

수중채널 분석과 Coded OFDM을 통한 전송방법 연구

준회원 전형원*, 이수재*, 정회원 이흥노*

Underwater Channel Analysis and Transmission Method Research via Coded OFDM

Hyeong-Won Jeon*, Su-Je Lee* Associate Members, Heung-No Lee*^o Regular Member

요 약

수중채널은 매질에 의한 신호 감쇄로 인해 전송대역이 제한되며, 수온, 염도, 기하학적 구조 등 다양한 요소의 영향을 받기 때문에 복잡하며 신뢰성을 유지하기 어려운 통신 환경 중의 하나이다. 본 논문에서는 수중채널에 대한 분석을 토대로 보다 실질적인 모의 수중채널을 모델링하였다. 또한 ISI, 주파수 선택적 페이딩, 시간 선택적 페이딩을 동시에 고려한 Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) 시스템을 디자인하였으며 앞서 언급한 실질적인 모의 수중채널에 대한 시뮬레이션을 통하여 디자인된 시스템이 다양한 상태의 채널에서도 성능변화의 폭이 작고 견실하게 작동할 수 있음을 보였다. 제안하는 Coded OFDM 시스템은 Low Density Parity Check (LDPC) 코드를 사용했으며, Un-coded OFDM 시스템에 비해 10^{-3} BER기점을 기준으로 7 dB의 이득이 발생하였다. 뿐만 아니라 채널의 변화에 따른 SNR 차가 8 dB에서 3 dB로 줄었다.

Key Words : Underwater Channel, Delay Spread, Doppler Spread, OFDM System, LDPC Code

ABSTRACT

The underwater channel is known to offer poor communications channel. The channel medium is highly absorptive and the transmission bandwidth is limited. In addition, the channel is highly frequency selective; the degree of selectiveness depends on a detailed geometry of the channel. Furthermore, the response changes over time as the channel conditions affecting the response such as water temperature, sea surface wind and salinity are time-varying. The transceiver design to deal with the frequency and time selective channel, therefore, becomes very challenging. It has been known that deep fading at certain specific sub-carriers are detrimental to OFDM systems. To mitigate this negative effect, the proposed coded OFDM system employs an LDPC code based modulation. In this paper, we aim 1) to provide a detailed underwater channel model; 2) to design a robust LDPC coded OFDM system; 3) to test the proposed system under a variety of channel conditions enabled by the channel model.

I. 서 론

최근 해양자원 및 해양환경에 대한 관심이 증대되면서 수중통신(Underwater communications)은 기존

군사적 목적을 위한 제한된 연구에서 벗어나 무인 자동화 탐사정(Automatic under vehicles)을 통한 해저 탐사 및 데이터 수집, 수중 무선 센서 네트워크(Underwater wireless sensor networks)를 이용한 해

※ 이 논문은 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 해외우수연구기관유치사업 연구임 (K20902001632-10E0100-06010).

※ 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2010-0017944).

* 광주과학기술원 정보통신공학부({hyeongwon, sujerago, heungno}@gist.ac.kr), (° : 교신저자)

논문번호 : KICS2011-01-074, 접수일자 : 2011년 1월 31일, 최종논문접수일자 : 2011년 4월 2일

양 환경오염 모니터링, 재해 방지, 항해 유도 등 연구 범위 및 활용분야가 확대되고 있다¹⁾.

수중통신은 매질 특성상 음파를 사용하며, 주파수의존적 감쇄로 전송 대역이 제한된다. 수중채널(Underwater channel)은 수온, 염도, 기하학적 구조 등에 영향을 받기 때문에 복잡하며 신뢰성을 유지하기 어려운 통신 환경이다. 수중채널의 반사 및 잔향에 의한 다중경로(Multipath) 지연확산(Delay spread)은 Inter-Symbol Interference(ISI)와 주파수 선택적 페이딩(Frequency selective fading)을 발생시켜 통신 시스템의 성능을 저하시킨다. 또한 해면 풍속 및 유속의 변화는 시간 선택적 페이딩(Time selective fading)을 유발한다^{2,3)}.

채널의 시간적인 변화가 심볼 주기에 비해 상대적으로 느린 Slow fading의 경우, 주파수 선택적 페이딩은 OFDM 방식과 같은 다중 채널 전송 방식으로 극복할 수 있다. 다중 채널 전송 방식은 광대역 신호를 여러 개의 협대역 신호로 분해하여 전송하기 때문에 광대역의 주파수 선택적 채널을 협대역의 주파수 비선택적 채널로 근사화 할 수 있다⁴⁾.

OFDM 방식에서 특정 부반송파에서의 Deep fading은 수신 SNR 감쇄를 야기해 전체 시스템의 성능을 크게 저하시킬 수 있다. 따라서 OFDM 시스템에서는 일반적으로 Convolutional Codes(CC), Reed-Solomon(RS) 코드, Turbo 코드, BCH 코드와 같은 오류정정부호(Error Correction code)가 함께 사용된다^{4,5)}.

OFDM 시스템은 주파수 오프셋에 의한 Inter-Channel Interference(ICI)에 민감하므로 부반송파 간 직교성이 유지되는 범위 내에서 부반송파 대역폭과 심볼 주기를 조절해야 한다. 또한 다중경로에 의한 ISI를 해결하기 위하여 연속된 OFDM 심볼 사이에 최대 지연확산(Maximum delay spread)보다 긴 보호구간을 삽입해야 한다. 이때 OFDM 심볼의 연속성을 유지하기 위해 유효 심볼 구간의 마지막 구간을 복사하여 유효 심볼 구간 앞에 삽입하는데 이 보호구간을 Cyclic Prefix(CP)라 한다⁶⁾.

