

## 수중 무선채널환경에서 주파수영역 등화기법의 심볼오율에 대한 연구

황호선<sup>1</sup> · 박규태<sup>1</sup> · 신기철<sup>1</sup> · 조성일<sup>1</sup>

<sup>1</sup>LIG넥스원

### A Study on Performance of Symbol Error Rate for Frequency Domain Equalization

Ho-Seon Hwang<sup>1</sup> · Kyu-Tae Park<sup>1</sup> · Kee-Cheol Shin<sup>1</sup> · Sung-II Cho<sup>1</sup>

<sup>1</sup>LIG Nex1

**요약** 본 논문에서는 수중무선통신에서 다중경로에 의해 발생하는 심볼간 간섭을 제거하기 위한 방법으로, 단  
일반송파 전송방식에 주파수-시간 영역 등화 기법을 결합한 주파수영역 결정궤환 등화기법에 대한 성능을 평가  
한다.

수중채널 모델링은 벨홉모델을 이용하였으며, 모의실험을 통해, 제안한 기법이 심볼간 간섭에 의한 신호왜곡 문  
제에 효율적으로 대처할 수 있는 대처할 수 있는 전송방식임을 보였다.

• 주제어 : 주파수영역 등화, 결정궤환 등화, 수중 무선통신, 수중음향채널, 채널추정

**Abstract** In this paper, we study on symbol error rate(SER) performance of frequency domain decision feedback  
equalization for modelled underwater channel. Underwater channel is generated by Bellhop model. Simulation results show  
that proposed method is efficient for underwater acoustic communication.

• Key Words : Frequency Domain Equalizer(FDE), Decision Feedback Equalizer(DFE), Underwater Wireless  
Communication, Underwater Acoustic Channel, Channel Estimation

Received 23 October 2017, Revised 19 November 2017, Accepted 14 December 2017

\* Corresponding Author Ho-Seon Hwang, LIG Nex1 Co, Ltd., 333, Pangyo-ro, Bundang-gu, Seongnam-City, Gyeong gi-do, 463-400, Korea.  
E-mail: hoseonhwang@lignex1.com

## I. 서론

수중 무선통신은 수중환경의 특성상 전파가 아닌 음파를 사용한다. 그러나 음파를 이용한 수중 무선통신은 육상에서의 전파통신에 비해 다음과 같은 제약 조건을 갖는다.

첫째, 음파를 이용하므로 전송신호의 대역폭이 제한되어 통신용량 증가가 어렵다. 둘째, 다중경로 페이딩(Multipath fading)에 의해 수신신호가 왜곡된다. 특히 다중경로 페이딩은 수중채널에 의한 신호 전달 과정에서 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의해 발생하는 현상으로 신호 수신시 매우 긴 지연확산을 발생시킨다. 이러한 지연확산은 심볼간 간섭(inter-symbol interference, ISI)의 원인이 되며 무선통신의 성능을 떨어뜨리는 주요 원인이 된다.

따라서 다중경로 페이딩에 대처하고 효율적인 수중통신을 수행할 수 있는 기법 개발이 필요하다. 무선통신에서 다중경로 페이딩에 의한 ISI를 감소시킬 수 있는 방법은 반송파 종류에 따라 크게 단일 반송파(single carrier : SC) 변조 방식에서의 시간영역 등화(time domain equalization : SC-TDE) 및 주파수영역 등화(frequency domain equalization : SC-FDE) 기법, 다중 반송파(multi carrier: MC) 전송 방식에서의 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing : OFDM) 방식을 들 수 있다.

각 방식의 특징은 표 1과 같다. 표에서 나타난 것처럼 OFDM 방식은 시스템의 복잡도가 낮고 성능이 우수하여 육상에서 수행되는 무선통신의 표준으로 이용되는 방법이며 최근에 수중 무선통신에 적용하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이에 비해 OFDM과 유사한 복잡도 및 성능을 가지며 경우에 따라 시스템 내에서 OFDM과 공존이 가능한 SC-FDE에 대한 성능분석은 상대적으로 다루어 지지 않았다.

