CAZAC Sequence를 이용한 SC-FDE 시스템 설계

준회원 강 훈*, 임 세 빈*, 종신회원 최 형 진*

Design of SC-FDE System Using CAZAC Sequence

Hoon Kang*, Se-Bin Im* *Associate Members,* Hyung-Jin Choi* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 SC-FDE(Single Carrier with Frequency Domain Equalization) 시스템의 수신 성능을 최적화하기 위한 신호 구조와 수신기 설계 방안을 제안한다. 기존의 SC-FDE 시스템은 수신단에서 신호 복조를 위해 이용되는 파일럿 신호가 시간 영역에서 생성되기 때문에 주파수 영역 전력 분포가 불균일하여 채널 등화 과정에서의 오류를 발생시키며, 이는 수신기 성능 열화의 주요인으로 작용한다. 본 논문에서는 기존 방식의 단점을 보완하기 위해 시간과 주파수 영역 모두에서 전력 분포가 일정한 CAZAC(Constant Amplitude Zero Auto-Correlation) sequence를 응용하여 이를 반복하는 형태로 파일럿 신호를 생성함으로써 수신 성능을 향상시킬 수 있는 신호 구조를 설계하였으며, 이에 적합한 수신기 구조를 제시한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 이동 무선 채널 환경에서 제안된 구조가 기존의 구조에 비해 프레임과 주파수 동기 그리고 채널 등화의 관점에서 더욱 우수한 성능을 보임을 입증하였다.

Key Words : SC-FDE, CAZAC, Equalizer, Timing estimation, Frequency synchronization

ABSTRACT

In this paper, we propose a signal structure and its optimum receiver to improve performance of SC-FDE(Single Carrier with Frequency Domain Equalization) system. Conventional SC-FDE systems have a drawback of power unbalance in frequency domain due to generation of pilot signals in time domain. The unbalanced power in frequency domain induces a channel estimation error and the performance of the receiver is degraded significantly. To overcome the drawback, we apply CAZAC sequence which has constant power distribution in time and frequency domain. We design the signal structure to improve the performance with the repeated CAZAC sequence, and we design a receiver to optimize the proposed structure. Computer simulation results show that the proposed structure is superior to the conventional structure considering frame synchronization, frequency synchronization and channel equalization on typical wireless mobile channel environment.

Ⅰ. 서 론

현재 광대역 무선 접속 기술은 사용자들에게 수십 Mbps의 전송률을 목표로 하고 있으며, 광대역 유선 접속 기술에 대한 대안으로 떠오르고 있다. 11 GHz 이하의 면허 및 비면허 대역에 대한 광대역 MAN(Metropolitan Area Network)과 같은 무선 채널 환경에 대한 표준이 IEEE 802.16 working group과 ETSI(European Telecommunications Standards Institute)의 BRAN (Broadband Radio Access Network) HiperMAN(High-Performance MAN) group에 의해 개발되고 있으며, 이러한 시스템들은

* 성균관대학교 정보통신공학부 (hjchoi@ece.skku.ac.kr)
논문번호 : KICS2006-10-409, 접수일자 : 2006년 10월 9일, 최종논문접수일자 : 년 월 일

NLOS(Non Line Of Sight) 링크를 기반으로 주택이나 SOHO(Small Office/Home Office)의 사용자들에게 서비스를 제공하기 위해 개발되고 있다. 이러한 환경에서는 다중 경로에 의해 시스템 성능 열화가 크게 발생할 수 있으며, 따라서 다중경로에 강인한 특성을 갖는 시스템에 대한 요구가 커지고 있다[1].

최근 비교적 긴 delay spread를 갖는 광대역 무선 채널의 다중 경로 환경에 대한 대처 방안으로 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multipl -exing) 시스템이나 SC-FDE 시스템과 같이 블록 단위로 전송하는 방식이 부각되고 있다. 두 시스템 모두 주파수 영역에서 간단한 복소곱 연산을 통해 다중 경로에 의한 주파수 선택적 페이딩 채널을 등화하며, 블록 내에서의 간섭과 블록 간의 간섭을 피하기 위해 채널의 최대 지연 경로 보다 긴 CP(Cyclic Prefix)를 삽입하고 있다[2]-[3].

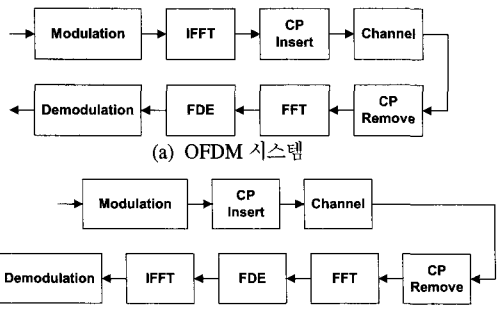
OFDM 시스템의 경우 PAPR(Peak to Average Power Ratio)가 크기 때문에 RF(Radio Frequency) 단의 비선형적인 왜곡에 의해 신호의 스펙트럼이 확장되거나 BER(Bit Error Rate) 성능이 열화되는 단점이 있다. 따라서 OFDM 시스템을 구현하기 위해서는 선형성이 매우 큰 송신단 증폭기를 사용하여야 하며, single carrier 시스템과 동일한 평균 전력으로 송신하기 위해 수 dB의 backoff 전력을 고려해야 한다. 이는 구현 비용의 상승과 함께 특정 증폭기에 대하여 cell의 coverage가 작아진다는 문제를 발생시킨다. 반면 SC-FDE 시스템의 경우 시간 영역에서 변복조가 수행되기 때문에 constant envelope 신호의 형태로 전송이 이루어지며, 이는 PAPR에 의한 구현상의 제약이 없다는 것을 의미한다[4]-[6].

