

# 단일 OFDM 심볼을 이용한 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법

준회원 정인재\*, 정회원 김용석\*\*, 이규하 종신회원 최형진\*

## A New Sampling Frequency Offset Estimation Algorithm Using a Single OFDM Symbol

In-Jae Jung\* Associate Member, Yong-Serk Kim\*\*, Kyu-Ha Lee Regular Members  
Hyung-Jin Choi\* Lifelong Members

### 요약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서는 수신단의 샘플링 주파수가 정확하지 않을 경우 샘플링 주파수 오프셋으로 인한 ICI (Inter-Carrier Interference) 현상이 발생하여 수신 성능의 열화를 초래한다. 일반적으로 샘플링 주파수 오프셋의 추정은 연속된 2개의 OFDM 심볼의 파일럿 신호 또는 약속된 신호간의 상관을 통하여 수행되는데, 이 경우 전송 효율 저하 및 OFDM 시스템의 규격에 따라 적용이 불가능할 수 있다는 단점을 가진다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 단일 OFDM 심볼을 이용한 새로운 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법을 제안한다. 제안된 방식은 단일 OFDM 심볼을 이용하므로 전송 효율의 저하 없이 보다 유연하게 OFDM 기반 시스템 규격에 적용 가능하며, 기존의 주파수 영역에서 샘플링 주파수 오프셋을 추정하는 기법보다 더 많은 관찰을 통한 샘플링 주파수 오프셋 추정의 신뢰성을 증가시킬 수 있다. 제안된 방식의 성능을 다양한 모의 실험을 통해 기존의 기법과 비교 분석하였으며 이를 통하여 제안된 기법 적용한 경우 AWGN 채널 및 페이딩 채널 환경에서 샘플링 오프셋 추정 및 보상을 통해 시스템의 성능을 크게 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

**Key Words** : OFDM, Sampling frequency, Sampling clock control

### ABSTRACT

In OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system, sampling frequency offset causes performance degradation due to increase of ICI. Sampling frequency offset can be generally estimated by correlation of the pilot signal or the known pattern within two contiguous OFDM symbol however, this method has the throughput degradation and the difficulty in applying to various OFDM systems. In this paper, we propose a new algorithm for sampling frequency offset estimation which can solve aforementioned issues. The proposed algorithm uses a single OFDM symbol to prevent throughput degradation and to apply to various OFDM-based communication systems flexibly. Also, the proposed algorithm can enhance reliability by observing more number of correlations compared to the established algorithm in frequency domain. Extensive computer simulation shows that the proposed algorithm can improve the system performance in various channel conditions.

### 1. 서론

디지털 OFDM 수신기는 수신 OFDM 신호에 대

하여 샘플링 주파수로 정해지는 정격 주기 간격으로 샘플링을 수행한다. 수신단의 샘플링 주파수가 정확하지 않을 경우 신호 스펙트럼의 주파수 이동

\* 성균관대학교 전자전기공학과 통신시스템연구소 (hjchoi@ece.skku.ac.kr),

\*\* 삼성전자 TN총괄 통신연구소 (yskimasi@samsung.com),

\*\*\* 삼성탈레스

논문번호 : KICS2005-08-355, 접수일자 : 2005년 11월 21일

에 의해 부반송파간의 간섭(ICI)이 발생하여 수신 성능이 열화된다<sup>[1][2]</sup>. 따라서 샘플링 주파수 동기를 통해 수신 성능을 향상시킬 필요가 있다.

일반적인 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법은 시간 영역에서의 추정 기법과 주파수 영역에서의 추정 기법으로 분류할 수 있다. 시간 영역에서의 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법은 하나의 OFDM 심볼 내의 2 개의 샘플 값의 상관을 이용하여 오프셋을 추정한다. 그러나 시간 영역의 각 샘플 값은 OFDM 심볼의 모든 부반송파 신호와 관련된 신호이므로 오프셋 추정을 위한 연산량이 많다. 따라서 오프셋 추정을 위해 OFDM 심볼 내 하나의 부반송파에만 신호를 할당한 특수한 훈련 심볼을 전송한다<sup>[3]</sup>. 이와 같은 시간 영역에서의 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법은 특수한 OFDM 심볼 구조를 이용하므로 다양한 시스템 구조에 적용하기 어려운 단점을 가진다.

주파수 영역에서의 오프셋 추정 기법은 일반적으로 2 개의 연속된 OFDM 심볼을 이용한다. 그러나 이 방식의 적용을 위해 연속된 2개의 OFDM 심볼이 동일한 형태로 전송되는 구조를 고려한다면 전체적으로 전송 효율이 크게 저하될 것이며 또한 동일하지 않은 형태를 고려한다고 해도 연속된 OFDM 심볼 내 파일럿 위치가 같아야 추정이 가능하다는 제약이 있다<sup>[4]</sup>.

