

초음파를 이용한 수중 버스트 전송에서 높은 과샘플을 기반 QPSK 수신기의 프레임동기 방안

Frame Synchronization Scheme for High Oversampling Rate Based QPSK Receiver in the Underwater Acoustic Burst Transmission

박 종 원*, 김 승 근*, 임 용 곤*, 김 영 길**

(Jong-Won Park*, Seung-Geun Kim*, Young-Kon Lim*, Youngkil Kim**)

*한국해양연구원 해양시스템안전연구소, **아주대학교 정보통신대학 전자공학부

(접수일자: 2005년 7월 19일; 수정일자: 2005년 9월 1일; 채택일자: 2005년 10월 24일)

본 논문에서는 초음파를 이용한 수중 버스트 QPSK 전송에서 높은 과샘플을 갖는 수신기에서의 프레임 동기방법에 대하여 제안한다. 제안한 프레임 동기 검출기에서는 두 번 반복되는 16심벌 길이의 CAZAC 신호열 중 가운데 16심벌을 취하여 이 심벌열과 수신 신호의 샘플과의 상관값을 계산한 후, 문턱값과 비교하여 프레임 동기를 검출한다. 또한, 설계한 프레임 동기 검출기의 성능의 근사값을 유도하였으며, 시뮬레이션을 통하여 유도한 성능 근사값이 실험값과 잘 맞음을 확인하였다.

핵심용어: 프레임 동기, 버스트, QPSK, 초음파 통신

투고분야: 음향통신기술 분야 (6.3)

In this paper, we present a frame synchronization scheme for high oversampling rate based QPSK receiver system in the underwater acoustic burst transmission. The proposed frame synchronization scheme determines the frame synchronization by comparing a threshold value with the correlation between the received symbol sequence and rotated 16-symbol length CAZAC sequence, which is made by dividing into two 8-symbol length sequences and then concatenating the latter sequence and the former one. If the correlation value is bigger than the threshold value, the frame detector determines that the frame synchronization is achieved at that sample. Also, the approximated performance of designed frame detector is derived and it is well fit the simulated result.

Keywords: Frame Synchronization, Burst, QPSK, Acoustic transmission

ASK subject classification: Acoustic Communication (6.3)

I. 서론

수중에서 고주파나 광학 에너지 등을 이용한 전송 방법은 신호의 심한 감쇄현상으로 인해 원거리 전송이 불가능하기 때문에 수중 통신은 수중에서 전파특성이 우수한 초음파를 전달 매체로서 사용한다. 수중 초음파 전달 채널은 빠른 페이딩과 도플러효과를 수반하면서 시간에 따라서 매우 빠르게 변화하는 다중 경로를 가지는 채널이다. 수직 채널의 경우에는 다중경로의 시간 지연이 작지만 수평 채널의 경우는 수십 심벌시간에 해당하는 다

중경로 시간 지연을 갖는다. 이러한 다중경로 시간 지연은 전달거리에 따라서 증가하고 데이터 전송 속도에 비례한다. 그리고 송신기와 수신기의 이동으로 인해서 전송 매질의 상태가 변화하게 되고 또한 위상 출렁임이 발생한다. 이러한 다중경로와 도플러효과 등과 같은 수중 초음파 전달 채널의 특징은 PSK (phase shift keying)와 같은 동기위상 디지털 변조 기법의 응용을 기피하는 가장 큰 요인이었다. 기존의 수중 통신시스템에서 많이 활용된 FSK (frequency shift keying) 변조방식은 위상 동기가 필요없는 시스템이지만 많은 대역폭을 필요로 한다는 단점이 있다[1][2]. 이러한 대역폭낭비를 줄이려면 위상동기 (coherent) 디지털 변조기법을 이용해야 한다. 위상동기 디지털 변조기법은 1994년 Stojanovic이 PSK

(phase shift keying) 변조를 이용하여 실험실에서 전송 실험을 한 이후로 많은 시스템들이 위상동기 변조 방식을 이용하여 전송하고 있다[1].

