으로 분해하여 표현하면

$$\begin{aligned} s_{MPSK}(t) &= A\cos\theta_i\cos2\pi f_c t - A\sin\theta_i\sin2\pi f_c t \quad (3-3) \\ &= I(t)\cos2\pi f_c t - Q(t)\sin2\pi f_c t \end{aligned}$$

와 같이 된다. 복소평면에서 $I(t)+jQ(t)$ 는 크기가 A 이고 위상이 θ_i 인 점으로 아래와 같은 관계를 가진다.

$$\hat{s}(t) = I(t) + jQ(t) = Ae^{j\theta} \quad (3-4)$$

정보 데이터에 따라 복소 평면에서 $\hat{s}(t)$ 의 한 값에 대응되는데, k 비트로 구성된 심벌의 $M=2^k$ 개 값에 대응되는 $\hat{s}(t)$ 의 자리를 나타낸 것을 성상도 (Constellation diagram)라 한다. 그림 3-4은 $M=4$ 인 경우의 M-PSK 신호 성상도이다.

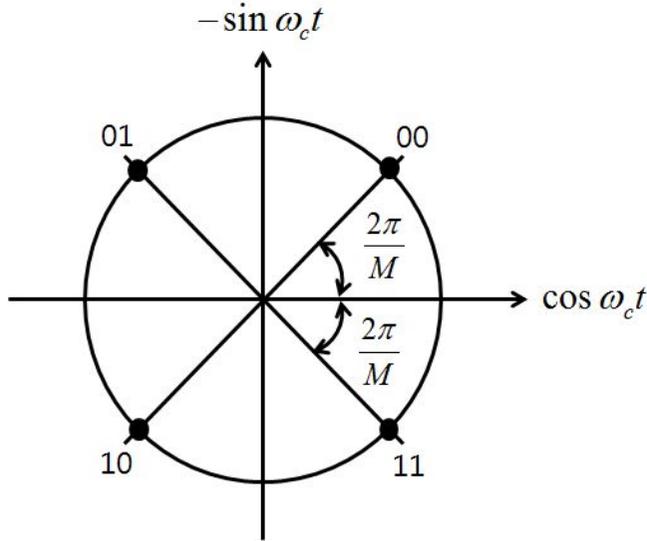


그림 3-4. M-PSK 성상도(M=4)

Fig 3-4. M-PSK Constellations.

심벌 구간의 길이가 $T_s = kT_b$ 이므로 M-PSK 신호의 대역폭은 BPSK에 비하여 $1/k$ 배가 된다. M 이 커질수록 대역폭 효율이 높아져서 주어진 전송 대역폭으로 전송 할 수 있는 데이터양이 증가한다. 그러나 M 이 증가하면 심벌을 구별하는 신호 간 위상차가 감소하여 복조 시 오류를 유발하기 쉽다. M-PSK 신호는 위상에 심벌 정보가 실려 있으므로 동기식 수신기를 사용하여 복조해야 한다. 그림 3-5은 M-PSK 수신기의 구조이다.

수신기에서는 두 개의 상관기 출력으로부터 $z = y_i + jy_Q$ 를 구하여 심벌 판정기에 입력 시킨다. 심벌 판정기에서는 z 와 가장 가까운 송신 심벌의 위상을 추출하여 이에 대응하는 k 비트의 데이터를 출력한다. M-PSK의 비트 오류 성능은 다음과 같다.

$$P_b \cong \frac{2}{k} Q \left(\sqrt{\frac{2kE_b}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M} \right), \quad E_b/N_0 \gg 1 \quad (3-5)$$

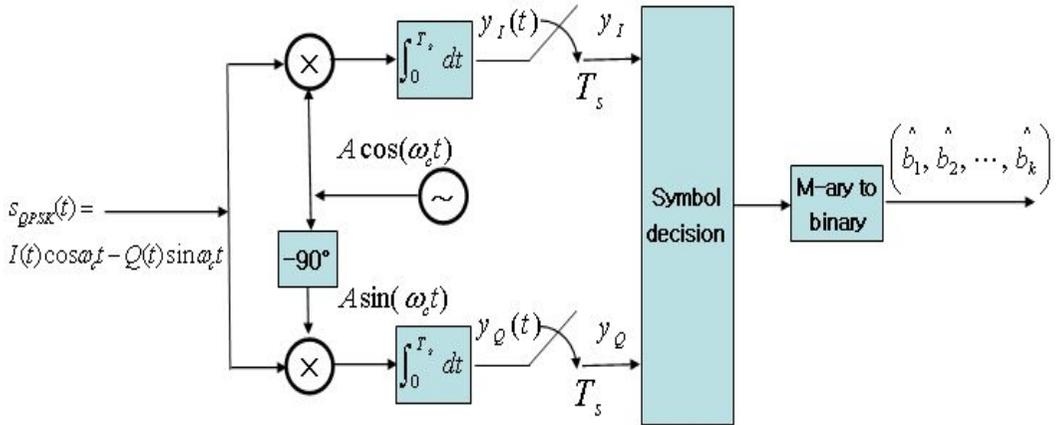


그림 3-5. M-PSK 수신기

Fig 3-5. M-PSK receiver

M-PSK는 M 의 증가에 따라 전송 대역폭은 감소하지만 비트 오류 성능은 떨어진다. M (또는 k)의 증가에 따른 비트 오류 열화는 그림 3-6에 나타내었다. 표 3-1에는 M-PSK의 대역폭 효율과 전력 효율을 보인다. 대역폭 효율 η_B 는 1 Hz의 대역폭으로 전송할 수 있는 데이터 율(bits/sec/Hz)로, 즉 $\eta_B = R_b/B$ 로 정의하였다. 전력 효율은 10^{-6} 의 비트 오류율 얻기 위하여 요구되는 신호의 E_b/N_0 의 값으로 정의하였다