본 논문에서는 데이터 영역의 단일 OFDM 심볼을 이용해 수신단에서 샘플링 주파수 오프셋이 발생한 경우 이를 추정할 수 있는 기법을 제안한다. 제안된 기법은 데이터 영역의 단일 OFDM 심볼에 속한 파일럿 신호를 이용하기 때문에 전송 효율의 감소가 없으며 파일럿 신호 위치 변화에 영향을 받지 않으므로 다양한 시스템 규격에 유연성 있는 적용이 가능한 장점을 가진다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 샘플링 주파수 오프셋이 존재하는 경우 시스템에 미치는 영향을 분석하고 3장에서는 이를 추정하는 일반적인 알고리즘에 대해서 설명한다. 4장에서는 본 논문에서 제안하는 단일 OFDM 심볼을 이용한 샘플링 주파수 오프셋 추정 알고리즘을 설명하며, 5장에서는 컴퓨터 모의 실험을 통해 제안된 알고리즘의 성능을 분석한다. 마지막으로 6장에서 결론을 맺는다.

## II. 샘플링 주파수 오프셋의 영향 분석

그림 1은 샘플링 주파수 오프셋이 발생할 경우, 매 정격 샘플 구간에 대한 샘플링 지점을 표현한 것이

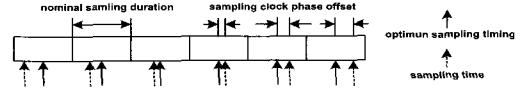


그림 1. 샘플링 주파수 오프셋의 영향

다. 이 같은 오프셋이 발생할 경우 시스템에 미치는 영향은 다음과 같이 분석할 수 있다.

먼저, 채널을 통해 전송되는 일반적인 OFDM 신호는 다음과 같다.

$$s(t) = \frac{1}{N} e^{j2\pi f_c t} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} a_{l,k} \cdot e^{\frac{j2\pi k(t - (N_g + lN_s)T)}{NT}} \quad (1)$$

여기서  $a_{l,k}$ 는  $l$  번째 OFDM 심볼의  $k$  번째 부반송파 송신 신호를 나타내며,  $N$ 은 FFT의 크기,  $N_g$ 는 보호구간에 해당하는 심볼 크기를 의미한다. 그리고  $f_c$ 는 송신단의 반송파 주파수이며  $N_s$ 는 OFDM 심볼의 전체 크기를 나타내고  $T$ 는 샘플링 주기를 나타낸다. 따라서  $N_s = N + N_g$ 이며  $N_s \cdot T$ 는 하나의 OFDM 심볼 구간이 된다.

채널을 거쳐 수신된 신호는 수신단 반송파 주파수  $f_R$ 를 이용해 다시 기저 대역 신호로 변환되며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r_l(t) = \frac{1}{N} e^{j2\pi f_R t} \sum_{k=0}^{N-1} a_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{\frac{j2\pi k(t - (N_g + lN_s)T)}{NT}} + w_l(t) \quad (2)$$

여기서  $4f (=f_c - f_R)$ 는 송신단 반송파 주파수와 수신단 반송파 주파수 간의 주파수 오프셋을 의미하며,  $H_{l,k}$ 는 채널의 주파수 영역 전달 함수를 나타내고,  $w_l(t)$ 는 가우시안 잡음(AWGN : Additive White Gaussian Noise)을 의미한다. 주파수 오프셋이 존재하지 않고 채널에 의한 지연이 보호 구간보다 짧을 경우 신호 왜곡 현상이 발생하지 않으며, 그때의 수신단에 입력된 시간 영역 신호는 식 (3)과 같다.

$$r_l(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{\frac{j2\pi kt}{NT}} + w_l(t) \quad (3)$$

식 (3)을 이산 시간 영역에서 표현하면  $t = nT$  로 나타낼 수 있으므로 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$r_l(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{\frac{j2\pi kn}{N}} + w_l(n) \quad (4)$$

수신단의 샘플링 주기를  $T'$ 라고 가정하면 수신단에서의 샘플링 주파수  $f_s$ 에 대하여 정규화된 샘플링

주파수 오프셋  $\eta$ 는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta = \frac{T' - T}{T}, \quad \left( f_s = \frac{1}{T'} \right) \quad (5)$$

$$r_{l,n} = r(t_n), \quad (0 \leq n \leq N-1, t_n = (l \cdot N_s + N_g)T' + nT') \quad (6)$$

수신단에서 샘플링 클럭 주기를  $T$ 로 하였을 때 보호 구간이 제거된  $l$ 번째 OFDM 심볼은 식 (6)과 같으므로, 식 (5), (6)을 식 (2)에 적용하여 정리하면 주파수 오프셋과 샘플링 주파수 오프셋이 존재할 경우 시간 영역에서 수신된  $l$ 번째 OFDM 심볼을 식 (7)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_l(n) &= \frac{1}{N} e^{j2\pi\Delta f n} \sum_{k=0}^{N-1} a_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{\frac{j2\pi k(t_n - (N_g + l \cdot N_s)T')}{NT}} + w_l(t) \\ &= e^{j2\pi\Delta f (N_g + l \cdot N_s)(1+\eta)T} e^{j2\pi\Delta f n(1+\eta)T} \\ &\quad \times \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{\frac{j2\pi k n(1+\eta)}{N}} e^{\frac{j2\pi k (N_g + l \cdot N_s)\eta}{N}} + w_l(t) \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 표현한 수신 신호는 FFT 연산을 통해 식 (8)과 같은 주파수 영역의 신호로 변환된다<sup>[5]</sup>.