본 논문에서는 시간영역 PAPR에 의한 제약이 없으면서 다중 경로 페이딩 환경에 강인한 특성을 지닌 SC-FDE 시스템의 효율적인 프레임 구조와 이 프레임 구조에 적합한 수신기 구조에 대하여 제안한다. 그러나 일반적인 SC-FDE 시스템의 경우 채널 추정과 동기에 이용되는 파일럿 신호가 시간 영역에서 생성되는 경우 주파수 영역에서 전력 분포가 일정하지 않기 때문에 전력이 낮은 대역에 대한 채널 추정이 정확히 이루어지지 않는다. 이러한 단점을 보완하기 위해 CAZAC sequence를 이용하여 동일한 sequence를 반복 전송하는 방식으로 파일럿 신호를 생성하는 방안을 제안한다. 이 방식을 통해 시간 영역에서 동일한 패턴을 이용하는 동기 알고리즘을 적용할 경우 상관에 이용되는 샘플의 수가 증가하기 때문에 잡음에 의한 영향을 줄일 수 있으며, 채널 추정시 파일럿이 점유하는 대역에 대하여 반복 추정하여 누적함으로써 잡음에 의한 영향을 줄일 수 있다. 모의 실험을 통해 제안된 프레임 구조와 수신기는 기존의 방식에 비하여 성능이 우수함을 확인하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 SC-FDE 시스템의 개요에 대하여 간단히 기술하였으며, 3장에서는 SC-FDE 시스템에 대한 프레임 구조 설계에 대하여 기술하였으며, 4장에서는 수신기의 설계에 대하여 설명하였다. 5장에서는 모의 실험을 통해 제안된 방식과 기존 방식의 성능을 비교 분석하였으며, 마지막으로 6장에서는 본 논문의 결론을 도출하였다.

Ⅱ. SC-FDE 시스템 개요

SC-FDE 시스템을 이용하는 물리계층에서의 채널 등화는 주파수 영역에서 행해지며 다중경로 채널의 지연시간이 길 때 시간영역 등화기에 비해 매우 적은 연산량으로 수행될 수 있는 장점이 있다. 2~11 GHz 대역의 NLOS 채널 환경에서는 SC-FDE 시스템이 OFDM 시스템과 거의 같거나 나은 성능을 나타내는 것으로 알려져 있다. 그림 1에 OFDM 시스템과 SC-FDE 시스템의 블록 다이어그램을 도시하였다. 두 방식의 차이점은 크게 두 가지가 있으며, 첫 번째 차이는 OFDM 시스템에서 송신기의 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 과정이 SC-FDE 시스템의 경우 수신기에서 적용된다는 것이다. 따라서 양 방식간 전체적인 복잡도는 유사하다. OFDM 시스템의 경우 송·수신단에서 각각 IFFT 과정과 FFT 과정이 한 번씩 수행되기 때문에 송·수신기의 신호처리가 동일한 반면, SC-FDE 시스템의 경우 FFT 과정과 IFFT 과정이 모두 수신단에서 수행되기 때문에 송신단의 연산 복잡도가 수신단에 비하여 낮으며, 따라서 SC-FDE 시스템을 상향 링크에 적용할 경우 단말기의 복잡도가 감소할 수 있다. 두 번째 차이는 OFDM 시스템이 주파수 영역에서 변조된 후 시간 영역 신호로 변환되어 전송되기 때문에 송신 신호의 PAPR이 커진다는 단점이 있으나 SC-FDE 시스템은 시간 영역에서 변조된 등진폭 신호가 채널을 통해 전송되기 때문에 송신 신호 PAPR에 대하여 고려할 필요가 없다는 점이다[4]-[5].



(a) OFDM 시스템

(b) SC-FDE 시스템

그림 1. OFDM과 SC-FDE 시스템의 블록 다이어그램

SC-FDE 시스템은 시간 영역에서 데이터 변조가 수행되며, 일정 크기의 블록 단위로 전송한다. 블록의 후반부를 복사하여 생성된 CP는 데이터 블록의 앞에 삽입하며, 채널을 통과한 후 수신단에서 채널 등화 이전에 제거된다. CP가 제거되어 데이터 신호로만 구성된 블록은 FFT(Fast Fourier Transform)를 통해 주파수 영역 신호로 변환되며, 주파수 영역에서 심볼 단위로 간단한 채널 등화가 이루어진다. 등화된 신호는 IFFT 과정을 통해 다시 시간 영역 신호로 변환되며, 시간 영역에서 복조가 이루어진다.

Ⅲ. SC-FDE 시스템 설계

3.1 일반적인 SC-FDE 시스템의 프레임 구조

일반적으로 프레임은 데이터 신호와 안정적인 데이터 복조를 위한 파일럿 신호로 구성된다. OFDM이나 SC-FDE와 같은 시스템에서는 그림 2와 같이 프리앰블의 형태로 파일럿 신호를 전송하며, 이때 파일럿 신호는 채널 추정과 동기를 위해 이용된다. 두 시스템 모두 블록 단위로 전송이 이루어지며, 다중경로 페이딩 환경에서 지연 경로를 통해 수신된 신호에 의한 ICI(Inter-Carrier Interference) 현상을 방지하기 위해 블록의 후반부를 복사하여 생성한 CP를 블록 앞에 첨가한 이후에 신호를 전송한다.

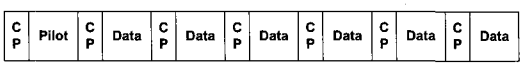


그림 2. SC-FDE 시스템을 위한 프레임 구조

그림의 구조는 3GPP LTE (3rd Generation Pro-ject Partnership Long Term Evolution) TR 25.814 (Technical Report)의 UL(Up Link) SC-FDMA (Single Carrier with Frequency Domain Multiple Access)에서 제시하고 있는 sub-frame 구조의 파라미터를 고려한 구조이며, 대역폭 10 MHz, 중심 주파수 2.3 GHz를 적용하였다[7].