현재 동기위상방식을 사용하는 시스템은 200-20,000 bps사이의 전송율과 0.06-50 km 정도의 사용범위에서 제작되었으며 (전송율과 전송거리는 반비례함), 시스템의 복잡도를 낮추는 동시에 시스템의 성능향상을 위한 연구가 진행중에 있다[2]. 국내에서도 변조기법에 따른 수중 데이터 통신 시스템의 성능을 분석하였으며[3], 송신 하이드로폰 어레이를 이용하여 데이터 전송 속도를 향상시키는 연구를 진행하였다[4]. 또한, 한국해양연구원에서는 DSP시스템을 이용하여 10,000 bps의 전송속도를 갖는 QPSK 송수신 시스템을 제작하였다[5]. 이 시스템은 25kHz대역에서 동기식 QPSK 전송방식을 사용하고, 증폭기와 센서를 제외한 모든 시스템을 병렬 DSP 시스템을 이용하여 구현하였으며 프레임 동기화, 디지털 변복조 시스템, 적응 등화기, 빔형성기, 길쌈부호화기, Interleaver/Deinterleaver 등의 신호처리 기술을 이용하였다. 이것은 국내 최초 디지털 수중 통신 시스템으로서 한국해양연구원 해양시스템안전연구소에서 보유하고 있는 무향수조에서 실험을 통하여 시스템 성능을 검증하였고 실험역 시험평가를 수행하였다[5].

수중통신에서는 송·수신기가 배터리로 동작하여야 하기 때문에 전송할 데이터가 존재할 경우만 통신을 수행하여 전력소모를 낮추는 버스트 전송방식을 사용하여야 한다. 이러한 경우 수신기에서는 버스트의 특정부분에 존재하는 프리앰블 심벌을 이용하여 데이터 도움방식의 채널 등화기, 빔형성기 및 동기화 알고리즘을 수행하여 전송데이터를 판단한다. 이러한 데이터 도움방식의 수신기 알고리즘들이 정상적으로 동작하기 위하여 프리앰블의 위치를 찾는 프레임 동기가 먼저 이루어져야 한다. BPSK변조를 사용하는 경우, 프레임 검출기에 대한 성능을 논문[6]에서 유도하였고, 논문[7]에서는 논문[6]

의 결과를 동일한 포락선을 갖는 변조방식에 대하여 일반화시켰으며, 논문[8]에서는 아무런 신호가 전송되지 않는 guard time을 이용하여 상관값과 잡음전력을 비교하는 버스트 검출기에 대한 성능을 유도하고 이를 논문[7]의 결과와 비교하였다. 앞의 연구들은 1차원적인 신호인 BPSK변조방식을 사용하는 경우에 대하여 중점적으로 연구한 것으로, 2차원 공간에 신호가 분포하는 QPSK 전송방식에 직접적으로 사용하기에는 어려움이 있다. 본 논문에서는 QPSK전송 시스템의 프레임 구조를 제안하고, 프레임 구조에 따른 프레임 검출기를 AWGN 채널 환경에서 유도한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 제 II장에서는 본 논문에서 고려하는 전송 시스템과 프레임 구조 및 수신신호모델에 대하여 논하고, 제 III장에서는 AWGN채널 환경하에서 16심벌 길이를 갖는 CAZAC신호열을 두 번 반복하는 프리앰블에서 첫 번째 CAZAC신호열의 중간부터 두 번째 CAZAC신호열의 중간까지를 이용하여 프레임 검출을 하는 프레임 검출기를 설계하고, 설계한 프레임 검출기의 성능을 분석하며 이의 모의실험을 통하여 성능을 검증한다. 마지막으로 제 IV장에서 결론을 맺는다.

II. 수중 송신 시스템

2.1. 송신기 구조

본 논문에서 고려하는 송신 시스템에서 신호 프레임의 구조는 그림 1과 같다. 각 신호는 동일한 길이의 프레임으로 나누어 전송되고 각 프레임간 전송 간격은 랜덤하게 변화한다. 한 프레임은 그림 1과 같이 프리앰블과 훈련신호열 (training sequence)과 실제 전송하려는 데이터로 구성된다.

