

OFDM 기반 CR 시스템에서 시간 오프셋에 강인한 정수 주파수 오프셋 추정 기법

정회원 이 영 윤*, 준회원 송 정 한*, 종신회원 윤 석 호*

Integer Frequency Offset Estimation Scheme Robust to Timing Offset for OFDM-Based CR Systems

Youngyoon Lee* *Regular Member*, Chonghan Song* *Associate Member*,
Seokho Yoon*^o *Lifelong Member*

요 약

본 논문은 orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) 기반 cognitive radio (CR) 시스템에서 시간 오프셋에 강인한 정수 주파수 오프셋 추정 기법을 제안한다. 제안한 기법은 하나의 OFDM 심볼 내에 위치하는 연속 파일럿과 각 연속 파일럿에 가장 인접한 분산 파일럿 간의 샘플 거리가 미리 결정된 거리 중 한 값이라는 특징을 이용한다. 우선, 연속 파일럿과 가장 인접한 분산 파일럿 간의 상관값을 구한 후, 이 값들을 샘플 거리 별로 분류한다. 같은 샘플 거리를 갖는 상관값들은 동일한 시간 오프셋의 영향을 가지므로, 이 값들끼리의 재상관 과정을 통해 시간 오프셋의 영향을 제거할 수 있다. 모의실험 결과를 통해 제안한 기법은 기존 기법과 비교하였을 때 시간 오프셋에 강인하게 정수 주파수 오프셋을 추정함을 확인할 수 있다.

Key Words : CR, Integer Frequency Offset, OFDM, Pilot, Timing Offset

ABSTRACT

This paper proposes an integer frequency offset estimation scheme robust to timing offset for the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)-based cognitive radio (CR) systems. The proposed scheme exploits a feature that a sample distance between a continual pilot and a scattered pilot nearest to it in an OFDM symbol belongs to one of predetermined distances. First after calculating a correlation value of every continual pilot and its nearest scattered pilot. Then, it is divided into several groups according to the sample distances. Since correlation values with the same sample distance undergo the same effect of the timing offset, the effect of the timing offset can be removed by re-correlating these correlation values. From the simulation results we can confirm that the proposed algorithm estimates the integer frequency offset with the robustness to the timing offset when compared to a conventional scheme.

I. 서 론

Orthogonal frequency division multiplexing

(OFDM) 방식은 다중 경로 페이딩에 강하고 스펙트럼을 효율적으로 사용할 수 있다는 장점 때문에 무선 랜 (wireless local area networks: WLANs), 디지털

* 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구(No. 2010-0014610, No. 2010-0015786)와 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업(NIPA-2010-C1090-1011-0005)의 연구 결과로 수행되었음.

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

논문번호: KICS2010-01-028, 접수일자: 2010년 1월 21일, 최종논문접수일자: 2010년 3월 2일

오디오 방송 (digital audio broadcasting: DAB), 디지털 비디오 방송 (digital video broadcasting: DVB) 등의 무선 통신 표준 변조 방식으로 널리 사용되고 있다^[1,2]. 한편, 최근 무선 통신 환경에서의 다양한 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 증가함에 따라, 광대역 무선 통신 기술들이 본격적으로 연구되고 있다^[3]. 그러나 앞으로 도래할 유비쿼터스 시대에는 이러한 기술들이 혼재하는 상황으로 인해 주파수 자원의 희소성이 심화될 전망이며, 기존 기술들이 대부분의 주파수 자원을 점유하고 있는 상태에서 새로운 기술을 위한 주파수 자원 확보가 어렵다는 문제가 크게 대두되고 있다^[4,5]. 이러한 주파수 부족 문제를 해결하기 위한 해결책으로 cognitive radio (CR) 시스템이 국내외에서 큰 주목을 받고 있으며^[6], CR 시스템에서 사용될 표준 변복조 방식으로 OFDM 시스템이 자주 거론되고 있다^[7].

하지만 OFDM 시스템은 송수신단의 상대적인 이동에 따른 도플러 주파수 및 송수신단에 위치한 발진기 불일치로 인하여 발생하는 주파수 오프셋에 의해 크게 영향을 받는다^[8]. 따라서 OFDM 시스템에서 주파수 오프셋의 추정은 매우 중요하다. 주파수 오프셋은 보통 부반송파의 크기를 기준으로 정수 주파수 오프셋과 소수 주파수 오프셋으로 나눌 수 있으며, 각각은 신호 위상 회전, 신호 세기 감소를 초래한다. 결과적으로 두 오프셋 성분은 데이터 복조 성능을 떨어뜨려 전체적인 시스템의 성능을 저하시킨다. 따라서 이들 각각을 추정하기 위한 많은 방법들이 연구되어왔다^[9~11].

