

수중 음향통신에 적합한 터보 등화기 기반의 최적의 반복 부호 기법 연구

† 박태두 · 정지원*

† 한국해양대학교 대학원, * 한국해양대학교 전파공학과 교수

Analysis of Optimum Iterative Codes for Underwater Acoustic Communication based on Turbo Equalizer

† Tae-Doo Park · Ji-Won Jung*

† *Dongsam-dong, Yeongdo-Gu, Dept. of Radio Science Engineering, Korea Maritime University, Busan 606-791, Korea

요 약 : 수중에서의 통신은 해수면과 해저면 등에 의한 신호의 반사가 생겨 다중경로 현상이 발생한다. 이러한 다중경로의 영향으로 신호는 왜곡되고 원활한 수신을 방해하게 된다. 본 논문에서는 수신신호의 성능을 향상시키고자 수중통신에 적합한 반복부호를 설정하였다. 적용 가능한 반복부호로는 터보 부호와 LDPC 부호, BCJR 기반의 컨볼루션 부호가 있으며, 동일한 부호화율 및 비슷한 부호어 길이에서 터보 등화기 기반의 성능을 분석하였다. 반복횟수를 5회로 고정하였고, 수중 채널 데이터는 실제 동해 바다에서 송수신 거리가 5Km로 실험을 하였다. 그리고 데이터 속도를 1Kbps에서 측정된 실제 데이터를 이용하였다. 성능 분석 결과, BCJR 기반의 컨볼루션 부호가 가장 적합함을 알 수 있었다.

핵심용어 : 수중 음향 통신, LDPC, 터보 부호, 터보 등화기, BCJR

Abstract : Underwater acoustic communication has multipath error because of reflection by sea-level and sea-bottom. The multipath of underwater channel causes signal distortion and error floor. In order to improve the performance, it is necessary to employ an iterative coding scheme. Among the iterative coding scheme, turbo codes, LDPC codes and convolutional code based on BCJR algorithm are dominant channel coding schemes in recent. Therefore this paper analyzed the performance of iterative codes based on turbo equalizer with the same coding rate and similar codeword length. The performances of three kinds of iterative codes were evaluated in the environment of underwater acoustic communication channel that are real data collected in Korean east sea. The distance of transmitter and receiver was 5Km and data rate was 1Kbps. As a result, convolutional code based on BCJR algorithm has better performance in underwater channel than turbo codes and LDPC codes.

Key words : Underwater acoustic communication, LDPC, Turbo codes, Turbo equalizer, BCJR

1. 서론

수중 음향 통신은 군사적 목적을 위해 제한적으로 사용되어졌으나, 수중 탐지, 운동체 추적, 잠수함, 부이를 이용한 해양의 날씨 변화 등 해양에서의 통신에 대한 연구가 활발히 이루어지며 활용 분야가 확대되고 있는 추세이다. 하지만 국내의 기술 수준은 해양산업기술의 수요 부족으로 인하여 수중통신 시스템의 개발은 미미한 수준이다.

수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에 수중에서의 무선통신에는 음파를 이용하여 통신을 하게 된다. 또한 다양한 해양환경의 변화에 따라 시·공간적 변동성을 가지며, 특

히 연안 지역과 같은 천해에서는 잔향 및 다중경로 등에 의해 신호가 크게 왜곡되게 된다. 따라서 수중통신을 원활하게 하기 위해서는 채널 특성을 결정하는 해면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 한다. 특히 천해에서의 다중경로는 해면의 시변 산란에 의해 도플러 확산과 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우하게 된다. 이러한 음향 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 수중음향 통신에서 송신하는 심벌간의 상호간섭(Inter-Symbol Interference : ISI)을 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시키게 된다. 따라서 이러한 비선형 복합 채널을 가지는 수중통신에서, 시간에 따라 채널의 특성이

† 연희원, bokddori@hhu.ac.kr 051)410-4920

* 교신저자 : 연희원, jwjung@hhu.ac.kr 051)410-4920

매우 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 채널이므로, 이를 신뢰성이 있게 올바르게 복조하기 위해서는 여러 특성을 고려한 채널 부호화 방식과 적응 등화기의 기술이 매우 중요하다.(Stojanovic, 1994)(Paul, 2011)(Daniel,2000)

