

수중음향통신에서 BCJR 기반의 터보 등화기 실험 성능 분석

안태석* · † 정지원

*한국해양대학교, † 한국해양대학교

Experimental Performance Analysis of BCJR-Based Turbo Equalizer in Underwater Acoustic Communication

Tae-Seok Ahn* · † Ji-Won Jung

* Department of radio Communication Engineering, Korea Maritime and Ocean University, Busan 606-791, Korea

† Department of radio Communication Engineering, Korea Maritime and Ocean University, Busan 606-791, Korea

요 약 : 수중 음향 통신은 과거 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. 수중음향통신은 다중경로로 인한 신호간의 간섭으로 성능 및 전송율이 열악한 실정이다. 따라서 다중 경로 전달 환경인 수중음향통신에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR에서도 우수한 성능을 보이는 채널 부호화 기법에 대해 연구하였다. 본 논문에서는 데이터 길이의 가변성이 좋은 BCJR기반 (2,1,7) 컨볼루션 부호를 적용하였으며, 다중 경로 전달로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위해 결정 궤환 등화기가 결합된 터보 등화기 구조를 적용하였다. 문경시 경천호에서의 실제 수중 실험을 통하여 BCJR 기반의 터보 등화 구조가 다른 비터비 복호방식의 경관정, 연관정 기법에 비해 성능이 우수함을 검증하였다. 이러한 BCJR 복호의 성능은 반복횟수는 평균 1회에서 3회 정도에 오류가 정정되고, 복호기 입력단의 오류율이 10^{-1} 이하이면 모두 복호가 가능함을 볼 수 있으며, 16번의 수중통신 실험은 약 83%의 성공률을 획득하였다.

핵심용어 : 수중통신, BCJR, Viterbi, 결정 궤환 등화기, 다중 경로

Abstract : Underwater acoustic communications has been limited use for military purposes in the past. However, the fields of underwater applications expand to detection, submarine and communication in recent. The excessive multipath encountered in underwater acoustic communication channel is creating inter symbol interference, which is limiting factor to achieve a high data rate and bit error rate performance. To improve the performance of a received signal in underwater communication, many researchers have been studied for channel coding scheme with excellent performance at low SNR. In this paper, we applied BCJR decoder based (2,1,7) convolution codes and to compensate for the distorted data induced by the multipath, we applying the turbo equalization method. Through the underwater experiment on the Gyeongcheun lake located in Mungyeong city, we confirmed that turbo equalization structure of BCJR has better performance than hard decision and soft decision of Viterbi decoding. We also confirmed that the error rate of decoder input is less than error rate of 10^{-1} , all the data is decoded. We achieved success rate of 83% through the experiment.

Key words : Underwater communication, BCJR, Viterbi, Decision feedback equalizer, Multipath

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. 수중통신에서 전파는 급격한 감쇠특성을 가지기 때문에 수중에서의 무선통신에는 음파를 이용하여 통신을 하게 된다. 그러나 수중에서는 해양 상태(sea state), 온도, 염분도, 수심 등의 다양한 환경

요소에 따라 음파의 전달이 제한되고 육상 통신에 비해 상대적으로 저주파 대역을 사용하기 때문에 대역폭이 크게 줄어들어 수중음향통신 시스템의 성능 역시 제한적일 수밖에 없다.

이러한 음향 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 수중 음향 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 매우 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 채널이므로, 이를 신뢰성이 있고 올바르게 복

* 정희원, dkdkoop@hanmail.net 051)410-4920

† Corresponding author : 정희원, jwjung@kmou.ac.kr 051)410-4424

조하기 위해서는 여러 특성을 고려한 채널 부호화 방식과 적응 등화기의 기술이 매우 중요하다(Kilfoy D.B, et al, 2000).

이에 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 보정하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기(DFE : Decision Feedback Equalizer)가 결합된 BCJR 등화기 구조를 제안하고, 경북 문경시 경천호에서 실제 수중 실험을 통해 성능을 분석하였다.