OFDM 시스템에서는 우선 정확한 시간 동기화 지점으로부터 보호구간 간격만큼의 범위 내로 시간 동기를 맞추는 대략적인 시간 동기화를 실시한 뒤, 다음으로 주파수 오프셋을 추정하고 주파수 오프셋의 추정이 완료되면, 정확한 시간 동기화를 실시함으로써 전체 동기화 과정이 완료된다^[12]. 따라서 대부분의 경우, 주파수 오프셋 추정 단계에서 시간 오프셋은 (보호 구간 간격보다 작은 시간 오프셋) 여전히 존재하며, 이는 주파수 오프셋의 추정 정확도를 떨어뜨리는 원인이 된다. 본 논문에서는 시간 오프셋이 존재하는 실제적인 경우의 주파수 오프셋 추정 단계에 초점을 두며, 그 중에서도 정수 주파수 오프셋 추정에 대해 연구한다.

OFDM 시스템에서 정수 주파수 오프셋은 심볼 중간에 삽입되어 전송되는 파일럿을 이용하여 추정할 수 있으며, 본 논문에서는 이를 위해 OFDM 기반 DVB-terrestrial (DVB-T) 시스템을 고려한다. DVB-T 시스템에서 정수 주파수 오프셋을 추정하는 대표적인 기법으로는 [9], [10]에서 제안된 기법들이 있다. [9]

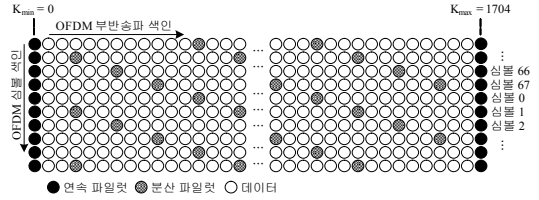


그림 1. 2K 모드의 DVB-T 시스템에서 파일럿 위치

에서는 수신기에서 생성한 OFDM 심볼의 파일럿과 수신한 OFDM 심볼의 파일럿과의 상관을 통해 정수 주파수 오프셋을 추정한다. 그러나 이 기법은 채널의 영향을 따로 고려하지 않았기에 다중 경로, 극심한 페이딩 등이 존재하는 실제 무선 통신 환경에서는 추정 성능이 하락한다. [10]의 기법은 실제 무선통신 환경을 고려하여 제안된 기법으로 동일한 OFDM 심볼에서 연속 파일럿과 가장 인접한 분산 파일럿 간의 위치 및 값 정보를 이용하여 채널의 영향을 제거함으로써 정수 주파수 오프셋을 올바르게 추정할 수 있다. 그러나 두 기법 모두, 주파수 오프셋 추정 단계 이전에 시간 오프셋이 완벽히 추정되었다는 가정을 두고 있으므로 시간 오프셋이 존재하는 실제 DVB-T 시스템에 적용하였을 경우, 극심한 성능 하락을 보인다.

본 논문에서는 CR 기반 OFDM 시스템에서 한 OFDM 심볼 내에 위치하는 연속 파일럿과 각 연속 파일럿에 가장 인접한 분산 파일럿 간의 샘플 거리가 미리 정해진 값 중 하나라는 특징을 이용하여 시간 오프셋이 존재하는 실제적인 경우에 알맞은 주파수 오프셋 추정 기법을 제안한다. 또한 모의실험을 통해 제안한 기법이 기존 [10]의 기법에 비하여 우수한 추정 성능을 갖는 것을 보인다.