이에 본 논문에서는 이러한 다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR에서 우수한 성능을 보이는 반복 부호화 기법인 BCJR 기반 컨볼루션부호(Franz, 1998),터보 부호(Kim, 2011), LDPC 부호(Cai, 2006), 에 대하여 분석하고, 수중 통신에 적합한 반복 부호를 성능 및 부호화 길이, 등화기 적용 가능성 등의 파라미터를 기반으로 수중통신에 적합한 채널 부호화 기법을 선택한다. 본 논문의 분석 결과를 토대로 수중 통신에 적합한 채널 부호화 기법으로 BCJR 기반 컨볼루션 부호화 기법을 사용하여, 왜곡된 데이터를 보상하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기(DFE : Decision Feedback Equalizer)와의 결합을 통하여 터보 등화기(Tuchler, 2002)의 수중 통신 시스템에서의 적합성을 통해 연안의 실험에서 획득한 실제 데이터를 이용하여 성능을 분석하였다.

2. 수중통신에서의 반복기반의 송수신구조

터보 등화기는 기존의 등화기보다 좋은 성능을 보이지만 원래 MAP(Maximum a Posteriori) 알고리즘을 사용하기 때문에 복잡도가 채널 길이 등에 대해 지수적으로 증가하는 단점이 있다. 이러한 이유로 인해 터보 등화기의 복잡도를 줄이기 위한 방법으로 MAP 등화기보다 복잡도가 적은 선형 등화기나 결정 궤환 등화기를 사용하는 방법이 있는데 본 논문에서는 결정 궤환 등화기를 갖는 터보 등화기를 고려하였다. Fig. 1과 같은 시스템 모델을 고려하자.

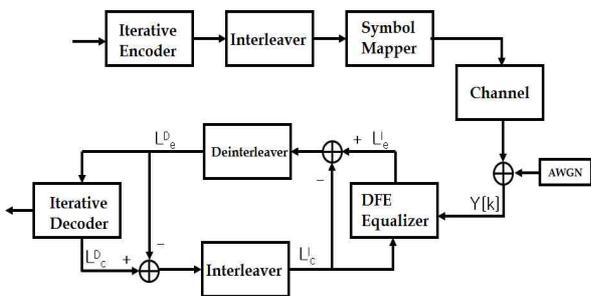


Fig. 1 Model of the turbo equalization in baseband

데이터는 채널 부호화기를 거치고 난 뒤 인터리버, 심벌 매핑 후 변조기를 통과한다. 전송된 심벌은 채널을 통과한 후 백색 가우시안 잡음이 더해진다. 수신된 심벌은 먼저 PLL을 거쳐서 위상추적을 하여 터보 등화기로 입력된다. 수신단의 터보 등화기는 등화기와 복호기로 구성되어 있으며, 등화기와 복호기는 인터리버와 디인터리버를 통해 연결되어 서로의 정보를 반복해서 갱신한다. 인터리버는 송신 측에서 한 개 블록 크기의 부호기 출력 값을 재배치시키고, 디인터리버는 인터리

버의 역 과정을 거쳐 송신신호를 복원한다. 복호기에서 출력한 피드백 정보는 다시 인터리빙 과정을 거쳐 정정된 신호를 등화기에 재입력한다. 송신된 신호는 수중채널을 거치고 백색 가우시안 잡음이 더해져 수신된다. 기저대역으로 변환한 후 L_e^I 는 결정 궤환 등화기의 출력 값으로 수신 신호로부터 등화기에서 추정되어진 extrinsic 값이다. $y[k]$ 를 k 시점에서의 등화기 입력 값이라 하면, 등화기의 출력은 다음 식 (1)과 같이 정의할 수 있다.

$$L_e^I[k] = \sum_{i=0}^{N_c-1} c_i[k]y[k-i] - \sum_{j=1}^{N_c} b_j[k]\widehat{L}_e^I[k-j] \quad (1)$$

