

Block Type 파일럿 배치를 적용한 OFDM 시스템의 등화 기법 개선

Improved Equalization Technique of OFDM Systems Using Block Type Pilot Arrangement

김 지 현*, 김 환 우**
(Ji-Heon Kim*, Whan-Woo Kim**)

*국방과학연구소 기술연구본부, **충남대학교 정보통신공학부
(접수일자: 2006년 1월 5일; 수정일자: 2006년 2월 23일; 채택일자: 2006년 3월 23일)

본 논문은 slow 페이딩 채널에서 block type 파일럿 배치에 기반한 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 등화 기법을 다루고 있다. 수중 채널에서 얻을 수 있는 비트 속도는 셀룰러 폰이나 실내 무선 시스템과 같은 여타 통신 채널에 비해 상대적으로 낮은 편이며, 따라서 채널 추적시 도플러 효과가 중요한 파라미터가 된다. Coherent 복조 방식의 경우 도플러 주파수에 의한 잔여 평균위상에러는 시스템 성능에 치명적으로 작용할 수 있으며, 등화기만으로는 평균 도플러 쉬프트 효과에 대처하지 못할 수 있다. 공통 도플러 효과에 대처하기 위해 주파수 등화기와 더불어 위상에러 추적회로를 사용하여 회전 에러를 배제할 수 있다. 아울러 성능 저하를 최소화하는 수준에서 추적회로의 연산 부담을 줄일 수 있음을 시뮬레이션을 통해 증명하였다.

핵심용어: 공통위상에러, 도플러 쉬프트, 수중음향채널, 주파수 등화기, 직교 주파수 분할 다중화

투고분야: 음향 통신기술 분야 (6.3)

This paper is concerned with a equalization technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) systems based on a block type pilot arrangement over slow fading channels. The bit rates obtained in underwater channels are relatively modest compared to some other communication channels such as cellular phones or indoor wireless systems. Consequently, the Doppler effect is the important parameter in tracking a channel. In case of a coherent demodulation scheme, the residual mean phase errors due to Doppler frequency may be fatal for the performance of the system. The equalizer could not solely handle mean Doppler shift. To account for the common Doppler effect a phase error tracking loop is used with the frequency equalizer, so that the rotation errors are avoided. Furthermore, simulations show that we can reduce the computational load of the tracking loop with negligible effect on performance.

Keywords: Block Type, Comb Type, Common Phase Error, Doppler Shift, Underwater Acoustic Channel, Frequency Equalizer, Orthogonal Frequency Division Multiplexing

ASK subject classification: Acoustic Communication (6.3)

I. 서 론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 우수한 대역 효율 및 다중 경로 페이딩에 강한 특성을 지니고 있어 여러 분야에서 유망한 고속 전송 기술로 인식되고 있다[1]. 수중 환경에서도 OFDM을 기반

으로 한 UWA (Underwater Acoustic) 통신 시스템이 연구되고 있는 가운데, 특별히 군사 분야에서 이른바 네트워킹 중심전 (Netcentric Warfare) 차원에서 유·무인 잠수정 및 함정 간의 통신에 OFDM을 적용한 시스템이 연구되고 있다[2-3].

UWA 통신은 RF 통신에 비해 상대적으로 저주파수대에서 제한된 대역폭을 이용하므로, 비트 전송 속도가 위성 통신, 셀룰러 통신 및 실내 무선 통신 등과 비교할 때 상대적으로 낮다. 아울러 특별히 부각되는 시스템 아키

책임저자: 김 지 현 (luke@add.re.kr)
305-600 대전광역시 유성우체국 사서함 35-5호 국방과학연구소
기술연구본부
(전화: 042-821-3772; 팩스: 042-821-2224)

텍처나 표준화 작업도 상대적으로 미진한 상태이다.

최근 들어 군사적인 목적 외에도 해양 자원의 보존 및 활용에 대한 관심이 증대됨에 따라 수중 환경의 고속 전송기술이 주목을 받고 있다. 이와 관련하여 수중 환경에서도 멀티미디어 정보 전송 등의 필요성이 증대하고 있어 coherent 방식 및 효율적인 등화가 요구되고 있으며, 따라서 가용 대역폭의 효율적 이용 및 채널의 지연 확산 대처 능력이 우수한 OFDM 방식이 UWA 통신에도 적극 고려되고 있다[4-5].

OFDM 방식은 채널 지연 확산에 의한 신호 왜곡에 강한 특성을 지니고 있으며, 주파수 영역에서 데이터를 블록 단위로 처리함으로써 효율적인 등화를 할 수 있는 장점을 가지고 있다. 특별히 OFDM에서는 시간과 주파수의 2차원 공간에서 파일럿 신호를 삽입하여 시변 채널을 보상하는 방식이 다양하게 연구되고 있다. 그림 1과 같이 OFDM에서의 파일럿 삽입은 배치 형상에 따라 OFDM 심벌 전체 부분송파에 파일럿을 삽입하는 block type과 부분송파에 주기적으로 파일럿을 삽입하는 comb type으로 구분될 수 있다[11]. 기본적으로 block type은 slow 페이딩 (fading) 및 채널 임펄스 응답 시간이 긴 환경에서 유용하며, comb type은 fast 페이딩 환경에서 유용하나 별도의 interpolation이 요구된다.