II. DVB-T 시스템 모델

DVB-T 시스템은 부반송파의 개수에 따라 2K 모드와 8K 모드로 나눌 수 있으며, 본 논문에서는 데이터 및 파일럿을 전송하는 데 2048개의 부반송파 중 1705개의 부반송파를 사용하는 2K 모드의 DVB-T 시스템을 고려한다. 2K 모드의 DVB-T 시스템에서 한 OFDM 심볼에는 데이터 외에 미리 값과 (+4/3 또는 -4/3) 위치가 정해진 45개의 연속 파일럿과 142개 또는 143개의 분산 파일럿이 전송되며, 전송된 파일럿은 채널 추정 및 시간, 주파수 동기화를 위하여 사용된다. 그림 1은 2K 모드의 DVB-T 시스템에서 연속 파일럿과 분산 파일럿의 위치를 나타낸다. 여기에서 K_{min} 과 K_{max} 는 데이터 또는 파일럿을 전송하는

데 사용되는 가장 작은 색인 및 가장 큰 색인을 각각 의미한다. 분산 파일럿은 하나의 OFDM 심볼에서 12개의 부반송파마다 삽입되며 하나의 OFDM 심볼 내에서 분산 파일럿의 위치는 4개의 OFDM 심볼을 주기로 반복된다. 또한, 모든 OFDM 심볼에서 동일한 색인에 위치한 파일럿의 값은 서로 같다^[13].

OFDM 심볼은 주파수 영역에서 각 부반송파 색인 별로 M 진 직교 진폭 변조 (M -quadrature amplitude modulation: M -QAM) 방식으로 변조된 데이터 및 파일럿으로 구성되며, 역 고속 푸리에 변환을 (inverse fast Fourier transform: IFFT) 통해 시간 영역 신호로 변환된 뒤, 심볼 간 간섭을 (intersymbol interference: ISI) 방지하기 위해 보호구간이 삽입된다. DVB-T 시스템에서 보호구간의 길이는 한 OFDM 심볼 전체 길이의 $1/4, 1/8, 1/16, 1/32$ 중 하나로 설정된다. 시간 영역 OFDM 신호는 채널을 거친 후, 수신단에 도착하며 수신단에 도착한 l 번째 OFDM 심볼의 n 번째 샘플 $y_l(n)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_l(n) = x_l(n + \tau) e^{j2\pi v(LN_T + n + \tau)/N} + w_l(n), \quad (1)$$

for $n = 0, 1, \dots, N-1$ and $l = 0, 1, \dots,$

여기에서 τ 와 v 는 OFDM 심볼의 한 샘플 간격과 부반송파 간격으로 정규화 된 시간 오프셋과 주파수 오프셋을 각각 의미한다. 그리고 N 은 IFFT의 크기, N_T 는 보호구간을 포함한 한 OFDM 심볼의 샘플 수, $w_l(n)$ 은 평균이 0이고, 분산이 $\sigma_w^2 = E\{|w_l(n)|^2\}$ 인 덧셈곱 백색 정규잡음 (additive white Gaussian noise: AWGN) 샘플을 나타낸다. $x_l(n)$ 은 채널을 통과한 l 번째 OFDM 심볼의 n 번째 샘플을 의미하며, 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$x_l(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_l(k) H_l(k) e^{j2\pi kn/N}, \quad (2)$$

for $n = 0, 1, \dots, N-1$ and $l = 0, 1, \dots,$

여기에서 $X_l(k)$ 는 l 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파에 의해 전송되는 주파수 영역에서의 데이터 또는 파일럿, $H_l(k)$ 는 l 번째 OFDM 심볼의 k 번째 부반송파에서의 채널 응답을 각각 의미한다.

주파수 오프셋 v 는 정수 부분과 (Δ) 소수 부분으로 (ϵ) 나눌 수 있으며, 일반적으로 정수 주파수 오프셋 추

정 이전에 소수 주파수 오프셋은 추정은 완료되며^[14], 따라서 본 논문에서는 소수 주파수 오프셋이 완벽히 추정되고 보상되었다고 가정한다. 신호대 잡음비는 (signal to noise ratio: SNR) σ_x^2/σ_w^2 으로 정의되며, $\sigma_x^2 = E\{|x_l(n + \tau)|^2\}$ 이다.

수신단에서 FFT 구간에 한 OFDM 심볼만 존재하고 소수 주파수 오프셋이 완벽하게 추정되고 보상되었다고 가정하면, FFT 이후 주파수 영역에서의 l 번째 OFDM 심볼의 k 번째 OFDM 샘플 $Y_l(k)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_l(k) = e^{j2\pi \Delta l N_T / N} e^{j2\pi \tau k / N} H_l(k - \Delta) \times X_l(k - \Delta) + W_l(k), \quad (3)$$

여기에서 $W_l(k)$ 는 주파수 영역에서의 복소 AWGN 샘플을 의미한다. 식 (3)으로부터 정수 주파수 오프셋은 OFDM 신호의 위상을 회전시키고 송신 데이터 및 파일럿의 순환적 이동을 가져옴을 알 수 있으며, 시간 오프셋은 각 부반송파 별로 서로 다른 위상 회전을 초래함을 각각 알 수 있다.