3.2 기존 프레임의 문제점 및 개선된 프레임 구조

기존 방식들의 경우 파일럿 신호가 시간 영역에서 변조되거나 주파수 영역에서 변조된 신호로 구성하는 방식에 대해서만 고려하고 있다. 시간 영역에서 신호를 구성할 경우 그림 3과 같이 주파수 영역에서 불균형적인 전력 분포가 형성되기 때문에 전력이 낮은 대역에 대한 채널 추정 오류가 크게 발생하며, 이는 수신기 전체 성능 열화의 주요인으로 작용하게 된다. 주파수 영역에서 신호를 구성할 경우 OFDM 방식과 같이 시간 영역 신호의 PAPR이 커지기 때문에 본 논문에서는 이러한 방식은 배제하도록 한다.

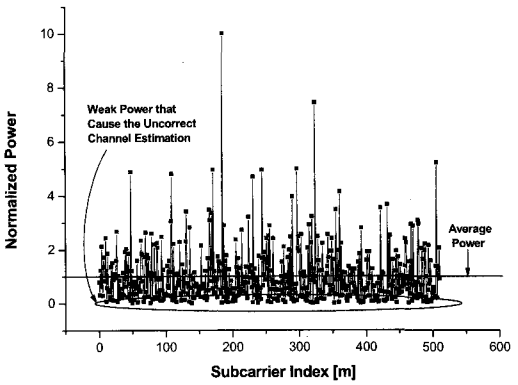


그림 3. 시간 영역에서 파일럿 신호를 생성할 경우의 주파수 영역 전력 분포

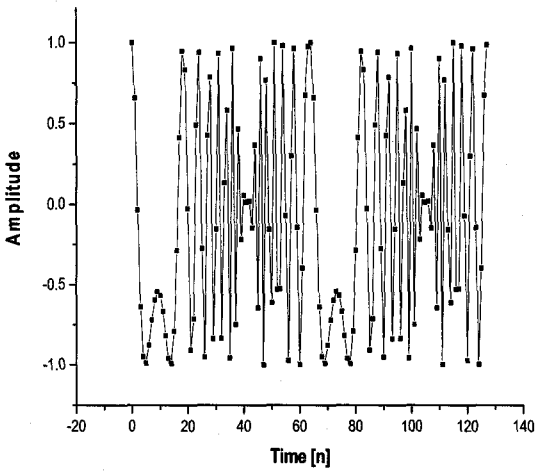
시간 영역과 주파수 영역 모두에서 전력 분포가 일정한 CAZAC sequence를 이용하여 파일럿 신호를 구성할 경우 시간 영역 PAPR 문제를 고려할 필요 없으며, 안정적인 채널 추정을 수행할 수 있다. L이 임의의 양수일 때, Zadoff-Chu CAZAC sequence의 n 번째 출력은 다음의 식 (1)과 같다[8].

$$c_k(n)=e^{\frac{j2\pi k}{L}\left(n+\frac{n(n+1)}{2}\right)} \quad \text{if } L \text{ is odd}$$
$$c_k(n)=e^{\frac{j2\pi k}{L}\left(n+\frac{n^2}{2}\right)} \quad \text{if } L \text{ is even} \qquad (1)$$

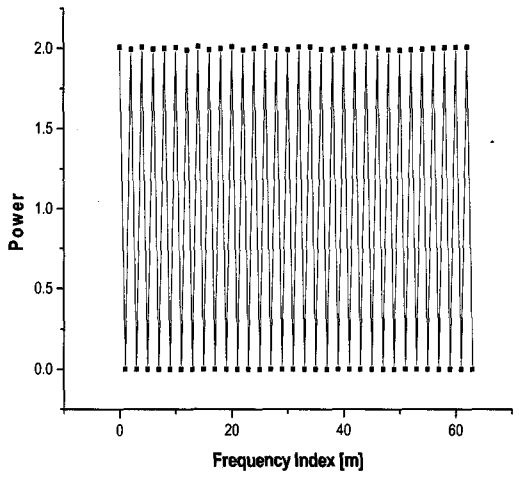
위의 식에서 L의 크기는 블록을 구성하는 샘플 수와 동일하며, 본 논문에서는 k=1을 적용하여 생성된 sequence를 이용하였다.

3.3 제안하는 프레임 구조

파일럿 신호를 구성할 때 동일한 sequence를 심볼 구간 동안 반복하여 전송할 경우 신호의 반복 패턴을 이용하여 타이밍 동기와 주파수 동기를 수행하기 용이하다. 따라서 식 (1)에서 L의 크기를 블록을 구성하는 샘플 수의 1/2로 설정하여 그림 4 (a)와 같이 반복하여 전송할 경우 그림 4 (b)와 같은 주파수 특성을 나타낸다. 이 경우 주파수 영역에서의 전력 분포가 일정하지 않은 것처럼 보일 수 있으나 전력이 "0"인 지점이 홀수 번째 마다 반복하여 분포하기 때문에 짝수 번째 지점에서 채널 추정을 수행하여 주파수 영역 interpolation을 통해 추정 성능 열화를 방지할 수 있다.