그러나 수중에서의 송수신기의 움직임은 도플러 확산(Doppler spread)을 야기하여 OFDM 시스템의 부반송파 간 직교성을 쉽게 무너뜨린다. 뿐만 아니라, 상대적으로 느린 음파의 전파 속도(Propagation velocity)에 의한 큰 최대 지연확산은 ISI 해결을 위한 긴 보호구간을 필요로 하기 때문에 전송효율을 높이기 어렵다.

이러한 문제점들은 다음과 같이 이전의 논문에서 다루어진 바가 있다. 주파수 오프셋에 의한 직교성 파

괴를 방지하기 위해 시간영역에서의 채널 추정을 통한 Orthogonal Matching Pursuit(OMP) 알고리즘⁷⁾ 및 Adaptive phase synchronization⁸⁾이 제안되었고, OFDM 신호 검출을 위한 Adaptive 알고리즘⁹⁾이 제안되었다. 또한 시스템의 성능 향상을 위하여 수중채널에서의 OFDM 시스템에 기반을 둔 Binary LDPC 코드¹⁰⁾ 및 Non-binary LDPC 코드¹⁵⁾의 사용이 연구되었다.

하지만 동기화 및 주파수 오프셋 보상에 근거한 시스템 디자인은 복잡도(Complexity)가 높아 적용에 제한성이 있을 수 있다. 게다가 수중채널에서의 OFDM 시스템에 근거한 기존의 논문들은 시스템을 테스트하는데 사용된 수중채널 모델이 너무 간략화 된 경우가 많았다. 예로 들면

1) 수중채널에서는 수면, 해저에서의 반사 특성에 의해 무수히 많은 다중경로가 존재할 수 있는데, 테스트 시 고려된 다중경로의 수가 너무 적은 경우

2) 송수신기의 공간적 위치 변화에 따라 채널 특성이 크게 변할 수 있는데, 이러한 특성이 고려되지 않은 경우

이다. 이와 같은 경우, 시시각각으로 변화하는 수중채널에서의 시스템 성능을 보장하기 어렵다.

본 논문에서는 이러한 문제점들을 해결하기 위해 수중채널에 대한 분석을 토대로 보다 실질적인 모의 수중채널을 모델링하였다. 또한 반송파 주파수에 따른 도플러 확산과 가용 대역폭의 상충관계를 고려하여 별도의 동기화 및 보상 없이 최대 해면 풍속이 15 %인 열악한 환경에서 주파수 선택적 페이딩, ISI, 시간 선택적 페이딩에 동시에 대처하는 Coded OFDM 시스템을 디자인하였다. 본 논문에서 제안하는 Coded OFDM 시스템은 LDPC 코드를 사용했으며, 앞서 언급한 실질적인 모의 수중채널에 대한 시뮬레이션을 통하여 디자인된 시스템이 다양한 상태의 채널에서도 성능변화의 폭이 작고 견실하게 작동할 수 있음을 보였다.

본 논문은 다음과 같은 순서로 구성되어 있다. II장에서는 도플러 확산, 다중경로에 대해 분석과 모의 수중채널 모델링에 대해 다룬다. III장에서는 OFDM 시스템 파라미터 디자인과 LDPC 코드 디자인을 통한 Coded OFDM 시스템 디자인을 다루며, 마지막으로 IV장에서 결론을 맺는다.

II. 수중채널 분석 및 모델링

2.1 도플러 확산

수중채널에서 표면 산란(Surface scattering)은 해면

상태에 의존적이다. 평평한 해면에서 대부분의 입사파는 π 만큼의 위상 변화(Phase shift)를 가지며 완벽하게 반사된다. 하지만 해면 풍속에 의한 너울은 반사 지점의 이동을 야기하고, 결과적으로 에너지 분산을 초래한다. 이와 같은 반사 지점의 이동은 가우시안 랜덤 변수로 모델링할 수 있다.

반송파 주파수가 f kHz인 신호의 도플러 확산^[11]은 다음과 같다.

$$f_D = (0.0175/c)fw^{3/2}\cos\theta \quad (1)$$

위의 식에서 c 는 음속으로 염분, 수온, 압력 등의 영향을 받지만 일반적으로 1500 m/s이며, w 는 해면 풍속을, θ 는 지표각(grazing angle)을 나타낸다.

그림 1은 $\cos\theta$ 를 1로 가정했을 때의 반송파 주파수와 해면 풍속에 따른 도플러 확산으로 고주파 반송파를 사용할수록, 해면 풍속에 의한 도플러 확산이 기하급수적으로 증가함을 나타낸다.

즉, 이는 높은 반송파 주파수를 사용하면 가용 대역폭이 증가하는 장점이 존재하지만 해면 풍속에 의한 도플러 확산이 기하급수적으로 증가한다는 단점 또한 존재함을 의미한다. 따라서 수중통신 시스템을 설계할 때 반송파 주파수 선택에 따른 가용 대역폭과 도플러 확산의 상충관계는 반드시 고려되어야 한다.

2.2 다중경로

수중채널에서 음파는 해면, 해저에서 반사되며 그림 2와 같이 다중경로를 형성한다. 거리 l_p , $p=0,1,2,\dots$ 을 가지는 반사경로의 전달함수(Transfer function)는 식 (2)와 같다^[12].

$$\overline{H}_p(f) = \frac{\Gamma_p}{\sqrt{A(l_p, f)}} \quad (2)$$

$A(l_p, f)$ 는 거리가 l_p 이고 반송파 주파수가 f Hz일 때의 경로 감쇄이며, Γ_p 는 해면에서의 반사 횟수 n_{sp} 와 해저에서의 반사 횟수 n_{bp} 에 의해 결정되는 반사 계수(Reflection coefficient)^[12]이다.