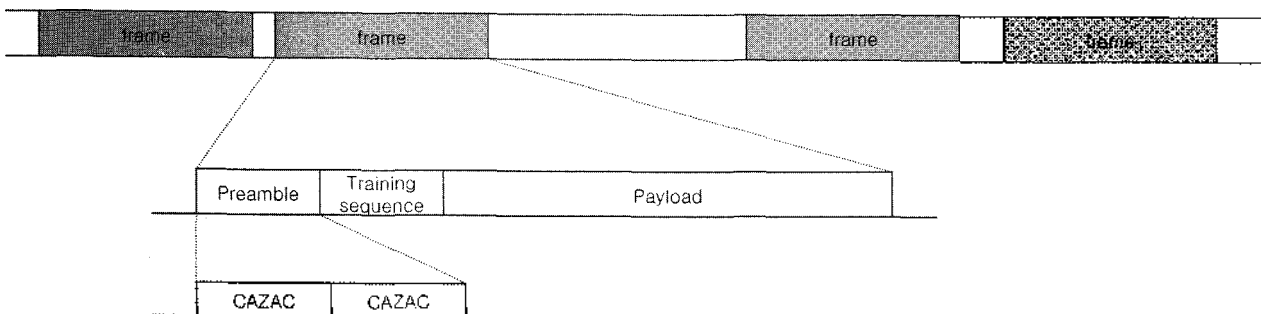


그림 1. 전송 신호 프레임 구조
Fig. 1. Frame structure of transmission signal.

표 1. 16 심벌 CAZAC 신호열
Table 1. 16-symbol length CAZAC sequence.

심벌 No.	I 채널	Q 채널	심벌 No.	I 채널	Q 채널
1	0	0	9	0	0
2	1	0	10	0	1
3	1	1	11	1	1
4	0	1	12	1	0
5	0	0	13	0	0
6	1	1	14	0	0
7	0	0	15	0	0
8	1	1	16	0	0

프리앰블은 수신기에서 프레임 동기화를 위한 것으로 자기상관특성이 좋은 신호열을 I축과 Q축에 각각 두 번 반복하여 전송한다. 본 논문에서는 프리앰블로 복소평면에서 16 심벌 길이를 갖는 CAZAC (constant amplitude and zero auto-correlation) 신호열을 두 번 반복하여 32심벌 길이를 갖는 프리앰블 신호열을 사용한다. CAZAC 심벌열은 표 1과 같다.

혼련신호열은 송신기와 수신기에서 모두 알고 있는 신호로서 기저대역 신호의 적응 신호처리 알고리즘에 사용된다. 수중 데이터 전송 시스템에서 사용하는 기저대역 적응 신호처리 알고리즘은 적응 채널 동화와 적응 빔형 등이 있다. 혼련 신호열은 프레임 동기를 위한 CAZAC 신호열과 마찬가지로 데이터를 포함하지 않는 신호이므로 짧으면 짧을수록 실효전송효율을 증가시킬 수 있다. 일반적으로 혼련신호열의 길이는 최소한 사용된 탭 (tap) 수의 2배 이상이 필요하다.

신호 프레임의 길이는 채널 환경에 따라 결정된다. 채널 환경이 열악하면 신호 프레임의 길이는 짧아져야 하고 채널 환경이 좋으면 반대로 신호 프레임의 길이는 길어질 수 있다.

그림 1과 같은 전송 프레임 구조를 갖는 전송신호를 생성하기 위한 기저대역의 송신기 블록도가 그림 2에 있다. 먼저 프리앰블 신호열과 혼련신호열 및 데이터가 시간분할되어 직렬로 들어오고, QPSK신호는 한 심벌에 두 비트의 데이터를 전송하므로 직렬로 들어온 신호를 2비

트의 병렬 출력이 되도록 S/P (serial-to-parallel) 변환을 한다. 이때 2n번째 비트는 I축에 할당되고 (2n+1) 번째 비트는 Q축에 할당된다. 병렬신호로 바뀐 데이터는 심벌 매핑에서 전송 심벌로 바뀌고 I축 및 Q축의 심벌은 각각 PSF (pulse shaping filter)를 거쳐 아날로그 신호모양을 갖게 된다. 이때 PSF로 초과대역폭이 α 인 RRC (root-raised cosine) 필터를 사용하였다. 펄스성형된 전송신호는 기저신호에서 전송신호주파수 대역으로 주파수 천이를 시킨 후 이 신호를 DAC를 거쳐 아날로그 신호파형으로 변환하여 전송한다.