본 논문에서는 slow 페이딩 환경에 적합한 block type의 16QAM-OFDM을 적용하고, 등화 성능을 개선한 결과를 제시하였다. 이를 위해 결정 지향 방식의 등화기를 block type의 등화 방식에 적용하였다. 특별히 도플러 주파수에 의해 야기되는 잔여 평균위상에러 성분을 보상하기 위한 간단한 위상 추적회로를 구현함으로써 주파수 등화기의 성능 개선을 도모하였다. 작은 도플러 주파수에 대해서도 coherent QAM 방식에서는 여러 누적으로 인해 block type의 등화시 열화가 심각해질 수 있으며, 따라서 추가적인 등화와 위상 추적회로를 통해 성능을 개선할 수 있다. 본 논문에서 적용한 평균위상에러 추적

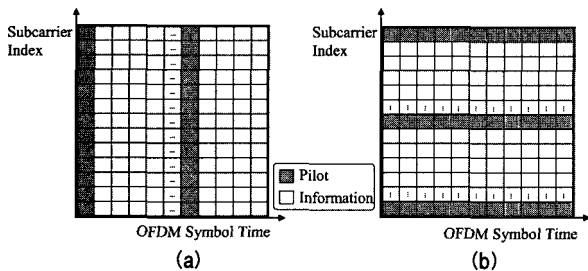


그림 1. OFDM의 파일럿 배치 유형
(a) 블록 유형 (b) Comb 유형
Fig. 1. Pilot arrangement types of OFDM.
(a) Block type. (b) Comb type.

회로는 기존 단일 반송파 시스템에서 적용되는 위상에러 추적회로[6]를 다중 반송파 시스템에 확장 적용한 것으로 결정 지향 방식을 통해 수신 신호를 보상하게 된다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 시변 채널의 특성 및 이에 따른 신호 왜곡 성분을 다루고 있으며, 3장에서는 주파수 등화기와 평균위상에러 추적회로를 결합한 OFDM 수신부에 대해 기술하였다. 4장과 5장에서는 각각 시뮬레이션 결과와 결론을 제시하였다.

II. 수중 채널에서의 OFDM 신호

2.1. UWA 채널 모델링

수중 환경에서 음향 신호는 수심, 수온, 전송 거리, 수면 변화, 수저 상태 및 송·수신 매체간의 이동성 등으로 인해 다양한 특성을 지니게 된다. 수중 환경은 다양한 특성으로 인해 아직 정확한 모델은 없으며, 따라서 최적의 변조 기법이나 구조도 특별하게 부각되고 있지는 않다. 수중 음향 채널 모델링시, 지상파의 무선 채널과의 유사점을 기반으로 다중 경로 및 도플러 주파수에 의한 시변 주파수 선택적 페이딩 채널로 모델링할 수도 있다. 다만 상대적으로 가용 주파수대가 낮고, 음향 채널을 이용한다는 점은 다르다. 통상적인 연구에서 수중 채널은 그림 2와 같은 shallow water 시나리오를 기반으로 모델링 되기도 한다[2-5].

특별히 채널의 지연 확산은 수중 통신 채널을 포함할 많은 유형의 무선 통신 채널에서 직면하는 문제이다. 예컨대 수저 상태에 따른 채널의 지연 특성을 실험한 결과, 음향파에 대한 흡수력이 좋은 진흙 상태의 경우 10ms 이내로, 상대적으로 신호의 반사와 굴절이 더 많이 발생하는 암반이나 모래의 경우 30ms까지 신호 지연이 나타나기도 한다[4]. 이 외에도 수면 반사, 전송 거리 등 다양한 요소에 의해 신호 지연 시간은 다르게 나타나며, 이에 따른 수중 채널 특성 역시 다양하게 나타나고 있다 [2, 5].

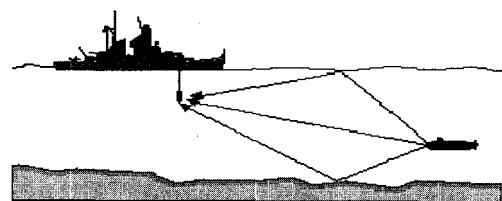


그림 2. 수중 채널의 전파 모델
Fig. 2. Propagation model for underwater channel.

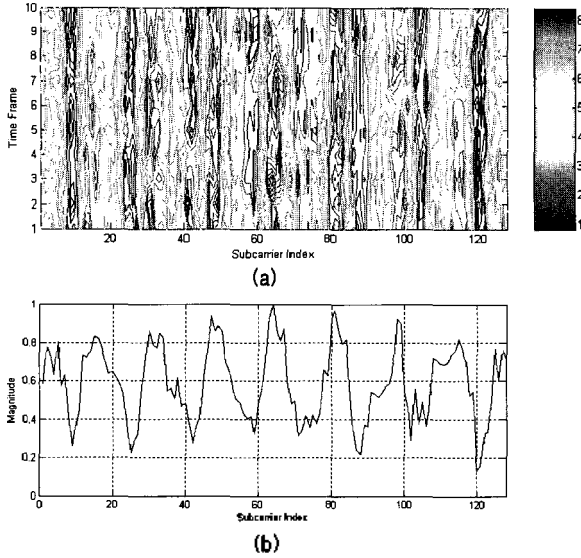


그림 3. 시변 주파수 선택적 모델 (도플러 주파수=0.03Hz, SNR=15dB)
 (a) Contour plot
 (b) 임의의 시간 프레임에서의 채널 전달 함수
 Fig. 3. Model of time-variant frequency-selective channel.
 (Doppler frequency=0.03Hz, SNR=15dB)
 (a) Contour plot.
 (b) Channel transfer function in a time frame.