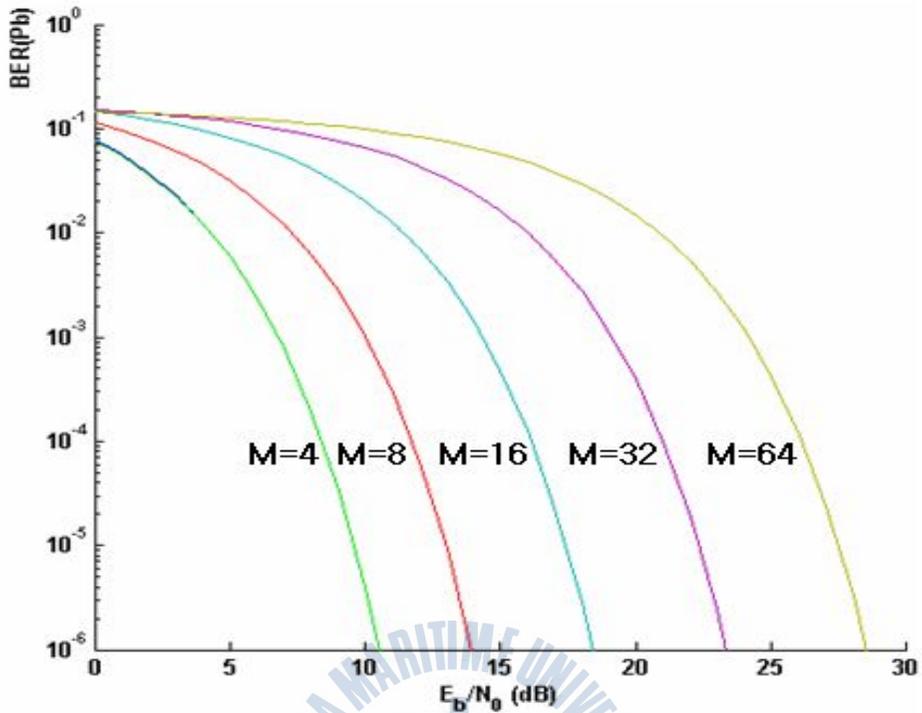


그림 3-6. M에 따른 M-PSK의 비트 오류 확률

Fig. 3-6. M-PSK bit error rate at each M

표 3-1. M에 따른 M-PSK의 대역폭 효율과 전력 효율

Table 3-1. The bandwidth and power efficiency at each M, according to M of M-PSK

$M=2^k$	2	4	8	16	32	64
$\eta_B = R_b/B$ [bits/sec/Hz]	0.5	1	1.5	2	2.5	3
비트오율 10^{-6} 얻기 위한 E_b/N_0 [dB]	10.5	10.5	14	18.5	23.4	28.5

제 3-3절 PSSK 전송 시스템

PSSK 변조 방식은 기존 PSK 변조 방식의 한 종류로 볼 수 있으며, PSK의 대역 효율적 측면과 PPM, FSK, OOK 변조 방식의 전력 효율적인 면을 모두 고려한 방식이다. PSSK는 PSK 신호의 주기를 심벌 주기와 silence 주기로 나누어 신호의 전력을 감소시켜 전력 효율을 높인다. 또한, PSK의 신호 주기를 나누는 만큼 변조 레벨을 낮출 수 있기 때문에 PSK에 비하여 SNR 성능을 향상시킬 수 있다[10][11].

3-3-1. PSSK의 성상도와 심벌 구간

PSSK 변조 방식은 PSK 신호를 2개의 직교 심벌로 전송하는 방식이다. 그림 3-7은 8-PSSK의 성상도를 나타낸 것이다. 8-PSK는 하나의 심벌에 위상을 이용하여 전송하지만 8-PSSK는 2개의 4-PSK를 직교하여 전송하는 방식을 이용한다. 이처럼 PSSK는 첫 번째 비트 정보를 이용하여 반주기 신호 2개로 나뉘며 $(\log_2 M) - 1$ 비트의 PSK 신호를 전송한다. 그림 3-8는 PSSK의 심벌 주기를 나타낸 것이다[11].

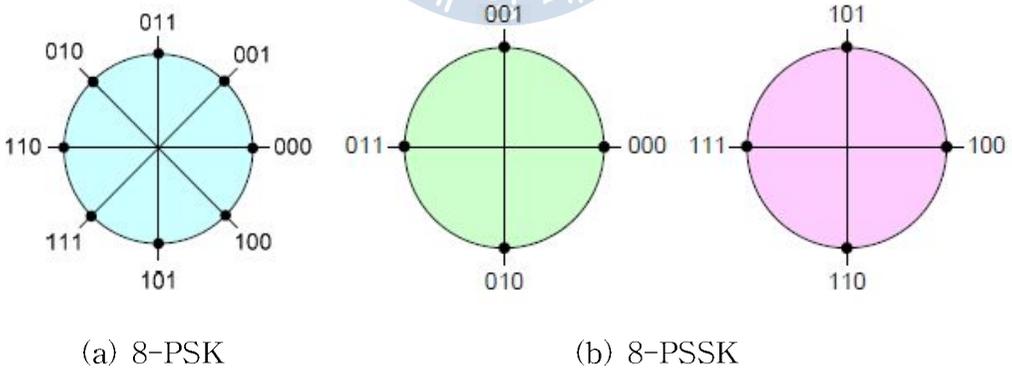
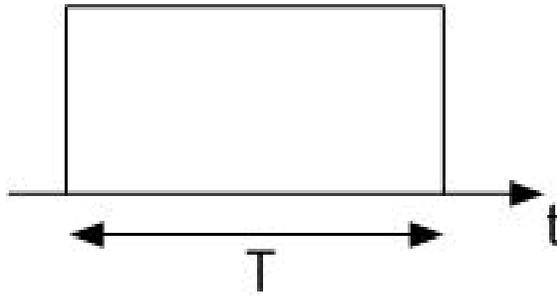
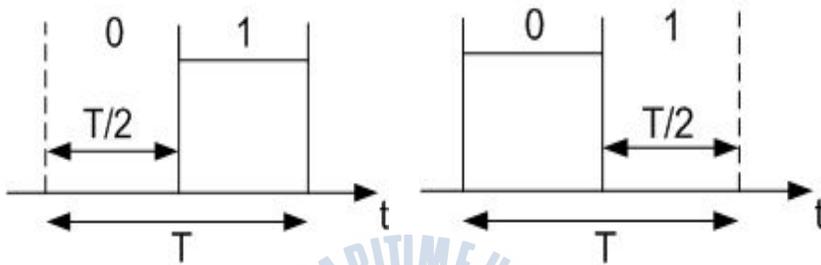


그림 3-7. 성상도.

Fig 3-7. Constellations.



(a) 8-PSK



(b) 8-PSSK

그림 3-8. 심벌 구간.

Fig 3-8. Symbol Duration.

T 의 심벌 주기를 $1/2$ 로 나누고 첫 번째 비트 정보를 이용하여 심벌의 위치를 결정한다. 심벌의 주기가 silence 구간으로 인해 대역폭이 2배로 증가하지만, M -ary PSK를 $M/2$ -ary PSK 2개로 나누기 때문에 심벌간의 해밍 거리가 확보되며 이 때문에 생기는 silence 주기로 인해 신호 전력을 3 dB 감소시킬 수 있다. 또한 silence 주기는 갑작스럽게 위상이 180° 로 변화하는 것을 방지해 줌으로써 back-off 이득의 성능도 향상된다[12].

