

수중통신에서 고 전송률을 위한 효율적인 복호 방법

An Efficient Decoding Method for High Throughput in Underwater Communication

백창욱, 정지원,[†] 천승용,* 김우식*

(Chang-Uk Baek, Ji-Won Jung,[†] Seung-Yong Chun,* and Woo-Sik Kim*)

한국해양대학교 전파공학과, *국방과학연구소

(Received April 7, 2015; accepted June 5, 2015)

초 록: 수중에서의 음향 통신의 성능은 신호의 다중 경로 전달과정에 의해 발생하는 지역 확산 현상으로 인하여 인접 심볼간 간섭의 영향을 받는다. 따라서, 인접 심볼 간 간섭을 제거하기 위하여 수중 통신에 적합한 등화기 기술, 채널 부호화 기술이 필요하다. 또한, 수중에서는 시변 채널의 영향으로 인해 긴 사이즈의 데이터 전송 중 채널의 변화에 따라 수신 신호의 높은 오류율을 야기 시킨다. 본 논문에서는 다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR(Signal to Noise Ratio)에서 우수한 성능을 보이는 부호화 기법인 BCJR(Bahl, Cocke, Jelinek, Raviv) 기반 컨볼루션 부호와 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기가 결합된 터보 등화기를 기반으로 제한된 대역폭 내에서 전송률을 향상시킬 수 있는 큰 사이즈의 데이터를 효율적으로 복호 하는 방법에 대해 경북 문경시 경천호에서의 실제 수중 실험을 통하여 성능을 분석하였다.

핵심용어: 컨볼루션 부호, BCJR 복호, 터보 등화기법, 수중 음향 통신, 고 전송률

ABSTRACT: Acoustic channels are characterized by long multipath spreads that cause inter-symbol interference. The way in which this fact influences the design of the receiver structure is considered. To satisfy performance and throughput, we presented consecutive iterative BCJR (Bahl, Cocke, Jelinek, Raviv) equalization to improve the performance and throughput. To achieve low error performance, we resort to powerful BCJR equalization algorithms that iteratively update probabilistic information between inner decoder and outer decoder. Also, to achieve high throughput, we divide long packet into consecutive small packets, and the estimate channel information of previous packets are compensated to next packets. Based on experimental channel response, we confirmed that the performance is improved for long length packet size.

Keywords: Convolutional encoder, BCJR decoder, Turbo equalization, Underwater communication, High throughput
PACS numbers: 43.60.Ek

1. 서 론

수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에 수중에서의 무선통신에는 음파를 이용하여 통신을 하게 된다. 또한 다양한 해양환경의 변화에 따라 시공간적 변동성을 가지며, 특히 연안 지역과 같은 천해에서는 잔향 및 다중 경로 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 다중 경로는 해면의 시변 산란에 의해 도플러 확산파가 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우하게 된다. 이러한 음향 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 수중음향통신에서 송신하는 심볼간의 상호간섭(Inter-Symbol Interference, ISI)을 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시키게 된다. 따라서 이러한 비선형 복합 채널을 가지는 수중통신에

[†]Corresponding author: Ji-Won Jung (jwjung@kmou.ac.kr)
Korea Maritime and Ocean University, 727 Taejong-Ro, Yeongdo-Gu, Busan 606-791, Republic of Korea
(Tel: 82-51-410-4920, Fax: 82-51-404-3986)

서, 시간에 따라 채널의 특성이 매우 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 채널이므로, 이를 신뢰성이 있고 올바르게 복조하기 위해서는 여러 특성을 고려한 채널 부호화 방식과 적응 등화기 기술이 매우 중요하다.^[1-3] 비록 성능이 우수한 오류 정정부호를 적용하였음에도 불구하고 수중 통신의 성능이 열악한 이유는 데이터 패킷 길이에 의존하기 때문이다. 한 패킷 내에 수중 채널 변화가 존재 시에는 등화기에서 추정된 채널 정보의 무 정확성으로 인해 성능 저하를 초래한다. 이러한 이유로 수중 통신에서는 데이터 패킷 길이의 적합성 때문에 전송률이 낮은 통신이 될 수밖에 없다. 따라서 본 논문에서는 전송률을 향상시키기 위해 긴 패킷 사이즈의 데이터를 분리하여 복호된 데이터를 다음 데이터의 채널 추정에 도움이 되는 정보로 활용하는 복호 방법을 제안한다. 또한 본 논문에서는 다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR에서 우수한 성능을 보이는 부호화 기법인 BCJR^[4] 기반 컨볼루션 부호와 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기(DFE, Decision Feedback Equalizer)^[5,6]가 결합된 터보 등화기를 기반으로 제안된 대역폭 내에서 전송률을 향상시킬 수 있는 큰 사이즈의 데이터를 효율적으로 복호 하는 방법에 대해 경북 문경시 경천호에서의 실제 수중 실험을 통하여 성능을 분석하였다. 수중 성능 분석 결과 데이터 사이즈의 길이를 두

