

## 수중음향 통신채널 환경에서 시공간 블록부호를 적용한 주파수영역 등화기법의 성능평가

황호선\*, 이석우, 강영식, 최재훈  
LIGNex1(주)

### Performance Comparison of Space Time block coded Frequency Domain Equalization transmission Scheme in Underwater Acoustic Communication Channel

Hoseon Hwang\*, Seokwoo Lee, Yeongsik Kang, Jaehoon Choi  
LIGNex1 co., Ltd

**요약** 본 논문에서는 수중음향 통신환경에서 다중경로에 의한 심볼간 간섭을 제거하기 위한 방법으로 STBC 전송구조를 결합한 FDE 기법을 제시하고, 그 성능을 평가하였다. 이를 위해 수중통신환경을 고려한 수중음향채널을 모델링하였고, 이 채널에 대한 수중통신 모의시험 결과를 제시하였다. 주파수영역 등화의 경우, 전송블록 양쪽에 혼련신호가 추가되는 구조적 특성상 OFDM 기법에 비해 약 4% 정도의 전송률 저하를 보이나 OFDM에 비해 4.4%에서 16.8%(SNR 9dB 기준) 향상된 SER 특성을 보였다.

- 주제어 : 수중음향통신, 주파수영역등화, 직교주파수분할다중화, 시공간블록부호화, 수중채널모델

**Abstract** In this paper, we propose and evaluate a FDE combined with STBC transmission structure to cancellation of ISI in underwater acoustic communication. To achieve this purpose, underwater acoustic channels are modeled and the simulation results are presented. In case of STBC-FDE, the transmission rate is less about 4% than STBC-OFDM, but the SER performance is better than STBC-OFDM that is larger from 4.4% to 16.8% at the SNR of 15dB than STBC-OFDM.

- Key Words : Underwater Acoustic Communication, Frequency Domain Equalization(FDE), Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM), Space Time Block Coding(STBC), Underwater Channel Model

Received 25 September 2019, Revised 10 October 2019, Accepted 12 December 2019

\* Corresponding Author Ho-Seon Hwang, LIG Nex1 Co.,Ltd, 333, Pangyo-ro, Bundang-gu, Seongnam-City, Gyeonggi-do, 13488, Korea.  
E-mail: hoseonhwang@lignex1.com

## I. 서론

음향신호를 이용한 수중통신(underwater acoustic communication)은, 현재까지 수중무선통신을 위한 가장 적합한 방법으로 알려져 있다. 그러나 매체(음향신호)와 수중환경의 특성상 다음과 같은 심각한 제약조건이 따른다[1].

1. 매우 느린 음파 전달속도(1500m/s)로 인해 전송신호의 대역폭이 제한되어 통신용량 증가가 어렵다.

2. 다중경로(multipath)에 의한 매우 긴(수 십ms ~ 수 초) 지연확산(delay spread)으로 심각한 수신신호 왜곡이 발생한다.

특히, 다중경로 현상은 수중음향 채널에 의한 신호 전달과정에서 해면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의해 발생하는 현상으로, 이때 발생하는 지연확산 현상은 심볼 간 간섭(inter-symbol interference, ISI)과 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)을 발생시켜 통신시스템의 성능을 심각하게 저하시킨다[2].

채널의 시간적인 변화가 심볼 주기에 비해 상대적으로 느린 페이딩(slow fading)의 경우, 다중경로에 의한 페이딩에 효율적으로 대처할 수 있는 전송기법이 필요하다. 이러한 방법으로, 반송파 종류에 따라 크게 단일 반송파(single carrier, SC) 변조방식인 시간영역 등화(time domain equalization, TDE)와 주파수영역 등화(frequency domain equalization, FDE) 기법, 다중 반송파(multi carrier, MC) 전송방식인 직교 주파수분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 기법이 있다[2]. 이 중 SC-TDE는 높은 계산량에 따른 처리지연 문제로 수중통신환경에 적합하지 않은 방법이다.

표 1은 각 SC-FDE와 OFDM 전송방식에 따른 장단점을 나타낸 것이다[2]. 표에서처럼, OFDM은 낮은 복잡도와 우수한 성능으로 수중음향통신에 적용하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이에 비해 OFDM과 유사한 복잡도 및 성능을 가지는 FDE에 대한 성능평가는 상대적으로 다루어지지 않았다.

다중경로 페이딩에 대처하기 위한 또 다른 방법으로 시공간 블록 부호화(space time block coding : STBC) 기법을 들 수 있다. 이 기법은 시간 및 공간 부호화를 통해 페이딩의 영향을 적게 받은 신호를 수신하도록 하는 방법으로 1990년대 후반 Alamouti 등에 의해 육상이동통신 분야에서 최초로 제안되었고 Guey

와 Tarokh에 의해 일반화 되었다[3]. 수중음향통신에 STBC 기법을 이용할 경우, 데이터 심볼(symbol)의 신뢰성을 높일 수 있다. 본 논문에서는 수중음향통신 채널환경에서 발생하는 다중경로 페이딩에 대처하기 위한 방법으로 단일반송파 방식의 FDE에 STBC를 결합한 전송방식에 대한 이론적 배경을 제시하고 수중채널 환경에 적용하여 그 성능을 분석하였다.

