

# 수중음향채널에서의 시역전 기법을 적용한 양방향 통신 방식의 용량 분석

## Analysis of Capacity for Bi-Directional Coding Applying Time Reversal Technique in Underwater Acoustic Channel

김 현 수\*, 권 양 수\*, 유 재 호\*, 정 재 학\*, 김 성 일\*\*  
(Hyeonsu Kim\*, Yangsoo Kwon\*, Jaeho Yoo\*, Jaehak Chung\*, Seongil Kim\*\*)

\*인하대학교 전자공학부, \*\*국방과학연구소  
(접수일자: 2009년 5월 29일; 채택일자: 2009년 7월 1일)

본 논문에서는 원거리 수중음향 통신환경에서 중계노드가 사용가능한 센서노드 간의 데이터 교환을 위해 시역전 방법을 적용한 두 단계 양방향 수중 중계노드 통신 방식을 제안한다. 제안된 방법은 기존의 4 단계 중계절차를 2 단계로 줄이기 위해 시역전 기법을 이용한 양방향 통신방법을 적용하였으며 이를 통해 향상된 시스템 통신 용량을 얻는다. 또한 중계노드가 낮은 복잡도로 구현이 가능하기 때문에 효과적으로 전송 거리를 증가시킬 수 있다. 전산모의실험을 통해 제안된 방법이 기존의 방법보다 20 dB의 SNR에서 약 3.2 bps/Hz만큼 향상됨을 보였다.

**핵심용어:** 수중통신, 시역전, 중계기, 양방향 부호화, 임접심볼간 간섭

**투고분야:** 음향 통신기술 분야 (6.3)

In this paper, we propose a bi-directional communication method applying time reversal technique in underwater acoustic channel in order to exchange data between sensor nodes with an available relay node. The proposed method reduces the conventional 4-step relaying procedure to 2-step and improves the system capacity. Moreover, it increases transmission range efficiently while the relay node can be implemented with low complexity. Simulation results demonstrate that the proposed scheme achieves 3.2 bps/Hz higher capacity than that of the conventional method at SNR 20 dB.

**Keywords:** Underwater communications, Time reversal, relay, bi-directional coding, Intersymbol interference

**ASK subject classification:** Acoustic Communications (6.3)

### I. 서론

수중음향 통신시스템에서 안정적인 원거리 통신을 보장하기 위해서는 무선통신시스템과 같은 중계노드 (relay node)가 필요하다. 중계노드는 음파신호를 직접 수신하지 못하는 통신 유효 반경 외곽이나 음영지역에 위치하는 센서노드 (sensor node)에게 안정적인 데이터 송수신을 제공할 수 있기 때문에 활발한 연구가 진행중이다 [1-3].

일반적으로 중계노드가 두 센서노드의 데이터를 중계하는 방법은 총 네 단계 (노드 A → 중계노드 → 노드 B,

노드 B → 중계노드 → 노드 A)를 거치게 된다. 이를 단순화하기 위한 방법으로 네트워크 부호화 (network coding) 기법을 이용한 세 단계 (노드 A → 중계노드, 노드 B → 중계노드, 중계노드 → 노드 A, 노드 B)의 전송방법이 개발되었다 [4][5]. 네트워크 부호화를 이용한 양 방향 부호화 기법은 노드들의 신호를 중계노드가 먼저 수신한 후 이를 exclusive OR (XOR) 연산을 거쳐 양 노드에 데이터를 재 송신한다. 중계노드로부터 신호를 수신한 각 노드는 중계노드에 송신한 자신의 신호를 알고 있기 때문에 XOR를 통해 원하는 데이터를 복호함으로써 데이터를 교환한다. 따라서 데이터를 중계하는 데 기존의 중계방법보다 적은 세 단계가 필요하다. 그러나 양 방향 부호화 기법은 중계노드가 간섭을 피해 노드들의 신호를 수신하기 위해 하나의 노드만이 신호를 송수신해야 하는 단점

이 있다 [5].

본 논문에서는 이러한 단점을 극복하기 위해 중계노드 시스템에 양 방향 시역전 기법을 적용하였다. 시역전 기법은 수신노드가 데이터를 수신하기 전에 탐침신호 (probe)를 전송하여 송신노드가 채널 정보를 획득하고 송신노드는 획득한 채널 정보를 시역전시켜 전치 필터 (pre-filter)로써 사용하여 데이터와 함께 송신하는 기법이다 [6][7]. 위 방법을 이용해 중계노드가 짧은 시간 동안 탐침 신호를 두 노드에 송신하고 이를 이용해 두 노드가 동시에 중계노드에 데이터를 송신할 수 있다. 또한 중계노드는 변복호 과정없이 신호를 증폭시켜 두 노드에 동시에 재전송함으로써 기존의 방법에 비해 추가적인 연산이 필요하지 않다. 또한 데이터 교환을 두 단계로 줄여 전체 데이터 전송시간을 줄임으로써 기존보다 향상된 시스템 용량을 얻을 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 2 장에서 시역전 기법에 대해 설명하고, 제 3 장에서 기존의 중계 기법에 대해 알아본다. 제 4 장에서 제안된 시역전 방법을 적용한 양방향 데이터 교환 방법에 대해 설명하고 제 5 장에서 전산모의실험을 통해 제안된 기법과 기존의 기법의 시스템 용량에 대해 분석하고 마지막 6 장에서 결론을 맺는다.