III. 기존 기법

기존 기법은 동일한 OFDM 심볼 내에 있는 연속 파일럿과 분산 파일럿의 위치 및 값을 이용하여 정수 주파수 오프셋을 추정한다^[10]. 보다 구체적으로는 하나의 OFDM 심볼에서 연속 파일럿과 가장 가까운 곳에 위치한 분산 파일럿의 상관 정보 및 템플릿을 이용하여 정수 주파수 오프셋을 추정하며, 두 파일럿 간 템플릿은 아래와 같다.

$$T_m(k) = \frac{X^m(k')}{X^m(k)}, \quad (4)$$

for $k \in C_p$ and $m \in \{0, 1, 2, 3\}$,

여기에서 C_p 는 정수 주파수 오프셋을 추정하기 위해 기존 기법에서 사용하는 연속 파일럿 색인의 집합을 의미하며, 기존 기법에서 사용되는 연속 파일럿의 수는 한 OFDM 심볼 내 연속 파일럿의 총 수보다 작거나 같다. 그리고 m 은 서로 다른 4개의 파일럿 패턴을 구별하는데 사용되는 OFDM 심볼의 색인, $X^m(k)$ 은 m 번째 파일럿 패턴에서 색인 k 를 갖는 주파수 영역

에서의 OFDM 샘플을 각각 의미한다. $X^m(k')$ 은 $X^m(k)$ 에 가장 인접한 분산 파일럿, k' 은 이 분산 파일럿의 색인을 각각 나타낸다. $T_m(k)$ 는 +1 또는 -1의 값을 지니며, 이는 파일럿의 위치 값 정보와 더불어 송수신단 양 쪽에 미리 알려져 있다. 수신한 OFDM 심볼의 파일럿 패턴이 4개의 파일럿 패턴 중 어떤 파일럿 패턴인지 찾기 위하여 모든 정수 주파수 옴셋 후보값 f 에 대하여 식 (5)의 과정을 거친다.

$$m_0 = \arg \max_{m \in \{0,1,2,3\}} \{\text{Re}(\Psi(f, m))\}, \quad (5)$$

여기에서 $\Psi(f, m) = \sum_{k \in C_p} Y_0(k_m + f) Y_0^*(k'_m + f) T_m(k_m)$ 이며, f 는 정수 주파수 옴셋의 시험값, k_m 과 k'_m 은 m 번째 템플릿이 사용되었을 때 m 번째 템플릿에서 색인 k 를 갖는 연속 파일럿과 가장 인접한 분산 파일럿의 색인을 각각 나타낸다. 그리고 전체 정수 주파수 옴셋 후보값 중 식 (6)에 의하여 α 개의 후보값을 선택한다.

$$\{f_1, \dots, f_\alpha\} = \arg \max_{f \in \{0,1,\dots,N-1\}} \left\{ \text{Re} \left(\sum_{k \in C_p} Y_0(k_{m_0} + f) \times Y_0^*(k'_{m_0} + f) T_{m_0}(k_{m_0}) \right) \right\}, \quad (6)$$

여기에서 $\arg \max_{f \in \{0,1,\dots,N-1\}} (\cdot)$ 는 f 의 모든 시험값 N 개 중에서 결과가 큰 순서대로 α 개의 시험값을 선택하며, $\text{Re}\{\cdot\}$ 는 실수 부분만 뽑아내는 연산을 수행한다. 여기에서 선택된 α 개의 정수 주파수 옴셋 후보값을 이용하여 연속하는 D 개의 OFDM 심볼에서의 상관값은 식 (7)에 의해 계산할 수 있으며, 식 (8)에 의해 식 (7)을 최대로 하는 후보값을 추정된 정수 주파수 옴셋으로 한다.

