

초음파를 이용한 수중 영상 버스트 전송 시스템을 위한 새로운 프레임 동기 방안

김승근*, 최영철*, 박종원*, 김시문*, 임용곤*, 김상태**

*한국해양연구원 해양시스템연구본부

** 아리조나 주립대학교 전자공학과

A New Frame Synchronization Scheme for Underwater Ultrasonic Image Burst Transmission System

Seung-Geun Kim*, Youngchol-Choi*, Jong-Won Park*, Sea-Moon Kim*, Yong-Gon Lim*, and Sang-Tae Kim**

* Ocean Development System Laboratory, KORDI

** Electrical Engineering Department, Arizona State University, USA

KEY WORDS: Frame Synchronization, Burst Transmission, QPSK

ABSTRACT: The frame synchronization should be acquired before performing other data-aided receiving algorithms, such as data-aided channel equalizing, beam-forming and phase, symbol timing, and frequency synchronizing, since all of them are using preamble or training sequence to estimate the amount of error from the received signal. In this paper, we present a new frame synchronization scheme for underwater ultrasonic image burst transmission system, which computes the correlation between received symbol sequence and one CAZAC sequence, composed of the latter half of the first CAZAC sequence of preamble and the first half of the second CAZAC sequence of preamble and then compares a threshold value. If the correlation value is bigger than the threshold value, the frame detector determines that the frame synchronization is achieved at that sample.

1. 서 론

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 다중경로 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 위상동기가 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

실해역에서 전송 실험을 한 이후로 많은 시스템들이 위상동기 변조 방식을 이용하여 전송하고 있다[1].

한국해양연구원에서는 산업자위부 민군겸용기술사업 “초음파를 이용한 수중 영상정보 전송기술 개발” 연구과제를 통하여 수중에서 초음파를 이용하여 무선으로 영상을 전송할 수 있는 시스템을 개발하고 있다[2]. 목표 사양은 최대 전송거리 1Km, 최대 전송속도 9600bps 이다. 현재 구현되어 있는 시스템은 QPSK 변조방식을 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 실해역 시험평가를 진행하고 있다[2].

본 논문에서는 현재 병렬 DSP 시스템으로 구현되어 있는 QPSK전송 시스템[2]에서 프레임 구조를 변경하여 프레임 검출 성능을 개선하기 위하여 새로운 프레임 검출기를 AWGN채널 환경에서 유도한다. 프레임 동기는 수신기에서 데이터 도움방식을 이용하는 채널 등화기, 빔형성기 및 데이터 도움 방식을 이용하는 동기화 알고리즘이 정상적으로 동작하기 위하여 먼저 이루어져야 한다. TDMA방식에서 BPSK변조를 사용하는 경우의 프레임 검출기에 대한 성능을 [3]에서 유도하였고, [4]에서는 [3]의 결과를 동일한 포락선을 갖는 변조방식에 대하여 일반화시켰으며, [5]에서는

제1저자 김승근 연락처: 대전시 유성구 장동 171

042-868-7527 sgkim@kriso.re.kr

아무런 신호가 전송되지 않는 guard time을 이용하여 상관값과 잡음전력을 비교하는 버스트 검출기에 대한 성능을 유도하고 이를 [4]의 결과와 비교하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2절에서는 본 논문에서 고려하는 전송 시스템과 프레임 구조 및 수신신호모델에 대하여 논하고, 3절에서는 AWGN 채널 환경하에서 16심벌 길이를 갖는 CAZAC 신호열을 두 번 반복하는 프리앰블에서 첫 번째 CAZAC 신호열의 중간부터 두 번째 CAZAC 신호열의 중간까지를 이용하여 프레임 검출을 하는 프레임 검출기를 유도하고 유도된 프레임 검출기의 성능을 유도하며 이의 모의실험을 통하여 유도된 성능을 검증하였으며, 잡음분산추정을 위한 잡음분산 추정기를 제안하였고, 마지막으로 4절에서 결론을 맺는다.