## II. 시역전 기법 (Time Reversal Mirror)

시역전 기법은 음향에너지의 집속 특성과 다중경로에 의한 위점심볼간 간섭 크기 감소 특성을 가지며 수중통신의 적용에 대한 연구가 이루어져 왔다 [8-10].

그림 1은 시역전 방법의 개념을 나타낸다. 알려진 신호  $x(t)$ 가 탐침음원 (PS; Probe source)으로부터 파동경로를 따라 전송될 때 시역전 배열의  $k$ 번째 트랜스듀서에

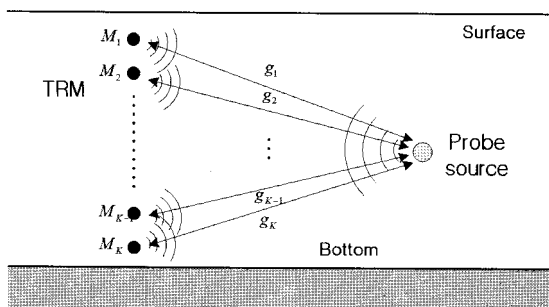


그림 1. 시역전 기법  
Fig. 1. Time reversal method.

수신되는 신호는 다음 식과 같이 주어진다.

$$y_k(t) = x(t) \star g_k(t). \tag{3}$$

여기서  $\star$ 는 곱셈연산을 의미하고  $g_k(t)$ 는 그린 함수로 표시되는 채널 임펄스 응답이며  $k$ 번째 트랜스듀서에 도달하는 다중경로의 수가  $L_k$ 라 할 때 아래의 식과 같이 각 경로의 합으로 표현된다.

$$g_k(t) = \sum_{l=1}^{L_k} g_{k,l} \delta(t - \tau_{k,l}). \tag{4}$$

여기서  $\delta(\cdot)$ 는 Kronecker delta 함수이고,  $\tau_{k,l}$ 은  $k$ 번째 트랜스듀서에 도달하는 응답 중  $l$ 번째 성분의 지연시간을 나타낸다.

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

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

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

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

주파수 영역에서 수신된 신호  $Z(w)$ 는 시역전 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 다이버서티 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 시역전 기법은 임펄스 응답 (그린 함수)의 사공간적 정합필터 구현으로 볼 수 있으며 다중경로의 수가 많을수록 더 큰 집속효과를 얻는다 [11].

### III. 기존의 중계 기법

중계노드는 수중 음향 채널에서 음파 도달거리 외곽 또는 음영지역 (shadowing area)에서 신호를 수신하지 못하는 노드들을 위해 사용 가능하다. 그림 2는 기존의 중계기법의 데이터 전송단계를 나타낸 것이다. 기존의 기법은 노드 A에서 중계노드로 데이터를 전송하고 중계노드는 이를 다시 노드 B로 재전송하게 된다. 마찬가지로 노드 B의 데이터는 중계노드를 거쳐 노드 A로 재전송된다. 이 경우 두 노드의 데이터 교환에 필요한 전체 시간을 T로 가정할 경우 각 노드에서 데이터를 송신할 수 있는 시간은 T/4가 된다. 따라서 전체 데이터 전송시간의 25%만을 데이터 전송에 사용하는 기존의 네 단계 프로토콜을 세 단계 프로토콜로 간소화하여 데이터 전송시간을 향상시키는 양방향 부호화 방법 (bi-directional coding)이 연구되어왔다 [4][5].

양방향 부호화 방법의 데이터 전송을 도식화하면 그림 3과 같이 나타낼 수 있다. 첫 단계에 노드 A가 중계노드에 데이터  $x_1$ 을 송신한다. 그 다음, 노드 B가 중계노드에 데이터  $x_2$ 를 송신한다. 이들 두 신호를 수신한 중계노드는 각각의 데이터를 채널 보상 후 버퍼 (buffer)에 저장한다. 중계노드는 exclusive OR (XOR) 연산을 통해 노드 A와 노드 B에 동시에 신호를 송신하게 되며  $x_3 = x_1 \otimes x_2$  같이 나타낼 수 있다. 중계노드로부터  $x_3$ 을 수신한 두 노드는 채널값을 보정한 후 1 단계와 2 단계에

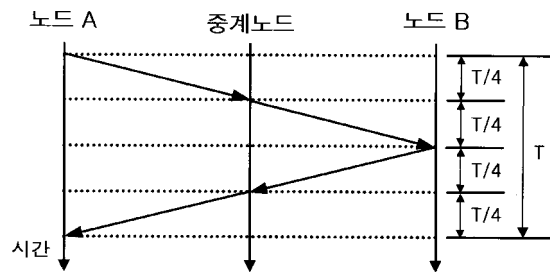


그림 2. 기존의 중계기법의 데이터 전송  
Fig. 2. Data transmission for conventional relaying.