2.2. 신호 모델

본 논문에서는 프레임 동기화를 위한 검출기 설계를 위하여 AWGN (additive white Gaussian noise) 채널에 대하여 먼저 고려한다. 기저대역 수신신호 $r(kT_s)$ 는 다음과 같이 모델링된다.

$$r(kT_s) = \sum_n A(kT_s)c_n g(kT_s - nT - \tau)e^{j\theta_n} + n(kT_s) \quad (1)$$

여기서 $A(t)$ 는 채널 전송 손실 파라미터로서 매우 천천히 변한다고 가정하여 상수 A로 표기하며 $\{c_n\}$ 은 QPSK 전송 데이터의 심벌열로서 다음과 같은 성질을 가진다.

$$E[c_n] = 0, E[c_n c_m^*] = \begin{cases} 1, & \text{if } m = n \\ 0, & \text{if } m \neq n \end{cases} \quad (2)$$

$g(t)$ 는 초과대역폭이 α 인 RRC 필터이며 T 와 T_s 는 각각 심벌 주기와 표본화 주기로서 $T/T_s = N$, ($N \geq 2$)이라 가정한다. θ_n , τ 는 각각 초기 위상 편이, 심벌시간 편이이며 $n(kT_s)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2

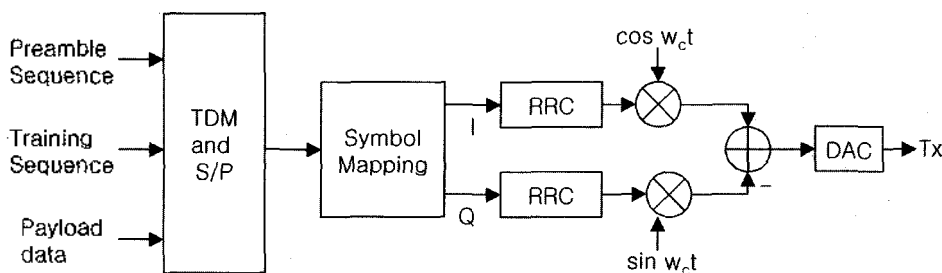


그림 2. 송신기 구조 블록도
Fig. 2. Transmitter block diagram.

인 IID (Independent and Identical Distribution) 분포를 갖는 복소 AWGN이다. 여기서, 주파수 편이는 없다고 가정한다. 또한, 본 논문에서 프레임 검출을 위해 관심을 갖는 프리앰블 부분의 16심벌 CAZAC 신호열의 자기상관 특성은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\sum_{n=0}^{15} c_n c_{n+d}^* = \begin{cases} 16 & \text{if } d=0 \\ 0 & \text{if } d \neq 0 \end{cases} \quad (3)$$

III. 프레임 검출기 설계

3.1. 프레임 검출기 유도

프레임 검출기는 바스트 검출기의 역할도 동시에 수행하는데, 현재 수신되고 있는 프레임의 시작을 찾는 것을 목적으로 한다. 수신기에서 한 심벌당 16배의 과샘플을 취한다고 가정한다. 이러한 가정을 하였을 경우 과샘플된 샘플중 심벌시간에 가장 가까운 샘플을 선택하면 근사적으로 심벌시간 복원이 된 것으로 볼 수 있어 심벌시간 복원이 필요 없는 장점이 있다. 프레임 검출을 위하여 프리앰블에서 사용한 16 심벌길이의 CAZAC 신호열을 이용한다. 프레임 검출기 설계를 위한 가설은 다음과 같다.

$$H_0 : z(kT + qT_s) = s_0(k, q) + n(kT + qT_s) \quad (4)$$

$$H_1 : z(kT + qT_s) = s_1(k, q) + n(kT + qT_s) \quad (5)$$

여기서

$$s_0(k, q) \equiv Ae^{j\theta} c_{k-d} h(qT_s - \tau) \quad (6)$$

$$s_1(k, q) \equiv Ae^{j\theta} c_k h(qT_s - \tau) \quad (7)$$

이고, $h(t)$ 는 송신기의 PSF와 수신기의 MF (matched filter)의 임펄스 응답의 컨볼루션으로 채널외곡을 제외한 전송 신호의 전달함수이고, $n(kT + qT_s)$ 는 IID 분포를 갖는 분산이 σ_n^2 이고 평균이 0인 복소 백색 가우시안 잡음을 나타내고, c_k 는 k 번째 심벌의 신호성분이며, $d \neq 0$ 이며, $q \in \{0, 1, 2, \dots, 15\}$ 이다. 즉, k 는 심벌지수 (index)이고, q 는 한 심벌내에서의 과샘플 지수로 0부터 15중 한 값을 갖는다. H_0 는 전송 신호의 프레

임 동기가 맞지 않았을 경우에 대한 가설이고, H_1 는 전송 신호의 프레임이 맞았을 경우에 대한 가설이다. 바스트 검출기 설계를 위하여 다음을 가정한다.