2. 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 프리앰플과 훈련신호열(training sequence)과 실제 전송하려는 데이터로 구성된다.

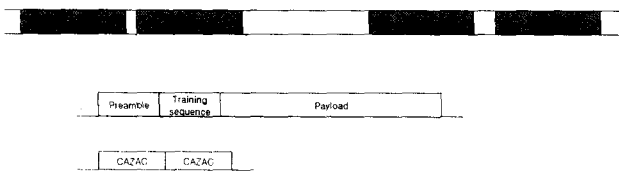


그림 1. 전송 신호 프레임 구조

프리앰블은 수신기에서 프레임 동기화를 위한 것으로 자기상관(autocorrelation) 특성이 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.

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

표 2. 16 심벌 CAZAC 신호열 (프레임 프리앰블 신호열)

훈련신호열은 송신기와 수신기에서 모두 알고 있는 신호로서

기지대역 신호의 적응 신호처리 알고리즘에 사용된다. 수중 데이터 전송 시스템에서 사용하는 기저대역 적응 신호처리 알고리즘은 적응 채널 등화와 적응 빔형형 등이 있다. 훈련 신호열은 프레임 동기를 위한 CAZAC 신호열과 마찬가지로 데이터를 포함하지 않는 신호이므로 짧으면 짧을수록 실효전송효율을 증가시킬 수 있다. 일반적으로 훈련신호열의 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 프리앰플 신호열과 훈련신호열 및 데이터가 시간분할되어 직렬로 들어오고, QPSK 신호는 한 심벌에 두 비트의 데이터를 전송하므로 직렬로 들어온 신호를 2비트의 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. 펄스형된 전송신호는 기저신호에서 전송신호주파수 대역으로 주파수 천이를 시킨 후 이 신호를 DAC를 거쳐 아날로그 신호파형으로 변환하여 전송한다.

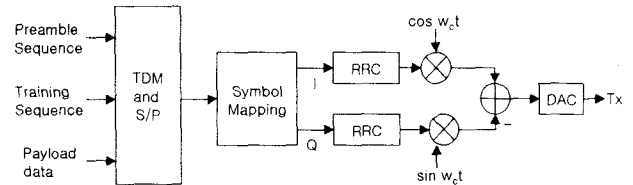


그림 2. 송신기 구조 블록도

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.

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

$g(t)$ 는 초과대역폭이 α 인 RRC (root-raised cosine) 필터이며 T 와 T_s 는 각각 심벌 주기와 표본화 주기로서 $T/T_s = N$, ($N \geq 2$)이라 가정한다. θ_0 , τ 는 각각 초기 위상 편이, 심벌시

간 편이며 $n(kT_s)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 IID분포를 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.

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

3. 프레임 검출기 설계

3.1 프레임 검출기 유도

프레임 검출기는 버스트 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 심벌 시간 복원이 필요 없는 장점이 있다. 프레임 검출을 위하여 프리앰블에서 사용한 16 심벌길이의 CAZAC 신호열을 이용한다. 프레임 검출기 설계를 위한 가설(Hypothesis)은 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

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

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

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 (independent and identical distribution) 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 프레임 동기가 맞지 않았을 경우에 대한 가설이고, H_1 는 전송 신호의 프레임이 맞았을 경우에 대한 가설이다. 버스트 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 간략화하면 다음과 같은 LRT식을 얻는다.

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

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

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

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 $g(qT_s - \tau)$ 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 심벌시간 추정기의 구조가 그림 3에 있다. 그림에서 δ 는 프레임 검출의 마진을 두기 위해 추가된 변수이다.

3.2 프레임 검출기에 대한 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 X를 다음과 같이 정의하고 이것을 문턱값인 $\ln(\gamma)$ 와 비교하여 버스트 검출 여부를 결정한다.

