

수중음향통신에서 효율적인 패킷 설계에 관한 연구

박태두* · † 정지원

* 한국해양대학교 전파공학과 대학원, † 한국해양대학교 전파공학과 정교수

A Study on Efficient Packet Design for Underwater Acoustic Communication

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 전달현상이 발생한다. 이러한 다중경로 전달의 영향으로 신호는 왜곡되고 원활한 수신을 방해하게 된다. 본 논문에서는 이러한 다중경로 환경에서 효율적인 패킷 설계를 위하여 채널 부호화 기법으로는 부호화 후의 크기 $N = 1944$ 비트, 전송하고자 하는 데이터의 크기 $K = 972$ 비트를 가지는 부호화율 $1/2$ 인 LDPC(Low Density Parity Check codes) 부호를 이용하였으며, 다중경로로 인한 위상 오차 추정은 decision directed 방식을 이용하여 위상 추정을 하였다. 실제 동해 바다에서 송수신 거리가 200m, 500m 그리고 데이터 속도를 1Kbps, 4Kbps로 설정하여 각 거리 및 데이터 속도에 따른 QEF(Quasi Error Free)가 되는 지점에서의 최적의 패킷 구성을 위한 데이터 길이를 제시하였다.

핵심어 : 수중채널, 위상 추정 알고리즘, LDPC 부호, QEF, 수중음향통신

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 this paper, in order to design an efficient packet structure, we employ channel coding scheme and phase recovery algorithm. For channel coding scheme, half rate LDPC channel coding scheme with $N=1944$ and $K=972$ was used. Also, decision directed phase recovery was used for correcting phase offset induced by multipath. Based on these algorithms, we propose length of data for optimal packet structure in the environment of oceanic experimentation.

Key words : underwater channel, phase tracking algorithm, ldpc code, qef, underwater acoustic communication

1. 서 론

수중 음향 통신 시스템은 과거 군사적 목적을 위해 제한적으로 사용되었다. 수중 음원 탐지나 수중 운동체 추정, 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.

수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에 수중에서의 무선통신에는 음파를 이용하여 통신을 하게 된다. 이러한 이유로 수중에서의 무선통신 시스템 연구는 수중음향학과 통신기술의 복합기술로 연구가 이루어지는 분야이다. 음향 채널의 경우 전달 과정에서 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 확산파가 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, 수신단에서의 신뢰성을 향상시키기 위해서는 송신단에서 ISI, 다중경로 페이딩, 시간 지연 등 여러 특성을 고려한 채널 부호화 방식과 결합된 효율적인 패킷 설계가 매우 중요하다[1][2][3].

본 논문에서는 효율적인 패킷 설계를 위해 부호화 후의 크기 $N = 1944$ 비트, 전송하고자 하는 데이터의 크기 $K = 972$ 비트를 가지는 부호화율 $1/2$ 인 LDPC부호를 이용하여 데이터 부분을 설계하였다[4]. 패킷의 구성은 패킷의 시작점을 알리는 LFM(Linear Frequency Modulation) 신호, 데이터의 시작점을 알 수 있는 동기(sync) 신호, 위상 오차를 추정하기 위한 preamble 신호, 그리고 LDPC 부호화된 데이터 신호 부분으로 구성하여 실제 동해 해상 실험을 토대로 송수신간의 거리를 200m, 500m로 설정하였고, 데이터 속도를 1Kbps, 4Kbps로 하여 전송하였다. Preamble 신호를 이용하여 다중경로로 인한 위상 오프셋을 추정 하였으며, 위상 추정 방식은

† 교신저자 : 외부심사위원, jwjung@hhu.ac.kr 010)9319-4425

* 정희원, bokddori@hhu.ac.kr 010)4763-8588

위의 네 식을 모두 더하면,

$$p_0 = \sum_{i=0}^{m_b-1} \sum_{j=0}^{k_b-1} h_{i,j} m_j = \sum_{i=0}^{m_b-1} \lambda_i, \quad \lambda_i = \sum_{j=0}^{k_b-1} h_{i,j} m_j \quad (4)$$

을 얻을 수 있다. p_0 을 구하면, p_1 부터는 식 (5)로 구할 수 있다.

