동해 연근해에서 위상 추정기를 갖는 적응형 등화기의 실험적 성능 검증

The Experimental Verification of Adaptive Equalizers with Phase Estimator in the East Sea

김 현 수*, 최 동 현*, 서 종 필*, 정 쟤 학*, 김 성 일** (Hyeonsu Kim*, Donghyun Choi*, Jongpil Seo*, Jaehak Chung*, Seongil Kim**)

*인하대학교 전자공학부, **국방과학연구소 (접수일자: 2010년 2월 24일; 수정일자: 2010년 3월 22일; 채택일자: 2010년 5월 11일)

위상동기식 면조기법은 주파수 대역폭의 효율과 전송 신뢰도를 높일 수 있으나 수중 채널의 시변 다중경로에 의해 인접 십볼간 간섭이 발생되어 수중통신에 적용하는 데 어려움이 있다. 본 논문에서는 동해 연근해에서 위상동기 변조방식인 BPSK와 QPSK 신호를 전송하고, 시간에 따라 변화하는 다중경로와 위상변동에 의해 왜곡된 수신신호를 보상하기 위한 위상 추정기를 결합한 적응형 등화기를 제안한다. 해상실험을 통해 전송된 위상동기식 변조신호가 수중채널의 시면 다중경 로 특성에 의해 왜곡되었음을 보였고 제안된 방법에 의해 왜곡된 신호가 보정됨을 보였다. BFSK와 QPSK 신호 전송시 300 m 거리에서 각각 0.0078, 0.0376의 비트 오류율을 보였으며, 1000 m 거리에서는 0.0146, 0.0293의 비트 오류율을 보였다.

핵심용어: 수중음향통신, 적응형 등화기, 위상동기식, 위상고정루프, 인접십볼간 간섭 투고분야: 음향 동신기술 분야 (6.3)

Phase coherent modulation techniques in underwater acoustic channel can improve bandwidth efficiency and data reliability, but they are made difficult by time-varying intersymbol interference. This paper proposes an adaptive equalizer combined with phase estimator which compensates distortions caused by time-varying multipath and phase variation. The experiment in the East sea demonstrates phase coherent signals are distorted by time-varying multipath propagation and the proposed scheme equalizes them. Bit error rate of BPSK and QPSK are 0.0078 and 0.0376 at 300 meter horizontal distance and 0.0146 and 0.0293 at 1000 meter respectively.

Keywords: Underwater Acoustic Communications, Adaptive Equalizer, Phase Coherent, Phase-Lock Loop, Intersymbol Interference

ASK subject classification: Acoustic Communications (6.3)

I. 서 론

위상동기식 변조기법은 주파수 천이 변조나 차동 위상 변조와 같은 비동기식 변조기법에 비해 주파수 대역폭 효율이 높고 채널의 위상 불안정성의 영향을 적게 받으므 로 이를 수중읍향봉신에 적용하기 위한 많은 연구가 진행 되어 왔다 [1-4]. 그러나 해양환정에서 송신된 음파는 반 사 및 굴절에 의해 다중경로로 전파되며 이러한 특성은 통신신호 상에 인접십볼간 간섭 (ISI, intersymbol interference)을 유발한다 [5][6], ISI는 통신신호의 신호 대 간섭잡음비(SINR, signal-to- interference plus noise ratio)를 떨어뜨리고 신호 출력을 높이더라도 간섭신호 의 출력 또한 높아지기 때문에 SIR (signal-to- interference ratio)을 낮출 수 없으므로 시스템의 오류 성능을 크게 악화시킨다 [7], 특히 수중음향채널은 채널응답의 길이와 시스템의 대역폭에 따라 수십 개의 심볼 구간에서 간섭이 발생하고, 해수면 변동 및 해수 유동, 송수신기 사이의 상대적 워치 이동은 수중채널을 시간에 따라 변화 하게 하므로 이에 대한 적절한 등화기가 필요하다 [7].