3-3-2. PSSK의 이론적 분석

M -ary PSSK 신호는 다음과 같이 정의 된다.

$$p_m = \text{Re}(I_m \alpha(t) + Q_m \beta(t)) \exp[j(2\pi f_c t + \theta_m)], \quad 0 \leq t \leq T$$

$$I_m = \begin{cases} 1, & 0 \leq m \leq M/2 - 1 \\ 0, & M/2 \leq m \leq M - 1 \end{cases} \quad (3-9)$$

식에서 $\text{Re}[c]$ 는 복소수 c 의 실수 부분, $\exp[\cdot]$ 는 지수 함수, f_c 는 반송파 주파수, $\theta_m = 2\pi \text{mod}(m, 0.5M)/0.5M$ 으로 변화한다. $Q_m = \text{mod}(I_m, 1)$ 이며, $\text{MOD}(a, b)$ 는 a 를 b 로 나누었을 때의 나머지 값을 의미한다. 따라서 $\theta = 4\pi/M$ 으로 변한다.

$$\begin{aligned} \alpha(t) &= u(t) - u(t - 0.5T) \\ \beta(t) &= \alpha(t + 0.5T) \end{aligned} \quad (3-10)$$

I_m 과 Q_m 은 신호 주기내의 심벌 위치를 맞춰주는 역할을 하고, $\alpha(t)$, $\beta(t)$ 는 스텝 함수로써 반송파를 심벌 위치에 맞춰주는 역할을 하게 되며 $\alpha(t)$ 는 $\beta(t)$ 가 지연된 것이다.

$$\begin{aligned} p_m(t) &= (I_m \cos \theta_m) \alpha(t) \cos 2\pi f_c t \\ &\quad - (I_m \sin \theta_m) \alpha(t) \sin 2\pi f_c t + (Q_m \cos \theta_m) \beta(t) \cos 2\pi f_c t \\ &\quad - (Q_m \sin \theta_m) \beta(t) \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (3-11)$$

따라서, 전송되는 신호 $p_m(t)$ 는 식 3-3과 같이 정의 되며, I_m 과 Q_m 의 값에 의하여 서로 다른 2개의 심벌은 직교성을 유지하게 된다.

3-3-3. PSSK의 송신기

PSSK의 송신기 구조는 그림 3-9에 나타나 있다.

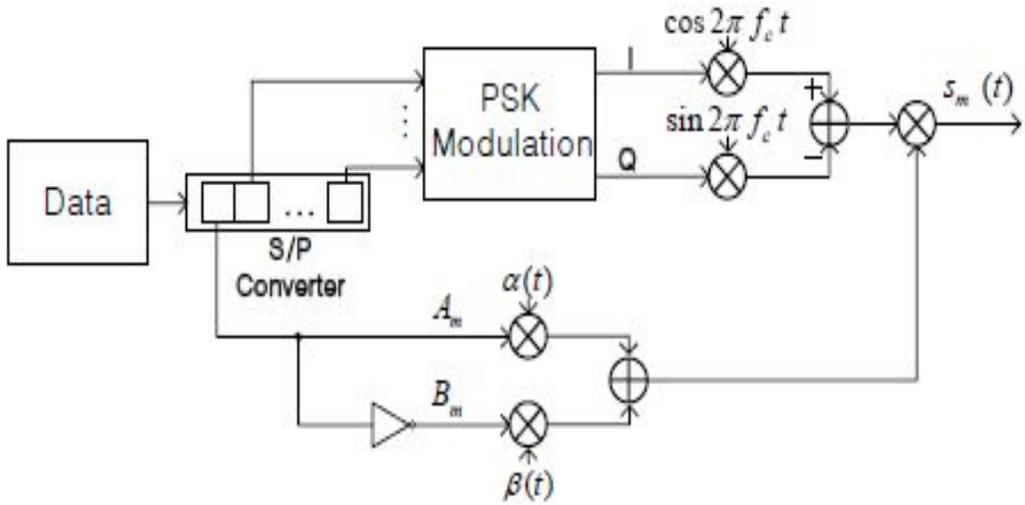


그림 3-9. PSSK 송신기

Fig 3-9. PSSK transmitter

PSSK 신호로의 변환은 먼저, 랜덤 데이터를 S/P(직렬-병렬) 변환기를 이용하여 $\log_2 M$ 의 열로 정렬 시킨 후 첫 번째 비트를 이용하여 심벌의 위치를 결정한다. 첫 번째 비트가 0이면 $I_m=1$, $Q_m=0$ 이 되며, 첫 번째 비트가 1이면 $I_m=0$, $Q_m=1$ 이 된다. 송신 신호 $p_m(t)$ 는 PSK 변조된 신호와 심벌의 위치 정보를 가지고 있는 신호의 곱으로써 전송된다. 이렇게 송신되는 신호의 대역 효율은 $0.25 \log_2 M$ $M \geq 4$ 가 된다. PSSK 대역 효율은 PSK의 1/2이며, 이것은 심벌의 주기를 $T/2$ 로 감소하였기 때문이다. FSK의 대역 효율과 비교를 해 보면, 위상 비동기식 FSK의 경우 대역 효율이 $\log_2 M / 2M$ 으로 PSSK 방식이 FSK 방식보다 대역 효율이 $M/2$ 더 좋다[13].

3-3-4. PSSK의 수신기

PSSK의 수신기의 구조는 그림 3-10에 나타나 있다.

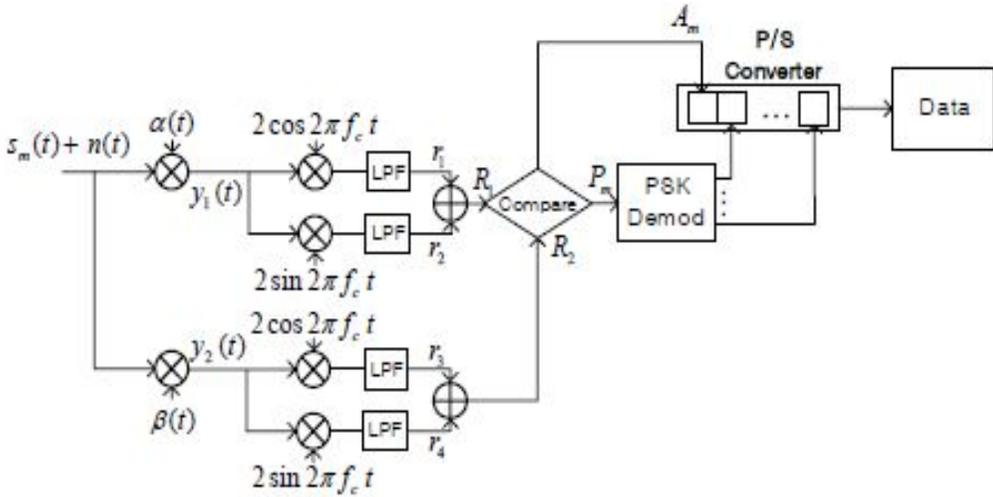


그림 3-10. PSSK 수신기
Fig 3-10. PSSK receiver

PSSK의 수신기는 동기방식을 사용한다. 수신되는 신호는 식 3-11의 $p_m(t)$ 와 AWGN 채널 노이즈의 합으로 나타난다. 송신 신호 $p_m(t)+n(t)$ 를 기저 대역으로 내리게 되면, 식 3-12의 신호 정보를 얻을 수 있다[13].

$$\begin{aligned}
 r_1 &= I_m \cos \theta_m + n(t) \alpha(t) \\
 r_2 &= -I_m \sin \theta_m + n(t) \alpha(t) \\
 r_3 &= Q_m \cos \theta_m + n(t) \beta(t) \\
 r_4 &= -Q_m \sin \theta_m + n(t) \beta(t)
 \end{aligned} \tag{3-12}$$

3-3-5. PSSK 시스템의 전력 효율과 총 이득

그림 3-8에서 보는 바와 같이 PSSK 통신 시스템은 QPSK 통신 시스템과 달리 데이터가 전송되는 각 심벌마다 silence 구간이 존재한다. 이로 인해 전송 신호의 전력을 3 dB만큼 감소시키는 효과를 가지게 된다. 또한 그림 3-11과 같이 PSSK와 QPSK 변조를 비교했을 때 위상이 180° 변화하는 경우는 QPSK인

경우 심벌간의 총 16가지의 위상 변화 중 4가지로 25%이며, PSSK인 경우 총 64개의 위상 변화 중 단 4가지의 경우만 존재하므로 180° 위상 천이할 확률이 QPSK에 비해 낮다.