$$\begin{aligned} R_{l,k} &= a_{l,k} \cdot H_{l,k} \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin(\pi \varepsilon / N)} e^{j\pi \varepsilon} \cdot e^{j2\pi((lN_s + N_g)/N)\varepsilon} \\ &\quad + W_{\Delta f;l,k} + W_{l,k} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서  $\varepsilon = \Delta f N(1+\eta) + k\eta$ 를 나타내고,  $W_{l,k}$ 은 잡음 성분,  $W_{\Delta f;l,k}$ 는 ICI에 의한 왜곡 성분이며 식 (9)와 같다.

$$W_{\Delta f;l,k} = \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} a_{l,m} \cdot H_{l,m} \frac{\sin \pi(m-k+\varepsilon)}{N \sin(\pi(m-k+\varepsilon)/N)} e^{j\pi(m-k+\varepsilon)(N-1)/N} \quad (9)$$

식 (8)에서 주파수 오프셋 및 샘플링 주파수 오프셋이 존재하는 경우 주파수 영역에서 신호의 진폭 감쇄 ( $\frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin(\pi \varepsilon / N)}$ )와 함께 ICI 현상에 의한 신호 왜곡이 발생하는 것을 알 수 있다.

그림 2는 AWGN 채널 및 무선 이동 채널 환경 (ITU Channel Model Vehicular A)에서 100ppm의 샘플링 주파수 오프셋이 존재하는 경우 시스템에 미치는 영향을 분석한 것이다. 모의 실험을 위하여 IEEE 802.16 규격의 1k 경우(FFT size = 1024), 변조 방식은 QPSK를 사용하였다. AWGN 채널에서는 100ppm의 샘플링 주파수 오프셋이 존재하는 경우

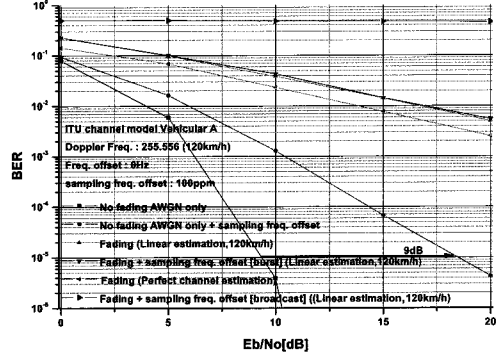


그림 2. 샘플링 주파수 오프셋 존재 시 시스템에 미치는 영향

BER  $10^{-5}$ 을 기준으로 약 9dB의 성능 열화가 발생함을 확인할 수 있다. 채널 추정을 위해 LS(Least Square) 알고리즘과 선형 보간법을 적용한 후 페이딩 채널 환경에서 100ppm의 샘플링 주파수 오프셋의 유무에 따른 성능 평가 결과, 샘플링 주파수 오프셋에 따른 성능 열화가 미비함을 확인할 수 있으며 이러한 현상은 페이딩에 의한 신호 왜곡이 샘플링 주파수 오프셋에 의한 왜곡에 비하여 상대적으로 크며, 또한 매 전송 프레임마다 버스트 전송을 가정하였기 때문에 샘플링 주파수 오프셋이 누적되지 않는 경우에 해당한다. 그러나 브로드캐스트 방식의 경우 샘플링 주파수 오프셋은 OFDM 심볼이 전송됨에 따라 계속해서 누적되므로 매우 심각한 수신 성능 열화를 야기한다.

### III. 일반적인 샘플링 주파수 오프셋 추정 알고리즘

샘플링 주파수 오프셋을 추정하는 방법은 크게 주파수 영역에서의 추정 기법과 시간 영역에서의 추정 기법으로 나눌 수 있다. 주파수 영역에서의 추정 기법은 일반적으로 연속적으로 전송된 2개의 OFDM 심볼에 대한 주파수 영역에서의 심볼간 상관관을 이용한다. 채널 및 ICI 현상을 고려하지 않을 경우 수신된 두 개의 OFDM 심볼은 주파수 영역에서 다음과 같이 상대적인 샘플링 주파수 오프셋의 형태로 근사화시킬 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$\begin{aligned} R_{l,k} &= a_{l,k} + W_{l,k} \\ R_{l+1,k} &= a_{l+1,k} e^{j2\pi(\Delta f + m\eta)} + W_{l+1,k} \end{aligned} \quad (10)$$

오프셋 추정을 위해  $a_{l,k}$ 와  $a_{l+1,k}$ 는 동일한 신호를 사용하므로 주파수 오프셋이 없고 샘플링 주파수 오프셋만 존재하는 경우  $R_{l,k}$ 과  $R_{l+1,k}$ 는 식 (11)과 같은 관계를 가지며, 식 (12)와 같이 샘플링 주파수 오프셋