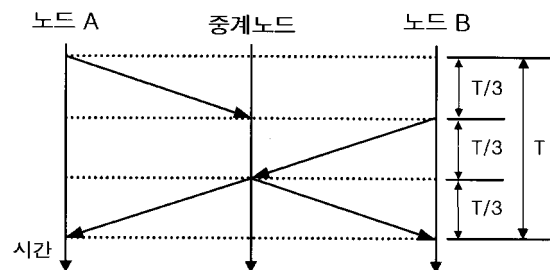


그림 3. 양방향 부호화 방법의 데이터 전송  
Fig. 3. Data transmission for bi-directional coding.

중계노드에게 송신한 신호를 이용해 다른 노드의 신호를 복호할 수 있으므로 노드 A와 노드 B의 데이터 교환을 이룰 수 있다. 이러한 양방향 부호화 방법은 기존의 네 단계의 프로토콜보다 약 33%의 데이터 전송률을 향상시킬 수 있다 [4].

### IV. 제안된 지역전 양방향 데이터 교환방법

본 절에서는 데이터 교환시간을 최소화하기 위해 지역전 방법을 적용한 양방향 부호화 (Bi-directional TRM Coding; BIC) 방법을 제안한다. 제안된 방법을 적용한 수중음향 통신시스템은 각 노드가 동시에 중계노드에 신호를 송신하고 중계노드로부터 신호를 수신하는 두 단계 중계방법이다. 이 방법은 시스템 용량을 증가시킬 수 있고, 중계노드에 수신신호 복호와 같은 블록이 필요하지 않으므로 낮은 복잡도로 구현이 가능하다.

#### 4.1. 지역전 방법을 적용한 양방향 데이터 교환방법

본 논문에서 제안한 방법을 적용한 시스템의 데이터 교환과정을 그림 4에 나타내었다. 노드 A와 B는 신호의 송수신에 각각  $M, N$ 개의 트랜스듀서를 사용하며, 중계노드는 1개의 트랜스듀서를 사용한다.

노드 A와 노드 B가 각각의 데이터를 송신하기 전에 그림 4와 같이 중계노드는  $\alpha$  시간 동안 두 노드에 탐침신호를 송신한다. 이 탐침신호를 이상적인 충격파 신호 (impulse signal)로 가정하면 노드 A와 B의  $m, n$ 번째 트랜스듀서에 도달하는 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_{A,m}(t) &= g_{A,m}(t), \quad m = 1, 2, \dots, M, \\ y_{B,n}(t) &= g_{B,n}(t), \quad n = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \tag{7}$$

$g_{j,k}$ 는 채널의 임펄스 응답이며, 계수  $\alpha$ 와 지연시간  $\tau$ 를 갖는 응답성분의 합으로서 식 (4)와 유사한 형태로 다

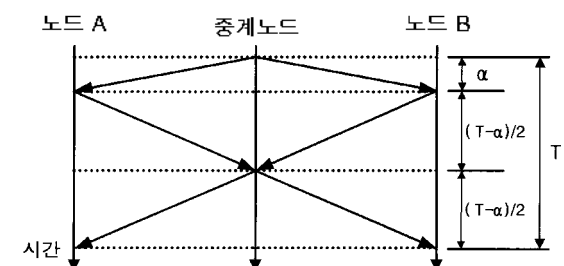


그림 4. 제안된 방법의 데이터 전송  
Fig. 4. Data transmission for the proposed method.

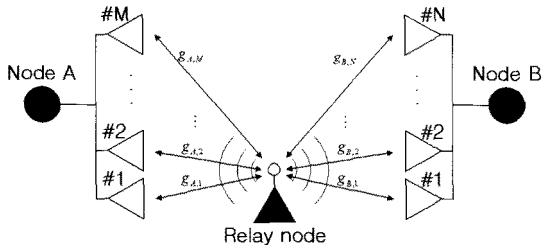


그림 5. 제안된 방법을 사용하는 시스템의 개념도  
 Fig. 5. Description of the relay system using the proposed method.

음과 같이 나타낼 수 있다.

$$g_{j,k}(t) = \sum_{l=1}^{L_{j,k}} a_{j,k,l}(t - \hat{\tau}_{j,k,l}), \quad j = A, B, k = m, n \quad (8)$$

$L_{j,k}$ 는 트랜스듀서에 도달하는 응답성분의 수이다. 양 노드는 중계노드로부터 수신한 탐침신호를 시역전 시킨 신호의 공역복소값에 각자의 데이터 신호를 필터링하여 중계노드에 이를 재송신하게 되며, 중계노드는 두 신호를 동시에 수신한다. 중계노드에서 수신시 잡음성분이 발생하지 않는다고 가정하면 수신된 신호는 시간영역에서 식 (9)와 같이 표현할 수 있다.