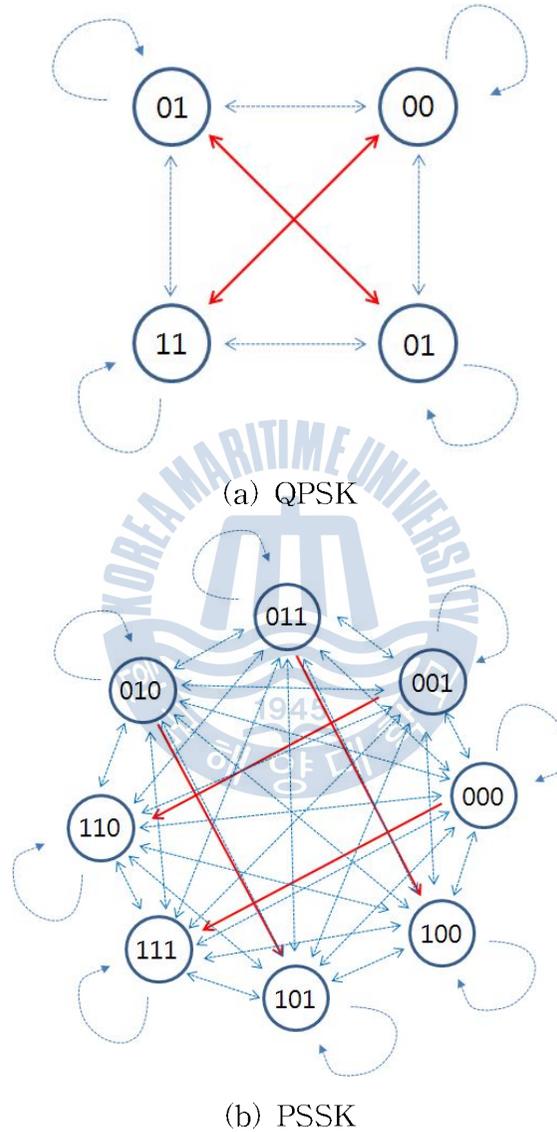


그림 3-11. 변조기법들의 위상 변화

Fig 3-11. Phase variation of Modulation techniques

결과를 비교해 보면 PSSK 변조 기법의 전력 스펙트럼이 QPSK 변조 기법에 비해 약 4 dB 정도 낮은 것을 확인할 수 있다. 그림은 3-12에 나타내었다.

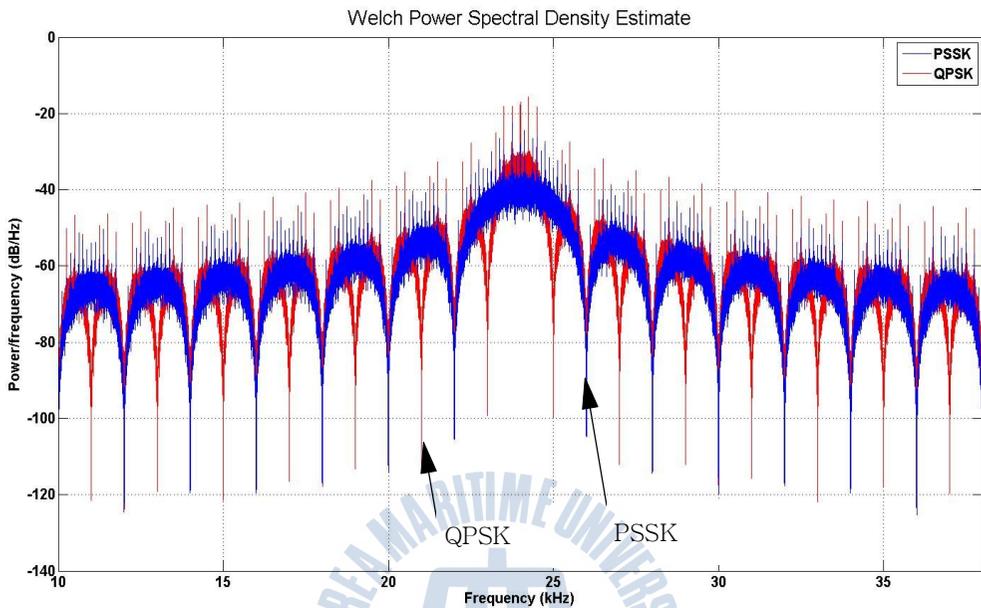


그림 3-12. 변조 기법에 따른 전력 스펙트럼

Fig 3-12. Power spectrum by modulation techniques

QPSK와 PSSK의 대역 효율 성능을 비교했을 경우 silence 구간에 의해 대역폭이 늘어나게 된다. 하지만 표 3-2에 PSSK가 QPSK보다 전체 이득이 4.75dB이상 높음을 볼 수 있다[7].

표 3-2. QPSK대비 PSSK의 총 이득

Table 3-2. PSSK total gain compare to QPSK

변조 기법	QPSK대비 PSSK의 총 이득
Power gain	3dB
Back-off gain	1.5dB
Bandwidth gain	-1.25dB
Performance gain	1.5dB
Total gain	4.75dB

제 4 장 모의실험 및 해상 실험 결과 분석

제 4-1절 모의실험 환경

앞서 설명한 PSSK 기법의 수중통신 적용성을 검증하기 위해 모의 실험을 수행하였다. 우선 바다에서의 잔향 및 다중 경로(multi-path)의 특성을 파악하기 위해 실제 해상에서 아주 짧은 펄스인 burst 신호를 송신한 뒤 수신한 신호를 이용하여 수중 채널 특성을 분석하였으며 여기서 얻어진 수중 채널 임펄스 응답을 이용하여 모의실험을 수행하였다. 실험 환경은 그림 4-1과 같다

