

모델링된 수중음향 채널환경에서 SC-FDE와 OFDM 전송방식의 심볼오율 비교

황호선*, 박규태, 주재훈, 신기철
LIG 넥스원(주)

A Comparison of Symbol Error Performance for SC-FDE and OFDM Transmission Systems in Modeled Underwater Acoustic Communication Channel

Ho-Seon Hwang, Gyu-Tae Park, Jae-Hoon Joo, Kee-Cheol Shin
LIG Nex1 Co., Ltd.

요약 수중음향통신은 자원 및 지질탐사, 무인잠수정을 이용한 수중탐지 등 산업, 과학, 군사 분야에 다양하게 이용될 수 있으며 최근 들어 미국을 비롯한 선진국을 중심으로 활발하게 연구되고 있다. 그러나 수중음향통신은 지상에서의 무선통신과 달리, 느린 음파 전달속도로 인한 전송대역의 제한과 다중경로에 의한 심볼간 간섭과 이로 인한 심각한 신호왜곡 등의 치명적인 문제점을 갖는다. 본 논문에서는 이러한 문제점 중, 다중경로에 의한 심볼간 간섭을 제거하기 위한 방법으로 단일반송파 전송방식을 사용하는 주파수영역등화(FDE) 기법과 다중반송파 전송방식을 사용하는 직교주파수분할다중화 기법(OFDM)을 수중음향통신 채널에 적용하여 그 성능과 수중통신에서의 적용성 여부를 판단하였다. 이를 위해 모의된 수중채널을 바탕으로, SC-FDE와 OFDM 방식의 성능을 SER 관점에서 비교하였다. 수중채널은 벨홉모델을 이용하여 모의하였으며, 모의실험 결과, SC-FDE는 OFDM에 비해 10^{-3} SER 기점을 기준으로 약 5dB 이상의 SNR 이득이 발생하였다. 모의실험 결과를 통해, SC-FDE가 수중 음향통신에 효율적으로 적용 가능한 시스템임을 보였다.

• 주제어 : 수중음향통신, 주파수영역 등화, 직교 주파수분할 다중화, 단일반송파, 다중반송파

Abstract Underwater acoustic communication can be applied to various area such as scientific, commercial and military survey using Autonomous Underwater Vehicles and Unmanned Underwater Vehicles. Underwater communication is studying very actively by advanced country like United States. But differ from wireless communication in the air, underwater acoustic communication has some difficult problems, ISI(Inter Symbol Interference) due to multipath and limit of transmission bandwidth due to slow propagation of sound wave. In this paper, SC-FDE and OFDM transmission system for the cancellation of ISI in conjunction with underwater acoustic channel modeling are applied to the underwater simulation of communication. The performance of these methods in the simulation guide to possibility of adopting in underwater acoustic communication algorithm. For this purpose, we compare SER performance of SC-FDE with that of OFDM for modelled underwater channel. Underwater channel is generated by Bellhop model. Simulation results show above 5dB SNR gain at 10^{-3} SER. And it demonstrate SC-FDE is efficient method for underwater acoustic communication.

• Key Words : Underwater Acoustic Communication, Frequency Domain Equalization(FDE), Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM), Single Carrier(SC), Multi Carrier(MC)

Received 23 August 2018, Revised 17 September 2018, Accepted 29 September 2018

* Corresponding Author Ho-Seon Hwang, LIG Nex1 Co., Ltd. 333, Pangyo-ro, Bundang-gu, Seong nam-City, Gyeonggi-do, 463-400, 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 심볼간 간섭(inter-symbol interference, ISI)과 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)을 발생시켜 통신시스템의 성능을 저하시킨다[1].

채널의 시간적인 변화가 심볼주기에 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].

표 1은 각 SC-FDE와 OFDM 전송방식에 따른 장단점을 나타낸 것이다[2]. 표에서 나타낸 것처럼, 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.