식 (2)의 경로 감쇄 $A(l_p, f)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$A(l, f) = A_0 l^k a(f)^l \quad (3)$$

위 식에서 A_0 는 Constant scaling factor이며, k 는 분산 계수(Spreading factor)로 분산 형태에 따라 1에

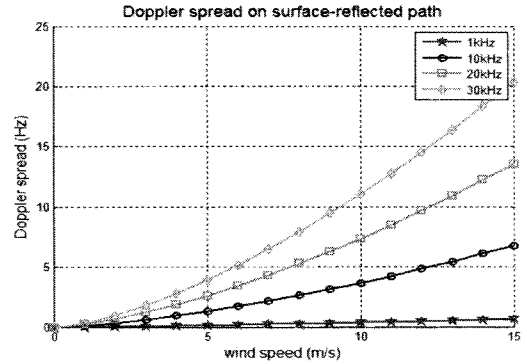


그림 1. 해면 반사에 의한 도플러 확산

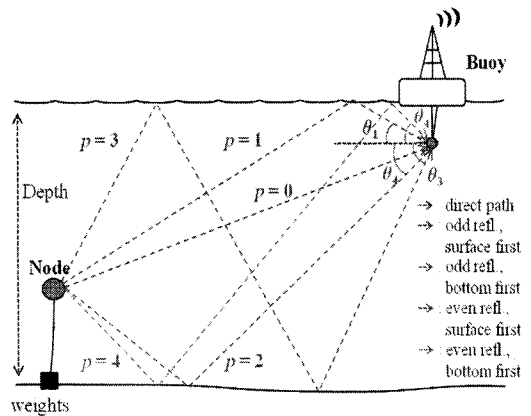


그림 2. 수중채널에서의 다중경로

서 2 사이의 값을 가진다. 본 논문에서는 전방향 분산을 고려하여 A_0 를 1로, k 를 2로 설정하였다. $a(f)$ 는 흡수 계수(absorption coefficient)로 다음과 같이 표현된다.

$$a(f) = 10^{\alpha(f/1000)/10000} \quad (4)$$

$\alpha(f)$ 는 Thorp's empirical formula^[13]에 의해 식 (5)와 같이 정의되며 단위는 dB/km이다.

$$\alpha(f) = 0.11 \frac{f^2}{1+f^2} + 44 \frac{f^2}{4100+f^2} + 2.75 \cdot 10^{-4} f^2 + 0.003 \quad (5)$$

앞서 언급한 식 (2)의 반사계수 Γ_p 는 다음과 같이 나타내어진다.

$$\Gamma_p = \gamma_s^{n_{sp}} \gamma_b^{n_{bp}}(\theta_p) \quad (6)$$

식 (6)에서 $\gamma_s^{n_{sp}}$ 와 $\gamma_b^{n_{bp}}$ 는 각각 해면과 해저에 의한

반사 계수로 이상적인 해면의 경우, γ_s 는 -1이며 $\gamma_b(\theta_p)$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$\gamma_b(\theta_p) = \begin{cases} \frac{\rho_b \sin \theta_p - \rho \sqrt{(c/c_b)^2 - \cos^2 \theta_p}}{\rho_b \sin \theta_p + \rho \sqrt{(c/c_b)^2 - \cos^2 \theta_p}}, & \cos \theta \leq c/c_b \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

위 식에서 ρ 와 c 는 일반적인 물의 밀도와 음속으로 각각 1000 g/m³, 1500 m/s이며, ρ_b 와 c_b 는 해저에서의 물의 밀도와 음속으로 각각 1800 g/m³, 1300 m/s이다.

이와 같은 수중채널에서의 반사 특성을 고려한 임펄스 응답(Impulse response)은 다음과 같이 표현된다.

$$h(t) = \sum_p h_p(t - \tau_p) \quad (8)$$

h_p 는 각 반사경로의 전달함수에 대한 역푸리에 변환(Inverse Fourier Transform) 결과이다. 식 (8)에서 $\tau_p = (l_p - l_0)/c$ 는 직접경로(Direct path)와의 시간차이다.

2.3 모의 수중채널 모델링

수중채널 모델링은 해면, 해저의 기하학적 구조, 해면 풍속에 의한 파고의 변화, 송수신기의 공간적 위치 변화, 수온, 염도 등 많은 요소를 고려해야 하기 때문에 매우 복잡하다. 따라서 이 모든 요소를 반영하기에는 많은 어려움이 있다. 본 논문의 모의 수중채널은 해저의 평평한(Flat) 상태와 15m/s의 해면 풍속을 전제로 모델링되었다.

그림 3은 본 논문의 모의 수중채널의 개요도로 수심은 50m이며 송신기와 수신기는 1000m의 거리를 두고 떨어져 있음을 가정하였다. 그림 3 (a)는 송신기와 수신기가 각각 해저로부터 7m, 45m 떨어져 위치함을 가정한 채널이며 그림 3 (b)는 송신기가 7m 하강한 경우, 그림 3 (c)는 수신기가 5m 상승한 경우, 그림 3 (d)는 송신기가 7m 하강, 수신기가 5m 상승한 경우의 채널이다.

