

다중 밴드 기반 대역 확산 수중통신 기법 성능분석

신지은*, 정현우*, 정지원**

Performance Analysis of Spread Spectrum Underwater Communication Method Based on Multiband

Ji-Eun Shin*, Hyun-Woo Jeong*, Ji-Won Jung**

요약 수중음향통신의 적용을 위해 고려되어야 할 두 가지 지표인 성능과 은밀성 관점에서 다중 밴드 통신 기법 및 직접 확산 변조 방식을 적용한 효율적인 통신 모델을 설정하고 성능 분석을 하였다. 최적의 모델에 대한 성능 분석을 위해 송수신기의 채널 부호화 알고리즘을 부호화 비트 수 336 bit를 가지는 부호화율 1/3인 turbo pi 부호화기를 적용하여 등화기와 채널 복호화기를 반복하여 성능을 향상시키는 터보 등화 구조를 제시하였다. 본 논문에서는 다중 밴드 기반 대역 확산 구조의 Rake 처리 과정에서 임계값을 설정하여, 대역 확산 신호의 chip 수를 8개, 16개, 32개로, 다중 밴드 수는 1개에서 4개로 변경하면서 성능을 분석하였다. 시뮬레이션 결과 밴드 수 및 chip 수가 증가함에 따른 성능 이득을 확인할 수 있었으며, 동일한 밴드 수에서 chip 수를 증가시켰을 때 2~3dB 정도 성능이 향상되었다.

Abstract Covertness and performance are very important design goals in the underwater communications. To satisfy both of them, we proposed efficient underwater communication model which combined multiband and direct sequence spread spectrum method in order to improve performance and covertness simultaneously. Turbo coding method with 1/3 coding rates is used for channel coding algorithm, and turbo equalization method which iterately exchange probabilistic information between equalizer and decoder is used for receiver side. After optimal threshold value was set in Rake processing, this paper analyzed the performance by varying the number of chips were 8, 16, 32 and the number of bands were from 1 to 4. Through the simulation results, we confirmed that the performance improvement was obtained by increasing the number of bands and chips. 2~3 dB of performance gain was obtained when the number of chips were increased in same number of bands.

Key Words : Direct sequence spread spectrum, Equalizer, Low possibility of interception, Multiband, Turbo code, Underwater acoustic communication

1. 서론

최근 해양 자원 개발이 활발해지면서 해양에 대한 관심이 고조되고, 다양한 분야에서의 연구가 진행되고 있다. 특히 해양에서의 수중음향통신은 해양 연구의 필수적인 기술로써 응용 분야가 확대되고 있다. 수중음향 통신의 적용을 위하여 크게 고려되어야 할 두 가지 지

표는 성능과 은밀성이다. 첫째로, 성능적인 측면에서 수중음향통신은 통신 거리에 따른 전달 손실 및 다중 경로 전달로 인한 간섭, 음원의 이동이나 해수면의 거칠기에 의한 도플러 등 다양한 요인에 의해 성능의 저하가 발생하기 때문에 이를 극복하기 위한 채널 부호화 및 변·복조 기술 등이 필수적이다. 둘째로 은밀성의

This work was supported by the Agency for Defense Development, South Korea, under Grant UD200010DD

**Corresponding Author : Department of Radio Communication Engineering, Korea Maritime and Ocean University (jwjung@kmou.ac.kr)

Received September 23, 2020

Revised October 07, 2020

Accepted October 08, 2020

측면에서 개인의 보안 또는 군사적 목적으로 피감청 (LPI : Low Probability of Interception) 특성을 가진 수중음향통신에 대하여 활발히 연구가 진행 중이다 [1][2][3]. 은밀 수중음향통신시스템은 송신 신호가 의도된 수신기 외의 다른 수신기에 감청되지 않도록 하기 위해 설계된 통신 시스템이다. 은밀성을 유지하기 위해 수신기 주변 위치에서의 송신 음향 준위를 주변 배경 소음 이하로 낮추어 피탐지 확률을 감소시키고, 외부로부터의 간섭을 최소화하는 데 목적이 있다. 은밀 통신 시스템의 특징은 낮은 신호 대 잡음 비(SNR: Signal to Noise Ratio) 영역에서 동작이 되어야 한다는 것으로, 대역 확산 통신기법[4][5]이 대표적이다.