$c_i[k]$ ($i = 0, 1, \dots, N_c-1$)는 k 시점에서의 피드포워드 탭 계수이며 $\widehat{L}_e^I[k]$ 는 정상도 상에서 $L_e^I[k]$ 에 가장 가까운 점들인 slicer 출력 값이다. 일반적으로 결정 궤환 등화기에서 피드포워드와 피드백 계수들을 갱신하는 알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} c_j[k+1] &= c_j[k] - \mu e_D[k]y[k-i], \\ b_j[k+1] &= b_j[k] + \mu e_D[k]\widehat{L}_e^I[k-i], \end{aligned} \quad (2)$$

μ 는 수렴상수이고 $e_D[k] = L_e^I[k] - \widehat{L}_e^I[k]$ 는 DD (Decision-directed) 오차로써 결정 궤환 등화기의 출력으로부터 추정되어진 $L_e^I[k]$ 와 slicer 출력 값인 $\widehat{L}_e^I[k]$ 의 오차를 이용하여 피드백을 통하여 결정 궤환 등화기의 출력 오차를 줄이는 계수 값인 $c_j[k+1]$, $b_j[k+1]$ 를 갱신하기 위하여 사용된다. SAG(Stop And Go) 알고리즘을 사용하는 경우에 필터 탭 계수는 아래 식 (3)을 통해 갱신되며, 여기서 $f[k]$ 는 식 (4)와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} c_j[k+1] &= c_j[k] - \mu f[k]e_D[k]y[k-i], \\ b_j[k+1] &= b_j[k] + \mu f[k]e_D[k]\widehat{L}_e^I[k-i], \end{aligned} \quad (3)$$

$$f[k] = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn}\{e_D[k]\} = \text{sgn}\{e_s[k]\} \\ 0 & \text{if } \text{sgn}\{e_D[k]\} \neq \text{sgn}\{e_s[k]\}, \end{cases} \quad (4)$$

$\text{sgn}\{\cdot\}$ 은 아래와 같이 정의되는 시그넘 함수이며, $e_s[k]$ 는 식 (6)과 같은 Sato 에러이다.

$$\text{sgn}\{x\} = \begin{cases} -1 & \text{when } x < 0 \\ 0 & \text{when } x = 0 \\ +1 & \text{when } x > 0, \end{cases} \quad (5)$$

$$e_s[k] = L_e^I[k]y[k] - \gamma \text{sgn}\{L_e^I[k]\} \quad (6)$$

여기서 γ 는 적절한 상수 값이다. L_e^D 값은 결정 궤환 등화기의 출력 값 L_e^I 와 L_c^I 의 차를 디인터리빙하여 계산되어져 반복 복호기로 입력되어 진다. 반복 복호기에서 추정되어진 extrinsic 값 L_c^D 은 식 (7)과 같이 구할 수 있다.

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

extrinsic 값 L_c^D 는 복호기의 출력 값으로써 사후 확률 값을 계산하여 0 또는 1의 오류 값을 보정할 수 있는 값이다. 이러한 L_c^D 와 L_e^D 의 차이 값을 다시 인터리빙하여 L_c^I 를 계산하여 결정 궤환 등화기에 입력된다. L_c^I 를 업데이트 하여 오류 값을 보정하는 방법을 취하게 되는데, 반복횟수가 늘어남에 따라 업데이트 하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 BER 성능이 향상되게 된다.

3. 적용 가능한 반복부호 기법

Fig. 1의 시스템 모델에서 반복부호기법으로 적용될 수 있는 부호화 방식은 터보부호, LDPC 부호, BCJR 기반의 컨볼루션 부호가 있다. 세 가지 방식 모두 복호 알고리즘이 식 (7)의 extrinsic 값을 출력하여 다음 반복 시 활용함으로써 성능을 향상시키는 기법이다. 다음 절에서는 본 논문에 적용된 세 가지 알고리즘에 대해 간략히 살펴본다.

