

# OFDM 시스템을 위한 새로운 정수 주파수 오프셋 검파 기법

준회원 송정환\*, 윤태웅\*, 이명수\*, 이영윤\*, 김상훈\*, 종신회원 윤석호\*

## Novel Integer Frequency Offset Detection Method for OFDM Systems

Chonghan Song\*, Taeung Yoon\*, Myungsoo Lee\*, Youngyoon Lee\*,  
Sanghun Kim\* *Associate Members*, Seokho Yoon\*<sup>o</sup> *Lifelong Member*

### 요약

최근 Ren에 의해 일반화된 직교 주파수 분할 다중 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 시스템을 위한 주파수 오프셋 추정 기법이 제안되었다[9]. Ren 기법은 훈련 심벌의 구조에 관계없이 주파수 오프셋을 추정할 수 있으며, 추정 정확도 또한 훈련심벌에 좌우되지 않는다. 그러나 Ren의 기법은, 정수 주파수 오프셋의 검파 확률이 소수 주파수 오프셋에 민감하여, 소수 주파수 오프셋에 따라 정수 주파수 오프셋의 검파 확률이 변하는 문제가 있다. 본 논문에서는 정수 주파수 오프셋의 검파를 위하여 새로운 검파 기준을 세우고, 검파 기준과 최대 우도 기법을 (maximum likelihood: ML) 따르는 효율적인 정수 주파수 오프셋 검파 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 소수 주파수 오프셋에 강인하며, 기존 Ren 기법보다 우수한 검파 확률을 가진다. 그리고 모의실험 결과를 통해 기존 기법보다 우수한 성능을 확인할 수 있다.

**Key Words** : Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), Integer Frequency Offset, Training Symbol

### ABSTRACT

Recently, frequency offset estimation method for orthogonal frequency division multiplexing has been proposed by Ren et al. (REA)[9]. The method can estimate an frequency offset independently from training symbol structure. In REA method, however, the detection probability of integer frequency offset is varying according to fractional frequency offset. In this paper, we first analysis REA frequency offset estimation method, and define new detection criteria suitable for the method. Then, we propose efficient integer frequency offset estimation method based on the new detection criteria and maximum likelihood method. The proposed method still has the advantages of REA method, while overcome the drawback. The numerical results demonstrate that the proposed methods outperform the REA method, in terms of integer frequency offset detection probability.

### I. 서론

직교 주파수 분할 다중(orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 기술은, 기존 단일 반송파 통신 시스템과 비교하여 많은 장점을 지닌다. 특히 다중 경로 페이딩에 강인하며, 주파수 사

용에 있어 효율성이 높고, 등화기의 구조가 간단해지는 장점이 있다<sup>1)</sup>. 이러한 장점들 때문에, 디지털 가입자 망(digital subscriber line: DSL), 유럽 디지털 오디오 및 비디오 방송(digital audio and video broadcasting: DAB/DVB), IEEE 802.11a, Hiper-LAN II 등 많은 통신 시스템의 표준으로 채택되어 왔다.

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음(IITA-2009-C1090-0902-0005)

\* 성균관대학교 정보통신공학부(syoon@skku.edu, ° : 교신저자)

논문번호 : KICS2009-04-165, 접수일자 : 2009년 4월 17일, 최종논문접수일자 : 2009년 6월 2일

또한 최근에는 다중 사용자 OFDM 기술이 IEEE 802.16 표준으로 채택되었다<sup>[2]</sup>.

OFDM 시스템이 많은 장점을 가졌으나, 주파수 오프셋에 (frequency offset) 매우 민감하다는 단점이 있다. 주파수 오프셋은 송수신기 사이의 오실레이터 불일치나 도플러 (Doppler) 현상에 의해 발생하게 된다. 주파수 오프셋이 존재할 경우에는, 부반송파간 (sub-carrier) 직교성을 파괴하고 간섭을 발생시켜 시스템 성능을 심각하게 저하 시킨다<sup>[3]</sup>.