을 추정할 수 있다.

$$R_{l+1,k} = R_{l,k} \cdot e^{j2\pi k \cdot \eta} \quad (11)$$

$$\eta = \frac{1}{2\pi \cdot m} \arg(R_{l,m}^* \cdot R_{l+1,m}) \quad (12)$$

위의 수식을 바탕으로 파일럿 신호 및 약속된 신호를 이용하여 샘플링 주파수 옵셋을 추정할 수 있다. 파일럿 신호를 이용하는 기법은 연속된 2 개의 OFDM 심볼에 대한 각각의 파일럿 신호를 비교하여 옵셋을 추정하며, 식 (11), (12) 에서 확인할 수 있듯이 각 OFDM 심볼 내의 파일럿 신호 위치( $k$ )가 동일해야 한다는 제약을 가진다. 약속된 신호를 이용하는 기법은 동일한 OFDM 심볼을 연속해서 2 번 전송하여 각 심볼간의 상관을 이용해 샘플링 주파수 옵셋을 추정한다. 하지만 두 방식 모두 동일한 신호를 연속적으로 전송해야 하기 때문에 전송 효율이 저하되는 단점을 가진다.

시간 영역 신호를 이용한 옵셋 추정 방법은 다음과 같다. 식 (4)와 (7)을 비교하면 샘플링 주파수 옵셋이 존재하는 경우  $e^{j2\pi kn/N} e^{j2\pi k(Ng+lns)\eta/N}$ 의 영향이 수신 신호에 발생함을 확인할 수 있다. 따라서 식 (13)과 같이  $l$ 번째 OFDM 심볼의 시간 영역에서의  $n$ 번째 샘플과  $d$ 만큼 지연된  $n+d$ 번째 샘플의 연산을 통해 샘플링 주파수 옵셋을 추정할 수 있다.

$$r_{l,n}^* \cdot r_{l,n+d} = \left( \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{j2\pi \frac{kn(1+\eta)}{N}} \right)^* \cdot \left( \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{j2\pi \frac{k(n+d)(1+\eta)}{N}} \right) \quad (13)$$

그러나  $r_{l,n}$ 과  $r_{l,n+d}$ 은 각각  $N$ 개의 샘플링 주파수 옵셋에 관련된 항을 가지므로 연산이 매우 복잡하다. 보다 간단한 추정을 위하여 OFDM 심볼을 하나의 부반송파에 대해서만 신호를 가지고 나머지 부반송파에는 '0'이 할당되는 특수한 형태의 훈련 심볼로 구성할 경우 식 (13)은 식 (14)와 같이 표현할 수 있으며 식 (15)와 같이 샘플링 주파수 옵셋을 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_{l,n}^* \cdot r_{l,n+d} &= \left( \frac{1}{N} a_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{j2\pi \frac{Kn(1+\eta)}{N}} \right)^* \cdot \left( \frac{1}{N} a_{l,k} \cdot H_{l,k} e^{j2\pi \frac{K(n+d)(1+\eta)}{N}} \right) \\ &= \frac{1}{N^2} |a_{l,k} \cdot H_{l,k}|^2 e^{j2\pi \frac{Kd(1+\eta)}{N}} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\eta = \frac{N}{2\pi Kd} \arg(r_{l,n}^* \cdot r_{l,n+d}) - 1 \quad (15)$$

그러나 식 (15)와 같이 옵셋을 추정하기 위해서는 OFDM 심볼이 하나의 부반송파에만 신호가 할당되고 나머지 부반송파에는 '0'이 할당되는 특정한 구조를 가져야 하므로 실제적인 규격에 적용하기 어려운 단점을 가진다<sup>4)</sup>. 따라서 본 논문에서는 이 방식에 대한 성능 평가는 제외하도록 한다.

#### IV. 단일 OFDM 심볼을 이용한 샘플링 주파수 옵셋 추정 기법

본 장에서는 주파수 영역에서 단일 OFDM 심볼을 이용하여 샘플링 주파수 옵셋을 추정하는 기법을 제안한다. 제안된 추정기법은 데이터 영역에서의 단일 OFDM 심볼 내에 포함된 파일럿 신호를 이용한 샘플링 주파수 옵셋 추정을 기본으로 한다. 샘플링 주파수 옵셋은 주파수 옵셋과 같이 심볼이 전송됨에 따라 지속적으로 누적되므로 옵셋이 적절하게 보상되지 못할 경우 시스템에 큰 성능 열화를 초래하지만 단일 OFDM 심볼 내에 미치는 영향은 가우시안 잡음 요소에 비해 미비하다<sup>6)</sup>.

주파수 옵셋과 샘플링 주파수 옵셋이 동시에 존재하는 경우 수신된 신호는 식 (7)과 같으며, 주파수 동기 모듈이 이상적으로 동작하여 샘플링 주파수 옵셋만이 존재할 경우 식 (8)은 식 (16)과 같이 표현 가능하다<sup>7)</sup>.

$$R_{l,k} = a_{l,k} \frac{\sin \pi k \eta}{N \sin(\pi k \eta / N)} e^{j\pi k \eta} \cdot e^{j2\pi \frac{(lN_s + N_g)/N}{k} \eta} + W_{\eta,l,k} + W_{l,k} \quad (16)$$

여기서  $W_{\eta,l,k}$ 은 샘플링 주파수 옵셋으로 발생한 ICI이다.