$$y_R(t) = s_A(t) \star \sum_{m=1}^M \left[ \frac{1}{\sqrt{M}} y_{A,m}^*(-t) \star g_{A,m}(t) \right] + s_B(t) \star \sum_{n=1}^N \left[ \frac{1}{\sqrt{N}} y_{B,n}^*(-t) \star g_{B,n}(t) \right] \quad (9)$$

$$= \sqrt{M} s_A(t) \star h_A(t) + \sqrt{N} s_B(t) \star h_B(t).$$

여기서  $h_A$ 와  $h_B$ 는 각각 노드 A와 중계노드, 노드 B와 중계노드 사이의 시역전된 신호의 채널 응답이며 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$h_A(t) = \sum_{m=1}^M h_{A,m}(t) = \sum_{m=1}^M \hat{c}_{A,m}^*(-t) \star c_{A,m}(t), \quad (10)$$

$$h_B(t) = \sum_{n=1}^N h_{B,n}(t) = \sum_{n=1}^N \hat{c}_{B,n}^*(-t) \star c_{B,n}(t).$$

중계노드는 수신된 신호의 전력을 정규화한 후  $P_R$ 의 전력으로 재전송하게 되고 양 노드에 수신되는 신호는 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$z_{A,m}(t) = c_{A,m}(t) \star \frac{\sqrt{P_R} y_R(t)}{\|y_R(t)\|} + n_{A,m}(t), \quad (11)$$

$$z_{B,n}(t) = c_{B,n}(t) \star \frac{\sqrt{P_R} y_R(t)}{\|y_R(t)\|} + n_{B,n}(t).$$

각 노드 A, B는 각각의 전송신호  $s_A(t)$ ,  $s_B(t)$  및 채널 정보를 알고 있으므로 수신신호로부터 송신신호 성분을 제거함으로써 상대 노드에서 전송한 데이터 신호를 복호할 수 있다. 복호된 신호를 식으로 표현하면 다음과 같다.  $n_{A,m}$ ,  $n_{B,n}$ 은 각 노드의 트랜스듀서에서 발생하는 백색 잡음과 해양배경잡음이 더해진 성분을 나타내며 가우시안 분포를 갖는다고 가정하였다.

$$\hat{s}_B(t) = \sum_{m=1}^M \left[ c_{A,m}^{-1}(t) z_{A,m}(t) - \frac{\sqrt{M P_R} s_A(t) \star h_A(t)}{\|y_R(t)\|} \right] - \frac{\sqrt{N P_R}}{\|y_R(t)\|} h_B(t) \star s_A(t) + n_A(t), \quad (12)$$

$$\hat{s}_A(t) = \sum_{n=1}^N \left[ c_{B,n}^{-1}(t) z_{B,n}(t) - \frac{\sqrt{N P_R} s_B(t) \star h_B(t)}{\|y_R(t)\|} \right] - \frac{\sqrt{M P_R}}{\|y_R(t)\|} h_A(t) \star s_B(t) + n_B(t).$$

$n_A(t)$ 과  $n_B(t)$ 는 송신신호의 성분을 제거한 신호 내에 포함되어 있는 잡음성분을 의미한다. 위 식은 데이터 신호의 전송시 인접심볼 간의 간섭 (ISI: intersymbol interference)이 발생하지 않는 단일경로 채널에서 적용 가능하다.

시역전된 신호는 다중경로를 갖는 채널에서 정합장 처리가 되어 전송되며 이는 수신단에서 최대값과 시간상으로 퍼져 있는 잔여 성분을 갖는 응답으로 나타난다. 전송 신호는 이러한 응답으로부터 최대값을 갖는 시점에 데이터 신호를 검출해야 하며 잔여 성분들은 연속된 데이터 심볼 시퀀스에서 인접심볼에 간섭을 일으키는 성분으로 작용한다. 따라서 샘플링 구간  $T_s$ 를 갖는 데이터 시퀀스의 경우 위에서 정리한 수신단에서 받은 신호는 이산시간 형태로 정리할 때 다음과 같다 [12].

$$\hat{S}_B(kT_s) = \frac{\sqrt{N P_R}}{\|y_R\|} [h_B(0) s_B(kT_s) + \sum_{l=k}^{\infty} h_B(lT_s) s_B((k-l)T_s)] + n_A(kT_s), \quad (13)$$

$$\hat{S}_A(kT_s) = \frac{\sqrt{M P_R}}{\|y_R\|} [h_A(0) s_A(kT_s) + \sum_{l=k}^{\infty} h_A(lT_s) s_A((k-l)T_s)] + n_B(kT_s).$$

여기서  $h_A(0)$ ,  $h_B(0)$ 는 시역전 신호가 완벽히 정합되어 최대값을 갖는 시점의 응답을 의미하며  $l \neq k$ 일 때  $h_A(lT_s)$ ,  $h_B(lT_s)$ 는 시간상으로 퍼지는 잔여 응답성분을 나타낸다. 위 식으로부터 노드 A와 B의 수신신호의 신호 대 잡음간섭비 (SINR)를 정리하면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned}
 SINR_A &= \frac{E_s |h_B(0)|^2}{\left| \sum_{k \neq l} h_B(l T_s) \right|^2 + \frac{N_0 \|y_R\|^2}{NP_R \|h_A\|^2}} \\
 &= \frac{E_s}{E_s \rho_B + \frac{N_0 (M \|h_A\|^2 + M \|h_B\|^2)}{NP_R \|h_A\|^2 |h_B(0)|^2}} \quad (14) \\
 SINR_B &= \frac{E_s |h_A(0)|^2}{\left| \sum_{k \neq l} h_A(l T_s) \right|^2 + \frac{N_0 \|y_R\|^2}{MP_R \|h_B\|^2}} \\
 &= \frac{E_s}{E_s \rho_A + \frac{N_0 (M \|h_A\|^2 + M \|h_B\|^2)}{MP_R \|h_B\|^2 |h_A(0)|^2}}
 \end{aligned}$$