결국 RF 신호의 자연 확산과 비교하여, UWA 환경에서의 채널 지연 시간은 수십 ms 단위이다. 전술한 바와 같이 수중 채널에서 얻을 수 있는 비트 속도는 셀룰러 폰이나 실내 무선 시스템과 같은 여타 통신 채널과 비교하여 상대적으로 낮은 편이며, 따라서 채널 추적시 도플러 효과가 중요한 파라미터가 된다.

그림 3은 동일한 진폭을 지닌 QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) 신호를 128개의 부반송파로 전송했을 경우를 시뮬레이션한 시변 채널의 특성이다. 여기에서 채널은 3-ray Rayleigh 페이딩 채널로 모델링 된 것이다.

2.2. 도플러 효과

OFDM은 N개의 심벌을 병렬로 처리하는 일종의 블록 변복조 방식으로 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 및 DFT를 기반으로 하고 있다. 따라서 임의의 부반송파 k에 대한 송신 심벌 X(k)를 OFDM 전송 신호 x(n)으로 표현하면,

$$x(n) = IDFT_N\{X(k)\} = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (1)$$

과 같다.

OFDM 기법은 주파수 선택적 페이딩 채널을 일련의

비선택적 협대역 부채널들로 변환시켜 처리할 수 있는 장점이 있다. 따라서 임의의 주파수 선택적 광대역 채널은 flat 페이딩 부채널들의 합으로 근사화될 수 있다. 편이상 잡음 효과를 배제하고, 보호 구간을 제거한 후의 OFDM 수신 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다[7-8].

$$r(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k)H(k)e^{j\frac{2\pi}{N}(k+\epsilon)n} \quad (2)$$

여기에서 H(k)는 부반송파 k의 주파수 응답이며, ϵ_0 는 정규화된 주파수 편차 성분이다. 정확한 시간 동기를 가정할 경우, 수신 신호 r(n)은 DFT 복조를 거치면 다음의 식 (3)과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} R(k) &= DFT_N\{r(n)\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} X(l)H(l)e^{j\frac{2\pi}{N}(l+\epsilon)n} e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} X(l)H(l)e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} e^{j\frac{2\pi}{N}\epsilon n} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)H(k)e^{j\frac{2\pi}{N}\epsilon n} \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} X(l)H(l)e^{j\frac{2\pi}{N}(l-k)n} e^{j\frac{2\pi}{N}\epsilon n} \\ &= \tilde{X}(k) + I(k) \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)의 두 번째 항 I(k)는 직교성의 손상으로 인한 ICI (Intercarrier Interference) 성분으로 잡음 신호와 유사한 특성을 보인다. 반면 첫 번째 항목 $\tilde{X}(k)$ 는 k번째 부채널에 대한 정보를 포함하고 있는 신호이다. 부채널의 개수 N이 크고 주파수 편차 성분이 작을 경우, $\tilde{X}(k)$ 는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{X}(k) &= X(k)H(k) \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}\epsilon n} \\ &\approx X(k)H(k) \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (1 + j\frac{2\pi}{N}\epsilon_0 n) \\ &= X(k)H(k) + j\tilde{X}(k)H(k) \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{2\pi}{N}\epsilon_0 n\right) \\ &= X(k)H(k) \left\{ 1 + j\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{2\pi}{N}\epsilon_0 n\right) \right\} \\ &\approx X(k)H(k) \exp\left\{ j\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{2\pi}{N}\epsilon_0 n\right) \right\} \\ &= X(k)H(k) \exp\{j\theta_{avg}\} \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)와 같이 공통 도플러 쉬프트 성분을 다중 경로 구조에서 분리해서 표현하면, 수신 신호가 채널의 전달 함수 성분 및 평균위상에러에 의해 왜곡됨을 알 수 있다. 즉 도플러 효과로 인한 평균위상에러로 인해 OFDM 심벌 단위로 $j\theta_{avg}$ 만큼 신호 정상도의 회전이 야기된다. 결과적으로 도플러가 zero일 경우의 채널 전달 함수

H(k)는 단일탭 주파수 등화기로 보상 가능하며, 공통 도플러 쉬프트는 별도의 위상보상 알고리즘으로 정정할 수 있다.

