천해 수중 음향 통신 채널에서 적응 등화기의 성능

최 현 규* , 이 상 민**

Performance of Adaptive Equalizer in the Shallow Underwater Acoustic Communication Channel

Hyun-Kyu Choi* , Sangmin Lee**

요 약

심벌 간 간섭은 천해 수중 음향 채널에서 신뢰성 있는 고속 데이터 통신을 방해하는 주된 장해 요인 중의 하나이다. 이 논문은 수중 음향 통신 시스템에서 심벌 간 간섭을 완화시키기 위한 방법으로서 사용되는 적응 등화기의 시뮬레이션에 대하여 연구한다. 수중 채널은 다중 경로의 중첩으로 모델링하는데, 각 경로의 길이와 상대적 지연은 채널 기하로부터 계산된다. 이 채널 모델을 기반으로 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하여 천해 수중 음향 채널에서 적응 등화기의 성능을 탐구한다.

ABSTRACT

The inter-symbol interference(ISI) is one of the main obstacles to reliable high-rate data communication in the shallow underwater acoustic channel. This paper studies on the simulation of adaptive equalizer used as a means of mitigating the ISI in the shallow underwater acoustic communication system. The underwater channel is modeled as a superposition of multiple paths, whose lengths and relative delays are calculated from the channel geometry. Based on this channel model, computer simulations are carried out to investigate the performance of adaptive equalizer in the shallow underwater acoustic channel.

Keywords : underwater acoustic channel, channel modeling, multipath propagation, inter-symbol interference, adaptive equalizer, LMS, RLS

Ⅰ. 서 론

천해 수중 음향 채널에서 음향 신호는 수면과 바닥에서의 반사에 의하여 다중 경로를 통하여 전파된다. 음향 신호는 약 1500m/s 정도의 매우 낮은 속도로 다중 경로에 의해 전파되기 때문에 수 십 밀리 초에서 수백 밀리 초에 달할 정도로 매우 큰 지연 확산이 발생된다. 따라서 수중 음향 통신 시스템에서는 데이터 전송 시 한 심벌이 이웃한 다른 수십 심벌에까지 영향을 미치는 심한 심벌 간 간섭이 존재하게 되어 신뢰성 있는 고속 데이터 통신을 어렵게 한다[1].

등화는 채널에 의해서 야기된 심벌 간 간섭을 극복하기 위해 수신기에서 사용되는 효과적인 신

* 강릉원주대학교 전자공학과(insamson@nate.com)
** 교신저자: 강릉원주대학교 전자공학과(sangmin@gwnu.ac.kr)
접수일자 : 2013년 1월 04 일, 수정일자 : 2013년 1월 22일, 심사완료일자 : 2013년 2월 05일

호처리 기술이다[2]. 등화기의 설계는 일반적으로 채널의 특성에 의존하는데, 수중 음향 채널에서는 채널 특성이 미리 알려져 있지 않고 시간에 따라 변하므로, 변화하는 채널 특성을 추적하는 능력을 지닌 적응등화기의 사용이 필수적으로 요구된다.

이 논문은 천해 수중 음향 채널에 적응 등화기를 적용한 통신 시스템의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 분석하는 것을 목표로 한다. 수중에서는 장비의 실제 배치를 이용한 실험이 매우 비용이 많이 들고 어렵기 때문에 광범위한 필드 테스트를 실행하는 것이 실용적이지 못하다. 따라서 수중 통신 시스템의 개발 과정은 시뮬레이션을 위한 정확한 모델에 더 많은 의존을 하게 된다. 이 논문에서는 채널 모델링을 위한 정확하고도 간편한 알고리즘을 제시하고, 이 알고리즘으로 얻어진 채널 모델에 기초하여 적응등화기의 성능을 시뮬레이션을 이용하여 분석한다. 이 논문의 나머지 부분은 다음과 같이 구성된다. 제 II 절에서는 천해 수중 음향 채널의 모델링 방법을 제시하고, 제 III 절에서는 수중 음향 채널에 적용할 적응 등화기의 구조와 알고리즘을 제시하며, 제 IV 절에서는 수중 음향 채널에서의 적응등화기의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 분석하며, 마지막으로 제 V 절에서 간단히 결론을 맺는다.