여기서  $\rho$ 는 잔여성분 대 집중성분의 비를 의미하며 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$\rho_j = \frac{\left| \sum_{l=k} h_j(l T_s) \right|^2}{|h_j(0)|^2}, \quad \text{for } j = A, B. \quad (15)$$

$\rho$  값은 전송되는 데이터 신호는 전송신호의 전력을 증가시켜도 SINR이 증가하지 않는 포화점을 발생시킨다. 반면  $\rho$  값이 0에 근사할 때 식 (13)은 식 (12)로 근사화되며 인접심볼 간의 간섭 없이 신호를 전송할 수 있다.  $\rho$  값에 따른 제안된 방법의 처리 후 SNR의 그래프를 그림 6에 나타내었다.  $\rho$  값이 커짐에 따라 처리 후 SNR이 감소하며,  $\rho$  값이 작더라도 상대적으로 수신 SNR이 클 경우 SNR 손실이 크다는 것을 알 수 있다.

상기에 설명한 바와 같이 제안된 시역전 양방향 데이터 교환방법을 사용할 경우 중계노드는 수신단의 복호연산 없이 두 노드에 신호를 동시에 중계하고 두 단계만으로

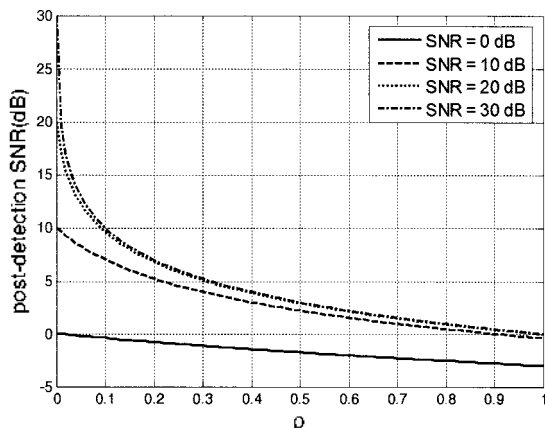


그림 6.  $\rho$ 값에 따른 제안된 방법의 처리 후 신호 대 잡음비  
 Fig. 6. Post-detection SNR for the proposed method corresponding to the value  $\rho$ .

데이터의 교환이 가능하여 전체 시스템 용량을 향상시킬 수 있다.

## 4.2. 전송 용량 비교분석

### 1) 기존 방법의 전송 용량

기존의 방법인 증폭 후 전달 방법 (amplify and forward)은 두 노드가 전송할 데이터의 양이 동일할 경우 데이터 교환이 이루어지는 시간을 전체  $T$ 라 할 때 각 단계가  $T/4$ 로 동일한 시간을 갖는다. 중계노드에서 가우시안 잡음이 발생하지 않는다고 가정할 때 노드 A에서 노드 B로의 전송용량  $C_{AB}$ 와 노드 B에서 노드 A로의 전송용량  $C_{BA}$ 는 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 C_{AB} &= \frac{T}{4} \log_2 \left( 1 + \frac{\|c_A\|^2 \|c_B\|^2 E_s}{N_0 M} \right), \\
 C_{BA} &= \frac{T}{4} \log_2 \left( 1 + \frac{\|c_A\|^2 \|c_B\|^2 E_s}{N_0 N} \right). \quad (16)
 \end{aligned}$$

여기서  $E_s = E\{s^2 | \cdot | \}$ 는 전송심볼의 평균 전력을 나타내며  $N_0$ 는 수신단에서 더해지는 가우시안 잡음의 평균 전력스펙트럼 밀도를 의미한다. 증폭 후 전달 방법의 전체 시스템 용량은 다음과 같이 두 방향의 전송용량의 합으로 표현된다.

$$C_{AF} = C_{AB} + C_{BA}. \quad (17)$$

위 용량은 전송 신호의 신호 대 잡음비 (SNR)에 관한 함수로서 다중경로에 대한 완벽한 등화가 이루어졌을 때의 값이다.