식 (16)의  $\frac{\sin \pi k \eta}{N \sin(\pi k \eta / N)}$  항은 옵셋에 의한 감쇄 항으로 FFT size가 1024인 경우  $k$ 에 관계없이 '1'에 근접함을 수식적으로 확인할 수 있으며 그림 3을 통해 FFT가 작을 경우에도 동일한 양상을 가짐을 확인할 수 있다.

또한  $W_{\eta,l,k}$ 은 가우시안 잡음에 비해 그 영향이 작으므로 식 (16)은 식 (17)과 같이 근사화 시킬 수 있다<sup>6)</sup>.

$$R_{l,k} = a_{l,k} e^{j\pi k \eta} \cdot e^{j2\pi \frac{(lN_s + N_g)/N}{k} \eta} + W_{l,k} \quad (17)$$

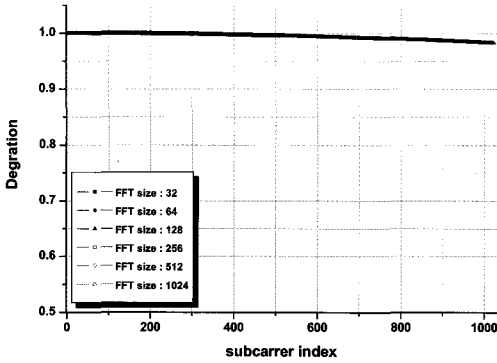


그림 3. FFT 크기에 따른 감쇄 한

제안된 방식은 위와 같이 변형된 식을 기준으로 하나의 OFDM 심볼을 통해 샘플링 주파수 오프셋 추정 가능한 구조를 제시한다.  $l$ 번째 OFDM 심볼 내의 임의의  $k_1$ 번째,  $k_2$ 번째 부반송파에 해당하는 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 R_{l,k_1} &= a_{l,k_1} e^{j\pi k_1 \eta} \cdot e^{j2\pi((N_s + N_g)/N)k_1 \eta} + W_{l,k_1} \\
 R_{l,k_2} &= a_{l,k_2} e^{j\pi k_2 \eta} \cdot e^{j2\pi((N_s + N_g)/N)k_2 \eta} + W_{l,k_2} \quad (18)
 \end{aligned}$$

이때 잡음을 고려하지 않으면 다음과 같은 식이 성립한다.

$$R_{l,k_1}^* \cdot R_{l,k_2} = a_{l,k_1}^* a_{l,k_2}^* e^{j\pi(k_2 - k_1)\eta K}, \quad (K = 2 \cdot (l \cdot N_s + N_g) / N + 1) \quad (19)$$

$a_{l,k_1}$ ,  $a_{l,k_2}$ 는 송수신단간 약속된 파일럿 신호이므로  $R_{l,k_1}$  과  $R_{l,k_2}$ 를 이용한 arc-tangent 연산을 통하여 식 (20)와 같이 샘플링 주파수 오프셋을 추정할 수 있다.

$$E[\hat{\eta}] = E \left[ \frac{1}{\pi(k_2 - k_1)} \cdot \frac{1}{1 + 2(l \cdot N_s + N_g) / N} \cdot \arg(a_{l,k_1}^* a_{l,k_2}^* R_{l,k_1}^* R_{l,k_2}) \right] \quad (20)$$

OFDM 심볼 내에  $P$ 개의 파일럿 신호가 포함되어 있다고 가정한다면 제안된 기법에서 오프셋 추정을 위해 선택할 수 있는 신호의 경우의 수는  ${}^P C_2$ 이며 그림 4와 같이 선택 가능하다. III 장에서 소개되었던 연속된 두 개의 OFDM 심볼 내의 파일럿 신호를 이용할 경우 추정을 위해 관찰할 수 있는 신호의 경우의 수는  $P$ 개이다. 따라서 제안된 기법은 비록 연산량은 증가하나 보다 많은 관찰을 통한 오프셋 추정이 가능하다. 또한 파일럿 신호가 포함된

일반적인 데이터 영역의 단일 OFDM 심볼을 사용하여 오프셋을 추정하기 때문에 전송률 저하 없이 대부분의 시스템에 적용 가능한 장점을 가진다. 예를 들어 IEEE 802.16d/e와 같이 매 OFDM 심볼마다 파일럿 위치가 변하는 시스템에서도 간단히 적용 가능하다.