그림 4는 모의 수중채널의 다중경로로 그림 4 (a)는 총 반사 횟수가 홀수인 다중경로로 (i) 경로는 해면에서 첫 반사가 일어난 경우, (ii) 경로는 해저에서 첫 반사가 일어난 경우의 반사경로를 나타낸다. 그림 4 (b)는 총 반사 횟수가 짝수인 다중경로로 (iii) 경로는 해면에서 첫 반사가 일어난 경우이며, (iv) 경로는 해저에서 첫 반사가 일어난 경우의 반사경로를 나타낸다. 이러한 반사경로는 무수히 많이 생성될 수 있는데, 본 논문에서는 직접 경로와의 에너지 차가 30 dB 이내

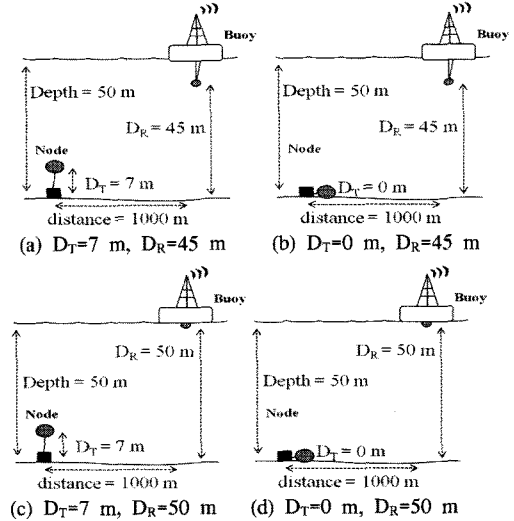


그림 3. 모의 수중채널 개요도

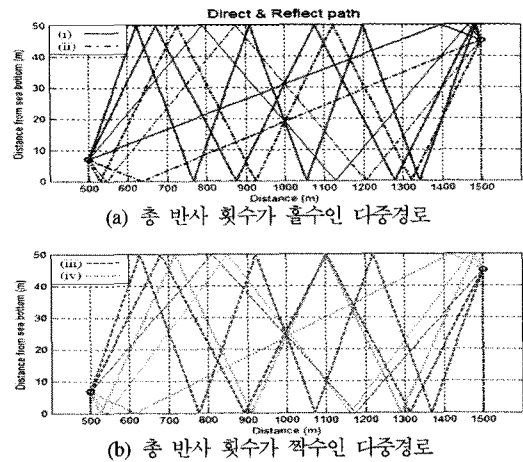


그림 4. 모의 수중채널의 다중경로

인 반사경로만 고려하였다.

그림 5 (a)는 그림 3 (a) 채널에 대한 임펄스 응답으로 이를 통하여 모의 수중채널의 최대 지연확산은 약 25 ms이고 상관대역폭(Coherence bandwidth)이 약 40 Hz임을 알 수 있다. 그림 5 (b), (c), (d)를 통하여 송수신기의 위치에 따라 반사경로가 제한적으로 생성됨을 알 수 있다. 그림 3 (b) 채널의 경우 수신기가 해저에 위치하기 때문에 해저에서 첫 반사가 일어나는 반사경로(그림 4의 (ii) 경로, (iv) 경로)는 발생할 수 없으며 유사하게 그림 3 (c) 채널의 경우 송신기가 해면에 위치하기 때문에 해면에서 마지막 반사가 일어나는 반사경로(그림 4의 (i) 경로, (iv) 경로)는 발생할 수 없다. 같은 이유로 송수신기가 각각 해저와

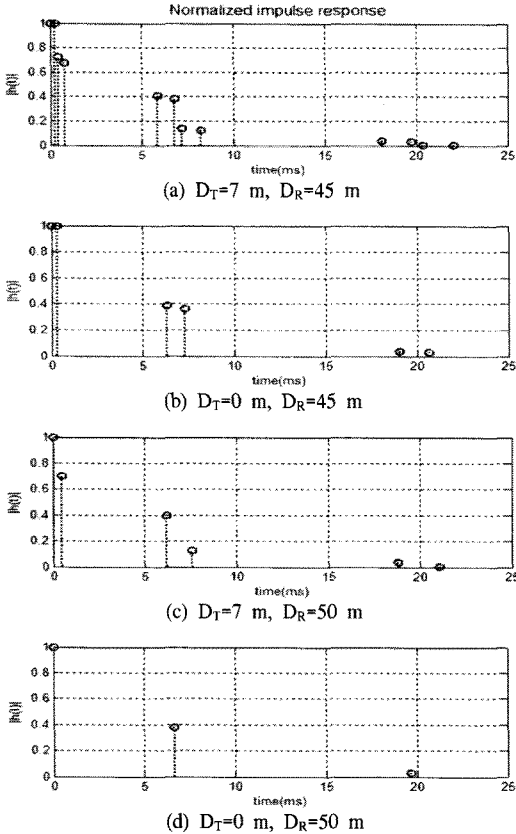


그림 5. 모의 수중채널의 임펄스 응답

해면에 위치한 그림 3 (d) 채널의 경우 해저에서 첫 반사가 일어나는 반사 경로와 해면에서 마지막 반사가 일어나는 반사경로는 발생할 수 없다. 이와 같이 송수신기가 해면 또는 해저에 위치하는 경우, 송수신기의 위치 변화가 미세하더라도 송수신기가 해면 또는 해저에 위치하게 되는 경우, 큰 채널 변화를 야기한다.