III. OFDM 수신부 설계

3.1. 주파수 등화

시변 수중 채널을 추적하는 데에 시간 영역의 적응형 등화기가 사용되기도 하나, OFDM 방식을 적용하면 주파수 영역에서 단일탭으로 채널 등화를 효율적으로 수행할 수 있다. 아울러 OFDM은 파일럿을 시간 및 주파수 영역에서 분산 배치하여 채널 변화를 추적할 수 있는 장점이 있다. 전술한 바와 같이 OFDM에서는 채널 추정 및 등화를 위한 파일럿의 배치에 따라 block type과 comb type으로 구분될 수 있다. Comb type의 경우 파일럿 배치에 따라 다양한 변형들이 제시되어 있으며, 시변 상황에 따라 파일럿을 증가시켜 신호를 보상하고 있다. 그러나 전송 효율 측면에서 과다한 파일럿 삽입은 손실이 되며, 전반적으로 성능에 비례하여 보간과 관련된 계산량도 동시에 증대되는 경향을 보이고 있다.

Block type은 comb type과 달리 별도의 보간 연산이 필요치 않아 구조가 간단하고 임펄스 응답이 긴 채널에 유효하나, 채널의 특성 함수가 빠르게 변할 경우 이에 대처하지 못하는 상황이 발생할 수 있다. 따라서 시변 채널 특성에 따라 파일럿 전송 주기를 조절하거나 변조 레벨을 낮추어야 한다. 그러나 파일럿 주기를 줄이거나 변조 레벨을 낮추면 실제 데이터 전송 효율이 낮아지므로, 데이터 구간에서 결정 지향 방식의 등화를 추가로 적용하여 파일럿 삽입 주기를 연장하고 데이터 전송률을

향상시킬 수 있다. 그림 4는 개선된 형태의 block type의 파일럿 구조로써, 데이터 정보 구간에서의 등화 과정을 추가한 형상을 보여주고 있다.

그림 4의 배치 형상에서 데이터 구간 내의 등화기 계수 갱신을 위해 결정 지향 방식의 proportional 등화 알고리즘을 적용하였다[9-10]. 결정 지향 방식의 등화는 slowly time-varying 채널에서 preamble의 길이를 최소화하면서 효율적으로 신호를 보상할 수 있으며, 도플러 주파수와 관련된 채널 변화에 따라 등화 성능이 좌우된다.

Proportional 등화기는 일종의 단일탭 RLS (Recursive Least Squares) 방식으로 다음의 식과 같이 등화기의 계수를 조정해 나간다.

$$\begin{aligned} \alpha_{j,k} &= \alpha_{j-1,k} + \mu \left\{ \frac{A(j-1,k)}{R(j-1,k)} - \alpha_{j-1,k} \right\} \\ &= (1-\mu)\alpha_{j-1,k} + \mu \frac{A(j-1,k)}{R(j-1,k)} \end{aligned} \quad (5)$$

여기에서 C(j,k)는 j번째 OFDM 블록의 k번째 부채널 등화기 계수이며, A(j-1,k)와 R(j-1,k)는 각각 결정 심벌과 수신 심벌이다. 등화기 상수 μ 에 따라 이전 계수의 영향도가 결정되는 데, μ 가 0이면 이전 등화기 계수가 조정 없이 그대로 다음 심벌에 적용된다. 초기 모드에서 μ 는 1로 설정될 수 있으며, 이는 LS (Least Squares) 방식과 동일한 형태가 된다. 결정 모드에서는 0과 1사이의 값으로 설정되며, 결과적으로 등화기 계수는 이전 등화기 계수, 결정 궤환된 심벌 및 수신 심벌에 의해 유도된다.

RLS 알고리즘은 도플러 효과에 민감하며, 평균 도플러 쉬프트를 적절히 처리하지 못할 수 있다. 따라서 추가적인 위상 추적기능을 등화기에 사용하여 도플러 쉬프트를 보상함으로써 성능을 개선할 수 있다. 즉 복조 데이터에 남아 있는 도플러 효과에 의한 위상 회전 성분을 별도의 추적회로로 보상함으로써 등화기의 성능을 향상시킬 수 있다.

3.2. 평균위상에러 추적회로

위상 coherent 시스템에서는 평균위상에러의 누적과 이로 인한 정상점의 회전은 심각한 성능 열화를 초래할 수 있다. 식 (3), (4)에서 보듯이 정상점의 회전을 야기하는 평균위상에러 성분은 모든 부채널에 동일한 방향으로 적용되며, 공통위상에러 (CPE : Common Phase Error)라고도 한다.

결정 지향 방식의 채널 등화와 연계되어, 평균위상에

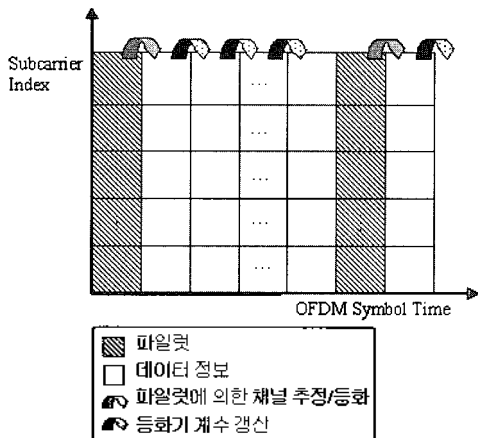


그림 4. 파일럿 배치 및 등화
Fig. 4. Pilot arrangement and equalization.