책임저자: 정 재 학 (jchung@inha.ac.kr) 402-751 인천광역시 남구 용철동 253 인하대학교 전자공학부 (전화: 032-860-7421; 팩스: 032-868-3654)

이러한 신호왜곡을 보상하기 위해 수중통신시스템에 적응적 등화 기법을 적용하는 연구가 이루어져 왔다. [8-10], 적응적 등화 기법은 채널에 의해 발생한 ISI를 보상하면서 검출된 출력을 기반으로 등화 오류값을 산출 하여 채널의 시간적 변화를 적응적으로 추적하는 기법이 다. 이 기법은 전송 신호에 따르는 다양한 보상방식과 함 께 수중통신 시스템에 적용되어 연구되어 왔다 [1][11]. 그러나 이러한 연구결과들은 국외의 몇몇 대표지역에 서 얻은 결과이며 국내 해양환경에서 이루어진 연구결과 는 부족한 실정이다. 수중채널은 기하학적 지형 정보와 수온, 조류, 해수면 및 해저면 상태 등에 의해 전달특성이 크게 달라진다 [5], 따라서 한국 해역에 적합한 적응형 등화기에 대한 실험 및 검증은 한국 해역에서 이루어져야 할 필요가 있다. 또한 국외의 여러 연구결과들은 전송신 호의 위상변동을 보상하기 위해 연산량이 많은 2차 위상 고정 루프 또는 추가적인 보상 알고리즘을 사용한다 [1-3, 10, 11]

본 논문에서는 위상동기식 변조신호를 사용하는 수중 음향 통신시스템의 수신단에 평균 위상 오차를 찾는 위상 추정기 (phase estimator)를 결합한 적응형 등화기를 이 용하여 채널을 보상하고 신호를 복원하는 방법을 제안한 다. 사용된 전송신호는 7 kHz의 반송파에 1 kHz의 대역 폭을 갖으며 BPSK (binary shift keying)와 QPSK (quadrature phase shift keying) 변조신호이다. 제안된 적응 형 등화기를 통해 동해 연근해의 시변 다중경로 채널에서 왜곡된 동기식 변조신호의 복원이 가능함을 보였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2 장에서 시스템 모 델에 대해 설명하고, 제 3 장에서 적응등화 알고리즘에 대해 알아본다. 제 4 장에서 해상실험 결과를 정리하고, 마지막 5 장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

수중통신 시스템의 송신단에서 데이터 심볼은 펄스 생 성기를 거쳐 반송파에 실어져 전송된다. 송신신호는 식 (1)로 표현된다.

$$x(t) = Re\left(e^{jw_{s}t}\sum_{n=0}^{N-1}s_{n}p(t-nT_{s})\right),$$
(1)

여기서 $Re(\bullet)$ 는 실수 부분을 의미하고 w_e 는 반송파 각주파수이다. s_n 은 복소 데이터 심볼이고, p(t)는 전송 펄스이며, N과 T_s 는 각각 심볼 수와 심볼 간격이다. 이 때 수신단에 전송되는 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = x(t) * h(t) + z(t) = x(t) * \sum_{m=1}^{M(t)} \alpha_m (t - \tau_m(t)) e^{j\phi_{\theta_m}(t)} + z(t),$$
(2)

여기서 *는 길쌈연산을 의미하며, h(t)는 채널 응답 어고, z(t)는 수신단에서 더해지는 백색 가우시안 잡음 이다. M(t)는 다중경로의 수를 나타내고, $\alpha_m(t)$, $\tau_m(t)$, $\phi_{D_n}(t)$ 는 각각 m 번째 경로의 이득값, 지연시간, 도플러 위상 천이를 나타낸다.

이러한 전송심볼은 효율적인 데이터 전송을 위해 프레 임단위로 묶어서 전송하며 본 논문에 사용된 프레임의 구조는 그림 1에 나타내었다. 이 프레임은 총 길이가 *NT*, 이고, 프리앰블 (Preamble)과 테이터 신호로 구성되어 있다. 프리앰블 신호는 송수신단에서 미리 알고 있는 *N*_T 개의 심볼을 이용하여 구성되며 프레임의 동기화와 적응 신호처리를 위한 초기 채널 추정에 사용된다.

2.1. 수신기 구조

본 논문에서 사용한 수신기의 구조는 그림 2에 나타내 었다. 수신신호 y(t)는 I, Q 반송파에 곱해진 후 정합필터 (matched filter)를 통과하여 기저대역 신호 r(t)로 출력 되며 식 (3)과 같다.

$$r(t) = \int_0^{T_s} p(t-\tau) y(\tau) e^{-j\theta_s \tau} d\tau.$$
(3)

초기에 수신된 신호를 복호하기 위해서 첫 번째로 신호 의 동기를 잡아야하며 채널을 통과하면서 왜꼭된 수신신 호를 보상하여야 한다. 아를 위해 그림 2의 점선으로 나 타낸 부분에서 동기화기 (synchronizer)는 신호의 동기 를 검출하고 채널 추정기 (channel estimator)에서 채널 을 추정한다. 이 블록은 전송 프레임의 프리앱블 부분에 만 적용된다.