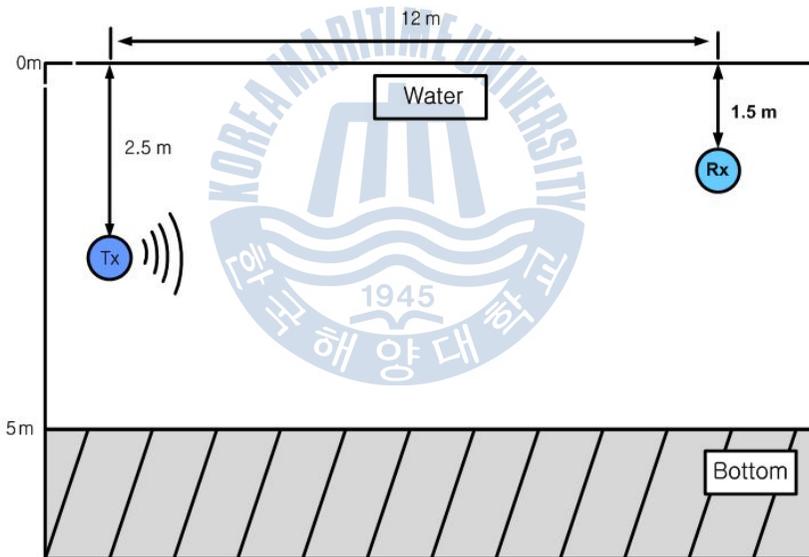


그림 4-1. 채널 추정을 위한 실험 환경

Fig 4-1. Experimental environment for channel estimation

수심은 5 m, 송신기는 수면으로부터 2.5 m, 수신기는 수면으로부터 1.5 m, 그리고 송·수신기 사이의 거리는 12 m로 하였다. 수중 채널의 임펄스 응답을 얻기 위해 burst신호를 수회에 걸쳐 송·수신 하였으며, 수집된 채널 임펄스 응

답의 평균을 구하여 모의실험에 사용하였고 그림 4-2에 나타내었다.

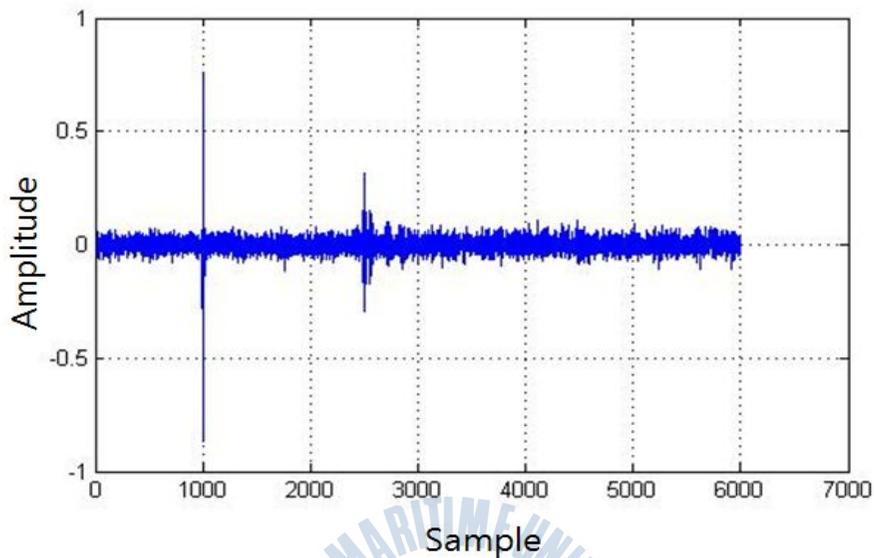


그림 4-2. 측정된 임펄스 응답

Fig 4-2. Measured impulse response

제 4-2절 모의실험 결과

QPSK와 PSSK의 성능 비교를 위해 동일한 채널 임펄스 응답으로 모의실험을 수행하였으며, 모의실험의 기본 파라메타는 다음과 같이 반송파 24 kHz 샘플링 속도 192 kHz 그리고 전송율 3 kbps로 설정하였다. 모의실험에 사용한 전송 데이터는 그림 4-3과 같이 100×70 크기를 갖는 그레이 이미지이다. 그림 4-4는 QPSK 기법의 모의실험 결과 그림이며, 그림 4-5는 PSSK 기법의 모의실험 결과 그림이다. 이때 채널 코딩이나 등화기(equalizer)와 같은 기법들은 적용하지 않았으며, 시간 동기는 완벽하다고 가정하였다. 통신 방식 별 모의실험 결과를 비교하였을 때 QPSK는 총 56,000개의 데이터 중 6,479개로 BER (Bit Error Rate)이 약 1.17×10^{-1} 이었으며, PSSK인 경우에는 6,869개로 약 1.22×10^{-1} 로 유사한 성능을 나타내는 것을 확인하였다.

또한 본 논문에서는 데이터 전송 품질을 눈으로 쉽게 확인하기 위해 영상

데이터를 사용하였으며, 일반적으로 영상의 품질을 평가하기 위해 PSNR(Peak Signal to Noise Ratio)을 이용한다. SNR을 구할 때에는 신호전력과 잡음전력을 이용하는데 이때 전력은 평균전력을 의미한다. 반면 PSNR의 경우 평균전력을 취하지 않고 최대 전력을 이용하여 SNR을 구하게 되며, 식 4-1과 같이 표현 될 수 있다. 이 식에서 분모항은 두 영상 데이터에 대해 동일한 위치에서의 분산으로 오차제곱평균(Mean Square Error : MSE)를 의미하며, 분자는 원본 영상 신호의 전력의 자승을 의미한다.

$$PSNR = 10\log_{10}\left(\frac{Max_I^2}{MSE}\right) = 20\log_{10}\left(\frac{Max_I}{\sqrt{MSE}}\right) \quad (4-1)$$

PSNR을 비교한 결과 QPSK의 경우 9.37 dB이며, PSSK의 경우 9.11 dB였다. 그러나 PSSK 기법의 경우 그림 3-8에서 보는바와 같이 한 심벌의 신호 중 절반에만 QPSK 신호를 송신하고 절반은 silence 구간으로 처리하였다. 즉, QPSK 신호 전송이외에 Pulse position 형태로 신호를 송신하기 때문에 기존 QPSK보다 전력 효율적인 측면에서 개선된 결과를 보여준다. 일반적으로 PSSK 전력이득은 QPSK 보다 약 6 dB 이상 향상을 보인다고 알려져 있다[4].



그림 4-3. 원본 영상
Fig 4-3. Original image

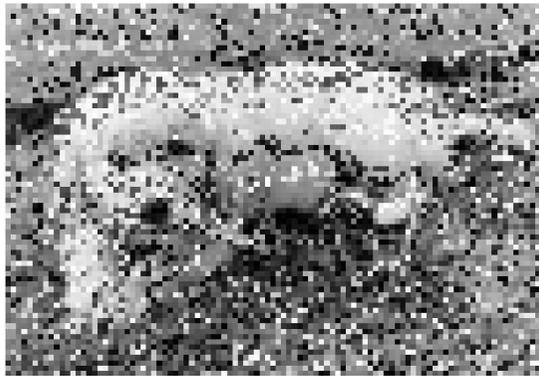


그림 4-4. QPSK 전송 결과

Fig 4-4. Result of QPSK transmission



그림 4-5. PSSK 전송 결과

Fig 4-5. Result of PSSK transmission

제 4-3절 해상 실험 환경

수중 채널에서 PSSK 변조 기법의 실제 적용성 및 성능을 검증하기 위하여 QPSK 변조 기법과 PSSK 변조 기법의 수중 음향 통신 실험을 부산 앞 바다에서 수행하였다. 그림 4-6은 실험 주변 해역 사진이며, 실험 채널 환경은 그림 4-7에 나타내었다.



