

지역전 수중 디지털 통신 성능 분석

Analysis of Time Reversal Transmission Performance for Underwater Communications

김 현 수*, 권 양 수*, 이 일 신*, 정 재 학*, 김 성 일**
(Hyeonsu Kim*, Yangsoo Kwon*, Ilshin Lee*, Jaehak Chung*, Seongil Kim**)

*인하대학교 전자공학부, **국방과학연구소
(접수일자: 2008년 11월 26일; 수정일자: 2009년 1월 12일; 채택일자: 2009년 2월 16일)

수중 지역전 통신기법은 복잡한 수중채널환경에서 정합장 처리를 통해 수신단의 구조가 간단하면서 전송성능을 높이기 때문에 많은 연구가 진행되어 왔으나 디지털 지역전 통신을 하기 위한 전송변수에 대한 연구가 부족하다. 본 논문은 수중 지역전 채널과 전송방식을 분석하여 지역전 통신이 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 보였다. 그리고 디지털 지역전 전송 시 전송심볼간의 간섭을 회피하여 최적의 성능을 얻을 수 있는 통신변수인 심볼 구간, 프레임의 길이 및 전송 프로토콜에 대한 설계방법을 제안한다. 전산모의실험을 통해 제안된 설계변수를 이용한 지역전 통신에서의 전송심볼간 간섭효과를 보였다. 또한 보다 많은 트랜스듀서를 사용할수록 지역전 효과에 의해 부정확 신호경로의 개수와 크기가 줄어 ISI의 효과가 감소함을 보였다.

핵심용어: 수중통신, 지역전, 공간 다이버시티, 인접심볼간 간섭

투고분야: 음향 통신기술 분야 (6.3)

The time reversal mirror (TRM) method for underwater communications has been developed to improve transmission performance with low complexity. However, digital communication parameters for TRM have not been researched deeply. This paper demonstrates that the TRM scheme obtains spatial diversity gain similar to multiple antennas, and proposes design methodologies of symbol interval, frame duration and transmission protocol for time reversal mirror transmission. Simulation results show that spatial diversity gain is achieved and the effect of ISI decreases as the number of transducer increases.

Keywords: Underwater communications, Time reversal, Spatial diversity, Intersymbol interference

ASK subject classification: Acoustic Communications (6.3)

1. 서론

육상에서의 디지털 무선통신은 90년대 상용화 이후 지속적인 발전을 하여 3세대 통신으로 상용화되고, 현재 4세대 통신기술을 연구하고 있다 [1]. 이에 반해 수중에서의 통신은 해양탐사, 환경감사, 국방 등에서의 필요성은 증가하면서도 연구개발은 상대적으로 미진한 상태에 있다 [2].

수중통신은 수중매질의 특성상 RF (radio frequency) 의 전파가 불가능하기 때문에 음파를 사용한 통신시스템이 오래전부터 사용되어 왔다 [3]. 그러나 음파는 다양한

수중 환경변수에 따라 전파특성의 변동이 커서 육상의무선 통신 변수 등을 동일하게 적용할 수 없다 [4]. 그리고 음파의 진행속도에 의해 시변적인 다중경로 및 산란 특성이 무선채널보다 심하여 다중경로로 인한 인접 심볼간 간섭이 커지고 통신신호의 왜곡이 발생하여 전송성능 열화를 가져 온다 [5]. 이러한 문제들을 극복하기 위해서 적응적 신호 처리 알고리즘을 이용한 등화기법 등이 사용되어 왔다 [6]. 적응 등화기법은 직접경로에 대한 다중경로의 상대적인 크기가 클 경우 간섭제거에 어려움이 발생한다. 이와 같은 문제점을 극복하기 위해서 빔 형성 기법과 같은 배열센서를 이용한 수중 통신 기법이 연구되었다. 이 방법은 빔 형성기법을 위한 구현복잡도가 증가되는 단점이 있다 [7].

다중경로가 많은 채널에서 신뢰성이 높은 신호 전송이

책임저자: 김 현 수 (khs0224@inha.edu)
402-751 인천광역시 남구 용연동 253 인하대학교 전자공학부
(전화: 032-874-7421; 팩스: 032-868-3654)

가능하며 구현이 간단한 시역전 알고리즘이 제안되었다 [8]. 시역전 방식은 1970년대 상반성 (reciprocity principle) 원리에 근거하여 광학분야에서 처음 도입되었고 이후 수중통신에 적용되었다 [9]. 파동방정식의 시계열-반전 불변성에 기반한 시역전 기법은 시공간적인 침묵 효과를 통해 다중경로가 심한 환경에서 수신된 신호를 시간 반전시켜 재전송함으로써 채널을 추정하는 구조가 필요하지 않고 구현이 간단하여 수중 음향통신 분야에서 많은 연구가 진행되어 왔다 [10-12].

시역전 신호전송기법은 주로 해양환경에서 신호의 전달특성과 같은 시역전 채널의 현상과 데이터 전송의 거리에 대한 연구가 주로 되어왔다 [13]. 그러나 시역전 수중통신 기법에 디지털 통신기법을 적용하면 같은 환경에서 보다 효과적으로 신호를 전송할 수 있다. 그러므로 본 논문에서는 시역전 통신 시 고려해야 할 전송변수인 심볼 구간, 프레임의 길이, 시역전 채널에서 시변환경에 따르는 전송방식에 대한 설계방법을 제안한다. 그리고 전산모의 실험을 통해 성능을 분석하여 제안된 방법을 이용한 데이터 전송 시 공간 다이버시티 이득을 얻음을 보였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2 장에서 수중 음향 채널 환경, 제 3 장에서 시역전 기법을 설명하고, 제 4 장에서 시역전 수중통신 변수 설계방법을 제안한다. 제 5 장에서 전산모의 실험을 통한 시역전 전송 기법의 전송 성능을 분석하고, 마지막 6장에서 결론을 맺는다.