배로 했을 때 제안한 복호 방식의 성능이 우수함을 알 수 있다.

II. 수중통신에서의 반복 기반의 송수신구조

터보 등화기^[7,8]는 기존의 등화기보다 좋은 성능을 보이지만 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 있다. 또한 터보 등화기의 터보 부호의 복잡도를 줄이기 위해 BCJR 부호를 사용할 수 있다. 본 논문에서는 Fig. 1과 같이 결정 궤환 등화기와 BCJR 부호를 갖는 등화기를 고려하였다.

데이터는(2.1.7) 컨볼루션 부호화기를 거친 뒤 인터리버, 심벌 매핑 후 변조기를 통과한다. 전송된 심벌은 채널을 통과한 후 백색 가우시안 잡음이 더해진다. 수신단의 BCJR 등화기는 등화기와 복호기로 구성되어 있으며, 등화기와 복호기는 인터리버, 디인터리버를 통해 연결되어 서로의 정보를 반복해서 갱신한다. 인터리버는 송신 측에서 한 개 블록 크기의 부호기 출력 값을 재배치시키고, 디인터리버는 역 과정을 거쳐 송신신호를 복원한다.

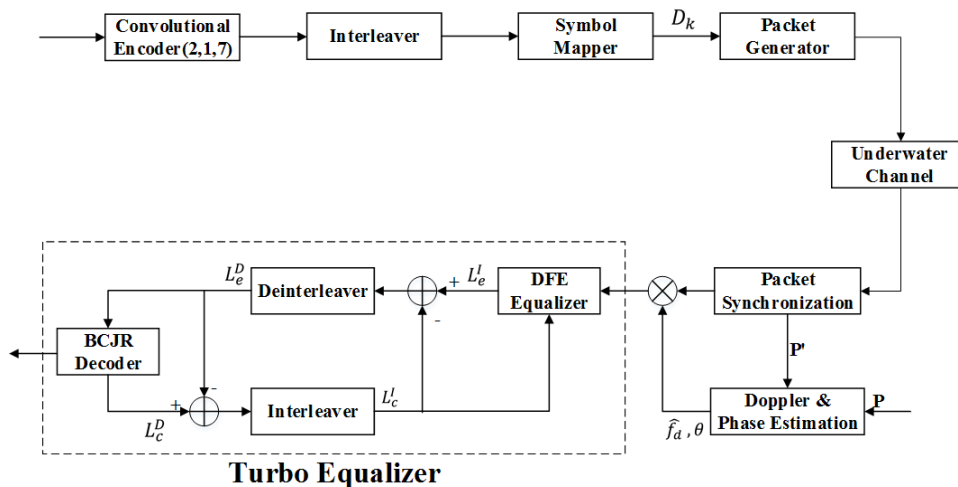


Fig. 1. System model of transceiver with turbo equalization.

복호기에서 출력한 피드백 정보는 다시 인터리빙 과정을 거쳐 정정된 신호로 등화기에 재입력된다. 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 부가정보(extrinsic) 값이다. 수중 채널의 ISI가 첨가된 수신신호 $y[k]$ 를 k 시점에서의 등화기 입력 값이라 하면, 등화기의 출력은 Eq.(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 성상도 상에서 $L_e^I[k]$ 에 가장 가까운 점들인 slicer 출력 값이다. 일반적으로 결정 궤환 등화기에서 피드포워드와 피드백 계수들을 갱신하는 알고리즘은 Eq.(2)와 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 $c_i[k+1]$, $b_j[k+1]$ 를 갱신하기 위하여 사용된다. SAG(Stop And Go) 알고리즘을 사용하는 경우에 필터 탭 계수는 아래 Eq.(3)을 통해 갱신되며, 여기서 $f[k]$ 는 Eq.(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 아래 Eq.(5)와 같이 정의되는 시그넘 함수이며, $e_s[k]$ 는 Eq.(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_e^I 의 차를 디인터리빙하여 복호기로 입력한다. 복호기에서 추정되어진 부가정보(extrinsic) 값 L_e^D 은 Eq.(7)과 같이 구할 수 있다.