그림 1. 프레임 구조 Fig.1. Frame structure.



그립 2. 수신기 구조 Fig. 2. Receiver structure.

동기화가 이루어진 기저대역 신호 r(t)는 표본화기 (sampler)에서 심볼 간격 T로 표본화되어 이산신호 r_n 으 로 출력되고 r_n 은 적응형 등화기 (adaptive equalizer)에 입력되어 등화심볼 \hat{s}_n 으로 출력된다. 그리고 등화심볼 \hat{s}_n 은 심블 검출기 (symbol detector)를 통해 추정심볼 \tilde{s}_n 으로 결정된다.

동기화기는 프레임의 시작점을 찾기 위해 사용되며 다 음과 같은 동작원리로 초기 프레임 타이밍 $\hat{\tau}_0$ 를 구한다.

$$\hat{\tau}_{0} = \max_{\tau} Rc \left[\sum_{n=0}^{N_{\tau}-1} r(t) \left\{ s_{n} p(t+\tau-n T_{s}) \right\}^{*} \right], \quad (4)$$

여기서 *는 공액복소값을 의미한다.

채널 추정기는 적응형 등화기의 초기 탭 계수 산출을 위한 초기 채널 값 추정을 위해 사용되며 프리앰블에 해 당하는 신호 구간에서 최소 평균 자승 오류 (MMSE: minimum mean square error) 추정방법을 이용하여 초 기 채널 벡터 h_0 를 추정한다 [12][13]. h_0 를 구하는 방법 은 다음과 같다.

$$h_{0} = \left[\mathbb{X}^{H} \mathbb{X} + \sigma_{2}^{2} I_{L} \right]^{-1} \mathbb{X}^{H} r, \qquad (5)$$
$$\mathbb{X} = \begin{bmatrix} s_{0} & 0 & \cdots & 0 \\ s_{1} & s_{0} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{N_{r}-1} s_{N_{r}-2} \cdots s_{N_{T}-L} \end{bmatrix},$$

여기서 $(\cdot)^{H}$ 는 공액복소 전치행렬이고, I는 단위행 렬, L은 등화기의 탭 수이며, $r = [r_0 r_1 \cdots r_{N_{T-1}}]^T$ 은 수 신된 표본 벡터이다. σ_z^2 은 표본화된 잡음의 분산값이며 데이터 신호를 수신하지 않는 구간에서 삭 (3)의 r(t)의 분산값으로 얻을 수 있다.



그림 3. 적응형 등화기 구조 Fig. 3. Adaptive equalizer structure.

Ⅲ. 적응 등화 알고리즘

수중 채널의 다중경로 전과특성은 ISI를 발생시켜 오 류 특성의 심각한 열화를 가져온다. 이러한 ISI를 보상하 는 대표적인 등화기로 횡단선 등화기 (transversal equalizer)가 있다. 그러나 수중 채널의 시변 특성은 ISI 의 영향을 시간에 따라 변화시키므로 채널의 시간적 변화 를 추적하는 적응형 알고리즘이 편요하다 [7].

본 논문에서는 시변 ISI를 보상하기 위해 위상 추정기 를 결합한 적응형 등화기를 제안한다. 사용된 등화기의 구조를 그림 3에 나타내었다. 등화기는 L개의 탭을 갖는 선형 횡단선 등화기로서 최소 평균 자승 (LMS:least mean square) 알고리즘을 이용하여 등화기의 탭 계수를 갱신한다. 등화기의 탭 수는 채널에 의해 지연된 성분들 을 모두 보상할 수 있는 길이로 설정되어야 하므로 채널 응답의 최대 지연 길이를 τ_{max} 라 할 때 $L > \tau_{max}/T+1$ 를 만족하는 정수로 탭 수 L을 결정한다. 등화기의 작동은 크게 두 가지로 구분할 수 있는데 첫 번째는 등화된 표본 \hat{s}_n 을 수신기에 저장된 프리앰블 s_n 과 비교하여 탭 계수를 갱신하는 훈련모드이고, 두 번째 는 등화 표본을 심볼 검출기를 통해 검출된 추정심볼 \hat{s}_n 과 비교하는 적응모드이다.