- 잡음의 분산은 알고 있다.
- 수신 신호의 크기는 모른다.
- 심벌시간 편이는 모른다.
- 주파수 편이는 없다.
- 위상편이는 모른다.
- $E[c_k^* c_{k-d}] = \begin{cases} 1 & \text{if } d=0 \\ 0 & \text{if } d \neq 0 \end{cases}$
- 전송되는 신호열은 알고 있다.
- 전송 신호는 QPSK 신호열이다.
- CAZAC신호열의 길이는 L이다.

연속된 L개의 심벌 구간을 관찰한다고 가정하면 각각의 가설에 대한 우도함수는 다음과 같다.

$$p(z; H_0, q) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^L} \times \exp\left\{-\frac{\sum_{k=1}^L |z(kT + qT_s) - s_0(k, q)|^2}{2\sigma_n^2}\right\} \quad (8)$$

$$p(z; H_1, q) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^L} \times \exp\left\{-\frac{\sum_{k=1}^L |z(kT + qT_s) - s_1(k, q)|^2}{2\sigma_n^2}\right\} \quad (9)$$

이다. 식 (8)과 식 (9)에서 주어진 우도함수를 이용하여 LRT (likelihood ratio test)를 수행하여 H_1 가설 하에서 식을 간략화 하면 다음과 같은 LRT식을 얻는다[9].

$$\sum_k \text{Re}[Ae^{-j\theta} h(qT_s - \tau) c_k^* z(kT + qT_s)] >^{H_1} \sigma_n^2 \ln \gamma \quad (10)$$

여기서 γ 는 디자인 파라미터이다. 위의 LRT를 수행함에 있어 수신 신호의 크기, 수신신호의 위상을 모르기 때문에 위상을 직접적으로 이용하는 것은 불가능하다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 수신신호의 크기와 수신신호의 위상을 추정하여야 한다. 수신신호의 크기와 신호의 위상을 ML추정을 다음과 같이 할 수 있다[10].

$$\widehat{Ae^{j\theta} h(qT_s - \tau)} = \frac{\sum_k c_k^* z(kT + qT_s)}{\sum_k |c_k|^2} \quad (11)$$

식 (11)을 식 (10)에 대입하여 간략화하면

$$\left| \sum_{k=1}^L c_k^* z(kT + qT_s) \right|^2 >_{H_1} \sigma_n^2 \left(\sum_{k=1}^L |c_k|^2 \right) \ln \gamma \quad (12)$$

이다.

식 (12)의 좌항의 값은 $h(qT_s - \tau)$ 의 함수이고, $(qT_s - \tau)$ 의 절대값이 가장 작을 때 최대값을 갖는다. 그러므로 이러한 성질을 이용하여 H_1 가정하에서 심벌 시간 $\hat{q}T_s$ 의 추정을 다음과 같이 할 수 있다.

$$\hat{q}T_s = \max_q \left| \sum_{k=1}^L c_k^* z(kT + qT_s) \right|^2 \quad (13)$$

식 (12)와 식 (13)에서 유도한 프레임 검출기 및 심벌 시간 추정기의 구조가 그림 3에 있다. 그림에서 δ 는 프레임 검출의 마진을 두기 위해 추가된 변수이다.

3.2. 프레임 검출기의 성능 유도

본 절에서는 앞절에서 유도한 프레임 검출기의 성능을 유도한다. 성능 유도에서 심벌시간 추정은 정확해서 근사적으로 심벌시간 오류가 없는 것으로 가정한다. 이 샘플을 간단히 $z(kT)$ 라고 표기한다. 버스트 검출을 결정하기 위한 변수로 X 를 다음과 같이 정의하고 이것을 문턱값인 $\ln(\gamma)$ 와 비교하여 버스트 검출 여부를 결정한다.

$$X = \frac{1}{L\sigma_n^2} \left| \sum_{k=1}^L z(kT)c_k^* \right|^2 >_{H_1} \ln \gamma \quad (14)$$

X 는 $\chi^2(2, v)$ 의 분포를 갖는다. 여기서 $\chi^2(f, v)$ 는 자유도(freedom of degree)가 f 이고 비중앙 파라미터가 (non-central parameter) v 인 chi-square 랜덤 변수를 나타낸다.