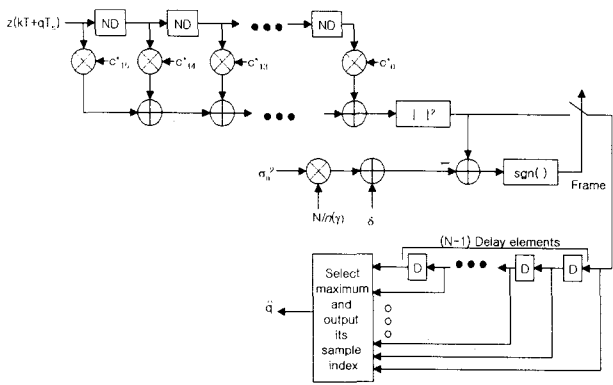


그림 3. 프레임 검출 및 심벌시간 추정 블록도

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

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.

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

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

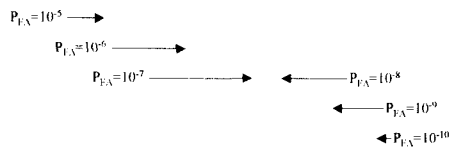


그림 4. CAZAC신호열의 프리앰블을 이용하여 프레임 검출기의 P_{FA} 에 따른 P_{Miss} (x축: E_s/N_0 , y축: P_{Miss})

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

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 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.

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

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

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.

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

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

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

프레임의 시작부분에서 수신기의 MF의 천이용답구간을 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 아는 가정하에서 첫 번째 CAZAC신호열의 중간부터 두 번째 CAZAC신호열의 중간까지 관찰하는 16심벌을 이용하여 프레임검출시 P_{FA} 에 따른 P_{Miss} 의 시뮬레이션 결과가 그림 4에 있다. 시뮬레이션 결과에서 보듯이 이론치와 실험치가 일치하고 있음을 알 수 있다.

3.3 잡음 분산 측정

신호 검출기 및 버스트 검출기에서 채널에서 더해지는 잡음의 분산을 알고 있다고 가정하였다. 이 절에서는 잡음 분산을 어떻게 측정할 것인지에 대하여 다룬다. 수신 신호의 파워 스펙트럼은 $w = \pi$ 근처에서 수신 신호의 파워 스펙트럼은 채널에서 더해진 잡음성분만을 포함하고 잡음은 백색특성이 있다는 것을 이용하여 디지털 주파수 $w = \pi$ 에서 전력을 측정하면 잡음의 분산을 추정할 수 있다. 잡음 분산의 측정에 있어서 많은 심벌 구간을 보면 더 정확한 잡음 분산을 추정할 수 있지만 시간의 제약과 시스템 구현의 복잡도를 낮추기 위하여 관찰 심벌 길이를

가능한 한 줄여야 한다. 잡음 분산의 추정 오차를 줄이기 위하여 Kalman필터를 이용하여 잡음 분산의 추정치를 필터링하여 추정오차를 줄인다. 그림 6와 그림 7에 10dB SNR에서 심벌당 2번 과샘플하는 경우에 대하여 관찰구간의 길이에 따른 잡음분산 측정을 모의 실험한 결과를 나타냈다. 그림 6은 관찰 구간 길이가 8샘플인 경우이고, 그림7은 관찰구간 길이가 32샘플인 경우이다. 그림 6에서 보면 채널에 전송신호가 존재할 경우가 실제 잡음분산보다 큰 잡음분산값을 추정함을 알 수 있다. 그러나 그림 7에서 보듯이 32 샘플을 이용하여 잡음분산을 측정하면 신호 유무에 관계없이 비슷한 정도로 잡음 분산을 측정하였다.