본 논문에서는 은밀성을 확보하기 위해 보내고자 하는 신호에 직교성이 높은 확산 신호를 곱해 대역을 확산시키는 직접 확산 변조(DSSS: Direct Sequence Spread Spectrum) 방식[6]을 적용하였으며 대역 확산 신호로는 의사잡음코드(PN: Pseudo Noise)를 사용하였다. 또한 다중 경로로 인한 성능 감쇄를 극복하기 위해 다중 밴드 통신 기법을 적용하였다. 다중 밴드 통신은 채널 부호화된 동일한 데이터를 여러 주파수 밴드로 나누어 전송하는 기법으로, 이는 데이터 전송 효율 측면 보다는 장거리 통신의 측면에서 성능 향상을 위해 적용되는 기법이다. 다중 밴드 통신 기법은 다중 경로, 도플러 확산 등으로 인한 특정 주파수의 선택적 페이딩 현상을 극복할 수 있어 통신의 신뢰성을 향상시킨다[7].

본 논문에서는 위와 같이 성능 및 은밀성을 고려한 다중 밴드 통신 기반 대역확산 통신 기법의 성능을 분석하였다. 이 때, 대역확산 신호의 chip 수를 8개, 16개, 32개로, 다중 밴드 수는 1개에서 4개로 변경하면서 각 조건에서의 성능 차이에 대해서도 알아보았다. 송수신기의 채널 부호화 알고리즘으로 부호화 비트 수 336bit를 가지는 부호화율 1/3인 turbo pi 부호화기를 적용하였으며[8], 등화기와 채널 복호화기를 반복하는 터보 등화 구조를 제시하였다.

이어, 2장에서는 대역확산 통신 송수신 구조에 대해 설명하고, 3장에서는 시뮬레이션 결과 분석 결과를 설명하였으며, 4장에서 결론을 제시한다.

2. 다중밴드 통신 기반 대역확산 통신 송수신 구조

다중 밴드 통신 기반 대역 확산 전송 기법의 송수신 구조는 그림 1과 같다. 그림 1의 구조에서 채널 부호화 및 인터리빙 된 비트는 대역 확산 후 서로 다른 주파수 대역으로 변조 후 합하여 전송된다. 수신단에서는 밴드 별로 동기 복조 후 chip 수에 따라 Rake 처리 과정을 한다. Rake 처리 과정은 다중 경로로 수신된 신호를 chip 수만큼 지연시켜 합하는 과정을 의미하며, 다중 경로 페이딩에 따른 신호 간 간섭을 억제하는 효과가 있다. 각 주파수 밴드에서 Rake 처리된 신호는 동일한 신호이므로 모두 합해 복호부로 전달되어 복호된다.

그림 1의 송신부에서 K 개의 비트가 채널 부호화를 통과한 후 N 개의 부호화 비트가 생성되며, 반복 부호화를 통과한 신호는 군집 오류(burst error)를 산발 오류(random error)로 바꾸기 위한 인터리빙을 거친다. 인터리빙 후, 동기 획득을 위한 n 개의 preamble bit를 삽입하여 구성한 한 패킷 데이터의 $N_p(=n+N)$ 개 비트 열은 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$D = \{p_0, p_1, \dots, p_{n-1}, d_0, d_1, \dots, d_{N-1}\} \dots \dots \dots (1)$$

$$= \{d_0, d_1, d_2 \dots, d_{N+n-1}\}$$

채널 부호화된 비트 열 D 의 대역 확산 후 비트 열을 Q 라고 하였을 때, 다음 식과 같다.

$$Q = \{q_0, q_1, \dots, q_{N_T-1}\} \dots \dots \dots (2)$$

여기서 $N_T(=N_p \times N_c)$ 는 대역 확산 후 총 데이터 개수이며, N_c 는 대역 확산을 위한 chip 수를 의미한다. 다중 밴드 통신을 위한 송신 신호 $s(t)$ 는 식(3)으로 나타낼 수 있다.