이를 위해 II장에서는 STBC-FDE 송수신 구조를, III장에서는 LS 알고리즘을 이용한 STBC-FDE의 채널 및 등화기 계수 추정방식을 설명하고, IV장에서는 모델링된 모의실험 환경에 따른 STBC-FDE와 FDE, OFDM의 심볼오율을 비교하고, V장에서는 모의실험 결과를 바탕으로 얻어진 결론에 대해 설명하고 끝을 맺는다.

## II. STBC 송수신 구조

### 2.1 STBC 송수신 구조

그림 1은 2개의 송신기를 갖는 STBC 전송구조를 나타낸 것이다[3].

첫 번째 심볼 주기 동안에 첫 번째와 두 번째 송신기에서는 각각  $s_0$ 와  $s_1$ 의 신호가 전송되며 두 번째 심볼 주기 동안에는 첫 번째와 두 번째 송신기에서 각각  $-s_1^*$ 과  $s_0^*$ 의 신호가 전송된다.  $h_0$ 와  $h_1$ 는 첫 번째 송신기와 두 번째 송신기의 채널 경로이며,  $r_0$ 와  $r_1$ 이 두 개의 연속된 심볼 주기 동안에 수신된 신호라고 하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= -h_0^* s_1 + h_1^* s_0 + n_1 \end{aligned} \quad (1)$$

위에서  $n_0$ 와  $n_1$ 은 각각의 심볼 주기 동안에 부가되는 평균이 0이고  $\sigma^2$ 의 분산을 갖는 AWGN이다. 또한 수신, 송신, 잡음 신호 벡터를 각각  $\mathbf{r} = [r_0 \ r_1^*]^T$ ,  $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1]^T$  그리고  $\mathbf{n} = [n_0 \ n_1^*]^T$  로 정의하면 수신 신호는 다음과 같은 벡터와 행렬을 이용한 형태로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2)$$

송신 신호를 복호하기 위해서는 먼저 수신 측에서

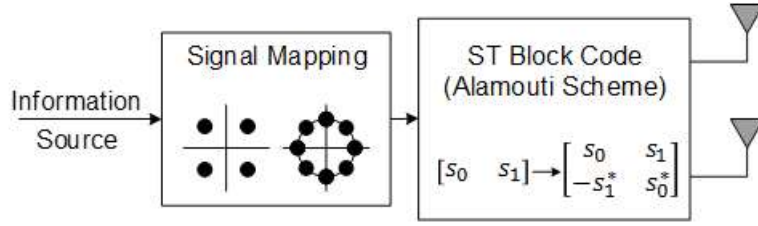


Fig. 1. Transmission structure of STBC with two transmitter

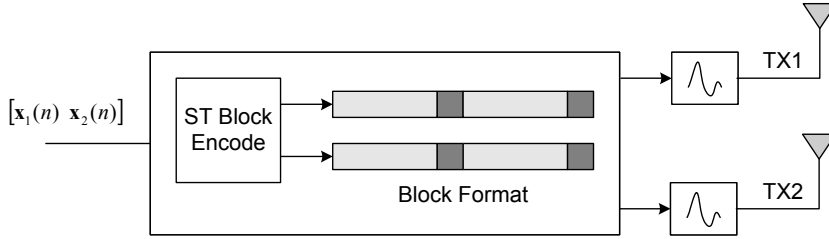


Fig. 2. Transmission structure for STBC-FDE

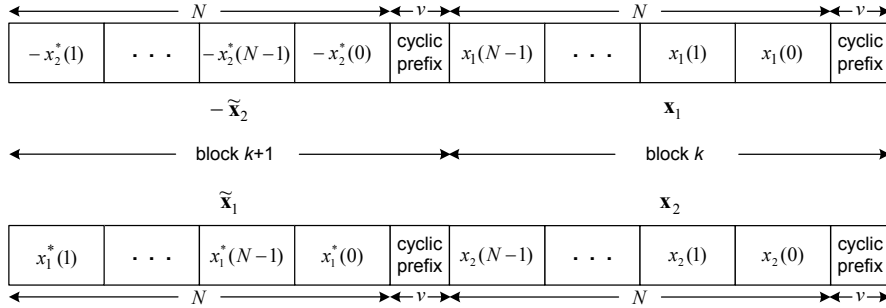


Fig. 3. STBC-FDE transmission data block structure

채널정보  $H$ 를 추정된 후 다음과 같은 식을 이용한다.