본 논문에서는 수중 무선통신에 대한 SC-FDE의 적용 가능성을 판단하기 위해 선형과 결정피환(Decision Feedback) 구조를 갖는 SC-FDE를 제안하고 그 성능을 평가하였다.

먼저 2장에서는 SC-FDE의 송수신 구조에 대해 설명하고, 3장에서는 훈련신호와 LS(Least Squares) 알고리즘을 이용한 FDE와 DFE 계수 추정 기법에

대해 설명한다. 4장에서는 모델링된 수중채널 환경에서 SC-FDE의 성능을 평가하고 5장에서 결론으로 끝을 맺는다.

표 1. ISI 감소 기법 별 특징

SC	TDE	- 계산량 증가에 따른 지연 발생
	FDE	- 주파수 선택적 페이딩에 강함 - 복잡도 낮음, 성능 우수(OFDM과 동일) - 낮은 PAPR - 주파수 읍셋, 위상잡음에 덜 민감
MC	OFDM	- 주파수 선택적 페이딩에 강함 - 협대역 간섭에 강함 - 복잡도 낮음, 성능 우수 - 높은 PAPR, - 주파수 읍셋, 위상잡음에 민감

## II. 주파수영역 등화기 구조

SC-FDE의 송수신 구조는 그림 1과 같다. 먼저, 전송 데이터는 블록단위로 전송하므로 블록간 간섭을 제거하기 위해 그림 2와 같이 매 블록마다 CP(Cyclic Prefix)를 삽입하여 전송한다. 이 때 CP는 데이터의 맨 끝부분부터 채널의 최대 충격응답(impulse response) 길이 이상을 복사하여 사용하며 수신측(receiver)에서 제거됨으로써 블록간 간섭이 제거된다.

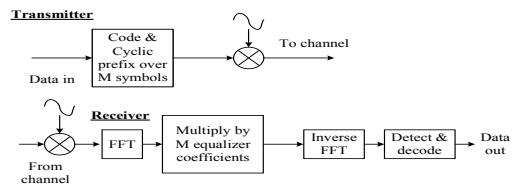


그림 1. SC-FDE 송수신 구조

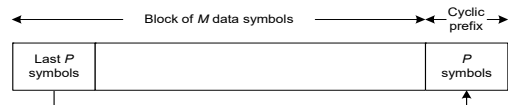


그림 2. CP가 삽입된 전송 블록 구조

먼저, 전송 데이터는 블록단위로 전송하므로 블록간 간섭을 제거하기 위해 그림 2와 같이 매 블록마다 CP(Cyclic Prefix)를 삽입하여 전송한다. 이 때 CP는 데이터의 맨 끝부분부터 채널의 최대 충격응답(impulse

response) 길이 이상을 복사하여 사용하며 수신측(receiver)에서 제거됨으로써 블록간 간섭이 제거된다. CP를 삽입함으로써, 전송되는 심볼은 주기  $M$ 을 갖는 신호가 되고 수신측에서 CP가 제거되면 수신 신호  $r(l)$ 은 식 (1)과 같이 송신되는 신호  $x(l)$ 과 채널  $h(l)$ 의 순환 컨볼루션(cyclic convolution) 형태가 된다.

$$r(l) = \sum_{m=0}^{M-1} x(m) \cdot h[(l-m)_N] + n(l) \quad (1)$$

$$= x(l) \otimes h(l) + n(l), \quad l = 0, 1, \dots, M-1$$

주파수영역 등화를 위해 위 식을 FFT하면 수신신호는 식 (2)와 같이 송신신호와 채널의 곱 형태가 되며 여기에 FDE 계수  $W_l$ 를 곱하여 왜곡이 보상된 송신신호의 FFT 계수  $\hat{X}_l$ 을 얻는다.

$$R_l = X_l \cdot H_l + N_l \quad l = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2)$$

$$\hat{X}_l = R_l \cdot W_l \quad (3)$$

송신신호의 시간영역 값은  $\hat{X}_l$ 을 IFFT하고 복호 과정을 통해 얻어진다. 위 식에서 FDE 계수  $W_l$ 의 추정은 훈련신호를 이용하여 추정할 수 있으며 일반적으로 FDE는 수신 구조에 따라 선형 등화와 결정 궤환 등화로 나눌 수 있다. 다음 절에서는 각 등화 기법과 등화기 계수추정 기법에 대해 설명한다.

