

단일 반송파 주파수 영역 등화 시스템을 위한 공통 위상 추적 기법 연구

정회원 김 영 제^{*°}, 박 중 훈^{*}, 준회원 조 정 일^{*}, 정회원 조 형 원^{*}

Study on Common Phase Offset Tracking Scheme for Single Carrier System with Frequency Domain Equalization

Youngje Kim^{*°}, Jonghun Park^{*} *Regular Members*, Jungil Cho^{*} *Associate Member*,
Hyung-Weon Cho^{*} *Regular Member*

요 약

주파수 영역 등화 기법은 다중 반송파 시스템의 대표적 특징으로 단일 탭의 채널 등화로 인한 낮은 구현 복잡도의 장점을 갖는다. SC-FDE (single carrier frequency domain equalization) 시스템은 단일 반송파 시스템에서 주파수 영역 등화 기법을 채택하고, 지연 확산에 대한 강점을 갖기 위해 CP(cyclic prefix)를 포함한 형태의 구조를 갖는다. 단일 반송파 시스템에서 동기 및 등화기를 거친 후 잔존하는, 공통 위상 오프셋 성분을 제거해야만 한다. 공통 위상 오프셋 성분은 송수신기 간 반송파 주파수 생성 시 발생하는 성분이기 때문에 이 오프셋이 큰 경우 성능 열화의 원인이 된다. 본 논문에서는 SC-FDE 시스템에서 공통 위상 오프셋 성분을 주파수 영역에서 보정하는 기법을 제안하였다. 동기 획득 및 등화를 위한 훈련 신호는 자기 상관관계 특성이 우수한 CAZAC (constant amplitude zero autocorrelation code) 시퀀스를 채택하였다. 제안한 공통 위상 오프셋 추적 성능은 컴퓨터 모의실험을 통해 평균 제곱 오차 (mean square error, MSE) 성능을 통해 확인하였고, 그 성능이 시간 영역에서 보정하는 것과 유사한 MSE 성능을 갖는 것을 확인하였다.

Key Words : CAZAC Sequence, Common Phase Offset, Decision Directed, Phase Tracker, SC-FDE

ABSTRACT

Frequency domain equalization is the most promising technology that has relatively low complexity in multipath channel. A frame of single carrier system with frequency domain equalization (SC-FDE) has cyclic prefix to mitigate effect of delay spread. After synchronization and equalization procedure on the SC-FDE system, common phase offset (CPO) that can introduce performance degradation caused by phase mismatch between transmitter and receiver oscillators is remained. In this paper, common phase offset tracking in frequency domain is proposed. To track CPO, constant amplitude zero autocorrelation code sequence as training sequence is adopted. By using numerical results, performance of mean square error is evaluated. The results show that MSE of CPO has similar performance compare to the time-domain estimation and there is no need of domain conversion.

1. 서 론

단일 및 다중 반송파 시스템은 상용 및 군용 통

신에서 다양하게 활용되고 있다. 특히 직교 주파수 다중 접속 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 시스템으로 알려진 다중 반송파 시스템의

* 삼성탈레스 통신연구소 무선통신그룹 (youngje99.kim@samsung.com, shoootingst.jpark@gmail.com, hyungweon.cho@samsung.com),
(° : 교신저자)

논문번호 : KICS2011-09-382, 접수일자 : 2011년 9월 1일, 최종논문접수일자 : 2011년 10월 31일

경우 간단한 등화 기법을 제공하여, 각 부채널을 간단한 기법을 통해 등화하여 채널을 보상할 수 있다^[1]. 특히 상용 통신망에서는 Wireless LAN (Local Area Network), Mobile WiMax, LTE (Long Term Evolution) 하향링크 등이 주로 OFDM 기반의 다중 반송파 시스템을 채택하고 있다.

군용 통신망에서도 현재 개발 중인 국내의 TICN (Tactical Information Combat Network)과 미국의 JTRS(Joint Tactical Radio Services)를 통하여 단일 혹은 다중 반송파 기법을 군용 통신 시스템에 적용하여 개발하고 있다. 최근 군용 통신 시스템에서도 다중 반송파 시스템이 주목받고 있으나, 긴 통달거리를 요구하는 무전기의 경우 다중 반송파 시스템이 갖는 PAPR (peak to average power ratio)에 의한 손실로 인하여 이를 활용하는데 어려움이 있다.