(a) 시간 영역



(b) 주파수 영역

그림 4. 1/2 크기의 sequence를 반복 전송할 경우의 신호 특성

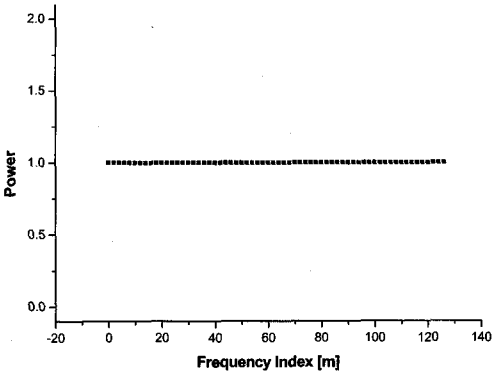


그림 5. Sequence 단위로 관찰할 경우 주파수 영역 전력

앞서 제시한 주파수영역 특성의 경우 심볼 전체를 하나의 블록으로 관찰할 경우의 특성이며, 반복되는 sequence 단위로 관찰할 경우 그림 5와 같이 주파수 영역 신호의 전력이 균일하게 분포되어 있음을 확인할 수 있다. 따라서 그림 6과 같이 반복되는 두 개의 sequence에서 각각 채널 추정을 수행하여 그 결과를 누적함으로써 잡음에 대한 성능 향상을 이룰 수 있다.

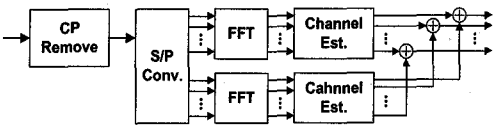


그림 6. Sequence 단위로 채널 추정하는 방식의 블록 다이어그램

Ⅳ. 수신기 설계

안정적인 수신기 성능을 유지하기 위해서는 타이밍 동기와 주파수 동기 그리고 채널 보상이 정확히 이루어져야 한다. 또한 SC-FDE 시스템은 구조적으로 OFDM 시스템과 유사하기 때문에 본 논문에서는 기존의 OFDM 시스템에서 이용되고 있는 대표적인 알고리즘을 통해 이 시스템에 적합한 알고리즘들을 선정하여 최적의 수신기 구조를 제안한다.

4.1 프레임 동기와 주파수 동기 알고리즘

일반적으로 프레임 동기는 전송된 신호를 검출하고 프레임의 시작 위치를 판단하는 기능을 수행한다. 프레임 동기는 주파수 동기 보다 선행되므로 주파수 옵셋의 영향에 둔감한 방식을 적용해야 하며, 최초 송수신이 수행되는 과정에서는 정보를 이용할

수 없기 때문에 NDA(Non-Data Aided) 방식 기반의 알고리즘을 적용해야 한다. 따라서 신호의 구조적인 특성을 이용하는 방식을 적용한다. 주파수 동기의 경우 프레임 동기에서 수행되는 시간 영역 상관 결과를 이용하여 두 구간 내의 평균 위상 변화량을 통해 주파수 옵셋을 추정할 수 있으며, 이와 같이 프레임 동기와 주파수 동기를 동시에 수행함으로써 수신기의 구조를 단순화 시킬 수 있다.

4.1.1 CP의 상관을 이용하는 알고리즘(CPB: Cyclic Prefix Based)

CP는 심볼의 후반부를 복사하여 심볼의 앞에 삽입하기 때문에 두 부분이 동일한 신호로 구성되어 있다. 따라서 두 구간에 위치한 샘플의 최대 상관 지점을 검출함으로써 프레임의 시작 위치를 판단할 수 있다[9]. 현재 입력 샘플과 심볼 크기 N 이전의 입력 샘플 간의 상관을 이용하는 방식으로 주파수 옵셋이 상수화된 위상 옵셋으로 나타나므로 주파수 옵셋에 둔감한 특징을 갖는다. 상관 누적 구간은 CP의 크기와 동일한 N_{CP}이며, 시간 샘플 n에 대한 수신 신호를 $y(n)$이라 할 때, 식 (2)와 같이 최대 상관 지점을 통해 프레임의 시작 위치 $\hat{\tau}$를 추정한다.

$$\hat{\tau} = Max\left[\sum_{l=0}^{N_{CP}-1} y^*(n+l)y(n+l+N)\right] \qquad (2)$$

이 알고리즘은 그림 7과 같은 검출 특성을 나타내며, CP가 파일럿 신호뿐만 아니라 이후의 데이터 심볼에서도 동일한 형태로 존재하기 때문에 프레임 시작 위치를 잘못 검출할 가능성이 존재한다.

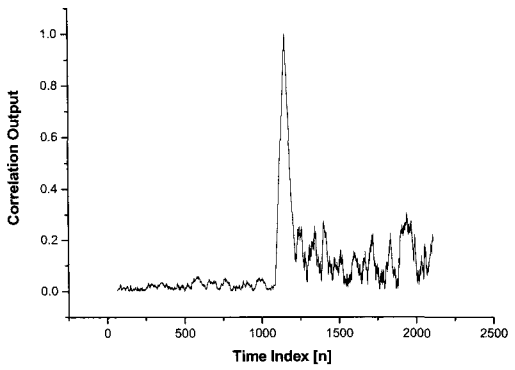


그림 7. CP를 이용한 알고리즘의 상관 출력 특성

정확한 프레임의 시작 지점을 검출했다고 가정할 경우, 식 (2)를 통해 생성된 상관 결과의 평균 위상 회전량을 식 (3)과 같이 이용함으로써 실제 발생한 주파수 옵셋을 파일럿 간격으로 정규화한 상대적 주파수 옵셋 $\Delta\hat{f}$를 추정할 수 있다.

$$\Delta\hat{f} = \frac{1}{2\pi}tan^{-1}\left[\frac{\sum_{l=0}^{N_{CP}-1} Im\{temp\}}{\sum_{l=0}^{N_{CP}-1} Re\{temp\}}\right] \qquad (3)$$
$$, \quad temp = y^*(n+l)y(n+l+N)$$

여기서 Re과 Im은 각각 실수와 허수부를 나타내며, 이 알고리즘을 통한 추정 특성은 그림 8과 같다. 그림에서와 같이 이 알고리즘의 검출 가능 구간은 arctan의 특성에 의해 $-0.5 < \hat{f} < 0.5$으로 한정된다.