그림 4-6. 실험 사진

Fig 4-6. Experiment view

수심 6 m, 송·수신기는 수면으로부터 2.5 m, 그리고 송·수신기 사이의 거리는 20 m로 하였다. 실험 시 주변에 두 척의 배 엔진과 근처에 매립공사로 인한 소음이 존재하였으며, 바람 및 주변에 향해하는 배로 인한 너울성 파도가 존재하였다. 실험을 위한 파라메타는 표 4-1과 같다.

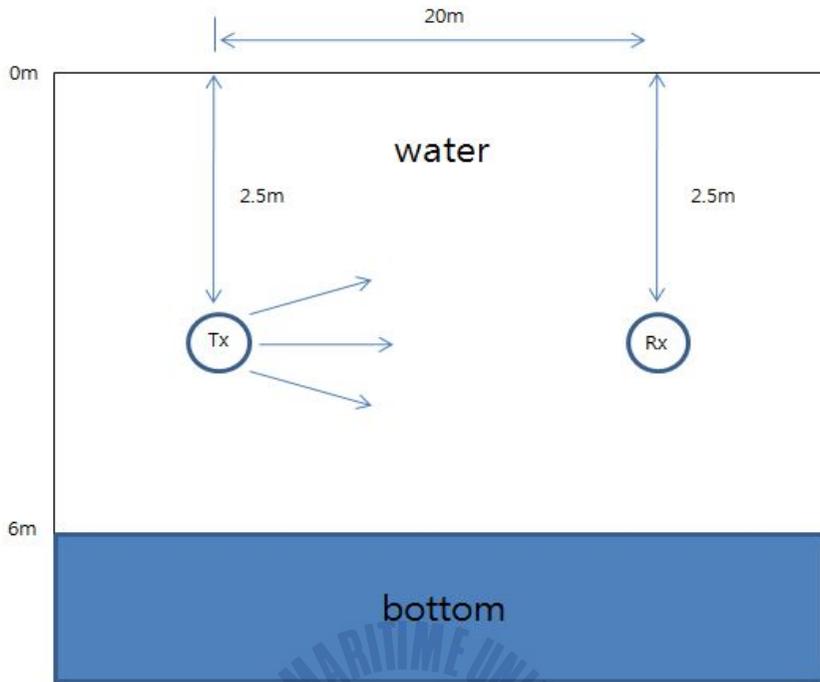


그림 4-7. 실험 환경

Fig 4-7. Experiment environment

표 4-1. 실험 파라메타

Table 4-1. Experiment parameters

송신기	ITC-1001
수신기	B&K-8103
전송속도	1 kbps
전송데이터	100×70 gray scale image (56,000 bit)
Carrier/ Sampling(kHz)	24 / 96

제 4-4절 해상 실험 결과

실험에서 변·복조는 PC를 이용하였으며 수신 신호의 심벌 동기화를 위해 송신 신호의 앞 단에 preamble block을 삽입하였다. D/A 컨버터(Digital to Analog Converter)를 거친 신호는 power amplifier를 통해 증폭되어 송신 센서를 통해 전송되며, 수신부에서는 아날로그 필터를 거친 다음 A/D 컨버터(Analog to Digital Converter)를 통해 PC로 저장하였다. 수신 신호의 검출 및 동기는 preamble block의 자기상관을 이용하여 수행하였다.

PSSK 변조 기법의 경우 QPSK 변조 기법과는 달리 신호를 구성하는데 있어 silence 구간이 존재하며, 이러한 silence 구간에 의해 기존의 QPSK 변조 기법과 비교했을 때 전력의 효율성 향상이라는 장점을 가지게 되어 수중 센서 네트워크 시스템에 적용하는데 커다란 장점을 가진다. [2]에 따르면 silence 구간으로 인해 PSSK 전력 이득은 QPSK 보다 약 4 dB 이상 향상되며 전송 파워와 back-off 값에서는 각각 약 3 dB와 약 1.5 dB 이득을 얻을 수 있다 [7],[11-12]. 그림 4-8은 해상실험을 통해 수신부에서 수신한 데이터를 송신 신호와 비교한 그림이며, 그림 4-9는 QPSK 변조 기법과 PSSK 변조기법의 수신 신호의 전력 효율성을 비교한 그림이다.

그림 4-8을 보면 수중 채널의 영향으로 인해 데이터 신호 구간의 왜곡뿐만 아니라 무음 구간에 다중경로로 인한 이전신호의 간섭 및 수중채널의 배경잡음의 영향으로 인해 신호가 크게 왜곡되는 것을 확인할 수 있다. 그림 4-9를 보면 QPSK 변조기법의 경우 전력 스펙트럼이 약 -41 dB에 존재하며 비해 PSSK 변조기법의 경우 약 -45 dB에 존재하는 것을 확인할 수 있었다. 이는 [2]에서 확인할 수 있는 전력이득 6 dB에 근접한 결과인 약 4 dB 이상의 전력 이득이 있음을 확인할 수 있었다.