2. 수중 통신에서의 반복 기반의 송수신 구조

수중음향통신을 원활하게 하기 위해서는 채널 특성을 결정하는 해수면, 해저, 수신 등의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 한다. 특히 다중 경로는 해면의 시변 산란에 의해 도플러 확산파가 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우하게 된다. 다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 신호 대 잡음비(SNR)에서 우수한 성능을 보이는 부호화 기법인 BCJR(bahl et al, 1974)기반 컨볼루션 부호와 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보정하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기(Berberdis, K et al, 1997; Salz, J, 1973)가 결합된 터보 등화기 구조(Tuchler et al, 2002; Koetter et al, 2004)를 사용하였다. Fig. 1은 본 논문에서 제안하는 BCJR 등화기의 구조이다.

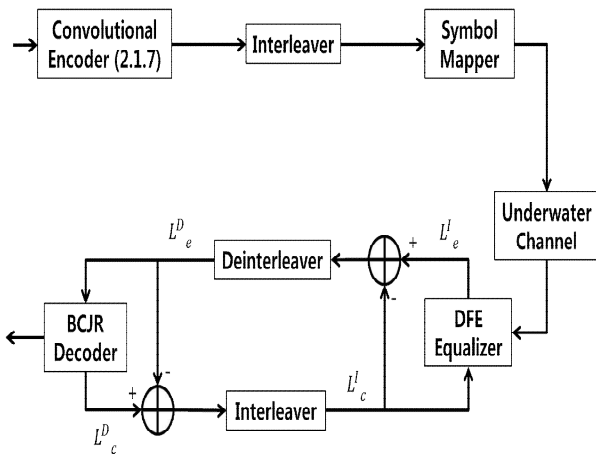


Fig. 1 Model of the BCJR equalization in baseband.

2.1 BCJR 복호 방식

BCJR 복호기에서는 BM(Branch Metric), FSM(Forward State Metric), BSM(Backward State Metric)을 구하기 위하여 입력 값에 따른 출력 값과 함께 변화하는 상태를 나타내는 격자도를 이용한다. BCJR 연산에 있어 유한한 이전상태, 채널 출력, 다음상태가 존재한다. 이전 상태는 s' , 현재 상태는

$s = (x_{j-m}, x_{j-m+1}, \dots, x_j, x_{j+1}, \dots, x_{j+m})$ 로 주어지며, 전송된 신호는 $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, 수신 신호는 $r = (r_1, r_2, \dots, r_n)$ 로 표현하면, 전송 신호 $x_j (j = 1, 2, \dots, n)$ 에 대한 LLR(Log Likelihood Ratio)값은 식 (1)과 같이 나타낸다(bahl et al, 1974).

$$L(u_j) = \max^* [a_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 0 \quad (1)$$

$$- \max^* [a_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 1$$

FSM은 식 (1)에 의해 $a_j(s) = \log p(s_j = s, r_1^j)$ 으로 나타낼 수 있다.

$$a_j(s) = \max^* [a_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s)] \quad (2)$$

BSM은 식 (1)에 의해 $\beta_j(s) = \log p(r_{j+1}^n | s' = s)$ 로 주어진다.

$$\beta_{j-1}(s') = \max^* [\beta_j(s) + \gamma_j(s', s)] \quad (3)$$

BM은 식 (4)와 같다.

$$\gamma_j(s', s) = \log p(s_j = s, r_j | s_{j-1} = s') \quad (4)$$

$$= \log p(r_j | x_j) p(x_j)$$

\max^* 는 식 (5)로 정의된다.

$$\max^*(x, y) = \max(x, y) + \log(1 + e^{|x-y|}) \quad (5)$$

$$\max^*(x, y, z) = \max^*[\max^*(x, y), z]$$

2.2 BCJR 복호기를 이용한 터보 등화기

일반적으로 컨볼루션 부호의 복호방법으로는 경관정 값을 이용하여 복호를 진행하는 비터비 알고리즘이 사용되어지고 있다. 하지만 등화기와와 반복을 통하여 성능을 향상시키기 위해서는 경관정 값이 아닌 연관정 값을 필요로 하게 된다. 이에 연관정을 통하여 등화기에 추정된 값을 업데이트하기 위해서 BCJR 알고리즘을 사용하였다. 터보 등화기는 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 있는데 본 연구에서는 Fig. 1과 같이 결정 궤환 등화기를 갖는 터보 등화기를 고려하였다.