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{r} = (|h_0|^2 + |h_1|^2) \cdot \mathbf{s} + \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{n} \quad (3)$$

$$= \gamma \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

위 식으로부터 다이버시티 이득이 2임을 알 수 있으며, 수신 측에서는 MRRC 방식과 동일함을 알 수 있다. 채널 정보 행렬  $\mathbf{H}^H$ 가 곱해진 잡음  $\mathbf{n}$ 은 AWGN이기 때문에 최적의 ML 복호기는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathcal{S}_{s_1, s_2}} \|\mathbf{z} - \gamma \cdot \mathbf{s}\|^2 \quad (4)$$

만약 수신기의 수가 2개인 경우 식 (2)와 식 (3)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 \\ h_1^* & -h_0^* \\ h_2 & h_3 \\ h_3^* & -h_2^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{r} \quad (6)$$

$$= (|h_0|^2 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2) \cdot \mathbf{s} + \mathbf{H}^H \cdot \mathbf{n}$$

$$= \gamma \cdot \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}$$

식 (5)에서 수신신호 벡터는  $\mathbf{r} = [r_0 \ r_1^* \ r_2 \ r_3^*]^T$ 로 정의된다.

## 2.2 STBC 구조를 갖는 FDE 전송구조

다중경로에 의한 주파수 선택적 페이딩 채널 환경에서 STBC 구조로 신호를 전송할 때, FDE를 적용하기 위해 데이터를 블록단위로 부호화하여 전송한다. 그림 2는 STBC-FDE 전송 구조를 블록 다이어그램으로 나타낸 것이다. 이 그림에서 시간  $k=0, 2, 4, \dots$ 에서 전송될 블록의 쌍  $\mathbf{x}_1^{(k)}(n)$ 과  $\mathbf{x}_2^{(k)}(n)$ 은 입력 정보열로부터 생성되며 각각 송신기 1과 2에서  $k$ 번째로 전송되는 블록의  $n$ 번째 심볼을 나타낸다.

또한 각 블록은  $N$ 개의 심볼로 이루어져 있으며  $N$ 은 전송되는 블록의 크기, 즉 FFT 길이를 의미한다.

이때 전송 블록간의 관계는 아래 식 같고 그림 3과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1^{(k+1)}(n) &= -\mathbf{x}_2^{*(k)}((-n)_N) \\ \mathbf{x}_2^{(k+1)}(n) &= \mathbf{x}_1^{*(k)}((-n)_N) \\ n &= 0, 1, \dots, N-1, k = 0, 2, 4, \dots \end{aligned} \quad (7)$$

위 식에서  $(\cdot)^*$  과  $(\cdot)_N$ 은 각각 공액 복소수와 modulo-N 연산을 나타낸다.

또한 블록 간 간섭을 제거하기 위해 각 전송 블록마다  $v$ 만큼의 CP를 삽입하고 모든 채널 행렬을 순환 행렬(circulant matrix)이 되도록 한다. 이때  $v$ 는 채널의 최대 충격 응답 길이 이상이어야 하며 각 송신기로부터 전송되는 전력은 단일 송신기 전력의 1/2이 되도록 하여 전체 전송전력이 고정되도록 한다.

다음은 2개의 수신기를 가질 때 MMSE FDE의 등화기 계수를 유도하도록 하자. 먼저 MMSE FDE를 위해  $i$ 번째 기에서 CP를 제거한  $k$ 와  $k+1$ 번째 수신 신호  $\mathbf{y}_i^{(j)}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{y}_i^{(j)} = \mathbf{H}_{1i}^{(j)} \mathbf{x}_1^{(j)} + \mathbf{H}_{2i}^{(j)} \mathbf{x}_2^{(j)} + \mathbf{n}_i^{(j)}, \quad j = k, k+1, i = 1, 2 \quad (8)$$

위 식에서  $\mathbf{H}_{1i}^{(j)}$ 와  $\mathbf{H}_{2i}^{(j)}$ 는 각각  $j$ 번째 전송 블록에서 송신기 1과 2로부터  $i$ 번째 수신기로의 순환 행렬을 나타낸다. 따라서 순환 행렬은 아래의 고유치 분해(eigen decomposition)를 갖는다.

$$\mathbf{H}_{ij} = \mathbf{Q}^H \mathbf{A}_{ij} \mathbf{Q}, i = 1, 2, j = 1, 2 \quad (9)$$

이때  $\mathbf{Q}$ 는  $\mathbf{Q}(p, q) = (1/\sqrt{N})e^{-j\frac{2\pi}{N}pq}$ 인 직교 FFT 행렬을 나타내며  $0 \leq p, q \leq N-1$ 인 범위를 갖는다. 또한,  $\mathbf{A}_{ij}$ 는 채널 충격 응답의 FFT 계수를 갖는 직교(orthogonal) 대각 행렬(diagonal matrix)을 나타낸다.