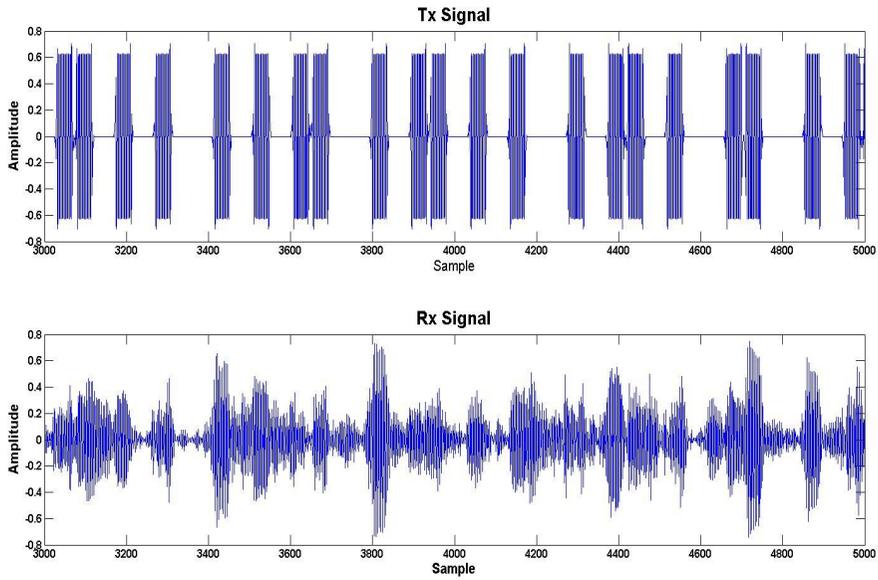


그림 4-8. 송·수신 신호

Fig 4-8. Transmitted signal and received signal

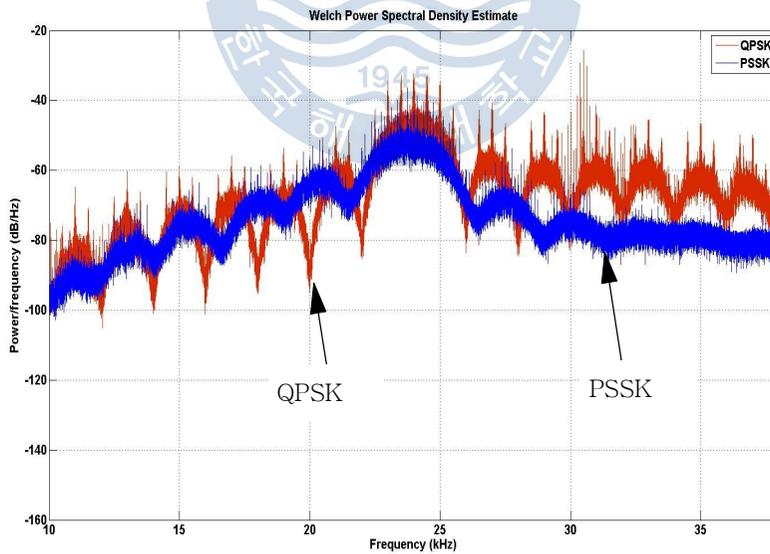


그림 4-9. 수신 신호의 전력 스펙트럼

Fig 4-9. Power spectrums of received signal

실험에 사용된 원본 영상은 그림 4-3과 같으며 그림 4-10은 QPSK, 그림 4-11은 PSSK를 전송 속도 1 kbps로 송신했을 때의 결과 그림이다. 이때 송수신기 사이가 비교적 근거리이고, 고정되어 있음을 감안하여 주파수 오프셋 복원 및 채널 추정은 적용하지 않았다.



그림 4-10. QPSK(1kbps) 결과
Fig 4-10. Result of QPSK(1kbps)

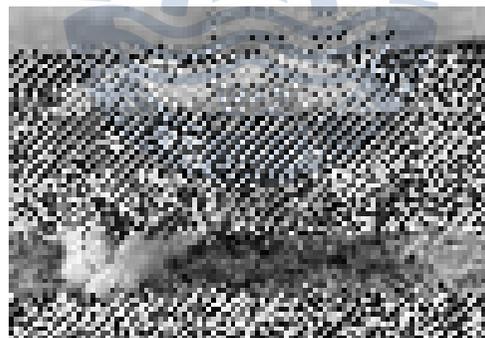


그림 4-11. PSSK(1kbps) 결과
Fig 4-11. Result of PSSK(1kbps)

실험 분석 결과 QPSK인 경우 총 56,000개의 데이터 중 12,840개로 BER이 약 2.29×10^{-1} 이고, PSSK인 경우는 13,205개로 BER이 약 2.36×10^{-1} 인 결과를 얻었으며, PSNR을 비교한 결과 QPSK의 경우 약 6.4 dB이며, PSSK의 경우 약 6.3 dB로 측정되었다. 두 결과를 비교해보면 두 변조기법이 거의 유사한 성

능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 그 이유로는 PSSK 변조 기법의 경우 신호 파형의 포지션 유무, 즉 silence 구간의 위치에 의해 데이터의 일부를 전송하며, 신호가 존재하는 구간에서는 일반적인 PSK 변조를 하기 때문에 통신 성능적인 관점에서는 PSK와 유사한 성능을 나타내게 된다. 하지만 그림 4-9에서 보는 바와 같이 PSSK 변조 기법의 수신 신호가 QPSK 변조 기법의 수신 신호에 비해 약 4 dB 정도 전력 효율이 뛰어나다는 것을 확인할 수 있다.



제 5 장 결 론

육상 통신에 비해 열악한 환경을 갖는 수중에서 음향 신호를 이용한 고속 무선 통신을 위해 현재까지 많은 기법들이 개발되었다. 이러한 수중 음향 통신들은 육상에서의 무선 통신에 사용, 검증된 여러 가지 기술들을 응용, 보완하여 사용된 것들이다. 하지만 수중이라는 특수 환경에서 센서 네트워크 시스템 구축을 위해서는 필수적으로 해결해야하는 여러 가지 문제점이 있다. 그중 전원의 용량 증대는 센서 네트워크 시스템을 구동하는데 있어서 필수요소 중 하나이다. 하지만 전원의 용량이 커질수록 센서 네트워크에 사용되는 시스템의 크기 또한 비례해서 커지게 된다. 그렇기 때문에 기존의 전원 용량을 가지만 전력 효율을 조절하는 여러 가지 기법들의 연구가 필요하다. 기존의 연구에서는 상위 계층인 MAC layer에서의 스케줄 관리에 의한 전력 효율 증가가 대부분이었다.

본 논문에서는 수중 센서 네트워크 시스템에 적용 가능하며, 단순 변조 기법만으로 전력 효율을 향상시키기 위한 하나의 방법으로 저전력 통신 기법 중 하나인 PSSK 변조 기법에 대한 연구를 하였다. PSSK 변조 기법은 기존 PSK 변조 기법의 한 종류로 볼 수 있으며, PSK의 대역 효율적 측면과 PPM, FSK, OOK 변조 방식의 전력 효율적인 면을 모두 고려한 방식이다. PSSK는 PSK 신호의 주기를 심벌 주기와 silence 주기로 나누어 신호의 전력을 감소시켜 전력 효율을 높인다. 또한, PSK의 신호 주기를 나누는 만큼 변조 레벨을 낮출 수 있기 때문에 PSK에 비하여 SNR 성능을 향상시킬 수 있다.

본 논문에서는 송·수신단이 근거리인 영역에서 QPSK 시스템과 PSSK 시스템을 비교하는 모의실험 및 해상 실험을 수행하였으며, 그 결과 대역 효율적인 측면에서 -1.25dB 정도 효율이 낮지만 전력 효율적인 측면에서는 기존 QPSK는 전력 스펙트럼이 약 -41 dB 에 존재하는 것에 비해 PSSK 변조기법의 경우 약 -45 dB 에 존재하여 약 4 dB 가량 성능 향상을 확인할 수 있었다. 그러므로 대역 효율의 문제점을 전력 효율의 이득으로 전체 약 3dB 의 성능 향상을 확인할 수 있었다. 통신 성능을 나타내는 BER을 비교한 결과 QPSK의 BER이 약 2.29×10^{-1} 이고, PSSK인 경우는 약 2.36×10^{-1} 인 결과를 얻었다. 또한 영상 전송의 성능을 판단하는 PSNR을 비교한 결과 QPSK의 경우 약 6.4 dB 이며, PSSK의 경우 약 6.3 dB 로 두 변조 기법이 거의 유사한 성능을 나타내는 것을

확인할 수 있었다.