$$\Omega(f') = \sum_{k \in C_p} \sum_{l=0}^{D-1} Y_l(k_{m_0 \oplus l} + f')$$

$$\times Y_l^*(k'_{m_0 \oplus l} + f') T_{m_0 \oplus l}(k_{m_0 \oplus l}), \quad (7)$$

$$\hat{\Delta} = \arg \max_{f' \in \{f_1, f_2, \dots, f_\alpha\}} \{\text{Re}(\Omega(f'))\}, \quad (8)$$

여기에서 $m_0 \oplus l$ 은 m_0 와 l 의 합을 4로 나눈 나머지를 의미하며, D 는 정수 주파수 옴셋을 추정하기 위하여 사용된 연속하는 OFDM 심볼의 수, f' 은 식 (6)을 통해 미리 선택된 α 개의 시험값을 각각 의미한다. 만약 $\alpha = 1$ 이라고 하면, 기존 기법은 한 OFDM 심볼을 이용하여 정수 주파수 옴셋을 추정한다. DVB-T 시스템에서는 전체 대역폭에 비해 부반송과 간격이 매우 작기 때문에 연속 파일럿과 가장 인접한 분산 파일럿 간의 채널 응답이 동일하다고 가정 할 수 있으며, 따라서 시간 옴셋이 존재하는 경우, 기존 기법의 상관 함수 부분은 식 (9)와 같이 표현할 수 있으며, $\hat{W}_l(k_{m_0 \oplus l})$ 는 잡음 성분을 의미한다. 식 (9)에서 보는 바와 같이, 정수 주파수 옴셋과 정수 주파수 옴셋 시험값이 동일하더라도 시간 옴셋 τ 에 의하여 위상이 회전되기 때문에 신뢰성 있는 정수 주파수 옴셋을 추정할 수 없다.

IV. 제안한 기법

제안한 기법은 나머지 시간 옴셋이 존재하는 상황에서 시간 옴셋에 강인하게 정수 주파수 옴셋을 추정한다. 이를 위해 한 OFDM 심볼 내에 위치한 연속 파일럿과 가장 인접한 분산 파일럿 간의 상관값을 구하고 이 값들을 미리 정해진 샘플 거리별로 나눈다. 같은 그룹 내에 있는 상관값들은 동일한 시간 옴셋의 영향을 받으므로, 이 상관값들을 재상관함으로써 시간 옴셋이 상쇄할 수 있다. 모든 정수 주파수 옴셋 시험값에 대하여 위 과정을 시행하고, 최대값을 갖는 시험

$$\begin{aligned} & \sum_{k \in C_p} \sum_{l=0}^{D-1} Y_l(k_{m_0 \oplus l} + f') Y_l^*(k'_{m_0 \oplus l} + f') T_{m_0 \oplus l}(k_{m_0 \oplus l}) \\ &= \sum_{k \in C_p} \sum_{l=0}^{D-1} e^{j2\pi\tau(k_{m_0 \oplus l} - k'_{m_0 \oplus l})/N} |H_l(k_{m_0 \oplus l} + f' - \Delta)|^2 X_l(k_{m_0 \oplus l} + f' - \Delta) X_l^*(k'_{m_0 \oplus l} + f' - \Delta) \frac{X^{m_0 \oplus l}(k'_{m_0 \oplus l})}{X^{m_0 \oplus l}(k_{m_0 \oplus l})} \\ &+ \hat{W}_l(k_{m_0 \oplus l}), \end{aligned} \quad (9)$$

값을 추정된 정수 주파수 옵셋으로 한다. 보다 구체적으로로는 아래의 과정과 같다.

템플릿을 만들기 위하여 한 OFDM 심볼 내에 위치한 모든 연속 파일럿에 대하여 가장 인접한 분산 파일럿을 결정한 후, 두 파일럿 사이의 샘플 거리를 측정한다. DVB-T 표준 시스템에 따라 이 거리는 $\pm 3, \pm 6, \pm 9, \pm 12$ 로 나눌 수 있으며^[13], 연속 파일럿과 분산 파일럿의 색인이 동일한 경우의 두 파일럿 사이의 샘플 거리는 $+12$ 로 설정하였다. 수신한 OFDM 심볼의 파일럿 패턴이 4개의 파일럿 패턴 중 어느 패턴인지 찾기 위하여 모든 정수 주파수 옵셋 후보값 f 에 대하여 식 (10)의 과정을 거친다.

$$m_0 = \arg \max_{m \in \{0, 1, 2, 3\}} \{ \text{Re}(\Psi(f, m)) \}, \quad (10)$$

