
수중 다중경로 채널에서 효과적인 채널추정을 위한 비트 분리 방법

김민혁* · 박태두** · 김철승** · 정지원** · 천승용*** · 손권***

Bit Split Method for Efficient Channel Estimation in UWA Channel

Min-hyuk Kim* · Tae-doo Park** · Chul-seung Kim** · Ji-won Jung** · Chun-seung Yong*** · Kwon Sohn***

본연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원(계약번호UD100002KD), 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업(NIPA-2009-C1090-0903-0007)의 연구결과로 수행되었음.

요 약

수중에서의 통신은 해수면과 해저면 등에 의한 신호의 반사에 의해 발생한 다중경로 현상으로 신호가 왜곡되어 원활한 통신이 어렵다. 본 논문에서는 다중경로에 의해 왜곡된 수신신호로부터 채널 복호기에 입력되는 신호를 최대한 정확하게 추정하기 위하여 최대값, 평균값, LLR 방법을 이용하여 수신된 신호를 분리하는 방법을 제안한다. 채널 부호화 방법으로는 DVB-S2 규격의 LDPC(N Size=16000)를 적용하여 각각의 방법에 따른 성능을 확인하였다. 시뮬레이션 결과 제안한 기법 중 LLR을 이용한 방법이 가장 우수한 성능을 보이는 것을 확인 할 수 있다.

ABSTRACT

Underwater acoustic(UWA) communication has multipath error because of reflection by sea-level and sea-bottom. The multipath of UWA channel causes signal distortion and error floor. In this paper, we proposed split input bits of channel decoder using method of maximum value, average value, LLR value for optimal estimation. Channel coding method is LDPC(N size=16000) standard in DVB-S2. As shown in simulation results, the performance of LLR value method is better than other methods.

키워드

수중 음향 통신(UWA), 저밀도 패리티 검사 코드, 다중 경로, LLR

Key word

Underwater acoustic(UWA) communication, LDPC code, Multipath, LLR

* 한국해양대학교 (hyuk6030@hhu.ac.kr)
** 한국해양대학교
*** 국방과학연구소

접수일자 : 2010. 06. 11
심사완료일자 : 2010. 07. 05

I. 서 론

수중 음향 통신 시스템은 과거 군사적 목적을 위해 제한적으로 사용되었다. 수중 음원 탐지나 수중 운동체 추적, 잠수함등과의 통신을 위해 주로 연구되었으나 해양에 관한 관심이 고조되고, 해양 탐사나 해저 자원 탐사가 활발해지면서 그 활용분야가 확대되었다. 하지만 국내의 기술 수준은 해양산업기술의 수요 부족으로 인하여 수중통신 시스템의 개발은 미미한 수준이다. 음성 채널의 경우 전달 과정에서 흡수, 잔향 및 다중경로 등에 의해 크게 왜곡되며, 수중에서 고속 데이터 전송을 위하여 수중 음향 통신 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 매우 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 채널이므로, 신뢰성이 강한 채널코딩 방식의 적용이 필수적이다.[1][2][3]

본 논문에서는 무선통신시스템에서 사용되고 있는 여러 가지 채널 부호들 중 반복부호방식의 대표적인 LDPC (Low Density Parity Check) 부호를 채널 코딩방식으로 사용하였다. 본 논문에서 적용한 LDPC 부호는 N Size=16000인 DVB-S2 규격이다. 아울러 본 논문에서는 다중경로에 의해 왜곡된 수신신호로부터 채널 복호기에 입력되는 신호를 최대한 정확하게 추정하기 위하여 최대값, 평균값, LLR(Log Likelihood Ratio) 방법을 이용하여 수신된 신호를 분리하는 방법을 제안하였다.

II. 수중 채널 모델링

본 논문에서는 국립수산과학원 4월 수온 자료를 이용

하여 SVP (Sound Velocity Profile)를 얻었다.[4] 이 자료를 Ray theory를 이용하여 수중통신채널을 시뮬레이션 하였다.

2.1 수중채널환경

실험위치는 그림1에 나타나있는 것과 같이 진해 앞바다로 설정하였다.