가설 H_0 하에서 v 는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$v = \frac{1}{L\sigma_n^2} \left| \sum_{k=1}^L c_k^* s_0(k) \right|^2 \quad (15)$$

여기서

$$s_0(k) \equiv \sum_n A e^{j\theta} c_n h((k-d)T - nT) \quad (16)$$

으로 정의되며 프레임 검출기 유도에서 사용한 신호모델 $s_0(k, q)$ 에서 ISI (intersymbol interference) 항들과 심벌 시간이 맞았다는 가정을 추가하여 k 의 함수로만 표시한 함수이다. 식 (16)을 식 (15)에 대입하고 식 (3)에 주어진 CAZAC신호열의 자기상관특성을 이용하여 정리하면

$$v = \frac{LA^2}{\sigma_n^2} |h(-dT)|^2 \quad (17)$$

를 얻는데 이는 $h(kT) = 0 (k \neq 0)$ 인 특성에 의해서 0이 된다.

가설 H_0 하에서 가설 H_1 으로 잘못 결정될 확률인

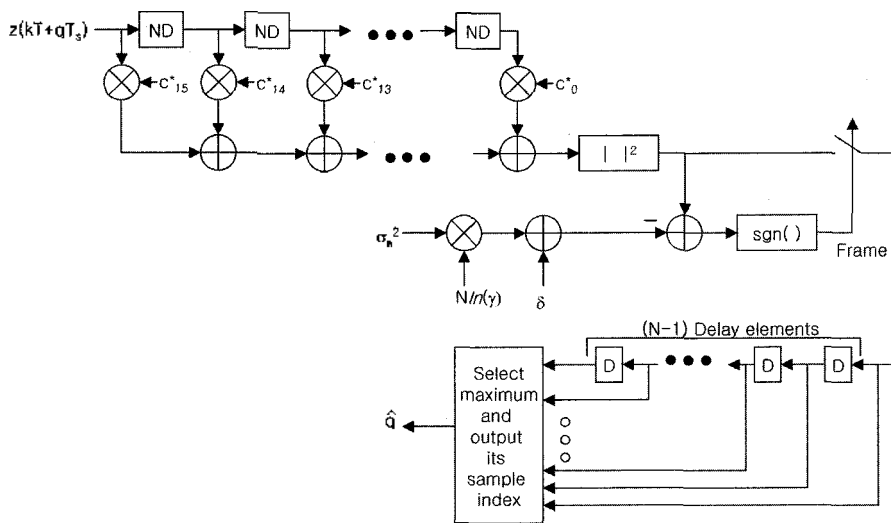


그림 3. 프레임 검출 및 심벌시간 추정 블록도
Fig. 3. Block diagram of frame detector and symbol timing estimator.

P_{FA} 을 계산하면 아래와 같다.

$$P_{FA} = Q_{\chi^2(2,0)} = \exp\left(-\frac{\ln \gamma}{2}\right) \quad (18)$$

여기서 $Q_{\chi^2(f,v)}(x)$ 은 $\chi^2(f,v)$ 분포를 갖는 랜덤변수가 x 보다 클 확률이다[9].

이 식을 변형하여 P_{FA} 에 따른 γ 값을 다음과 같이 얻는다.

$$\ln \gamma = -2 \ln(P_{FA}) \quad (19)$$

가설 H_1 하에서, 비중앙파라미터는 가설 H_0 에서 비중앙파라미터를 계산과정에서 $d=0$ 으로 놓으면 동일한 계산과정을 거쳐

$$v = \frac{LA^2}{\sigma_n^2} = 2L \cdot \frac{E_s}{N_0} \quad (20)$$

을 얻는다. 가설 H_1 하에서 성능은 신호가 보내지고 있지만 신호가 있지 않다고 검출할 확률인 P_{Miss} 를 측정한다. P_{Miss} 는 H_1 하에서 신호가 보내지고 있음을 맞게 검출할 확률인 P_D 를 통하여 우회적으로 계산한다.

$$P_D = \Pr\{X > \ln \gamma, H_1\} = Q_{\chi^2(2, 2LE_s/N_0)}(\ln \gamma) \quad (21)$$

P_D 를 계산한 후 식 (19)를 식 (21)에 대입하여 정리하면 P_{Miss} 는 아래와 같다.