주파수 오프셋의 추정을 위해, 특수하게 고안된 훈련 심벌과 이를 이용한 주파수 오프셋 추정 기법들이 제안되어 왔다. Moose는 연속된 두 개의 반복 심벌과 최대 우도 기법 (maximum likelihood: ML) 이 용하여, 시간 및 주파수 동기화 기법을 제안하였다<sup>[4]</sup>. Schmidl은 하나의 심벌 내에서 시간적으로 반복 되는 훈련 심벌과 이를 이용한 동기화 기법을 제안하였다<sup>[5]</sup>. 그러나 Schmidl 기법은 하나의 훈련심벌을 이용할 경우 주파수 오프셋의 추정 가능 범위가 좁다는 단점이 있다. Morelli는 Schmidl 기법을 일반화 하여, 동일 심벌 내에서 여러 번 반복되는 훈련 심벌과 best linear unbiased estimation (BLUE) 기법을 이용한 주파수 오프셋 추정 기법을 제안하였다. 또한 훈련심벌의 반복 횟수가 증가하면 추정 범위가 넓어지는 대신 추정 정확도는 떨어짐을 알아내었다<sup>[6]</sup>. Kim은 훈련심벌에서 부반송파 사이의 관계를 이용한 주파수 오프셋 추정 기법이 제안하였다<sup>[7]</sup>. [4]-[6] 기법은 훈련심벌의 시간적 관계를 이용하기에, 주파수 선택적 (frequency selective) 채널에서 강인한 반면, 시간 선택적 (time selective) 채널에서는 미흡한 성능을 보였다. 그러나, [7] 기법은 훈련 심벌의 부반송파 사이의 관계를 (주파수 관계) 이용 하여, 시간 선택적 채널에서는 강인하지만, 주파수 선택적 채널에서는 성능이 하락한다.

Laourine은 훈련심벌 내의 샘플값이 시간에 따라 일정한 위상차를 가지는 구조를 제안하였으며, 그에 따른 주파수 오프셋 추정 기법을 제안하였다<sup>[8]</sup>. 이러한 [4]-[8] 기법들은 특정 훈련심벌에 따른 종속적인 주파수 오프셋 추정 기법임으로, 해당 훈련심벌이 사용될 경우에만 주파수 오프셋 추정이 가능한 단점이 있다.

최근 Ren에 의해 일반화된 주파수 오프셋 추정 기법이 제안되었다<sup>[9]</sup>. Ren 기법은 훈련 심벌의 구조에 관계없이 주파수 오프셋을 추정할 수 있으며, 추정 정확도 또한 훈련심벌에 좌우되지 않는다. 또한 Ren 기법은 하나의 훈련 심벌로도 넓은 범위의 주파수

오프셋 추정이 가능한 장점이 있다. 그러나 Ren의 기법은 정수 주파수 오프셋의 검파 확률이 소수 주파수 오프셋에 민감하여, 소수 주파수 오프셋에 따라 정수 주파수 오프셋의 검파 확률이 변하는 문제가 있다.

본 논문에서는 정확한 정수 주파수 오프셋의 검파를 위하여 새로운 검파 기준을 세우고, 검파 기준에 따라 정수 주파수 오프셋 검파 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 소수 주파수 오프셋에 강인하며, 기존 Ren 기법보다 우수한 검파 확률을 가진다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 기본적인 OFDM 신호 모형과 기존 기법에 대해 알아보았고, III장에서는 새로운 검파 기준을 세우고, 정수 주파수 오프셋 검파 기법을 제안하였다. IV장에서는 모의 실험을 통하여 제안한 기법과 기존 기법의 성능을 비교하였고, V장에서는 본 논문을 마무리 하였다.

## II. 신호 모형 및 기존 기법

### 2.1 신호 모형

직교 주파수 분할 다중 신호는 직교 진폭 변조 (quadrature amplitude modulation: QAM) 혹은 위상 편이 방식으로 (phase shift keying: PSK) 변조된 데이터를 역 푸리에 변환을 (inverse Fourier transform: IFFT) 통하여 생성한다. 이러한 과정은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kn/N}, \text{ for } n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

여기서  $X_k$ 는  $k$ 번째 QAM 혹은 PSK 변조된 데이터이며,  $N$ 은 IFFT의 크기이다.

시간 동기화가 완벽히 이루어졌음을 가정하면, 채널을 통과하여 수신된 신호의  $n$ 번째 샘플은 다음과 같이 표현된다.

$$y_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x_{n-l} e^{j2\pi \epsilon n l / N} + w_n, \text{ for } n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2)$$

여기서  $h_l$ 은 길이  $L$ 인 채널 임펄스 응답의 (impulse response)  $l$ 번째 탭 계수이며,  $\epsilon$ 은 부반송파 간격으로 정규화된 주파수 오프셋,  $w_n$ 은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_n^2$ 인 덧셈꼴 백색 정규잡음이다 (additive white Gaussian noise: AWGN). 신호대 잡음비는  $\sigma_s^2 / \sigma_n^2$ 으로 정의하며,  $\sigma_s^2 = E\{x_n^2\}$ 이다. 여기서  $E\{\cdot\}$ 는 통계적 평

균을 의미한다.