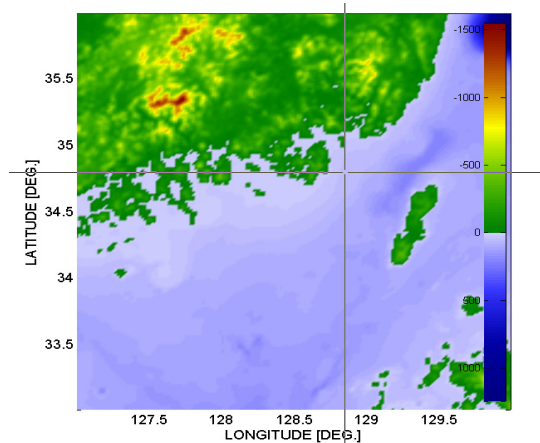


그림 1. 수중 채널 환경 실험 위치

Fig 1. Location of underwater channel environment

그림 2는 본 논문에서 사용한 송수신단의 위치와 거리, SVP를 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 송수신단은 수심 49m에 위치해 있고 송수신단 사이의 거리는 1Km로 설정하였다.

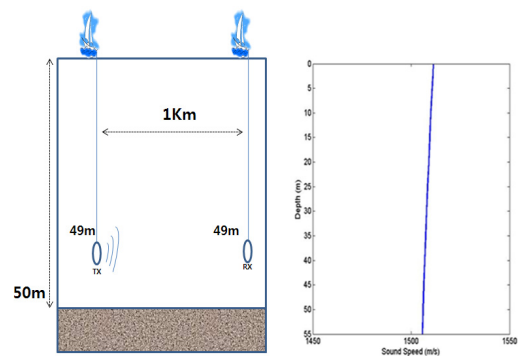


그림 2. SVP와 송수신단의 위치 및 거리
Fig. 2 Location and distance of SVP and transmitter/receiver

2.2 수중채널모델링

그림 3은 본 논문에서 사용한 수중 채널에서의 delay profile을 나타내고 있다. 그림 2의 SVP를 이용하여 시뮬레이션 한 결과로써 그림에서 보는 바와 같이 4개의 다중경로가 생기는 것을 확인할 수 있다.

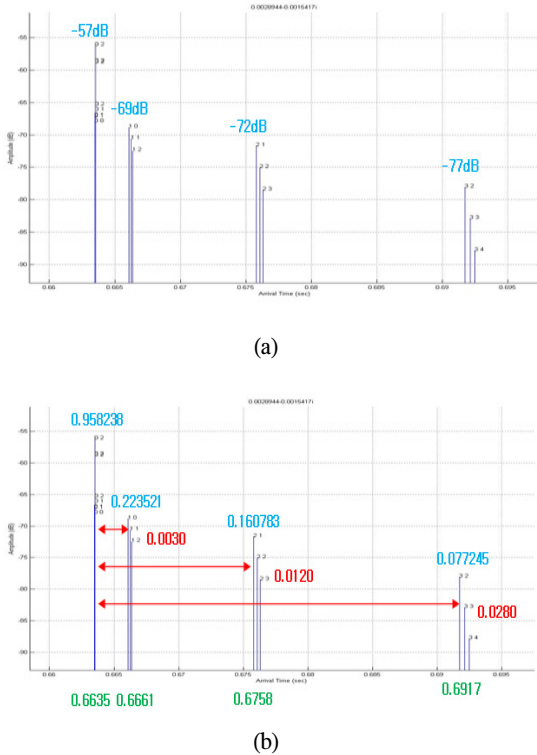


그림 3. 수중 채널에서의 delay profile
 (a) 시간에 따른 신호 지연 그래프
 (b) 정규화 된 신호의 지연 그래프
 Fig. 3 Delay profile in underwater channel
 (a) Delay profile (b) normalization of delay profile

그림 3의 (a)에서와 같이 시뮬레이션 하여 얻어진 delay profile을 아래의 식 (1)을 이용하면 그림 3의 (b)와 같은 정규화 된 delay profile을 얻을 수 있다.

$$20\log x_i = X_i [dB]$$

$$x_i = \sqrt{\frac{(x_i)^2}{\sum_i (x_i)^2}} \quad (1)$$

여기서 X_i 는 신호레벨[dB]를 나타내고, x_i 는 정규화된 신호레벨을 나타낸다.