$$p_1 = \lambda_0 + \prod_1 p_0, \quad p_{i+1} = \lambda_i + p_i (i \neq 0, x, m_b - 1), \quad (5)$$

$$p_{i+1} = \lambda_i + p_i + p_0 (i = x), \quad p_{m_b-1} = \lambda_{m_b-1} + \prod_1 p_0$$

식 (1)의 부호화된 비트가 전송되면 LDPC 복호기는 전송된 심볼을 비트 노드와 체크 노드에서 각각의 확률 값을 구하여 반복을 통해 전송된 비트를 결정하는 것이다. LDPC 부호의 복호 순서는 수신 비트에 채널 추정 값을 구하는 초기화 과정, check node 확률을 구하는 CNU(Check Node Update), 비트 확률을 구하는 BNU(Bit Node Update)의 단계를 거쳐 BNU와 CNU의 belief propagation을 통해 반복함으로써 성능을 향상시킨다.

2.2 위상 추정을 위한 decision directed 복조기

기저 대역 신호에 반송파를 실어서 보내게 되면 수신측에서는 기저 대역 신호를 복원하기 위해서 반송파 신호를 제거할 필요가 있다. 따라서 동기 회로에서는 수신된 반송파의 위상과 자체 국부 발진기에서 재생된 신호와의 위상과의 차이인 위상 지터(jitter)를 최소화하는 것을 목표로 한다. 전송 효율을 극대화하기 위해서는 반송파 복원을 지원하는 preamble 데이터의 수를 가능한 한 작게 유지해야 하므로 빠르게 반송파를 포착할 수 있는 알고리즘이 요구된다. 그래서 본 논문에서는 반송파 포착 성능 및 추정 성능을 개선함으로써 데이터 전송효율을 증가시킬 수 있는 DD (Decision-Directed) 방식을 사용하였고[7], 이의 구조는 그림 3에 나타내었다. f 은 적분기를 통한 decision을 나타내고, *은 복소수의 conjugate를 나타낸다.

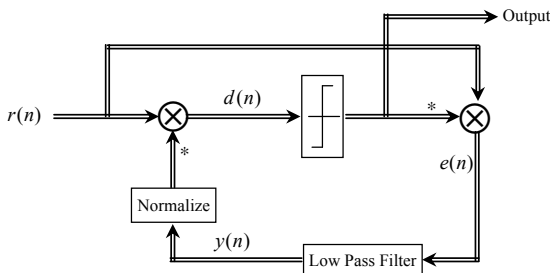


Fig. 3 DD-CPR structure

QPSK 수신신호는 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$r(n) = (a_n + jb_n) \times e^{-j\theta} + \eta(n) \quad (6)$$

여기서 a_n, b_n 은 각각 I 채널, Q 채널의 데이터열 ($\in \{1, -1\}$)이고, $e^{-j\theta}$ 는 채널상에서 부가된 잡음이고, $\eta(n)$ 은

가우시안 잡음이다. 채널상에서 부가된 잡음을 제거하기 위하여 LPF(Low Pass Filter)에서 출력되는 보정된 위상 잡음 신호를 Normalize하고 conjugate하여, 그 신호 $e^{j\hat{\theta}}$ 를 곱하면 식 (7)과 같다.

$$d(n) = \{(a_n + jb_n) \times e^{-j\theta} + \eta(n)\} \times e^{j\hat{\theta}} \quad (7)$$

식 (5)의 신호를 decision이 항상 정확하다고 가정하면, $e(n)$ 은 식 (8)과 같다.

$$e(n) = \{(a_n + jb_n) \times e^{-j\theta} + \eta(n)\} \times (a_n - jb_n) \quad (8)$$

비트 에너지와 잡음의 비율인 E_b/N_0 를 높게 주면 가우시안 잡음은 거의 무시할 수 있으므로, 해석을 용이하게 할 수 있다. 그러므로 용이한 해석을 위해서 $\eta(n)$ 을 무시하면, 식 (8)은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$e(n) = \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)} \times e^{-j\theta} \quad (9)$$

식 (9)에서 얻은 잡음 신호의 진폭을 무시하고 AR(Auto-Regressive) LPF에 입력하면 식 (10)을 만족한다.

$$y(n) = \beta \times y(n-1) + (1-\beta) \times e^{-j\theta} \quad (10)$$

여기서 β 는 LPF의 파라미터이고 1보다 작은 값을 가진다.