3.1 BCJR 알고리즘

일반적으로 컨볼루션 부호의 복호방법으로는 강관정 값을 이용하여 복호를 진행하게 되는 비터비 알고리즘이 사용되어지고 있다. 하지만 DFE 와의 반복을 통하여 성능을 향상시키기 위해서는 강관정 값이 아닌 연관정 값을 필요로 하게 된다. 이에 연관정을 통하여 DFE에 추정된 값을 업데이트를 하기 위해서 BCJR 알고리즘을 사용하였다. BCJR 알고리즘은 1974년 처음 제안한 저자 네 명의 이름 첫 글자를 따서 BCJR 이라 불리며 MAP알고리즘이라고도 한다. BCJR 알고리즘은 각 입력 정보 비트의 사후 확률을 계산하여 입력 정보 비트의 오류가 최소가 되도록 복호를 한다. BCJR 알고리즘은 이산 무 기억 채널을 통하여 전송된 Markov source의 상태와 천이에 대한 APP(A Posteriori Probability)를 얻기 위하여 제안되었으며, 격자 부호(trellis decoding)에 대하여 심벌의 오류율을 최소화하는 알고리즘이다.(Franz, 1998)

BCJR 알고리즘의 복호과정은 다음과 같다. 수신 심벌 $R_k = (x_k, y_k)$ 를 원소로 하는 수신신호열 $R_1^N = (R_1, R_2, \dots, R_k, \dots, R_N)$ 라 할 때, BCJR 알고리즘의 복호기는 다음 식 (8) 과 같이 정의되는 LLR (Log Likelihood Ratio)를 이용하여 복호한다. 여기서,

$P_r(d_k = i | R_1^N) = \sum_m \lambda_k^i(m)$ 이고, 부호기의 메모리가 v 이며, m 은 부호기의 상태번호, 그리고 i 는 입력비트이다. ($m = 0, 1, \dots, 2^{v-1}$)

$$\begin{aligned} L(d_k) &= \log \left(\frac{\Pr(dk = 1 | \text{observation})}{\Pr(dk = 0 | \text{observation})} \right) \\ &= \frac{\Pr(dk = 1, S_k = m | R_1^N)}{\Pr(dk = 0, S_k = m | R_1^N)} \\ &= \log \frac{\sum_m \lambda_k^{1,m}}{\sum_m \lambda_k^{0,m}} \end{aligned} \quad (8)$$

이는 BCJR 복호기의 soft output이며, 아래와 같이 $L(d_k)$ 를 임계값 0과 비교함으로써 복호기는 복호비트를 hard-decision 할 수 있다.

if $L(d_k) \geq 0$, the decoded bit is 1
if $L(d_k) \leq 0$, the decoded bit is 0

격자도 상의 임의의 한 상태에서의 입력 비트의 사후확률 $\lambda_k^{i,m}$ 은 수신신호열에 대한 입력 d_k 와 상태번호 S_k 의 조건부확률로 정의할 수 있으며, 이를 Bayes의 정리를 이용하여 분해하고 정리하면 3개의 조건부 확률성분으로 나눌 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_k^{i,m} &= P_r(d_k = i, S_k = m | R_1^N) \\ &= P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) \\ &\quad P_r(R_{k+1}^N, d_k = i, S_k = m, R_k) \\ &\quad P_r(d_k = i, S_k = m, R_k) / P_r(R_1^N) \end{aligned} \quad (9)$$

각 확률성분을 다음 식 (10) 과 같이 각각 확률 함수로 정의한다.

$$\begin{aligned} \alpha_k^{i,m} &= P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) \\ \beta_k^{j,m} &= P_r(R_{k+1}^N | d_k = i, S_k = m, R_k^k) \\ \delta_k^{j,m} &= P_r(d_k = i, S_k = m, R_k) \end{aligned} \quad (10)$$

각 성분의 함수명은 $\alpha^{i,m}$ 은 Forward State Metric, $\beta^{j,m}$ 은 Backward State Metric 그리고 $\delta^{j,m}$ 은 Branch Metric이다. 따라서 최종적인 LLR 은 다음 식 (11) 과 같다.

$$L(d_k) = \log \frac{\sum_m \alpha_k^m \beta_{k+1}^{f(1,m)} \delta_k^{1,m}}{\sum_m \alpha_k^m \beta_{k+1}^{f(0,m)} \delta_k^{0,m}} \quad (11)$$

3.2 터보 부호

수중통신의 패킷에서는 큰 사이즈의 블록길이를 요구하고

있지 않고 등화기와의 결합 편이성이 중요하기 때문에 터보 부호의 적용이 수중 통신에서는 효율적이다.