주파수 옵셋  $\epsilon$ 은 정수 및 소수부분으로 나눌 수 있다.

$$\epsilon = \epsilon_I + \epsilon_F, \quad (3)$$

여기서  $\epsilon_I$  및  $\epsilon_F \in [0,1)$ 는 각각  $\epsilon$ 의 정수 및 소수 부분이다.

### 2.2 기존 기법

Ren 기법에서는 주파수 옵셋 추정 과정을 세 단계로 구분하였으며, 각각은 정수, 소수, 나머지 주파수 옵셋 추정 단계이다.

$$\hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + \hat{\epsilon}_R, \quad (4)$$

여기서  $\hat{\epsilon}_I, \hat{\epsilon}_F, \hat{\epsilon}_R$ 은 각각  $\hat{\epsilon}$ 의 정수, 소수, 나머지 부분이다.

수신된 혼련 심벌에 대해 포락선 등화 과정을 (envelope equalized processing: EEP) 사용하였으며, 신호  $x_n$ 에 대한 EEP 인자  $f_x$ 는 아래와 같이 정의된다.

$$f_x = \frac{x_n^*}{|x_n|^2}, \quad (5)$$

여기서 \*는 공액 복소수를 (complex conjugate) 나타낸다.

EEP를 적용한 수신 신호는 다음과 같이 나타내어진다.

$$\begin{aligned} y'_n &= y_n f_x \\ &= h_0 x_n e^{j2\pi\epsilon k/N} f_x + \sum_{l=1}^{L-1} h_l x_{n-l} e^{j2\pi\epsilon k/N} f_x + w_n f_x. \quad (6) \\ &= h_0 e^{j2\pi\epsilon k/N} + w'_n, \end{aligned}$$

여기서  $w'_n = \sum_{l=1}^{L-1} h_l x_{n-l} e^{j2\pi\epsilon k/N} f_x + w_n f_x$ 이며, 중심 극한 정리에 (central limit theorem) 의해 평균이 0인 정규 확률 변수로 (Gaussian random variable) 근사화할 수 있다<sup>[10]</sup>.

정수 주파수 옵셋 추정을 위하여 아래의 식이 제안되었다.

$$\hat{\epsilon}_I = \arg \max_{\tilde{\epsilon}_I} \left\{ |R(\tilde{\epsilon}_I)|^2 + |R(\tilde{\epsilon}_I + 1)|^2 \right\}. \quad (7)$$

여기서  $\tilde{\epsilon}_I \in \{-N/2, \dots, 0, \dots, N/2\}$ 는  $\epsilon_I$ 의 실험값이며, 다음과 같이 정의된다.

$$R(\tilde{\epsilon}_I) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} y'_n e^{-j2\pi\tilde{\epsilon}_I n/N} \right|. \quad (8)$$

소수 주파수 옵셋의 추정을 위해서는 아래와 같은 식이 이용된다.

$$\hat{\epsilon}_F = \frac{|R(\hat{\epsilon}_I + 1)|}{|R(\hat{\epsilon}_I)| + |R(\hat{\epsilon}_I + 1)|}. \quad (9)$$

나머지 주파수 옵셋의 추정을 위해서는 아래의 식이 이용된다.

$$\hat{\epsilon}_R = \frac{|R(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + 0.5)| - |R(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - 0.5)|}{2\{|R(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + 0.5)| + |R(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - 0.5)|\}}. \quad (10)$$

식 (9)와 (10)을 살펴보면,  $\hat{\epsilon}_F$ 와  $\hat{\epsilon}_R$ 은  $\hat{\epsilon}_I$ 에 따라서 결정됨을 알 수 있다. 다시 말해, 정수 주파수 옵셋 추정치가 전체 추정과정에 매우 중요한 영향을 미치게 된다.

## III. 제안된 기법

### 3.1 새로운 검파 기준

식 (8)에서 잡음 성분인  $w'_n$ 을 무시하면,  $R(\tilde{\epsilon}_I)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R(\tilde{\epsilon}_I) &= \left| h_0 e^{j\pi(\tilde{\epsilon}_I - \epsilon)(N-1)/N} \frac{\sin\{\pi(\tilde{\epsilon}_I - \epsilon)\}}{\sin\{\pi(\tilde{\epsilon}_I - \epsilon)/N\}} \right| \\ &= |Nh_0 \text{sinc}(\tilde{\epsilon}_I - \epsilon)|, \end{aligned} \quad (11)$$

여기서  $\text{sinc}(x) \triangleq \sin(\pi x)/\pi x$ 이다.