II. 수중 음향채널 환경

수중음향 채널 모델링은 그림 1에 도시한 것과 같이 음파 전달 특성에 영향을 주는 다른 환경변수들을 배제하고 수중환경을 단순화시킨 해양 도파관을 주로 사용한다. 해양 도파관에서의 음장은 식 (1)과 같이 주파수영역에서의 Helmholtz 파동방정식으로 표현할 수 있다 [13].

$$\nabla^2 G(w) + k^2 G(w) = -\frac{\delta(r-r_s)\delta(z-z_s)}{2\pi r} \quad (1)$$

여기서 (r_s, z_s) 는 음원의 위치, (r, z) 는 수신기의 위치, δ 는 Kronecker 델타함수이고, $k^2 = w^2/c^2$ 은 음속 c 와 각 주파수 w 로 계산되는 파수이다. $G(w)$ 는 주파수 영역의 그린 함수로서 수중채널의 임펄스 응답이다.

탐침음원 (PS; probe source)이 신호 $x(t)$ 를 송신할

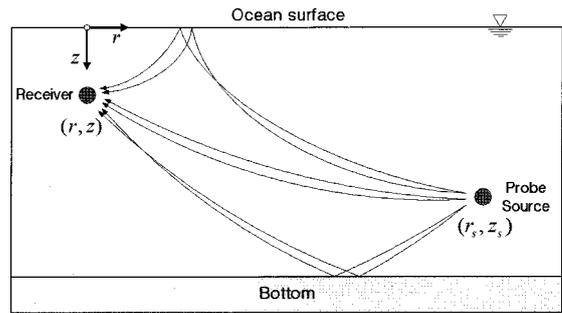


그림 1. 해양도파관 모델과 음선경로 예시
Fig. 1. Description of waveguide model and ray tracing.

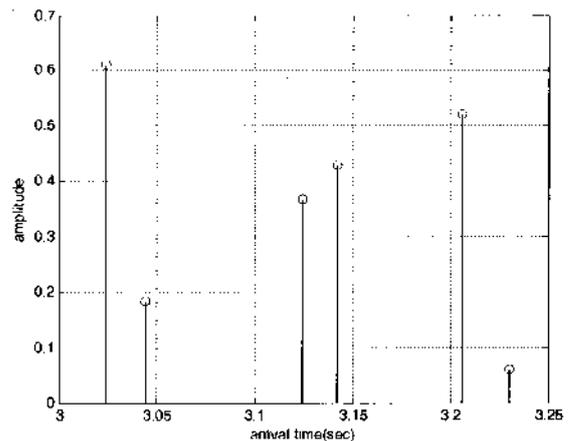


그림 2. 수중 채널 응답의 예
Fig. 2. Example of channel response in underwater.

때, 수중채널을 통과하여 수신기에 도착하는 시간영역의 신호는 주파수 영역의 식을 역푸리에 변환을 해서 얻을 수 있다.

$$y(t) = \int G(w)X(w)e^{iwt}dw \quad (2)$$

여기서 $X(w)$ 는 $x(t)$ 의 주파수 영역의 표현이다. $y(t)$ 는 수중채널의 다중경로를 포함할 때 다중경로 전파에 의한 시간 지연을 갖는 신호 성분들을 갖게 된다. 따라서 고유 음선 (eigen ray) 경로 관점에서 분석했을 때 송신신호 $X(w)$ 가 이상적인 임펄스 신호라면 수신신호는 그림 2와 같이 지연 프로파일 (delay profile)을 갖는 형태를 나타낸다.

그림 2에 나타낸 바와 같이 수중채널에서의 지연시간은 수백 ms로서 RF 채널환경에 비해 상대적으로 긴 지연 응답을 갖게 되어 짧게 연속된 심볼을 전송할 때 인접심볼 간의 간섭으로 인한 대역통과 신호의 왜곡을 가져오기 이를 보상하는 등화기의 설계가 복잡해진다.

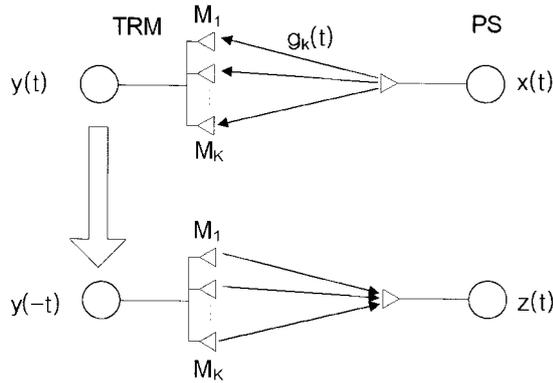


그림 3. 지역전 기법
Fig. 3. Time reversal method.

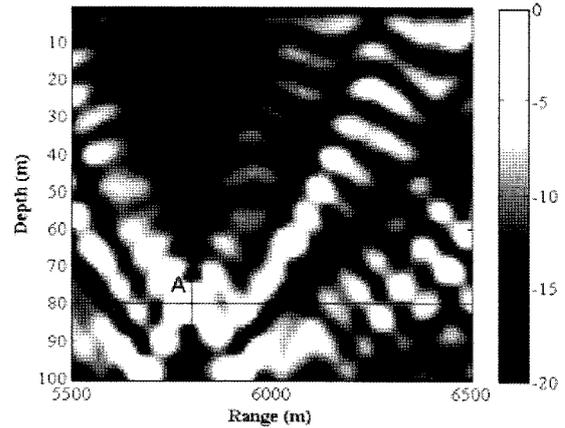


그림 4. 지역전 기법을 이용한 공간상 집속결과의 예
Fig. 4. Example of spatial focusing using time reversal method.

III. 지역전 기법 (Time Reversal Mirror)

지역전 기법은 음향에너지의 집속 특성과 다중경로에 의한 인접심볼간 간섭 크기 감소 특성을 가지며 수중통신의 적용에 대한 연구가 이루어져 왔다 [14-16].

