

시변 페이딩 채널에 대한 결정 지향 방식의 SC-FDE 시스템

SC-FDE System Using Decision-Directed Method Over Time-Variant Fading Channels

김 지 현*, 양 진 모*, 김 환 우**

(Ji-Heon Kim*, Jin-Mo Yang*, Whan-Woo Kim**)

*국방과학연구소 제3기술연구본부, **충남대학교 정보통신공학부

(접수일자: 2007년 6월 27일, 수정일자: 2007년 8월 6일; 채택일자: 2007년 8월 15일)

본 논문은 CP (Cyclic Prefix)를 사용한 SC-FDE (Single Carrier with Frequency Domain Equalization) 기반의 전송 방식에 대해 기술하였다. SC-FDE 방식은 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)과 기능 구성이 유사하며, OFDM과 유사하게 주파수 영역에서 블록 단위로 효율적인 등화 수행이 가능하다. 특별히 단일 반송파 방식은 OFDM에 비해 비선형 왜곡에 상대적으로 덜 민감한 장점을 가지고 있다. 본 논문에서는 결정 지향 방식의 SC-FDE 수신부를 설계하고, 시뮬레이션을 통해 성능 결과를 제시하였다.

핵심용어: 단일 반송파, 주파수 등화기, 평균위상에러

투고분야: 음향 통신기술 분야 (6,3)

This paper describes a transmission method based on a single carrier with frequency domain equalization (SC-FDE) scheme with cyclic prefix (CP). The SC-FDE has similar features with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM). Similar to OFDM, a SC-FDE system is computationally efficient since equalization is performed on a block of data in the frequency domain. Especially, it has the advantage of low sensitivity to nonlinear distortion compared to OFDM. In this paper, we design a SC-FDE receiver using decision-directed method, and present simulation results.

Key words: CAZAC, Mean Phase Error, Frequency Equalizer, OFDM, SC-FDE

ASK subject classification: Acoustic Communication (6,3)

I. 서론

RF (Radio Frequency)에 의한 지상파 채널이나 음향 파에 의한 수중 UWA (Under Water Acoustic) 채널과 같은 무선 통신 채널은 통상적으로 시변 다중 경로에 의한 페이딩 환경 특성을 지니고 있어, 등화 및 코딩 등의 보상 기법으로 왜곡 신호를 정정해 주어야 한다. 채널 등화의 경우 채널에 의해 야기되는 심벌간 간섭 (ISI: Intersymbol Interference)을 제거하기 위해 시간 영역의 등화기를 사용할 수 있으나, 지연 확산이 큰 시변 채널

에서는 탭 수의 증가에 따른 복잡도로 인해 실제 구현이 여의치 않을 수 있다.

최근 들어 시간 등화기 대신 단일탭 주파수 등화기 적용이 가능한 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기법이 각광받고 있는 가운데, 수중 음향 통신에도 OFDM이 적극 고려되고 있다. [1][2] 그러나 OFDM의 경우 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) 문제로 인한 신호의 비선형 왜곡이 단점으로 지적되고 있다. 이에 단일 반송파 방식을 적용하면서도 단일탭 주파수 등화를 적용할 수 있는 SC-FDE (Single Carrier with Frequency Domain Equalization) 기법이 OFDM의 대안으로 주목 받고 있다. [3][4] SC-FDE 방식은 OFDM이 겪는 신호의 비선형 왜곡 문제를 회피하면서도,

OFDM의 특징인 CP (Cyclic Prefix)에 의한 다중 경로 대처 기법 및 단일탐 주파수 등화를 유사하게 적용할 수 있는 장점을 지니고 있다. 다만 OFDM의 경우 혼련 심벌을 데이터 내에 적절히 배치함으로써 시변 채널에 대응할 수 있으나, SC-FDE 방식에서는 혼련 심벌을 데이터 내에 분산 배치하기가 여의치 않다. 이와 관련하여 매 데이터 블록 마다 혼련 심벌을 전송하고, 이를 바탕으로 주파수 등화를 수행한 후 시간 영역에서 추가로 후단 등화를 수행하는 SC-FDE 방식 [3]이 제안된 바 있으며, 이 외에도 별도의 보상 알고리즘을 통해 전송 효율 및 성능을 개선한 SC-FDE 방식이 제안된 바 있다. [4~6]

본 논문에서는 기존 OFDM에 적용 가능한 등화 시스템의 해석 결과 [1]를 SC-FDE 시스템에도 유사하게 적용할 수 있음을 제시하고, 특별히 데이터 블록 단위의 등화기 계수 갱신 및 평균위상에러 보상을 통해 SC-FDE의 유효 데이터 블록을 확장할 수 있음을 입증하였다. 아울러 시스템의 수신 성능을 보장하면서도 평균위상에러 추적회로의 연산량을 줄일 수 있음을 시뮬레이션으로 제시하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 개략적인 SC-FDE 시스템의 구성 외에 OFDM 시스템과의 유사성 및 차이점에 대해 고찰한다. 3장에서는 SC-FDE 수신부의 주파수 등화에 대해 기술하였다. 이어지는 4장과 5장은 각각 시뮬레이션 결과와 결론으로 구성된다.