3. 해상 실험 환경

그림 4와 같은 환경에서 실제 해상실험을 수행하였다. 송신기로는 ITC-1001을 사용하였고 수신기로는 8103을 사용하였다. 이 때 preamble 구간의 길이는 24 비트로 하였고 실험은 강원도 동해시 인근 해상에서 수행되었다. 실험 시기는 2011년 6월말로 해상상태는 파도가 소량 있었으며 송수신기 사이의 거리는 최대 500 m로 하였다. 배는 표류를 하였기 때문에 해류의 영향으로 송수신기 거리에 오차가 발생한다. 이렇게 오차가 발생하면 신호가 가까워지거나 멀어지기 때문에 신호가 늘어지거나 줄어드는 현상이 생기게 된다. 그리고 송신기는 수면 아래 40 m, 수신기는 100 m 아래 위치하였다. 반송파 주파수와 샘플링 주파수는 각각 16 kHz 및 96 kHz로 하였으며, 전송율은 1 Kbps, 4Kbps로 하였다.

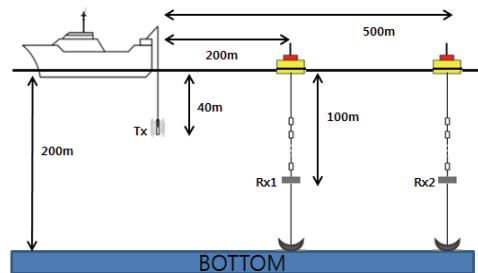
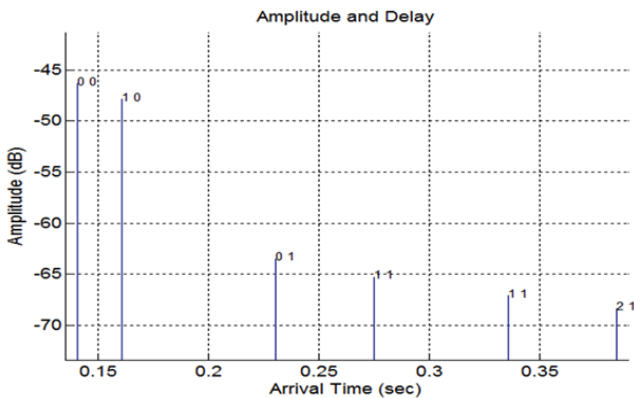
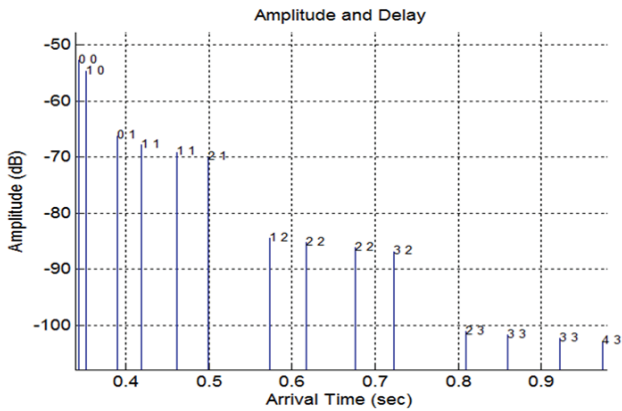


Fig. 4 Environment of oceanic experimentation

그림 5에는 실험 해역에서 측정된 채널 전달 특성을 나타낸 것으로 5분 동안 채널의 전달 지연 특성을 보여준다. 이 측정을 위해 약 4 kHz 대역폭을 갖는 0.25 sec 길이의 LFM 신호를 주기적으로 약 1200회 가량 송신하였다. 그림은 송수신된 LFM 신호의 상관관계를 이용하여 모델링한 것으로 다중경로에 따른 영향을 받는 것을 확인할 수 있다[2]. 이는 해수면에 반사되어지는 반사파 그리고 바닥에서 반사되어 들어오는 신호들이 있다는 것을 의미한다. 200m와 500m를 측정된 결과 500m의 다중경로가 많음을 알 수 있으며, 이는 성능에 영향을 줄 수 있는 dominant 한 경로만을 추출하였다.



(a) 200m delay profile



(b) 500 m delay profile

Fig. 5 Delay profile in the distance of 200m and 500m

4. 해상 실험 결과

본 논문에서는 표 (1)과 같은 파라메타를 이용하여 실제 해상 실험을 하였다. 데이터 속도는 1Kbps, 4Kbps, 중심 주파수는 16KHz, 샘플링 주파수는 6배인 96KHz를 적용하였다. LDPC 부호화 방식은 앞 장에서 설명 하였듯이 K=972, N=1944 인 부호화율 1/2을 적용하였으며, 변조 방식은 QPSK 변조 방식을 적용하였다.