3.1, 초기 탭 계수 산출

본 논문에서는 수렴시간을 최소화시키기 위해 MMSE 알고리즘을 이용하여 초기 채널 추정값으로부터 국부적 최적 해를 갖는 초기 탭 계수 벡터 cr.를 산출한다.

$$c_0 = \left(h_0^H h_0 + \sigma_z^2 I_L\right)^{-1} h_0^H \tag{6}$$

여기서 h₀₋[h₀ h₁ ··· h_{L-1}]^T는 식 (5)에 의해 구해진 초기 채널 추정벡터이고, σ²₂은 표본화된 잡음의 분산값 이고, *I*는 단위행렬을 의미한다.

3.2. LMS 알고리즘

적응 알고리즘의 최적 해를 구하는 여러 연산기법이 있으나 본 논문에서는 상대적으로 구현이 간단한 LMS 알고리즘을 이용하여 적응 등화기 계수를 갱신한다 [14]. LMS 알고리즘은 평균 자승 오류를 최소화시키는 반복적 인 연산을 통해 해를 구하는 방법으로 시간에 따라 변화 하는 값을 추적해서 수렴하는 특성을 갖는다.

시간에 따라 변화하는 수중채널의 전달특성을 보상하 기 위해 적응형 등화기의 새 탭 계수 벡터 c_{n+1} 은 이전 탭 계수인 $c_n = [c_{0,n} c_{1,n} \cdots c_{L-1,n}]^T$ 으로부터 기울기 벡터 값의 차이로부터 구할 수 있으며 식으로 표현하면 다음과 같다.

 $c_{n+1} = c_n - \mu g_n, \qquad n = 0, 1, 2, \dots, N$ (7)

여기서 µ는 탭 계수 갱신의 단위 크기를 결정하는 양 의 실수이고, g_n는 기울기 백터로서 최소 평균 자승 오류 의 직교 성질을 이용하여 얻어지며 식 (7)을 이용하여 구 할 수 있다.

$$g_n = -\epsilon_n r_n^* \tag{8}$$

여기서 $\epsilon_n = \hat{s}_n - \hat{s}_n \ge n$ 번째 반복에서의 오류값이고, $r_n = [r_{0,n} r_{1,n} \cdots r_{L-1,n}]^T \ge n$ 번째 입력표본 벡터이다. 등화기의 입력 표본 벡터 r_n은 탭 계수 c_n과 성분 대 성분으로 곱해지고 합산된 뒤 위상 보정값과 곱해져 등화 표본 s_n으로 출력된다. 출력값 s_n은 심볼 검출기를 통해 추정심볼 s_n으로 결정된다.

3.3. 위상 추정기 (Phase estimator)

적응형 등화기의 탭 계수는 이론적으로 수신신호의 위 상 오프셋까지 정확히 보상할 수 있으나 실제 실험의 경 우에는 잡음에 의한 추정 한계와 LMS 알고리즘 자체의 수렴값의 한계로 인한 잔여 위상 오프셋을 가지고 있다 [1]. 이러한 잔여 위상 오프셋은 등화기의 출력값이 임의 의 위상회전을 갖는 값으로 수렴하게 하는 경우가 있다 [15]. 따라서 적응 등화기와 연계되어 등화기 출력의 기준 위상을 보상해주는 방법이 필요하다. 수중동신에 관한 국외의 여러 연구에서는 연산량이 많은 2차 위상 고정 루프 또는 추가적인 위상 보정 알고리즘을 사용한다 [1-3,10,11]. 본 논문에서는 연산량이 적은 평균 위상 오 차를 산출하는 위상 추정가를 적응형 등화기에 결합시켰 으며 다음과 같이 변동 위상을 추정한다 [16].

$$\hat{\phi}_{n+1} = -\tan^{-1} \left[Im \left(\sum_{p=n-P}^{n} \tilde{s}_{p}^{*} \tilde{s}_{p} \right) / Re \left(\sum_{p=n-P}^{n} \tilde{s}_{p}^{*} \tilde{s}_{p} \right) \right], (9)$$

$$P = \begin{cases} n &, n \leq P_{0} \\ P_{0}, n > P_{0} \end{cases}$$

여기서 P₀는 위상 오프셋을 구하기 위해 사용되는 표 본들의 수를 의미하며 프레임 초기에는 표본의 수가 P₀ 보다 작으므로 n개의 표본에 평균을 취한다. 위 식으로 부터 구해진 위상 오프셋은 등화기 출력 표본의 변동 위 상을 보상한다.