여기에서 $\Psi(f, m)$ 는 식 (11)에 나타난 바와 같다. 식 (11)에서 g 는 연속 파일럿과 가장 인접한 분산 파일럿 간의 샘플 거리, G 는 두 파일럿 간 샘플 거리의 집합, $Gn(g)$ 는 각 샘플 거리에 따른 그룹에 속하는 연속 파일럿의 총 수를 각각 의미한다. 각 그룹에 속하는 연속 파일럿 색인은 $I_{g,m}(i)$ 로 정의하며, i 는 각 그룹에 속하는 연속 파일럿의 순서를 각각 의미한다.

$$T_m(I_{g,m}(k)) = \frac{X^m(I_{g,m}(k) + g)}{X^m(I_{g,m}(k))}. \quad (12)$$

식 (12)에 주어진 $T_m(k)$ 는 기존 기법에서와 마찬가지로 연속 파일럿과 분산 파일럿의 상관값을 최대한으로 하는 템플릿이며 $+1$ 또는 -1 의 값을 갖는다. 그리고 연속 파일럿과 가장 인접한 분산 파일럿의 상관값을 계산하고, 미리 정해진 두 파일럿 간 샘플 거리에 따라 나눈다. 식 (13)과 같이 수신한 OFDM 심볼 내 파일럿 패턴과 템플릿에 사용된 파일럿 패턴의 순서를 맞춘 후, 각 그룹 내에 속하는 연속 파일럿과 분산 파일럿의 두 상관값을 재상관시켜 시간 옵셋의 영향을 상쇄할 수 있는 새로운 상관값을 얻을 수 있다. 최종적으로 모든 정수 주파수 옵셋 시험값에 대하여 식 (13)에 의해 상관값을 계산한 후, 식 (14)를 통해 정수 주파수 옵셋을 추정할 수 있다.

$$\hat{\Delta} = \arg \max_{f \in \{0, 1, \dots, N-1\}} \{ \text{Re}(\Omega(f)) \}. \quad (14)$$

수신단에서 정수 주파수 옵셋을 추정하기 전에 나머지 시간 옵셋이 존재하는 경우, 제한한 기법의 상관함수 부분은 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다. 이 때 상관값 계산에 사용되는 두 개의 파일럿의 채널 응답은 동일하다고 가정하며, $\hat{W}_l(I_{g,m_0 \oplus l}(i))$ 는 잡음 성분을 의미한다. 식 (15)에서 보는 바와 같이, 상관값 $\Omega(f)$ 는 시간 옵셋의 영향을 받지 않음을 알 수 있으며, 따라서 제한한 기법은 시간 옵셋에 강인하게 정수 주파수 옵셋을 추정할 수 있다.

$$\Psi(f, m) = \sum_{l=0}^{D-1} \sum_{g \in G} \sum_{i=1}^{Gn(g)-1} \sum_{j=i+1}^{Gn(g)} \{ Y_l(I_{g,m \oplus l}(i) + f) Y_l^*(I_{g,m \oplus l}(i) + g + f) T_{m \oplus l}(I_{g,m \oplus l}(i)) \} \\ \times \{ Y_l(I_{g,m \oplus l}(j) + f) Y_l^*(I_{g,m \oplus l}(j) + g + f) T_{m \oplus l}(I_{g,m \oplus l}(j)) \}^*, \quad (11)$$

$$\Omega(f) = \sum_{l=0}^{D-1} \sum_{g \in G} \sum_{i=1}^{Gn(g)-1} \sum_{j=i+1}^{Gn(g)} \{ Y_l(I_{g,m_0 \oplus l}(i) + f) Y_l^*(I_{g,m_0 \oplus l}(i) + g + f) T_{m_0 \oplus l}(I_{g,m_0 \oplus l}(i)) \} \\ \times \{ Y_l(I_{g,m_0 \oplus l}(j) + f) Y_l^*(I_{g,m_0 \oplus l}(j) + g + f) T_{m_0 \oplus l}(I_{g,m_0 \oplus l}(j)) \}^*, \quad (13)$$