식 (9), (10), (11)에서 잡음이 없는 경우의, 소수 및 나머지 주파수 옵셋 추정치는

$$\hat{\epsilon}_F = \frac{|\text{sinc}(\hat{\epsilon}_I - \epsilon + 1)|}{|\text{sinc}(\hat{\epsilon}_I - \epsilon)| + |\text{sinc}(\hat{\epsilon}_I - \epsilon + 1)|} \quad (12)$$

와

$$\hat{\epsilon}_R = \frac{|\text{sinc}(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - \epsilon + 0.5)| - |\text{sinc}(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - \epsilon - 0.5)|}{2\{|\text{sinc}(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - \epsilon + 0.5)| + |\text{sinc}(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - \epsilon - 0.5)|\}} \quad (13)$$

이 됨을 알 수 있다.

식 (12)와 식 (12)에서 구한  $\hat{\epsilon}_F$  값을 대입한 식 (13)을  $\hat{\epsilon}_I - \epsilon$ 의 함수로 나타내면, 그림 1(a)와 1(b)로 나타낼 수 있다.

그림 1에서 볼 수 있듯이 소수 주파수 오프셋 추정식 (12)는  $\hat{\epsilon}_I - \epsilon \in [-1, 0]$ 의 범위에서만 선형의 치우치지 않은 (unbiased) 값을 얻을 수 있다. 또한, 나머지 주파수 오프셋 추정식 (13)은  $\hat{\epsilon}_I - \epsilon \in [-1.31, 0.31]$ 의 범위에서만 선형의 치우치지 않은 값을 얻을 수 있다 (-1.31과 0.31은 소수점 아래 셋째 자리에서 반올림되었음). 이러한 범위를 고려하여 소수 주파수 오프셋 추정기가 올바른 추정을 할 수 있게 하기 위해서는  $\hat{\epsilon}_I$ 의 값이  $\hat{\epsilon}_I \in [\epsilon - 1, \epsilon]$ 의 범위에서 선택되어야 하며, 나머지 주파수 오프셋 추정기가 올바른 추정을 할 수 있기 위해서는  $\hat{\epsilon}_I$ 의 값이  $\hat{\epsilon}_I \in (\epsilon - 1.31, \epsilon + 0.31)$ 의 범위에서 선택되어야 한다. 그림 1(b)에서 잡음을 고려하지 않은 이상적인 상황이므로  $\hat{\epsilon}_I - \epsilon \in [-1, 0]$ 의 범위, 즉 소수 주파수 오프셋 추정식이 올바른 추정을 한 범위에서는 나머지 주파수 오프셋이 존재하지 않는 것을 확인할 수 있다.

기존의 검파 문제들은 하나의 검파 기준에 의거한 이진 가설 (binary hypothesis) 문제로 간주되어 왔다<sup>[11]</sup>. 그러나 본 논문에서 다루는 문제는 소수 주파수 오프셋 추정 과정과 나머지 주파수 오프셋 추정 과정에서 처리할 수 있는 범위가 다르고, 이에 따른 성능 차이가 존재하므로 기존의 단일 검파 기준만을 적용하기에는 부적절하다. 따라서 앞서 언급한 두 가지 범위에 따라서 새로운 검파 기준을 만들면 아래와 같다.

정의 1. 완전 검파 (Strict detection: SD)

추정치  $\hat{\epsilon}_I$  값이  $\hat{\epsilon}_I \in [\epsilon - 1, \epsilon]$ 의 범위에 속한 경우, 완전 검파로 정의한다. 완전 검파된 경우에는 소수 및 나머지 주파수 오프셋 추정기 모두에서 치우치지 않은