그림 3은 지역전 방법의 개념을 나타낸다. 알려진 신호 $x(t)$ 가 담침음원으로부터 파동경로를 따라 전송될 때 지역전 배열의 k 번째 트랜스듀서에 수신되는 신호는 다음 식과 같이 주어진다.

$$y_k(t) = x(t) * g_k(t), \tag{3}$$

여기서 $*$ 는 곱셈연산을 의미하고 $g_k(t)$ 는 그린 함수로 표시되는 채널 임펄스 응답이며 각 트랜스듀서에 도달하는 다중경로의 수가 L 이라 할 때 아래의 식과 같이 각 경로의 합으로 표현된다.

$$g_k(t) = \sum_{l=1}^L g_{k,l}(t). \tag{4}$$

지역전 기법은 K 개의 트랜스듀서에 수신된 신호의 공액 복소 값을 시간 반전 형태 $y_k^*(-t)$ 로 변환하여 각각의 트랜스듀서에서 재전송한다. 그러면 원래의 PS 위치에 수신되는 신호 $z(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$z(t) = x^*(-t) * \left[\sum_{k=1}^K g_k(t) * g_k^*(-t) \right]. \tag{5}$$

지역전 효과를 쉽게 보기 위해 식 (5)를 주파수 상의 표현으로 정리하면 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$Z(w) = X^*(w) \sum_{k=1}^K |G_k(w)|^2. \tag{6}$$

주파수 상에서 수신된 신호 $Z(w)$ 는 지역전 채널의 전달함수로서 PS에서 전송한 신호 $X(w)$ 와 채널의 이득 성분인 $\sum_{k=1}^K |G_k(w)|^2$ 로 표시된다. $\sum_{k=1}^K |G_k(w)|^2$ 는 각각의 다중경로 이득의 합이므로 다중경로에 의한 공간 다이버시티 채널이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그러므로 트랜스듀서로부터 재전송된 신호는 트랜스듀서가 채널의 응답특성을 모르고 있더라도 채널 상태 정보를 알고 보내는 것과 같은 효과를 얻을 수 있다.

이와 같이 지역전 기법은 임펄스 응답 (그린 함수)의 시공간적 정합필터 구현으로 볼 수 있으며 다중경로의 수가 많을수록 더 큰 집속효과를 얻는다 [17]. 그림 4는 지역전된 수중음파신호가 공간영역에서 집속되는 형태를 보인 것이다. 지역전 배열로부터 수평거리 5800 m, 수심 80 m에서 전산모의 실험한 것으로 PS(A)에 신호가 집속됨을 알 수 있다.

IV. 지역전 수중통신 변수 설계

4.1. 심볼구간

수중 통신에서 사용하는 음파는 전파보다 상대적으로 느린 전파속도 때문에 전송신호의 지연구간이 넓게 나타나고 수중 환경에서의 다중경로 분체를 더욱 악화시킨다 [5]. 이러한 지연구간은 연속적인 신호 전송시 인접 심볼간 간섭 (ISI; intersymbol interference)을 야기하고 통신링크의 수신복호 성능 열화를 가져온다. 그러므로

본 절에서는 ISI가 가져오는 SNR의 성능열화에 대해 분석하고 이를 극복할 수 있는 심볼구간 설계에 대해 제안한다.

시역전 기법은 이상적으로는 트랜스듀서에 신호가 탐침음원에 집중되어야 하지만 유한한 수의 트랜스듀서와 수중채널환경의 변이 및 불완전한 신호전송에 의해 시역전 정합이 안 된 신호들의 다중경로 성분들이 남게 되어 ISI를 유발한다. 이러한 과정에서 유발되는 ISI에 의한 SNR의 열화는 다음과 같이 분석할 수 있다.

시역전 방법을 이용하여 트랜스듀서에서 심볼 전송률 $1/T_s$ 를 갖는 연속된 데이터 시퀀스 $d(n)$ 을 전송했을 때 PS에 수신되는 신호 $r(nT_s)$ 은 다음 식으로 정리할 수 있다.

$$r(nT_s) = z(0)d(n) + \sum_{k \neq n} z(kT_s)d(n-k) + w(nT_s). \quad (7)$$

$z(kT_s)$ 는 시역전 채널전달함수인 식 (6)의 시간영역 표현이며 $k=0$ 일 때 완벽히 정합되고 $k \neq 0$ 일 때 정합되지 않은 신호 성분을 의미한다. 그러므로 $\sum_{k \neq n} z(kT_s)d(n-k)$ 항은 ISI를 유발하는 성분을 의미한다. $w(nT_s)$ 는 수신단에서 더해지는 백색 가우시안 잡음이다.

ISI가 없는 전송을 가정하면 SNR은 식 (8)과 같으며 시역전 기법의 이론적인 최적값을 갖는다 [18].

$$SNR = \frac{\sigma_d^2 z(0)^2}{\sigma_w^2}, \quad (8)$$

여기서 σ_d^2 , σ_w^2 는 데이터 시퀀스와 백색 가우시안 잡음의 분산값이다.

ISI를 가지는 시역전 처리의 SNR을 정리하면 다음과 같다.

$$SNR_{ISI} = \frac{\sigma_d^2 z(0)^2}{\sigma_d^2 \sum_{k \neq 0} |z(kT_s)|^2 + \sigma_w^2} = \frac{\sigma_d^2}{\sigma_w^2} \frac{1}{\rho + \frac{1}{|z(0)|^2}}, \quad (9)$$

여기서 ρ 는 물리적으로 측면성분 전력 합 대 집중점 전력

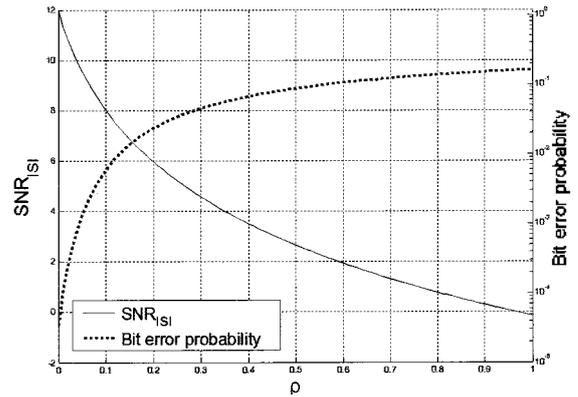


그림 5. 12 dB의 SNR에서 ρ 값에 따른 SNR_{ISI} 과 시역전 전송의 비트 오류율
Fig. 5. SNR_{ISI} and BER of time reversal transmission corresponding to ρ at SNR 12 dB.