기존의 이진 바이너리 구조의 터보 부호기는 높은 SNR 에서 오류 마루 현상이 존재하는 단점을 가지고 있다. 따라서 오류 마루 현상을 극복 할 수 있는 터부 부호기 기법으로써 터보 Pi 부호기를 사용한다. 이러한 터보 Pi 부호화기는 기존의 이진 바이너리 구조를 이용하는 터보 구조와 동일하며, 단지 16상태를 이용하는 구조이다.

기존의 터보 부호화기는 3개의 S1,S2,S3 메모리를 가지며 8-state로 구성되어 있다. 본 논문에서 적용한 터보 Pi 부호화기는 4개의 메모리를 가지며 16개의 state를 이용하여 각각의 상태가 가지는 해밍거리차이를 더 크게 만들어 오류 마루 현상을 제거할 수 있는 구조이다.(Kim, 2011)

터보부호의 부호화에는 본 논문에서 앞서 설명한 BCJR 알고리즘의 MAP(Maximum a posteriori)알고리즘을 적용하는 것과 동일하며, 두 개의 부호화기와 사이에 인터리버를 첨가함으로써 성능을 향상시키는 알고리즘이다.

3.3 LDPC 부호

최근 모든 무선 통신 분야에서 관심이 되고 있는 채널 부호화 방식인 LDPC 부호화 방식은 터보 부호에 비해 복호화의 복잡도가 낮을 뿐 아니라 좋은 거리 특성으로 오류마루 현상이 나타나지 않고, 완전 병렬 처리로 고속 처리가 가능한 장점이 있다. LDPC 코드는 sparse parity check matrix $H(n-k) \times n$ 를 가지는 선형 블록 부호이다. 본 논문에서는 802.11n 규격에 제시된 패리티 검사 행렬을 사용하여 시스템적인 부호화 과정을 사용함으로써 저장 용량과 복잡도 문제를 해결하였다.

LDPC 부호는 부호어 길이가 수만 개의 긴 길이를 가지고 있는 위성 등에서 적용되는 부호와 무선 랜 등에서 적용되는 수천 개의 길이를 가지는 부호등이 있다. 본 논문에서 적용한 LDPC 부호는 다른 두 개의 반복부호와 부호어 길이를 동일하게 적용시키기 위해 작은 길이의 부호어 즉 802.11n에서 적용되는 LDPC 부호를 적용하였다.(Cai, 2006) 패리티 검사 행렬의 각 성분은 Z사이즈를 가지는 단위행렬의 우 순환 행렬로 이루어져 있다. 각 성분의 숫자는 우 순환 이동의 횟수를 의미한다. 패리티 검사행렬에 사용되는 데이터는 972 비트이고, 부호화 과정을 거쳐 출력되는 데이터는 1944 비트로 부호화율은 1/2이 된다.

입력되는 데이터의 집합을 m 이라 하면, $m = [m_0, m_1, m_2, \dots, m_{k_b-1}]$ 로 표현 할 수 있다. 이때, m 의 각 성분은 Z개의 데이터 집합이고, 패리티 검사 행렬의 가로 길이를 n_b 라 하고 세로의 길이를 m_b 라 하면, $k_b = n_b - m_b$ 가 된다. 또한, 데이터의 집합 m 이 부호화 과정을 거친 후의 데이터를 c_b 라하면 $c_b = [m_0, m_1, \dots, m_{k_b-1}, p_0, p_1, \dots, p_{m_b-1}]$ 로 표현할 수 있다. 결과적으로 부호화기 $H \cdot c_b = 0$ 의 특징을 가지므로, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} h_{0,0} & \dots & h_{0,k_b-1} & 1 & \dots & -1 \\ h_{1,0} & \dots & h_{1,k_b-1} & -1 & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{x,0} & \dots & h_{x,k_b-1} & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{m_b-1,0} & \dots & h_{m_b-1,k_b-1} & 1 & \dots & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} m_0 \\ \vdots \\ m_{k_b-1} \\ p_0 \\ \vdots \\ p_{m_b-1} \end{bmatrix} = 0 \quad (12)$$

4. 시뮬레이션 결과

4.1 수중데이터 모델

해상 실험 환경을 분석하기 위하여 XBT (eXpendable Bathy Thermograph) 를 이용하여 음속 분포를 Fig. 2와 같이 측정하였다. Fig. 2는 2011년 6월 강원도 동해시 인근해역에서 실험한 실측 데이터 이다. 실험 해역의 수심은 약 200 m 였으며, Fig.2으로부터 실험 당시 수심 약 40~50 m까지 혼합 층이 형성되어 있었으며, 그 아래는 거의 isovelocity 특성을 나타내었다.