$$\Omega(f) = \sum_{l=0}^{D-1} \sum_{g \in G} \sum_{i=1}^{Gn(g)-1} \sum_{j=i+1}^{Gn(g)} |H_l(I_{g,m_0 \oplus l}(i) - \Delta + f)|^2 X_l(I_{g,m_0 \oplus l}(i) - \Delta + f) X_l^*(I_{g,m_0 \oplus l}(i) + g - \Delta + f) \\ \times \frac{X^{m_0 \oplus l}(I_{g,m_0 \oplus l}(i) + g)}{X^{m_0 \oplus l}(I_{g,m_0 \oplus l}(i))} |H_l(I_{g,m_0 \oplus l}(j) - \Delta + f)|^2 X_l^*(I_{g,m_0 \oplus l}(j) - \Delta + f) X_l(I_{g,m_0 \oplus l}(j) + g - \Delta + f) \\ \times \left(\frac{X^{m_0 \oplus l}(I_{g,m_0 \oplus l}(j) + g)}{X^{m_0 \oplus l}(I_{g,m_0 \oplus l}(j))} \right)^* + \hat{W}_l(I_{g,m_0 \oplus l}(i)), \quad (15)$$

V. 모의실험 결과

본 장에서는 다중경로 레일리 페이딩 채널에서 시간 오프셋 및 SNR에 따른 기존 기법과 제안한 기법의 정수 주파수 오프셋 추정 정확도를 비교하였다. 모의실험 환경은 다음과 같이 설정하였다. 2K 모드의 DVB-T 시스템을 사용하였으며, 데이터는 4-QAM 방식을 통해 생성하였다. 모의실험에 사용된 매개변수는 $N=2048$, $\alpha = N$ 이며, OFDM 심볼은 1개인 경우와 2개인 경우 모두를 고려하였으며, 보호구간의 길이는 OFDM 한 심볼 길이의 1/16인 128 샘플로 설정하였다. 채널의 다중 경로 개수는 10개이며, 각 경로의 시간 차이는 10 샘플로 설정하였고, 각 경로의 크기는 서로 독립적인 레일리 분포를 따른다. 그리고 각 경로의 크기는 지수적인 분포를 따르며, 첫 번째 경로와 열 번째 경로의 전력은 20 dB 차이를 보인다. 각 경로의 위상은 $(-\pi, \pi)$ 에서 균일한 분포를 갖으며, 도플러 주파수는 100 Hz로 설정하였다.

그림 2는 다중경로 레일리 페이딩 환경에서 기존 기법과 제안한 기법의 시간 오프셋에 따른 정수 주파수 오프셋 추정 정확도를 보여준다. SNR은 5 dB로 설정하였으며, 시간 오프셋 크기는 하나의 OFDM 심볼 길이로 정규화 하였다. 한편, 대략적으로 시간 오프셋을 추정하고 나머지 시간 오프셋이 존재하는 상황에서 주파수 오프셋을 추정하는 경우, 추정된 OFDM 심볼 시작점이 다중 경로 지연으로 인하여 기준 위치에 비하여 밀리는 경우가 발생한다^[15]. 또한 다중 경로 지연은 보호구간의 길이를 넘지 않도록 설계되므로, 이러한 점을 고려하여 나머지 시간 오프셋의 크기는 보호구간의 크기를 넘지 않도록 설정하였다.

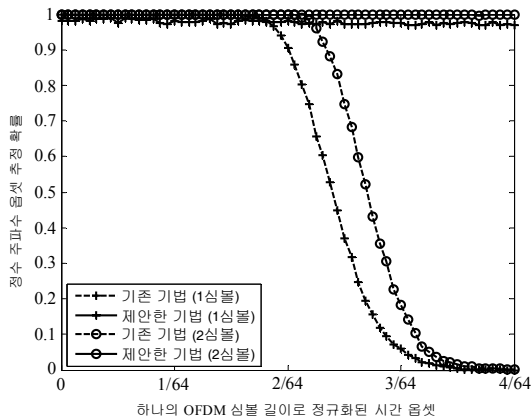


그림 2. 시간 오프셋에 따른 정수 주파수 오프셋 추정 정확도 (SNR: 5 dB)

그림 2로부터 알 수 있듯이, 기존 기법은 시간 오프셋이 증가함에 따라 정수 주파수 오프셋 추정 정확도가 떨어지는 반면, 제안한 기법은 시간 오프셋의 크기에 무관하