비와 같으며 ISI 영향의 크기를 의미한다. ρ 를 정리하면 다음 식과 같다.

$$\rho = \left[\sum_{k \neq 0} |z(kT_s)|^2 \right] / |z(0)|^2 \quad (10)$$

식 (9)에서 SNR이 증가할 때 잡음에 의한 영향은 줄어들고 SNR_{ISI} 는 $1/\rho$ 로 수렴하게 된다. 따라서 ISI가 발생할 때 시역전 기법의 비트 오류율 성능은 측면성분 전력 합 대 집중점 전력비가 크면 전송신호의 전력을 증가시키더라도 일정 이상 향상되지 않게 되며, 심볼구간 T_s 의 설계에 따라 성능의 임계치가 결정된다. 그러므로 ISI가 발생하지 않도록 T_s 를 설계할 필요가 있다. 그림 5는 ISI가 발생할 경우 12 dB의 SNR에서 ρ 값에 따른 SNR_{ISI} 과 시역전 전송의 비트오류율 그래프이다. ρ 값이 증가할수록 SNR_{ISI} 이 감소하고 비트오류율 성능이 저하됨을 알 수 있다.

전송심볼 구간 T_s 를 ISI 없이 전송할 수 있도록 설정하기 위해서는 먼저 채널의 임펄스 응답 $g(t) = \sum_{j=0}^L a_j \delta(t - \tau_j)$ 로부터 RMS (root mean square) 지연구간, τ_{rms} 를 구해야 한다. τ_{rms} 를 산출하는 식은 다음과 같다 [19].

$$E[\tau] = \left(\sum_{j=0}^{L-1} a_j \tau_j \right) / \sum_{j=0}^{L-1} a_j, \quad (11)$$

$$E[\tau^2] = \left(\sum_{j=0}^{L-1} a_j \tau_j^2 \right) / \sum_{j=0}^{L-1} a_j,$$

$$\tau_{rms} = \sqrt{E[\tau^2] - E[\tau]^2}.$$

식 (11)에서 a_j 는 PS로부터 트랜스듀서에 j 번째 도달하는 채널응답 성분의 신호세기이며, τ_j 는 j 번째 성분의 지연시간이고, L 는 존재하는 경로의 수이다. 여기서 등화 알고리즘의 적용 없이 ISI를 피하기 위한 전송심볼 구간은 다음 식을 만족해야 한다.

$$T_s > \alpha \tau_{rms} \quad (12)$$

α 는 임의의 상수로서 일반적으로 $\alpha > 10$ 일 때 ISI의 영향이 없다. 그러나 이 값은 ISI의 영향을 없애기 위한 전송변수이며 단순히 수중통신에 적용하면 전송률이 낮아진다. 실제 예로 80m 깊이의 수중채널에서 수평거리로 5km 떨어진 PS로부터 도달하는 채널응답은 약 0.2 ~ 0.3 sec의 지연구간을 갖는 경우 τ_{rms} 는 약 0.05 sec이다. 이러한 채널환경에서 ISI없이 전송할 수 있는 최소 심볼 길이가 식 (12)에 의해 $10\tau_{rms}$ 라면 16QAM 변조방식을 사용하는 경우 약 8 bps이다. 그러므로 고속 데이터 통신을 유지하면서 ISI의 영향을 보상하기 위한 채널등화기가 필요하다 [20]. 그러나 시역전 배열의 트랜스듀서 수를 증가시키면 ISI의 효과가 억제된다. 이러한 효과를 전산모의실험에서 시역전 전송 비트 오류율 성능을 통해 보인다.

4.2. 프레임 길이

디지털 통신은 송신데이터를 프레임과 같은 구간으로 나누어서 전송한다. 이를 위해 심볼 시퀀스로 이루어지는 프레임 구간을 결정해야 한다. PS와 트랜스듀서 사이의 해수의 유동, 파도 그리고 트랜스듀서의 이동으로 인해 발생하는 도플러 영향은 시간 영역에서 선택적 페이딩을 겪게 한다. 이는 탐침음원으로부터 받은 신호에 대해 상반성이 일치하지 않게 하여 시역전 집속 성능을 떨어뜨리므로 하나의 프레임 전송 구간을 채널이 변화하지 않는 구간 내에서 설정하여야 한다. 따라서 탐침신호와 전송 데이터로 구성된 하나의 전송 프레임은 coherence time 이내로 설계해야 한다.

Coherence time은 RMS 도플러 퍼짐을 구함으로써 산출이 가능하다. 다음 식은 도플러 퍼짐의 평균 주파수를 산출하는 식이다.

$$\bar{f} = \frac{\int_{\gamma} f \psi_D(f) df}{\int_{\gamma} \psi_D(f) df} \quad (13)$$

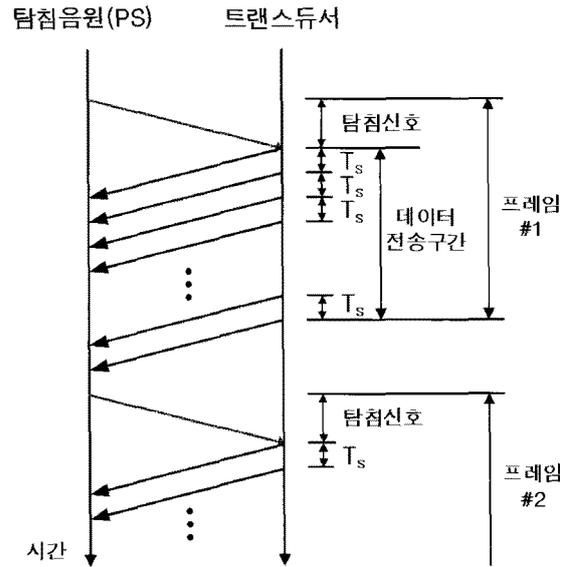


그림 6. 제안된 시역전 전송 프로토콜 구조
Fig. 6. Proposed transmission protocol structure for time reversal.