데이터는 부호화율이 1/2이고 구속장 수가 7개인 (2.1.7) 컨볼루션 부호화기 거친 뒤 인터리버, 심벌 매핑 후 변조기를 통과한다. 전송된 심벌은 채널을 통과한 후 백색 가우시안 잡

음이 더해진다. 수신단의 터보 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 인터리버의 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 (6)과 같이 정의할 수 있다.

$$L_e^I[k] = \sum_{i=0}^{N_i-1} c_i[k]y[k-i] - \sum_{j=1}^{N_i} b_j[k]\widehat{L}_e^I[k-j] \quad (6)$$

$c_j[k](j=0,1,\dots,N_{e-1})$ 는 k 시점에서의 피드포워드 랩 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.

$$\begin{aligned} c_j[k+1] &= c_j[k] - \mu e_D[k]y[k-i], \\ b_j[k+1] &= b_j[k] + \mu e_D[k]\widehat{L}_e^I[k-i] \end{aligned} \quad (7)$$

μ 는 수렴상수이고 $e_D[k] = L_e^I - \widehat{L}_e^I[k]$ 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 랩 계수는 다음 식 (8)을 통해 갱신되며, 여기서 $f[k]$ 는 식(9)와 같이 정의된다.

$$c_j[k+1] = c_j[k] - \mu f[k]e_D[k]y[k-i], \quad (8)$$

$$b_j[k+1] = b_j[k] + \mu f[k]e_D[k]\widehat{L}_e^I[k-i],$$

$$f[k] = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn}\{e_D[k]\} = \text{sgn}\{e_s[k]\} \\ 0 & \text{if } \text{sgn}\{e_D[k]\} \neq \text{sgn}\{e_s[k]\} \end{cases} \quad (9)$$

$\text{sgn}\{\cdot\}$ 은 아래와 같이 정의되는 시그넘 함수이며, $e_s[k]$ 는 식 (11)과 같은 Sato 에러이다.

$$\text{sgn}\{x\} = \begin{cases} -1 & \text{when } x < 0 \\ 0 & \text{when } x = 0 \\ +1 & \text{when } x > 0 \end{cases} \quad (10)$$

$$e_s[k] = L_e^I[k]y[k] - \gamma \text{sgn}\{L_e^I[k]\} \quad (11)$$

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 extrinsic 값 L_e^D 은 식 (12)와 같이 구할 수 있다.

$$L_e^D = \log \frac{P(x=+1)}{P(x=-1)} \quad (12)$$

extrinsic 값 L_e^D 는 복호기의 출력 값으로써 사후 확률 값을 계산하여 0 또는 1의 오류 값을 보정 할 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 업데이트하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 BER(Bit Error Ratio) 성능이 향상된다.

2.3 경판정 및 연판정 비터비 복호 방식

컨볼루션 부호화 기법의 복호 알고리즘인 비터비 복호 알고리즘은 최우 추정 방식(maximum likelihood)의 알고리즘으로서 다음과 같은 복호 방식으로 나눌 수 있다.

첫 번째 경판정(Hard decision) 복호 방식으로 비터비 복호기의 구조에서 수신된 신호는 트렐리스도에서 branch codeword와 BM(Branch Metric)을 구한다. 여기서 수신된 신호를 “0” 또는 “1”로 결정하여 해밍거리를 구하여 복호하는 방식이 경판정 방식이다. 그리고 연판정(Soft decision)방식은 수신된 신호를 n 비트 양자화하여 양자화된 branch codeword와의 거리차를 구하는 방식이다(klar, Bernard,2001).