단일 반송파 시스템은 다중 경로 주파수 선택적 채널에 의한 영향을 줄이기 위하여 주로 시간 영역의 등화기를 채용하였으나, 이에 대한 복잡도가 채널의 영향에 따라 커질 수 있어, 무선 통신 채널의 영향을 완화하기 위하여 주파수 영역 등화 (frequency domain equalization, FDE) 기법을 채용하고 있다. 시간 영역에서의 등화와 주파수 영역의 등화 기법에 대한 복잡도는 [2]에서 소개되었다. [2]에서는 채널의 탭 수에 따른 시간영역과 주파수영역 등화의 복잡도를 나타내었다. 그 결과 채널의 다중 경로의 수가 적은 경우 시간 영역의 등화가 더 유리하지만, 채널 다중 경로 수가 큰 경우 주파수 영역의 등화가 유리하다는 것을 나타내었다^[2].

통신 시스템에서 가장 중요한 부분 중 하나인 동기기에 있어 반송파 주파수 오프셋(carrier frequency offset)은 ML (maximum likelihood) 기법을 포함해 기존 소개되고 있는 많은 추정 기법을 통해 추정 보상할 수 있다^{[3][4]}. 비록 심벌 타이밍 동기가 맞았고, 반송파 주파수 오프셋 추정 역시 이루어졌다고 하더라도 시스템 내에는 여전히 공통 위상 오프셋 (common phase offset)이 존재한다^{[10][11]}. 이 성분의 영향을 최소화하기 위해서는 파일럿(pilot)의 수를 일정 간격별로 두고 추정의 빈도를 높이거나, 이 영향이 없는 프레임의 짧은 버스트만 전송을 하는 것이다. 그러나 짧은 길이의 프레임을 사용하는 경우 파일럿에 의한 많은 경우 오버헤드(overhead)가 상대적으로 늘어나는 단점을 갖는다.

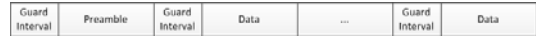
SC-FDE (single carrier with frequency domain equalization) 시스템의 공통 위상 오프셋의 시간영역에서의 추정 기법은 [5-7]에 소개되었다. SC-FDE



(a) CP 기반의 서브프레임 구조



(b) UW 기반의 서브프레임 구조



(c) SC-FDE 시스템 프레임 구조

그림 1. SC-FDE 시스템 프레임 구조

시스템에 UW(unique word)를 그림 1과 같이 한 서브 프레임의 끝에 두고, 이를 보호 구간(guard interval)에 복사하여 순환 전치(cyclic prefix, CP)로 사용하는 기법과 함께, 이를 통해 채널 추정 및 동기를 맞추는 기법은 [7-8]에 소개되었다. 그러나 UW를 사용하는 SC-FDE 시스템은 한 프레임의 마지막 부분에 파일럿 (pilot) 신호를 보호구간 만큼 두어야 하기 때문에 전체 시스템의 오버헤드 비율이 높아지는 단점이 존재한다.

본 논문에서는 SC-FDE 시스템에 대하여 2장에서 소개하고 공통 위상 오차의 영향과 이를 보상해주는 기법에 대하여 살펴본다. 3장은 컴퓨터 모의실험을 통하여 시스템의 성능을 살펴보고 4장에서 결론을 맺는다.

II. 본 론

2.1 SC-FDE 시스템

SC-FDE 시스템은 OFDM과 함께 주파수 영역 등화를 이용하는 시스템이다. 그림 2에서와 같이 SC-FDE 시스템은 OFDM 시스템과 달리 송신단에 IFFT (inverse fast Fourier transform) 블록이 존재하지 않는다. 송신단은 단일 반송파 시스템과 동일하나, 차이점은 CP 삽입 블록이 존재하는 것이다. 단일 반송파 시스템은 보호구간(guard interval)을 두지 않으나, SC-FDE 시스템은 보호구간을 두어 채널에서의 지연 확산에 대한 영향을 최소화한다.

SC-FDE 시스템이 갖는 대표적 특징은 주파수 영역 등화이다. 주파수 영역 등화를 위하여 수신기는 FFT(fast Fourier transform)를 통하여 시간 영역의 신호를 주파수 영역으로 변환하고, 변환된 주파수 영역에서 주파수 영역에서 채널 추정과 등화를