러 역시 결정 신호를 통해 추출할 수 있다. 주파수 영역의 결정 신호 $A(j,k)$ 와 등화 신호 $Y(j,k)$ 에 대해 gradient 방식을 적용하면 j 번째 OFDM 블록의 평균위상에러 갱신 알고리즘은 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned} \phi(j) &= \phi(j-1) - \frac{\alpha}{2} \nabla_{\phi} [MSE] \\ &= \phi(j-1) - \frac{\alpha}{2} g(j) \\ &= \phi(j-1) - \alpha E\{\text{Im}\{A(j,k) Y^*(j,k)\}\} \\ &= \phi(j-1) - \alpha \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \{\text{Im}\{A(j,k) Y^*(j,k)\}\} \\ &\approx \phi(j-1) - \alpha \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{N-1} \{\text{Im}\{A(j,k \times i) Y^*(j,k \times i)\}\} \\ &\quad (N > L) \end{aligned} \tag{6}$$

여기에서 $E[\cdot]$ 는 ensemble 평균 연산자이며, $\text{Im}[\cdot]$ 는 imaginary 부분을 나타내고, *는 복소 conjugate를 의미한다. α 는 위상 추적회로의 loop filter gain으로 시스템 환경에 따라 최적값이 결정된다. 임의의 j 번째 블록에 대한 MSE (Mean Square Error)의 gradient $g(j)$ 는 FFT 주기내의 모든 위상차를 평균하여 구할 수 있다. 평균위상에러의 계산에 따른 부담은 FFT 크기 N 에 비례하지만, N 이 클 경우 식 (6)의 마지막 항에서와 같이 L 개의 일부 위상에러만을 대상으로 한정함으로써 연산 부담을 줄일 수 있다. 최종적으로 주파수 등화기와 위상에러 추적회로를 결합한 등화기 갱신식은 다음과 같다.

$$C(j,k) = \left[(1-\mu)C(j-1,k) + \mu \frac{A(j-1,k)}{R(j-1,k)} \right] e^{-j\theta_n} \tag{7}$$

결과적으로 평균위상에러를 계산하여 이를 보상해 줌으로써 성능 향상을 얻을 수 있으며, 위상에러가 급격히 변화하지 않은 채널 환경에서는 결정 지향 방식으로 파일럿의 수를 최소화하면서 신호를 보상할 수 있다. 그림 5는 평균위상에러 추적회로와 등화기를 결합한 형태의 구성도를 보여주고 있다.

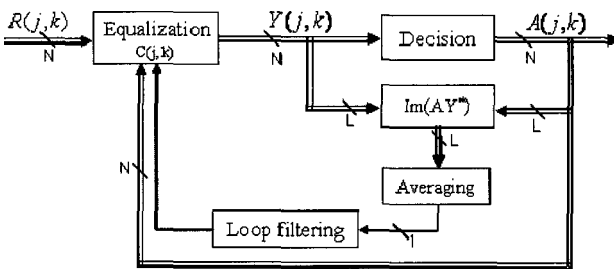
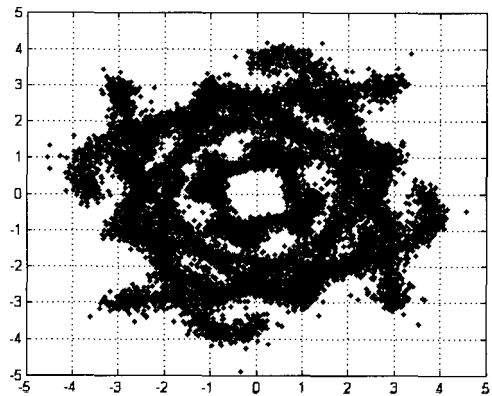


그림 5. 주파수 등화기와 위상에러 추적회로의 결합 구조
Fig. 5. Combined structure of frequency equalizer with phase error tracking loop.

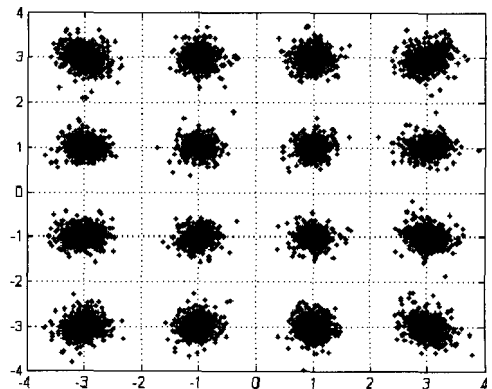
IV. 시뮬레이션 결과

본 시뮬레이션에서 채널은 그림 3과 같은 특성을 지닌 채널 모델을 적용하였으며, 전송 신호의 대역폭은 1kHz로 정하였다. 부반송파의 개수 N 은 128로 정하였으며, 이중 100개의 부반송파 채널을 정보 채널로 이용하고 나머지는 가상 부반송파로 두었다. 시뮬레이션된 수중 채널의 지연이 30ms를 초과하지 않는다는 전제하에 보호 구간은 $N/4$ 로 설정하였다. 채널 코딩 및 인터리빙(interleaving)을 통해 시스템의 성능을 크게 개선할 수 있으나, 주파수 등화기와 위상 추적회로의 연동 결과를 확인하기 위한 것이 주목적이므로 본 시뮬레이션에서는 추가적인 에러 정정 기능은 배제하였다.