### 2) 제안된 방법의 전송 용량

기존의 방법과 마찬가지로 전체 데이터 교환시간이  $T$ 이고 탐침신호의 전송시간이  $\alpha$ 일 때 노드 A로부터 노드 B의 전송용량과 노드 B로부터 노드 A의 ISI를 고려한 전송용량은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 C_{BA} &= \frac{(T-\alpha)}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{E_s \rho_B + \frac{N_0 (M \|h_A\|^2 + M \|h_B\|^2)}{NP_R \|h_A\|^2 |h_B(0)|^2}} \right), \\
 C_{AB} &= \frac{(T-\alpha)}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{E_s}{E_s \rho_A + \frac{N_0 (M \|h_A\|^2 + M \|h_B\|^2)}{MP_R \|h_B\|^2 |h_A(0)|^2}} \right). \quad (18)
 \end{aligned}$$

앞의 식에서 인접심플간의 간섭이 없는 전송이 이루어지면  $\rho \approx 0$ 이 되므로 전송용량은 이상적인 값을 가지며 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$C_{BA} = \frac{(T-\alpha)}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{NP_R \|h_{B,R}\|^2 \|h_{A,R}\|^2 E_s}{N_0 (M \|h_{A,A}\|^2 + M \|h_{B,B}\|^2)} \right),$$

$$C_{AB} = \frac{(T-\alpha)}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{MP_R \|h_{A,R}\|^2 \|h_{B,R}\|^2 E_s}{N_0 (M \|h_{A,A}\|^2 + M \|h_{B,B}\|^2)} \right). \quad (19)$$

이 때 제안된 방법의 전체 시스템 용량 또한 두 방향의 용량의 합으로써 나타낼 수 있다.

$$C_{total} = C_{BA} + C_{AB}. \quad (20)$$

전체 시스템 용량은 ISI 없이 전송이 이루어질 때 식 (19)의  $C_{AB}$ 와  $C_{BA}$ 를 통해 값을 얻을 수 있으며, 잔여성분에 의한 ISI가 발생시 식 (18)의  $C_{AB}$ 와  $C_{BA}$ 를 통해 값을 구할 수 있다.

### V. 전산모의실험 및 결과

본 절에서는 수중음향채널에서 제안된 시역전 방법을 적용한 데이터 방법을 사용할 경우 전산모의실험을 통해 송수신노드의 트랜스듀서 수에 따른 시스템 용량의 향상 정도를 알아보고, 중계노드와 노드 A, B 사이의 채널이 다를 경우의 전송용량을 비교한다.

그림 7은 전산모의실험을 위해 모의된 채널 환경을 나타낸 것이다. 수심 80 m의 거리-독립환경을 가정하였으며 노드 A와 B는 중계노드로부터 각각 5 km 떨어진 해저면에 위치하고 각각 2 m의 수직간격으로 배치된 10개의 트랜스듀서를 갖는다. 이러한 모의환경을 기반으로 한반도 서해 인근에서 수집된 음속 데이터블 사용하였다 [13]. 이를 Bellhop 프로그램에 적용하여 얻어진 고유음선 데이터블 채널 정보로 사용한다 [14].

그림 8은 기존의 증폭 후 전달 방법의 전송용량을 트랜스듀서의 사용개수에 따라 산출한 결과이다. 노드 A와 노드 B의 트랜스듀서 개수를 각각 1개, 3개, 5개, 10개로 증가시킴에 따라 전송용량이 증대됨을 알 수 있다. 20 dB의 SNR에서 각각 1, 3, 5, 10개를 사용할 경우 약 3.3, 4.1, 4.6, 5 bps/Hz의 용량을 갖는다.

그림 9은 ISI가 발생하지 않을 때 제안된 중계방법의 이상적인 전송용량을 트랜스듀서의 사용개수에 따라 산

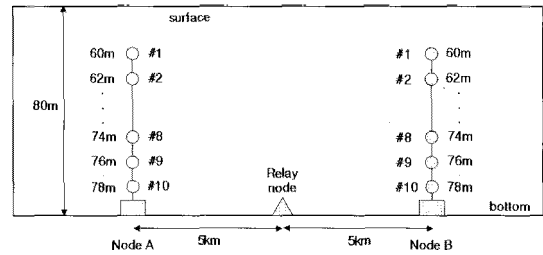


그림 7. 전산실험 모의환경  
Fig. 7. Simulation environment.

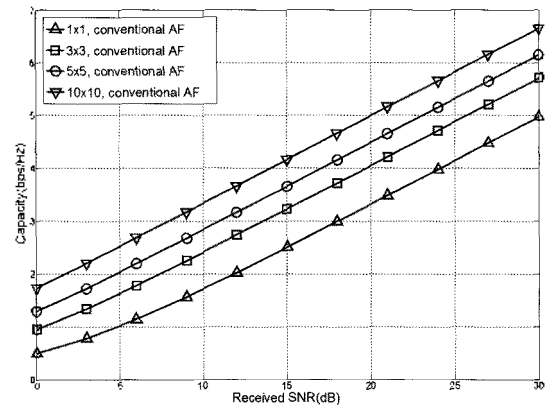


그림 8. 트랜스듀서 개수에 따른 기존의 중계기법의 전송용량  
Fig. 8. Capacity for the conventional relaying method corresponding to the number of transducer for ISI case.

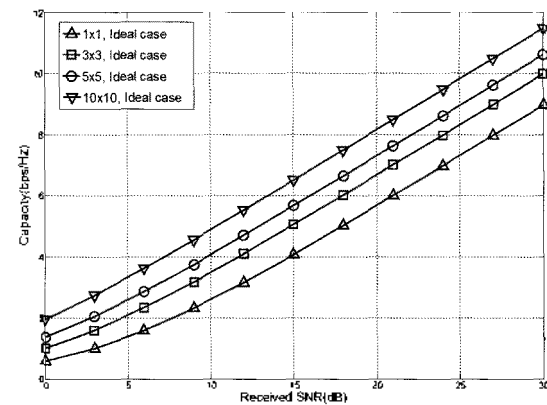


그림 9. 트랜스듀서 개수에 따른 제안된 중계기법의 이상적인 전송용량  
Fig. 9. Ideal capacity for the proposed relaying method corresponding to the number of transducer.