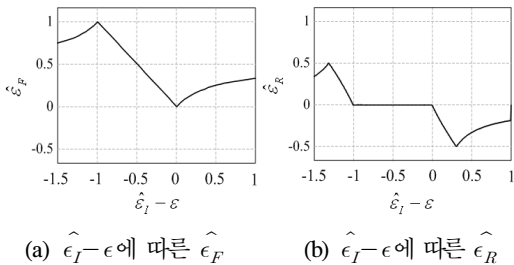


그림 1. 소수 및 나머지 주파수 오프셋 추정식의 출력값

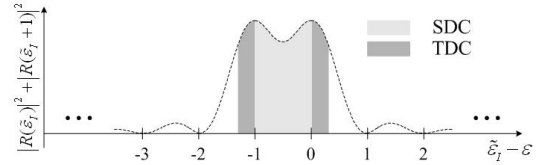


그림 2. 새로운 검파 기준과 Ren의 정수 주파수 오프셋 추정식 추정값을 얻을 수 있기 때문에, 결과적으로 두 번의 올바른 오프셋 추정 기회를 가지게 된다.

정의 2. 허용 검파 (Tolerable detection: TD)

추정치  $\hat{\epsilon}_I$  값이  $\hat{\epsilon}_I \in (\epsilon - 1.31, \epsilon - 1)$  혹은  $\hat{\epsilon}_I \in (\epsilon, \epsilon + 0.31)$ 의 범위에 속한 경우, 허용 검파로 정의한다. 허용 검파된 경우에는 소수 주파수 오프셋 추정식이 올바른 추정값을 주지 못하며, 단지 나머지 주파수 오프셋 추정식만이 올바르게 추정할 수 있기 때문에, 결과적으로 한 번의 올바른 오프셋 추정 기회를 가지게 된다.

따라서 SD의 경우가 TD보다 정확한 최종 추정치를 얻을 수 있다.

그림 2는 새로운 검파 기준 맞추어 Ren의 정수 주파수 오프셋 추정식 (7)을 나타낸 것이다 (잡음을 무시한 경우). 그림에서 볼 수 있듯이, 추정식 (7)은 검파 범위 밖에서도 상당히 높은 값을 가지게 되며, 이러한 현상은 오경보 (false alarm) 확률의 주요한 원인이 될 수 있다. 또한 SD 영역과 TD 영역에서, 정수 주파수 오프셋 추정식은 거의 비슷한 값을 가지기에 SD 영역과 TD 영역의 구분이 어렵게 된다. TD 영역 보다는 SD 영역에서의 검파가 더욱 정확한 최종 추정치를 얻을 수 있기 때문에, TD 영역 보다는 SD 영역에서의 추정기 출력값이 큰 것이 보다 우수한 결과를 얻을 수 있다.

3.2 새로운 정수 주파수 오프셋 추정식

[12]에서  $\epsilon_I$ 의 ML 주파수 오프셋 추정식은 다음과 같음이 증명되었다.

$$\hat{\epsilon}_I = \arg \max_{\hat{\epsilon}_I} |R(\hat{\epsilon}_I)|^2 \quad (14)$$

이러한 ML 추정식 (14)를 앞서 정의한 검파 기준에 대해 비교해보면, 그림 3과 같다. 그림에서 볼 수 있듯이, 추정식이 최대값을 가지는 부분과 검파 범위가 일치하지 않는다. 그러나 ML 추정식을 -0.5 만큼 이동시킬 경우 정의한 검파 범위와 잘 일치하게 된다.

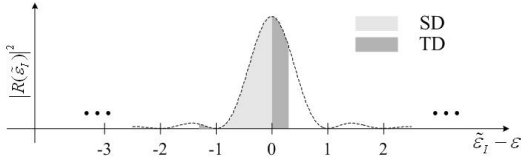


그림 3. 새로운 검파 기준과 ML 정수 주파수 오프셋 추정식

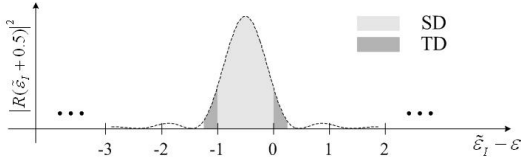


그림 4. 새로운 검파 기준과 제안한 정수 주파수 오프셋 추정식

따라서 이러한 근거에 따라 첫 번째 정수 주파수 오프셋 추정식을 다음과 같이 제안하였다.

$$\hat{\epsilon}_I = \arg \max_{\tilde{\epsilon}_I} |R(\tilde{\epsilon}_I + 0.5)|^2 \quad (15)$$

제안한 정수 주파수 오프셋 추정식을 그림 4에 나타내었다. 그림에서 볼 수 있듯이, 제안한 정수 주파수 오프셋 추정식은 검파 범위 밖에서는 상대적으로 작은 값을 가지며, SD와 TD 영역에서의 크기 차이도 비교적 크다. 따라서, 제안한 기법은 Ren의 기법보다 낮은 오경보 확률을 가지며, SD 영역에서의 검파 확률이 TD 영역에서의 검파 확률보다 높게 된다. 제안한 기법이 Ren 기법 대비 우수한 검파 성능을 가지는 것은 IV장에서 모의실험을 통해 증명될 것이다.