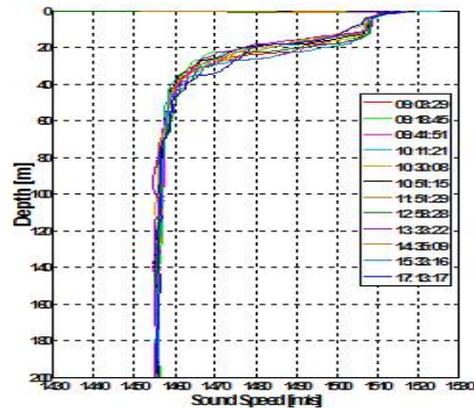


Fig. 2 Measured sound velocity profile

송신기는 수심 100 m에 위치하였으며, 수신기는 수심 약 200 m 해저 바닥 근처에 배치하였다. 수신 하이드로폰으로 Reson사의 TC-4032 모델을 사용하였고, 수신된 신호는 60 kHz의 샘플링율을 갖고 데이터를 직접 저장하였다. 음원과 수신기 사이의 거리는 약 5 km 이다. Fig. 3에는 실험 해역에서 측정된 채널 전달 특성을 나타낸 것으로 5분 동안 시간에 따른 변동 특성을 보이는 5개 정도의 dominant reflection들을 보여준다. 이 측정을 위해 약 4 kHz 대역폭을 갖는 0.25 sec 길이의 LFM 신호를 주기적으로 약 1200회 가량 송신하였다. Fig.은 송수신된 LFM 신호의 상관관계를 이용하여 구한 것으로 다중경로에 따른 영향을 받는 것을 확인할 수 있다. 이는 해수면에 반사되어지는 반사파 그리고 바닥에서 반사되어 들어오는 신호들이 있다는 것을 의미한다.