3. 실험 환경

경북 문경시 경천호에서의 실험을 통해 효율적인 복호 방식에 대한 성능을 확인하였다. 실험 시기는 2014년 3월초로 수면 상태는 바람의 의한 영향이 있었으며 송수신기 사이의 거리는 약 400 m로 하였다. 그리고 송신기는 수면 아래 2 m, 수신기는 30 m 아래 위치하였다.

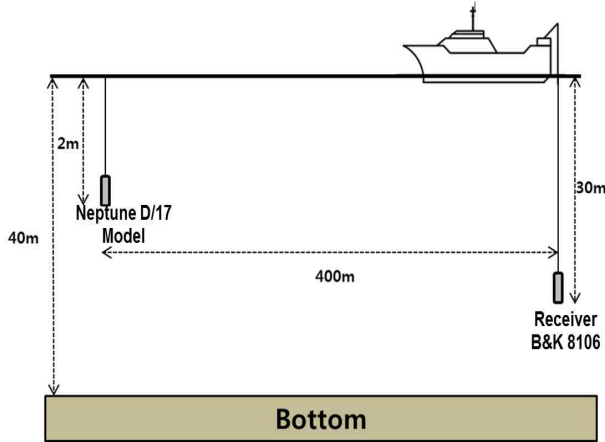


Fig. 2 Experiment environment

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

Table 1 Parameters for experimentation

Source (Text)	Underwater Communication Experiment - DSP & SC Lab. in KMOU	
Convolutional Codes	R = 1/2, K = 472, N = 944	
Modulation (QPSK)	Bit rate	1k bps
	f_c	16k Hz
	f_s	192k Hz
Distance	400m	
Depth	Tx : 2m, Rx : 30m	

Fig 3에서 처음과 끝의 신호는 LFM(Linear Frequency Modulation)이며, 이는 패키지의 시작과 끝을 알리는 신호이며, 두 번째 신호인 훈련(training) 데이터는 수신되는 신호의 정확한 타이밍을 잡기 위해 사용되었으며, 또한 결정 궤환 등화기에서 다중 경로를 추정하기 위해 사용되었다. 그림 3과 같은 패키지 구조를 이용하여 실험을 진행하였다.

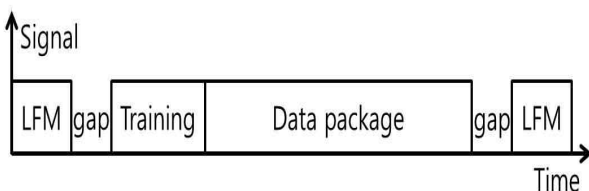


Fig. 3 Packet structure of transmitted signal

4. 실험 결과

4.1 복호 방식별 성능 분석

Fig 4은 실제 수중실험에서 수신 신호가 944비트 중 결정 궤환 등화기 통과 후 99비트의 오류가 발생한 데이터가 비터비 경관정(Hard Decision) 복호 할 경우 69비트, 비터비 연관정(Soft Decision) 복호 할 경우 20비트 오류가 발생하고 BCJR을 이용하여 반복 복호 할 경우 모든 오류가 복호되어 완벽한 신호가 되는 것을 확인할 수 있다.