II. SC-FDE 시스템의 특징

SC-FDE 시스템은 OFDM의 송신부에 있는 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 기능이 수신부로 이동한 구조로써 그림 1은 이들 두 시스템의 개략적인 기저대역 기능 구성도를 보여 주고 있다. 여기에서 직렬-병렬 및 병렬-직렬 변환기와 펄스 성형 여파기는 비교 편의상 생략하였다.

그림 1에서 보듯이, 기본적으로 SC-FDE 방식은 OFDM과 기능 구성이 유사하며, 따라서 다수의 기능을 공유할

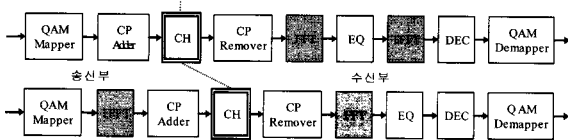


그림 1. SC-FDE(위)와 OFDM(아래)
Fig. 1. SC-FDE(upper part) and OFDM(lower part).

수 있다. 아울러 OFDM과 마찬가지로 단일탐에 의한 주파수 영역의 등화기를 적용할 수 있다. 채널 응답 시간이 길수록 주파수 등화기는 시간 영역의 등화기에 비해 복잡도 측면에서 장점이 있으며, 적응 알고리즘의 수렴 속도에서도 유리한 점을 지니고 있다. SC-FDE에서도 OFDM과 마찬가지로 시변 채널의 임펄스 응답 지연에 기인한 심벌간 간섭을 방지하기 위해 CP를 송신 신호에 삽입할 수 있다.

수신단에서 CP가 제거된 수신 신호는 주파수 영역으로 전환되어 등화 과정을 거치게 된다. 이 때 각각의 신호 샘플은 단일탐 등화기 계수와 곱해진 다음 시간 영역으로 환원된다. 따라서 SC-FDE 시스템은 시간 영역에서 신호 결정이 수행되며, 이는 주파수 영역에서 신호 결정이 수행되는 OFDM과의 주요한 차이점이 된다. 시변 다중 경로 페이딩 환경에서 OFDM의 일부 부채널들은 상당한 수준의 감쇄를 겪을 수 있다. OFDM에서의 신호 결정은 각각의 부채널에서 개별적으로 이루어지므로, 별도의 인터리빙 (interleaving) 및 코딩이 없을 경우 주파수상의 deep 페이딩에 의해 심각한 영향을 받게 된다. SC-FDE

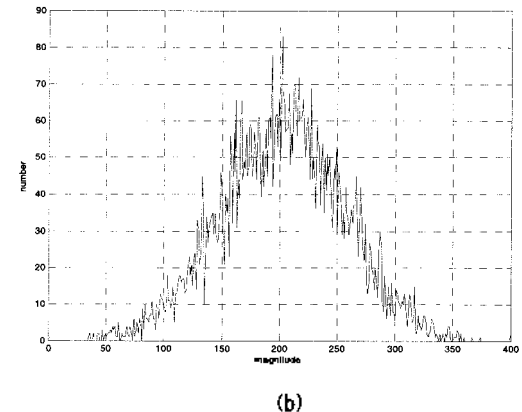
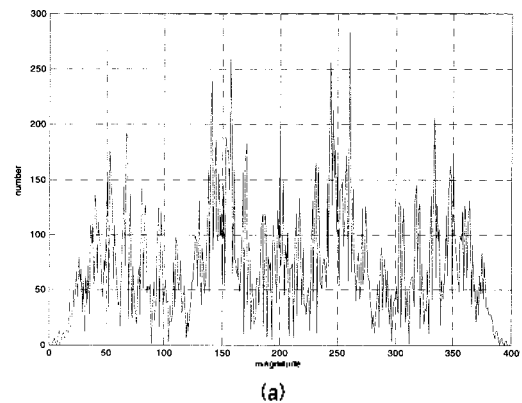


그림 2. 16QAM에 대한 단일 및 다중 반송파 신호의 분포
(a) SC 신호(b) OFDM 신호
Fig. 2. Distribution characteristics of single carrier and multi-carrier signals for 16QAM
(a) SC signals(b) OFDM signals.

시스템에서는 시간 영역의 수신 신호가 주파수 등화를 거친 후 시간 영역으로 다시 전환되므로, 각각의 심벌 에너지가 가용 주파수 대역 전체로 분산되는 효과가 있다. 따라서 별도의 인터리빙을 거치지 않더라도 채널 전달 함수의 협대역 notch가 미치는 영향이 분산되어 치명적인 어려움이 직접 유발되지는 않는다.