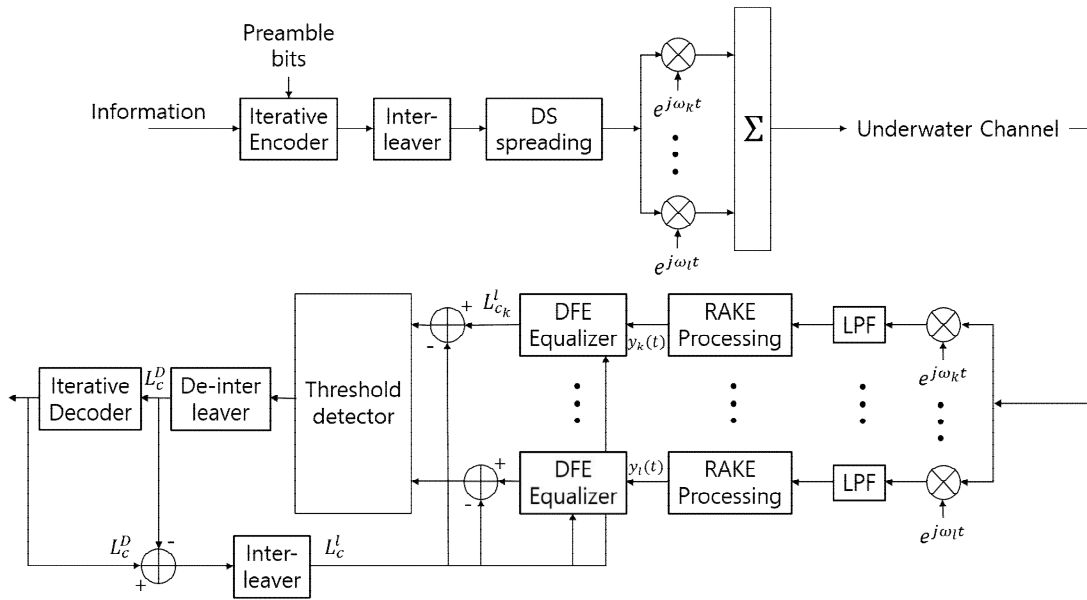


그림 1. 다중 밴드 기반 대역확산 통신 송수신 블록도
 Fig. 1. Transceiver block diagram of spread spectrum communication based on multiband

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_b} Q e^{j\omega_k t} \dots\dots\dots (3)$$

송신 신호 $s(t)$ 는 식(3)과 같이 N_b 개의 서로 다른 밴드에 대해 $e^{j\omega_k t}$ 를 곱해줌으로써 각 각의 밴드에 대해 변조 과정을 거친 후, N_b 개의 밴드에 대한 각 각의 변조된 신호들을 합한다. 여기서 ω_k 는 k 번째 밴드에 할당된 주파수를 나타낸다. 그림 1에서 수신 신호를 $r(t)$ 이라 하였을 때는 $r(t)$ 는 식(4)으로 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{l=1}^M \sum_{k=1}^{N_b} Q e^{j\omega_k t} h_l(t) + \eta(t) \dots\dots\dots (4)$$

M 은 전체 다중 경로(multi-path)의 수를 나타내며 l 은 다중 경로 인덱스이다. $h_l(t)$ 는 l 경로에 있는 채널 응답 계수를 나타내며 $\eta(t)$ 는 백색 가우스 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise)을 나타

낸다. 수신 신호는 N_b 개의 서로 다른 밴드에 의해 복조된 후, 저역통과필터(LPF: Low Pass Filter)를 통과하여 고주파 신호를 없앤 후 역확산된다. 다중 경로 환경에서 수신된 신호는 이전 경로로 전송된 신호와의 중첩 또는 페이딩의 영향으로 원 신호의 진폭을 감소시켜 오류를 증가시키고, 시간 지연에 따른 신호 간 간섭을 유발하기 때문에 역확산 시, 그림 2와 같이 Rake 처리 과정을 거친다.

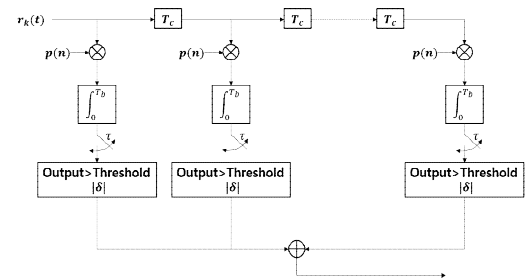


그림 2. 레이크 과정
 Fig. 2. Rake Processing

그림 2는 다중 경로를 통해 수신기에 도착한 신호를 T_c 만큼 지연시켜 각 가지에서 대역 확산 신호

$p(n)$ 을 다시 곱해 역확산 시킨 후 합한 값을 임계값과 비교하여 임계값보다 큰 값만을 합하는 과정을 나타낸다. 이 때, 출력값과 임계값의 비교를 통해 Rake 구조는 최적의 채널 탭들을 선택하여 활용하게 된다. 이상적으로 PN 부호가 지연되지 않았을 경우, 가장 큰 상관관계 값을 가지게 되고 그 외의 경우에는 상관관계 값이 매우 작아진다. 상관관계를 구하고 적분을 통해 복조한 다음, 각 탭의 출력값을 최대 비 합성법으로 합성한 뒤 신호를 복조하게 된다.