출한 결과이다. 탐침신호의 전송시간  $\alpha$ 는 전체 데이터 교환시간에 비해 매우 짧다고 가정하였을 때의 결과이며 같은 개수에서의 용량을 비교해볼 때 기존의 방법보다 향상된 성능을 가짐을 알 수 있다. 트랜스듀서 10개를 사용할 때 제안된 방법은 기존의 방법보다 20 dB에서 약 3.2 bps/Hz 향상됨을 알 수 있다.

그림 10은 시역전 과정에서 정합장 효과가 완벽히 일어나지 않아서 인접심플간 간섭 (ISI)이 발생할 때 제안된

중계방법의 전송용량을 나타낸 것이다. ISI로 인해 SNR 증가에 따라 전송용량이 선형적으로 증가하지 않는 현상

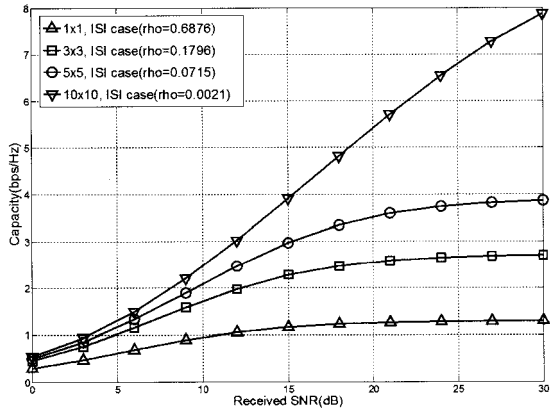


그림 10. ISI 발생시 트랜스듀서 개수에 따른 제안된 중계기법의 전송용량  
 Fig. 10. Capacity for the proposed relaying method corresponding to the number of transducer for ISI case.

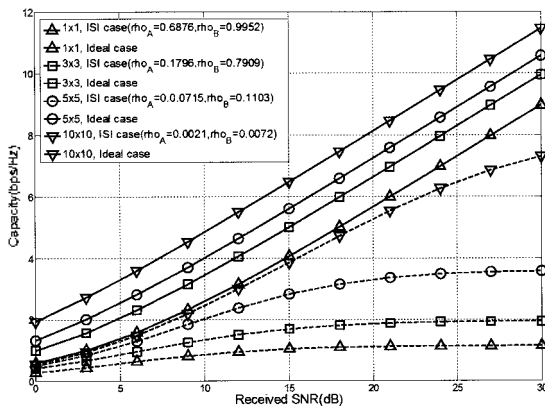


그림 11. 양 방향의 채널이 다른 경우 트랜스듀서 개수에 따른 제안된 중계기법의 전송용량  
 Fig. 11. Capacity for the proposed relaying method corresponding to the number of transducer for asymmetric channel.

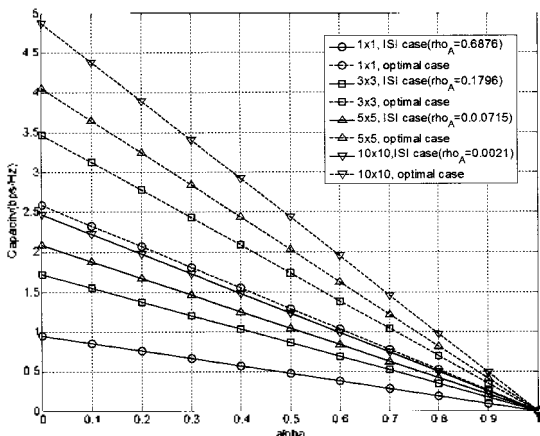


그림 12. 10 dB의 SNR에서  $\alpha$  값에 따른 전송용량  
 Fig. 12. Capacity corresponding to the value  $\alpha$  at SNR 10 dB.

을 볼 수 있다. 이는 식 (17)에서 정리한  $\rho$  값에 기인하며 이것은 간섭효과를 나타내는 지표이다. 신호 대 잡음비가 증가하더라도 간섭에 의한 효과는 감소하지 않으므로 전송용량은  $\rho$ 에 의한 값으로 포화된다.  $\rho$  값은 각 노드의 트랜스듀서를 많이 사용할수록 작아지며 트랜스듀서의 사용개수가 1, 3, 5, 10개일 때 각각  $\rho$  값이 0.6876, 0.1796, 0.0715, 0.0021이다. 10개의 트랜스듀서를 사용할 경우 ISI가 발생하더라도 기존의 방법보다 20 dB의 SNR에서 약 0.4 bps/Hz, 30 dB에서 약 1.2 bps/Hz 향상된 전송용량을 갖는 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 중계노드와 노드 A, B 사이의 두 채널이 다른 경우에 대한 전송용량이다.  $\rho$  값은 채널 응답의 형태에 의해 결정되므로 A에서 B 방향의 용량과 B에서 A 방향의 용량에 영향을 미치는  $\rho$  값이 다른 것을 알 수 있다. 두 채널이 다른 경우도 ISI 발생시 트랜스듀서의 사용 개수를 늘리면  $\rho$  값이 작아지고 전송용량이 증대됨을 알 수 있다.