특히 SC-FDE 전송 신호는 OFDM 신호에 비해 비선형 전력 증폭기에 덜 민감한 장점을 지니고 있다. 그림 2는 16QAM을 적용한 SC 신호와 OFDM 신호의 분포도로써, 여기에서 SC 시스템의 펄스 성형 여파기 roll factor는 0.5이며, OFDM의 부반송파 개수는 128이다. 그림 2(b)에서 보듯이, OFDM 송신 신호는 부반송파 채널의 개수 증가에 따른 Gaussian 분포를 나타내고 있으며, 따라서 높은 PAPR을 가지고 있다. 이에 따라 OFDM에서는 전송 출력을 일정 부분 back-off하여 증폭기의 비선형 왜곡에 대처하거나, PAPR을 완화할 수 있는 추가적인 알고리즘을 적용해야 한다. 이에 비해 SC-FDE 시스템의 전송 신호는 상대적으로 crest factor가 낮으며, OFDM에 비해 비선형 왜곡 문제에 덜 민감한 장점이 있다.

III. SC-FDE 수신부 설계

3.1. 주파수 등화

OFDM과 유사하게 SC-FDE에서도 주파수 등화를 위해 시간 영역의 신호를 FFT 길이만큼 일정 단위로 분할하여 처리한다. CP가 데이터 블록간의 간섭을 방지할 정도로 충분히 크고 심벌 동기화 정확히 이루어 졌을 경우, CP가 제거된 후 SC-FDE 시스템의 수신 신호를 벡터 행렬 개념으로 표현하면 [7]

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

과 같다. 여기에서 \mathbf{H} 는 채널 행렬이며, \mathbf{x} 는 송신 심벌 벡터, \mathbf{n} 은 가산성 잡음 성분이다. CP에 의해 \mathbf{H} 는 circulant 행렬로 표현될 수 있으며, 다음과 같이 decomposition될 수 있다.

$$\mathbf{H} = \mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{F} \quad (2)$$

여기에서 $\mathbf{\Lambda}$ 는 대각선 성분이 채널 \mathbf{H} 의 eigen value로 구성된 대각선 (diagonal) 행렬이다. \mathbf{F} 는 DFT (Discrete

Fourier Transform) 행렬이며, \mathbf{F}^H 는 \mathbf{F} 의 복소 전치 행렬을 나타낸다. 주파수 등화를 위해 수신 신호 \mathbf{r} 은 다음과 같이 주파수 영역으로 변환된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{F}\mathbf{n} \\ &= \mathbf{F}\mathbf{F}^H \mathbf{\Lambda} \mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{F}\mathbf{n} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)에서 $\mathbf{X}=\mathbf{F}\mathbf{x}$, $\mathbf{N}=\mathbf{F}\mathbf{n}$, $\mathbf{F}\mathbf{F}^H=\mathbf{I}$ 이며, \mathbf{I} 는 identity 행렬이다. 등화의 목적은 심벌간 간섭을 제거하는 것으로, 이와 같은 기본 목적을 직관적으로 만족시키는 등화기는 ZF (Zero Forcing) 등화기이다. ZF 방식은 채널의 역특성인 \mathbf{A}^{-1} 에 주파수 수신 신호를 요소별로 곱하는 것으로, ZF 등화후의 벡터 \mathbf{y}_{ZF} 는

$$\mathbf{y}_{ZF} = \mathbf{C}\mathbf{R} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{R} = \mathbf{X} + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{N} \quad (4)$$

과 같이 표현될 수 있다. 여기에서 \mathbf{C} 는 등화기 계수로써, 임의의 k 번째 대각선 성분이 C_k 인 대각선 행렬이다. 식 (4)를 IDFT하면, 시간 영역의 수신 신호 y_{ZF} 는

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{ZF} &= \mathbf{F}^H \mathbf{C} \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{F}^H \mathbf{C} \mathbf{N} \\ &= \mathbf{F}^H \mathbf{X} + \mathbf{F}^H \mathbf{C} \mathbf{N} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{F}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{F} \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5)$$

으로 표현될 수 있다. 식 (4)와 (5)에서 보듯이, 잡음을 고려치 않고 채널 전달 함수의 역을 곱하게 되면 채널 응답이 작은 주파수상의 잡음이 증폭되어 성능이 열화될 수 있다. 이와 같은 잡음 증폭 문제를 완화하기 위해 MMSE (Minimum Mean-Square Error) 기법으로 심벌간 간섭과 잡음간의 절충을 도모함으로써, deep 페이딩 내지는 spectral null에 적절한 대처를 할 수 있다.

3.2. 훈련 신호

통상 시변 무선 채널에서는 blind 방식의 채널 추정 보다는 파일럿 기반의 채널 추정이 적합하며, 따라서 채널의 시변 특성에 따라 기준이 되는 훈련 심벌을 주기적으로 전송하여 채널에 의해 왜곡된 신호를 보정하게 된다.