최대 비 합성법은 여러 가지(branch)로부터 입력된 신호를 최적의 성능을 얻기 위해 중첩하고, 합성 전에 동기를 취하는 방식이다. 극심한 페이딩으로 인해 상관관계 값이 작은 값에 대해서는 기여도를 적게 하고, 시간 지연이 되지 않아 상관관계 값이 큰 값은 기여도를 크게 하여 합성 효과가 커지도록 한다. 최대 비 합성법에서 각 탭의 출력으로 나타나는 값 중 시간 지연이 되지 않아 가장 큰 상관관계 값을 가지는 값을 제외하면 나머지 값들은 의도치 않게 self-noise가 된다. Rake 과정에서 각 가지로부터 온 신호를 모두 더하여 신호를 판별할 경우, 이러한 self-noise 값들로 인해 잘못된 신호 판별을 할 수 있고 이는 수신기의 성능 저하로 이어진다. 하지만 이 문제는 임계값을 줌으로써 해결할 수 있다. 각 탭의 출력 값에 임계값을 주어 임계값 미만의 값인 self-noise 값들을 제거하면 신호들의 합에서 잡음들이 감소하게 되어 성능 향상에 도움이 된다. 따라서 T_c 만큼 지연된 신호의 전력을 합할 때, 모든 합을 구하는 것이 아니라 각각의 가지에서 임계값 이상일 때만 출력 신호에 반영한다. 왜냐하면 임계값보다 낮은 레벨의 신호는 신호를 출력하는 데 있어서 오류 성분으로 영향을 줄 수 있기 때문이다. 또한 Rake receiver의 성능은 가중치 값(weighted coefficient)을 이용하여 더욱 향상될 수 있다. 가중치 값은 Rake receiver의 여러 가지(branch)에 입력되는 신호에 대해 상관관계가 큰 값은 더 크게 하고, 작은 값은 더 작게 해 self-noise를 줄이고 합성 효과를 더욱 크게 만들어준다. 가중치 값의 적용은 임계값과의 비교 과정 이전에 행해지며 가중치 값 $c_i(n)$ 는 다음과 같이 식 (5)로 나타낼 수 있다.

$$c_i(n) = b_i^2(n) / \sum_{i=1}^L b_i^2(n) \quad i = 1, 2, 3, \dots, L \dots (5)$$

$b_i(n)$ 는 각각의 가지에서 출력된 값을 나타내고 L 은 T_c 만큼의 크기를 나타낸다. 가중치 값 $c_i(n)$ 를 구한 뒤, 가지에서 출력된 상관관계 값인 $b_i(n)$ 와 곱하면 설정된 임계값과의 비교 과정을 거친 후 합성된다. 역확산 후 k 번째 밴드의 출력신호를 $z_k(t)$ 라 했을 때, 복조기 입력신호 $y(t)$ 는 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t) = \sum_{k=1}^{N_b} z_k(t) \dots (6)$$

수신된 신호는 정합 필터를 사용하여 각 주파수를 분할하고 각 채널의 정보를 획득한다. 그 후, 등화기를 통해 각 밴드에서 다중 경로 간섭을 제거하고 복조기의 성능을 판단하는 임계값 결정을 하여 복조기의 오류 복호 성능 한계에 접근하는 밴드에 해당하는 데이터를 복호한다. 등화기의 출력값 L_e^I 는 결정 귀환 등화기(DFE: Decision Feedback Equalizer)[9][10]의 출력값으로 수신 신호로부터 등화기에서 추정된 extrinsic 값이다. L_e^I 와 L_c^I 의 차를 임계값 결정 파라메타에 적용하여 각 밴드에 대한 신호를 합한 뒤 역-인터리빙 하여 계산되어 복조기로 입력된다. 복조기에서 추정된 외부입력값 L_c^D 은 식 (7)과 같이 구할 수 있다.

$$L_c^D = \log \frac{P(d_j = +1)}{P(d_j = -1)} \dots (7)$$

외부입력 값 L_c^D 는 복조기의 출력 값으로써 사후 확률값을 계산하여 0 또는 1의 오류 값을 보정할 수 있다. 이러한 L_c^D 와 L_e^D 의 차이 값을 다시 인터리빙 하고 L_c^I 를 계산하여 최소 평균 제곱 결정 귀환 등화기(LMS-DFE: Least Mean Squares-Decision

Feedback Equalizer)에 입력한다. L_c^l 를 업데이트하여 오류 값을 보정하게 되는데, 반복 횟수가 늘어남에 따라 업데이트하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원신호에 가깝게 되어 비트 오류율(BER: Bit Error Rate)이 향상된다. 이러한 수신부 전체를 반복하는 터보 등화 방식[11]은 복호된 데이터의 외부 정보를 등화기에 feedback 하는 터보 등화기를 구성함으로써 성능을 향상할 수 있다.

3. 시뮬레이션 결과

3.1 수중 채널 시뮬레이션 환경

시뮬레이션에서 사용한 수중 채널 환경은 일반적인 AWGN만이 존재하는 환경으로 전제하였다. 또한 심볼 주기 동안 서로 독립적인 분포를 가지는 다중경로 채널로써 주기 동안에는 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정했다. 시뮬레이션을 위해 적용된 채널 응답은 그림 3과 같다. 그림 3에서 가장 먼저 도착한 신호는 해수면이나 해저면에 부딪히지 않고 바로 들어온 신호로 진폭이 가장 크다. 가장 먼저 도착한 신호를 시작으로 10 [msec] 간격으로 신호들이 수신된다.