III. Coded OFDM 시스템 디자인

3.1 OFDM 시스템 파라미터 디자인

앞서 언급했듯이, 채널의 시간적인 변화가 심볼 주기에 비해 상대적으로 느린 Slow fading의 경우, 주파수 선택적 페이딩은 OFDM 방식으로 극복할 수 있다. 주파수 선택적 페이딩에 대처하기 위해서는 부반송파 대역폭이 상관대역폭보다 작아야 하며, ISI에 대처하기 위해서는 연속된 OFDM 심볼 사이에 최대 지연확산보다 긴 보호구간을 삽입해야 한다. 또한 시간 선택적 페이딩에 대처하기 위해서는 OFDM 심볼 주기가 채널의 상관시간보다 충분히 작아야 한다^[14].

표 1은 본 논문에서 제안하는 OFDM 시스템의 파라미터 값이다. 앞서 2.1장에서 언급했듯이, 반송파 주파수가 증가함에 따라 해면 풍속에 의한 도플러 확산이 기하급수적으로 증가하기 때문에 시간 선택적 페이딩에 대처하기 위해서는 가능한 낮은 반송파 주파수를 사용하여야 한다. 하지만 너무 낮은 반송파 주파수의 선택은 가용 대역폭의 감소를 유발한다.

본 논문에서는 10 KHz의 전송 대역폭 사용을 염두 하에 가능한 낮은 주파수인 7 KHz를 반송파 주파수로 설정하였다. 또한 모의 수중채널 시뮬레이션 결과를 토대로 ISI에 대처하기 위한 CP 구간을 25 ms로 설정하였다. 최대 해면 풍속이 15 %s임을 가정한 상황에서 이때의 최대 도플러 확산은 식 (1)에 의해 4.744 Hz이며 이에 따른 채널의 상관시간은 210 ms이다. 주파수 선택적 페이딩과 시간 선택적 페이딩에 동시에 대처하기 위해서는 주파수 선택적 페이딩을 극복하기 위한 조건 ($\Delta f < B_C \Leftrightarrow 10^3 / N_{FFT} < 40$)과 시간 선택적 페이딩을 극복하기 위한 조건 ($T_S \ll T_C \Leftrightarrow N_{FFT} / 10^3 + 25 \ll 210$)을 동시에 만족하는 부반송파 수를 선택해야 한다. 본 논문에서는 이와 같은 조건을 만족하기 위하여 부반송파 수를 256개로 설정하였으며, 따라서 OFDM 심볼 주기는 유효 심볼 주기와 CP 구간의 합인 50.6 ms이다.

표 1. OFDM 시스템 파라미터

파라미터	값
전송 주파수 대역 (Transmission Frequency Band)	2 ~ 12 KHz
전송 대역폭 (Transmission Bandwidth : BW)	10 KHz
반송파 주파수 (Carrier Frequency)	7 KHz
최대 도플러 확산 (Maximum Doppler Spread : $B\tau_{max}$)	4.744 Hz
상관 시간 (Coherent Time : $T_C = 1/B\tau_{max}$)	210 ms
최대 지연확산 (Maximum Delay Spread : τ_{max})	25 ms
상관대역폭 (Coherent Bandwidth : $B_C = 1/\tau_{max}$)	40 Hz
부반송파 수 (N_{FFT})	256
부반송파 대역폭 ($\Delta f = BW/N_{FFT}$)	39.0625 Hz
유효 심볼 주기 ($T_D = 1/\Delta f$)	25.6 ms
CP 구간 ($T_{CP} \geq \tau_{max}$)	25 ms
OFDM 심볼 주기 ($T_S = T_D + T_{CP}$)	50.6 ms

본 논문에서 제안하는 OFDM 시스템은 부반송파 대역폭(39.0625 Hz)이 상관대역폭(40 Hz)보다 작기 때문에 주파수 선택적 페이딩에 대처할 수 있으며, 최대 지연확산만큼의 CP 구간(25 ms)을 갖기 때문에 ISI에 대처할 수 있다. 게다가, OFDM 심볼 주기(50.6 ms)가 채널의 상관시간(210 ms)보다 충분히 작기 때문에 시간 선택적 페이딩에도 대처할 수 있다.

그림 6은 OFDM 방식 사용 여부에 따른 수중 채널에서의 Binary Phase Shift Keying(BPSK) Bit Error Rate(BER) 시뮬레이션 결과로 OFDM 방식을 사용함에 따라 BER 성능이 개선됨을 나타낸다. 하지만 10^{-3} BER 지점에서의 시뮬레이션 결과를 비교해보면, 채널의 변화에 따른 SNR 차가 8 dB 존재함을 알 수 있다.

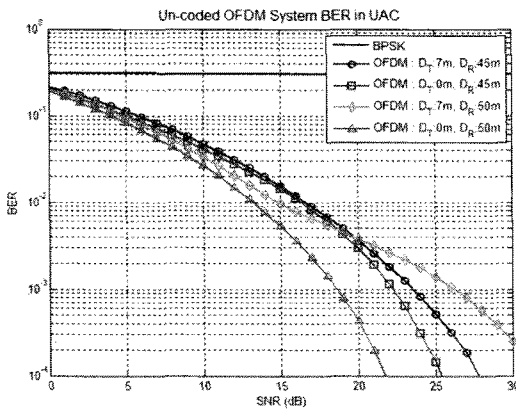


그림 6. 수중채널에서의 BER (BPSK vs. BPSK + OFDM system)

3.2 LDPC 코드 디자인

본 논문에서 사용된 LDPC 코드는 1962년 R. G. Gallager에 의해 제안되었으며, 그 후 많은 사람들에게 의해 재발견된 후 가장 앞선 채널 코딩 기술로 자리매김하고 있는 오류정정 부호 중의 하나이다. LDPC 코드의 패리티 검사 행렬(Parity check matrix) H 는 일종의 희소행렬(Sparse matrix)로 주로 0으로 구성되며 아주 적은 수의 1을 포함하고 있다. 일반적인 Regular LDPC 코드는 (n, j, k) 로 표현되는데, 여기서 n 은 블록 길이, j 와 k 는 패리티 검사 행렬에서 각 행(Row)과 열(Column)이 포함 하는 1의 개수를 나타낸다^[15,16].