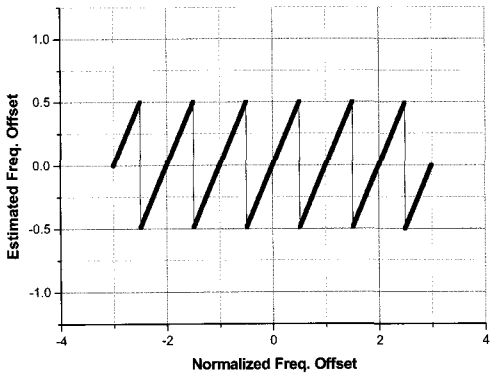


그림 8. CP를 이용한 알고리즘의 주파수 옵셋 검출 특성

4.1.2 신호의 반복 특성을 이용하는 알고리즘(RPB: Repetition Property Based)

파일럿 신호를 제안하는 방식과 같이 반복하여 전송할 경우 반복 구간 샘플 간의 상관 특성을 통하여 프레임 동기 수행이 가능하다[10]. 식 (2)에서 상관을 수행하는 샘플의 간격을 식(4)와 같이 N/2, 누적 구간을 (N_{CP} + N/2)로 변경하여 이 알고리즘을 적용할 수 있다.

$$\hat{\tau} = Max\left[\sum_{l=0}^{N_{CP}+\frac{N}{2}-1} y^*(n+l)y(n+l+\frac{N}{2})\right] \qquad (4)$$

이 알고리즘을 적용할 경우 그림 9와 같은 검출 특성을 나타내며, CP를 이용하는 방식과는 달리 프리앰블 이후의 데이터 심볼에서는 이와 같은 반복 특성이 나타나지 않기 때문에 데이터 심볼에 의한 프레임 시작 위치 검출 오류가 발생할 가능성이 존재하지 않는다.

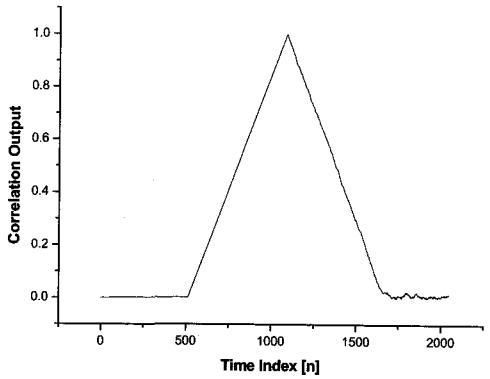


그림 9. 신호의 반복 특성을 이용한 알고리즘의 상관 출력 특성

검출된 지점이 정확한 프레임의 시작 지점이라고 하면, 식 (4)를 통해 생성된 상관 결과의 평균 위상 회전량을 식 (5)와 같이 이용함으로써 상대적 주파수 옵셋 $\Delta\hat{f}$를 추정할 수 있다.

$$\Delta\hat{f}=\frac{1}{2\pi}tan^{-1}\left[\frac{\sum_{l=0}^{N_{CP}+N/2-1}Im\{temp2\}}{\sum_{l=0}^{N_{CP}+N/2-1}Re\{temp2\}}\right] \quad (5)$$
$$, \quad temp2=y^{*}(n+l)y(n+l+N/2)$$

이 알고리즘을 통한 추정 특성은 그림 10과 같다. 상관에 이용되는 샘플 간 거리가 CP를 이용하는 알고리즘에 비하여 1/2로 줄어들기 때문에 검출 가능 구간은 $-1<\hat{f}<1$로 CP를 이용하는 알고리즘에 비해 두 배로 확장된다.

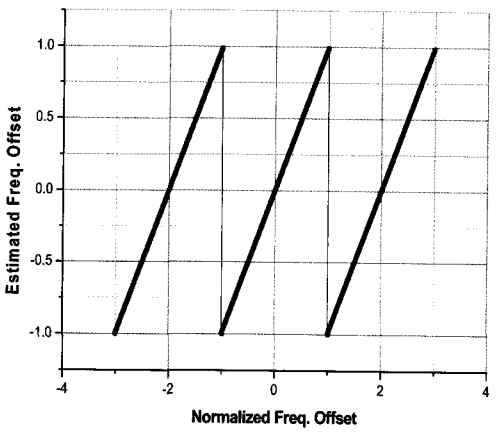


그림 10. 신호의 반복 특성을 이용한 알고리즘의 주파수 옵셋 검출 특성

4.2 채널 추정 알고리즘

4.2.1 LS 기반의 채널 추정 알고리즘

본 논문에서는 LS 채널 추정 기반의 linear interpolation 기법을 적용하여 채널 등화를 수행한다. i 번째 프레임에서 l 번째 블록의 m 번째 주파수 영역 송신 신호 $X_{i,l}(m)$에 대한 수신 신호 $Y_{i,l}(m)$은 다음의 식 (6)과 같이 표현된다. 이후 소문자는 시간 영역 신호, 대문자는 주파수 영역의 신호를 나타낸다. 따라서 $x_{i,l}(n)$은 송신 신호의 시간 영역 샘플, $X_{i,l}(m)$은 송신 신호의 주파수 영역 심볼을 의미한다.

$$Y_{i,l}(m)=X_{i,l}(m)H_{i,l}(m)+W_{i,l}(m) \quad (6)$$
$$, l=0,1,\cdots,(L-1)$$

여기서 $H_{i,l}(m)$은 무선 이동 채널의 주파수 응답, $W_{i,l}(m)$은 AWGN(Additive White Gaussian Noise), L은 하나의 프레임을 구성하는 블록의 개수를 의미한다. 위의 결과를 통해 파일럿 블록을 이용하여 LS 기반의 채널 추정을 다음의 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다[11].