본 논문에서 사용된 수중채널 모델은 참고문헌 [4]를 이용하여 시간영역에서 시뮬레이션 한 것으로, 실제 수중에서 측정된 데이터를 직접 시뮬레이션 한 게 아니라, 실측 데이터 값 즉, 깊이에 따른 음속 분포 등의 수온 자료를 Ray 모델의 입력 파라메타로 하여 수중통신 채널을 시뮬레이션 하였다. 이러한 수중채널 모델은 참고문헌 [5]의 수식을 사용하여 모델링 되었다.

III. 수중채널에 고려되어지는 채널코딩

채널코딩이란 정보를 전송하는 과정에서 다양한 채널 오류(noise, fading, jamming 등)를 검출하고 정정하여 통신 능력을 향상시키는 부호화 기법이라 정의할 수 있다. 이는 정확한 정보를 송수신해야 하는 디지털 통신체계에서는 필수 불가결한 요소이다. 일반적인 채널 코딩의 목적은 대역폭을 더 사용하게 되지만 이를 통해 비트 오류 확률을 감소시키거나 요구되는 전력을 감소시키는데 목적이 있다. 초기에 채널 코딩은 일반적으로 BCH 부호, RS 부호등과 같은 블록부호(block coding)와 길쌈부호(convolutional coding)가 대표된다. 일반적으로 수중통신과 같은 열악한 채널환경에서 부호의 성능을 향상시키고자 할 때에는 유효한 부호 길이를 증가시켜야 하는데 이 방법은 부호화 이득 면에서 유리하지만 부호화 및 복호화 과정이 훨씬 복잡해지고 구현하기가 어려워지는 단점을 갖고 있다.

이러한 문제점을 극복하기위해 Frouney에 의해 도입된 길쌈부호와 블록부호를 결합시킨 연결부호는 높은 부호이득을 얻을 수 있으며, 부호 길이를 길게 하는 효과를 주기 때문에 초기에의 수중통신에서 각광을 받고 있는 채널코딩 기법이였다. 그러나 연결부호 역시 성능에 있어서 Shannon's limit와 다소 큰 격차를 보이고 있으며 Shannon's limit에 근접한 성능을 나타내는 터보부호가 1993년 Berrou등에 의해 발표되었다. 터보부호는 복호기가 아주 복잡하며, 직렬로 연결되는 구조이기 때문에 복호 속도가 저하되어 고속을 요하는 통신시스템에서의 적용은 어려운 실정에서 1996년 T.Richardson에 의해 재정립된 LDPC 부호의 관심이 집중되었으며, 이

는 터보 부호의 복호 속도 문제를 해결할 뿐만 아니라, 성능 역시 Shannon's limit에 가장 근접한 방식으로 최근 각광을 받고 있다. 터보부호의 복호기 복잡도와는 달리 LDPC 부호는 부호기의 복잡도를 가지고 있으며, 부호기 구성을 단순화 하는 많은 연구가 진행되고 있다.[6] 따라서 본 논문에서는 지상 무선, 위성통신시스템 등에서 널리 적용되고 있는 DVB-S2 규격의 LDPC 부호를 적용하였다.

LDPC 복호기는 전송된 심볼을 비트 노드와 체크 노드에서 각각의 확률 값을 구하여 반복을 통해 전송된 비트를 결정하는 것이다. LDPC 부호의 복호 순서는 그림 4와 같이 수신 비트에 채널 추정 값을 구하는 초기화 과정, check node 확률을 구하는 CNU(Check Node Update), 비트 확률을 구하는 BNU(Bit Node Update)의 다음 세 가지 단계를 거쳐 복호하게 된다.