본 논문에서 사용된 LDPC 코드는 Pseudo 랜덤 행렬(Random matrix) H_{pseudo} 의 열 순환(Column permutation)을 통하여 다음의 과정을 통하여 생성되었다.

$$H_{seed} = I_{n/k \times n/k} \quad (9)$$

$$H_{pseudo} = \underbrace{[H_{seed} \ H_{seed} \ \dots \ H_{seed} \ H_{seed}]}_k \quad (10)$$

Pseudo 랜덤 행렬 H_{pseudo} 는 식 (9), (10)와 같이 H_{seed} 행렬을 k 번 반복하여 형성한다. 여기서 H_{seed} 행렬은 $n/k \times n/k$ 크기의 단위행렬(Identity matrix)이다.

$$H = \begin{bmatrix} H_{pseudo} \\ \text{Permutated } H_{pseudo} \\ \vdots \\ \text{Permutated } H_{pseudo} \end{bmatrix} \quad (11)$$

패리티 검사 행렬 H 는 H_{pseudo} 행렬의 열 순환을 L 번 반복하여 형성한다. $L = (n/k)$. j 는 check node의 수이다. 패리티 검사 행렬 H 의 가우스 소거(Gaussian elimination)를 통해 Systematic 패리티 검사 행렬 $H_{sys} = [I|P]$ 를 형성하며, 이를 이용하여 생성 행렬(Generator matrix) $G_{sys} = [P^T|I]$ 를 형성한다.

그림 7은 앞서 설명한 Pseudo 랜덤 행렬의 열 순환을 통한 패리티 검사 행렬 생성 과정에 대한 개요도이다.

LDPC 코드 디자인 시 j 와 k 를 증가시킬수록 코드의 최소 거리(Minimum distance)가 증가하지만, 패리티 검사 행렬이 밀 해집(Dense)에 따라 iterative decoder의 동작을 보장할 수 없게 된다. 따라서 본 논문에서는 이러한 상충관계^[17]를 고려하여 j 와 k 를 각각 4와 8로 설정하였다. 또한 앞서 디자인한 OFDM 시스템과의 결합을 고려하여 블록 길이 n 을 부반송파수와 같은 256으로 설정하였다.

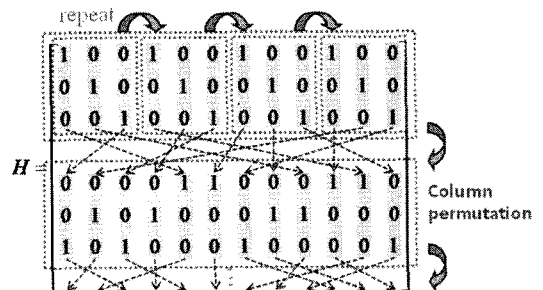


그림 7. 패리티 검사 행렬 생성 개요도

3.3 Coded OFDM 시스템

그림 8은 본 논문에서 제안하는 Regular LDPC 코드를 사용한 Coded OFDM 시스템의 블록다이어그램(Block diagram)이다. 입력 데이터 시퀀스(sequence) m 은 LDPC 코드의 생성 행렬(G_{sys})과 곱해서 c_t 를 형성한다. c_t 는 BPSK 변조를 거친 뒤 각 반송파에 맵핑된다.

$$c_t = m G_{sys}, \quad t = 1, 2, \dots, n \quad (12)$$

$$d_t = 2c_t - 1 \quad (13)$$

주파수 영역에서의 수신된 신호는 다음과 같다.

$$Y[k] = H[k]d_t + N[k] \quad (14)$$

$H[k]$ 와 $N[k]$ 는 임펄스 응답과 샘플링(Sampling)된 잡음의 푸리에 변환(Fourier Transform) 결과이다. $\hat{H}[k]$ 는 수신단에서 추정된 채널의 전달함수로, 본 논문에서는 완벽한 채널 추정을 가정($\hat{H}[k] \cong H[k]$)했다. 잡음과 채널 보상에 의한 \hat{d}_t 는 다음과 같이 추정된다.

$$\hat{d}_t = \text{Real} \left\{ \frac{Y[k]}{\hat{H}[k]} \right\} \quad (15)$$

추정된 신호 \hat{d}_t 는 Iterative decoder의 초기 Log Likelihood Ratio(LLR) 설정에 이용되며, Iterative decoder는 bit node와 check node 사이의 메세지 전달(Message passing)을 통하여 LLR을 갱신해 나간다. LLR message passing 알고리즘^[17]은 표 2와 같다.