수신 신호를 FFT 하기 위해 식 (8)의  $\mathbf{y}_i^{(j)}$ 에  $\mathbf{Q}$ 를 곱하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_i^{(j)} &= \mathbf{Q} \mathbf{y}_i^{(j)} \\ &= \mathbf{A}_{1i}^{(j)} \mathbf{X}_1^{(j)} + \mathbf{A}_{2i}^{(j)} \mathbf{X}_2^{(j)} + \mathbf{N}_i^{(j)}, i = 1, 2 \end{aligned} \quad (10)$$

여기에서  $\mathbf{X}_i^{(j)}$ 와  $\mathbf{N}_i^{(j)}$ 는 각각  $\mathbf{x}_i^{(j)}$ 과  $\mathbf{n}_i^{(j)}$ 의 FFT 계수, 즉  $\mathbf{Q} \mathbf{x}_i^{(j)}$ 와  $\mathbf{Q} \mathbf{n}_i^{(j)}$ 를 의미한다.

식 (7)을 적용하고, 각 채널이 연속된 2개의 블록 내에서 고정되어 있다고 가정하면 부호화 규칙은 다음과 같은 관계식을 갖는다.

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_1^{(k+1)}(m) &= -\mathbf{X}_2^{*(k)}(m) \\ \mathbf{X}_2^{(k+1)}(m) &= \mathbf{X}_1^{*(k)}(m) \end{aligned} \quad (11)$$

이때  $m$ 과  $k$ 는 각각  $m = 0, 1, \dots, N-1$ 과  $k = 0, 2, 4, \dots$ 이다.

식 (10)과 식 (11)을 이용하는 수신 신호의 주파수영역 표현식은 식 (12)와 같은 행렬식으로 표현할 수 있다. 이 식에서  $(\bar{\cdot})$ 와  $(\cdot)^H$ 는 각각 벡터의 성분들에 대한 공액 복소수(complex conjugate)와 Hermitian 행렬을 나타낸다. 이 식으로부터, 식 (12)의 양변에  $\mathbf{A}^H$ 를 곱하면 식 (13)과 같이 전송된 데이터의 주파수영역 값  $\mathbf{X}^{(k)}$ 를 얻을 수 있다. 식 (13)에서  $\tilde{\mathbf{A}}$ 은 식 (14)와 같이 정의할 수 있다.

식 (14)에서 알 수 있듯이  $\tilde{\mathbf{A}}$ 는  $N \times N$  대각행렬이며, 이는 각 채널의 충격 응답에 대한  $m$ 번째 FFT 계수의 자승의 합과 같다. 따라서 MMSE FDE의  $m$ 번째 출력 값은  $1/(\tilde{\mathbf{A}}(m, m) + \sigma^2)$ 이며, 이 출력은 시간영역으로 변환된 후 결정 알고리즘을 통하여 송신 신호가 결정된다. 이러한 과정들을 그림 4의 블록 다이어그램으로 표현하였다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1^{(k)} \\ \bar{\mathbf{Y}}_1^{(k+1)} \\ \mathbf{Y}_2^{(k)} \\ \bar{\mathbf{Y}}_2^{(k+1)} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{21} \\ \mathbf{A}_{21}^H & -\mathbf{A}_{11}^H \\ \mathbf{A}_{12} & \mathbf{A}_{22} \\ \mathbf{A}_{22}^H & -\mathbf{A}_{12}^H \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^{(k)} \\ \mathbf{X}_2^{(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_1^{(k)} \\ \mathbf{N}_2^{(k+1)} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \mathbf{A}^H \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{A}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^{(k)} \\ \mathbf{X}_2^{(k)} \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{N}} \quad (13)$$

$$\tilde{\mathbf{A}} = \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 |\mathbf{A}_{ij}|^2 = \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 |\mathbf{A}_{ij}(m, m)|^2, m = 0, A, N-1 \quad (14)$$

### III. LS 알고리즘을 이용한 STBC-FDE 계수 추정

본 절에서는 STBC 전송 구조에서 FDE의 등화기 계수를 훈련신호와 LS알고리즘을 이용하여 추정하는 과정에 대해 설명한다[2, 4, 5].