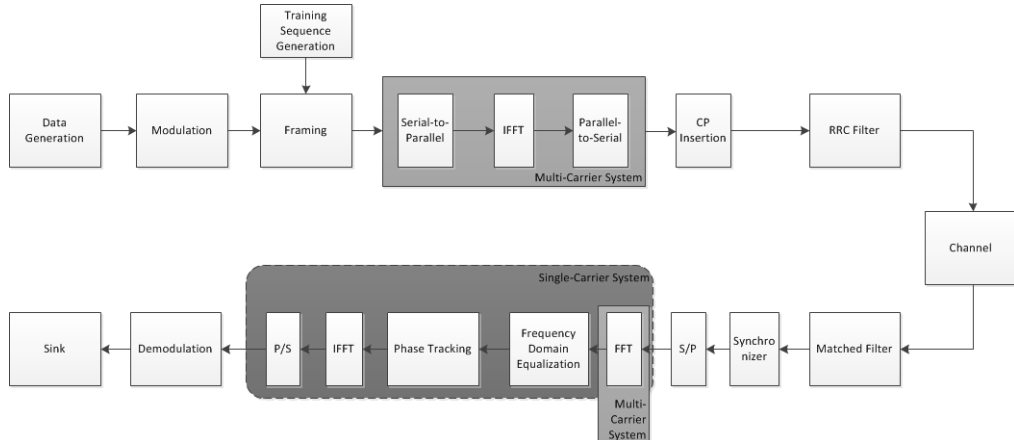


그림 2. SC-FDE 시스템 블록도 - FDE를 갖는 단일/다중 반송과 시스템 비교 (제한 위상 추적 포함)

수행한다. 주파수 영역 등화를 통해 채널 보상을 한 후 IFFT를 통해 시간 영역의 신호를 획득한다.

송신 신호 x_k 는 프리앰블 신호 p_k 와 송신 데이터 d_k 로 구성되어 있다. 수신 신호 $r(t)$ 는 ADC (analog-to-digital convertor) 후 출력 신호 y_k 로 정의할 수 있다.

$$y_k = \sum_{k=0}^{L-1} h_k x_k + n_k \quad (1)$$

여기에서 h_k 는 k -번째 샘플에서의 채널의 응답, n_k 는 일정하게 분포된 평균이 0인 k -번째 시간에서의 복소 백색 가우시안 잡음(complex white Gaussian noise, WGN 혹은 AWGN)을 의미한다.

2.2 SC-FDE 시스템의 프레임 구조

SC-FDE 시스템의 프레임 구조는 크게 두 가지로 구분할 수 있다. 먼저 그림 1 (a)와 같이 CP를 OFDM과 같이 동일하게 활용하는 방법이 첫 번째이다. 그리고 그림 1 (b)와 같이 파일럿 신호를 프레임의 뒷부분에 위치시켜 이를 CP로 활용하는 것이 두 번째 방법이다^{[5]-[8]}. 전술한 방법들은 모두 보호구간을 채우는 데이터가 송신 데이터 혹은 훈련 시퀀스(training sequence)이다. 훈련 시퀀스를 보호구간에서 사용하는 시스템을 UW 기반 시스템이라고 하고, 이 UW를 바탕으로 동기 및 채널 추정에 활용하는 시스템을 소개하였다^{[7]-[8]}. UW 기반의 시스템을 사용하는 경우 UW의 길이만큼 오버헤드가 매 서브프레임에 존재하게 되어 시스템의 전송효율을 떨어뜨리게 된다.

기존의 CP 기반의 시스템은 [5]에서 제안하였듯이 제한된 프리앰블 및 파일럿 신호를 통해 동기 및 채널 등화를 하게 된다. CP 기반의 시스템은 SC-CP 시스템(single carrier cyclic prefix system)라고도 불리는데, UW 시스템에 비해 오버헤드가 적어 전송 효율이 높으나, 파일럿의 수가 상대적으로 적다.

본 논문에서는 SC-FDE 시스템 중 보호구간에 UW를 사용하지 않고, CP만을 활용하여 오버헤드를 최소화하는 프레임 구조를 채택한 SC-CP 시스템의 구조를 채용한다.

2.3 공통 위상 오프셋 추적

공통 위상 오프셋은 송수신기 간 오실레이터의 위상의 차이를 나타낸 것이다. 이 위상의 차이는 심벌이 초기에 회전되어 있음을 의미한다. 수신 신호는 반송파 주파수가 곱해진 형태로 수신되는데 이를 서로 약속된 반송파를 곱해 제거한다. 따라서 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$r(t) = y(t) \exp(j(2\pi f_c t + \theta_0)) \exp(-j(2\pi(f_c - f_o)t + \theta_1)) \quad (2)$$

식 (2)에서 f_c 는 반송파 주파수, f_o 는 수신단의 반송파 주파수 오프셋, θ_0 는 송신기의 반송파 주파수 생성 오실레이터의 초기 위상 값, θ_1 은 수신기의 반송파 주파수 생성 오실레이터의 초기 위상 값을 의미한다. 수신 신호 $r(t)$ 가 저역 통과 필터 (Low Pass Filter, LPF)를 통과 후 획득한 수신 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = y(t)\exp(j(2\pi f_o t + (\theta_0 - \theta_1))) = y(t)\exp(j(2\pi f_o t + \Delta\theta_0)) \quad (3)$$

이 식에서 $\Delta\theta_0$ 는 공통 위상 오프셋 성분이 된다.