이상적인 훈련 신호의 주파수 특성은 채널의 전체 주파수 범위에서 동일한 크기를 가지고 있어야 하며, 이러한 특성을 이용하여 각각의 채널 주파수 성분을 균일하게 추

정할 수 있다. [3][5] 아울러 훈련 심벌의 자기상관 특성이 우수하다면, 심벌 동기에도 이용될 수 있다. 즉 이상적인 훈련 심벌의 자기상관 함수는 신호가 일치할 경우에만 상대적으로 큰 값을 지니고 있어야 한다. 이와 같은 조건을 만족하는 대표적인 심벌로 CAZAC (Constant Amplitude with Zero Auto-Correlation) 시퀀스가 있다. [8] CAZAC 시퀀스는 채널 추정과 심벌 동기에 모두 적용 가능한 심벌로, 그림 3은 시간 및 주파수 영역 모두에서 동일한 크기를 지닌 CAZAC 시퀀스의 특성을 보여주고 있다.

훈련 심벌의 길이가 주파수 등화를 위한 FFT 길이보다 작을 경우 훈련 심벌로 추정된 등화기 계수를 보간(interpolation)을 통해 FFT 단위 길이까지 확장해야 한다. 보간법은 간단하게 인접 심벌과 동일한 값을 부여하는 방법을 비롯하여 선형 (linear) 보간, spline 보간, low-pass 보간 등 다양한 기법이 있다. 통상 복잡도에 비례하여 보간 성능도 우수해질 수 있으나, 보간에 따른 연산량 및 효과를 고려하여 연산량이 적은 기법으로 절충할 필요가 있다.

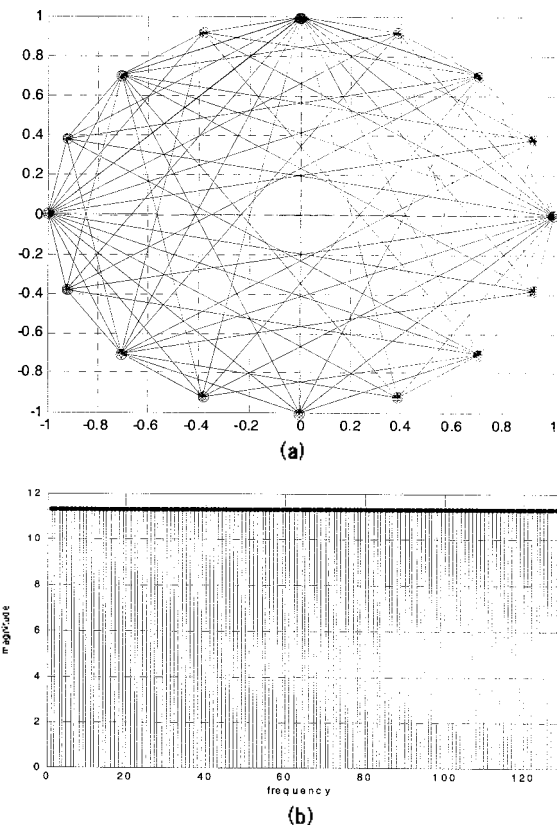


그림 3. CAZAC 시퀀스의 특성(길이 128)
 (a) 시간 영역의 복소 신호 trajectory (b) 주파수 신호 크기
 Fig. 3. Characteristic of CAZAC sequences(length 128)
 (a) Complex signal trajectory in time domain
 (b) Magnitude in frequency domain.

3.3. 등화기 계수의 갱신

그림 4에서 보듯이 수신부에서 훈련 심벌을 수신한 후 ZF 또는 MMSE로 등화기 계수를 추정하고, 등화기 계수 갱신없이 매 데이터 블록마다 훈련 심벌을 수반할 수도 있으나, [3] 블록 단위로 등화기 계수를 조정함으로써 유효 데이터 구간의 길이 확장을 도모할 수 있다. 이를 위해 유효 데이터 내에 별도의 등화 알고리즘 및 추가적인 위상 에러 보상이 요구된다.

SC-FDE의 경우 OFDM과 달리 파일럿 배치에 대한 융통성이 없으므로, 데이터 블록의 신호 보상시 결정 지향 방식이 적절할 수 있다. 다만 등화기 계수의 갱신 과정에서 추가적인 FFT 연산이 요구될 수 있지만, 주파수 등화의 장점을 고려할 때 FFT 연산의 추가가 수신부의 큰 부담이 되지 않을 수 있다.

시변 채널 환경에서 주파수 등화기의 계수 갱신은 LMS (Least Mean Square) 방식 [6] 보다는 다음의 단일탭 RLS (Recursive Least Squares) 기법이 더 적절할 수 있다. [1][9]

$$C(j+1, k) = (1 - \mu)C(j, k) + \mu \frac{A(j, k)}{R(j, k)} \quad (6)$$

여기에서 $A(j, k)$ 는 j 번째 블록의 결정 신호에 대한 k 번째 주파수 신호 성분이며, μ 는 이전 계수와의 상관성을

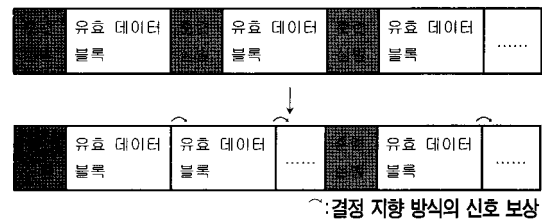


그림 4. 데이터 블록 확장
 Fig. 4. Extended data blocks.