### III. 등화기 계수추정

그림 1에 표현된 FDE의 수신 구조는 그림 3과 같이 두가지 형태로 다시 표현할 수 있다.

그림에서 알 수 있듯이 FD-LE는 FDE 계수를 곱한 후 IFFT를 취한 출력  $z_m$ 을 으로부터 전송된 신호  $a_m$ 을 구하지만 FD-DEF는 출력  $z_m$ 을 구하기 위해 사전에 구해진  $a_m$ 의 궤환 값과 궤환필터(Feedback Filter)  $f_k$ 를 이용한다. 이는  $z_m$ 에 포함된 잔여왜곡(Residual Distortion)을 제거할 수 있어 효율적이거나 SNR이 큰 경우 왜곡된  $a_m$ 이 궤환될 수

있는 위험성이 있다.

채널에 대한 정보가 완벽하다고 가정할 때 FD-LE와 FD-DFE의 IFFT 출력  $z_m$ 은 각각 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$z_{m,LE} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} W_l R_l \exp(j \frac{2\pi}{M} l m) \quad (4)$$

$$DFE : z_{m,DFE} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} W_l R_l \exp(j \frac{2\pi}{M} l m) - \sum_{k \in F_B} f_k^* a_{m-k} \quad (5)$$

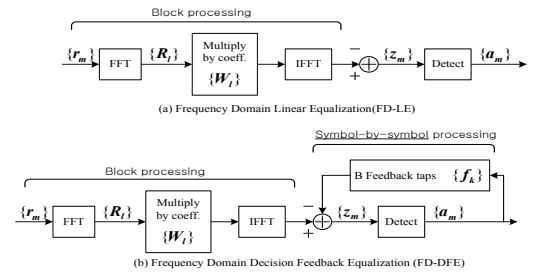


그림 3. FDE 수신 구조

위 식에서  $M$ 은 FFT 차수를 나타내며 식(5)의 궤환필터 차수  $F_B$ 가 0일 경우 식 (4)와 (5)는 같게 된다.

FDE 계수는 식 (6)에 정의된 평균 자승 오차(mean squared error : MSE)가 0이 되는 방향으로 유도되며 유도된 FD-LE와 FD-DFE 계수  $W_l$ 은 각각 식 (7), (8)과 같다.

$$E[|e_m|^2] = E[(z_m - a_m)^2] \quad (6)$$

$$W_{l,LE} = \sum_{l=0}^{M-1} \frac{H_l^*}{\sigma^2 + |H_l|^2} \quad (7)$$

$$W_{l,DFE} = \sum_{l=0}^{M-1} \frac{H_l^* \left[ 1 + \sum_{k \in F_B} f_k^* \exp(-j 2\pi \frac{kl}{M}) \right]}{\sigma^2 + |H_l|^2} \quad (8)$$

위 식에서  $\sigma^2$ 은 SNR을 의미한다. 또한 식 (8)의 궤환필터 계수  $f_k^*$ 는 식 (9)와 같이 유도되며 이때

$v_k$ 는 식 (10)과 같다.