IV. 실험 및 결과

실제 해상 수중 통신 실험은 2009년 7월에 그림 4에 나타낸 동해시 인근 해역에서 수행하였다. 송수신단은 고정 작업 없이 표류상태를 유지하였고, 수평거리가 약 300 m와 1000 m, 평균 수십이 약 300 m인 환경에서 실험 이 진행하였다.

그림 5는 해상실험 모식도이다. 송신단은 무지향성 트 랜스듀서로 30 m 깊이에 위치시키고, 수신단은 -172.5 dB의 민감도를 갖는 무지향성 하이드로폰으로 98 m 깊이 에 위치시켰으며 65536 H2의 빈도로 수신신호를 표본화 시켜 저장하였다. 송수신단에는 GPS가 장비되어 있어 위 치 정보를 확인할 수 있다.

전송신호는 7 kHz의 반송파에 1 kHz의 대역폭을 갖는 BPSK (binary phase shift keying)와 QPSK (quadrature phase shift keying) 변조신호이고 각각 1 kbps, 2 kbps의 데이터 전송률을 갖는다. 전송 프레임의 총 심볼 수는 1024개이고, 프리앰블은 32개의 심볼을 사용하였다. 수 신단은 2, 3 장에서 설명한 방법으로 구현하였으며, 위상 고정루프의 평균 표본 수는 16개로 설정하였다. 등화기 의 탭 계수 갱신 단위 크기인 µ는 0,001로 고정하였다. 통신 프레임의 전송에 앞서 탐침신호를 전송하여 채널 응답특성을 측정하였다. 3.1절에서 설명한 바와 같이 등 화가의 탭 수는 채널 응답의 최대 지연구간을 포함하는 개수로 정해져야 한다. 따라서 본 논문에서는 헤밍윈도 우를 거친 CW (continuous wave) 신호를 데이터 신호 전송 전에 탐칩신호로 전송하여 최대 지연구간을 구하였

다. 탐침신호를 전송하여 산출한 기저대역 등가 채널 응





그림 5. 해상실험 모식도 Fig. 5. Experiment configuration.

답을 그림 6에 나타내었다. 300 m와 1000 m의 경우 최대 응답성분의 세기를 기준으로 약 10 dB가 작은 응답성분 까지 간접입력 신호로 간주하였으며 이 신호가 존재하는 지연구간은 20 msec 이내인 것을 확인할 수 있다. 이에 따라 등화기의 탭 수는 24개를 사용하였다. 그림 6에서 보는 바와 같이 300 m 거리에서는 신호세기가 비교적 크 기 때문에 다중경로로 도달한 성분들의 세기도 크고, 1 km 거리에서는 다중경로 성분의 세기가 약하지만 존재하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 간섭을 일으키는 성분을 제 기하기 위해 등화가 필요함을 알 수 있다.

그림 7에 300 m 거리에서 실험한 결과를 나타내었다. 300 m 실험은 송수신단 사여의 평균 상대속도가 -0.2 m/s인 상태에서 이루어졌다. (a)와 (b)는 각각 수신된 BPSK와 QPSK 변조신호의 등화기 입력에서의 표본을 성 상도로 나타낸 것으로 채널과 위상변동에 의한 신호 왜곡 이 발생했음을 알 수 있다. (c)와 (d)는 각각 (a)와 (b)를 입력으로 한 등화기 출력 표본의 성상도이다. (c),(d)로





부터 제안된 적응 등화기법을 통해 왜곡된 변조신호가 보상되었음을 알 수 있다. (e)와 (f)는 위상 고정 루프를 통해 보상된 BPSK 와 QPSK 신호의 위상 오프셋 값이다. 비트 오류율을 구할 때 이에 해당하는 SNR은 등화기

출력값을 기준으로 구하였으며 계산식은 다음 식 (10)과 같다 [1].

$$SNR = 10\log \frac{|s_n|^2}{\frac{1}{N_d} \sum_{n=0}^{N_d-1} |s_n - \hat{s}_n|^2}$$
(10)

여기서 N_a는 SNR 연산을 위해 사용한 데이터 심볼의 개수로서 본 실험에서는 988개를 사용하였다.