이 방법은 먼저, 두 개의 연속된 블록으로부터 수신

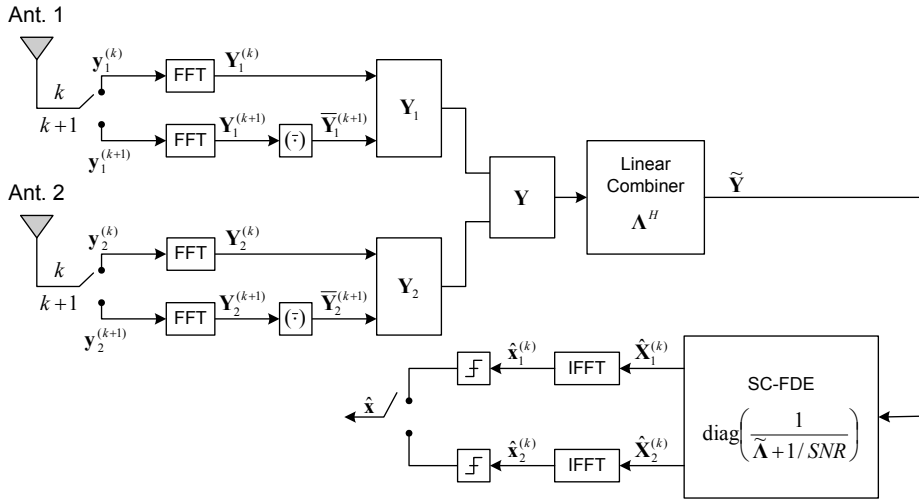


Fig. 4. Frequency Domain combining and STBC-FDE in receiver

된 신호를 결합과 주파수 영역 채널 추정을 통해 식 (10)의  $\mathbf{A}_{1i}$ 와  $\mathbf{A}_{2i}$ 를 추정한다. 그리고 추정된 채널과 LS 알고리즘을 이용하여 등화기 계수를 계산한다.

그림 5는 STBC를 적용한 훈련신호의 전송 구조를 나타낸 것이다. 연속된  $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2$  그리고  $\tilde{\mathbf{u}}_1, -\tilde{\mathbf{u}}_2$ 는 UW를 식 (11)의 전송 규칙에 따라 발생시킨 후 2 블록 이상 연결한 것으로 훈련 블록으로 사용된다. 이때  $\mathbf{u}_1$ 와  $\mathbf{u}_2$ 는 동일한 신호이며 각 블록의 맨 앞 단에 첨가한 UW는 CP 역할을 한다.

훈련 신호와 LS 알고리즘을 이용하여 등화기 계수를 추정하는 과정을 설명하기 위해 먼저,  $i$ 번째 수신기에서 CP가 제거되고 FFT를 거친 신호  $\mathbf{Z}_{il}$ 은 아래 식과 같은 행렬식으로 나타낼 수 있다. 이 식에서  $\mathbf{Z}_{il}^{(k)}$ 과  $\mathbf{Z}_{il}^{(k+1)}$ 은 각각  $i$ 번째 수신기에서  $k$ 와  $k+1$ 번째 수신 블록 내의  $l$ 번째 훈련 블록을 FFT한 값이며,  $\mathbf{U}_1$ 과  $\mathbf{U}_2$ 는  $P$ 차의 훈련 신호  $\mathbf{u}_1$ 과  $\mathbf{u}_2$ 의 FFT 값을 포함하는 직교 대각 행렬을 나타낸다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{il} &= \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{il}^{(k)} \\ \mathbf{Z}_{il}^{(k+1)} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1 & \mathbf{U}_2 \\ -\mathbf{U}_2^H & \mathbf{U}_1^H \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_{1il} \\ \mathbf{\Gamma}_{2il} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_{il}^1 \\ \mathbf{N}_{il}^2 \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{U}\mathbf{\Gamma}_i + \mathbf{N}_{il}, \quad 1 \leq l \leq L \end{aligned} \quad (15)$$

또한  $\mathbf{\Gamma}_{1il}$ 과  $\mathbf{\Gamma}_{2il}$ 은 채널 응답 계수의 FFT 값을 갖는 벡터를 의미하며  $L$ 은 훈련 블록의 개수를 나타낸다.

채널 추정을 위해 위 식의 양변에 직교 행렬  $\mathbf{U}^H$ 를 곱하면 아래 식과 같이 나타낼 수 있다.

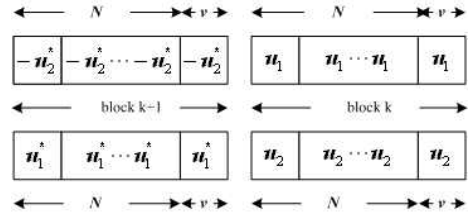


Fig. 5. Transmission structure of training sequence

$$\tilde{\mathbf{Z}}_{il} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Z}}_{il}^{(k)} \\ \tilde{\mathbf{Z}}_{il}^{(k+1)} \end{bmatrix} = \mathbf{U}^* \mathbf{Z}_{il} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}} & 0 \\ 0 & \tilde{\mathbf{U}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_{1il} \\ \mathbf{\Gamma}_{2il} \end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{N}}_{il} \quad (16)$$

이때  $\tilde{\mathbf{U}}$ 는  $\tilde{\mathbf{U}} = |\mathbf{U}_1|^2 + |\mathbf{U}_2|^2$ 와 같다. 이를 통해  $l$ 번째 훈련 블록에서 추정된 채널  $\tilde{\mathbf{\Gamma}}_{1il}$ 과  $\tilde{\mathbf{\Gamma}}_{2il}$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{\Gamma}}_{il} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{\Gamma}}_{1il} \\ \tilde{\mathbf{\Gamma}}_{2il} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}}^{-1} & 0 \\ 0 & \tilde{\mathbf{U}}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Z}}_{il}^{(k)} \\ \tilde{\mathbf{Z}}_{il}^{(k+1)} \end{bmatrix} \quad (17)$$

위 식을 통해 매 블록마다 추정된 채널 응답 계수는  $L$ 회 추정되고 이를 평균하면 다음 식을 얻는다.

$$\hat{\mathbf{\Gamma}}_{1i} = \langle \tilde{\mathbf{\Gamma}}_{1il} \rangle, \hat{\mathbf{\Gamma}}_{2i} = \langle \tilde{\mathbf{\Gamma}}_{2il} \rangle \quad (18)$$

여기서  $\langle \cdot \rangle$ 은 추정된 채널 응답 계수의 평균을 의미한다.