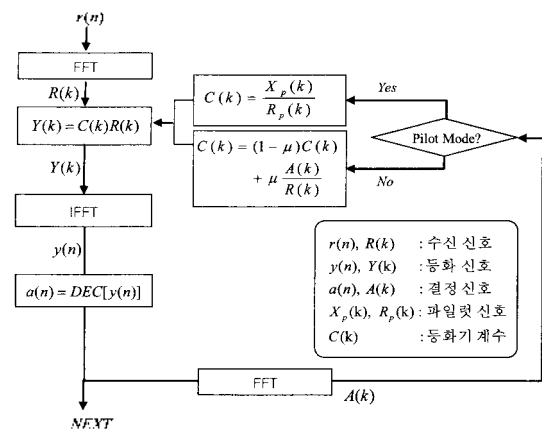


그림 5. 등화 과정
 Fig. 5. Equalization process.

결정하는 등화기 상수로 $0 \leq \mu \leq 1$ 의 값을 가지게 된다. 초기 파일럿 전송시 결정 신호 $A(j, k)$ 와 송신 신호 $X(j, k)$ 가 동일하므로, 식 (6)은

$$C(j+1, k) = (1-\mu)C(j, k) + \mu \frac{X(j, k)}{X(j, k)H(j, k) + N(j, k)} \quad (7)$$

$$\approx (1-\mu)C(j, k) + \mu \frac{1}{H(j, k)}$$

과 같이 나타낼 수 있다. 여기에서 $N(j, k)$ 는 주파수 영역에서 표현된 잡음 성분이며, $|X(j, k)H(j, k)| \gg |N(j, k)|$ 로 가정된다. 식 (8)에서 보듯이 등화기 계수는 이전 등화기 계수와 채널의 역특성의 조합을 통해 갱신된다. 그림 5는 등화 과정에 대한 개략 흐름도이다.

3.4. 잔여 위상 에러 보상

SC-FDE에서는 OFDM과 달리 파일럿을 시간 및 주파수 영역에 분산 배치하기가 여의치 않으므로, 시간 영역에서 데이터 구간에 파일럿 심벌을 주기적으로 삽입하여 전송해야 한다. 즉 SC-FDE의 심벌 구성은 preamble 부분에 훈련 심벌을 두고, 이후에 실제 데이터 심벌을 전송하게 된다. 이와 같은 형태의 데이터 포맷에서는 기본적으로 반송파 주파수의 편차가 잔존하는 문제점이 있으며, 데이터 구간이 길어질수록 이는 급격한 성능 저하를 초래한다. 이에 따라 신뢰성 있는 데이터 수신을 위해 채널의 시변 특성에 따라 파일럿 삽입 주기를 조정하거나, 추가로 위상 에러를 보상해 줄 필요가 있다.

SC-FDE의 수신 신호는 CP에 의해 송신 신호와 채널 임펄스 응답 신호의 circular convolution으로 표현될 수 있으며, 주파수 영역으로 변환하면 두 신호간 곱셈으로 표현될 수 있다. 따라서 OFDM의 해석 결과를 유사하게 SC-FDE 수신 신호에 적용할 수 있으며, 다만 OFDM과 는 달리 시간 영역에서 위상 에러를 구하게 된다.

FFT 단위 심벌에 공통으로 적용되는 평균위상에러의 추적시 등화기 계수 갱신과 마찬가지로 결정 지향 방식을 사용할 수 있다. 결정 지향 방식은 저속 페이딩 환경에서

유효 데이터 구간의 손실 없이 성능을 개선할 수 있는 방안이 될 수 있다. 임의의 한 데이터 블록에 대한 결정 지향 방식의 위상 에러 추적 알고리즘은 다음과 같이 유도될 수 있다. Gradient 방식에 의거, $j+1$ 번째 블록에서의 결정 심벌 $a(j+1, n)$ 과 등화 심벌 $y(j+1, n)$ 에 대해 위상 에러의 갱신 알고리즘은

$$\theta_{avg}(j+1) = \theta_{avg}(j) - \alpha E\{Im\{a(j+1, n)y^*(j+1, n)\}\}$$

$$= \theta_{avg}(j) - \alpha \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \{Im\{a(j+1, n)y^*(j+1, n)\}\} \quad (8)$$

$$\approx \theta_{avg}(j) - \alpha \frac{1}{L} \sum_{l=const}^{N-1} \{Im\{a(j+1, n \times i)y^*(j+1, n \times i)\}\}$$

$$(N > L)$$

으로 표현되며, 여기에서 $E\{\cdot\}$ 는 앙상블(ensemble) 평균 연산자이고, $Im(\cdot)$ 은 허수 부분을 나타낸다. α 는 위상 추적 회로의 루프(loop) 여파기 이득이다. 각 데이터 블록별 위상 에러의 계산에 따른 추가 연산 부담은 FFT 길이가 N 의 크기에 비례하지만, 식 (8)과 같이 L 개의 일부 위상 에러만을 대상으로 평균을 구함으로써 추가 회로에 따른 부담을 줄일 수 있다. 이와 같은 절감 이득은 채널의 시변 특성 및 FFT 길이에 따라 가변적이다.