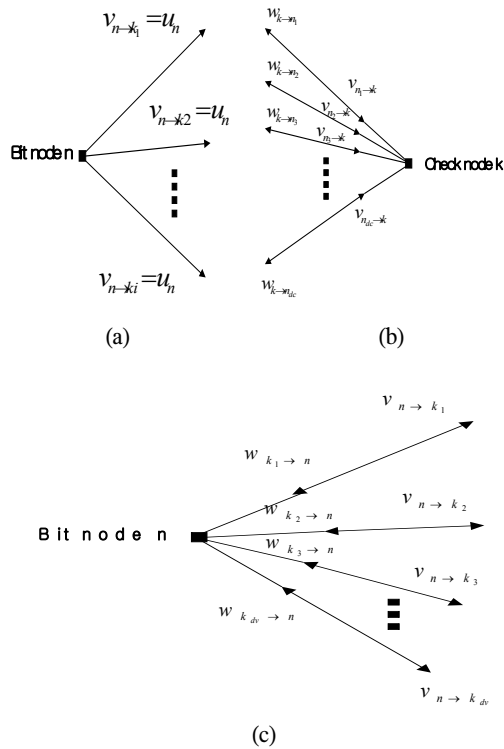


그림 4. LDPC의 복호 과정 : (a) 초기화 과정
 (b) Check Node Update (c) Bit Node Update
 Fig. 4 Decoding process of LDPC : (a) Initialize
 (b) Check Node Update (c) Bit Node Update

1) 초기화

$$u_n = -L_c \cdot r_n \left(L_c = \frac{2}{\sigma^2} \right), n = (0, 1, \dots, N-1) \quad (2)$$

식 (2)에서 보는 바와 같이 수신비트에다가 채널 추정 값을 구하여 비트 노드를 결정한다. 여기서 N은 codeword의 크기이고 σ 는 가우시안 잡음의 편차이다.

2) Check Node Update (CNU)

그림 4(b)에서 보는 것과 같이, 비트 노드로부터 체크 노드 k로 들어오는 dc개의 메시지를 $v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{dc} \rightarrow k}$ 라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를 $w_{k \rightarrow n_1}, w_{k \rightarrow n_2}, \dots, w_{k \rightarrow n_{dc}}$ 하자. 그렇다고 하면 체크 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식 (3)과 같이 표현된다.

$$w_{k \rightarrow n_i} = g(v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{i-1} \rightarrow k}, v_{n_{i+1} \rightarrow k}, \dots, v_{n_{dc} \rightarrow k}) \quad (3)$$

$$g(a, b) = \text{sign}(a) \times \text{sign}(b) \times \min(|a|, |b|) + LUT_g(a, b),$$

$$LUT_g(a, b) = \log(1 + e^{-|a+b|}) - \log(1 + e^{-|a-b|}) \text{ 이다.}$$

$LUT_g(\cdot)$ 함수는 look up table로 구현 가능하다.

3) Bit Node Update (BNU)

그림 4(c)에서 보는 것과 같이, 체크 노드로부터 비트 노드 n으로 들어오는 dv개의 메시지를 $w_{k_1 \rightarrow n}, w_{k_2 \rightarrow n}, \dots, w_{k_{dv} \rightarrow n}$ 라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를 $v_{n \rightarrow k_1}, v_{n \rightarrow k_2}, \dots, v_{n \rightarrow k_{dv}}$ 하자. 비트 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식 (4)과 같이 계산할 수 있다.

$$v_{n \rightarrow k_i} = u_n + \sum_{j \neq i} w_{k_j \rightarrow n} \quad (4)$$

현재 DVB-S2 규격에서는 HNS(Hughes Network Systems)사에서 제안한 LDPC 부호화 알고리즘이 채택되고 있다.

IV. 비트 분리 방법

본 논문에서는 채널 코딩 방법으로 DVB-S2 (N=16200) 규격의 LDPC 코드를 사용하였으며 채널 복호기에 입력되는 신호를 분리하기 위한 방법으로 최대값, 평균값, LLR 방법을 사용하였다.

3.1 최대값 방법

최대값 방법은 샘플링 된 구간에서의 모든 값들을 절대값을 취하여 제일 큰 값으로 decision 한다.