그림 6은 도플러 주파수 (fd)가 0.02Hz일 때의 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 신호 성상도를 보여주고 있다. 그림 6(a)는 순수한 block type의 등화 결과로써, 등화기 갱신 및 평균위상에러 추적회로를 동작시키지 않고, 파일럿에 의해 추정된 등화기 계수를 그대로 데이터 구간에 적용했을 경우의 성상도이다. 그림 6(b)는 평균위상에러의 보정없이 주파수 등화만을 적용한 결과로 잔여 위상에러 성분으로 인한 성상



(a)



(b)

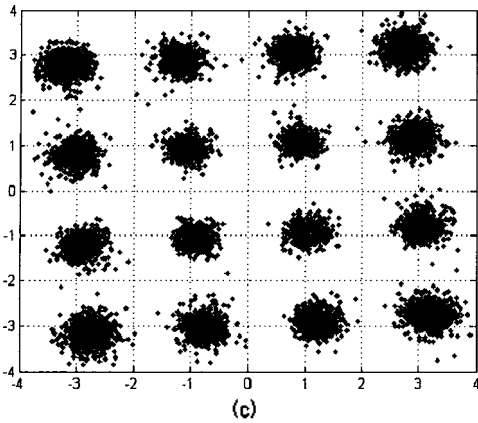


그림 6. 16QAM-OFDM의 신호 성상도 (SNR=18dB, $f_d=0.02\text{Hz}$)
 (a) $\mu=0, \alpha=0$ (b) $\mu=0.2, \alpha=0$ (c) $\mu=0.2, \alpha=0.3$
 Fig. 6. Signal constellations of 16QAM-OFDM (SNR=18dB, $f_d=0.02\text{Hz}$).
 (a) $\mu=0, \alpha=0$. (b) $\mu=0.2, \alpha=0$. (c) $\mu=0.2, \alpha=0.3$.

점의 회전 성분이 남아 있음을 알 수 있다. 결과에서 보듯이, 평균위상에러 보상을 배제한 주파수 등화만으로는 성상도의 회전이 온전히 정정되지 않음을 알 수 있다. OFDM 심벌 정보 구간이 증대될수록 위상 회전 성분의 누적으로 인한 에러는 더욱 심각해진다. 즉 coherent QAM 시스템에서 평균위상에러의 축적은 신호 결정을 위한 경계선을 넘게 되어 급격한 수신 성능 저하를 초래하게 된다. 이와 같은 에러 누적을 방지하기 위해서는 데이터 구간을 축소해야 하나, 결정 지향 방식을 통해 FFT 구간내의 평균위상에러를 보정해 줌으로써 데이터 구간을 연장할 수 있다. 그림 6(c)는 주파수 등화와 평균 위상에러 보정을 동시에 수행한 결과이다. 여기에서 주파수 등화의 상수 μ 는 0.2로, 평균위상에러 추적회로의 loop filter 이득 α 는 0.3으로 설정하였다.

그림 7은 도플러 주파수가 각각 0.01Hz와 0.03Hz인 경우의 BER (Bit Error Ratio) 성능 비교를 보여주고 있

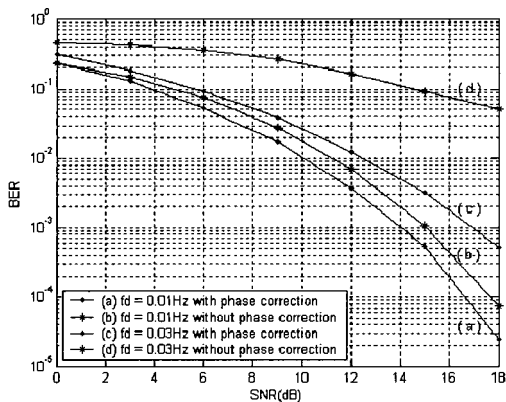


그림 7. 도플러 주파수별 BER 비교
 (OFDM 블록 길이=200, $\mu=0.2, \alpha=0.3$)
 Fig. 7. Comparison of BERs for Doppler frequency (OFDM block length=200, $\mu=0.2, \alpha=0.3$).

다. 도플러 주파수 0.01Hz인 경우 10-3의 오율에 대해 약 1dB 정도의 성능 개선 효과가 있으나, 0.03Hz로 도플러 주파수가 커지면 SNR 격차가 한층 커짐을 알 수 있다.