Table 1. Comparison of ISI mitigation method

구분	Advantages and drawbacks
FDE	<ul style="list-style-type: none"> • Complexity and performance is comparable to that of OFDM • Immunity to selective fading • Low PAPR and Sensitivity to carrier frequency offsets and phase noise • Not represent an optimal solution to signal detection over ISI channels • Cannot certainly offer the same flexibility as OFDM in the management of BW and energy resources
OFDM	<ul style="list-style-type: none"> • Simple channel equalization scheme • Immunity to selective fading • High spectrum efficiency • Large PAPR • High Sensitive to carrier frequency offsets and phase noise • Intolerance to amplifier nonlinearities

본 논문에서는 모델링된 수중음향 채널환경에서, 단일 반송파 방식의 SC-FDE와 다중반송파 방식의 OFDM 기법에 대해 심볼오율(symbol error rate, SER) 관점에서 비교하였다.

이를 위해, 2장에서는 SC-FDE와 OFDM의 송수신 구조 비교와 SC-FDE 채널추정 및 등화 알고리즘을 유도하고, 3장에서는 모의시험에 적용되는 수중채널에 대해 설명한다.

4장에서는 모델링된 모의실험 환경에 따른 SC-FDE와 OFDM 전송방식의 심볼오율을 비교하고, 5장에서는 모의실험 결과를 바탕으로 얻어진 결론에 대해 설명하고 끝을 맺는다.

II. SC-FDE 채널추정 및 등화

2.1 SC-FDE와 OFDM 시스템 모델

그림 1과 2는 각각 SC-FDE와 OFDM 전송방식이 적용된 수중무선통신 시스템의 블록다이어그램을 나타낸 것이다. SC-FDE의 경우, 연속된 $\log_2 M$ 개의 정보 비트는 M -ary 복소 정상도상의 복소 심볼로 매핑되고, 블록데이터 형성을 위해 N 개의 데이터에 대한 S/P(serial to parallel) 변환을 수행한다.

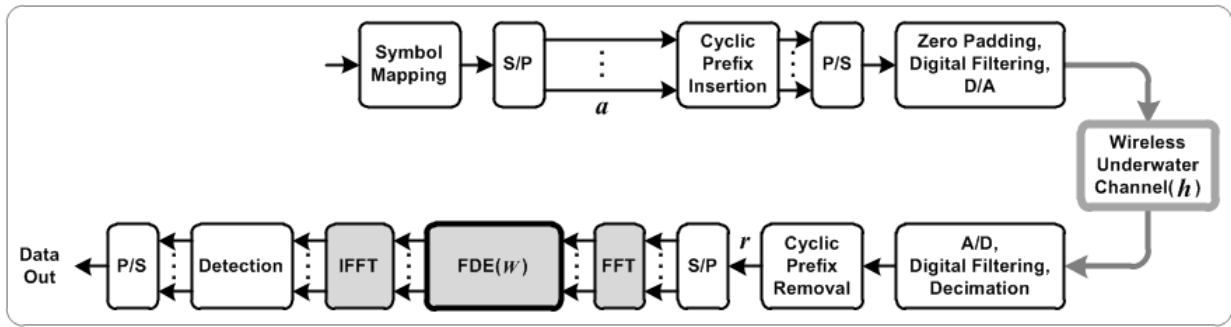


Fig. 1. Block diagram of a SC digital communication system employing a FDE.