$$Vf = -v \tag{9}$$

$$f = (f_{k_1}, f_{k_2}, \dots, f_{k_B})'$$

$$v = (v_{k_1}, v_{k_2}, \dots, v_{k_B})'$$

$$V = \begin{bmatrix} v_0 & v_{k_1-k_2} & \cdot & v_{k_1-k_B} \\ v_{k_2-k_1} & v_0 & v_{k_2-k_3} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ v_{k_B-k_1} & \cdot & \cdot & v_0 \end{bmatrix}$$

$$v_k = \frac{\sigma^2 \sum_{l=0}^{M-1} \exp(-j2\pi \frac{kl}{M})}{\sigma^2 + |H_l|^2} \tag{10}$$

식 (9), (10)은 궤환필터 계수  $f_k^*$ 를 구하기 위해 필요한 관계식이다. 따라서 궤환필터의 차수가 증가함에 따라  $W_l$ 을 구하기 위한 연산량이 증가하게 되므로 이를 고려하여 차수를 선택해야 한다.

또한  $H_l$ 과  $f_k$ 는 훈련신호를 이용하여 추정할 수 있다. 다음 절에서는 훈련신호를 이용한 채널추정 방법과 추정된 채널을 이용한 FDE 계수 추정 기법에 대해 설명한다.

식 (7)과 (8)의 등화기 계수를 추정하기 위해 그림 2와 같이 전송블록에 나타난 CP 이후에 훈련신호를 연속적으로 삽입하여 전송하여 채널의 상태정보를 추정한 후, 채널에 의해 왜곡된 신호를 보정한다.

그러나 CP는 전송블록의 뒷부분을 복사하여 사용하기 때문에 매 블록마다 불규칙하게 변하며 수신측에서 알 수 없는 신호이다. 이 경우 CP에 연속되어 삽입된 훈련신호 블록에 영향을 주어 채널 추정 및 심볼의 동기화(synchronization)를 어렵게 한다. 이러한 문제를 해결하기 위해 Falconer[1] 등은 그림 4에 나타난 것처럼 CP 대신 Frank-Zadoff 및 Chu에 의해 제안된 UW(Unique Word)를 이용한 동기화 및 등화기법을 제안 하였다[1][2].

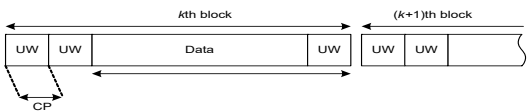


그림 4. 훈련신호를 삽입한 전송구조

UW는 채널 주파수대역 내에서 동일한 크기를 가

지고 자기상관 특성이 우수하여 채널추정 및 심볼 동기화에 적합하다. 그림 4에서 맨 앞의 UW는 CP 및 동기화에 쓰이며 그 이후의 UW는 훈련신호로 사용된다. 또한 훈련신호로 사용되는 UW의 블록 수는 2개 이상이 될 수 있으나 블록 수가 증가 할수록 전송해야 할 실제 정보량은 감소하게 된다.

UW를 이용한 등화기 계수를 유도하기 위해 먼저,  $n$ 번째 훈련블록의  $m$ 번째 수신신호인  $\tilde{z}_m^{(n)}$ 과 훈련심볼  $a_m$ 과의 오차  $\tilde{e}_m^{(n)}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} e_m^{(n)} &= \tilde{z}_m^{(n)} - a_m \\ &= \frac{1}{P} \sum_{l=0}^{P-1} \tilde{W}_l R_l^{(n)} \exp(j \frac{2\pi}{P} lm) \\ &\quad - \sum_{k \in F_B} \tilde{f}_k^* a_{m-1} - a_m \\ &, n = 1, 2, \dots, N \quad m = 0, 1, 2, \dots, P-1 \end{aligned} \tag{11}$$

위 식은 FD-DFE의 경우를 나타낸 것이며 앞 절에서 언급한 바와 같이  $\tilde{f}_k^*$ 의 차수( $F_B$ )가 0일 경우, 이는 FD-LE의 경우가 된다. 또한  $P$ 는 FFT 차수를 나타낸다.