$$P_{Miss} = 1 - Q_{\chi^2(2, 2LE_s/N_0)}(-2 \ln(P_{FA})) \quad (22)$$

3.3. 프레임 검출기의 성능 검증

프레임 검출기의 성능을 검증하기 위하여 QPSK 변조 방식을 사용하고, 펄스성형 필터로는 초과대역폭이 0.35인 RRC 필터를 사용하였다. 전송 데이터는 그림 1에 있는 프레임 구조와 같이, 16심벌 길이의 CAZAC 심벌을 두 번 반복하여 총 32심벌 길이의 프리앰블을 구성하였고, 훈련 신호열과 페이로드를 랜덤한 심벌을 매 프레임마다 발생한 신호열을 사용하였다. 훈련 신호열과 페이로드 심벌의 길이는 450심벌로 하였다. 생성된 변조신호

에 채널에서 더해지는 AWGN 채널 잡음을 더하여 수신 신호를 생성하였다. 수신 신호는 심벌당 16번 과샘플링 되었으며, 심벌시간은 정확히 맞았다고 가정하였다. 시뮬레이션에서는 이론적인 P_{Miss} 를 이용하여 전송하는 프레임수를 $1/P_{Miss} \times 100$ 으로 정하였다.

수신기에서 프레임의 시작부분에서 정합필터의 천이 응답구간을 프레임 검출시 배제하기 위하여 프레임 검출은 32심벌의 QPSK 프리앰블 중 첫 번째 CAZAC신호열의 중간부터 두 번째 CAZAC신호열의 중간까지의 16심벌을 이용하여 프레임 검출을 수행한다. 잡음의 분산을 알고 있고 심벌시간을 안다는 가정 하에서 첫 번째 CAZAC신호열의 중간부터 두 번째 CAZAC신호열의 중간까지 관찰하는 16심벌을 이용하여 프레임검출시 P_{FA} 에 따른 P_{Miss} 의 시뮬레이션 결과가 그림 4에 있다. 그림에서 실선으로 표시된 그래프는 식 (18)부터 식 (22)를 이용하여, 주어진 P_{FA} 에서 이론적으로 계산한 P_{Miss} 값이고, 점선으로 표시된 그래프는 시뮬레이션을 통하여 얻은 실험 결과값이다. 그림에서 보면, P_{FA} 이 작아지면 프레임 검출을 위한 문턱값이 증가하여 P_{Miss} 가 증가하는 경향을 볼 수 있으며, 시뮬레이션 결과에서 보듯이 이론치와 실험치가 일치하고 있음을 알 수 있다. 그러므로, 식 (18)부터 식 (22)까지 주어지는 일련의 수식을 이용하여 본 논문에서 설계한 프레임 검출기에 대한 성능을 정확히 추정가능하다.

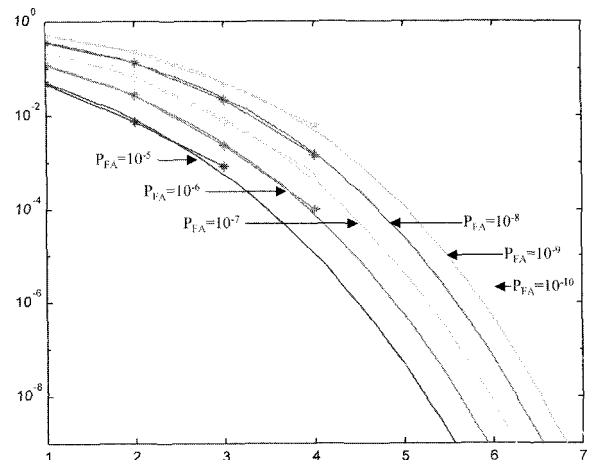


그림 4. CAZAC신호열의 프리앰블을 이용하여 프레임 검출기의 PFA에 따른 P_{Miss} (x축: E_s/N_0 , y축: P_{Miss})
Fig. 4. P_{Miss} of the frame detector, which use CAZAC sequence, according to the PFA.