식 (3)의 수신 신호는 ADC와 IF (intermediate frequency)를 거친 후 기저 대역으로 떨어뜨리게 된다. 이 신호는 식 (1)로 다시 적을 경우 다음과 같다.

$$r_k = y_k \exp(j(2\pi f_o k + \Delta\theta)) \quad (4)$$

식 (4)에서 반송파 주파수 오프셋 f_o 성분은 AFC (automatic frequency control)를 통해 보상한다. 보상된 결과는 식 (5)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_k &= y_k \exp(j(2\pi(f_o - \hat{f}_o)k + \Delta\theta_0)) \\ &= y_k \exp(j\Delta\theta_0) \\ &= h_k x_k \exp(j\Delta\theta_0) + \tilde{n}_k \exp(j\Delta\theta_0) \\ &= h_k x_k \exp(j\Delta\theta_0) + \tilde{n}_k \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)에서 \hat{f}_o 는 반송파 주파수 오프셋의 추정 값이고, 여기에서 $f_o = \hat{f}_o$ 일 경우, 공통 위상 오프셋 $\Delta\theta_0$ 이 남는다. 공통 위상 오프셋 $\Delta\theta_0$ 값이 큰 경우 결정 경계를 넘어가게 되어 성능 열화의 원인이 된다.

수신기에서 발생한 공통 위상 오프셋을 보상하기 위한 알고리즘은 기존 단일 반송파 시스템에서 동기 후 복조 (demodulation) 전 이루어진다. SC-FDE 시스템 그림 3 (b)와 같이 복조 전 오프셋 성분을 시간영역에서 보상한다^{[5][6]}.

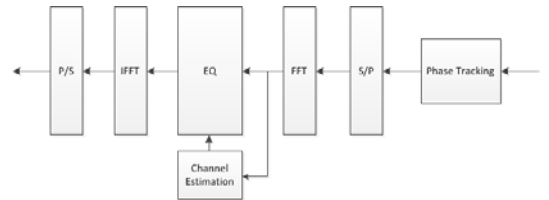
식 (5)에 DFT(discrete Fourier transform)를 취하면 다음과 같이 표현할 수 있다^[5].

$$\begin{aligned} R(k) &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} r_i e^{-j\frac{2\pi}{N}ki} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} (h_l x_l e^{j\Delta\theta_0} + \tilde{n}_l) e^{-j\frac{2\pi}{N}ki} \\ &= H(k) X(k) e^{j\Delta\theta_0} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi}{N}ki} + N(k) \\ &= H(k) X(k) e^{j\Delta\theta_0} + N(k) \end{aligned} \quad (6)$$

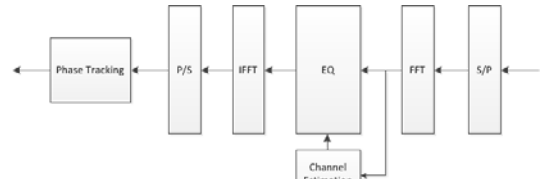
식 (6)에서와 같이 수신 신호의 공통 위상 오프셋 성분이 남아 있는 것을 확인할 수 있다. 이는 시간 영역에서의 성분과 함께 동일하게 남아 있는

것인데, 기존의 단일 및 다중 반송파 시스템은 그림 3 (b)와 (c)에서와 같이 시간 영역에서 위상을 보정한다.

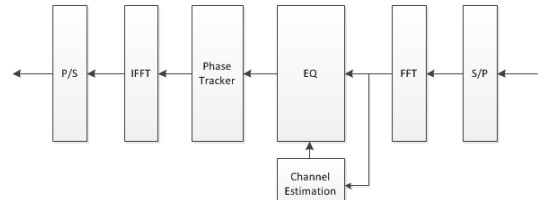
그림 3 (a)는 주파수 영역 등화 전 위상 추적을 해주는 것이나 이 방법은 위상 성분이 FDE 블록에 영향을 줄 수 있기 때문에 SC-FDE 시스템에 적합한 방법이 아니다. 그림 3 (b)에서 나타난 기존 방법인 시간 영역 위상 추적 방법은 가장 일반적으로 사용하는 방법이다^{[5][6][10]}. 등화기의 구조에 따라 피드백 (feedback) 루프가 있는 경우가 존재하는데 이



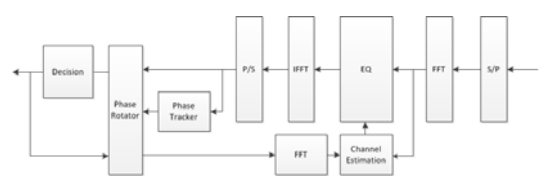
(a) SC-FDE 시스템의 시간 영역 위상 추적 블록도 (FDE 이전 추적 블록)