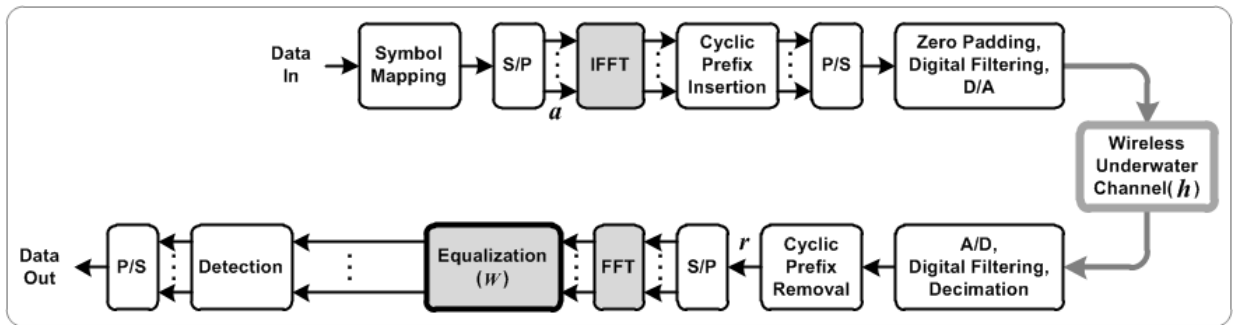


Fig. 2. Block diagram of an OFDM communication system

블록데이터 전송 시 발생하는 블록간 간섭(inter-block interference, IBI) 제거를 위한 보호구간(guard interval)으로, 매 전송블록마다 cyclic prefix(CP)를 첨가하여 전송한다. 이때 CP는, 그림 3과 같이 전송할 블록의 끝부분부터 채널의 최대 충격응답(impulse response) 길이 이상(N_{CP})을 복사하여 사용한다. 따라서 전송되는 블록별 데이터 수는 $N + N_{CP}$ 가 된다[2].

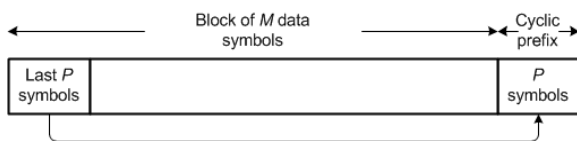


Fig. 3. Cyclic prefix(CP) insertion

CP가 첨가됨으로써, 전송되는 데이터 블록은 순환 확장되고, 수신되는 신호는 전송 심볼과 채널의 환형 컨볼루션(circular convolution)으로 표현된다. 따라서 수중채널을 통해 수신된 신호로부터 CP가 제거되고 FFT 취하면 심볼과 채널의 곱셈으로 표현할 수 있다.

주파수영역으로 변환된 수신신호는 추정된 FDE 계수를 통해 채널왜곡이 보상되고, IFFT와 정보 복호와

과정을 거쳐 송신신호가 복원된다.

OFDM 전송시스템의 블록다이어그램은 그림 2와 같다. 그림에서 알 수 있듯이, SC-FDE와 OFDM 송수신 구조 모두 FFT와 IFFT가 1회 적용된다는 점은 동일하다. 그러나 SC-FDE는 FFT와 IFFT가 수신단에서 송신신호에 대한 채널왜곡을 주파수영역에서 보정한 후, 시간영역으로 변환하기 위해 사용되며, OFDM은 송신단에서 변조를 위해 IFFT가 적용되고, 수신단에서 복조를 위해 FFT가 적용된다는 점에서 구조적 차이점을 갖는다.

2.2 SC-FDE 계수 추정

본 절에서는 SC-FDE 계수를 최소평균자승오차(minimum mean square error, MMSE) 관점에서 유도하고, UW(unique word)와 최소자승(least squares, LS) 기법을 이용한 SC-FDE의 계수추정 방법에 대해 설명한다.

먼저, 전송되는 데이터 블록은 N 개의 심볼과 N_{CP} 개의 CP로 이루어져있다. 이때 N 은 FFT 크기를 의미한다. 전송되는 심볼은 상관관계가 없는 복소 랜덤 변수이며, 평균이 0이고, 분산이 1이라 가정한다.