II. 천해 수중 음향 채널 모델링

수중 음향 채널에서 음파는 해수면과 바닥면에서의 반사에 의해서 그림 1 에 보인 것과 같이 다중 경로를 통해서 전파된다. 수중음향채널의 임펄스 응답은 이들 다중 경로의 중첩으로서 모델링할 수 있다[3]. 즉 p번째 경로의 임펄스 응답을

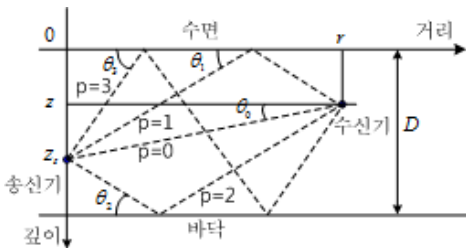

그림 1. 천해 수중음향채널에서의 다중 경로 전파
Fig.1 Multipath propagation in shallow underwater acoustic channel

$h_p(t)$라 하면, 수중 음향 채널의 임펄스 응답은

$$h(t)=\sum_p h_p(t-\tau_p) \qquad (1)$$

로 나타낼 수 있다. 식 (1) 에서 τ_p는 p번째 경로의 상대 전파 지연 시간을 나타내는데, 경로 길이와 음속을 알면 쉽게 구할 수 있다. 즉 p번째 경로의 길이를 ℓ_p라 하고, 음속을 c 라 하면, τ_p는 p번째 경로와 직접 경로와의 도착 시간 차

$$\tau_p=\frac{\ell_p-\ell_0}{c} \qquad (2)$$

이다.

일반적으로 각 경로는 서로 다른 임펄스 응답을 갖지만, 주파수 범위가 수십 kHz 이내인 경우에는 모든 경로를 같은 모양의 임펄스 응답을 갖고 이득만 다른 필터로서 근사적으로 모델링하는 것이 가능하다[3]. 이 경우 직접 경로(p=0)의 임펄스 응답을 $h_0(t)$, p번째 경로의 이득을 h_p 라고 하면, p번 째 경로의 임펄스 응답은

$$h_p(t)=h_p h_0(t) \qquad (3)$$

이고, 이것을 식 (1)에 대입하면

$$h(t)=\sum_p h_p h_0(t-\tau_p) \qquad (4)$$

로 나타낼 수 있다.

식 (4) 에 있는 이득 h_p는 다음의 식 (5)를 이용하여 계산된다[3].

$$h_p=\frac{\Gamma_p}{\sqrt{(\ell_p/\ell_0)^k a_0^{\ell_p-\ell_0}}} \qquad (5)$$

식 (5)에서 a_0는 반송파 주파수 f_c (kHz) 에서의 흡수계수를 나타낸다. 주파수 f (kHz)일 때의 흡수계수 $a(f)$는 Thorp의 실험 공식

$$a(f)=10^{\alpha(f)/10000} \qquad (m^{-1}) \qquad (6)$$

$$\alpha(f)=\frac{0.11f^2}{1+f^2}+\frac{44f^2}{4100+f^2}+\frac{2.75f^2}{10^4}+0.003 \qquad (7)$$

로 주어지므로, $a_0 = a(f_c)$ 이다. 또 k는 확산계수라고 하는데, k의 값은 구형 확산일 때는 2, 원통형 확산일 때는 1이고, 실제의 천해 수중 채널에 대해서는 1과 2사이의 값으로 정한다.

식 (5)의 Γ_p는 p번째 경로의 모든 반사계수들을 곱한 누적 반사계수를 나타낸다. 평평한 이상적인 해수면을 가정하는 경우, 음파는 수면에서 π의 위상변화와 함께 전반사된다. 따라서 해수면에서의 반사 계수는 $r_s = -1$ 이다. 바닥면에서의 반사 계수 r_b 는 입사각 θ 의 함수 $r_b = r_b(\theta)$ 로서 다음과 같이 계산된다.

$$r_b(\theta) = \begin{cases} \dfrac{\rho_b \sin\theta - \rho\sqrt{(c/c_b)^2 - \cos^2\theta}}{\rho_b \sin\theta + \rho\sqrt{(c/c_b)^2 - \cos^2\theta}} & , \cos\theta \le \dfrac{c}{c_b} \\ 1 & , otherwise \end{cases} \quad (8)$$

식 (8)에서 ρ, c 는 수중의 밀도와 음속을 나타내고, ρ_b, c_b 는 바닥면 물질에서의 밀도와 음속을 나타낸다. 따라서 p번째 경로의 해수면에서의 반사 횟수를 n_{sp} , 바닥면에서의 반사 횟수를 n_{bp} 라 하고, 입사각을 θ_p라 하면,

$$\Gamma_p = r_s^{n_{sp}} r_b^{n_{bp}}(\theta_p) \quad (9)$$

로 계산할 수 있다[3].