300 m에서 BPSK 신호 전송시 식 (10)에 의해 추정된 출력 SNR은 5.4 dB를 나타내었고 이 때 비트 오류율 (BER)은 0.0078이었다. 그리고 QPSK 신호는 5.7 dB의



그림 7. 300 m 실험 결과 (a) BPSK 신호 등화기 입력 성상도 (b) QPSK 신호 등화기 입력 성상도 (c) BPSK 신호 등 화기 출력 성상도 (d) QPSK 신호 등화기 출력 성상도 (e) BPSK 신호의 보상된 위상 오프셋 (f) QPSK 신호의 보상된 위상 오프셋

Fig. 7. Experimental result at 300 m distance (a) Constellation of BPSK signal for equalizer input (b) Constellation of QPSK signal for equalizer input (c) Constellation of BPSK signal for equalizer output (d) Constellation of QPSK signal for equalizer output (e) Compensated phase offset of BPSK signal (f) Compensated phase offset of QPSK signal. SNR과 0.0376의 BER 성능을 보였다. 적응 등화기를 사용하지 않고 초기 채널 추정을 이용한 선형 횡단선 등화 기반 사용할 경우에는 초기 128개의 심볼 구간에서 BPSK, QPSK 신호의 BER이 각각 0.0313, 0.1914를 나타 냈고, 전체 BER은 둘 다 약 50 %에 가까웠다.

그림 8은 1000 m 거리에서의 신험 결과이다. 1000 m 실험은 송수신단 사이의 평균 상대속도가 0.15 m/s인 상 태에서 이루어졌다. 300 m 실험과 동일하게 (a)와 (b)는 각각 BPSK와 QPSK 신호의 등화기 입력에서의 표본이 고, (c)와 (d)는 등화기 출력 표본, (e)와 (f)는 보상된 위상 오프셋 값이다. 1000 m에서 BPSK는 4.6 dB의 SNR과 0.0146의 BER, QPSK는 5.9 dB의 SNR과 0.0293의 BER 성능을 보였다. 1000 m 거리에서도 선형 횡단선 등화기 만 사용할 경우에는 전체 BER은 약 50 %에 가까웠고, 초기 128개 심볼 구간에서 BPSK, QPSK 신호의 BER이 각각 0.2109, 0.2344를 나타냈다.



그림 8. 1000 m 실험 결과 (a) BPSK 신호 등화기 입력 성상도 (b) QPSK 신호 등화기 입력 성상도 (c) BPSK 신호 등화 기 출력 성상도 (d) QPSK 신호 등화기 출력 성상도 (e) BPSK 신호의 보상된 위상 오프셋 (f) QPSK 신호의 보 상된 위상 오프셋

Fig. 8. Experimental result at 300 m distance (a) Constellation of BPSK signal for equalizer input (b) Constellation of QPSK signal for equalizer input (c) Constellation of BPSK signal for equalizer output (d) Constellation of QPSK signal for equalizer output (e) Compensated phase offset of BPSK signal (f) Compensated phase offset of QPSK signal.

V. 결론

본 논문에서는 한국 해역에서의 위상 동기식 통신 방식 을 실험적으로 검증하기 위해 위상 변동을 보상하면서 연산량은 적은 위상 추정기가 결합된 적응형 등화기를 제안하였다. 제안된 등화기의 성능은 동해 연근해에서 실험을 통해 각각 1 kbps와 2 kbps의 전송률을 갖는 BPSK, QPSK 변조신호를 전송하여 검증하였다. 제안된 적응형 등화기는 다중경로에 의해 왜곡된 신호를 적절히 등화함을 보였고, BPSK와 QPSK 신호는 300 m 거리에서 각각 0.0078, 0.0376의 비트 오류율을 보였으며, 1000 m 거리에서 0.0146, 0.0298의 비트 오류율을 보였다.