UW를 이용한 등화기 계수 추정은 식 (11)에 대한 자승의 합을 구하는 것으로 시작하며 이를 요약하면 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned} &\sum_{m=0}^{M-1} \left[ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |e_m^{(n)}|^2 \right] \\ &= \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} |A_l|^2 \tilde{W}_l^* \tilde{U}_l \tilde{W}_l \\ &\quad - \frac{2}{M} Re \left[ \sum_{l=0}^{M-1} |A_l|^2 \tilde{W}_l^* \tilde{H}_l^* \tilde{F}_l \right] \\ &\quad + \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} |A_l|^2 |\tilde{F}_l|^2 \end{aligned} \tag{12}$$

위 식에서  $A_l$ 은 훈련신호  $a_m$ 의 FFT 계수를 나타낸다. 또한  $\tilde{U}_l$ 과  $\tilde{H}_l$ 은 각각 식 (7), (8)의 분모인  $\sigma^2 + |H_l|^2$ 에 대한 추정 값과 주파수영역 채널 추정 값을 의미하며 아래 식과 같이 정의된다.

$$\tilde{U}_l = \frac{1}{N} |\tilde{U}_l^{(n)}|^2, \quad \tilde{H}_l = \frac{1}{N} |\tilde{H}_l^{(n)}|^2 \tag{13}$$

식 (12)의 우변이 0이 되는 조건을 만족하는 FDE 계수  $\tilde{W}_l$ 은 다음 식과 같이 유도되며 이때 궤환필터 계수  $\tilde{f}_k^*$ 는 식 (15), (16)과 같이 구할 수 있다.

$$\tilde{W}_l = \frac{\tilde{H}_l^*}{\tilde{U}_l} \left[ 1 + \sum_{k \in \tilde{F}_B} \tilde{f}_k^* \exp(-j2\pi \frac{lk}{M}) \right] \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \tilde{V}\tilde{f} &= -\tilde{v} \\ \tilde{f} &= (\tilde{f}_{k_1}, \tilde{f}_{k_2}, \dots, \tilde{f}_{k_B}) \\ \tilde{v} &= (\tilde{v}_{k_1}, \tilde{v}_{k_2}, \dots, \tilde{v}_{k_B}) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\tilde{V} = \begin{bmatrix} \tilde{v}_0 & \tilde{v}_{k_1-k_2} & \dots & \tilde{v}_{k_1-k_B} \\ \tilde{v}_{k_2-k_1} & \tilde{v}_0 & \tilde{v}_{k_2-k_3} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \tilde{v}_{k_B-k_1} & \dots & \dots & \tilde{v}_0 \end{bmatrix}$$

$$\tilde{v}_k = \sum_{l=0}^{M-1} |A_l|^2 \left[ 1 - \frac{|\tilde{H}_l|^2}{\tilde{U}_l} \exp(-j2\pi \frac{lk}{M}) \right] \quad (16)$$

#### IV. 모의실험

본 장에서는 모델링된 채널에 대한 SC-FDE의 성능을 평가하였다. 먼저, 수중채널 모델링은 해면, 해저의 기하학적 구조, 해면, 풍속에 의한 파고의 변화, 송수신기의 공간적위치변화, 수온, 염도 등 많은 요소를 고려해야 하기 때문에 매우 복잡하다. 따라서 이 모든 요소를 반영하기에는 많은 어려움이 있다.

표 2. 수중채널 모델링 환경

송신거리	500m
수심	100m
음속구조	수심에 반비례
해저저질	진흙
해저밀도	1.4(g/cm3)
바닥음속	1490 m/s
감쇠계수	0.2
송신기 수심	90m
수신기 수심	90m

수중 음향통신 환경에서 SC-FDE의 성능을 평가하기 위해, 벨훅 모델을 기반으로 하여 표 2와 같이 모델링하였다. 모델링된 수중음향채널은 송수신 센서

의 위치 및 시간에 따른 변화 등이 없는 고정된 환경이라 가정하였다. 그림 5는 모델링된 채널의 음속 구조와 고유음선도를 나타낸 것이다.