γ 는 $f_c - f_{max} \leq f \leq f_c + f_{max}$ 를 만족하는 주파수 구간이며 f_c 와 f_{max} 는 각각 반송파 주파수와 최대 도플러 천이 값이고, $\psi_D(f)$ 는 주파수에 따른 채널응답의 평균 전력이다. \bar{f} 를 이용하여 RMS 도플러 퍼짐, $f_{D,rms}$ 를 산출하는 식은 다음과 같다 [19].

$$f_{D,rms} = \sqrt{\frac{\int_{\gamma} (f - \bar{f})^2 \psi_D(f) df}{\int_{\gamma} \psi_D(f) df}} \quad (14)$$

Coherence time은 도플러 퍼짐으로부터 얻을 수 있기 때문에 다음과 같은 관계를 가진다.

$$T_c \approx \frac{1}{f_{D,rms}} \quad (15)$$

따라서 시역전 수중통신 방법은 위에서 결정된 변수에 근거하여 그림 6과 같은 프로토콜로 설계할 수 있다.

그림 7은 시역전 통신 전송프레임 구조를 나타내었다. 탐침신호는 PS로부터 알려진 신호가 전송되는 구간이다. T_s 는 전송 심볼의 구간이며 T_n 는 coherence time을 나타낸다. 데이터 시퀀스는 n개의 전송 심볼로 이루어지며 실제 데이터가 전송되는 구간이고 coherence time 길이 이내로 설계한다.

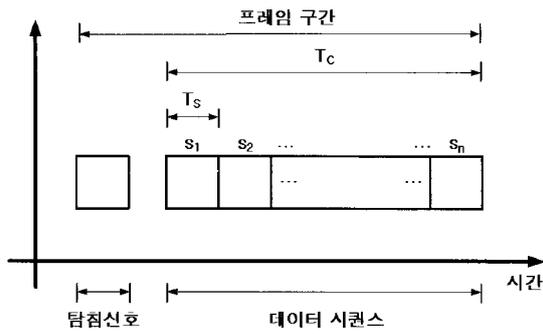


그림 7. 제안된 시역전 전송프레임 구조
 Fig. 7. Proposed transmission frame structure for time reversal.

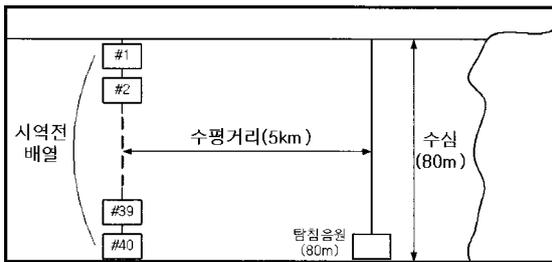


그림 8. 전산모의실험 수중환경
 Fig. 8. Underwater environment for simulations.

V. 전산모의실험 및 결과

본 장에서는 수중채널을 모델링하여 시역전 채널응답 특성을 분석하고, 제안된 파라미터로 설계된 전송신호 심볼 구간과 프레임 구간을 갖는 신호 전송시 얻을 수 있는 비트 오류율 (BER)을 보였다. 그리고 고속전송을 위해 심볼구간을 τ_{rms} 보다 작게 설계할 때 나타나는 ISI의 영향에 대해서 BER을 보였다.

본 논문에서는 신호 대 다중경로 개념과 함께 다중경로 특성의 정량적인 평가가 가능한 전달손실 모델 중 음선이론 기반의 BELLHOP 모델을 사용한다. BELLHOP 모델은 음원으로부터 전파되는 고유음선 파동의 파동경로를 추적하기 때문에 육상에서의 디지털 통신기법을 수중에 적용하는 데 용이하다. 실효성 있는 전산모의실험을 위해 참고문헌 [21]의 한국해역 중 실측된 서해 인근의 여름철 평균 음속분포 및 해저면 반사계수를 BELLHOP 모델에 적용한다. 그리고 2-way 전달경로에서 해수 유동 및 해수면 반사에 의한 신호의 상반성 왜곡은 정규분포로 모델링하여 적용한다.

그림 8에 나타난 실험에서 모의된 수중환경은 80 m 깊이의 천해환경이다. 송수신단의 수평거리는 5 km이고 PS는 80 m의 해저면에 위치한다. 시역전 배열은 각각

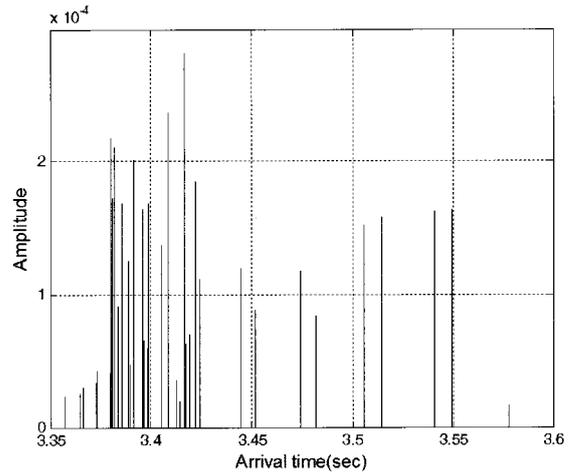


그림 9. 1 개의 트랜스듀서에 도달하는 단일방향 채널응답
 Fig. 9. 1-way channel response arrived at one transducer.

2 m의 수직간격을 갖는 트랜스듀서로 구성된다. 전송신호는 중심주파수 3.5 kHz에 대역폭 400 Hz를 사용하였다. 본 논문의 전산모의실험에서는 시역전 집속구의 크기보다는 전송신호의 검출에 대한 결과를 보기 위해 채널응답의 크기는 정규화된 전력을 사용한다.