그림 8과 9는 평균위상에러 보상을 통한 데이터 구간 연장 효과를 보여주는 결과이다. 그림 8에서는 도플러 주파수가 0.02Hz일 때 OFDM 심벌 개수에 따른 성능 변화를 보여주고 있다. 10-3의 오율에 대해 OFDM 블록 개수가 50개인 경우는 위상추적회로의 유무에 따라 약 1dB의 성능 차이가 있었으나, 블록 개수가 4배로 늘어나면 4dB 이상의 성능 차이가 발생하였다. 즉 위상에러의 누적으로 인한 성상도의 회전 에러를 정정하지 않으면, 수신 성능의 큰 저하가 발생함을 알 수 있다. 그러므로 적절한 평균위상에러의 보상만으로도 파일럿의 재전송

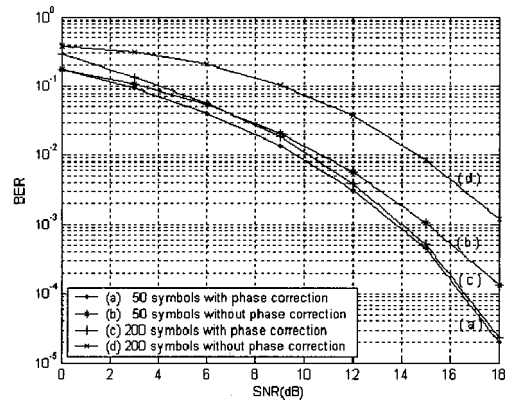


그림 8. OFDM 심벌 개수별 BER 비교 ($f_d=0.02\text{Hz}, \mu=0.2, \alpha=0.3$)
 Fig. 8. Comparison of BERs for number of OFDM symbols ($f_d=0.02\text{Hz}, \mu=0.2, \alpha=0.3$).

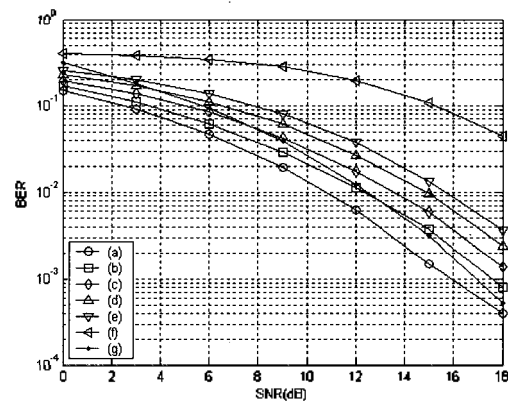


그림 9. 데이터 길이별 BER 비교 ($f_d=0.03\text{Hz}, \mu=0.2$)
 (a) 데이터 블록 길이 = 10 (b) 데이터 블록 길이 = 20
 (c) 데이터 블록 길이 = 30 (d) 데이터 블록 길이 = 40
 (e) 데이터 블록 길이 = 50 (f) 데이터 블록 길이 = 100
 (g) 데이터 블록 길이 = 200(위상 정정, $\alpha=0.3$)
 Fig. 9. Comparison of BERs for length of data ($f_d=0.03\text{Hz}, \mu=0.2$).
 (a) 10 blocks. (b) 20 blocks. (c) 30 blocks. (d) 40 blocks. (e) 50 blocks. (f) 100 blocks. (g) 200 blocks with phase correction ($\alpha=0.3$).

을 줄이고, 실제 정보 전송 구간을 확장할 수 있다. 그림 9 역시 그림 8과 유사한 결과로, 평균위상에러의 추적을 고려하지 않은 그림 9(a)~(f)와 평균위상에러를 보정한 그림 9(g)의 성능 차이를 보여주고 있다. 결과에서 보듯이 SNR의 증가와 더불어 평균위상에러를 보정한 200개의 기준 블록 길이와 비교했을 때, 평균위상에러를 보정해 주지 않으면 기준 블록 길이의 10%만 넘어도 상대적으로 수신 성능이 낮아짐을 알 수 있다.

식(6)에 의거, 평균위상에러 계산시 전체 부채널의 위상차를 대상으로 평균을 구하지 않고, 일부만을 대상으로 평균을 취하더라도 공통위상에러를 보정할 수 있다. 그림 10은 도플러 주파수가 0.03Hz인 경우 평균 대상이 되는 위상차 개수(L)에 따른 평균위상에러의 추적 성능 및 BER 비교 결과를 보여주고 있다. 그림 10(a)에서 보듯이 평균위상에러를 구하기 위한 각각의 부채널 위상차 개수가 작을수록 추적 결과의 fluctuation이 발생하며, 이와 같은 추적 성능은 BER의 성능 변화에 반영된다. 그러나 평균위상에러 계산시 전체 부반송파 채널의 위상차를 대상으로 하지 않고, 일부만을 대상으로 하더라도

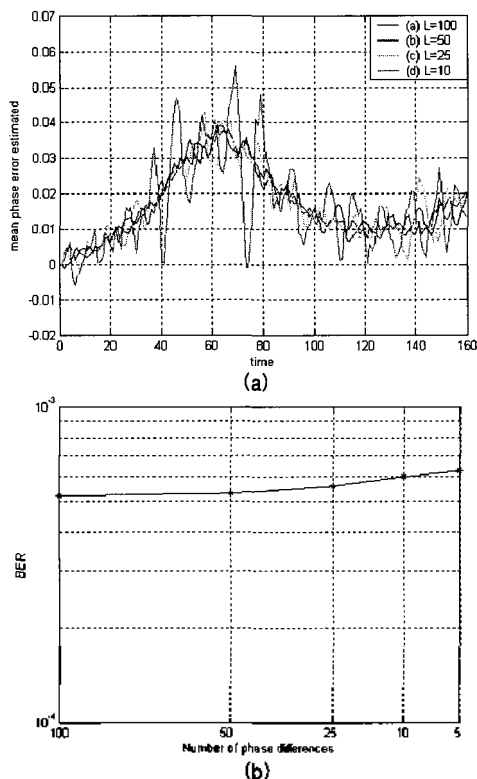


그림 10. 평균되는 위상차 개수별 성능 비교 ($f_d=0.03\text{Hz}$, $\text{SNR}=18\text{dB}$, $\mu=0.2$, $\alpha=0.3$)