한편 식 (2), (5), (9) 등의 계산에 필요한 다중 경로의 길이 ℓ_p , 입사각 θ_p , 해수면 반사 횟수 n_{sp} , 바닥면 반사 횟수 n_{bp} 는 수중 채널의 기하학적 환경 요소(즉 그림 1에 보인 바닥 깊이 D, 송신기 깊이 z_s , 수신기 깊이 z, 송수신기 사이의 거리 r)가 주어지면 다음의 식 (10)-(13) 을 이용하여 구할 수 있다[4],[5].

$$\ell_p = \begin{cases} \sqrt{r^2 + (2Dm - z_s + z)^2} & , p = 4m \\ \sqrt{r^2 + (2Dm + z_s + z)^2} & , p = 4m+1 \\ \sqrt{r^2 + (2D(m+1) - z_s - z)^2} & , p = 4m+2 \\ \sqrt{r^2 + (2D(m+1) + z_s - z)^2} & , p = 4m+3 \end{cases} \quad (10)$$

$$n_{sp} = \begin{cases} m & , p = 4m \\ m+1 & , p = 4m+1 \\ m & , p = 4m+2 \\ m+1 & , p = 4m+3 \end{cases} \quad (11)$$

$$n_{bp} = \begin{cases} m & , p = 4m \\ m & , p = 4m+1 \\ m+1 & , p = 4m+2 \\ m+1 & , p = 4m+3 \end{cases} \quad (12)$$

$$\theta_p = \cos^{-1}(d/\ell_p) \quad (13)$$

식 (10)-(12)에서 m은 모든 경로를 직접 경로부터 시작해서 총 반사 횟수가 증가하는 순서로 (총 반사 횟수가 같을 땐 최초 반사가 수면에서인 경로를 먼저) 나열한 후 앞에서부터 4개씩 그룹으로 묶었을 때의 그룹 번호를 나타낸다. 예를 들면, 직접경로를 DP, 수면을 한번 반사하는 경로를 S, 바닥면을 한 번 반사하는 경로를 B로 나타내는 경우, $m = 0$ 은 최초의 4개의 경로 DP, S, B, SB를 나타내고, $m = 1$은 다음 4개의 경로 BS, SBS, BSB, SBSB를 나타낸다. m 값을 증가시킬수록 더 많은 수의 다중 경로를 고려할 수 있게 되어 더 정교한 채널 모델링을 하게 된다.

직접 경로의 임펄스 응답 $h_0(t)$는 직접 경로의 주파수 응답

$$H_0(f) = \frac{1}{\sqrt{A_0 \ell_0^k a(f)^{\ell_0}}} \quad (A_0 \text{는 상수}) \quad (14)$$

를 역 푸리에 변환하여 얻을 수 있다[3]. $h_0(t)$는 폭이 매우 좁은 펄스의 형태를 갖는데 일반적으로 $h_0(t)$의 펄스 폭은 다중 경로의 지연 확산에 비하여 매우 좁기 때문에 무시할 수 있다[1]. 따라서 $h_0(t) = \delta(t)$ 로 모델링한다.