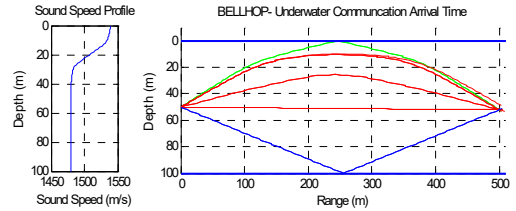


그림 5. 음속구조 및 고유음선도

전송되는 반송주파수, 데이터 전송율, 변조방식은 각각 25kHz, 10kbps, QPSK로, 훈련블록의 수는 2로 설정하였다.

모래바닥 환경에서 모델링된 채널을 통해 송수신된 신호와 FDE를 거친 신호 대한 정상도를 그림 6에 나타내었다. 이때 정상도는 FD-LE에 대한 출력을 나타낸 것이며 SNR은 30dB로 가정하였다.

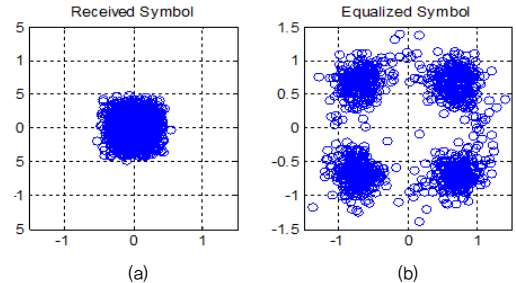


그림 6. (a) 수신심볼, (b) 등화된 심볼

그림에서 알 수 있듯이 심각하게 왜곡된 송신 신호는 FDE에 의해 복원이 가능함을 보여준다.

FDE 출력은 유클리디안(Euclidean) 거리가 최소가 되는 신호로 매핑(Mapping)된 후 복원된다. 매핑된 신호가 전송신호와의 일치 여부를 확인하기 위해 SNR에 따른 SER(Symbol Error Rate)를 계산하였으며 그 결과를 그림 7에 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 두 경우 모두 유사한 SER 성능을 나타내며 FD-DFE의 성능이 우수함을 보여준다. 이때 FD-DFE의 궤환필터 계수는 1이다.

## V. 결론

본 논문에서는 음파를 이용한 수중무선통신에서 SC-FDE의 구조별 성능과 적용성 여부를 평가하였다. 모델링된 수중환경에 SC FD-LE와 FD-DFE를 적용하여 수신성능을 평가한 결과 SC-FDE는 다중경로 페이딩에 효율적으로 대처하여 수중무선통신에 적용 가능한 방법임을 검증하였다.

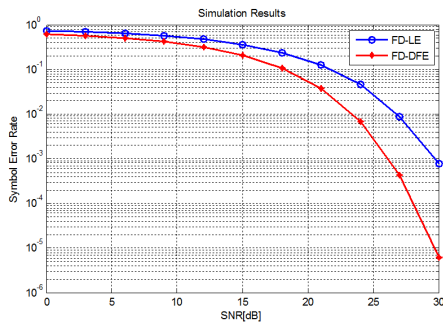


그림 7. FD-LE와 FD-DFE의 SER 곡선 비교

향후, SC-FDE와 OFDM의 성능을 비교·평가하고 이동성을 갖는 환경에서도 SC-FDE의 전송율과 수신 성능을 동시에 만족할 수 있는 전송구조 및 수신 알고리즘에 대한 연구가 더 진행되어야 할 것으로 판단된다.

## 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)

## 저자소개



### 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) 해양연구소 수석연구원  
 ※관심분야: SONAR, 수중통신



### 박 규 태 (Kyu-Tae Park)

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



### 조 성 일 (Sung-Il Cho)

1990년 경희대학교 전자공학과(학사)  
 1994년 경희대학교 전자공학과(석사)  
 2004년~2005년 대우통신  
 2005년~현재 LIG넥스원(주) 해양연구소 수석연구원  
 ※관심분야: SONAR, 수중통신