(b) 기존 SC-FDE 시스템의 시간 영역 위상 추적 블록도 (FDE 이후 추적 블록)



(d) 제안하는 SC-FDE 시스템의 주파수 영역 위상 추적 블록도 (주파수 영역 위상 추적)



(c) 기존 SC-FDE 시스템의 주파수 영역 위상 반복 추적 (iterative tracking) 블록도 (주파수 영역 위상 반복 추적)

그림 3. SC-FDE 시스템의 시간/주파수 영역 위상 추적기 비교 블록도

는 그림 3 (c)와 같다^[11]. 그림 3 (d)는 본 논문에서 제안하는 방법으로 주파수 영역에서 위상 오프셋을 추적하는 방법이다. 시간 영역에서의 추정 은 파일럿 신호를 시간 영역에서 위상의 차이를 계산하여 보상해주는 방법이나, 제안하는 방법은 주파수 영역에서 위상 오프셋을 추정하여 보상해주는 방법이다. 제안하는 방법은 기존 방법에 비해 위상을 주파수 영역에서 하기 때문에, 시간 영역에서 추적하여 보상하는 기법과 달리 주파수 시간 영역의 이동 없이 간단히 보상할 수 있다.

공통 위상 오프셋 성분을 보상하는 대표적인 방법은 결정 지향 (decision directed) 기법이다. 일반적으로 최대 우도 (maximum likelihood) 함수를 사용하는 기법을 사용한다. 위상 추적을 위해 식 (6)을 채널 추정 값 $\hat{H}(k)$ 로 나눈 후 훈련 신호의 주파수 영역 성분인 $P(k)$ 를 곱하고, 위상 추적 알고리즘을 정리하면 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta\hat{\theta} &= \arg\left\{\frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\frac{R(k)P^*(k)}{\hat{H}(k)}\right\} \\ &= \arg\left\{\frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\frac{H(k)X(k)e^{j\Delta\theta_0}+N(k)}{\hat{H}(k)}P^*(k)\right\} \\ &= \arg\left\{\frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}P^*(k)X(k)e^{j\Delta\theta_0}\right. \\ &\quad \left.+\frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\frac{P^*(k)N(k)}{\hat{H}(k)}\right\} \\ &= \arg\left\{\frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}P^*(k)X(k)e^{j\Delta\theta_0}+\tilde{N}(k)\right\} \\ &= \arg\left\{\frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}e^{j\Delta\theta_0}+\tilde{N}(k)\right\} \\ &= \frac{1}{K}\sum_{k=0}^{K-1}\Delta\theta_0+\arg\{\tilde{N}_k\} \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 수신 신호 $X(k)$ 가 프리앰블 혹은 파일럿 신호인 경우 두 신호는 상관관계에 의해 일정한 (constant) 값을 갖는다. 또한 논문에서 채널 추정은 완전한 채널 추정(perfect channel estimation)으로 가정하면 $\hat{H}(k)=H(k)$ 가 된다. 따라서 공통 위상 오프셋 성분만이 존재하게 된다. 식 (7)에서 결과적으로 성분은 위상의 회전이 평균화되는 값에 따라 결정된다. AFC 블록에서의 반송파 주파수 오프셋 추정 알고리즘의 성능에 따라 좌우되나, 일부 회전하는 심벌은 식 (7)을 통해 위상을 보정하여 심벌을 복원할 수 있다.

III. 컴퓨터 모의실험

본 논문에서는 컴퓨터 모의실험을 위해 전술한 바와 같이 SC-FDE 시스템을 구성하였다. 그림 1 (a)와 같이 서브프레임을 구성하고, 그림 1 (c)와 같이 프레임 을 구성하였다. 송신 훈련 신호로는 길이가 16인 CAZAC (constant amplitude zero autocorrelation) 시퀀스를 사용하였으며^[9], 송신 데이터 심벌은 QPSK 변조 구성하였다. 송신 훈련 신호는 PSK 기반의 변조를 갖는 신호를 사용하는 경우 동일하게 알고리즘을 적용 가능하다.