#### IV. 성능 비교

모의 실험은 다음 환경에서 수행되었다. FFT 크기  $N$ 은 64이며, 보호구간의 길이는 8 샘플, 훈련 심벌은 QPSK 변조된 의사잡음 (pseudorandom) 부호를 (1)의 식으로 생성하였다. 채널 모형은 AWGN 및 4경로 레일리 페이딩 (Rayleigh fading) 사용하였으며, 레일리 페이딩 채널에서 각 경로는 0, 2, 4, 6 샘플의 시간 지연을 가지게 하였다. 채널의 1 번째 경로 크기  $A_1$ 은 레일리 분포에 따라 상호 독립적으로 변하며, 지수적으로 감소하게 하였다. 또한, 첫 번째와 마지막 경로의 전력 차는 20dB가 되게 하였다 ( $E\{A_1^2\} = \exp(-0.8l)$ ). 도플러 대역폭은 (Doppler bandwidth) 0.025가 사용되었으며 (단말기가 시속 135km/h로 이동하는 경우에 해당), 반

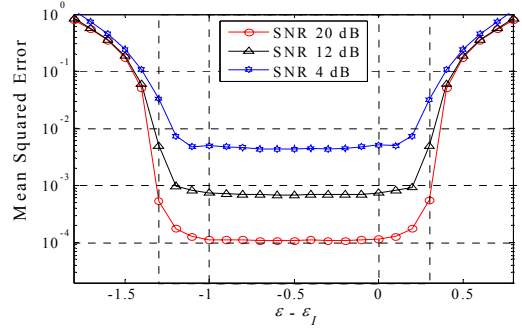


그림 5.  $\epsilon - \epsilon_I$ 에 따른 최종 주파수 오프셋 추정값의 평균 제곱 오차 (AWGN 채널)

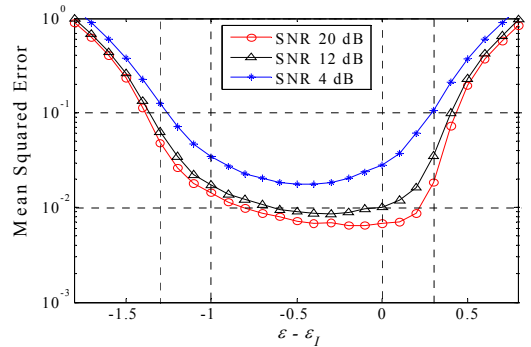


그림 6.  $\epsilon - \epsilon_I$ 에 따른 최종 주파수 오프셋 추정값의 평균 제곱 오차 (레일리 페이딩 채널)

송파 주파수는 1 GHz가 고려되었다. 모든 모의 실험 결과는 AWGN 채널에 대해서 20,000번, 레일리 페이딩 채널에 대해서 30,000번 반복 수행되어 얻어진 값이다.

그림 5와 6은 각각 AWGN 및 레일리 페이딩 환경에서  $\epsilon - \epsilon_I$ 값에 따른 최종 추정값의 평균 제곱 오차 (means squared error) 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 SD 영역인  $\epsilon - \epsilon_I \in [-1, 0]$ 의 경우에 가장 우수한 성능을 보이며, 그 외의 범위에서는 추정 성능이 떨어짐을 확인할 수 있다. 특히 TD에 해당하는  $\epsilon - \epsilon_I \in (-1.3, -1)$ 과  $\epsilon - \epsilon_I \in (0, 0.3)$ 의 범위에서는 SD 영역에서 떨어짐에 따라 성능이 감소함을 확인할 수 있다. 이러한 결과는 III장에서 설명한 것처럼, SD 영역에서의 검파가 TD에서의 검파보다 우수함에 대한 증명이다.