$$\begin{aligned}\hat{H}_{i,l}(m)&=\frac{Y_{i,l}(m)}{X_{i,l}(m)} \quad (7)\\ &=\frac{X_{i,l}(m)H_{i,l}(m)+W_{i,l}(m)}{X_{i,l}(m)}\\ &=H_{i,l}(m)+\frac{W_{i,l}(m)}{|X_{i,l}(m)|^2}X_{i,l}^{*}(m)\\ &, l=0, \quad m=0,1,2,\cdots,(N-1)\end{aligned}$$

여기서 l=0 번째 블록은 파일럿 블록을 의미하며, 파일럿 블록에서 추정된 채널 값을 이용하여 데이터 블록에 대하여 다음의 식 (8)과 같이 linear interpolation을 수행한다.

$$\begin{aligned}\overline{H}_{i,l}(m)&=\left(1-\frac{l}{L}\right)\hat{H}_{i,0}(m)+\frac{l}{L}\hat{H}_{i+1,0}(m)\\ &, l=1,2,\cdots,(L-1) \quad (8)\\ &, m=0,1,2,\cdots,(N-1)\end{aligned}$$

위의 과정을 통해 추정된 채널값은 식 (9)와 같은 등화 과정을 통해 채널 값이 보상된다.

$$\overline{X}_{i,l}(m)=\frac{Y_{i,l}(m)\overline{H}_{i,l}^{*}(m)}{|\overline{H}_{i,l}(m)|^2+SNR^{-1}} \quad (9)$$
$$, \quad l=1,2,\cdots,(L-1), \quad m=0,1,2,\cdots,(N-1)$$

4.2.2 변형된 LS 기반의 채널 추정 알고리즘

동일한 CAZAC sequence를 두 번 반복 전송하는 제안하는 방식의 경우 다음과 같이 변형된 LS 채널 추정 기반의 linear interpolation 기법을 적용할 수 있다. 수신된 i 번째 프레임의 파일럿 블록에서 시간 영역 s 번째 반복 구간의 n 번째 샘플을 $p_i^{[s]}(n)$이라 하면, 이 신호는 시간 영역 수신 신호 $y_{i,l}(n)$과 식 (10)의 관계가 형성된다.

$$\begin{aligned} p_i^{[0]}(n) &= y_{i,0}(n) \\ p_i^{[1]}(n) &= y_{i,0}(n+N/2) \\ &, n=0,1,\cdots,N/2-1 \end{aligned} \tag{10}$$

두 개의 블록으로 구분된 각 파일럿 신호의 주파수 영역 신호 $P_i^{[s]}(m)$과 동일한 방식을 통해 생성된 기준 신호 $R_i(m)$를 이용하여 (11)과 같이 LS 기반의 채널 추정을 수행하여 i 번째 프레임의 파일럿 신호에서 s 번째 반복 구간에 의해 추정된 채널값 $\widetilde{H}_i^{[s]}(m)$을 구한다.

$$\begin{aligned} \widetilde{H}_i^{[s]}(2m) &= \frac{P_i^{[s]}(2m)}{R_i(2m)} \\ &, c=0,1 \\ &, m=0,1,2,\cdots,(N/2-1) \end{aligned} \tag{11}$$

시간 영역 신호의 크기가 $(N/2)$로 줄어들었기 때문에 주파수 영역에서는 동일한 대역에 대하여 파일럿 사이의 간격이 두 배로 커진다. 따라서 식 (7)과 같은 추정 방식에 비하여 두 배의 간격을 갖고 채널 추정이 수행되기 때문에 동일한 주파수 간격을 고려하여 식 (11)에서는 $2m$ 위치의 파일럿에 대하여 채널 추정을 수행한다. 식 (11)에 의해 추정된 값에 대하여 식 (12)와 같이 평균을 수행함으로써 채널 추정시의 잡음에 의한 영향이 줄어든 형태의 추정된 채널값을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_{i,l}(2m) &= \frac{1}{2}\left(\widetilde{H}_i^{[0]}(2m)+\widetilde{H}_i^{[1]}(2m)\right) \\ &, l=0, m=0,1,2,\cdots,(N/2-1) \end{aligned} \tag{12}$$

식 (12)에 의해 추정된 값에 대하여 식 (13)과 같이 주파수 영역 linear interpolation을 수행함으로써 $(2m+1)$ 위치의 파일럿에 대한 채널값을 생성한다.

$$\begin{aligned} &\hat{H}_{i,l}(2m+1) \\ &= \frac{1}{2}\left(\hat{H}_{i,l}(2m)+\hat{H}_{i,l}((2m+2) \bmod N)\right) \\ &, l=0,\ m=0,1,2,\cdots,(N/2-1) \end{aligned} \tag{13}$$

여기서 mod N은 modulo N 연산을 의미하며, $(N-1)$ 번째 파일럿의 경우 $(N-2)$ 번째 파일럿과 0 번째 파일럿 사이의 interpolation이 수행되기 때문에 이 경우를 고려한 연산이다. 추정된 채널 값을 이용하여 데이터 블록에 대하여 식 (8)과 같이 linear interpolation을 수행하여, 식 (9)와 같은 등화 과정이 이루어진다.

4.3 제안하는 수신기 구조

4.1절과 4.2절에서 설명한 동기 알고리즘과 채널 추정 알고리즘 중에서 파일럿 신호의 반복 특성을 이용한 알고리즘을 적용하여 프레임 동기와 주파수 동기를 수행한 후 변형된 LS 기반의 채널 추정 알고리즘으로 채널 등화를 수행하는 구조를 통해 수신단의 구현을 단순화 시킬 수 있을 뿐만 아니라 잡음에 의한 성능 열화를 감소시킬 수 있다.