위 식에서처럼  $P$ 차의 채널 응답 계수는 IFFT한 후 영 삽입을 통해 실제 등화기 계수의 탭 수  $N$ 이 되게

한 후 다시 FFT하여 등화기 계수를 초기화 한다. 또한 식 (3.54)의  $\mathbf{A}_{1i}$ 과  $\mathbf{A}_{2i}$ 에 대한 추정 값은 위 식처럼 추정된 채널응답 계수 벡터  $\mathbf{r}_{1il}$ 과  $\mathbf{r}_{2il}$ 를 대각 행렬화 (diagonalization)하여 얻을 수 있다.

$$\hat{\mathbf{A}}_{1i} = \text{diag}(\hat{\mathbf{r}}_{1i}), \hat{\mathbf{A}}_{2i} = \text{diag}(\hat{\mathbf{r}}_{2i}) \quad (19)$$

이를 이용해 식 (12)의  $\hat{\mathbf{A}}$ 는 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\mathbf{A} = \sum_{j=1}^2 \sum_{i=1}^2 |\hat{\mathbf{A}}_{ij}|^2 \quad (20)$$

따라서 선형 등화기를 갖는 FDE의 등화기 계수는 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$W(m) = \frac{1}{\Lambda(m,m)} \quad (21)$$

#### IV. 모의 실험

##### 4.1 모의실험 환경

본 절에서는 제안 방식의 성능평가를 위해, 표 2와 같이 수심, 음속구조, 해저매질, 송/수신기 깊이를 고려한 6종의 채널을 모델링 하였다[6, 7]. 먼저, 1, 2번 채널은 여름철 남해와 서해의 음속구조와 해저지질(진흙, 모래)을 고려한 것이고, 3, 4번 채널은 초봄 및 늦가을 남해와 서해의 음속구조와 해저지질(진흙, 모래)을, 5, 6번 채널은 여름철 동해의 음속구조와 해저지질(진흙, 모래)을 고려한 것이다. 또한 모델링된 수중음향채널은 송수신 센서의 위치 및 시간에 따른 변화 등이 없는 고정된 환경이라 가정하였다[7].

그림 6-8은 1, 3, 5번 채널에 대한 고유음선 구조와 시간지연을 나타낸 것이다. 3개의 경우 모두 다중경로에 의한 시간지연이 발생하나 1번의 경우는 직접도달파와 해저면 반사파의 음선도달 간격이 상대적으로 커서 통신환경이 비교적 우수한 수신 성능을 보일 것으로 예상된다.

송신신호의 규격은 표 3과 같다. 실험결과에 대한 비교는 각 채널별 심볼 에러율(symbol error rate: SER) 관점에서 비교하였다.

Table 1. Underwater communication environments (Transmission distance = 500m)

번호	수심 (m)	음속 구조	해저 매질	송신기(Tx) 깊이(m)	수신기(Rx) 깊이(m)
1	100	수심 반비례	진흙	90	90
2	100	수심 반비례	모래	90	90
3	100	수심 비례	진흙	90	90
4	100	수심 비례	모래	90	90
5	100	여름철 음속구조	진흙	90	90
6	100	여름철 음속구조	모래	90	90

Table 2. Signal processing specification

항목	FDE/STBC-FDE	OFDM
반송주파수	20kHz	
변조방식	QPSK	
FFT크기	2048	
프레임당 심볼 수	1536	2048
보호구간 샘플 수	512	

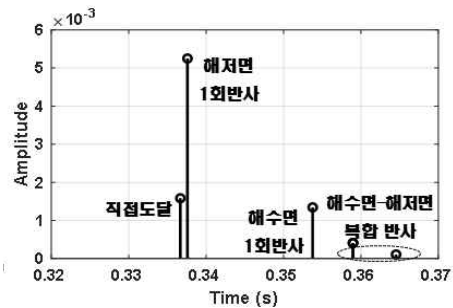
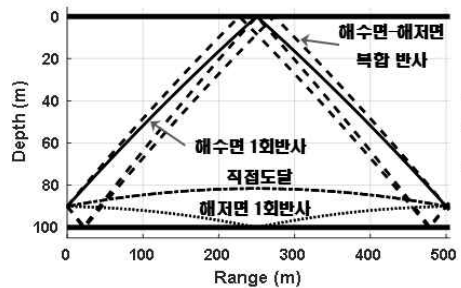