그림 12는 데이터 교환에 걸리는 시간 중 탐침음을 전송하는 데 걸리는 시간을 의미하는  $\alpha$ 에 따른 전송용량의 크기를 10 dB의 SNR에서 나타낸 것이다. 식 (18)과 (19)에서 정리한 것과 같이 전송용량은  $\alpha$ 에 선형적인 관계를 갖고 있으므로 그림과 같이  $\alpha$ 가 증가함에 따라 전송용량이 선형적으로 감소함을 알 수 있다. 그러나 시불변 채널에서는 최초 탐침음 전송 이후 송수신 노드에 탐침음을 재전송할 필요가 없으므로 전송이 반복됨에 따라 평균 전송용량은  $\alpha=0$ 일 때의 값으로 근사될 수 있다.

## VI. 결론

본 논문은 중계노드 기반의 수중음향통신 시스템에서 두 개의 센서노드의 데이터 교환을 이루기 위해, 지역전 방법을 적용한 데이터 교환방법을 제안하였다. 제안된 방법을 적용할 경우 중계노드가 탐침신호를 송신하고 탐침신호로부터 측정된 채널 값을 이용해 두 센서노드가 동시에 신호를 중계노드에 송신하여 전체적인 데이터 교환시간을 단축할 수 있다. 또한 중계노드에서 채널 추정이 필요하지 않기 때문에 낮은 복잡도로 구현이 가능하다. 전산모의실험을 통해 제안된 방법이 센서노드의 트랜스듀서의 수가 증가함에 따라 시스템의 용량이 증가함을 보였다.

## 감사의 글

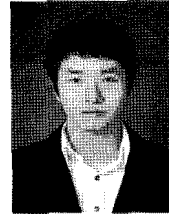
본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다 (계약번호 UD070054AD).

## 참고 문헌

1. T. M. Cover and A. A. El Gamal, "Capacity theorems for the relay channel," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 25, no. 5, pp. 572-584, 1979.
2. A. S. Ibrahim, Z. Han and K. J. Liu, "Distributed energy-efficient cooperative routing in wireless networks," *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, vol. 7, no. 10, pp. 3930-3941, 2008.
3. T. Ban, W. Choi, B. Jung and D. Sung, "A cooperative phase steering scheme in multi-relay node environments," *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, vol. 8, no. 1, pp. 72-77, 2009.
4. A. Rudolf, N. Cai, S. Li and R. Yeung "Network information flow," *IEEE Trans. on Inform. Theory*, vol. 46, no. 4, pp. 1004-1016, 2000.
5. P. Larsson, N. Johansson and K. Sunell, "Coded bi-directional relaying," *Vehicular Tech. Conf.*, vol. 2, pp. 851-855, 2006.
6. M. Fink, "Time reversal of ultrasonic fields. I. basic principles," *IEEE Trans. on Ultra., Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 39, no.5, pp.555-566, 1992.
7. P. Parker, D. Bliss, P. Milran and V. Tarokh, "On bounds and algorithms for frequency synchronization for collaborative communications systems," *IEEE Trans. on Signal Proc.*, vol. 56, no. 8, 2008.
8. D. R. Jackson and D. R. Dowling, "Phase conjugation in underwater acoustics," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 89, no. 1, pp. 171-181, 1991.
9. D. R. Dowling, "Phase-conjugate array focusing in a moving medium," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 94, no. 3, pp. 1716-1718, 1993.
10. D. R. Dowling, "Acoustic pulse compression using passive phase conjugate processing," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 95, no. 3, pp. 1450-1458, 1994.
11. A. Derode, A. Tourin, and M. Fink, "Ultrasonic pulse compression with one-bit time reversal through multiple scattering," *J. Appl. Phys.*, vol. 85, no. 9, pp. 6343-6352, 1999.
12. M. Stojanovic, "Retrofocusing techniques for high rate acoustic communications," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 117, no. 3, pp.1173-1185, 2005.
13. 변양현, 김재수, 조정홍, 정재학, 고일석, 김성일, "한국해역의 대표정점에서 음파의 전달과 시역전 집중에 관한 연구," *한국음향학회 제 23회 수중음향학 학술발표회 논문집*, pp. 29-32, 2008.
14. F. B. Jensen, W. A. Kuperman, M. B. Porter, and H. Schmidt, *Computational Ocean Acoustics*, American Institute of Physics, New York, 1994.

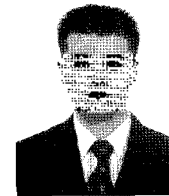
## 저자 약력

### •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

### •유 재 호 (Jaeho Yoo)



2008년: 인하대학교 전자공학과 (공학사)  
2008년~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 전기전신학과 (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