Table 1 Parameters for oceanic experimentation

Source	56K Image Data	
LDPC	R=1/2, K=972, N=1944	
Modulation	Bit rate	1K bps, 4Kbps
	f_c	16K Hz
	f_s	96K Hz
Distance	200m, 500m	
Depth	TX : 40m, RX : 100m	

실제 해상에서 최종 수신된 신호의 형태는 그림 6과 같다. 처음 수신된 신호는 LFM이며, 이는 패킷의 시작점을 알리는 신호이며, 두 번째 수신되는 sync 데이터는 수신되는 신호의 정확한 타이밍을 잡기 위해 사용되었으며, preamble 데이터 부분에서 수신신호의 위상 오차를 보상하여 추정된 위상을 데이터 영역에 적용시킨다.

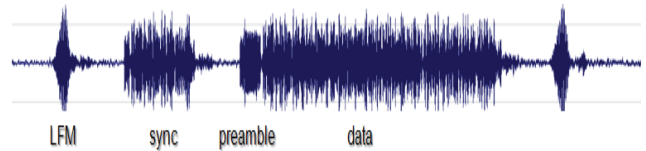
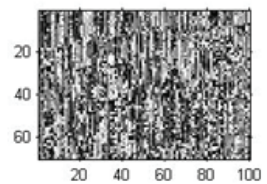


Fig. 6 The formation of received signal

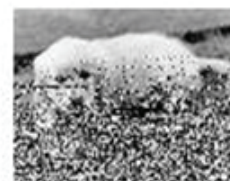
그림 7은 채널 부호화 방식의 효과를 증명하기 위해 거리 500m에서 4Kbps신호를 갖은 원신호를 QPSK 변조 후 수신단에서 복조된 결과와 LDPC 부호화 기법을 적용한 결과를 비교한 그림이다. 그림 7(a)는 해상 실험에서 적용된 56K의 원신호이며, (b)는 LDPC 부호화 기법을 적용시키지 않은 수신된 신호이며, (c)는 LDPC 부호화 방식을 적용시킨 결과이다. LDPC 적용시 복조부에서 어느 정도 위상 추정을 하면 오류를 정정할 수 있음을 알 수 있으며, (c)그림의 아랫 부분이 복조 되지 않은 이유는 패킷 설계에서 데이터를 더 분할하여 나누어 줘야 한다는 의미이다.



(a) 원 신호



(b) LDPC 부호화 기법 적용하지 않은 복조 신호



(c) LDPC 복호 후 이미지

Fig. 7 The comparison of received image for the case of applying LDPC scheme(4Kbps, 500m, QPSK)

따라서 그림 7을 토대로 preamble 80 심볼 기준으로 그림 1의 패킷 구성에서 데이터 부분을 몇 심볼로 할당해야만 오류가 거의 0인 QEF 영역에 도달하는지에 대해 표 2에 나타내었다. 표 2는 표 1을 근거로 LFM, sync, preamble 데이터의 개수를 그대로 유지하면서 LDPC 부호화된 데이터의 개수를 줄여 가면서 1Kbps 와 4Kbps 데이터 속도에서 200m와 500m의 송수신 거리에서 QEF 가 되는 최적의 데이터 심볼 수를 나타내었다. 표 2에서 Ne는 오류 개수를 의미한다. 데이터 영역에 4000 심볼 (8000 비트)일 경우에는 수신 신호 오류는 거의 절반인 3968 비트가 발생하였으나, 2.2절에서 언급한 DD 방식을 이용한 위상 동기 알고리즘 적용시 거의 1/12 인 272 비트의 오류가 발생하였다. LDPC 복호 후에는 오류를 모두 정정함을 알 수 있다. 따라서 위상동기 알고리즘의 적용이 매우 중요함을 알 수 있으며, 위상동기 알고리즘에서 어느 정도 위상 오프셋을 추정하면 LDPC 복호기는 QEF 영역으로 오류를 정정할 수 있음을 알 수 있다. 따라서 1Kbps, 200m를 기준으로 볼 때, 거리가 두배로 늘어남에 따라 데이터 부분도 1/2로 줄여야 함을 알 수 있다. 데이터 속도는 4배가 차이가 나지만 1/4로 줄어지지 않는 점으로 볼 때, 패킷 설계의 데이터 부분은 거리에 더 많은 영향을 받음을 알 수 있다.