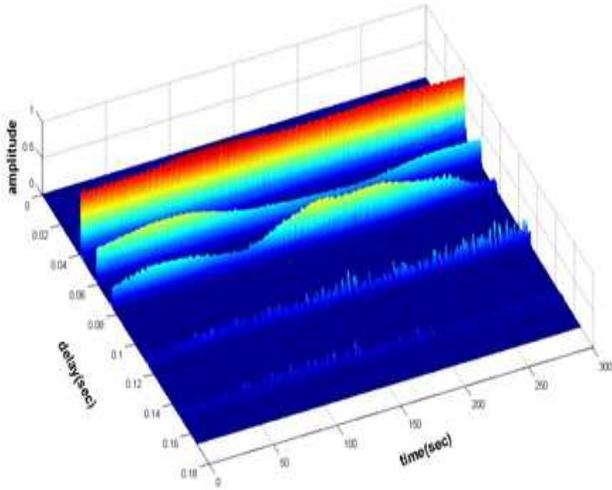


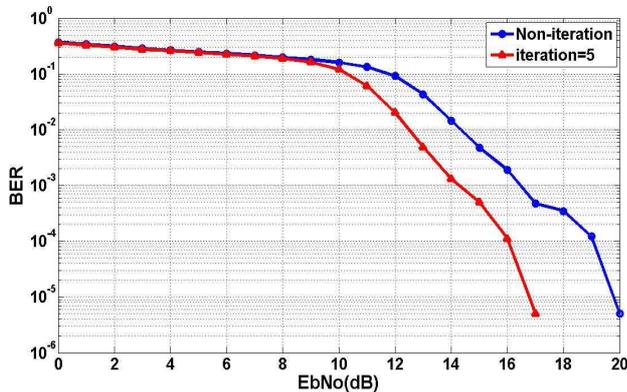
Fig. 3 Underwater channel delay profile

4.2 반복부호 적용 성능 분석

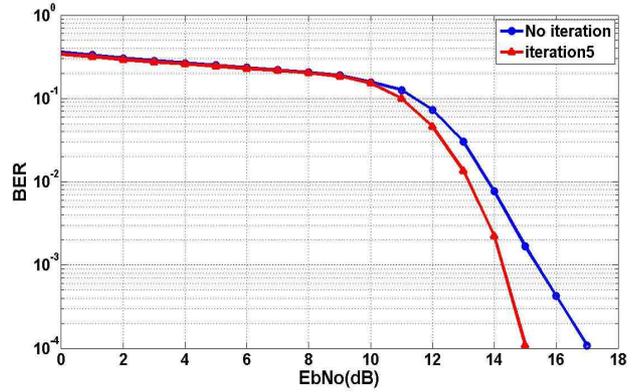
본 논문에서는 Table 1과 같이 각 반복부호별 적용된 파라미터를 나타내었다. 세 가지 부호화 방식에 있어서 모두 동일한 부호화율과 서로 가장 유사한 원 데이터 길이와 부호화 길이를 적용하였으며, 본 논문에서는 터보코드(원 데이터 길이 K=984 bits, 부호화길이 N=1968 bits), BCJR 기반의 컨볼루션 코드, LDPC 코드(원 데이터 길이 K=972 bits, 부호화길이 N=1944 bits)로 하였다.

Table 1 Parameters of iterative codes

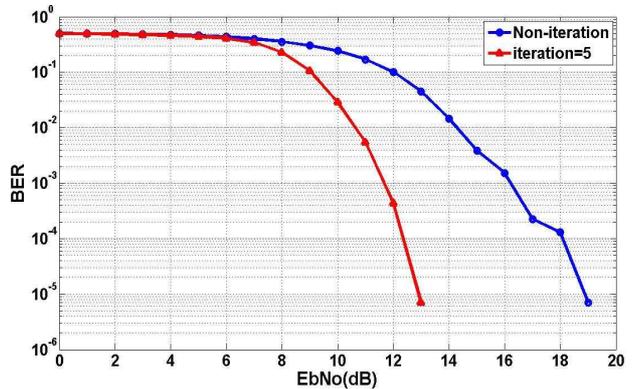
Channel coding	부호화율 = 1/2	
	터보	K=984 N=1968
	LDPC	K=972
	BCJR	N=1944
Modulation	QPSK	
Channel Model	실제 해상 실험 데이터 거리 : 5Km TX : 100m, RX : 200m	



(a) LDPC 부호



(b) 터보 부호



(c) BCJR 알고리즘

Fig. 4 Performance comparison of three kinds of iterative codes according to the number of iteration

Fig. 4(a)는 LDPC 부호의 경우 반복횟수에 따른 성능 곡선이다. 반복 부호가 없는 일반적인 방법의 등화기를 이용하였을 때는 BER이 10⁻⁴에서 약 Eb/No=19 dB가 필요하며, 5회의 반복 부호를 하였을 때에는 16dB가 요구되어 반복 효과는 약 3 dB 성능이 향상되었다.

Fig. 4(b)는 터보 부호의 경우 반복횟수에 따른 성능 곡선이다. 반복 부호가 없는 일반적인 방법의 등화기를 이용하였을 때는 BER이 10⁻⁴에서 약 Eb/No=17 dB가 필요하며, 5회의 반복 부호를 하였을 때에는 15dB가 요구되어 반복 효과는 약 2 dB 성능이 향상되었다.

Fig. 4(c)는 BCJR 알고리즘의 경우 반복횟수에 따른 성능 곡선이다. 반복 부호가 없는 일반적인 방법의 등화기를 이용하였을 때는 BER이 10⁻⁴에서 약 Eb/No=18 dB가 필요하며, 5회의 반복 부호를 하였을 때에는 12dB가 요구되어 반복 효과는 약 6 dB 성능이 향상되었다.

따라서 BCJR 알고리즘 적용시 다중 경로 환경에서는 부호화 이득을 타 알고리즘에 비해 크게 얻을 수 있다.