그림 9는 42 m 깊이의 하나의 시역전 트랜스듀서에 도달하는 단일방향 채널응답이다. 채널응답의 각각의 성분들은 도달하는 고유음선을 의미하며 상대적으로 해수면 부근의 트랜스듀서에 도달하는 고유음선 수보다 42 m 깊이에서의 수가 많았다. 채널응답의 지연구간은 2장에서 언급한 바와 같이 전자파에 비해 상대적으로 느린 음파속도로 인해 약 0.22 sec로 넓게 나타난다.

그림 10, 11은 각각 1개와 10개의 트랜스듀서로 구성된 시역전 배열의 시역전 채널응답이다. 시간 반전 처리되어 도착하는 신호는 그림과 같이 높은 값을 가지는 집속점과 측면성분을 갖게 된다. 전송 신호는 집속점에서 검출하게 되며 측면성분들은 인접한 신호들의 검출시점에 ISI로서 작용하게 된다. 트랜스듀서가 10개의 경우 1개의 경우보다 존재하는 다중경로의 수가 많기 때문에 식 (10)에서 ρ 로 정리한 측면성분 대 집속점의 전력의 비가 작다. 그러므로 ISI를 유발하는 측면성분들은 많은 트랜스듀서를 사용했을 경우가 더 작다. 그리고 전송신호의 RMS 지연구간은 트랜스듀서의 수가 증가하더라도 비슷한 수치를 가지므로 ISI를 피하는 심볼길이의 값은 유사하다.

그림 12, 13은 각각 해수면과 평균 깊이 42 m에 위치한 트랜스듀서에서 시역전 전송기법 적용시 제안된 변수 설계를 통해 이상적으로 ISI가 일어나지 않는 조건에서 실험을 한 결과이다. PS에 도달하는 모든 ray의 전력 합을

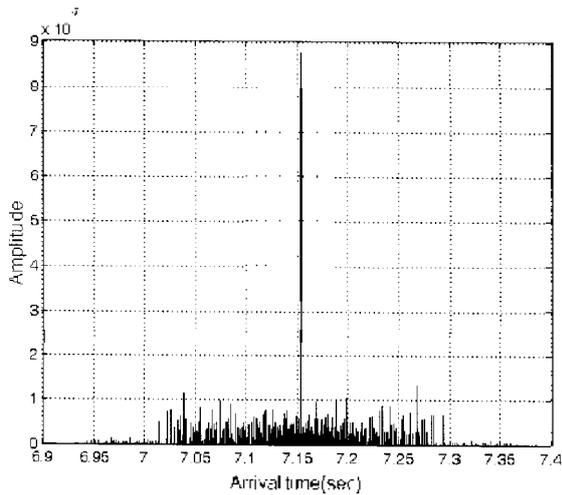


그림 10. 1 개의 지역전 트랜스듀서의 지역전 채널응답
Fig. 10. Time-reversed channel response by one transducer.

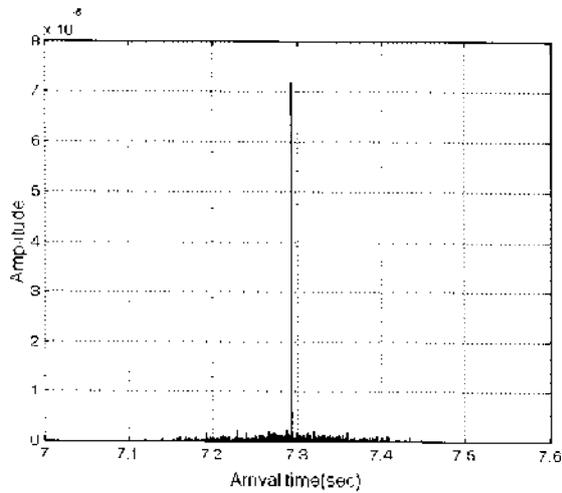


그림 11. 10개의 트랜스듀서로 구성된 지역전 배열의 지역전 채널응답
Fig. 11. Time-reversed channel response by 10 transducers.

정규화시켜 신호의 전력으로 설정하고 부가적으로 더해진 가우시안 잡음과의 전력비로서 SNR을 산정하였다. 전송 신호는 BPSK이며 트랜스듀서의 개수를 각각 1개, 3개, 10개로 늘려 실험하였다. 트랜스듀서의 수를 증가시킬 때 BER 곡선의 기울기가 급해짐을 알 수 있다. 이는 식 (6)에서 언급한 바와 같이 지역전 통신은 BER 기울기가 변화하는 공간 다이버시티 이득을 얻는다는 결과와 일치함을 알 수 있다. 해수면 부근과 42m 깊이에서의 성능이 차이가 있는 이유는 본 논문의 전산모의실험상 42m 깊이의 지역전 배열에서 도달하는 다중경로 고유음선의 수가 상대적으로 많아서 더 많은 공간 다이버시티를 얻기 때문이다. 그림 11, 12의 ★는 지역전 방식을 적용하지 않은 경우의 BER 성능 비교를 위해 등화기법을 사용한

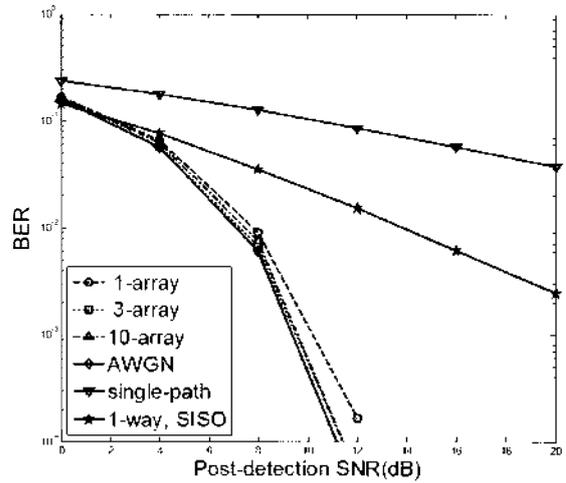


그림 12. 42 m 깊이에서의 수중 지역전 전송기법의 BER 성능 (ISI가 없는 경우)
Fig. 12. BER performance of underwater time-reversal transmission at 42 m depth (ISI-free case).