그림 6은 위상 추적 회로와 주파수 등화기가 연동된 SC-FDE 시스템의 수신부 구조를 보여 주고 있다. 시간 영역의 수신 신호 $r(n)$ 은 N 개의 FFT 단위로 처리되며, 프레임 선두에 위치한 P 개의 훈련 심벌을 통해 N 개의 등화기 계수를 추정, 기본적인 주파수 등화를 수행할 수 있다. 추가적인 성능 개선을 위한 등화기 계수 갱신 및 잔여 위상 에러 제거를 위해 회색 박스로 표시된 기능 블록이 추가되며, 여기에서 N 보다 작은 L 개의 개별 위상 차이를 이용하여 임의의 FFT 구간에 대한 평균위상 에러를 구함으로써 위상 추적회로의 연산 부담을 완화할 수 있다.

IV. 시뮬레이션 결과

본 시뮬레이션에서는 시변 환경으로 5개의 탭을 지닌 Rayleigh 페이딩 채널을 사용하였으며, 도플러 주파수 f_d 와 표본화 시간 T_s 의 관계는 기본적으로 $f_d T_s = 5 \times 10^{-5}$ 로 설정하였다. 주파수 등화를 위한 데이터 블록은 128개의 FFT 단위로 구성하였으며, 20개의 블록으로 데이터

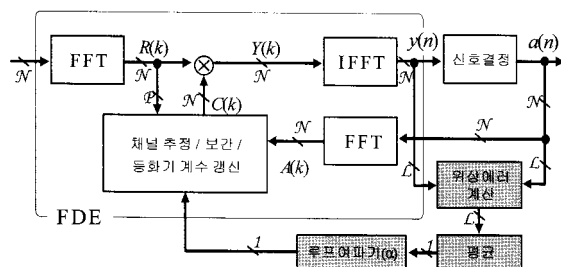


그림 6. SC-FDE 수신부
Fig. 6. SC-FDE receiver.

프레임을 구성하였다. CP의 길이는 시뮬레이션에 사용된 채널의 지연 특성을 고려하여 32로 설정하였으며, 기저 대역의 변조 방식으로 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation)을 적용하였다. 등화기 계수를 조정하기 위한 상수 μ 와 위상 추적 회로의 이득 α 는 각각 0.1과 0.3으로 설정하였으며, 추가적인 성능 개선을 위한 별도의 채널 코딩은 적용하지 않았다. 그림 7은 본 시뮬레이션

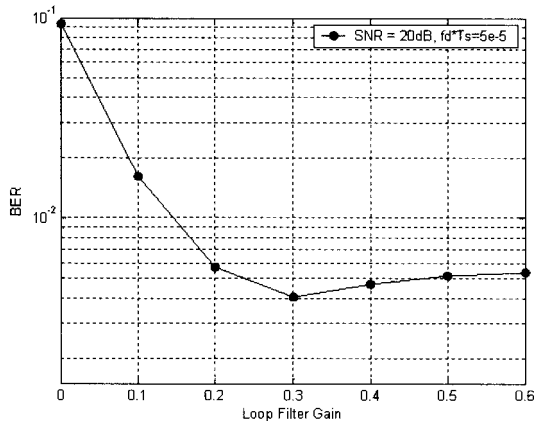


그림 7. 루프 여파기 이득별 성능(SNR=20dB)
Fig. 7. Performance by loop filter gain(SNR=20dB).

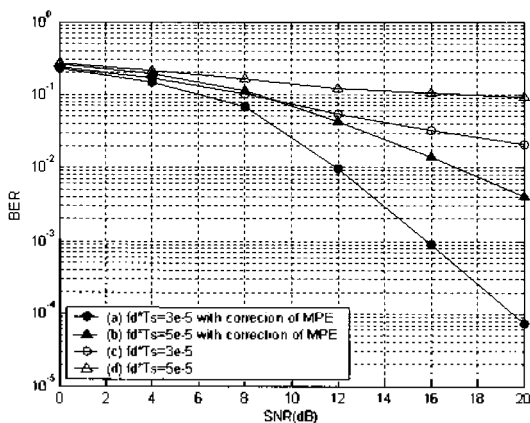


그림 8. 도플러 주파수별 BER 비교
Fig. 8. Comparison of BERs by Doppler frequency.

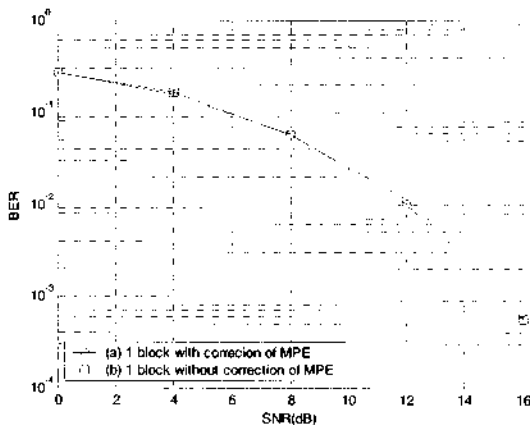


그림 9. 단일 블록시 평균위상에러 정정 유무에 따른 BER
Fig. 9. BERs depending on correction of mean phase error in case of one block.