참고 문 헌

- M. Stojanovic, J. Calipovic, and J. Proakis, "Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels," *IEEE J. OCEAN, ENG*, vol. 19, no. 1, pp. 100–111, Sep. 1994.
- M. Stojanovic, "Recent advances in high-speed underwater acoustic communications," *IEEE J. OCEAN, ENG.*, vol. 21, no. 2, pp. 125–136, Apr, 1996.
- D. Kilfoyle and A. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry," *IEEE J. OCEAN, ENG.*, vol. 25, no. 1, pp. 4–27, Jan. 2000.
- 김현수, 권양수, 이일신, 정재학, 김성영, "시역전 수중 디지털 통신 성능 분석," 한국음향학회지, 28권, 3호, 213-221쪽, 2009.
- R. Urick, *Priciples of underwater sound*, McGraw-Hill, pp. 99–201, 1983.
- A. Goldsmith, Wireless communications, Cambridge university press, pp. 159–183, 2005
- J. Catipovic, "Performance limitations in underwater acoustic leternetry," *IEEE J. OCEAN, ENG.*, vol. 15, no. 3, pp. 205–216, Jul. 1990.
- J. Proakis, "Adaptive equalization techniques for acoustic telemetry channels," *IEEE J. OCEAN, ENG.*, vol. 16, no. 1, pp. 21–31, Jan, 1991.
- G. Howe, P. Tarbit, O. Hinton, B. Sharif and A. Adams, "Sub-sea acoustic remote communications utilising an adaptive receiving beamformer for multipath suppression," in *Proc. OCEANS* '94, vol. 1, pp. 313–316, Sep. 1994,
- J. Flynn, J. Ritcey, D. Rouseff and W. Fox, "Multichannel equalization by decision-directed passive phase conjugation: Experimental results," *IEEE J. OCEAN. ENG.*, vol. 29, no. 3, pp. 824–836, Jul. 2004
- H. Song, W. Hodgkiss, W. Kuperman, M. Stevenson and T. Akal, "Improvement of time-reversal communications using adaptive channel equilizers," *IEEE J. OCEAN, ENG.*, vol. 31, no. 2, pp. 487–496, Apr. 2006

- B. Sklar, *Digital communications : Fundamental and Applications*, Prentice–Hall Int., pp. 149–157, 2001.
- J. Beek, O. Editors, M. Sandell, "On channel estimation in OFDM systems," in *Proc. of Veh. Tech. Conf.*, vol. 2, pp.815–819, Sep, 1995.
- S. Haykin, Adaptive filter theory 3rd ed., Prentice-Hall Int., pp. 365–438, 1996.
- D. Falconer, "Jointly adaptive equalization and carrier recovery in two dimensional digital communication systems," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 55, pp. 317–334, Mar. 1976.
- J. Proakis, *Digital communications 5th ed.*, McGraw-Hill., pp. 303–308, 2008.

감사의 글

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다. (계약번호 UD100002KD)

저자 약력

●김 현 수 (Hyeonsu Kim)



2008년: 인허대학교 전지공학과 (공학사) 2008년~현재: 인하대학교 전자공학과 석사과정 ※ 관심분야: 수중통신, MIMO, IMT-Advanced

•최동현 (Donghyun Choi)



2009년: 안하대학교 전자공학과 (공학사) 2009년~현재: 인하대학교 전자공학과 석사과정 ※관심분야: 수중통신 MIMO-OFDM, IMT-Advanced

•서 종 필 (Jongpil Seo)



2009년 2월 인하대학교 전자공학과 2009년 3월~ 현재 인하대학교 전자공학과 석사과정 ※ 관심분야: OFDM시스템, MIMO, Cognitive radio, LTE-Advanced

236 한국음향학회지 제29권 제4호 (2010)

•정 재 학 (Jaehak Chung)



1988년: 언세대학교 전자공학과 (공학사) 1990년: 언세대학교 전자공학과 (공학석사) 2000년: University of Texas at Austin 전기전산학 과 (공학박사) 2000년~2001년: University of Texas at Austin, post doctorial fellow 2001년~2005년: 삼성중합기술원 수석연구원 2005년~현재: 인하대학교 전자공학과 부교수

※관심분야 cognitive radio, 차세대 이동통신 MMO-OFDM, UWB, cross-layer 설계

•김 성 일 (Seongil Kim)



1986년: 서울대학교 해양학과 (학사) 1988년: 서울대학교 해양학과 (석사) 2002 University of California, San Diego (박사) 1990년~현재 국방과학연구소 연구원, 한국읍향학회 이사, 연집위원 ※ 관심분야: 수중읍양학