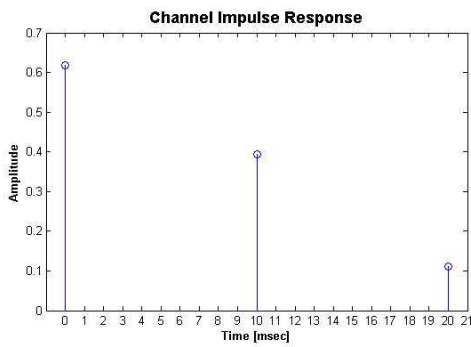


그림 3. 채널 응답
Fig. 3. Channel response

성능 분석을 위한 파라미터는 표 1과 같다. 채널 부호화에는 부호화율 1/3, 부호화 길이 336bit를 가지는

turbo pi 부호화 방식을 적용하였다. 변조 방식은 100 bps의 데이터율을 갖는 이진 위상 변조 방식(BPSK: Binary Phase Shift Keying)을 사용하였으며 중심 주파수와 샘플링 주파수는 각각 19.2 kHz, 192 Hz 로 설정하였다. 대역 확산을 위한 PN 부호의 비트 수(N_c)는 각각 8, 16, 32이고, 다중 밴드의 주파수 밴드 수(N_b)는 1에서 4로 변경하면서 성능을 분석하였다. 또한, PN 부호의 비트 수 및 Rake receiver의 임계값에 따라 BER 성능을 분석하였다.

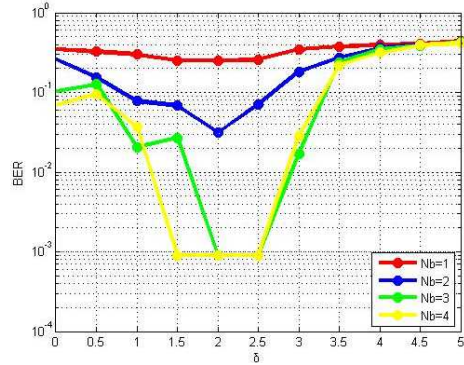
표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation parameters

Channel coding	Turbo pi code ($K = 112, N = 336$) internal iteration: 5 total iteration: 5
Preamble(n)	128 bits
Number of bit per packet N_p ($N+n$)	464 bits
Modulation	BPSK
Number of multiband(N_b)	1 ~ 4
Number of PN chip (N_c)	8, 16, 32
Number of multi-path(l)	$l=3$ ($h_1=0.6, h_2=0.4, h_3=0.1$)
Bandwidth	1KHz
Number of sample per bit(N_s)	192
Sampling frequency	192KHz
Data rate	100 bps

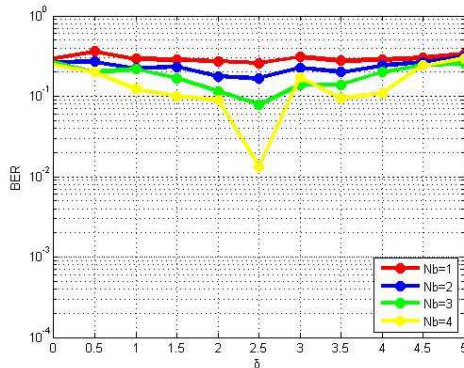
3.2. 성능 비교 분석

제한한 다중 밴드 기반 대역 확산 수중통신의 성능을 알아보기 위하여 위의 표 1을 기반으로 시뮬레이션을 수행하였다. 대역확산 기법이 적용되지 않은 기존의 방식[7]과 성능을 비교하기 전, 제안하는 Rake 기반의 터보 등화 모델에서 최적의 조건을 찾기 위해 Rake 처리 과정에서 임계값인 δ 값과 반복 횟수에 따른 성능

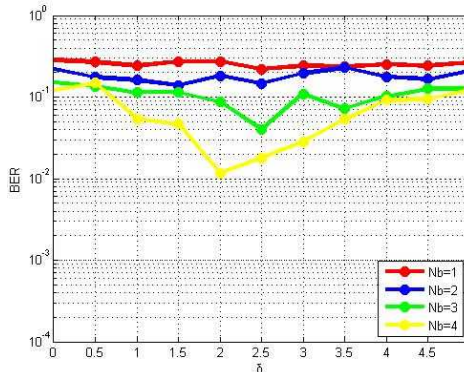
을 분석하였다.