환경에서 루프 여파기 이득에 따른 성능 비교를 보여 주고 있다.

그림 8은 도플러 주파수 증가에 따른 위상 에러의 보상 효과를 보여 주고 있는 것으로, 별도의 위상 추적 회로를 적용하지 않을 경우 누적된 위상 에러로 인해 낮은 도플러 주파수에도 성능 저하가 심각해짐을 알 수 있다.

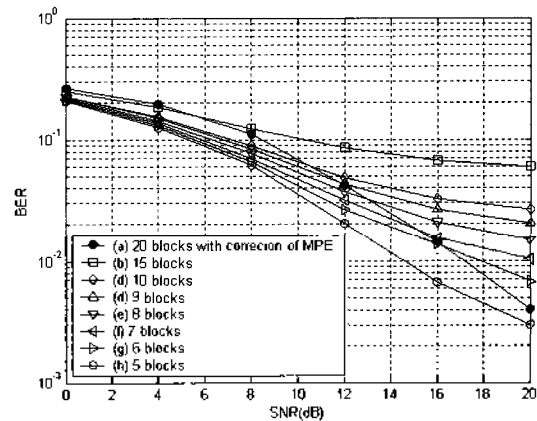


그림 10. 데이터 블록별 BER 비교
Fig. 10. Comparison of BERs by length of data.

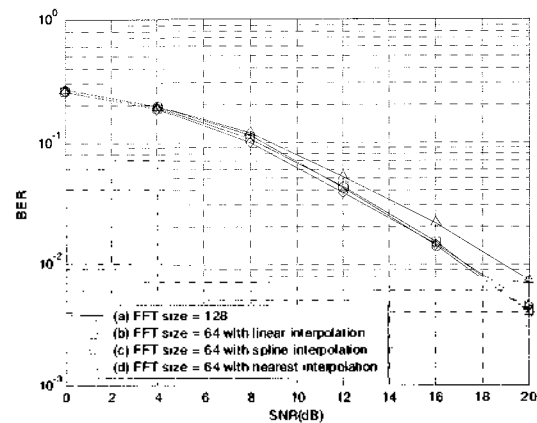


그림 11. 보간법별 BER 비교
Fig. 11. Comparison of BERs by interpolation method.

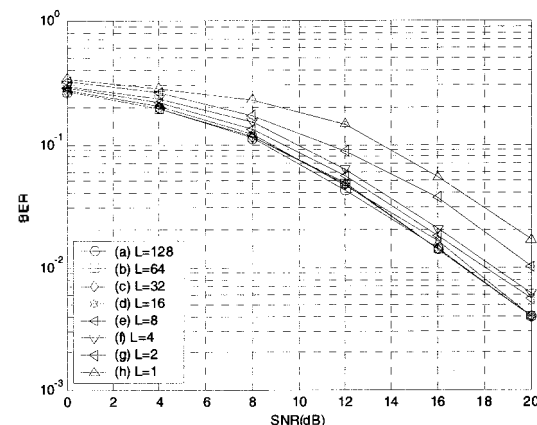


그림 12. 평균 대상 위상에러 계수별 BER 성능 변화
Fig. 12. Comparison of BER performances for number of phase differences averaged.

그림 9는 매 데이터 블록마다 훈련 심벌을 수반할 경우 평균위상에러의 보상이 BER (Bit Error Ratio)에 미치는 영향을 보여주고 있다. 이 경우 평균위상에러 보상에 따른 성능 개선 효과가 크지 않음을 알 수 있다. 이는 매 블록마다 해당 훈련 심벌을 기반으로 등화기 계수를 갱신하므로 평균 위상 에러가 누적되지 않기 때문이다. 그러나 유효 데이터 블록 길이가 늘어날수록 블록당 평균 위상 에러도 누적되므로 이를 제거해 줌으로써 성능 열화를 완화시킬 수 있다. 그림 10의 결과에서 보듯이 평균위상에러를 보상한 그림 10(a)의 경우와 비교하여, 위상에러 추적회로로 배제시 유효 데이터 블록 길이가 증가될수록 error floor에 일찍 도달함을 알 수 있다. 따라서 간단한 위상 보정 회로를 통해 실제 데이터의 전송량을 증대시킬 수 있음을 인지할 수 있다.

그림 11은 훈련 심벌의 길이가 FFT 크기 128보다 작은 64일 경우, 세 가지의 보간으로 채널을 추정한 각각의 BER 결과 비교이다. 결과에서 보듯이 CAZAC 시퀀스의 길이를 절반으로 줄였을 경우, 인접 심벌의 값을 동일하게 적용하는 nearest 방법은 다소 성능의 저하가 있으나, 선형 기법 및 cubic spline 기법은 SNR의 차이가 크지 않았다. 이러한 경우 연산량 대비 성능을 고려하면, 선형 보간법이 효율적일 수 있다.