수중채널을 통해 수신된 신호를 T 초마다 표본을 취한 후 CP를 제거하면 식 (1)과 같이 표현할 수 있다. 이 식에서 $h(\cdot)$ 는 주파수 선택적 페이딩 채널의 충격응답을 나타내고, $n(mT)$ 은 상관관계가 없고 평균이 0이며 분산이 σ^2 인 백색 부가잡음(additive white noise)을 나타낸다. 또한 a_k 는 전송되는 심볼을 나타낸다.

$$r_m = \sum_{k=0}^{N-1} a_k h(mT - kT) + n(mT) \quad (1)$$

$, m = 0, 1, \dots, (M-1)$

SC-FDE를 위해 식 (1)에 FFT를 취한 값 R_l 은 식 (2)와 같다. 이때 A_l, H_l, V_l 은 각각 전송심볼과 수중채널, 부가잡음에 대한 주파수영역 값을 나타낸다.

$$R_l = \sum_{m=0}^{M-1} r_m \exp(-j2\pi lm/M) = A_l H_l + V_l \quad (2)$$

$, l = 0, 1, \dots, (M-1)$

위 식에서 A_l, H_l, V_l 의 자기상관 특성은 앞에서의 가정을 이용하여 다음과 같이 정의한다[2].

$$\begin{aligned} E[A_l A_{l_2}^*] &= M\delta(l_1 - l_2)_{\text{mod } M} \\ E[V_l V_{l_2}^*] &= M\delta(l_1 - l_2) \\ E[R_l R_{l_2}^*] &= M H_l H_{l_2}^* \delta(l_1 - l_2)_{\text{mod } M} \\ &\quad + M\delta^2(l_1 - l_2) \end{aligned} \quad (3)$$

위 식에서 $\delta(l)$ 은 Kronecker delta 함수를 나타내며, l_1 과 l_2 의 범위는 $0 \leq l_1, l_2 \leq (M-1)$ 이다.

MMSE 관점에서 등화기 계수 유도를 위해, 먼저 수신된 블록의 출력신호 z_m 과 오차신호 e_m 을 식 (4), (5)와 같이 정의한다. 이때 z_m 은, 수신 신호의 FFT 값 R_l 과 SC-FDE 계수 W_l 을 곱한 값에 대한 IFFT 값이며, e_m 은 전송신호와 수신신호의 오차를 나타낸다.

$$z_m = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} W_l R_l \exp(j2\pi lm/M) \quad (4)$$

$, m = 0, 1, \dots, (M-1)$

$$e_m = z_m - a_m \quad (5)$$

위 식을 이용하여 $\partial\{E[|e_m|^2]\}/\partial W_l = 0$ 을 만족하는 FDE 계수를 유도한다. 먼저, $E[|e_m|^2]$ 은 식 (6)과 같고, 여기에 식 (3)의 가정을 적용하면 식 (7)과 같이 유도된다. 따라서 필터계수 W_l 은 식 (8)과 같다[2].

$$\begin{aligned} E[|e_m|^2] & \quad (6) \\ &= \frac{1}{M} \sum_{l_1=0}^M \sum_{l_2=0}^M W_{l_1} W_{l_2}^* \\ &\quad \cdot [H_{l_1} H_{l_2}^* \delta(l_1 - l_2)_{\text{mod } M} + \sigma^2 \delta(l_1 - l_2)] \\ &\quad - \frac{2}{M} \text{Re} \left\{ \sum_{l=0}^{M-1} W_l H_l \right\} + 1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E[|e_m|^2] &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^M |W_l H_l|^2 + \frac{\sigma^2}{M} \sum_{l=0}^M |W_l|^2 \quad (7) \\ &\quad - \frac{2}{M} \text{Re} \left\{ \sum_{l=0}^M W_l H_l \right\} \end{aligned}$$

$$W_l = \frac{H_l^*}{\sigma^2 + H_l^* H_l} \quad (8)$$

2.3 훈련신호를 이용한 FDE 계수 추정

본 절에서는 훈련신호(training sequence, TS)를 이용하여 식 (8)의 W_l 에 대한 추정값을 구하는 과정을 설명한다.

훈련신호는 UW(unique word)인 Frank-Zadoff 열 또는 Chu 열을 사용하며, 식 (10), (11)에 의해 생성된다[3][4]. 이 식에서 N_U 는 훈련신호의 길이를 나타내며, n 의 범위는 $0 \leq n < N_U$ 이다.