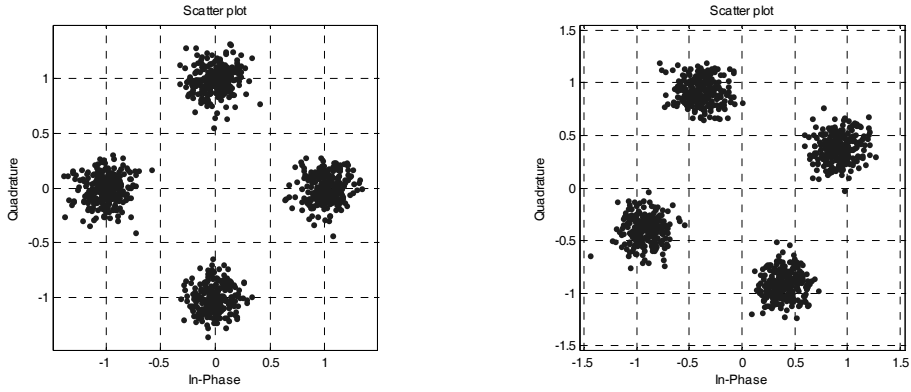
하나의 서브프레임은 FFT 크기에 따라 결정되는데, 본 논문에서는 1024의 FFT 크기를 사용하였다. 보호구간의 크기는 서브프레임 길이의 1/8만큼으로 설정하였다. 송신 신호의 채널의 대역폭을 제한하기 위하여 RRC (root-raised cosine) 필터를 구성하였고, RRC 필터의 roll-off 계수 값은 0.25로 두었다. 신호의 전체 대역폭은 10 MHz로 가정하였다.

SC-FDE 시스템은 반송파 주파수 오프셋 성분과 잡음이 존재하고, 또한 백색 가우시안 잡음 채널과 $K=8$ 인 Rician 페이딩 채널을 통과한 시스템을 고려하였다. 또한 송수신기 간 공통 위상 오프셋 역시 고려하였다. 심벌 타이밍 동기는 맞았다고 가정하였고, 반송파 주파수 오프셋은 AFC 블록의 반송파 주파수 오프셋 추정 알고리즘을 통해 보상하였다고 가정하였다. 공통 위상 오프셋 $\Delta\theta_0$ 는 임의의 값으로 설정하였다. 또한 수신기에서 컴퓨터 모의실험의 편의를 위해 완전한 채널 추정을 통한 보상을 가정한다.

AWGN 채널 환경에서 신호 대 잡음비(E_b/N_0)에서의 정상도를 그림 4에 나타내었다. 그림 4의 (a)는 잡음의 영향만 존재하는 경우, (b)는 잡음과 공통 위상 오프셋의 영향을 나타낸 것이다.

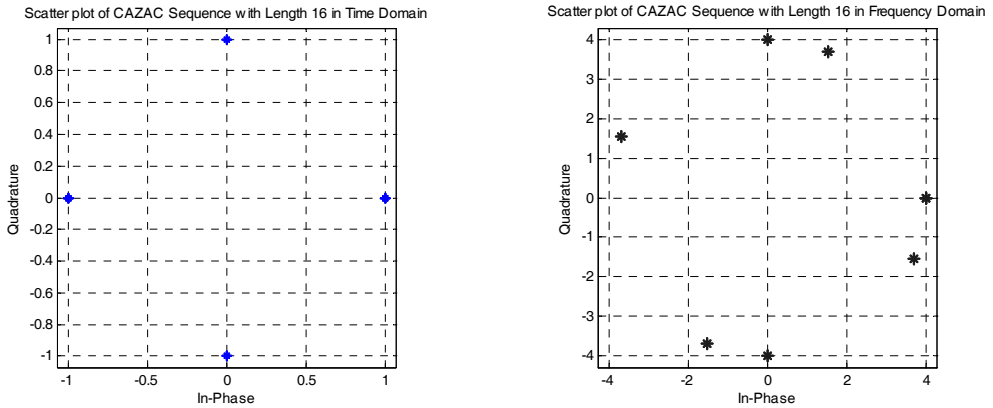
공통 위상 오프셋을 보상하기 위하여 채택한 훈련 신호 길이 16의 CAZAC 시퀀스는 그림 5 (a)와 같이 QPSK의 위상을 가지며, 이를 주파수 영역에서 위상을 확인할 경우 그림 5 (b)와 같이 7개의 위상을 갖는 것을 확인할 수 있다. 그림 5 (c)에서 공통 위상 오프셋을 $\pi/8$ 만큼 주었을 경우 심벌의 위상이 공통적으로 회전하는 것을 볼 수 있는데, 이 위상 오프셋은 주파수 영역에서 확인하는 경우 식 (6)과 같이 동일하게 그림 5 (d)의 위상이 일정하게 회전한 것을 확인할 수 있다.