식 (4) 의 임펄스 응답을 이용하면 등가 기저대역 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$c(t) = h(t) e^{-j2\pi f_c t} = \sum_p h_p h_0(t - \tau_p) e^{-j2\pi f_c t} \quad (15)$$

따라서 $c_p = h_p e^{-j2\pi f_c \tau_p}$, $c_0(t) = h_0(t) e^{-j2\pi f_c t}$ 라 하면, 수중 음향 채널의 등가 기저 대역 임펄스 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$c(t) = \sum_p c_p c_0(t - \tau_p) \quad (16)$$

Ⅲ. 적응등화기의 구조 및 알고리즘

그림 2는 수신기에 적응등화기를 적용한 수중 음향 통신 시스템의 등가 기저 대역 신호 전송 모델을 나타낸 것이다. 그림에서 $g(t)$, $c(t)$, $p(t)$ 는 각각 송신필터, 수중채널, 수신필터의 임펄스 응답을 나타낸다. 송신기에서 입력 데이터 비트는 PSK변조에 의해 M진 심볼 신호열 $\{I_n\}$로 변조된다. 변조 신호열 $\{I_n\}$는 송신필터에 의해 펄스 쉐이핑 된 후에 채널을 통해 전송된다. 수신기에서는 수신필터 출력 $y(t)$를 샘플링하여, 이

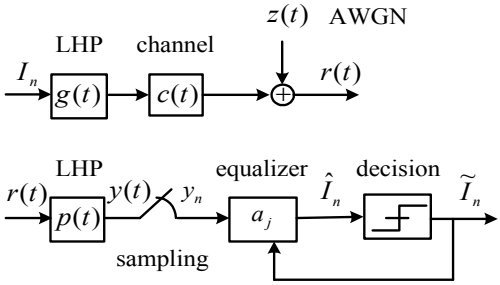

그림 2. 수중음향통신 시스템의 등가 기저 대역 모델
Fig. 2. Equivalent baseband model for underwater acoustic communication system

산 시간 수신 신호열 $\{y_n\}$가 수신된다. 이 수신 신호열 $\{y_n\}$가 등화기를 통과하여 보정된 후에 데이터 판정기에 입력된다.

등화기는 그 구조에 따라서 선형 등화기와 비선형 등화기로 구분된다. 선형 등화기는 그림 3에 보인 선형 횡단 필터의 구조를 갖는다. 비선형 등화기에는 DFE 등화기와 MLSE 등화기가 있는데 본 논문에서는 DFE 등화기를 적용한다. DFE 등화기는 두 개의 선형 등화기가 그림 4와 같이 피드포워드 필터와 피드백 필터의 형태로 연결된 구조를 갖는다. MLSE 등화기는 수신 신호를 필터링하는 방법 대신, 수신기 자체를 측정된 채널 특성에 맞추어 적응시키는 방법을 사용하는 등화기로서 비트 에러 확률 관점에서 볼 때 최적등화기인 것으로 알려져 있지만 수중 채널과 같이 매우 긴 길이의 ISI가 존재하는 채널의 경우에는 복

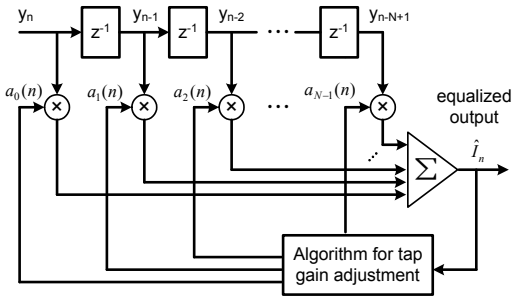

그림 3. 선형 등화기의 구조
Fig 3. Linear Transversial Filter

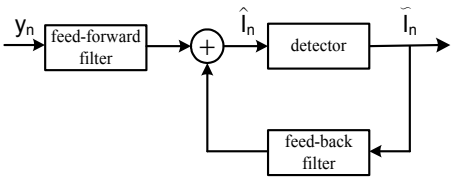

그림 4. DEF 등화기의 구조
Figure 4. Structure of DFE

잡도가 지나치게 높아져서 실용적이지 못하다는 단점이 있다.

시간에 따라 변화하는 채널 특성에 따라 등화기의 탭 계수를 업데이트하기 위한 적응 알고리즘으로 어떤 알고리즘을 선택할 것인가는 일반적으로 훈련시간(training-time), 추적속도, SNR, 수신기의 계산량 사이의 트레이드오프를 통해 결정된다[2]. 본 논문에서는 LMS와 RLS 두 알고리즘을 적용한다.