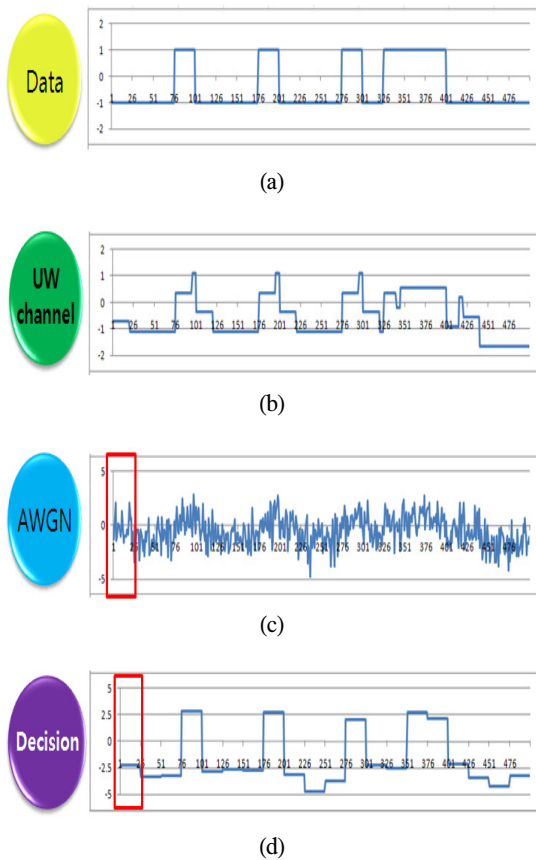


그림 5. 비트 분리 방법의 예
 (a) 송신신호 (b) 수중 채널을 거친 후의 신호
 (c) AWGN이 더해진 신호 (d) 비트 분리된 신호
 Fig. 5 Example of bits split method
 (a) Transmit signal (b) signal of underwater channel
 (c) Additive AWGN signal (d) Bits split signal

예를 들어 샘플링 주파수가 1kHz이고 데이터 전송률이 400bps일 때 송신신호 1bit 당 26bits의 샘플링 데이터가 발생하게 된다. 그림 5의 (a) 같이 data가 수중채널을 거치게 되면 그림 5의 (b)와 같이 신호가 일그러지게 된다. 또 AWGN이 더해지게 되면 그림 5의 (c)와 같이 잡음이 섞인 신호가 된다. 여기서 그림 5의 (d)와 같이 비트 분리를 하게 되는데 샘플링 된 26bit를 한 구간으로 잡아 모든 data에 절대값을 취하여 그 값 중 최대값을 선택하여 그 값으로 샘플링 된 구간을 비트 분리를 한다.

3.2 평균값 방법

평균값 방법은 앞서 말한 것과 같이 샘플링 된 구간의 모든 데이터들의 평균을 이용하여 비트 분리를 한다. 비트 분리를 하기 전까지의 과정은 최대값 방법과 동일하나 비트 분리를 할 때 각각의 data들을 모두 더한 후 샘플링 된 bit 개수로 나누어 평균을 구한 후 그 평균값으로 비트 분리를 하게 된다.

3.3 LLR 방법

본 논문에서 제안한 LLR 방법은 다중경로에 의해서 중첩되어 들어오는 수신신호를 각 시점에 맞게 LLR 값을 분리하여 비트 분리를 한다. 그림 3과 같이 각각의 수신신호는 시간이 지연 되어 수신되는데 이럴 경우 비트 분리를 하게 되면 시점이 맞지 않아서 정확한 결과를 얻을 수가 없다. 따라서 본 논문에서는 수신되는 신호의 LLR값을 모두 분리하여서 각 시점에 맞게끔 비트 분리를 하는 방법을 사용하였다.