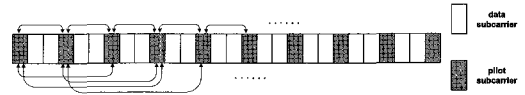


그림 4. 제안된 기법에서 오프셋 추정을 위한 신호 선택 방법

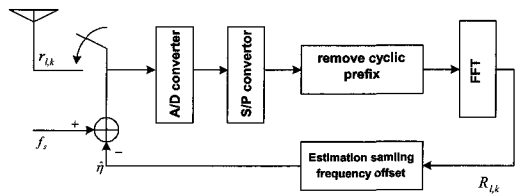


그림 5. 샘플링 주파수 오프셋 보상을 위한 수신단 블록도

그림 5는 샘플링 주파수 오프셋 추정, 보상을 위한 OFDM 수신기의 블록도를 나타낸 것이다.

### V. 컴퓨터 모의 실험 결과

본 절에서는 제안된 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법의 성능 분석을 위해 IEEE 802.16 규격의 1k 경우를 기반으로 데이터 영역의 심볼을 구성하여 컴퓨터 모의 실험을 수행하였다. 무선 환경 채널은 ITU channel A model을 적용하였다.

표 1. 모의 실험에 적용된 OFDM 시스템 파라미터

Parameter	Value
BW	10MHz
Sampling Frequency	10MHz
Sample Duration	100nsec
FFT Size	1024
Used Subcarriers	864
Data Subcarriers	768
Pilot Subcarriers	96
Guard Interval	128

표 1은 컴퓨터 모의 실험에 사용된 파라미터를 나타낸 것이다. 성능 평가는 각 알고리즘을 통해 추

정된 샘플링 주파수 오프셋의 분산 및 PDF(Probability Density Function) 특성과 오프셋 보상을 통한 BER(Bit Error Rate) 개선 성능을 기준으로 하였다.

제안된 기법은 주파수 영역에서 샘플링 주파수 오프셋을 추정하므로 주파수 영역에서의 일반적인 오프셋 추정 기법과 성능 비교를 수행하였다. 모의 실험에 적용된 샘플링 주파수 오프셋은 우선적으로 [6]과 같이 100ppm을 적용하였다.

그림 6은 연속된 2개의 OFDM 심볼의 파일럿 신호간의 상관 관계를 이용하여 샘플링 주파수 오프셋을 추정하는 기법과 제안된 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법의 PDF 특성을 분석한 것이고, 그림 7은 두 기법의 실제적인 분산 성능을 비교 분석한 것이다.

그림 6을 통해 추정된 샘플링 주파수 오프셋의 평균 특성은 유사하지만 분산 특성은 제안된 방식이 우수함을 시각적으로 확인할 수 있다. 그림 7과 같이 각 알고리즘의 실제적인 분산 값을 측정하였을 때 낮은 Eb/No 환경에서 특히 큰 성능 개선이 나타난다. 이는 앞서 언급한 바와 같이 오프셋 추정 시, 관찰 가능한 신호의 수가 제안된 기법의 경우 훨씬 많기 때문이다. 본 모의 실험에서 사용된 OFDM 심볼은 총 96개의 파일럿 신호를 포함한다. 따라서 두 개의 OFDM 심볼의 파일럿 신호를 이용하여 오프셋을 추정하는 기법의 경우 최대 96개의 신호 누적을 통해 오프셋이 가능하다. 그러나 제안된 기법의 경우 최대  ${}_{96}C_2$ 의 신호 누적이 가능하므로 가우시안 잡음 요소에 강건하다. 그러나 제안된 기법에서  ${}_{96}C_2$ 만큼의 모든 경우를 누적하여 샘플링 주파수 오프셋을 추정할 경우 연산량이 상당히 많아지는 단점을 가진다. 따라서 오프셋 추정에 사용되는 파일럿 수를 변화 시키며 추정된 샘플링 주파수 오프셋의 분산 성능을 분석하였다.