그림 3의 선형 횡단 필터에서 시간 n 일 때의 등화기 입력 벡터, 등화기 계수 벡터를

$$Y(n) = [y_n, y_{n-1}, \cdots, y_{n-N+1}]^T \qquad (17)$$

$$C(n) = [c_0(n), c_1(n), \ldots, c_{N-1}(n)]^T \qquad (18)$$

이라 하고, 또 등화기 출력 신호를

$$\hat{I}_n = C^T(n)\,Y(n) = Y^T(n)\,C(n) \qquad (19)$$

라 하면, 추정 오차 신호 e_n은 기준 신호 I_n과 등화기 출력 신호 $\hat{I}_n$의 차이, 즉

$$e_n = I_n - \hat{I}_n \qquad (20)$$

으로 주어진다. 적응 알고리즘은 등화기 입력 벡터 $Y(n)$과 추정 오차 신호 e_n 을 이용하여 등화기 계수 벡터를 업데이트한다[2]. LMS 와 RLS 알고리즘을 표 1에 요약하였다.

표 1. LMS 와 RLS 알고리즘
Table 1. LMS and RLS Algorithms

LMS 알고리즘

초기화

$C(0) = 0$ ($N \times 1$ 제로 벡터)

n=1,2,.... 에 대해 반복

$$C(n+1) = C(n) + \mu e(n) Y^*(n)$$

μ : step size parameter

RLS 알고리즘

초기화

$C(0) = 0$ ($N \times 1$ 제로 벡터)

$P(0) = \delta^{-1} I_N$ (I_n은 $N \times N$ 단위 행렬)

n=1,2,.... 에 대하여 반복

$$K(n) = \frac{P(n-1) Y^T(n)}{w + Y^T(n) P(n-1) Y^*(n)}$$

$$P(n) = \frac{P(n-1) - K(n) Y^T(n) P(n-1)}{w}$$

$$C(n) = C(n-1) + K(n) e_n$$

w : forgetting factor

LMS 알고리즘은 간단하여 연산 속도가 빠른 반면에 수렴속도가 느리다는 단점이 있고, RLS 알고리즘은 수렴속도는 빠르지만 계산 복잡도가 높다는 단점이 있다. 이 두 제한점을 극복하여 수렴속도가 빠르면서도 계산 복잡도를 낮게 하기 위하여 본 논문에서는 LMS와 RLS의 결합 알고리즘[6]을 사용한다. 즉 훈련 모드에서는 수렴 속도가 빠른 RLS 알고리즘을 사용하고, decision directed mode에서는 연산속도가 빠른 LMS 알고리즘을 사용하도록 두 알고리즘을 결합하여 적용한다.

IV. 시뮬레이션 결과

표 2. 수중채널1의 이득과 지연.
Table 2. Gains and Delays of Underwater Channel 1

Parameters		normalized amplitude	relative delay time (ms)
Values	1st path	0.5538	0.0000
	2nd path	0.5536	0.2332
	3th path	0.3794	0.8990
	4th path	0.3558	1.3314
	5th path	0.2392	5.3098
	6th path	0.2233	6.2017
	7th path	0.0688	8.1795
	8th path	0.0597	9.2648

III 절에서 소개한 적응등화기의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 분석하기 위하여 본 논문에서는 2개의 수중 채널을 고려하였다. 채널 모델은 II절에서 소개한 모델링 알고리즘에 따라 시뮬레이션 하여 얻어진다. 수중채널1은 그림 1에서 바닥수심 $D = 50$m, 송신기 수심 $z_s = 35$m, 수신기 수심 $z = 5$m, 송수신기 사이의 수평거리 $r = 1$ km 인 경우를 나타내는 채널이다. 수중채널2는 $D = 10$m, $z_s = 6$m, $z = 8$m, $r = 400$ m 인 경우의 채널이다. 반송파 주파수는 수중채널1은 10kHz, 수중채널2는 13kHz로 하였다. 그 밖의 파라미터들은 두 채널 모두 동일하게 $\rho = 1000$g/m3, $\rho_b = 1800$g/m3, $c = 1500$m/s, $c_b = 1300$m/s, $k = 2$로 가정하였다. 시뮬레이션은 m=0,1,2,3,..으로 증가시켜 가면서 수행하여 충분히 많은 수의 다중 경로를 고려하였다. 여러 번

의 반사 결과 상대적으로 신호가 미약해져서 그 크기가 직접경로 크기의 5% 이하로 떨어진 경로는 무시하였다.