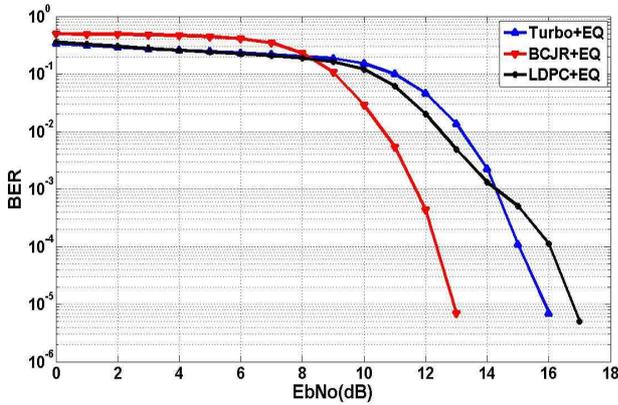


Fig. 5 Performance comparison of three kinds of algorithms according to the five iteration

따라서 반복 부호가 없는 일반적인 방법의 등화기를 이용하였을 때는 세 부호화 기법이 유사한 성능을 나타내었지만 Fig. 5에서 알 수 있듯이 5회 반복시 세 가지 반복 기반의 채널 부호화 기법을 사용하여 시뮬레이션한 결과 BCJR 알고리즘이 터보 부호에 비해 약 3dB, LDPC 부호에 비해 약 4dB 부호화 이득을 얻을 수 있어 BCJR 기반 컨볼루션 부호가 가장 수중환경에서는 적합함을 알 수 있었다.

5. 결 론

본 논문에서는 수중통신에서 고려되어 지는 반복 기반의 채널 부호화 기법 중 최적의 부호화 기법을 선정하였다. LDPC 부호는 작은 사이즈(802.11n 규격)부터 큰 사이즈(DVB-S2 규격)를 제공하고 있으며, 큰 블록 사이즈에서는 LDPC 부호가 성능이 좋지만 작은 사이즈에서는 오히려 터보 부호와 BCJR기반 컨볼루션 부호가 성능이 좋음을 알 수 있다. 그리고 BCJR 기반의 컨볼루션 부호는 작은 사이즈임에도 불구하고 큰 블록 사이즈의 DVB-S2 규격의 LDPC 부호와 성능이 비슷함을 알 수 있었다. 따라서 수중통신의 패킷에서는 큰 사이즈의 블록길이를 요구하고 있지 않고 등화기와의 결합 편이성이 중요하기 때문에 BCJR 기반 컨볼루션 부호의 적용이 수중 통신에서는 효율적이라는 결론을 얻을 수 있다. 최적의 부호화 방식이 BCJR 기반 컨볼루션 부호라는 결론 하에 결정체 환 등화기와의 결합을 통한 터보 등화기를 이용하여 실측 자료를 토대로 시뮬레이션을 통한 성능을 분석하였다. 그 결과 터보 등화기의 반복 수행 과정을 통해 성능의 이득을 얻을 수 있었으며, 소프트 정보를 사용함으로써 정확도를 향상시킬 수 있었다.

후 기

“본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음” (NIPA-2013-H0301-13-2005), 방위사업청과 국방과학연구소

의 지원(계약번호 UD110101DD)으로 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] Cai, Z. et al.(2006), “Efficient encoding of IEEE 802.11n LDPC codes”, IEEE Electronics Letters, Vol. 42, No. 25.
- [2] Daniel, B. K. and Arthur, B. B.(2000), “The state of art in underwater acoustic telemetry,” IEEE J. Oceanic Eng., Vol. 25, No. 1, pp. 4-27.
- [3] Franz, V. and Anderson, J. B.(1998), “Concatenated decoding with a reduced search BCJR algorithm,” IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 16, pp. 186-195.
- [4] Kim, M. H. et al.(2011), “Analysis of Turbo Coding and Decoding Algorithm for DVB-RCS Next Generation”, J-KICS, Vol. 36, No. 9, pp. 537-545.
- [5] Paul, V. W.(2011), Channel sounding for acoustic communications: techniques and shallow-water examples, FFI(Norwegian Defence Research Establishment) report.
- [6] Stojanovic, M., Catipovic, J. and Proakis, J.(1994), “Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels.”, IEEE J. Ocean. Eng., Vol. 19, No. 1, pp. 100-111.
- [7] Tuchler, M. et al.(2002), “Turbo Equalization : Principles and New Results,” IEEE Trans. Communications, Vol. 50, No. 5, pp. 754-767.

원고접수일 : 2013년 7월 29일

심사완료일 : 2013년 10월 1일

원고채택일 : 2013년 10월 7일