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

부가정보(extrinsic) 값 L_e^D 는 복호기의 출력 값으로써 사후 확률 값을 계산하여 0 또는 1의 오류 값으로 보정할 수 있는 값이다. 이러한 L_e^D 와 L_e^I 의 차이 값을 인터리빙한 L_e^I 가 결정 궤환 등화기에 입력된다. L_e^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(Bit Error Ratio) 성능이 향상되게 된다.

주파수를 보상하는 알고리즘은 다음과 같다.^[9] 수신단에서 수신된 신호 $x(k)$ 는 Eq.(8)과 같다.

$$x(k) = c_k e^{j(2\pi f_d k T + \theta)} + n(k), \quad (8)$$

c_k 는 이미 알고 있는 프리앰블 데이터, f_d 는 캐리어 주파수, θ 는 캐리어 위상, T 는 심볼주기, $n(k)$ 는 가우시안 잡음을 나타낸다. Eq.(8)은 수신신호에 진폭과 주파수, 위상 성분이 존재하며, 주파수와 위상 성분만을 남기기 위해 Eq.(9)를 적용한다.

$$\begin{aligned} z(k) &= c_k^* e^{j(2\pi f_d k T + \theta)} + n(k) c_k^*, \\ &= e^{j(2\pi f_d k T + \theta)} (1 + \tilde{n}(k)), \end{aligned} \quad (9)$$

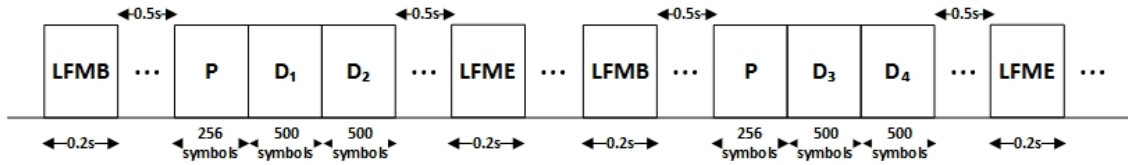


Fig. 2. Packet structure.

$z(k)$ 는 $x(k)$ 에 수신단에서 이미 알고 있는 신호 ck 의 complex conjugate인 c_k^* 를 곱함으로써 주파수 성분과 위상 성분만 남게 된다. 주파수와 위상 성분만 가지는 $z(k)$ 를 가지고 Eq.(10)을 통해 왜곡된 주파수 성분 \hat{f}_d 를 구할 수 있다.

$$\hat{f}_d = \frac{1}{2\pi T} \arg \left\{ \sum_{m=1}^{N-1} [R(m+1)R(m)^*] \right\}, \quad (10)$$

여기서 $R(m)$ 은 Eq.(11)과 같이 나타낸다.

$$R(m) = \frac{1}{L-m} \sum_{k=m}^{L-1} z(k) \times z^*(k-m), \quad (11)$$

$(m = 1, 2, \dots, N)$

L 은 주파수 보상을 위해 사용되는 PNcode의 데이터 크기를 나타낸다. Eq.(11)은 $z(k)$ 와 $z^*(k-m)$ 을 곱하여 위상성분을 제거하고 주파수 성분만을 남긴 뒤, 주파수 성분의 평균값을 구하여 왜곡된 주파수를 구하는데 사용된다.