Table 2 Optimal data length in the region of QEF

Bit rate & Distance	No. Data(sym)	Ne for Decision (bits)	Ne for DD loop (bits)	Ne for Decoder
1K, 200m	4000	3968	272	0 Error free
4K, 200m	1900	1139	146	0 Error free
1K, 500m	2500	2189	125	0 Error free

5. 결론

본 논문에서는 실제 해상 실험을 통하여 채널 부호화 기법이 적용된 패킷 구성에서 QEF가 되는 지점에서의 최적의 데이터 길이를 제시하였다. 채널 부호화 기법과 결합된 효율적인 패킷 설계를 위해 $N = 1944$, $K = 972$ 인 부호화율이 1/2 인 LDPC 부호인 데이터 부분, 패킷을 시작점을 알리는 LFM(Linear Frequency Modulation) 신호, 데이터의 시작점을 알 수 있는 동기(sync) 신호, 위상 오차를 추정하기 위한 preamble 신호를 이용하여 패킷을 구성하여 동해 해상 실험을 토대로 송수신간의 거리를 200m, 500m로 설정하였고, 데이터 속도를 1Kbps, 4Kbps로 하여 전송하였다. 패킷중 데이터 부분을 너무 길게하면 위상 추정의 한계에 있어 더 이상 오류를 정정하지 못함을 알 수 있으며, LDPC 부호화된 데이터를 적절이 분할 해 줌으로써 해결 할 수 있다. LFM, sync, preamble 데이터의 개수를 그대로 유지하면서 LDPC 부호화된 데이터의 개수를 줄여 가면서 1Kbps 와 4Kbps 데이터 속도에서 200m

와 500m의 송수신 거리에서 QEF 가 되는 최적의 데이터 심볼 수의 제시는 표 2와 같이 제시하였다. 본 논문에서 제시된 패킷 설계안은 다른 채널 부호화 방식의 적용에 따른 차이는 날 수 있으며, 1Kbps, 200m를 기준으로 볼 때, 거리가 두배로 늘어남에 따라 데이터 부분도 1/2로 줄여야 함을 알 수 있다. 데이터 속도는 4배가 차이가 나지만 1/4로 줄어지지 않는 점으로 볼 때, 패킷 설계의 데이터 부분은 거리에 따른 다중경로에 더 많은 영향을 받음을 알 수 있다. 또한 차후의 실험에서는 수신, 송수신기의 depth, 음속 분포, 바닥의 재질 등의 요소들에 따른 성능과 함께 패킷의 구성 방법이 고려되어야 한다.

후 기

본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과(NIPA-2012-H0301-12-2005)와 방위사업청과 국방과학연구소의 지원(계약번호UD100002KD)으로 수행되었습니다.

참고문헌

- [1] Berrou C., Glavieux, A. and Thitimajshima, P.(1993), "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding : Turbo-Codes", in Proc. ICC93
- [2] Cai, Z., Hao, J., Tan, P. H., Sum, S. and Chin, P. S.(2006), "Efficient encoding of IEEE 802.11n LDPC codes", IEEE Electronics Letters, Vol. 42, No. 25.
- [3] Daniel B. Kilfoyle and Arthur B. Baggeroer(2000), "The state of art in underwater acoustic telemetry," IEEE J. Oceanic Eng., Vol. 25, No. 1, pp. 4-27.
- [4] Fitz, M. P.(1992), "Decision-Directed Burst-Mode C-arrrier Synchronization Techniques", IEEE Trans. On Comm., Vol. 40, No. 10.
- [5] Paul van Walree(2011), Channel sounding for acoustic communications: techniques and shallow-water examples, FFI(Norwegian Defence Research Establishment) report
- [6] Richardson, T. and Urbanke, R.(2001), "Efficient Encoding of Low-Density Parity Check Codes", IEEE Trans. Information Theory, Vol. 47, pp. 638-656.
- [7] 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.

원고접수일 : 2012년 6월 8일
 심사완료일 : 2012년 8월 14일
 원고채택일 : 2012년 8월 22일