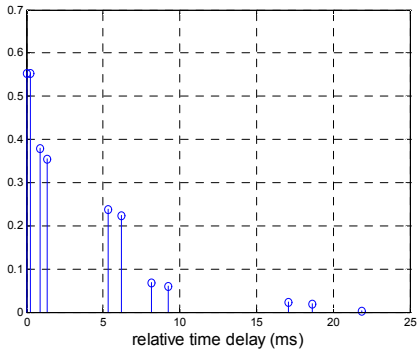

그림 5. 수중채널1의 임펄스 응답
Figure 5. Impulse response of underwater channel 1

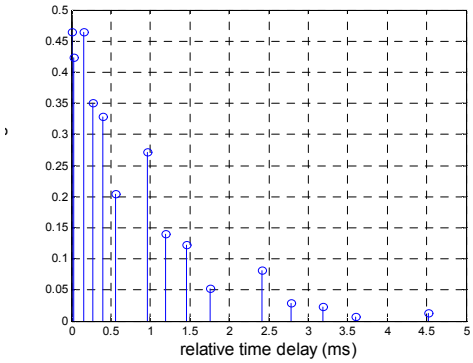

그림 6. 수중채널2의 임펄스 응답
Figure 6. Impulse response of underwater channel 2

그림 5와 6은 수중채널1과 수중채널2에 대한 시뮬레이션 결과 얻어진 채널 모델의 임펄스 응답의 절대값을 보인 것이고, 표 2와 3은 두 채널 모델의 이득의 절대값과 상대적 전파 지연값을 표로 정리하여 나타낸 것이다. 두 채널은 십 내지 수십 ms 의 지연 확산을 보이는데 이는 심볼 전송률 10kHz를 가정하는 경우 백에서 수백 심볼 길이의 심벌간 간섭이 발생함을 의미한다.

수중채널1과 2에 적응등화기를 적용한 수중음향통신 시스템의 BER 성능을 시뮬레이션 한 결과를 그림 7-8에 보였다. 시뮬레이션은 그림5와 6에 보인 임펄스 응답을 갖는 수중채널 모델을 기

표 3. 수중채널2의 이득과 지연
Table 3. Gains and Delays of Underwater Channel 2

Parameters		normalized amplitude	delay time
Values	1st path	0.4644	0
	2nd path	0.4228	0.0267
	3rd path	0.4641	0.1600
	4th path	0.3499	0.2665
	5th path	0.3283	0.3997
	6th path	0.2046	0.5594
	7th path	0.2706	0.9583
	8th path	0.1389	1.1973
	9th path	0.1219	1.4626
	10th path	0.0514	1.7542
	11th path	0.0816	2.4157
	12th path	0.0280	2.7854

반으로 수행하였다. 등화기 구조는 선형등화기와 DFE 등화기 두 가지를 적용하였고, 등화기의 탭

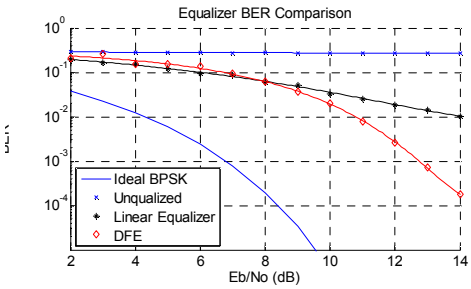

그림 7. 수중채널1에서의 BER 성능
Figure 7. BER performance in Underwater Channel 1

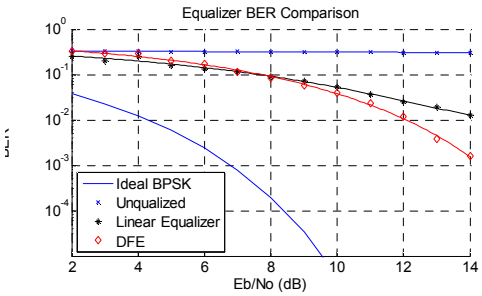

그림 8. 수중채널2에서의 BER 성능
Figure 8. BER performance in Underwater Channel 2

길이는 선형등화기의 경우는 63으로 하였고, DFE 등화기의 경우는 피드포워드 필터와 피드백 필터 각각 31로 하였다. 등화기 탭 계수 업데이트를 위한 적응 알고리즘으로는 LMS와 RLS알고리즘 모두 사용하였다. 즉 훈련 모드에서는 수렴속도가 빠른 RLS를, decision directed 모드에서는 연산속도가 빠른 LMS 알고리즘을 사용하여 시뮬레이션 하고, LMS 알고리즘의 스텝사이즈는 $\mu = 0.001$, RLS 알고리즘의 forgetting factor는 $\omega = 0.999$로 하였다. 데이터 프레임 길이는 1024, 변조는 BPSK, 비트전송률은 수중채널 1에서는 4kbps로, 수중채널2에서는 10kbps로 가정하였다.