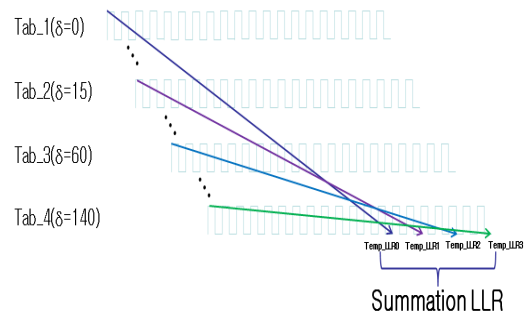


그림 6. LLR값을 이용하는 비트 분리 방법
 Fig. 6 Bits split method using LLR value

그림 6에서 보는 것과 같이 4개의 경로를 통해서 수신되는 신호의 LLR값을 각각 분리하여서 각 시점에 맞는 LLR값을 모두 더한 후 비트 분리를 수행하게 된다. LLR값을 이용하여 수신된 신호 r_t 를 N개의 비트로 분리하는 방법은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

수신된 신호 r_t 는 식(5)와 같이 나타낼 수 있고,

$$r_t = \sum_{i=0}^n C_{i,t} + \eta_t \quad (5)$$

$$= C_{1,t} + C_{2,t} + \dots + C_{n,t} + \eta_t$$

같은 시간 관점에서 t를 없애면 수신된 신호 r는

$$r = C_1 + C_2 + \dots + C_n + \eta \quad (6)$$

식(6)으로 나타낼 수 있다. 다중경로에 의한 탭개수가 N개 이면 N개의 LLR을 합하여서 최종적인 LLR을 decision 할 수 있다.

각 각의 탭에서의 데이터를 분리하기 위한 log-likelihood computation은 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$TempLLR = \log \frac{\sum_{c:c=f(b), b_i=1} \Pr[r_1, \dots, r_m | c]}{\sum_{c:c=f(b), b_i=0} \Pr[r_1, \dots, r_m | c]} \quad (7)$$

$c = (c_1, c_2, \dots, c_n)$ 로부터 독립적으로 주어진 수신호 r_j 로부터 $\Pr[r_1, \dots, r_m | c] = \prod_{j=1}^m \Pr[r_j | c]$ 이므로 식(7)은 다시 식(8)로 나타낼 수 있다.[7]

$$TempLLR = \log \frac{\sum_{c:c=f(b), b_i=1} \exp\left(-\left|r_j - \sum_{i=1}^n c_i\right|^2\right)}{\sum_{c:c=f(b), b_i=0} \exp\left(-\left|r_j - \sum_{i=1}^n c_i\right|^2\right)} \quad (8)$$

따라서 최종적인 LLR을 구하기 위한 식은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$LLR = \sum_{i=0}^N TempLLR[i] \quad (9)$$

V. 시뮬레이션

수중통신 채널에서 비트 분리 방법에 따른 성능을 확인하기 위한 시뮬레이션 환경은 송신단은 수심 49m, 수신단은 수심 49m, 송수신단의 거리는 1km로 하여 Ray model로 시뮬레이션 된 4-path 수중 채널 모델을 사용하였다.

시뮬레이션에서 사용한 채널코딩기법은 DVB-S2 규격의 LDPC(N Size=16000)를 사용하였다.

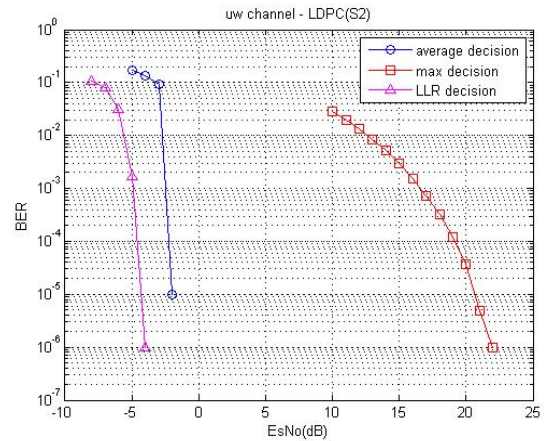


그림 7. 비트 분리 방법에 따른 성능
Fig. 7 Performance by bits split method

그림 7은 비트 분리 방법에 따른 성능을 나타낸 것이다. 그림과 같이 각 방법의 성능은 평균값 방법이 최대값 방법보다 약 24dB 정도 좋고 LLR 방법이 평균값 방법보다 약 2dB 정도 좋았다.