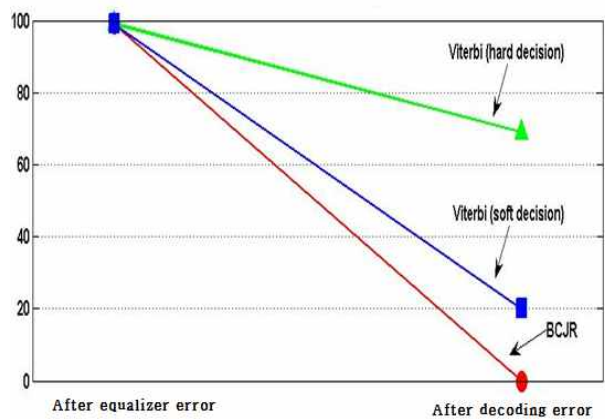


Fig. 4 Performance analysis by decoding scheme

4.2 BCJR 부호기 성능

Table 2 Experimental results of BCJR equalizer

Time	LMS-DFE	BCJR-Eq	iteration
1	1.7×10^{-1}	0	3
2	0.68×10^{-1}	0	1
3	0.21×10^{-1}	0	1
4	1.2×10^{-1}	0.084×10^{-1}	3
5	4.2×10^{-1}	4.68×10^{-1}	3
6	0.14×10^{-1}	0	1
7	0.80×10^{-1}	0	1
8	0.91×10^{-1}	0	1
9	0.84×10^{-1}	0	1
10	0.44×10^{-1}	0	1
11	0.31×10^{-1}	0	1
12	1.2×10^{-1}	0.063×10^{-1}	3
13	0.94×10^{-1}	0	1
14	0.24×10^{-1}	0	1
15	0.14×10^{-1}	0	1
16	1.0×10^{-1}	0	2

Table 2는 컨볼루션 부호 기반의 BCJR 복호기를 이용한 터보 등화 기법 성능을 나타낸다. 표 2에서는 터보 등화 복호 이전의 오류율은 LMS-DFE 출력단에서 오류를 측정 하였으며, 일정한 반복횟수에서 각각의 부호화 방식에 따른 오류율을 나타낸다. 16번의 시도 중 13번이 오류를 완벽히 정정함을 알 수 있다. 반복횟수는 평균 1회에서 3회 정도에 오류가 정정됨을 알 수 있으며, 복호기 입력단의 오류율이 10^{-1} 이하이면 모두 복호 가능함을 알 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위한 비터비 경관정, 비터비 연관정, BCJR 복호기를 비교 분석을 해보았다. 실제 수중 통신 실험에서 수신신호 944비트 중 BCJR을 이용한 복호 방법만이 모든 오류를 복호 할 수 있었다. BCJR 기반의 터보 등화 구조가 다른 비터비 복호방식의 경관정, 연관정 기법에 비해 성능이 우수함을 볼 수 있다.

이러한 BCJR 복호의 성능은 반복횟수는 평균 1회에서 3회 정도에 오류가 정정되고, 복호기 입력단의 오류율이 10^{-1} 이하이면 모두 복호가 가능함을 볼 수 있으며, 16번의 수중통신 실험은 약 83%의 성공률을 획득하였다.

References

- [1] Bahl L., Cocke J., Jelinek F., and Raviv J.(1974), "Optimal Decoding of Linear Codes for minimizing symbol error rate", IEEE Transactions on Information Theory, Vol. IT-20, No. 2, p. 284.
- [2] Berberdis, K., Rontogiannis, T. and Theodoridis S. (1997). "Efficient block implementation of the LMS-based DFE." Digital signal Processing Proceedings, 13th International Conference, Vol. 1. IEEE.
- [3] Kilfoyle, D. B., and Baggeroer, A. B.(2000). "The state of the art in underwater acoustic telemetry." IEEE J. Oceanic Eng. Vol.25, pp. 4-27.
- [4] klar, Bernard(2001). "Digital communications." Vol. 1099. New Jersey: Prentice Hall PTR., pp. 396-399.
- [5] Koetter, Ralf, Andrew C. Singer, and Tuchler, M(2004). "Turbo equalization." Signal Processing Magazine, IEEE 21.1 : pp. 67-80.
- [6] Salz, J(1973). "Optimum Mean Square Decision Feedback Equalization." Bell System Technical Journal 52.8 : 1341-1373.
- [7] Tuchler, Michael, Ralf, Koetter, and Andrew C.

Singer(2002). "Turbo equalization: principles and new results." IEEE Trans. Communications, Vol. 50, No. 5, pp. 754-767.

Received 9 April 2015

Revised 3 July 2015

Accepted 3 August 2015