그림 7과 8을 보면 등화를 사용하지 않는 경우에는 수중음향통신의 BER이 거의 0.5 수준에 근접하지만, 등화기를 사용하는 경우에는, 높은 SNR에서 BER 성능이 10-2-10-4 수준까지 향상됨을 알 수 있다. 또 높은 SNR 에서는 DFE의 성능이 선형등화기보다 훨씬 좋아서 비트 에러 확률 10-2 수준에서 볼 때 DFE 등화기를 씀으로써 선형 등화기를 쓸 때보다 2-3 dB 정도의 이득이 있음을 알 수 있다. 하지만 낮은 SNR에서는 수중 음향 통신에서 일반적으로 요구되는 BER인 10-2-10-4 수준으로까지 성능 개선이 이루어지지 않았다. 따라서 오류정정부호를 사용하여 BER 성능을 추가적으로 향상시킬 필요가 있다. .

V. 결 론

본 논문에서는 채널 기하 정보(바닥 수심, 송수신 수심, 송수신기 사이의 거리)로부터 천해 수중 음향채널을 모델링 하는 간단한 알고리즘을 제시하였고, 이 알고리즘을 사용하여 얻은 수중채널 모델을 기반으로 수중음향채널에서 ISI 완화를 위해 사용된 적응등화기의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하여 살펴보았다. 시뮬레이션 결과 적응등화기는 수중 음향 채널에서 ISI의 효과를 완화시키는데 효과가 있음을 알 수 있었고, 비선형 DFE 등화기가 선형등화기보다 더 높은 성능을 보임을 알 수 있었다.

이 논문에서는 수중 음향 채널을 다중경로 채널로 모델링하는데 있어서 시변성은 고려하지 않았다. 만약 수면 위의 바람에 의한 파도의 영향이나, 송수신기의 움직임의 영향 등을 추가적으로 고려하게 되면, 추가적인 도플러 확산 때문에 채널은 시변 다중경로 채널로 모델링된다. 이 경우에 대한 모델링 방법과 적응등화기의 성능분석은 추가적인 연구를 필요요로 한다.

후 기

본 연구는 2011년도 강릉원주대학교 학술연구조성비 지원에 의하여 수행되었습니다.

참 고 문 헌

[1] M. Stojanovic and J. Preisig, “Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization,” IEEE Communications Magazine, 2009, pp.84-89.

[2] J. G. Proakis, *Digital Communications,* New York : McGraw-Hill, 2005.

[3] P. Qarabaqui and M. Stojanovic, “Statistical modeling of a shallow water acoustic communication channel,” Proc. Underwater Acoustic Measurements Conference, Nafplion, Greece, 2009.

[4] 전형원, 류정민, 이홍노, “천해 수중음향채널 모델링을 위한 간단한 통합 알고리즘,” 한국통신학회 2012년 동계종합학술발표회.

[5] F. B. Jensen, W. A. Kuperman, M. B. Porter, and H. Schmidt, *Computational Ocean Acoustics,* New York, Springer, 2011.

[6] M. T. M. Silva and V. H. Nascimento, "Improving the tracking capability of adaptive filters via convex combination," IEEE Trans. Signal Processing, pp. 3137-3149, Vol. 56, No. 7, July 2008.

저자약력

최 현 규(Hyun-Kyu Choi) **학생회원**

2012년 강릉원주대학교
전자공학과 학사
현재 강릉원주대학교
전자공학과 석사과정

<관심분야> 디지털 통신

이 상 민(Sangmin Lee) **정회원**

1986년 서울대학교 공학사
1993년 미시간대학교
공학박사
현재 강릉원주대학교
전자공학과 교수

<관심분야> 디지털 통신