그림 7과 8은 각각 AWGN 채널과 레일리 페이딩 채널에서  $\epsilon_F$ 가 0.1인 경우에, SNR에 따른 정수 주파수 오프셋 검파 확률을 나타낸 것이다. 그림의 범례에서 SD는 SD 영역에서의 검파 확률이며, SD+TD는 SD

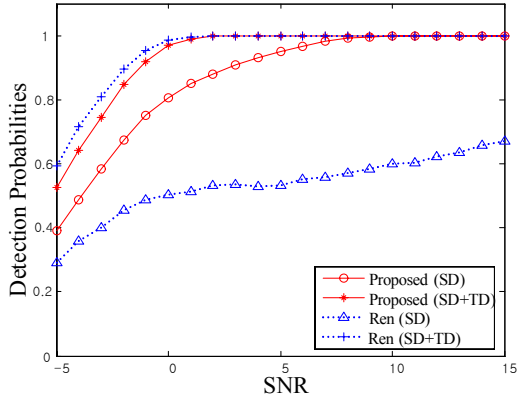


그림 7. SNR에 따른 정수 주파수 오프셋 검파 확률 ( $\epsilon_F=0.1$ , AWGN 채널)

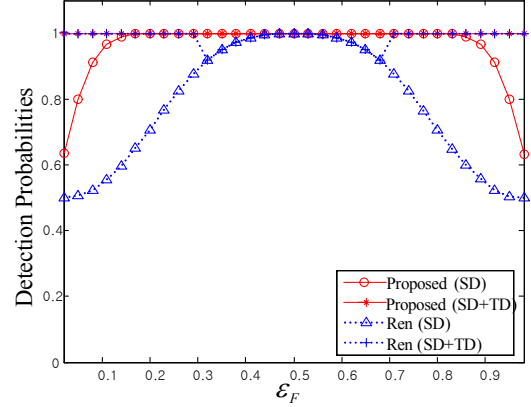


그림 9.  $\epsilon_F$ 에 따른 정수 주파수 오프셋 검파 확률 (SNR 0dB, AWGN 채널)

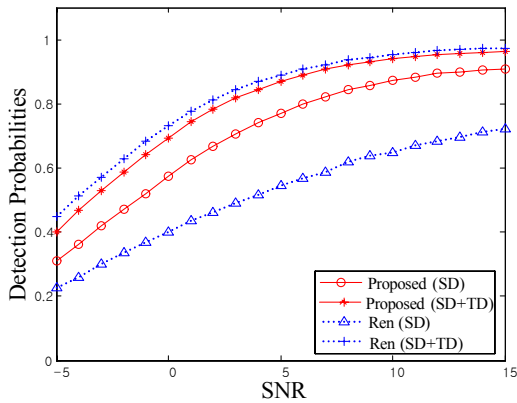


그림 8. SNR에 따른 정수 주파수 오프셋 검파 확률 ( $\epsilon_F=0.1$ , 레일리 페이딩 채널)

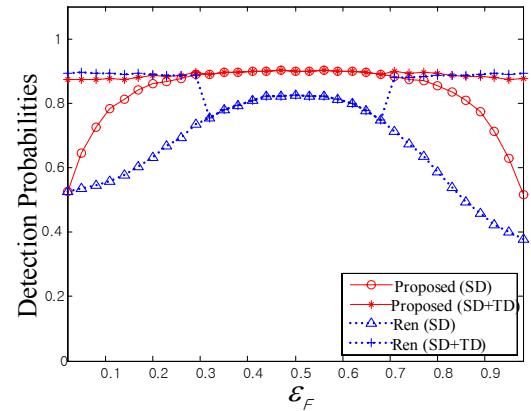


그림 10.  $\epsilon_F$ 에 따른 정수 주파수 오프셋 검파 확률 (SNR 5dB, 레일리 페이딩 채널)

영역과 TD 영역에서의 검파 확률을 더한 전체 검파 확률을 의미한다. 그림에서 볼 수 있듯이 SD 영역의 검파 확률이 기존의 기법보다 우수한 성능을 나타내었다. 앞에서 설명하였듯이, SD 영역에서의 검파 확률은 최종 성능을 나타내는 중요한 성능 지표이기 때문에 높은 SD 검파 확률을 가지는 것은 제안한 기법이 기존 기법보다 우수한 성능을 가진다는 것이다.

그림 9와 10은 각각 AWGN 채널에서 SNR 0 dB와 레일리 페이딩 채널에서 SNR 5 dB인 경우에,  $\epsilon_F$ 에 따른 정수 주파수 오프셋의 검파 확률을 나타낸 것이다. Ren 기법의 경우  $\epsilon_F \in [0.31, 0.69]$ 인 범위에 대해 검파 확률이 낮아짐을 확인할 수 있다.