III. 전송률 향상을 위한 복호 방식

3.1 기존 복호 방식

본 논문에서 사용되어진 패킷 구조는 Fig. 2와 같다. 먼저 LFMB(Linear Frequency Modulation Begin) 신호와 사일런스 구간을 둔 뒤 프리앰블 데이터와 첫 번째 데이터 패킷과 두 번째 데이터 패킷 그리고 사일런스 구간을 둔 뒤 LFME(Linear Frequency Modulation End)신호로 구성되어 있고, 이를 반복하여 송신한다. 처음과 끝의 LFMB와 LFME신호는 패킷의 시작과 끝을 알리는 신호이며, 두 번째 신호인 프리앰블 데이터는 결정 궤환 등화기에서 다중 경로를 추정하

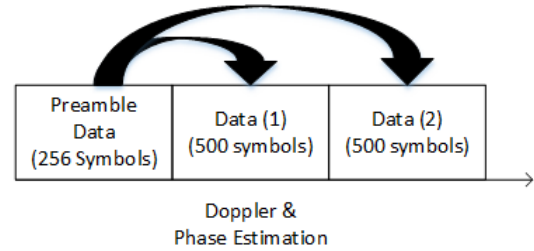


Fig. 3. Frequency and phase offset compensation.

기 위해 사용되었다. 프리앰블 데이터는 256 심볼 각각의 데이터는 500 심볼로 구성되어 있다. 사일런스 구간은 데이터가 송신되는 동안 패킷간의 간섭을 회피할 수 있도록 충분히 길어야 한다.

기존에 사용 되어진 복호 방식에서 Fig. 3과 같이 프리앰블 데이터는 수신되는 신호의 정확한 동기 획득과, 결정 궤환 등화기에서 다중 경로를 추정하기 위해 사용 되었다. 이미 알고 있는 프리앰블 데이터를 통해 채널을 보상해주고 이를 첫 번째 데이터 패킷(500심볼) 과 두 번째 데이터 패킷(500심볼)에 적용 시켜 복호하는 방식을 사용하였다. 이러한 경우 두 번째 데이터 패킷(500심볼)을 복호 시 시변적인 채널 환경에 의해 앞서 보상을 한 채널이 변화하게 되어 복호 시 저하된 성능이 나오기도 하였다.

3.2 제안하는 복호 방식

Fig. 4는 제안하는 효율적인 복호 방식을 Fig. 2의 패킷 구조를 바탕으로 복호하는 순서를 나타내고 있다. 이미 알고 있는 프리앰블 데이터 256 심볼을 통해 왜곡된 주파수와 위상을 첫 번째 데이터 패킷(500심볼)에 보상을 해주고, 첫 번째 데이터 패킷을 프리앰블 데이터로 활용하여 두 번째 데이터 패킷(500 심볼)에 보상을 해준 뒤, 보상된 신호를 가지고 터보 등화기에 사용하는 방식이다.

Fig. 5는 기존 방식과 다른 효율적인 복호 방식을

위한 송수신단의 시스템 구조를 나타낸다. 전송률을 향상시키기 위하여 연속적인 작은 패킷으로 큰 사이즈의 데이터 패킷을 분할한다. 분할 된 연속적인 작은 패킷을 이용하여 이전 패킷을 통해 채널 정보를 다음 패킷에 보상해준다. 앞서 설명한 기존 복호 방식과 다른 점은 버퍼와 Re-encoder, Re-mapper를 가지고 있는 구조이다. 버퍼는 데이터 패킷을 보상하기 위해 수신된 모든 데이터 패킷을 저장한다. 프리앰블 데이터를 통해 왜곡된 주파수와 위상을 첫 번째 데이터 패킷(500 심볼) D_1 에 보상해주고, 이를 도플러와 위상 추정 및 복호 과정을 완료한 후, 첫 번째 데이터 패킷(500 심볼) D_1 을 re-encoding과 re-mapping을 해준다. re-encoding과 re-mapping을 통과한 신호를 프리앰블 데이터처럼 사용하여 왜곡된 주파수와 위상을

두 번째 데이터 패킷(500 심볼) D_2 에 보상해준다. 이러한 보상 알고리즘을 통해 시변적 채널의 특성에도 전송률을 향상시킬 수 있다.

IV. 해상 실험 환경 및 결과

4.1 해상 실험 환경

Fig. 6과 같은 환경에서 실제 수중 실험을 수행하였다. 송신기로는 ITC 1001을 사용하였고 수신기로는 B&K 8106을 사용하였다. 실험은 경북 문경시 경천호에서 수행되었다. 실험 시기는 2014년 5월로 실험 환경은 바람에 의한 파도가 있었으며 송수신기 사이의 거리는 최대 400 m로 하였다. 그리고 송신기는 수면 아래 2m, 수신기는 20 m 아래 위치하였다. 반송파 주파수와 샘플링 주파수는 각각 16 kHz 및 192 kHz로 하였으며, 전송율은 1 kbps로 하였다.