이때 UW의 길이는 CP의 경우와 마찬가지로 채널의 최대 충격응답 길이보다 길게 설정하며, 표 1은 UW의 길이에 따른 열의 형태를 나타낸 것이다. 표 2는 훈련신호의 길이에 따라 적용되는 UW 열의 형태를 나타낸 것이다.

Table 2. Length, sequence type of UW

N_U	Sequence Type
8	Chu
16	Frank-Zadoff
32	Chu
64	Frank-Zadoff
128	Chu
256	Frank-Zadoff
512	Chu

채널추정을 위한 블록구조는 그림 4와 같이, 초기에 훈련신호만으로 이루어진 훈련블록을 전송하여 채널 및 등화기 계수를 추정한 후, 이때 추정된 계수를 이용하여 연속되는 데이터 블록의 등화를 수행한다.

$$U_{frank}[n] = \frac{2\pi pq}{\sqrt{N_U}} \quad (10)$$

$$n = p + q\sqrt{N_U}, \quad p, q = 0, 1, \dots, \sqrt{N_U} - 1$$

$$U_{chu}[n] = \frac{\pi n^2}{N_U} \quad (11)$$

훈련신호와 LS(least squares) 알고리즘을 이용한 SC-FDE 계수 추정을 위해, 먼저, n 번째 훈련블록의 m 번째 오차신호 $e_m^{(n)}$ 을 식 (12)와 같이 정의한다.

$$e_m^{(n)} = \frac{1}{P} \sum_{l=0}^{P-1} \tilde{W}_l R^{(n)} \exp(j2\pi lm/p) - a_m \quad (12)$$

위 식에서 P 는 하나의 훈련블록 내에 존재하는 훈련신호의 길이를 나타내며, a_m 은 송신되는 훈련신호를 의미한다.

식 (12)로부터, 자승오차의 합에 대한 평균은 다음과 같이 구할 수 있다[2].

$$\begin{aligned} \sum_{m=0}^{P-1} \langle |e_m^{(n)}|^2 \rangle &= \frac{1}{P} \sum_{l=0}^{P-1} |A_l|^2 \tilde{W}_l^* \tilde{H}_l^* \tilde{H}_l \tilde{W}_l \quad (13) \\ &\quad - \frac{2}{P} \text{Re} \left[\sum_{l=0}^{P-1} |A_l|^2 \tilde{W}_l^* \tilde{H}_l^* \right] + \frac{1}{P} \sum_{l=0}^{P-1} |A_l|^2 \end{aligned}$$

위 식에서 $\langle \cdot \rangle$ 은 매 블록마다 추정된 계수의 평균을 의미하며, A_l 은 훈련신호 a_m 에 대한 FFT 값이다.

위 식을 이용하여 $\partial \{E[|e_m|^2]\} / \partial W_l = 0$ 을 만족하는 식 (8)의 H_l 에 대한 추정값 \tilde{H}_l 은 식 (14)와 같이 유도되고, 분모값 $\sigma^2 + H_l^* H_l$ 에 대한 추정값 \tilde{U}_l 은 식 (15)와 같이 유도된다. 이 두 식을 이용한 W_l 의 추정값 \tilde{W}_l 은 식 (17)과 같다[6].

훈련신호를 통해 추정된 채널의 길이 P 는 데이터의 길이 N 보다 훨씬 짧다. 따라서 추정된 등화기 계수를 데이터에 적용하기 위해, 식 (15)의 채널 추정값을 IFFT 한 후, 영 삽입을 통해 데이터 수만큼 확장시킨

다. 확장된 시간영역 채널 추정값을 다시 FFT 하여 SC-FDE 계수로 이용한다.

$$\tilde{H}_l = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{R_l^{(n)}}{A_l} \quad (14)$$

$$\tilde{U}_l = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| \frac{R_l^{(n)}}{A_l} \right|^2 \quad (15)$$

$$\tilde{W}_l = \frac{\tilde{H}_l^*}{\tilde{U}_l} \quad (16)$$

훈련신호를 통해 추정된 채널의 길이 P 는 데이터의 길이 N 보다 훨씬 짧다. 따라서 추정된 등화기 계수를 데이터에 적용하기 위해, 식 (14)의 채널 추정값을 IFFT 한 후, 영 삽입을 통해 데이터 수만큼 확장시킨다. 확장된 시간영역 채널 추정값을 다시 FFT 하여 식 (16)과 같은 SC-FDE 계수를 얻는다.