이것은 Ren의 정수 주파수 오프셋 추정식 (7)이  $\epsilon_F \in [0.31, 0.69]$ 의 범위에 속한 경우에는 검파 범위 밖에서도 큰 값을 가지기 때문이다. 그러나, 제안한

기법의 검파 범위 밖에서는 추정식이 작은 값을 가지므로  $\epsilon_F$ 에 대해 강인하며 우수한 검파 성능을 보임을 알 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 기존 Ren 정수 주파수 오프셋 검파 기법을 분석하여, 소수 및 나머지 주파수 오프셋 추정 과정이 수용할 수 있는 범위를 기준으로 2가지 검파 기준을 세웠다. SD 영역의 경우 소수 및 나머지 주파수 오프셋 추정 과정이 모두 수용할 수 있으며, 2번의 반복 추정을 통하여 보다 정확한 최종 주파수 오프셋 추정치를 얻을 수 있다. 또한 TD 영역은 소수 주파수 오프셋 추정과정에서 정확한 추정이 불가능하지만, 이후의 나머지 주파수 오프셋 추정 과정에서 수

용할 수 있는 범위 안으로 보정해 준다. 이러한 검파 기준에 의거해서 기존 정수 주파수 오프셋 검파 과정을 개선하여 새로운 정수 주파수 오프셋 추정 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 기존 기법보다 우수한 검파 성능을 보였으며, 특히 소수 주파수 오프셋에 강인한 특성을 보였다.

참 고 문 헌

[1] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. London, England: Artech House, 2000.

[2] M. Morelli, C.-C. J. Kuo, and M. O. Pun, "Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): A tutorial review," in *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 7, pp. 1394-1427, July 2007.

[3] K. Fazel and S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. West Sussex, England: John Wiley and Sons, 2003.

[4] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, pp. 908-2914, Oct. 1994.

[5] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1613-1621, Dec. 1997.

[6] M. Morelli and U. Mengali, "An improved frequency offset estimator for OFDM applications," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 3, pp. 75-77, Mar. 1999.

[7] Y. H. Kim, I. Song, S. Yoon, and S. R. Park, "An efficient frequency offset estimator for OFDM systems and its performance characteristics," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 50, pp. 1307-1312, Sep. 2001.

[8] A. Laourine, A. Stéphenne, and S. Affes, "A new OFDM synchronization symbols for carrier frequency offset estimation," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 14, pp. 321-324, May 2007.

[9] G. Ren, Y. Chang, H. Zhang, and H. Zhang, "An efficient frequency offset estimation method with a large range for wireless OFDM systems," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 56,

pp. 1892-1895, July 2007.

[10] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.

[11] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1998.

[12] V. M. Baronkin, Y. V. Zakharov, and T. C. Tozer, "Maximum likelihood single tone frequency estimation in a multipath channel," *IEE Proc. Commun.*, vol. 148, pp. 400-404, Dec. 2001.

송 정 한 (Chonghan Song)

준회원



2009년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사  
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정  
<관심분야> OFDM, 통계학적 신호처리, 추정 및 검파

윤 태 응 (Taegung Yoon)

준회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사  
2008년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정  
2008년 11월 IEEE Seoul Section Student Paper Contest 대상 수상

<관심분야> 통신 이론, 통계학적 신호처리, MIMO, 협력 통신

이 명 수 (Myungsoo Lee)

준회원



2008년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사  
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정  
<관심분야> 통계학적 신호 처리, 추정 및 검파, 이동통신



이 영 윤 (Youngyoon Lee)

준회원



2007년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사  
2009년 2월 성균관대학교 휴대폰학과 공학석사  
2009년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정  
2008년 7월 성균관대학교 우수

논문상 받음

<관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호처리

김 상 훈 (Sanghun Kim)

준회원



2004년 8월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사  
2007년 2월 성균관대학교 전자전기공학과 공학석사  
2007년 3월~현재 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 박사과정  
2006년 8월 성균관대학교 정보

통신공학부 최우수 논문상 수상

<관심분야> 통신 이론, 4G 이동 통신, 위성 통신

윤 석 호 (Seokho Yoon)

중신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학사 (최우등)  
1999년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사  
2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사  
2002년 4월~2002년 6월 MIT 박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연구원  
2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전임강사, 조교수, 부교수

2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상 수상

2007년 Marquis Who's Who in Asia에 등재

2007년 IEEE 선임회원

2008년 Marquis Who's Who in World에 등재

<관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호처리