Fig. 6. Eigen ray and time delay for Ch1

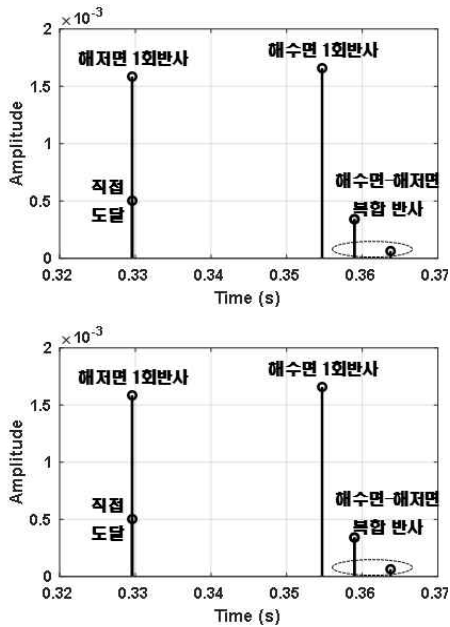


Fig. 7. Eigen ray and time delay for Ch3

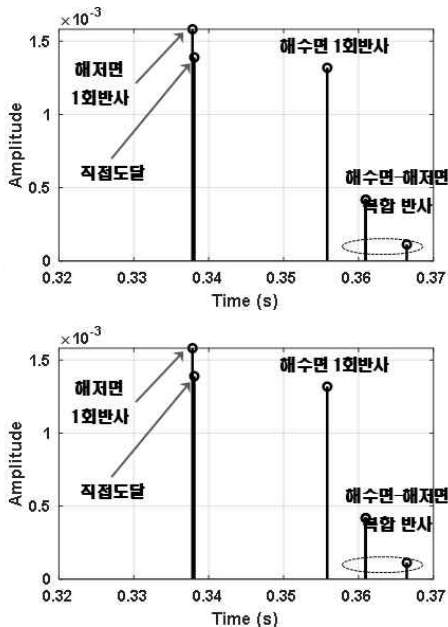


Fig. 8. Eigen ray and time delay for Ch5

## 4.2 모의실험 결과

그림 9는 음속구조가 수심에 반비례하는 경우(채널 1, 2)에 대한 SER 성능을 비교한 것이며, 그림 10은 음속구조가 수심에 비례하는 경우(채널 3, 4)에 대한 SER 성능을 비교한 것이다. 마지막으로, 그림 11은 여름철

동해의 음속구조를 갖는 경우(채널 5, 6)에 대한 SER 성능을 비교한 것이다.

그림에서 알 수 있듯이, 직접 도달파와 해저면 반사파의 음선도달 간격이 상대적으로 커서 통신환경이 비교적 우수한 특성을 갖는 1, 2번 채널의 성능(그림 9)이 통신방식에 상관없이 상대적으로 우수한 성능을 보였다.

STBC-FDE를 적용한 경우, 주변소음이 강한 조건(SNR 9dB)에서 FDE에 비해 약 1.2%~7.2%, OFDM에 비해 4.5~16.8%의 SER 성능차를 나타내었다.

주변소음이 상대적으로 약한 조건(SNR 15dB)에서는 FDE와 유사하거나 비교우위의 성능을 보였으며, OFDM에 비해 최대 5dB 이상의 성능차이를 보였다.

모의실험 결과, FDE는 수중음향통신에 충분히 적용가능함을 보였으며, 특히 FDE에 STBC를 결합한 구조의 경우에 모든 채널환경에서 매우 안정적인 성능을 보였다.

Table 3. SER performance comparison for channels

항목		SER(%)		
		STBC-FDE	FDE	OFDM
Ch1	SNR=9dB	0.03	1.71	5.39
	SNR=15dB	0.0	0.0	0.23
Ch2	SNR=9dB	0.04	2.01	6.70
	SNR=15dB	0.0	0.0	0.55
Ch3	SNR=9dB	0.02	1.22	4.51
	SNR=15dB	0.0	0.0	0.11
Ch4	SNR=9dB	0.12	6.12	14.29
	SNR=15dB	0	0.12	4.29
Ch5	SNR=9dB	0.02	6.30	14.49
	SNR=15dB	0.0	0.10	3.76
Ch6	SNR=9dB	0.01	7.25	16.83
	SNR=15dB	0.0	0.21	5.32