III. 수중채널 모델링

수중채널 모델링은 해면, 해저의 기하학적 구조, 해면, 풍속에 의한 파고의 변화, 송수신기의 공간적 위치 변화, 수온, 염도 등 많은 요소를 고려해야 하기 때문에 매우 복잡하다. 따라서 이 모든 요소를 반영하기에는 많은 어려움이 있다.

본 장에서는 수중 음향통신 환경에서 SC-FDE와 OFDM의 성능을 비교하기 위해, 벨흡 모델을 기반으로 하여 표 3과 같이 수중채널을 모델링하였다.

Table 3. Underwater channel model

Transmission distance(m)	500
Sea depth(m)	100
Sound speed profile	Inversely proportional to sea depth
Sea bottom density	1.4
Sound speed(m/s)	1535
Depth of transmitter(m)	90
Depth of receiver(m)	90

모델링된 수중음향채널은 송수신 센서의 위치 및 시간에 따른 변화 등이 없는 고정된 환경이라 가정하였다[5].

그림 4는 전송거리 500m에서 생성된 다중경로 모델

을 나타낸 것이며, 그림 5는 각 조건을 통해 모델링된 채널의 주파수 특성을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이, 모델링된 수중채널은 일정한 주파수특성을 갖는다.

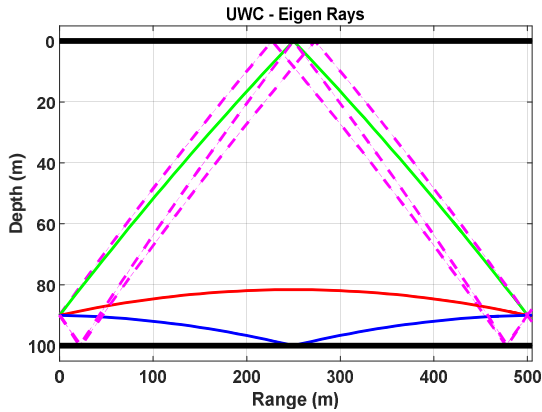


Fig. 4. Multipath for transmission distance, 500m

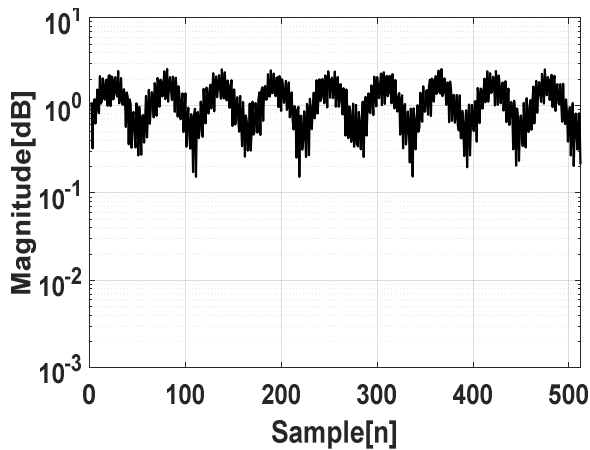


Fig. 5. Frequency response for modeled channel

IV. 모의실험

본 장에서는 Bellhop 모델을 통해 모델링된 수중채널에 대한 SC-FDE와 OFDM의 심볼오율 성능을 비교한다.

모의실험을 위한 파라미터 설정은 표 4에 나타내었다. 먼저, 최대 해면 풍속이 5m/s로 조용한 해상환경을 고려할 때, 채널의 상관시간은 392 ms 이다.