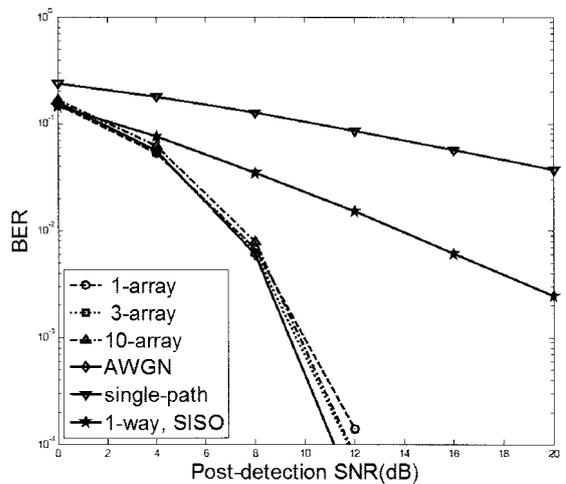


그림 13. 해수면 부근에서의 수중 지역전 전송기법의 BER 성능 (ISI가 없는 경우)
Fig. 13. BER performance of underwater time-reversal transmission at near surface (ISI-free case).

1-way 전송 성능을 나타내었다. 이는 10⁻²의 BER에서 충분한 다이버시티를 얻는 지역전 방식(AWGN)의 BER 곡선과 약 7 dB의 성능 차이를 보인다. 그리고 ▽는 채널 상에 단일경로의 고유음선만 존재할 경우 지역전 전송방식의 BER 성능이다. 이는 등화기법을 사용한 1-way 전송성능보다 좋지 않은 성능을 보이며, 공간 다이버시티가 없으므로 SNR 증가에 따라 BER 성능이 선형적으로 감소한다.

그림 14, 15는 심볼 구간 T_s 를 $0.04\tau_{rms}$ 로 설정하여 데이터를 전송할 때 나타나는 BER 성능 결과이다. 검출과정에서 측면성분이 ISI를 일으키므로 ISI가 없는 경우보다

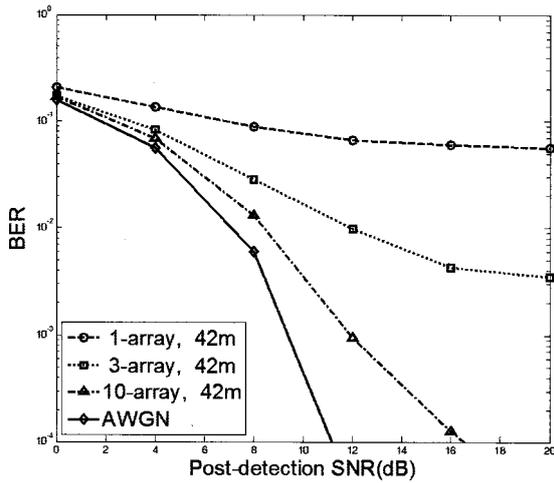


그림 14. ISI 존재시 42 m 깊이에서의 수중 시역전 전송기법의 BER 성능
 Fig. 14. BER performance of underwater time-reversal transmission at 42 m depth by ISI.

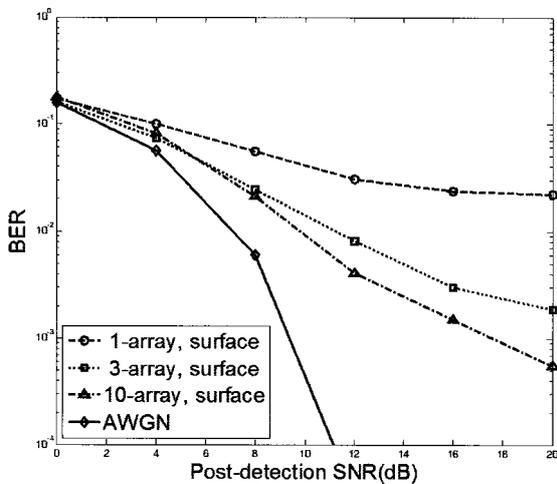


그림 15. ISI 존재시 해수면 부근에서의 수중 시역전 전송기법의 BER 성능
 Fig. 15. BER performance of underwater time-reversal transmission at near surface by ISI.

다 SNR이 증가함에 따라 BER 곡선의 기울기가 완만해지는 오류 항복현상이 나타난다. 그러나 시역전 배열의 트랜스듀서 수가 많아질수록 집속에 관여하는 신호성분이 늘어나 집속점의 신호세기가 커지고 측면성분의 크기가 줄어들어 향상된 BER 성능을 보인다. 이는 식 (9)에서 보인 ISI 효과가 줄어드는 결과와 일치함을 알 수 있다.

그림 14, 15에서 트랜스듀서 1개, 3개를 사용했을 때 42 m 깊이에서의 BER 성능이 해수면에서보다 나쁘다. 이 원인은 42 m 깊이에서는 다중경로의 수가 해수면에서보다 많지만 적은 수의 트랜스듀서에 의해 정합되는 다중경로의 수가 적어서 부정합에 의한 측면성분의 증가하기 때문이다. 그러나 트랜스듀서 수가 10개로 증가한 경우

표 1. 트랜스듀서의 개수와 위치에 따른 평균 ρ 값
 Table 1. Average ρ for the number of transducers and their locations.

트랜스듀서 개수	1		3		10	
	해수면	수심 42 m	해수면	수심 42 m	해수면	수심 42 m
ρ	0.568	0.910	0.224	0.308	0.199	0.107

에는 많은 트랜스듀서에 의해 정합되는 다중경로의 수가 증가하고 부정합되는 측면성분이 줄어들어 다중경로에 의한 다이버시티 이득을 얻기 때문에 해수면에서 보다 42 m에서의 BER 성능이 좋아지게 된다. 이는 표 1에 나타난 것과 같이 트랜스듀서 수가 1, 3개일 때 ρ 값이 42 m에서 해수면에서보다 더 크고 10개인 경우 더 작아지는 결과와 일치함을 알 수 있다.