(a) 평균위상에러 추적 (b) BER 성능

Fig. 10. Comparison of performances for number of phase differences averaged ($f_d=0.03\text{Hz}$, $\text{SNR}=18\text{dB}$, $\mu=0.2$, $\alpha=0.3$).

(a) Tracking mean phase errors. (b) BER performances.

시스템 성능 변화가 크지 않음을 그림 10(b)의 결과로 확인할 수 있다. 결과적으로 시스템 환경에 따라 결정 지향 방식으로 계산되는 위상차의 개수를 조정하면, 위상 추적회로의 계산량을 줄일 수 있을 것이다. 번복조부의 부반송파 채널이 클수록 위상차의 개수 축소에 따른 연산량 절감 효과는 더욱 클 것이며, 평균위상에러를 보정하기 위해 추가되는 위상 추적회로의 연산 부담을 줄일 수 있다.

V. 결론

본 논문은 시변 다중 경로 페이딩을 겪는 UWA 채널에 대해 다중 반송파 기법인 OFDM 방식을 적용한 개념을 제시하였다. 특별히 OFDM의 파일럿 배치 구조중 slow 페이딩 환경에 적합한 block type의 등화 성능을 개선하기 위해 결정 지향 방식의 등화 알고리즘을 추가로 적용하였다. 이와 관련하여 채널의 잔여 평균 도플러 성분이 OFDM 신호에 미치는 영향을 분석하였고, 이를 보정하기 위한 추적회로를 주파수 등화기와 연동한 결과를 제시하였다. 결과적으로 등화기와 평균위상에러 추적회로를 결합하여 block type의 채널 등화 성능을 크게 향상시킬 수 있었다. 아울러 성능 저하가 크지 않은 수준에서 평균위상에러 추적회로의 계산량을 줄일 수 있음을 확인하였다.

참고 문헌

1. R. V. Nee and R. E. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, (Artech House, 2000)
2. Pittman, G. T., *Simulation of an Orthogonal Frequency Division Multiplexing Based Underwater Communication System*, (Using a Physics Based Model for the Underwater Acoustic Sound Channel, ADA397494, Naval Postgraduate School, September 2001)
3. P. Karlsson and M. Petren, *Coding and Signal Processing of an Underwater Acoustic Communication System*, (FOI-R-0234-SE, Swedish Defence Research Agency, October 2001)
4. S. Coatelan and A. Glavieux, "Design and test of a coding OFDM system on the shallow water acoustic channel," OCEANS '95. MTS/IEEE Challenges of Our Changing Global Environment Conference Proceedings, 3, 2065-2070, 9-12 October 1995.
5. W.K.Lam and R.F.Ormondroyd, "A Coherent COFDM Modulation System for a Time-Varying Frequency-Selective Underwater Acoustic Channel," 7th International Conference on Technology Transfer from Research to Industry, 198-203, 23~25 June, 1997.

6. D. D. Falconer, "Jointly Adaptive Equalization and Carrier Recovery in Two-Dimensional Digital Communication Systems," The BELL System Technical Journal, 55(3) 317-334, March 1976.
7. V.S.Abhayawardhana and I.J.Wassell, "Residual frequency offset correction for coherently modulated OFDM systems in wireless communication," IEEE VTC Spring 2002, 2 777-781, May 2002.
8. A.G.Armada, "Understanding the Effects of Phase Noise in Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM)," IEEE Trans. on Broadcasting, 47, 153-159, June 2001.
9. J.Rinne and M.Renfors, "Equalization of Orthogonal Frequency Division Multiplexing Signals," IEEE GLOBECOM 94(1) 415-419, 28. November~2. December 1994.
10. S. K. Wilson, R. E. Khayata, and J. M. Cloff, "16 QAM modulation with orthogonal frequency division multiplexing in a Rayleigh-fading environment," IEEE 44th Vehicular Technology Conference, 3 1660-1664, 8~10 June 1994.
11. S.Coleri, M.Ergen, A.Puri, and A.Bahai, "Channel Estimation Techniques Based on Pilot Arrangement in OFDM Systems," IEEE Trans. on Broadcasting, 48(3) 223-229, Sep. 2002.

저자 약력

• 김 지 현 (Ji-Heon Kim)



1968년 10월 16일생
 1991년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학학사)
 1993년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
 1993년 3월~현재: 국방과학연구소 선임연구원

• 김 환 우 (Whan-Woo Kim)



1954년 9월 20일생
 1977년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학학사)
 1979년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 1988년 6월: University of Utah 전자공학과 (공학박사)
 1980년~현재: 충남대학교 정보통신공학부 정교수