- 1) Initialize에서는 추정된 신호 \hat{d}_t 를 이용하여 초기의 LLR 값을 설정한다.
- 2) Iteration은 Bit-to-Check messages 과정과 Check-

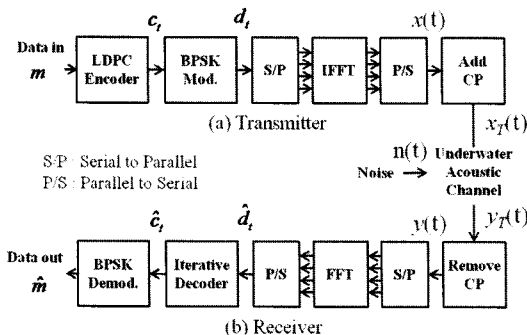


그림 8. Coded OFDM 시스템 블록다이어그램

표 2. LLR message passing 알고리즘

Decoding Algorithm : Message passing

- 1) Initialize
 - $LR(f_t) = (4E_s/N_0)\hat{d}_t, \quad LR(r_{ll}) = 0$
 - , where $t = 1, 2, \dots, n$ and $l = 1, 2, \dots, k$
- 2) Iteration
 - (1) Bit-to-Check messages
 - $LR(q_{Q1(m,t)}) = LR(f_t) + \sum_{m' \neq m} LR(r_{t, Q1(m',t)})$
 - , where $t = 1, 2, \dots, n$ and $m = 1, 2, \dots, j$
 - (2) Check-to-Bit messages
 - $LR(r_{Q2(m,l)}) = \prod_{m' \neq m} \text{sgn}(LR(q_{Q2(m',l)}))$
 - $\times f[\sum_{m' \neq m} f(|LR(q_{Q2(m',l)})|)](-1)^k$
 - , where $l = 1, 2, \dots, L; m = 1, 2, \dots, k$ and
 - $f(x) := -\log(\tanh(x/2))$
 - $= \log[(e^x + 1)/(e^x - 1)]$
- 3) Output
 - $LR(p_t) = LR(f_t) + \sum_m LR(r_{t, Q1(m,t)})$
 - , where $t = 1, 2, \dots, n$ and $m = 1, 2, \dots, j$
- 4) Decision:
 - $\hat{c}_t = \begin{cases} 1, & LR(p_t) > 0 \\ -1, & \text{otherwise} \end{cases}$
 - , where $t = 1, 2, \dots, n$

to-Bit messages 과정으로 크게 2가지 과정으로 나뉜다. Q1 행렬은 bit node로부터 check node로의 연결(connection)을 나타내며 연결선의 순번 m 을 행으로, bit node index t 를 열로 갖는다. 즉, $Q1(m,t)$ 는 t 번째 bit node에서의 m 번째 연결선과 연결되어 있는 check node index를 나타낸다. 예로 들어 1번 bit node는 3번, 5번 check node와 연결되어 있고 2번 bit node는 1번, 7번 check node와 연결되어 있음을 가정하면, Q1 행렬의 다음과 같다.

$$Q1 = \begin{bmatrix} 3 & 1 \\ 5 & 7 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Q2 행렬은 check node로부터 bit node로의 연결을 나타내며 연결선의 순번 m 을 행으로, check node index l 을 열로 갖는다. 즉, $Q2(m,l)$ 은 l 번째 check node에서의 m 번째 연결선과 연결되어 있는 bit node index를 나타낸다.

매 Iteration 마다 표 2의 Bit-to-Check messages 과정과 Check-to-Bit messages 과정을 반복한 뒤, iteration이 종료되면

- 3) 최종 LLR 값을 계산한 뒤

4) Decision을 통하여 \hat{c}_i 를 결정한다.

3.4 시스템 성능 분석

그림 9는 본 논문에서 제안하는 Coded OFDM 시스템의 BER이다. 제안된 시스템은 LDPC 코드를 사용함에 따라 수신단의 SNR이 일정 한계점을 넘어서면 Deep fading에 의한 성능 저하를 해결할 수 있음을 나타낸다. 특히 10^{-3} BER 지점에서의 SNR을 비교해 보면 7 dB의 이득이 발생함을 알 수 있다. 뿐만 아니라 채널 변화에 따른 SNR 차가 8 dB에서 3 dB로 줄어들었음을 알 수 있다.

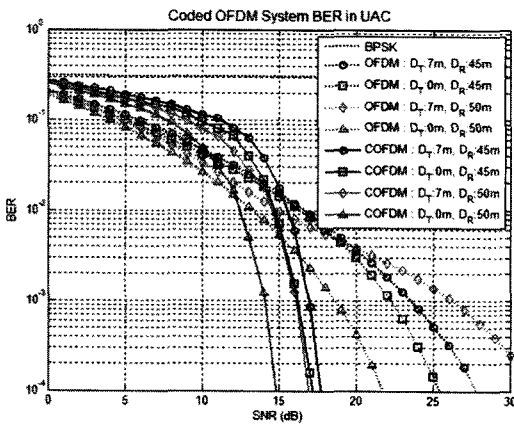


그림 9. 수중채널에서의 BER (with 10 iteration) (BPSK vs. BPSK+OFDM vs. BPSK+OFDM+LDPC)

IV. 결론

본 논문에서는 수중채널에 대한 분석을 토대로 보다 실질적인 모의 수중채널을 모델링했으며, 다중경로 지연확산에 의한 ISI, 주파수 선택적 페이딩과 해면 풍속에 의한 시간 선택적 페이딩, 도플러 확산을 동시에 고려한 Coded OFDM 시스템을 디자인했다. 주파수 선택적 페이딩과 시간 선택적 페이딩에 동시에 대처하기 위하여 반송파 주파수에 따른 도플러 확산과 가용 대역폭의 상충 관계를 고려하였으며, ISI에 대처하기 위하여 모의 수중채널 시뮬레이션 결과에 근거한 CP 구간을 삽입하였다. 제안된 시스템은 LDPC 코드를 사용하여 부호화(Encoding)했으며 Message passing 알고리즘을 통하여 복호화(Decoding)했으며, 보다 실질적인 모의 수중채널에 대한 시뮬레이션을 통하여 디자인된 시스템이 다양한 상태의 채널에서도 성능변화의 폭이 작고 견실하게 작동할 수 있음을 보였다.