VI. 결론

본 논문은 수중환경에서 시역전 통신을 위해 수중음향 채널을 분석하여 공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 보이고, 디지털 통신 변수인 심볼 구간, 프레임의 길이 및 전송 프로토콜에 대한 설계방법을 제안하였다. 전산 모의실험을 통해 시역전 통신에서의 전송심볼간 간섭효과를 보이고, 제안된 설계변수를 이용한 간섭효과 개선된 성능변화를 보였다. 또한 보다 많은 트랜스듀서를 사용할수록 정합되는 경로수가 증가하여 ISI의 영향이 감소함을 보였다.

감사의 글

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다 (계약번호 UD070054AD).

참고 문헌

1. A. Hashimoto, H. Yoshino, and H. Atarashi, "Roadmap of IMT-advanced development," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 80-88, Aug. 2008.
2. J. Joe and S. H. Toh, "Digital underwater communication using electric current method," *OCEANS, Europe*, Jun. 2007.
3. P. J. Hearn, "Underwater acoustic telemetry," *IEEE Trans.*

Comm. Tech., vol. 14, no. 6, pp.839-843, Dec. 1966.

4. 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.
5. J. A. Catipovic, "Performance limitations in underwater acoustic telemetry," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 15, no. 3, pp. 205-216, Jul, 1990.
6. M. Stojanovic, J. Capitoic, and J. Proakis, "Adaptive multi-channel combining and equalization for underwater acoustic communications," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 94, no. 3, pp. 1621-1631, 1993.
7. J. Gomes, V. Barroso, "A matched field processing approach to underwater acoustic communication," *IEEE J. Ocean. Eng.*, Vol. 2, pp. 991-995, Jan, 1999.
8. M. Fink, "Time reversal mirrors," in *Acoustical Imaging*, edited by B. F. Jones, vol. 25, pp. 1-15, New York, 1995.
9. A. B. Baggeroer, W. A. Kuperman, P. N. Mikhalevsky, "An overview of matched field methods in ocean acoustics," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 18, no. 4, Oct, 1993.
10. 윤종락, 박문갑, 노용주, "수동 페이지 컨주게이션 수중음향통신 기법의 비트 오류 영향 인자," *한국음향학회지*, 24권, 8호, 454-461쪽, 2005.
11. H. C. Song, W. S. Hodgkiss, W. A. Kuperman, M. Stevenson, and T. Akal, "Improvement of time-reversal communications using adaptive channel equalizers," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 31, no. 2, pp. 487-496, Apr, 2006.
12. G. F. Edelmann, T. Akal, W. S. Hodgkiss, S. Kim, W. A. Kuperman, and H. C. Song, "An initial demonstration of underwater acoustic communication using time reversal," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 27, no. 3, pp. 602-609, Jul, 2002.
13. F. B. Jensen, W. A. Kuperman, M. B. Porter, and H. Schmidt, *Computational Ocean Acoustics*, American Institute of Physics, New York, 1994.
14. D. R. Jackson and D. R. Dowling, "Phase conjugation in underwater acoustics," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 89, pp. 171-181, 1991.
15. D. R. Dowling, "Phase-conjugate array focusing in a moving medium," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 94, pp. 1716-1718, 1993.
16. D. R. Dowling, "Acoustic pulse compression using passive phase conjugate processing," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 95, pp. 1450-1458, 1994.
17. A. Derode, A. Tourin, and M. Fink, "Ultrasonic pulse compression with one-bit time reversal through multiple scattering," *J. Appl. Phys.*, vol. 85, pp. 6343-6352, May 1999.
18. M. Stojanovic, "Retrofocusing techniques for high rate acoustic communications," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 117, no. 3, pp. 1173-1185, Mar, 2005.
19. A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to space-time wireless communications*, Cambridge university press, 2005.
20. H. C. Song, W. S. Hodgkiss, W. A. Kuperman, M. Stevenson, and T. Akal, "Improvement of time-reversal communications using adaptive channel equalizers," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 31, no. 2, Apr, 2006.
21. 변양현, 김재수, 조정홍, 정재학, 고일석, 김성일, "한국해역의 대표정점에서 음파의 전달과 지역전 집속에 관한 연구," *한국음향학회 제 23회 수중음향학 학술발표회 논문집*, 29-32쪽, 2008.

저자 약력

•김 현 수 (Hyeonsu Kim)



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

•권 양 수 (Yangsoo Kwon)



2006년: 인하대학교 전자공학과 (공학사)
 2008년: 인하대학교 전자공학과 (공학석사)
 2008년~ 현재: 인하대학교 전자공학과 박사과정
 *관심분야: cognitive radio, UWB, 수중통신

•이 일 신 (Ilshin Lee)



2007년: 인하대학교 전자공학과 (공학사)
 2007년~ 현재: 인하대학교 전자공학과 석사과정
 *관심분야: 국방통신, IMT-Advanced, MIMO

•정 재 학 (Jaehak Chung)



1988년: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1990년: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 2000년: University of Texas at Austin 전기전산학과 (공학박사)
 2000년~2001년: University of Texas at Austin, post doctoral fellow
 2001년~2005년: 삼성종합기술원 수석연구원
 2005년~ 현재: 인하대학교 전자공학과 조교수
 *관심분야: cognitive radio, 차세대 이동통신, MIMO-OFDM, UWB, cross-layer 설계

•김 성 일 (Seongil Kim)



1986년: 서울대학교 해양학과 (학사)
 1988년: 서울대학교 해양학과 (석사)
 2002년: University of California, San Diego (박사)
 1990년~ 현재: 국방과학연구소 연구원, 한국음향학회 이사, 편집위원
 *관심분야: 수중음향학