제안한 추정 기법의 성능은 평균 제곱 오차(mean

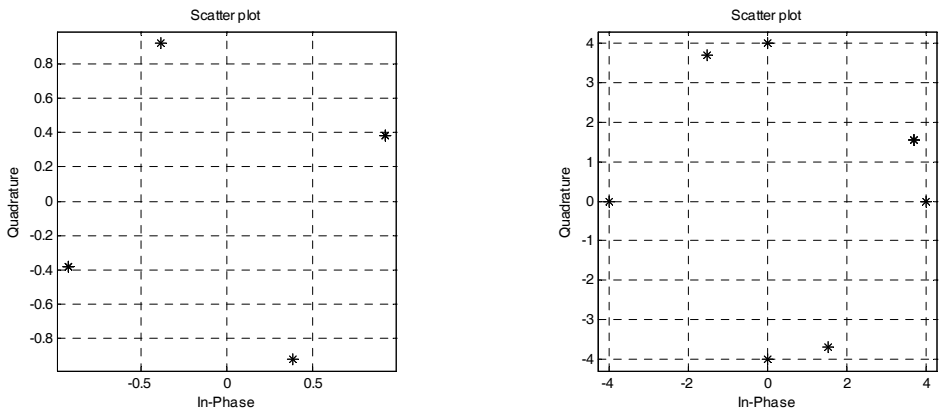


(a) $E_b/N_0 = 15dB$ 에서 공통 위상 오프셋이 없는 경우의 QPSK 수신 신호 성상도 (b) $E_b/N_0 = 15dB$ 에서 공통 위상 오프셋이 존재하는 경우의 QPSK 수신 신호 성상도

그림 4. AWGN 채널 환경에서 $E_b/N_0 = 15dB$ 에 공통 위상 오프셋의 유무에 대한 QPSK 수신 신호의 성상도



(a) 시간 영역에서의 길이 16의 CAZAC 시퀀스의 성상도 (b) 주파수 영역에서의 길이 16의 CAZAC 시퀀스의 성상도



(c) 공통 위상 오프셋 성분이 포함된 시간 영역에서의 길이 16의 CAZAC 시퀀스의 성상도 (d) 공통 위상 오프셋 성분이 포함된 주파수 영역에서의 길이 16의 CAZAC 시퀀스의 성상도

그림 5. 길이 16의 CAZAC 시퀀스의 시간/주파수 영역에서의 성상도

square error, MSE)를 통해 성능을 확인한다. 그림 6은 AWGN 채널 환경에서 각 신호 대 잡음비에 대응하는 위상 추적 알고리즘의 성능을 나타낸 것이다. 그림 6에서 확인할 수 있듯이 각 성능은 AWGN 채널에서는 동일하게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이는 위상의 오프셋이 동일하고 추정 알고리즘을 동일하게 적용하기 때문이다. 따라서 각 성능의 차이는 발생하지 않는다.

$K=8$ 인 Rician 페이딩 채널을 고려한 경우 FDE 이전 고려한 추정 알고리즘은 채널에 대한 보상이 이루어지지 않게 되므로, 채널에 대한 영향으로 인하여 제대로 보상이 이루어지지 않기 때문에 추정 성능이 떨어지게 된다. 그러나 FDE를 통해 채널 보상이 이루어진 경우 시간 영역에서와 동일하게 위상을 보상할 수 있기 때문에 동일한 성능을 갖는다. 따라서 혼련 신호를 활용한 시스템에서는 이를 추정할 수 있다. 그림 7에서 확인할 수 있듯이 공통 위상 오프셋의 결과를 MSE를 통하여 성능을 확인하였으며, 이에 대한 결과를 확인하였을 때, AWGN

과 같이 채널을 보상한 경우 시간 영역과 주파수 영역에서의 추정이 모두 유사하게 성능이 나타난다는 것을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 SC-FDE 시스템의 주파수 영역에서의 공통 위상 오프셋에 대한 주파수 영역에서의 추적 기법에 대하여 제안하였다. 본 논문에서는 SC-FDE 시스템에서 적용할 프레임 구조에 대하여 살펴보고, 이에 상대적 오버헤드가 적은 SC-CP의 구조를 채택하였다. CAZAC 시퀀스로 혼련 신호를 채택하고 이를 이용하여 프레임을 구성하였다. 구성된 프레임을 이용하여 채널 추정 및 등화 후 제안한 주파수 영역 위상 추적 기법과 시간 영역에서의 위상 추적 기법을 비교하였다. 컴퓨터 모의실험 결과 주파수 영역의 위상 추적 기법은 기존 단일 반송파 시스템의 알고리즘이 적용된 결과에 비교하여 시간과 주파수 영역간의 이동이 없어 주파수 영역으로 보상하는 알고리즘에 비해 복잡도가 낮고, 시간 영역의 보상 성능과 동등한 성능으로 시스템에 적용 가능하다.