향후 연구 내용으로는 PSSK를 위한 주파수 오프셋 보상과 채널 추정 및 등화기에 대한 연구가 필요하며, 전송 속도의 증가에 따른 성능 분석이 필요하다. 아울러 통신거리의 증가에 대한 방법도 연구되어야 할 것이다.



참고문헌

- [1] 한정우, 손윤준, 김기만, “수중에서 OFDM 변조를 이용한 음향 통신의 성능 분석,” 한국향해항만학회지, 제 34권, 10호, 2010. 12
- [2] A. Baggeroer, “Acoustic telemetry—an overview,” *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.9, no. pp.229-235, Oct. 1984.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] A. Kaya and S. Yauchi, “An acoustic communication system for subsea robot,” *IEEE Oceanic Eng. Conf.*, Seattle, pp.765-770, Oct. 1989.
- [6] 이외형, 손윤준, 김기만, “하이드로폰 송신 어레이를 이용한 수중 음향 통신 시스템의 성능 향상,” 한국음향학회지, vol.21, no.7, pp.606-613, Oct. 2002.
- [7] 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.
- [8] 윤종락, 백승관, 박지현, 임춘단, “FSK 방식의 수중 데이터 전송 특성 해석,” 제4회 해상무기체계 발전 세미나 논문집, pp.299-303, July 2002.
- [9] 손근영, 노용주, 윤종락, “수중 데이터 통신 시스템 개발 - 변조 방식의 성능 분석,” 한국음향학회 학술발표대회 논문집, vol.19, no.2(s), Nov. 2000.
- [10] Jung-Yeol OH, Jaw-Hwan Kim, Hyung-Soo Lee, and Jae-Yong Kim, “PSSK modulation scheme for high-data rate implantable medical device,” *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol.13, no.3, May 2010.
- [11] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. Boston, MA : McGraw-Hill, 2001

- [12] D. K. Kim and H. S. Lee, "Phase-silence-shift-keying for power-efficient modulator," *IEICE Trans. Communications*, vol.E92-B, no.6, pp.2324-23 26, Jun. 2009.
- [13] 최재훈, 손종원, 유홍균, "전력 효율을 개선하는 새로운 PSPM 변조 방식," 한국통신학회논문지, Vol.35 No. 8, Aug. 2010.
- [14] S.Coatelan and A.Glavieux,"Design and test of a coding OFDM system on the shallow water acoustic channel," *OCEANS'95. MTS/IEEE Challenges of Our Changing Global Environment Conference Proceedings*, Vol.3, pp.2065-2070, October. 1995.



감사의 글

제가 이 학교에서 생활 한지도 어느덧 10년이 조금 넘어가고 있습니다. 그리고 어느 때 보다도 시간이 빨리 간다고 느껴졌던 지난 2년간의 대학원 생활의 결실을 본 논문을 통해 맺게 되었고, 그동안 부족한 저에게 많은 도움을 주셨던 많은 분들께 감사의 말씀을 전하고자 합니다.

먼저 지금의 제가 있기까지 물심양면으로 저를 지도해주신 김기만 교수님께 진심으로 감사의 말씀을 드립니다. 많이 부족하지만, 항상 저를 믿어 주시고 많은 가르침과 배려가 없었다면 지금의 저 또한 없었을 것으로 생각합니다. 교수님의 은혜를 영원히 가슴속에 간직할 것이며, 앞으로 사회에 나가서 더욱 책임감 있고 열심히 노력하는 모습으로 보답해 나가도록 하겠습니다. 그리고 본 논문의 부족한 점을 보완할 수 있도록 아낌없이 지도해주시고 많은 격려와 가르침을 주신 정지원 교수님과 윤영 교수님께 진심으로 감사드립니다. 또한, 언제나 열정과 사랑으로 저를 비롯한 전과공학과 학생들을 가르치시고 바른길로 인도해주신 김동일 교수님, 민경식 교수님, 조형래 교수님, 강인호 교수님께도 깊은 감사의 말씀을 전합니다. 본 논문이 있기까지 2년 동안 가족 처럼 묵묵히 자신의 자리를 지키며 힘이 되어 끌어주고 많은 조언을 아끼지 않으신 외형이 형님, 제가 취업을 준비하면서 결정적인 조언을 해주신 세영이 형님, 항상 옆에서 부족한 점을 일깨워주고 석사 생활에서 많은 도움과 조언을 해주신 정우 형님, 실험실의 첫 후배이며 항상 저를 지지해준 태진이 그리고 항상 실험실의 분위기를 즐겁게 만들어준 막내인 민수에게도 이 글을 빌어 감사의 마음을 전합니다. 학교생활 동안 곁에서 든든한 버팀목이 되어준 철성이 형님, 동식이 형님, 도연이 형님, 영배 형님, 덕균이 형님, 저의 멘토이자 생활의 활력소가 돼주신 명승 형님, 너무 착해서 못한 동생 항상 챙겨주었던 세호 형님, 종태 형님, 대학원 생활동안 항상 격려해주고 많은 추억을 만들어준 수훈, 상길, 민길, 민혁, 말도 많고 탈도 많았던 우리 00학번 동기들 그 중에서 최고의 추억을 만들어준 12형제들에게 감사한 마음을 전합니다. 또한 같은 학년으로 항상 함께 했던 명진, 성준, 찬호, 동호, 승재, 형욱, 기수, 후배인 승민, 연호, 현성, 태근, 정원, 찬진, 동수, 보라, 병수, 정갑, 장현, 의훈, 승구, 항상 꼼꼼히 학사일정을 챙겨준 조교이자 후배인 은정에게도 감사의 말을 전합니다. 평생을 나와 함께할 고등학교 친구인 태우, 민수, 종백, 동호, 성운, 순구, 성호, 문수, 상완, 치성, 병훈, 장현, 재우에게도 공부한다는 핑계로 잘 챙겨주지 못했지만, 언제나 옆에서 격려해주고 힘겨울 때 나를 위로해주고 힘을 북돋아 준 점 정말 고맙다.

마지막으로 저를 낳아주시고 길러주신 아버지, 어머니 정말 감사합니다. 아직 효도 한번 제대로 못한 못난 자식이지만, 아버지와 어머니의 크나큰 사랑에 꼭 보답할 수 있는 멋진 아들이 되도록 하겠습니다. 항상 격려해주고 응원해주는 하나뿐인 착하고

예쁜 동생 경희에게도 고마움을 전합니다.

글을 마무리 하면서 지금까지 제가 있었던 건 이렇게 좋은신 많은 분들이 곁에서 도와주신 덕분이고 그 사랑에 조금 이나마 보답하고 힘이 되드리기 위해 지금이 끝이 아닌 새로운 시작이라는 마음가짐으로 앞으로의 인생을 최선을 다하여 더욱 큰 성취를 이룰 수 있는 장철희가 되겠습니다.