주파수 선택적 페이딩에 대처하기 위해 부반송파 대역폭은 상관대역폭보다 작게 설정하여야 하며, ISI에 대처하기 위해 연속된 심볼 사이에 최대 지연확산 시간 이상의 보호구간을 삽입하여야 한다. 또한 시간 선

택적 페이딩에 대처하기 위해 심볼주기는 채널의 상관 시간보다 충분히 작게 설정하여야 한다.

Table 4. Transmission specification

Modulation	QPSK
Carrier frequency	20 kHz
Transmission Bandwidth (BW)	10 kHz
Maximum doppler spread ($B_{\tau_{max}}$)	2.5492 Hz
Coherent time ($\tau_C = 1/B_{\tau_{max}}$)	392 ms
Maximum delay spread (τ_{max})	40 ms
Coherent bandwidth ($B_C = 1/\tau_{max}$)	25 Hz
Number of subcarrier (N_{FFT})	2048
Bandwidth of subcarrier ($\Delta f = BW/N_{FFT}$)	4.8828 Hz
Active symbol duration ($T_D = 1/\Delta f$)	204.8 ms
CP duration ($T_{CP} \geq \tau_{max}$)	40 ms
OFDM symbol duration ($T_S = T_D + T_{CP}$)	244.8 ms

본 논문에서는 10kHz의 전송대역폭과 20kHz의 반송파 주파수를 사용하였다. 또한 모의 수중채널 시뮬레이션 결과를 토대로 ISI에 대처하기 위한 CP 구간을 40 ms로 설정하였다. 또한 이와 같은 조건을 만족하기 위해 부반송파 수를 2048개로 설정하였으며, CP의 길이는 512개로 설정하였다.

그림 6의 (a)와 (b)는 신호대 잡음비(signal-to-noise ratio, SNR)가 20dB인 조건에서 SC-FDE 전송신호와 OFDM 전송신호가 모의채널을 통과한 결과에 대한 정상도로 나타낸 것이며, (c)와 (d)는 각각 SC-FDE와 OFDM의 등화기 계수를 곱한 결과에 대한 정상도를 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 SC-FDE를 적용한 경우가 OFDM에 비해, 전송심볼과의 오차가 적음을 알 수 있다.

그림 7은 등화기 계수를 곱한 결과에 대해 결정과정을 거쳐 매핑된 결과를 바탕으로 심볼오율을 비교한 결과이다. 결과에서 알 수 있듯이 SC-FDE가 OFDM 방식에 비해 10^{-3} 지점에서 약 5dB 우수함을 알 수 있다. 이는 그림 8에 나타낸 바와 같이 SC-FDE의 등화기 계수 추정오차가 OFDM에 비해 낮기 때문에 나타나는 현상이다.