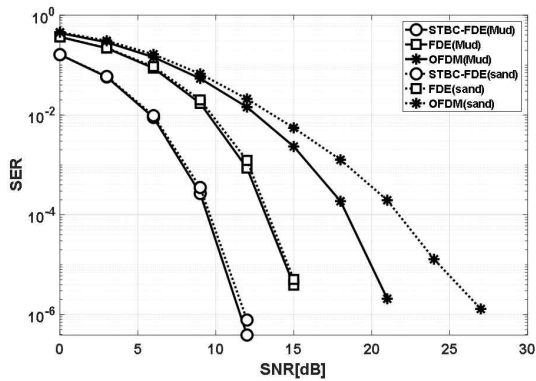


Fig. 9. SER performance comparison for Ch1 and Ch2

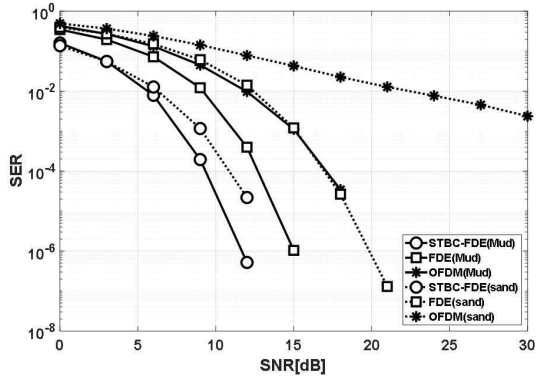


Fig. 10. SER performance comparison for Ch3 and Ch4

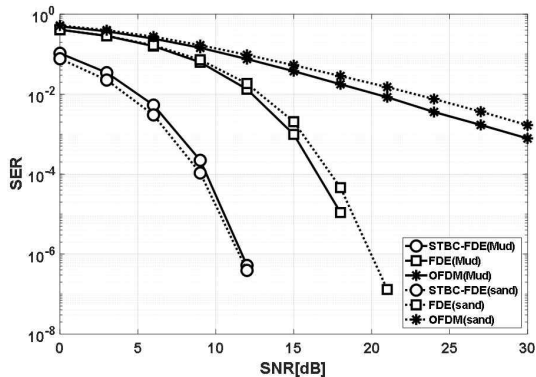


Fig. 11. SER performance comparison for Ch5 and Ch6

#### IV. 결론

본 논문에서는 수중음향통신 채널 환경에서 발생할 수 있는 다중경로에 의한 ISI를 제거하기 위한 기법으로 STBC와 FDE를 결합한 구조를 제시하였다. 모델링

된 6종의 채널에 대한 SER 성능 비교결과, SNR 15dB 를 기준으로 STBC-FDE는 FDE에 비해 최대 7%이상, OFDM에 비해 최대 16% 이상의 성능향상을 보였다.

모의실험 결과, 단일반송파 전송방식을 갖는 FDE는 수중음향통신에 충분히 적용 가능함을 보였으며, 특히 FDE에 STBC를 결합한 구조의 경우 매우 우수한 SER 성능을 보였다.

#### REFERENCES

- [1] M.Stojanovic and J.Preisig, "Underwater acoustic communication channels : Propagation models and statistical characterization," *IEEE Commun. Magazine*, vol.47, no.1, 84-89, Jan. (2009).
- [2] D.Falconer, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol.40, no.4, 58-66, Apr. (2002).
- [3] S. M Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," in *IEEE J. Select. Area Commun.*, vol.16, Oct., 1998, pp.1451-1458.
- [4] R.L.Frank and S.A.Zadoff, "Phase shift codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inform. Theory*, 381-382, Oct. (1962).
- [5] D.C.Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inform. Theory*, 531-532, July (1972).
- [6] P.Qarabaqi, M.Stojanovic, "Statistical Characterization and Computationally Efficient Modeling of a Class of Underwater Acoustic Communication Channels," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. vol.38, no.4, 701-717, Oct.(2013)
- [7] H.S.Hwang, K.T.Park, J.H.Joo, K.C.Shin "A Study on Performance of Symbol Error Rate for Frequency Domain Equalization," *Journal of Korea Institute of Signal Processing and Systems*. vol.18, No.2, 37-42, Dec.(2017)



---

## 저자 소개

---

황 호 선 (Ho-Seon Hwang)



1996년 2월 : 전북대학교  
전자공학과(공학사)  
1998년 2월 : 전북대학교  
전자공학과(공학석사)  
2004년 8월 : 전북대학교  
전자공학과(공학박사)  
2009년 2월~현재 : LIG넥스원(주)  
수석연구원  
관심분야 : 수중통신, 유도무기

최 재 훈 (Jae-Hoon Choi)



2005년 2월 : 인하대학교  
정보통신공학과(공학사)  
2009년 2월~현재 : LIG넥스원(주)  
수석연구원  
관심분야 : 유도무기

강 영 식 (Yeong-Sik Kang)



1995년 2월 : 국민대학교  
기계설계학과(공학사)  
1995년 2월~현재 : LIG넥스원(주)  
수석연구원  
관심분야 : 유도무기

이 석 우 (Seok-Woo Lee)



2013년 7월 : 세종대학교  
컴퓨터공학과(공학사)  
2013년 7월~현재 : LIG넥스원(주)  
선임연구원  
관심분야 : 유도무기