그림 12는 평균 대상이 되는 개별 위상 에러 개수에 따른 BER 결과이다. 그림 12의 결과를 통해, 식 (8)의 연산 시 FFT 구간 전체의 샘플에 대한 위상차별 평균위상에러 계산에 사용하지 않고, 적절한 trade-off를 통해 연산 대상을 줄일 수 있음을 확인할 수 있다. 본 설정 환경에서는 평균 대상이 되는 개별 위상 에러의 10% 이상만 위상 에러 연산에 사용하면 성능 변화는 크지 않았다.

이상의 결과를 통해 본 논문에 적용한 결정 지향 방식의 등화 및 평균위상에러 보상 알고리즘은 매 데이터마다 훈련 심벌을 수반하는 경우에는 수신부의 복잡도만 증가시키고 성능 향상에 기여를 하지 않으나, 훈련 심벌을 일정 블록마다 주기적으로 삽입하여 전송 효율을 향상시키고자 할 경우에는 크게 기여함을 알 수 있다. 추가적인 등화 알고리즘으로 인해 기본적인 SC-FDE에 비해 별도의 FFT가 요구되나, 유효 데이터 구간의 확장 측면을 고려한 비용대 효과 측면에서 FFT의 추가를 고려해 볼 만하다. 특별히 평균위상에러 보상과 관련된 계산량은 수신 성능의 열화를 초래하지 않는 수준에서 최소화할 수 있음을 시뮬레이션을 통해 제시하였다.

V. 결론

본 논문에서 설계한 SC-FDE 시스템은 추가적인 등화 및 위상 추적 회로로 인해 수신부의 복잡도가 다소 증가되나, 데이터 전송 효율 향상 측면에서 저속 페이딩 특성을 지닌 UWA 채널 환경에 적용할 수 있을 것이다. 수신부에 적용한 결정 지향 방식의 경우 추가적인 파일럿이 필요치 않아 전송 효율에 영향을 주지 않으며, 별도의 표준에 구애 받지 않고 수신 성능을 향상시킬 수 있는 장점이 있다. 이에 따라 OFDM과 SC-FDE의 기능적 유사성을 기반으로 SC-FDE 송수신 시스템을 설계하였으며, 전송 효율을 향상시키기 위해 유효 데이터 내에서 위상 에러를 FFT 블록 단위로 계산하고 이를 주파수 등화기와 연동하였다. 결과적으로 추가적인 보상 회로를 통해 매 데이터 블록마다 훈련 심벌을 수반하지 않고, 일정 주기 동안만 훈련 심벌을 재전송함으로써 전송 효율을 개선할 수 있었다.

참고 문헌

1. 김지현, 김현우, "Block type 파일럿 배치를 적용한 OFDM 시스템의 등화 기법 개선", 한국음향학회지 25 (3), 113~120, 2006. 4.
2. 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, pp.198-203, 23~25 June, 1997.
3. D.Falconer, S.Ariyavisitakul, A.Seeyar, and B.Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," IEEE Communications Magazine, 58-66, Apr. 2002.
4. A.Czylwik, "Low Overhead Pilot-Aided Synchronization for Single Carrier Modulation with Frequency Domain Equalization," IEEE GLOBECOM 98, 4, 2068-2073, 9-12 Nov. 1998.
5. M.Huemer, H.Witschnig, and J. Hausner, "Unique Word Based Phase Tracking Algorithms for SC/FDE Systems," IEEE GLOBECOM 03, 70.74, 2003
6. M.V.Clark, "Adaptive Frequency-Domain Equalization and Diversity Combining for Broadband Wireless Communications," IEEE Journal on selected areas in comm, 16 (8), 1385-1395, Oct. 1998.
7. I.Martoyo, T.Weiss, F.Capar, and F.K.Jondral, "Low Complexity CDMA Downlink Receiver Based on Frequency Domain Equalization," 58th IEEE VTC, 2, pp.987-991, 6-9 Oct. 2003.
8. U.H.Rohrs, L.P.Linde, "Some Unique Properties and Applications of Perfect Squares Minimum Phase CAZAC Sequences," IEEE COMSIG '92, pp.155 160, 11 Sept. 1992.
9. J.Rinne and M.Renfors, "Equalization of Orthogonal Frequency Division Multiplexing Signals," IEEE GLOBECOM 94, 1 pp.415-419, 28.Nov.-2.Dec. 1994

 저자 약력

• 김 지 현 (Ji-Heon Kim)



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

• 양 진 모 (Jin-Mo Yang)



1988년 2월 : 아주대학교 전자공학과 (공학학사)
 1991년 2월 : 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
 1991년 2월 ~ 현재 : 국방과학연구소 선임연구원

• 김 환 우 (Whan-Woo Kim)



1977년 2월 : 서울대학교 전자공학과 (공학학사)
 1979년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과
 (공학석사)
 1988년 6월 : University of Utah 전자공학과
 (공학박사)
 1980년 ~ 현재 : 충남대학교 정보통신 공학부 정교수