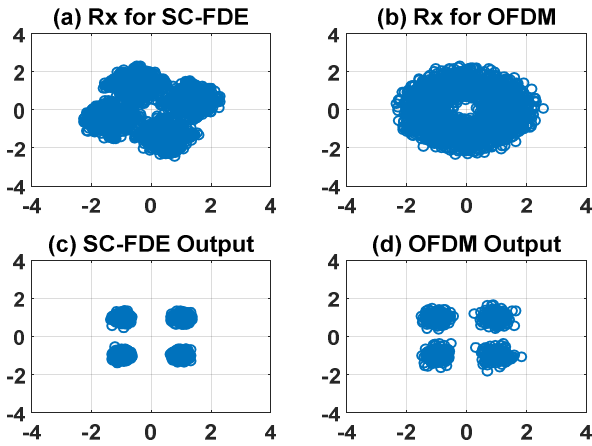


Fig. 6. Constellation comparison between SC-FDE and OFDM for channel

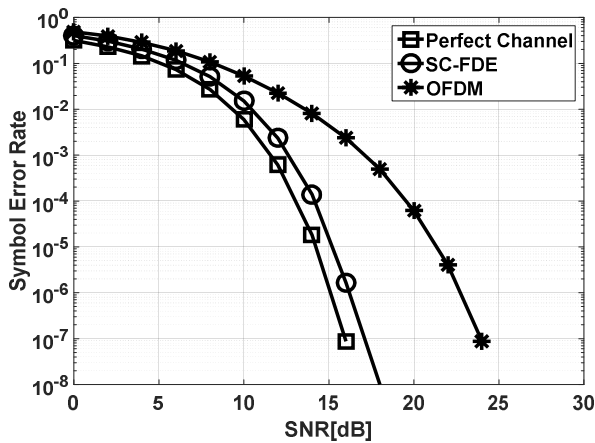


Fig. 7. SER comparison between SC-FDE and OFDM for channel

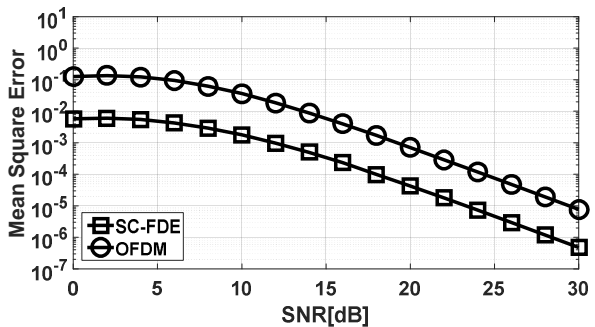


Fig. 8. Coefficient error comparison between SC-FDE and OFDM for channel

V. 결론

수중 음향통신 시 발생하는 다중경로에 의한 ISI와 주파수 선택적 페이딩에 대처하기 위한 방법으로, 주로 OFDM에 대한 연구가 집중되었으며, 이와 유사한 복잡도와 성능을 갖는 SC-FDE에 대한 연구는 상대적

으로 많이 진행되지 않았다.

본 논문에서는 모의된 수중채널을 바탕으로, SC-FDE와 OFDM 방식의 성능을 SER 관점에서 비교하였다. 비교 결과, SC-FDE는 OFDM에 비해 10^{-3} SER 기점을 기준으로 약 5dB 이상의 이득이 발생하였다. 이는 채널추정을 통한 SC-FDE의 등화기 계수 추정 오차가 OFDM에 비해 우수하여 나타난 결과이다.

본 논문을 통해 SC-FDE는 OFDM과 함께 수중 무선 통신에 적용할 수 있는 효율적인 전송방법임을 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] R.L.Frank and S.A.Zadoff, "Phase shift codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inform. Theory*, 381-382, Oct. (1962).
- [4] D.C.Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inform. Theory*, 531-532, July (1972).
- [5] 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)
- [6] 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 : 순천대학교
전자공학과(학사)
1998년 : 순천대학교
전자공학과(석사)
2004년 : 전북대학교
전자공학과(박사)
2006년~2008년 : 국방과학연구소
선임연구원

2009년 ~현재 : LIG넥스원(주) 해양1연구소 수석연구원
관심분야 : SONAR, 수중통신

신 기 철 (Kee-Cheol Shin)



1996년 : 한국해양대학교
해양공학과(학사)
1998년 : 한국해양대학교
해양공학과(석사)
2004년 : 한국해양대학교
해양개발공학과(박사)
2005년~현재 : LIG넥스원(주)
해양1연구소 수석연구원

관심분야 : SONAR, 수중통신

박 규 태 (Gyu-Tae Park)



1996년 : 경북대학교 전자공학과(학사)
1999년 : 경북대학교 전자공학과(석사)
2004년 : 경북대학교 전자공학과(박사)
2004년~현재 : LIG넥스원(주)
해양1연구소 수석연구원
관심분야 : SONAR, 수중통신

주 재 훈 (Jae-Hoon Joo)



1998년 : 한국해양대학교
해양공학과(학사)
2000년 : 한국해양대학교
해양공학과(석사)
2012년 : 한국해양대학교
해양공학과(박사)
2001년~현재 : LIG넥스원(주)
해양1연구소 수석연구원

관심분야 : SONAR, 수중통신