(a) $N_c = 8, E_b/N_0 = 4 dB$



(b) $N_c = 16, E_b/N_0 = 1 dB$



(c) $N_c = 32, E_b/N_0 = 0 dB$

그림 4. N_c 및 δ 에 따른 성능 분석

Fig. 4. Performance analysis according to N_c and δ

그림 4는 각 밴드수에서 임계값, 즉 δ 값의 변화에 따른 Rake 기반의 터보 등화 모델의 성능을 나타낸 그래프이다. 그림 4(a)는 확산 신호의 chip 수가 8이고 E_b/N_0 가 4dB일 때 각 밴드 수에서 δ 값에 따른 성능을 나타낸 그래프로 δ 가 1.5~2.5일 때 가장 좋은 성능을 보인다. 그림 4(b)는 확산 신호의 chip 수가 16이고 E_b/N_0 가 1dB일 때 각 밴드 수에서 δ 값에 따른 성능을 나타낸 그래프로 δ 가 2.5일 때 전반적으로 가장 좋은 성능을 보인다. 그림 4(c)는 확산 신호의 chip 수가 32이고 E_b/N_0 가 0dB일 때 각 밴드 수에서 δ 값에 따른 성능을 나타낸 그래프로 밴드 수에 따라 차이가 있지만 δ 가 2~2.5일 때 가장 좋은 성능을 보인다. 이때, chip 수에 따라 성능이 달라지기 때문에 그림 4(a), 4(b), 4(c)의 시뮬레이션에서 E_b/N_0 값을 다르게 설정하였으며 시뮬레이션 결과 대체로 δ 값은 2 ~ 2.5가 최적이라는 것을 알 수 있었다.

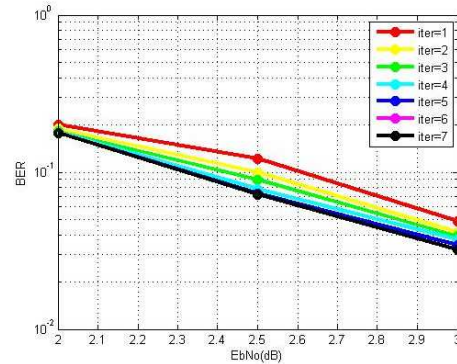
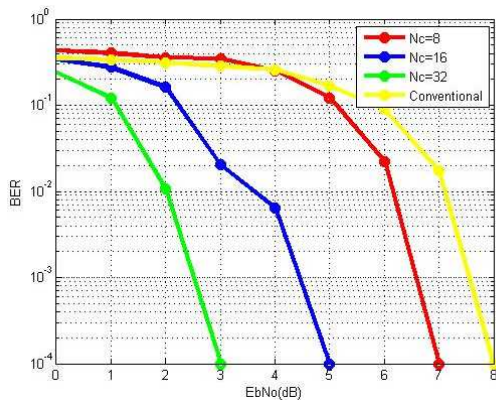


그림 5. 터보 등화 반복 횟수에 따른 성능 분석

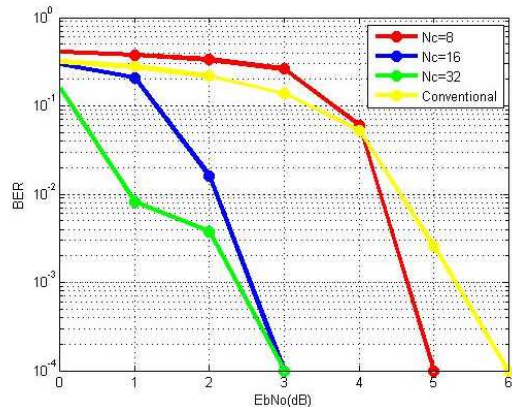
Fig. 5. Performance analysis according to number of iterations of turbo equalizer

터보 등화 모델에서 반복 횟수에 따른 성능 비교는 그림 5와 같다. Chip 수가 16일 때, 반복 횟수를 1에서 7까지 성능 비교한 그림이다. 그림 5의 결과에서 알 수 있듯이 반복 횟수가 4 이상일 때는 성능이 거의 동일하기 때문에 반복 횟수에 따른 계산량을 고려했을 때 최적의 반복 횟수는 4회를 알 수 있다. 그림 6의 (a) ~ (d)는 가우시안 잡음과 다중 경로가 존재하는 채널