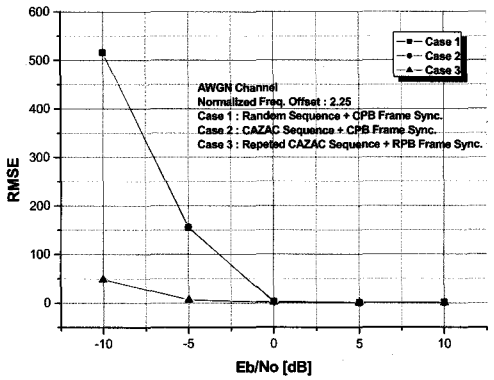
V. 시스템 성능

성능 평가를 위한 파라미터는 표1에 제시하였으며, COST 207-TU(Typical Urban) 채널 모델 환경에서 평가가 수행되었다. 이 채널 모델은 여섯 개의 경로를 통해 신호가 수신되며, 두 번째 경로를 통해 수신된 신호가 가장 큰 전력을 갖는다[12]. 성능 비교를 위해 파일럿 신호 형태에 따라서 random 신호를 시간 영역에서 생성하는 방식(Case 1)과 $L=N$인 CAZAC sequence를 이용하여 생성하는 방식(Case 2) 그리고 $L=N/2$ 인 CAZAC sequence를 반복 전송하는 방식(Case 3)에 대하여 성능 평가를 수행하였다. Case 1과 Case 2의 경우 CP의 상관을 이용하는 동기 알고리즘과 일반적인 LS 채널 추정 기반의 linear interpolation 기법을 적용하였으며, 제안하는 방식인 Case 3의 경우 신호의 반복 특성을 이용한 동기 알고리즘과 변화된 LS 채널 추정 기반의 linear interploation 기법을 적용하였다.

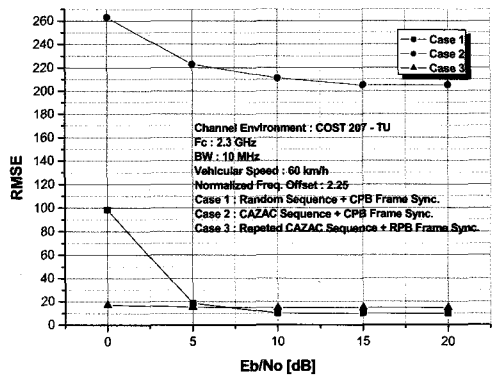
표 1. 시뮬레이션 파라미터

Parameter	Value
Channel environment	AWGN Multi-path Fading channel
Carrier frequency	2.3 GHz
Bandwidth	10 MHz
Modulation	QPSK
Mobile speed	60 km/h
Number of Samples in a Block	1024

그림 11은 각 방식에 대한 프레임 동기 성능을 AWGN 환경과 다중 경로 페이딩 환경에서 비교한 것이다. 초기 동기가 수행되는 과정이기 때문에 상대적 주파수 옵셋 2.25인 환경에서 성능 평가가 수행되었으며, 정확한 프레임 시작 위치 τ와 검출된 프레임 시작 위치 $\hat{\tau}$ 사이의 RMSE(Root Mean Square Error) 성능을 기준으로 수행되었다. 평가 결과 AWGN 환경에서 E_b/N_0 0 dB 이하인 경우 제안된 방식(Case 3)의 성능이 가장 우수하며, E_b/N_0 0 dB 이상인 경우 세 방식 모두 프레임의 시작 위치를 오류 없이 검출하는 것을 확인할 수 있다. 다중 경로 페이딩 환경에서 Case 2는 CP의 크기보다 큰 200 샘플 이상의 RMSE 성능을 보이며, 제안된 방식(Case 3)는 E_b/N_0 약 7 dB 이하의 환경에서 가장 우수한 검출 성능을 보이며, 그 이상의 환경에서는 RMSE 약 12 샘플 정도로 약 10 샘플 정도의 RMSE 성능을 보이는 Case 2와 유사한 검출 성능을 보인다.



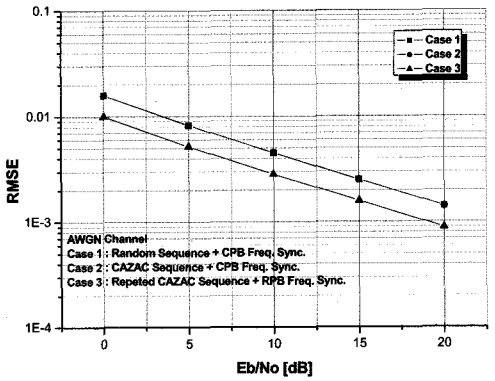
(a) AWGN 환경



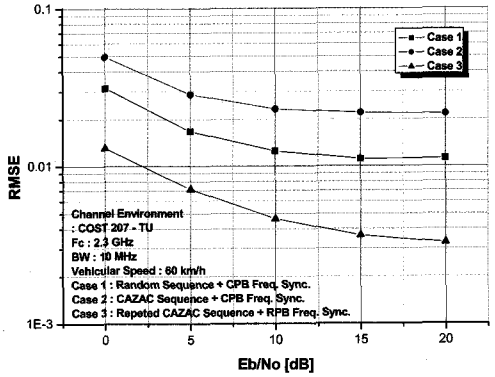
(b) 다중 경로 페이딩 환경

그림 11. 프레임 동기 성능 비교

그림 12는 주파수 동기 알고리즘에 대한 성능을 비교한 것으로 시간 동기가 완벽히 이루어졌을 때의 성능을 가정하여 발생한 상대적 주파수 옵셋 Δf와 추정된 상대적 주파수 옵셋 $\Delta\hat{f}$ 사이의 RMSE 성능을 기준으로 수행되었다. 결과로부터 AWGN 환경과 다중 경로 페이딩 환경 모두에서 제안된 방식(Case 3)의 검출 성능이 가장 우수함을 확인할 수 있다. AWGN 환경에서 제안된 방식은 E_b/N_0 20 dB일 때 10^{-3} 이하의 RMSE 성능을 보이며, 다중 경로 페이딩 환경에서 다른 방식들이 10^{-2} 이상의 RMSE 성능을 보이는 반면 제안된 방식은 2×10^{-3} 정도의 RMSE 성능을 보인다.