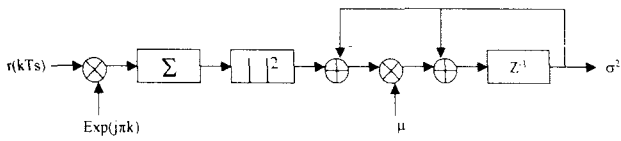


그림 5. 잡음 전력 측정기

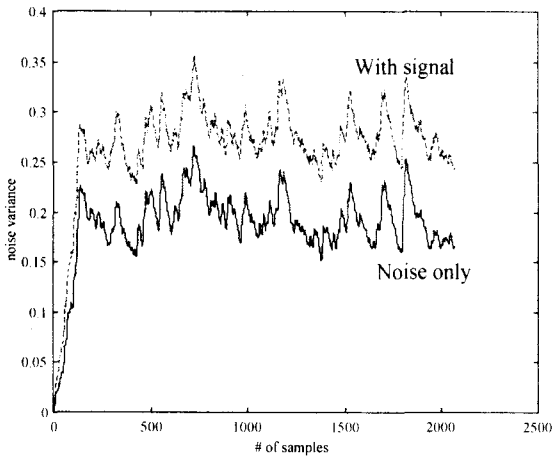


그림 6. 10 dB SNR에서 8샘플을 이용하여 잡음분산을 추정한 경우

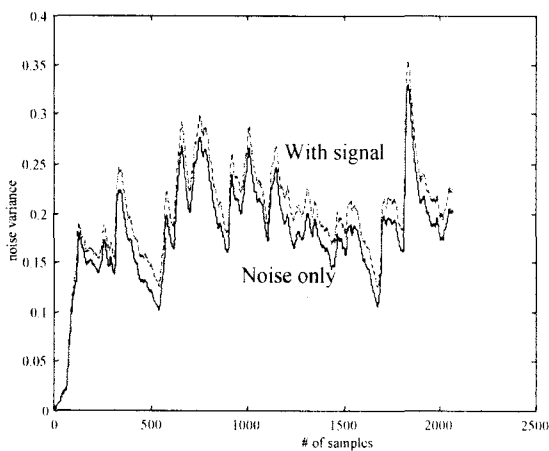


그림 7. 10 dB SNR에서 32 샘플을 이용하여 잡음분산을 추정한 경우

4. 결 론

데이터 도움방식을 이용하는 채널 등화기, 빔성형기 및 데이터 도움 방식을 이용하는 동기화 알고리즘이 정상적으로 동작하기 위하여 프레임 동기가 먼저 이루어져야 한다. 본 논문에서는 초음파를 이용한 수중 버스트 전송 시스템을 위한 새로운 프레임 동기 방안을 제안하고 성능을 보았다. 제안한 프레임 동기 방안은 16심벌 길이의 CAZAC신호열을 두 번 반복하여 프리앰블 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 심벌 시간이 정확하지 않은 경우에 대한 모의실험과 다중경로를 겪는 채널의 경우에 대한 모의실험을 통하여 제안한 프레임 검출기의 성능에 대한 검증이 필요하다. 또한, 프레임 검출기 유도에서 알고 있다고 가정된 잡음전력을 얻기 위하여 심벌당 2샘플을 등간격으로 취하고 연속된 32샘플을 이용하여 디지털 주파수 π 에서 분산을 계산하고 계산된 값을 Kalman필터를 통하여 보정하는 구조를 갖는 잡음전력 추정기를 제안하였다.

후 기

본 연구는 산업자원부와 한국해양연구원의 지원으로 수행된 연구결과 중 일부분을 밝히며, 연구비 지원에 감사드립니다.

참 고 문 헌

- [1] D. Kilfoyle and A. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry," IEEE J. of Oceanic Eng., Vol. 25, No. 1, pp. 4-27, Jan. 2000.
- [2] 임용곤외, "초음파를 이용한 수중 영상정보 전송기술개발," 한국해양연구원 보고서, 2002.10.
- [3] 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., vol. 40, no.7, pp. 1205-1211, July 1992.
- [4] 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, vol. 1, pp. 535-539, Nov. 1997.
- [5] I. Kim, W. Sung, "Comparisons of CFAR burst detection schemes for TDMA systems employing constant modulus modulation format," Proc. of MILCOM 98, vol. 1, pp. 360-364, Oct. 1998.
- [6] S. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing-Detection Theory, Prentice-Hall, 1998.