Fig. 7에는 실험 해역에서 측정된 채널 전달 특성을 보였다. 이 측정을 위해 약 2 kHz 대역폭을 갖는 0.2 s 길이의 LFM(Linear Frequency Modulation) 신호를 주기적으로 약 1000회 가량 송신하였다. 이 그림은 송수신된 LFM 신호의 상관관계를 이용하여 모델링 한 것으로 다중경로에 따른 영향을 받는 것을 확인할 수 있다. 이는 수면에 반사되어지는 반사파 그리고 바닥에서 반사되어 들어오는 신호들이 있다는 것을 의미한다.

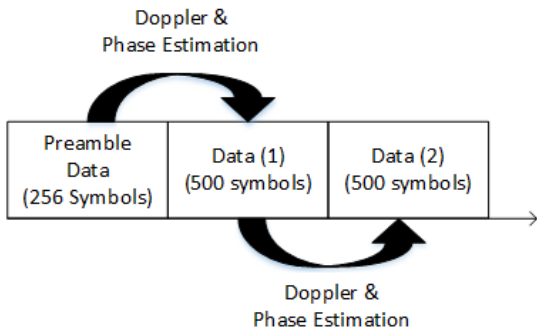


Fig. 4. Frequency and phase offset compensation.

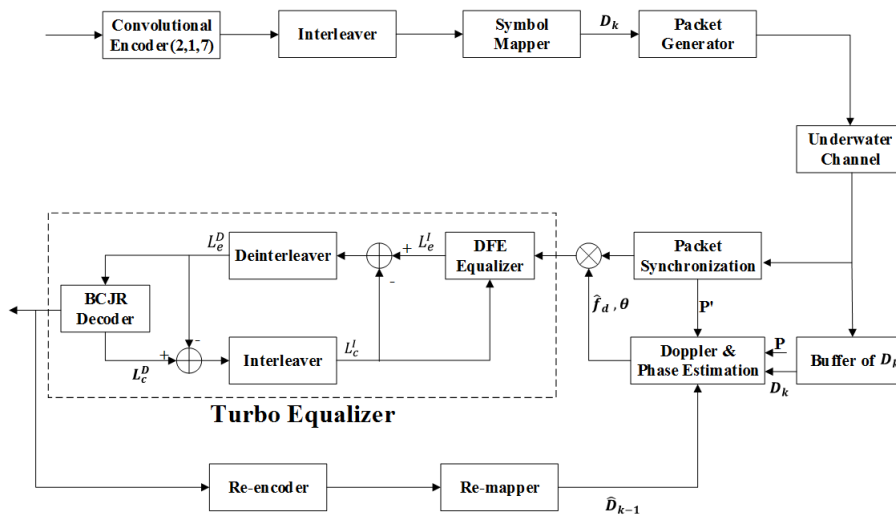


Fig. 5. Proposed high throughput transceiver model.

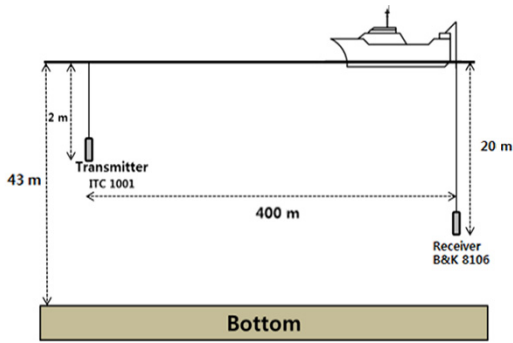


Fig. 6. Environment of oceanic experimentation.

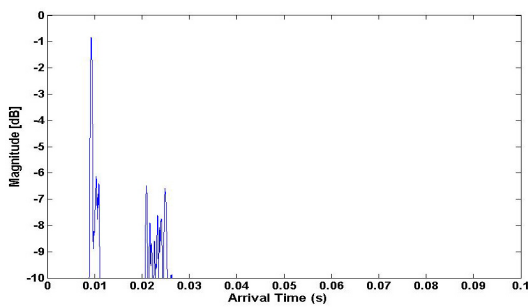


Fig. 7. Delay profile in the distance of 400 m.