VI. 결론

본 논문에서는 다중경로에 의해 수신된 신호로부터 최대값, 평균값, LLR 방법을 이용하여 채널 복호기에 입력되는 수신된 신호를 분리하는 방법을 제안하였다. 논문에서 쓰인 채널코딩 방법으로는 DVB-S2(N Size=16000) 규격의 LDPC 코드를 사용하였다.

시뮬레이션 결과에서 확인 할 수 있는 것처럼 최대값을 이용한 방법보다 평균값을 이용한 방법이 약 24dB 정

도 성능이 좋았고 평균값을 이용한 방법보다 LLR 값을 이용한 방법이 약 2dB정도 성능이 더 좋았다.

최대값을 이용한 방법보다 평균값을 이용한 방법의 성능이 더 좋은 이유는 평균값 방법을 이용하면 잡음의 분산이 거의 0으로 되기 때문에 그 만큼의 성능열화가 없기 때문이다.

LLR 값을 이용한 방법이 성능이 가장 좋은 이유는 최대값이나 평균값과 같이 근사값을 이용한 decision이 아닌 다중 경로에 의해 시간차가 생겨서 수신되는 data 각각의 LLR을 분리한 후 각 시점에 맞는 LLR 값들끼리 합하여 보다 정확한 비트 분리를 하기 때문이다.

참고문헌

- [1] M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. Proakis, "Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels.", *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 19, no. 1, pp.100-111, Jan. 1994.
- [2] M. Stojanovic, "Recent advances in high-speed underereater acoustic communications", *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 21, no. 2, pp.125-136, Apr. 1996.
- [3] G. J. Foschini, Jr. and M. j. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when wsing multiple antenas," *Wireless Personal Communication*, Mar. 1998.
- [4] 정진우, 김락훈, 심태보, 김성일, "수중통신 채널에서 적응변조기법을 적용한 STBC 시스템의 성능분석", *수중음향학 학술발표회 논문집*, 22회, 2007.8
- [5] F.B. Jensen, W.A. Kuperman, M.B.Porter, and H.Schmidt, *Computational Ocean Acoustic*, AIP Press
- [6] T. Richardson and R. Urbanke, "Efficient Encoding of Low-Density Parity Check Codes", *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 47, pp.638-656, Feb. 2001.
- [7] G. J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela, P.W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 17, no.11, p. 1841-52, Nov. 1999.

저자소개



김민혁(Min-Hyuk Kim)

2006년 2월: 한국해양대학교 전과 공학과 (공학사)

2008년 2월: 한국해양대학교 전과 공학과 (공학석사)

2008년 3월~현재: 한국해양대학교 전과공학과 박사과정

※관심분야: 위성통신, 이동통신, 변·복조 기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등



박태두(Tae-Doo Park)

2008년 2월: 한국해양대학교 전과공학과 (공학사)

2010년 2월: 한국해양대학교 전과 공학과 (공학석사)

2010년 3월~현재: 한국해양대학교 전과공학과 박사과정

※관심분야: 위성통신, 이동통신, 변·복조 기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등



김철승(Chul-Seung Kim)

2008년 2월: 한국해양대학교 전과공학과 (공학사)

2008년 3월~현재: 한국해양대학교 전과공학과 석사과정

※관심분야: 위성통신, 이동통신, 변·복조 기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등



정지원(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 초빙
연구원
1996년 9월 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과
정교수
2001년 8월 ~ 2002년 8월 : 캐나다 NSERC Fellowship
(Communication Research Center 근무)
※ 관심분야: 위성통신, 이동통신, 변·복조 기술, 채널
코딩, FPGA 기술 등



천승용(Seung-Young Chun)

1988년 2월: 경북대학교
전자공학과 (공학사)
1990년 2월: 경북대학교
전자공학과 (석사)

2007년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (박사)
1990년 3월 ~ 현재: 국방과학연구소 선임연구원
※ 관심분야: Sonar 신호처리, 수중음향 등

손권(Kwon Son)

1991년 3월 ~ 현재: 국방과학연구소
선임연구원

※ 관심분야: Sonar 신호처리, 수중음향 등