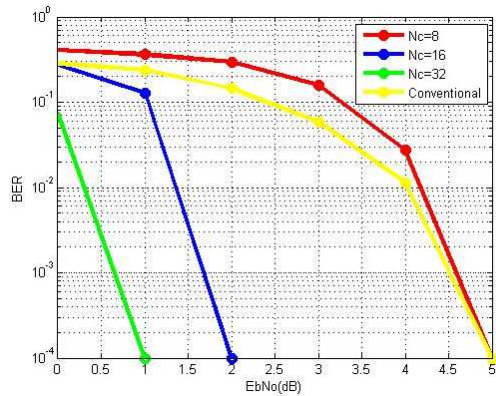
에서 다중 밴드의 수 N_b 에 따라 확산 신호의 chip 수 N_c 를 변경하면서 기존 다중 밴드 방식과 본 논문에서 제안하는 다중 밴드 기반 대역 확산 모델을 적용했을 때의 성능을 비교한 것이다. 그림 6에서 다중 밴드 기반 대역 확산 모델은 2장에서 제시한 임계값 및 가중치를 적용하였으며, 임계값을 2.5, 반복 횟수를 4로 고정한 터보 등화 모델을 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과, 다중 밴드의 수 N_b 가 증가할수록 성능이 향상됨을 알 수 있으며, 동일한 N_b 에서 chip 수가 증가함에 따라 성능이 향상됨을 알 수 있다. 이는 다중 밴드 수의 증가로 인한 수신 전력의 증가를 의미하며, 다중 경로 채널에서 chip 수의 증가로 인해 한 심볼의 에너지 또한 증가함을 알 수 있다. 대역 확산 모델을 적용하지 않은 기존의 다중 밴드 기법과 본 논문에서 제안한 대역 확산 모델 적용 시의 성능을 비교해 보면, 그림 6(a), 그림 6(b)에서와 같이 다중 밴드의 개수가 작고 chip 수가 작은 8 bit를 적용하였을 때, 제안 방식의 성능이 약간 우수하다. 그림 6(c)와 그림 6(d)와 같이 다중 밴드 수가 3개와 4개 일때는 높은 SNR에서 성능이 동일하고 낮은 SNR일 때는 오히려 성능이 떨어지는 것을 볼 수 있었다. 이는 chip 수가 8일 때는 chip 수가 16, 32일 경우에 비해 PN 신호 사이의 자기 상관도가 낮아 오히려 Rake 모델에서 잘못된 가지에 대한 전력이 크게 나올 수 있어 전체적인 성능에 영향을 주기 때문이다. 전체적으로 기존 방식보다 2 [dB]~ 5 [dB]의 성능 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다.



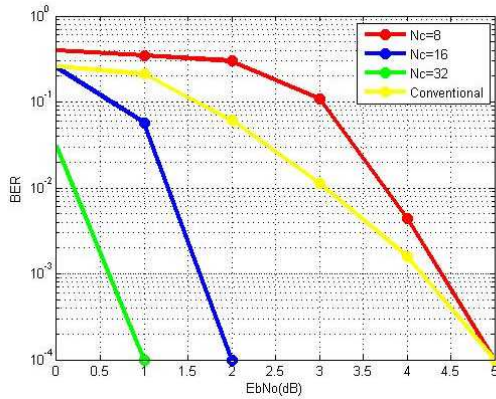
(a) $N_b = 1$



(b) $N_b = 2$



(c) $N_b = 3$



(d) $N_b = 4$

그림 6. N_b 및 N_c 에 따른 성능 분석

Fig. 6. Performance analysis according to N_b and N_c

4. 결론

본 논문에서는 수중음향통신의 적용을 위해 중점적으로 고려되어야 할 두 가지 지표인 성능과 은밀성 관점에서 최적의 통신 모델을 설정하였다. 성능적인 측면에서는 수중 음향 통신 시 통신 거리에 따른 전달 손실 및 다중경로 전달로 인한 간섭 등에 의해 발생하는 성능 감쇄를 극복하기 위해 동일하게 부호화된 데이터를 여러 밴드에 전송하는 다중 밴드 통신 기법을 적용하였다. 송신 신호가 의도된 수신기 외의 다른 수신기에 의해 감청되지 않도록 은밀성을 유지하기 위해 보내고자 하는 신호에 직접 PN 비트를 곱해 줌으로써 대역을 확산시키는 직접 확산 변조 방식을 적용하였다. 본 논문에서는 이러한 성능 및 은밀성을 고려한 다중 밴드 통신 기반의 대역 확산 통신 기법을 적용하여 성능 분석을 하였다. 또한, 송수신기의 채널 부호화 알고리즘으로 부호화 비트 수 336 bit를 가지는 부호화율 1/3인 turbo pi 부호화기를 적용하였으며, 등화기와 채널 복호화기를 반복하는 터보 등화 구조를 제시하였다. 대역 확산 통신 기법에서 Rake 모델 적용 시 최적의 임계값을 설정하였으며, 터보 등화 기법에서 최적의 반복 횟수를 설정하여 대역 확산 신호의 chip 수를 8개, 16개, 32개로, 다중 밴드 수는 1개에서 4개로 변경하면서 성능을 분석하였다. 성능 분석 결과 밴드 수 및 chip 수가 증가함에 따라 성능 이득을 확인할 수 있었으며, 동일한 밴드 수에서 chip 수를 증가시켰을 때 성능이 향상되었다. 한편, 동일한 chip 수에서 밴드 수가 3개와 4개일 때는 성능이 거의 동일함을 알 수 있었다. 또한 작은 chip 수의 적용 시 밴드 수가 많을 때는 오히려 성능이 안 좋은 경우가 있는데 이는 작은 chip 수에 대한 상관도가 낮은 이유이며, 향후 자기 상관도가 높은 PN 부호 열의 선택이 중요하리라 사료되며, 향후 연구에서는 본 논문에서 제시된 기법을 실제 해양 및 호수 실험을 통하여 데이터를 획득하여 검증할 것이다.