Table 1. Parameters of Underwater Acoustic Experiment.

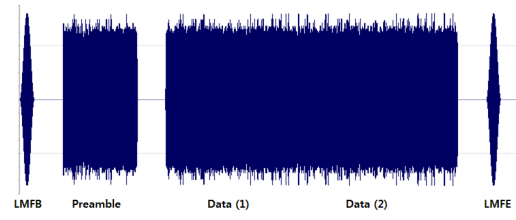
Source	500 bit text
Channel coding	(2,1,7) Convolutional code
Modulation	QPSK
Packet Size (D_k)	500 symbols
Bit rate	1 kbps
Center frequency	16 kHz
Sampling frequency	192 kHz
Distance	400 m
Water depth	43 m
Depth	TX : 2 m, RX : 20 m

4.2 해상 실험 결과

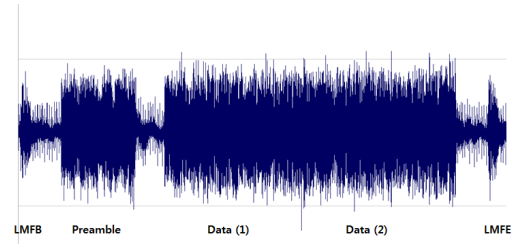
본 논문에서는 Table 1과 같은 파라메타를 이용하여 실제 수중 실험을 하였다. 데이터 속도는 1 kbps, 중심 주파수는 16 kHz, 샘플링 주파수는 12배인 192 kHz를 적용하였다. 컨볼루션 부호화 방식을 적용하였으며, 변조 방식은 QPSK 변조 방식을 적용하였다.

Fig. 2와 같은 패키지 구조를 이용하여 해상 실험을 진행하였으며, 실제 실험에서 송신한 신호와 최종적으로 수신된 신호의 형태는 Fig. 8(a), (b)와 같다.

Fig. 9는 기존 방식과 제안하는 방식의 오류의 수



(a) Transmitted signal



(b) Received signal

Fig. 8. Waveform.

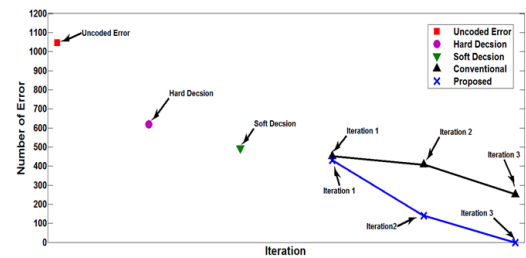


Fig. 9. Number of errors comparison between conventional and proposed model.

를 나타낸다. 수신 신호의 uncoded error는 첫 번째 데이터 패킷(500 심볼)과 두 번째 데이터 패킷(500 심볼)을 합쳐 1047 bit가 발생하였다. 수신 신호를 이용하여 네 가지 종류의 복호 방식에 따른 성능을 분석하였다. 경판정과 연판정 기법을 이용한 비터비 복호기와 기존 방식의 터보 등화기법을 적용한 터보 복호기, 그리고 제안하는 방식의 터보 복호기의 성능을 분석하였다. 경판정 비터비 복호기를 적용하면 619bit의 오류가 발생하였고, 연판정 비터비 복호기를 적용하면 492 bit의 오류가 발생하였다. 기존 방식의 터보 등화기법을 적용한 BCJR 복호기에서 반복 복호를 2회와 3회 하였을 경우 각각 408 bit 오류와 252 bit의 오류가 발생하였다. 제안하는 방식에서 반복 복호를 3회 수행하였을 때 모든 데이터를 오류 없이 복호할 수 있었다. 실험을 통해 제안하는 알고리즘은 시변 채널 환경에서 매우 효과적으로 사용할

수 있음을 알 수 있었다.