IV. 결론

데이터 도음방식을 이용하는 채널 등화기, 빔성형기 및 데이터 도음 방식을 이용하는 동기화 알고리즘이 정상적으로 동작하기 위하여 프레임 동기가 먼저 이루어져야 한다. 본 논문에서는 초음파를 이용한 수중 버스트 전송 시스템을 위한 프레임 동기 방안을 제안하고 성능을 분석하였다. 제안한 프레임 동기 방안은 16심벌 길이의 CAZAC신호열을 두 번 반복하여 프리엠블 중 첫 번째 CAZAC신호의 중간부터 두 번째 CAZAC신호의 중간까지의 16심벌만을 이용하여 프레임 동기를 검출하는 프레임 검출기이다. 본 논문에서는 심벌 시간이 정확한 경우에 대하여만 프레임 검출시의 P_{Miss} 를 모의실험하였다. 추후에 심벌시간이 정확하지 않은 경우에 대한 모의실험과 다중경로를 겪는 채널의 경우에 대한 모의실험을 통하여 제안한 프레임 검출기의 성능에 대한 검증이 필요하다.

감사의 글

본 연구는 해양수산부의 "수중 무선통신 시스템 개발" 과제, "준실시간 침체어망 조사장비 개발"과제와 해양연구원원의 "수중3차원 퓨전영상 생성·탐지 및 전송기술 개발"과제에서 수행된 연구결과 중 일부임을 밝히며, 연구비 지원에 감사드립니다.

참고 문헌

1. D. Kilfoyle and A. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, 25 (1), 4-27, Jan. 2000.
2. 임용곤 외, "수중음향 이동통신망 시스템 개발을 위한 기획·조사 연구", 한국해양연구원 보고서, 2003. 3.
3. 손근영, 노용주, 윤종락, "수중 데이터 통신 시스템 개발-변조방식의 성능비교", 한국음향학회 학술발표회논문집, 19 2(s), 281-284, 2000.
4. 이의형, 손윤준, 김기만, "하이드로폰 송신 어레이를 이용한 수중 음향 통신 시스템의 성능 향상", 한국음향학회지, 21 (7), 606-613, 2002. 10.
5. 임용곤 외, "초음파를 이용한 수중 영상정보 전송기술개발, 한국해양연구원 보고서, 2003. 9.
6. M. R. Soleymani and H. Girard, "The effect of the frequency offset on the probability of miss in a packet modem using CFAR detection method," *IEEE*

Trans. Commun., 40 (7), 1205-1211, July 1992.

7. I. Kim, S. Kim, and W. Sung, "Performance of a CFAR burst detection scheme for TDMA burst with constant modulus modulation format," *Proc. of Conf. Record of Signals, Systems, and Computers*, 1, 535-539, Nov. 1997.
8. I. Kim, W. Sung, "Comparisons of CFAR burst detection schemes for TDMA systems employing constant modulus modulation format," *Proc. of MILCOM 98* (1), 360-364, Oct. 1998.
9. S. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing-Detection Theory*, (Prentice-Hall, 1998).
10. S. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing-Estimation Theory*, (Prentice-Hall, 1993).

저자 약력

• 박종원 (Jong-Won Park)



1995년 2월: 아주대학교 전자공학과(공학사)
 1997년 2월: 아주대학교 전자공학과(석사)
 2002년 9월~현재: 아주대학교 전자공학과(박사과정)
 1997년 3월~현재: 한국해양연구원 해양시스템안전 연구소 선임연구원
 *주관심분야: 수중음향 통신 시스템, 수중음향 네트워크, 선박 네트워크

• 김승근 (Seung-Geun Kim)



1995년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학사)
 1997년 2월: 광주과학기술원 정보통신공학과 (석사)
 2002년 8월: 광주과학기술원 정보통신공학과 (박사)
 2002년 12월~현재: 한국해양연구원 해양시스템안전연구소 선임연구원
 *주관심분야: 수중음향 통신시스템 설계, 채널부호화, 다채널 신호처리

• 임용곤 (Yong-Kon Lim)



1979년 2월: 충남대학교 전기공학과(공학사)
 1984년 2월: 충남대학교 전력전자공학(석사)
 1994년 2월: 아주대학교 전자공학과(박사)
 1980년 7월~현재: 한국해양연구원 해양시스템안전연구소 책임연구원
 *주관심분야: 수중음향 통신 시스템 및 네트워크, 네트워크 프로토콜

• 김영길 (Youngkil Kim)



1978년 2월: 고려대학교 전자공학(공학사)
 1981년 2월: 한국과학기술원 전자공학(석사)
 1984년 2월: 불란서 ENST 전자공학(박사)
 1984년 9월~현재: 아주대학교 정보통신대학 전자공학부 정교수
 *주관심분야: RFID Reader 플랫폼, 유무선네트워크 전자생체관리 시스템