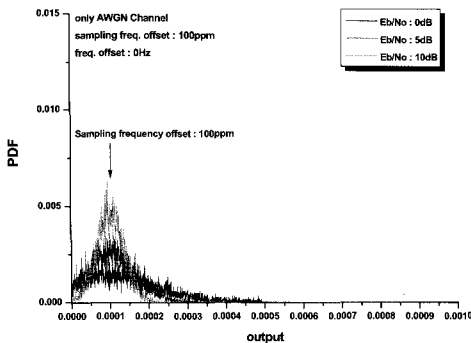


그림 6(a). 주파수 영역에서의 일반적인 기법을 통해 추정된 오프셋 PDF 특성

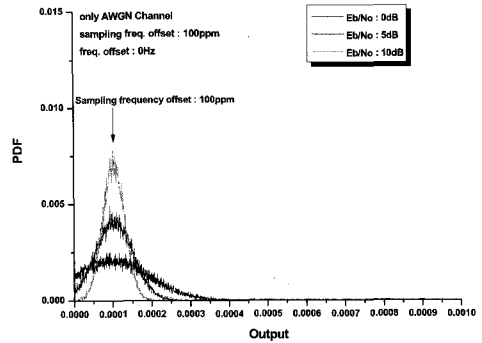


그림 6(b). 제안된 기법을 통해 추정된 오프셋 PDF 특성

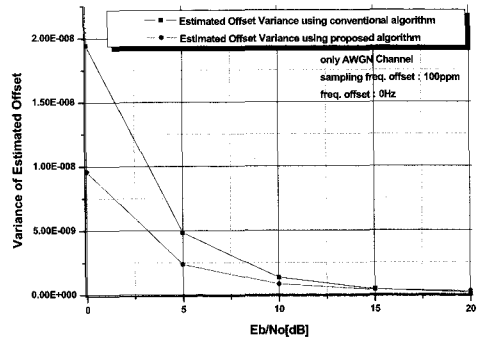


그림 7. 각 기법을 통해 추정된 오프셋 분산 특성

그림 8은 샘플링 주파수 오프셋 추정에 사용된 파일럿 수에 따른 분산 성능을 나타낸다. 결과를 통해 96개의 파일럿 중 48개의 파일럿을 사용해도 분산 성능에는 큰 열화가 발생하지 않음을 알 수 있다. 따라서 이후에는 48개의 파일럿을 이용하여 샘플링 주파수 오프셋을 추정하였다.

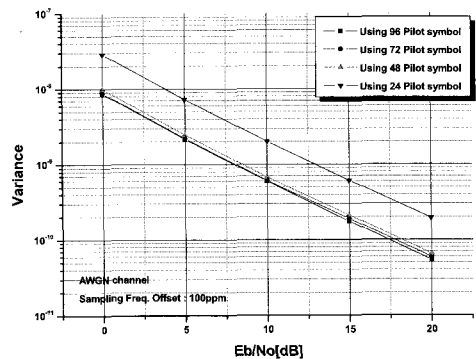


그림 8. 파일럿 수에 따른 추정된 샘플링 주파수 오프셋 값의 분산 성능

그림 9는 AWGN 채널 환경 연속된 2 개의 OFDM 심볼 내의 파일럿 신호를 이용한 기법과 제

안된 샘플링 주파수 추정 알고리즘을 통해 보상한 경우 BER 성능을 분석한 것이다. AWGN 환경에서 100ppm의 샘플링 주파수 오프셋이 존재할 경우 오프셋이 존재하지 않는 경우보다 BER  $10^{-5}$ 을 기준으로 약 9dB 성능 열화가 발생함을 확인할 수 있다. 분석 결과에서 알 수 있듯이 기존 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법을 통해 오프셋을 보상한 경우의 BER 성능은 샘플링 주파수 오프셋이 발생하지 않은 경우에 대해 약 2dB의 성능 열화가 발생하는 반면 제안된 추정 기법을 통해 샘플링 주파수 오프셋을 추정 보상한 경우 AWGN만 존재하는 경우에 비해 BER  $10^{-5}$ 에서 약 0.7dB의 성능 열화만이 발생한다. 그림 6과 7의 결과를 통해 확인할 수 있듯이 샘플링 주파수 오프셋 추정은 매 심볼마다 갱신되므로 추정된 오프셋의 평균 특성 보다 분산 특성이 성능에 큰 영향을 미친다. 따라서 추정된 주파수 오프셋의 분산 성능이 우수한 제안된 알고리즘이 기존 방식에 비해 우수한 추정 성능을 가진다.

그림 10은 다중 경로 페이딩 환경에서 제안된 기법을 통해 오프셋을 보상하였을 때 성능 개선 효과를 보여준다. 그림 2에서 확인할 수 있듯이 100ppm의 오프셋은 페이딩 환경에서는 확연한 성능 열화가 발생하지 않았으므로 성능 개선 효과를 확인하기 어렵다. 따라서 본 논문에서는 500ppm의 큰 샘플링 주파수 오프셋을 설정하여 시스템에 미치는 영향 및 개선 효과를 분석하였다. 500ppm의 샘플링 주파수 오프셋을 보상하지 않았을 경우 BER 성능은 error floor 형태의 큰 열화가 발생하였다. 하지만 제안된 기법을 통해 오프셋을 보상하였을 경우 오프셋이 존재하지 않을 때의 성능에 근접하는 것을 확인할 수 있다.

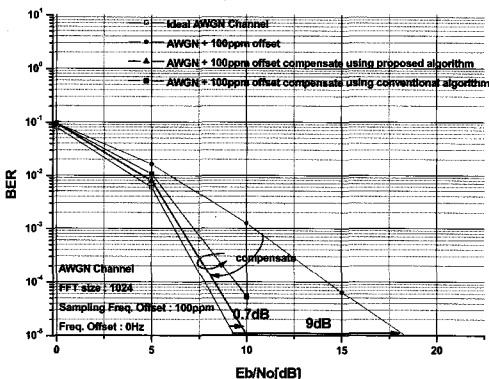


그림 9. 각 알고리즘을 통해 샘플링 주파수 오프셋을 보상한 경우 BER 특성 (AWGN 채널)