REFERENCES

[1] J. Ling, H. He, J. Li, W. Roberts and P.

- Stoica, "Covert underwater acoustic communications : transceiver structures, waveform designs and associated performances", in Proc. MTS/IEEE OCEANS conference, pp.1-10, 2010.
- [2] E. M. Sozer, J. G. Proakis, M. Stojanovic, J. A. Rice, A. Benson and M. Hatch, "Direct Sequence Spread Spectrum Based Modem for Under Water Acoustic Communication and Channel Measurements", IEEE, Oceans'99 MTS, vol. 1, pp. 228-233, Sep, 1999.
- [3] J. Ling, et al. "Covert underwater acoustic communications", J. Acoust. Soc. Amer, vol.128, pp.2898-2909, 2010.
- [4] T. C. Yang and W. B. Yang, "Low signal-to-noise-ratio underwater acoustic communication using direct-sequence spread spectrum signals", IEEE Oceans 2007, pp. 821-826, Jun, 2007.
- [5] Karim Ouertani, Samir Saoudi, Mahmoud Ammar and Sebastien Houcke, "Performance comparison of RAKE and SIC/RAKE receivers for multiuser underwater acoustic communication applications", IEEE OCEANS 2007-Europe, pp.1-6, Jun, 2007.
- [6] T. C. Yang and W. B. Yang, "Low probability of detection underwater acoustic communication using direct-sequence spread spectrum", Journal of the Acoustical Society of America, vol. 124, pp. 3632-3647, Dec, 2008.
- [7] Hui-Su Lee, Chang-Uk Baek, Dae-Won Do, Ji-Won Jung, "Performance Analysis of Multiband Transmission Technique in Underwater Acoustic Communication", Journal of Korea Institute of Information, Electronics, and Communication Technology, vol. 11, no.3, pp.253-258, 2018.
- [8] C. Douillard and C. Berrou, "Turbo Code with Rate-m/(m+1) Constituent Convolutional Codes", IEEE Trans. Communications, vol. 53, no. 10, pp. 1630-1638, Oct, 2005.
- [9] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal Decoding of Linear Codes for minimizing symbol error rate," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-20, no. 2, pp.

284-287, Mar, 1974.

[10] J. Salz, "Optimum mean-square decision feedback equalization", Bell System Technical Journal, vol. 52, no. 8, pp. 1341-1373, Oct, 1973.

[11] Ji Won Jung, Ki Man Kim, "Optimizing of iterative turbo equalization for underwater sensor communication", International Journal of Distributed Sensor Network, pp.1-5, Dec, 2013.

저자약력

신 지 은(Ji-Eun Shin)

[일반회원]



- 2020.02: 한국해양대학교 전파공학
학과 학사
- 2020.03 ~ 현재: 한국해양대학교
전파공학과 석사과정

〈관심분야〉 위성통신, 수중통신, 채널 코딩

정 현 우(Hyun-Woo Jeong)

[일반회원]



- 2020.08: 한국해양대학교 전파공
학과 학사
- 2020.09 ~ 현재: 한국해양대학교
전파공학과 석사과정

〈관심분야〉 위성통신, 수중통신, 채널 코딩

정 지 원(Ji-Won Jeong)

[일반회원]



- 1995.02: 성균관대학교 통신공학과
공학박사
- 1991 ~ 1992: LG 정보통신 연
구소 연구원
- 1995 ~ 1996: 한국통신 위성통
신연구실 선임연구원
- 1997 ~ 1998: 한국전자 통신연
구원 위성단 초빙연구원
- 2001 ~ 2002: 캐나다
CRC(Communication Research
Center) NSERC Fellowship(국
외 초청연구원)
- 1996 ~ 현재: 한국해양대학교 전
파공학전공 교수

〈관심분야〉 위성통신, 수중통신, 채널 부호화 및 모뎀, FPGA
설계