본 논문에서 제안하는 Coded OFDM 시스템은 Un-coded OFDM 시스템에 비해 10^{-3} BER 기점을 기준으로 7 dB의 이득이 발생했다. 뿐만 아니라 채널 변화에 따른 SNR 차가 8 dB에서 3 dB로 줄었다.

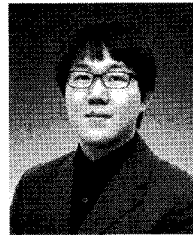
참고 문헌

- [1] I. F. Akyildiz, D. Pompili, and T. Melodia, "Underwater acoustic sensor networks: research challenges," *Ad Hoc Networks Journal*, Elsevier, Vol.3, Issue3, pp.257-279, Mar. 2005.
- [2] I. F. Akyildiz, D. Pompili, and T. Melodia, "Challenges for efficient communication in underwater acoustic sensor networks," *ACM SIGBED Rev.*, vol. 1, no. 2, pp. 3-8, Jul. 2004.
- [3] M. Stojanovic and J. Preisig, "Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization," *IEEE Communications Magazine*, Vol.47, No.1, pp. 84-89, Jan. 2009.
- [4] L. Litwin and M. Pugal, "The Principles of OFDM," *RF Signal Processing*, pp. 30-48, Jan. 2001.
- [5] J. Huang, S. Zhou, and P. Willett, "Nonbinary LDPC coding for multicarrier underwater acoustic communication," *IEEE JSAC Special Issue on Underwater Wireless Communications and Networks*, Vol.26, No.9, pp.1684-1696, Dec. 2008.
- [6] O. Edfors, M. Sandell, J. van de Beek, D. Landstrom, and F. Sjoberg, *An introduction to orthogonal frequency-division multiplexing*, Technical report, Lulea University of Technology, Sep. 1996.
- [7] S. Mason, C. Berger, S. Zhou, K. Ball, L. Freitag, and P. Willett, "An OFDM design for underwater acoustic channels with Doppler spread," in *Proc. of the 13th DSP Workshop*, Marco Island, FL, January 4-7, 2009.
- [8] M. Stojanovic, "OFDM for underwater acoustic communications: Adaptive synchronization and sparse channel estimation," in *Proc. of International Conference on Acoustics, Speech and Signal Proc.*, Las Vegas, NV, Apr. 2008.

- [9] M. Stojanovic, "Low complexity OFDM detector for underwater channels," in *Proc. of MTS/IEEE OCEANS conference*, Boston, MA, Sept. 18-21, 2006.
- [10] Li-yang Bai, Fang Xu, Ru Xu, Shao-yu Zheng, "LDPC Application Based on CI/OFDM Underwater Acoustic Communication System," *icise*, pp.2641-2644, 2009 First International Conference on Information Science and Engineering, 2009.
- [11] M. Stojanovic, "Underwater Acoustic Communication," entry in *Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, John G. Webster, Ed., John Wiley & Sons, 1999, Vol. 22, pp.688-698.
- [12] P. Qarabaqi and M. Stojanovic, "Statistical modeling of a Shallow Water Acoustic Communication Channel," in *Proc. Underwater Acoustic Measurements Conference*, Nafplion, Greece, Jun. 2009.
- [13] L. Berkhovskikh and Y. Lysanov, *Fundamentals of Ocean Acoustics*, Springer, 1982.
- [14] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, 2nd Ed., Prentice Hall, 2001.
- [15] R. G. Gallager, "Low density parity check codes," *IRE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-8, pp.21-28, Jan. 1962.
- [16] S. ten Brink, G. Kramer, and A. Ashikhmin, "Design of Low-Density Parity-Check Codes for Modulation and Detection," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.52, pp.670-678, Apr. 2004.
- [17] H. N. Lee, *Wireless Communications Class lecture notes*, GIST, spring semester, 2010.

전 형 원 (Hyeong-Won Jeon)

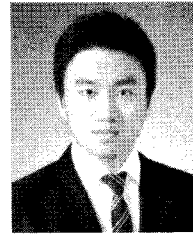
준회원



2010년 2월 한밭대학교 전자공학전공 학사
 2010년 3월~현재 광주과학기술원 정보통신공학부 석사과정
 <관심분야> 부호이론, 수중채널 통신, 협력통신

이 수 제 (Su-Je Lee)

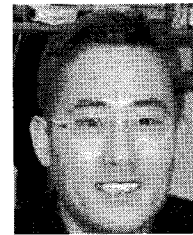
준회원



2010년 2월 성균관대학교 전기전기 컴퓨터 공학과 학사
 2010년 3월~현재 광주과학기술원 정보통신공학부 석박통합과정
 <관심분야> 무선통신, 부호이론

이 흥 노 (Heung-No Lee)

정회원



1999년 11월 Ph.D. in Department of Electrical Engineering, University of California, Los Angeles(UCLA)
 1999년 3월~2001년 11월 Member of Technical Staff of Hughes Research Lab. in Malibu,

California

2002년 1월~2008년 12월: Assistant Professor in Department of Electrical and Computer Engineering, the University of Pittsburgh
 2009년 1월~현재 광주과학기술원 정보통신공학부 부교수
 <관심분야> 압축 센싱, 네트워크 코딩, 정보이론, 무선통신