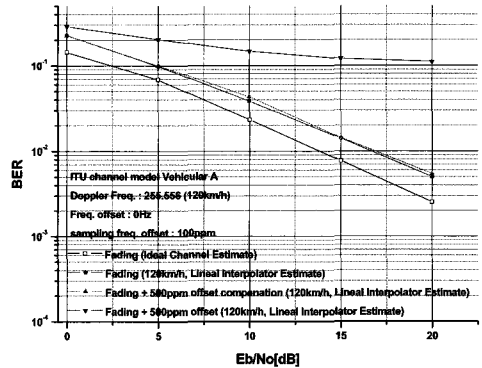


그림 10. 제안된 기법으로 오프셋 보상한 경우 BER 특성 (Fading 채널)

## VI. 결론

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 샘플링 주파수 오프셋 추정을 위한 새로운 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 데이터 영역의 단일 OFDM 심볼내의 파일럿 신호만을 이용해 샘플링 주파수 오프셋이 추정 가능하므로 전송 효율의 감소가 없다. 또한 하나의 OFDM 심볼만을 이용하므로 심볼마다 파일럿 신호의 위치가 변하는 실제적인 시스템에서도 간단히 적용이 가능한 장점을 가진다. 모의 실험에서 확인할 수 있듯이 제안된 방식은 기존 주파수 영역 추정 기법과 비교했을 때 AWGN 및 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 보다 우수한 성능을 나타내며, 따라서 샘플링 주파수 오프셋으로 인한 수신단 성능 열화를 보다 더 효율적으로 극복할 수 있다.

## 참고 문헌

- [1] B. Yang, Z. Ma, Cao, "ML-Oriented DA Sampling Clock Synchronization for OFDM System," *Commun. Tech. Proc.*, 2000. WCC-ICCT 2000 Vol.1, pp. 781-784, 21-25 Aug. 2000.
- [2] M. Speth, D. Daecke, and H. Meyr, "Minimum Overhead Burst Synchronization for OFDM Based Broad Transmission," *Proc. Globecom '98* pp. 3227-3232, 1998.
- [3] 정원기, 조용수, "OFDM 시스템의 샘플링 주파수 오프셋 추정 기법," *한국통신학회논문지*, 99-9 vol.24 No.9B
- [4] M. SlisKovic, "Sampling Frequency Offset Estimation and Correction in OFDM Sys-

tems," *Electronics, Circuits and Systems*, 2001, ICECS 2001, *The 8th IEEE International Conference on*, Vol.1, pp. 437-440, 2-5 Sept. 2001.

- [5] Michael Speth, Stefan A. Fechtel, Gunnar Fock, and Heinrich Meyr, "Optimum Receiver Design for Wireless Broad-Band Systems Using OFDM-Part I," *Communications, IEEE Transaction on* Vol.47, Issue 11, pp. 1668-1677 Nov. 1999.
- [6] S.Y.Liu, and J.W.Chong, "A Study of Joint Tracking Algorithms of Carrier Frequency Offset and Sampling clock Offset of OFDM-based WLANS," *Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions, IEEE 2002 International Confernece on*, Vol.1, pp109-113, 29 June-1 July 2002.
- [7] H. Zou, B. McNari, and B. Daneshrad, "An Integrated OFDM Receiver for High-Speed Mobile Data Communications," *Global Telecommunications Conference, 2001, GLOBECOM'01, IEEE*, Vo1.5, pp. 3090-3094, 25-29 Nov. 2001.

정 인 재 (In-Jae Jung)

준회원



2004년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 학사  
 2004년 3월~현재 성균관대학교 전자전기공학부 석사과정  
 <관심분야> 무선 이동 통신, OFDM synchronization, 모뎀 알고리즘 개발 등.

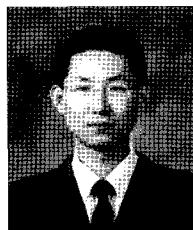
김 용 석 (Yong-Serk Kim)

정회원

1983년 2월 성균관대학교 전자공학과 학사  
 1983년 1월~현재 (주) 삼성전자 통신 연구소 수석연구원/모뎀알고리즘Lab장  
 1997년 2월~1999년 2월 성균관대학교 전자공학과 겸임교수  
 1991년 5월 발명의 날 '대통령상' 수상  
 2000년 2월 삼성 그룹 '기술상 대상' 수상  
 2000년 4월 정보통신의 날 '국무총리상' 수상  
 2002년 12월 (주) 삼성전자 '사내 명예 박사' 학위 수여  
 <관심분야> 이동통신 단말기의 모뎀 알고리즘 및 L1 SW 개발, SOC 설계 등.

이 규 하 (Kyu-Ha Lee)

정회원



1997년 연세대학교 전자공학과 학사  
 1999년 연세대학교 전자공학과 석사  
 2005년 연세대학교 전기전자공학과 박사  
 2001년 1월~현재 삼성탈레스 기술개발팀 책임연구원

<관심분야> 통신신호처리, 통신시스템, SDR, 실시간 시스템

최 형 진 (Hyung-Jin Choi)

종신회원



1974년 2월 서울대학교 전자공학과 학사  
 1976년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 석사  
 1976년 3월~1979년 7월 (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> 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성 통신 및 동기화 기술을 포함한 MODEM 기술 등.