(a) AWGN 환경



(b) 다중 경로 페이딩 환경

그림 12. 주파수 동기 알고리즘 간 RMSE 성능 비교

그림 13에 채널 추정 성능을 제시하였다. 결과로부터 제안된 방식이 다른 방식들에 비해 우수한 BER 성능을 보이며, BER 10^{-3}을 기준으로 제안된 방식은 Case 1에 비해 약 5 dB, Case 2에 비해 약 1 dB 정도 성능이 우수하다.

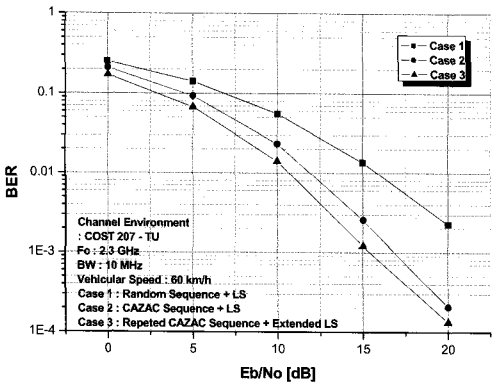


그림 13. 프레임 구조와 채널 추정 방식에 따른 BER 성능 비교

Ⅵ. 결 론

본 논문에서는 SC-FDE 시스템의 성능을 최적화하기 위한 신호 구조와 이에 적합한 수신기 설계 방안을 제안하였다. 기존의 SC-FDE 시스템의 문제점인 주파수 영역에서의 불균형한 전력 분포를 없애기 위해 프리앰블에 CAZAC sequence를 응용한 방안을 고려하였다. 이러한 구조를 통해 동기를 수행하는 과정에서 상관 구간의 크기가 증가되었으며, 채널 추정 과정에서 동일한 대역에 대한 채널 추정을 반복 수행한 후 누적할 수 있었다. 성능 비교 결과를 통해 제안된 프레임과 수신기 구조가 기존의 방식에 비해 성능이 향상됨을 확인할 수 있었다. 따라서 SC-FDE 시스템을 위해서는 제안된 방식과 같이 CAZAC sequence를 반복 전송하는 방식을 통해 파일럿 신호를 생성하고 이 구조에 최적화시킨 제안된 방식의 수신기를 적용하는 것이 적합하다.

참 고 문 헌

[1] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakulx, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Commun Mag.*, vol. 40, pp. 58-66. Apr. 2002.

[2] 이형욱, 김기윤, 최형진, "DVB-T 시스템을 위한 효율적인 주파수 및 심볼동기 구조," 한국통신학회논문지 제27권 2C호, pp. 170-183, 2002. 2.

[3] T. Hawng, Y. Li, "A Bandwidth Efficient Block Transmission with Frequency-Domain Equalization," *Proc. of the IEEE 6th Circuits and Systems Symposium on*, vol. 2, pp. 433-436, June 2004.

[4] P. Struhaker and K. Griffin, "Analysis of PHY Waveform Peak to Mean Ratio and Impact on RF Amplication," contribution IEEE 802.16.3c-01/46, Mar.6, 2001.

[5] C. van den Bos, M.H.L. Kouwenhoven and W.A.Serdijn, "The Influence of Nonlinear Distortion on OFDM Bit Error Rate," *Proc. Int. Conf. On Commun.*, New Orleans, June 2000.

[6] M. Martone, "On the Necessity of High Performance RF Front-ends in Broadband Wireless Access Employing Multicarrier Modulations (OFDM)," *Proc. Globecom 2000*, pp. 1407-1411, Dec. 2000.

[7] 3GPP LTE TR25.814 v7.0.0, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Physical Layer Aspects for Evolved UTRA (Release 7)", June 2006.

[8] D.C. Chu, "Polyphase Codes with Good Periodic Correlation," *IEEE Trans. on*, vol. 18, Issue 4, pp. 531 - 532, Jul 1972.

[9] J. Beek, M. Sandell and P.O. Borjesson "On Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix," *Proc. of RVK*, pp. 663-667, 1996.

[10] T.M. Schmidl and D.C. Cox,"Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 45, pp. 1613-1622, Dec. 1997.

[11] M. R. Raghavendra and K. Firidhar, "Improving Channel Estimation in OFDM System for Sparse Multipath Channels," *IEEE Signal processing letters*, vol. 12, Jan. 2004.

[12] Theodore S. Rappaport, "*Wireless Communications Principles and Practice Second Edition*," Prentice Hall PTR, 2002.

강 훈 (Hoon Kang) 준회원

2005년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
2007년 2월 성균관대학교 전자전기공학과 석사
2007년 3월~현재 삼성전자 정보통신총괄
<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술, OFDM 기법

임 세 빈 (Se-Bin Im) 준회원

2003년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업
2005년 2월 성균관대학교 전자전기공학과 석사
2005년 3월~현재 성균관대학교 전기전자공학과 박사과정
<관심분야> 무선통신, 이동통신, MODEM 동기화 기술, OFDM 및 MIMO 기술

최 형 진 (Hyung-Jin Choi) 종신회원

1974년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업
1974년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사
1976년 3월~1976년 3월 (주)금성사 중앙연구소 연구원
1979년 9월~1982년 12월 미국 University of Southern California 전기공학과 (공학박사)
1982년 10월~1989년 2월 미국 Lincom Corp. 연구원
1989년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수
<관심분야> 디지털 통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신, 군사통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술