참 고 문 헌

- [1] R. V. Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, B. Eidison, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Communications Magazine*, 40(4), pp.58-66, Apr., 2002.
- [3] J. G. Proakis, M. Salehi, *Digital Communications*, 5th Ed., McGrawHill, 2008.
- [4] T. M. Schmidl, D. C. Cox, "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM," *IEEE Trans. on Commun.*, 45(12), pp.1613-1622, Dec., 1997.
- [5] 김지현, 김환우, "OFDM 및 SC-CP 시스템에 대한 결정지향 방식의 평균위상에러 정정," *대한전공학회 논문지*, 42-TC(12), pp.923-930, Dec., 2005
- [6] H. Yu, M. Kim, J. Ahn, "Carrier frequency and timing offset tracking scheme for SC-FDE

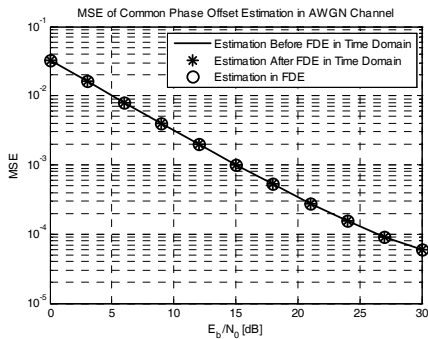


그림 6. AWGN 채널 환경에서 신호 대 잡음비(E_b/N_0)에 대응하는 추정 알고리즘의 MSE 성능

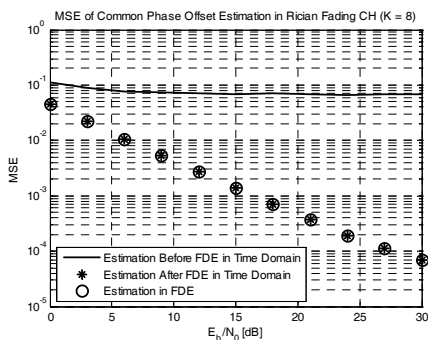


그림 7. Rician 페이딩 채널 환경에서 신호 대 잡음비(E_b/N_0)에 대응하는 추정 알고리즘의 MSE 성능

systems,” *IEEE Proc. on PIMRC 2003*, pp.1-5, Beijing, China, Sep., 2003.

[7] M. Huemer, H. Witschnig, J. Hausner, “Unique Word Based Phase Tracking Algorithms for SC/FDE-Systems,” *IEEE GLOBECOM 2003*, pp. 70-74, San Francisco, USA, Dec., 2003.

[8] H. Witschnig, T. Mayor, A. Springer, A. Koppler, L. Maurer, M. Huemer, R. Weigel, “A different look on cyclic prefix for SC/FDE,” *IEEE Proc. on PIMRC 2002*, pp.824-828, Lisboa, Portugal, Sep., 2002.

[9] R. C. Heimiller, “Phase Shift Pulse Code with Good Periodic Correlation Properties,” *IRE Trans. on Information Theory*, 7(4), pp.254-257, Oct., 1961.

[10] J. Zamorano, J. Nsenga, W. Van Thillo, A. Bourdoux, F. Horlin, “Impact of phase noise on OFDM and SC-CP,” *IEEE GLOBECOM 2007*, pp. 3822-3825, Washington D. C., USA, Nov., 2007.

[11] M. Sabbaghian and D. Falconer, “Joint turbo frequency domain equalization and carrier synchronization,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 7(1), pp.204-212, Jan., 2008.

김 영 제 (Youngje Kim)

정회원



2003년 8월 충남대학교 전자공학
교육과 학사
2005년 8월 충남대학교 전자공
학과 석사
2010년 2월 충남대학교 전자공
학과 박사
2010년 1월~현재 삼성탈레스

전문연구원

<관심분야> Anti-jamming, Estimation Theory,
Military Communication System, Synchronization

박 증 훈 (Jonghun Park)

정회원



2005년 8월 한국정보통신대학교
(현 KAIST ICC) 전자공학과
학사
2008년 2월 한국정보통신대학교
(현 KAIST ICC) 전자공학과
석사
2010년 4월~현재 삼성탈레스

선임연구원

<관심분야> Estimation Theory, Military Wireless
Communication System, Multicarrier System

조 정 일 (Jungil Cho)

준회원



2009년 2월 인하대학교 전자공
학과 학사
2011년 2월 인하대학교 전자공
학과 석사
2011년 1월~현재 삼성탈레스
연구원

<관심분야> Cognitive Radio,
Cooperative Communication, Military Wireless
Communication System

조 형 원 (Hyung-Weon Cho)

정회원



1992년 2월 광운대학교 전자공
재료학과 학사
1994년 2월 광운대학교 전자공
재료학과 석사
2006년 9월~현재 연세대학교
전기전자공학과 박사과정
1997년 7월~현재 삼성탈레스

수석연구원

<관심분야> Military Communications, 통신 시스템
및 네트워크 설계 및 최적화