V. 결 론

수중 통신 채널은 다중 경로 전달 특성을 가지므로 인접 심볼 간의 간섭 현상에 의해 성능이 크게 저하된다. 또한, 수중에서는 시변 채널에 영향으로 인해 큰 크기의 데이터 전송 중 채널의 변화에 따라 수신 신호의 높은 에러율에 따라 원활한 통신이 이루어지기 힘들다. 이를 극복하기 위해 본 논문에서는 다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR에서 우수한 성능을 보이는 BCJR 복호기와 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기가 결합된 BCJR 등화기 구조에 큰 크기의 데이터를 효율적으로 복호 할 수 있는 방법을 제안하였다. 고 전송률을 달성하기 위해 추정된 채널 정보를 통해 패킷 구조에서 첫 번째 데이터 패킷을 보상해 주고 첫 번째 데이터 패킷을 바탕으로 채널 정보를 추정하여 이를 통해 두 번째 데이터 패킷에 보상하였다. 제안하는 구조를 바탕으로 2014년 5월 초 경북 문경시 경천호에서 실제 수중 실험을 수행하였다. 수중 통신 실험을 통하여 기존 방식과 제안하는 방식의 성능 차이를 확인할 수 있었고, 제안하는 방식을 통해 수신된 심볼의 모든 오류를 정정할 수 있음을 확인하였다. 실험을 통해 제안된 알고리즘은 시변 채널 환경에서 매우 효과적으로 사용할 수 있음을 알 수 있었다.

감사의 글

본 논문은 방위사업청과 국방과학연구소의 지원(계약번호 UD130007DD)으로 수행된 연구결과 중 일부입니다.

References

1. D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry." IEEE J. Oceanic Eng. **25**, 4-27 (2000).
2. M. Stojanovic, J. A. Catipovic, and J. G. Proakis, "Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels." IEEE J. Oceanic Eng. **19**, 100-111 (1994).
3. P. V. Walree, "Channel sounding for acoustic communications: techniques and shallow-water examples." Norwegian Defence Research Establishment (FFI), Tech. Rep., 2011.
4. L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," IEEE Transactions on Information Theory **20**, 284-287 (1974).
5. J. Salz, "Optimum mean-square decision feedback equalization," Bell System Technical Journal **52**, 1341-1373 (1973).
6. K. Berberdis, T. Rontogiannis, and S. Theodoridis, "Efficient block implementation of the LMS-based DFE." DSP 97., 13th International Conference on, 143-146 (1997).
7. M. Tüchler, R. Koetter, and A.C. Singer, "Turbo equalization: principles and new results." IEEE Trans. Communications **50**, 754-767 (2002).
8. R. Koetter, A. C. Singer, and M. Tüchler, "Turbo equalization." IEEE Signal Processing Magazine, 67-80 (2004).
9. S. Tao, L. Xu-Wen, C. Xiao-Ting, "Decision-directed estimation of carrier frequency and phase for burst PSK transmission," IEEE Wireless Communications, 1-4 (2009).

저자 약력

▶ 백 창 욱 (Chang-Uk Baek)



2012년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)
2012년 3월 ~ 2014년 2월: KTE 기술연구소 연구원
2014년 3월 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사과정

▶ 정 지 원 (Ji-Won Jung)



1989년 2월: 성균관대학교 전자공학과 (공학사)
1991년 2월: 성균관대학교 전자공학과 (공학석사)
1995년 2월: 성균관대학교 정보공학과 (공학박사)
1991년 1월 ~ 1992년 2월: LG 정보통신연구소 연구원
1995년 9월 ~ 1996년 8월: 한국통신 위성통신연구실 선임연구원
1997년 3월 ~ 1998년 12월: 한국전자통신연구원 초빙연구원
1996년 9월 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 교수
2001년 8월 ~ 2002년 8월: 캐나다 NSERC Fellowship(Communication Research Center 근무)

▶ 천 승 용 (Seung-Yong Chun)



1988년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)
 1990년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학석사)
 2007년 8월: 한국해양대학교 전파공학과(공학박사)
 1990년 3월~현재: 국방과학연구소 책임연구원
 <관심분야> 소나 탐지, 어레이 신호처리, 수중통신 등

▶ 김 우 식 (Woo-Sik Kim)



1991년 2월: 한국외국어대학교 물리학과(이학사)
 1993년 2월: 한국외국어대학교 물리학과(이학석사)
 2004년 2월: 한국해양대학교 해양공학과(공학박사)
 1993년 3월~현재: 국방과학연구소 책임연구원
 <관심분야> 수중음향, 음향신호처리, 소나시스템 등