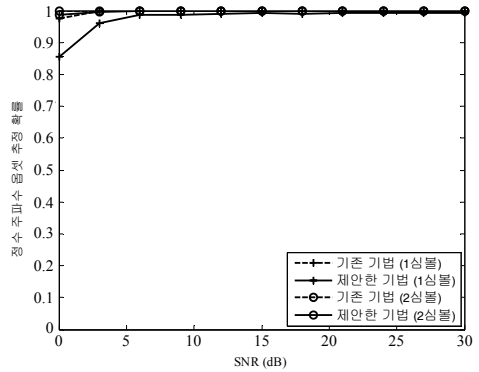


그림 3. SNR에 따른 정수 주파수 오프셋 추정 정확도 (시간 오프셋: 40)

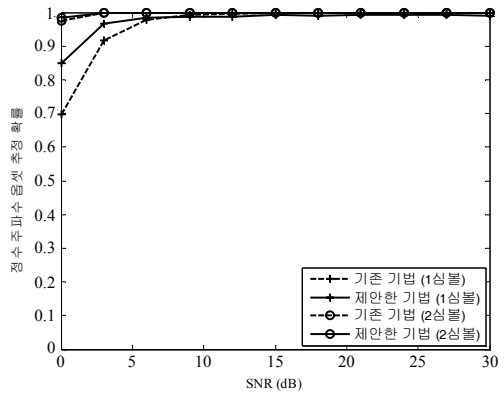


그림 4. SNR에 따른 정수 주파수 오프셋 추정 정확도 (시간 오프셋: 60)

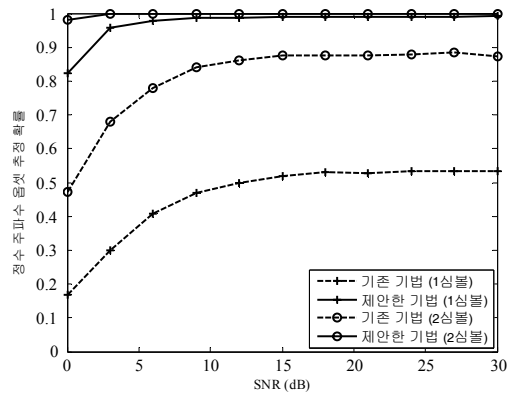


그림 5. SNR에 따른 정수 주파수 오프셋 추정 정확도 (시간 오프셋: 80)

게 높은 정수 주파수 오프셋 추정 확률을 보임을 알 수 있다. 그림 3, 4, 5는 고정된 시간 오프셋 40 및 60, 80에 대하여 (각각 하나의 OFDM 심볼 길이로 정규화 시 5/256 및 15/512와 5/128에 해당) SNR에 따른 기존 기법과 제안한 기법의 정수 주파수 오프셋 추정 확률을 각각 보여준다. 그림 3, 4, 5로부터 기존 기법의 정수 주파수 오프셋 추정 성능은 시간 오프셋에 영향을 받는 반면, 제안한 기법은 시간 오프셋의 크기에 상관없이 높은 정수 주파수 오프셋 추정 성능을 보임을 확인할 수 있다.

VI. 결 론

OFDM 시스템에서 시간 오프셋은 주파수 오프셋 추정 기법의 성능을 떨어뜨리는 대표적인 원인 중 하나이다. 따라서 시간 오프셋이 존재하는 환경에서도 시간 오프셋에 강인한 주파수 오프셋 추정 성능을 갖는 기법이 필요하다. 본 논문에서는 CR 기반 OFDM 시스템에서 수신한 OFDM 심볼 내에 위치하는 연속 파일럿과 각 연속 파일럿에 가장 인접한 분산 파일럿 간의 샘플 거리가 미리 결정된 값 중 하나라는 특징을 이용하여 시간 오프셋의 영향에 무관하게 높은 주파수 오프셋 추정 성능을 보이는 기법을 제안하였다. 그리고 모의실험 결과를 통해 제안된 기법이 기존 주파수 오프셋 추정 기법에 비해 뛰어난 정수 주파수 오프셋 추정 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

참 고 문 헌

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

[2] S. Chang and E. J. Powers, "Efficient frequency-offset estimation in OFDM-based WLAN systems," *Electron. Lett.*, Vol.39, pp. 1554-1555, Oct. 2003.

[3] 신재욱, 박애순, "차세대 이동통신 단말 기술," *한국통신학회지 (정보와 통신)*, 25권, 3호, 53-59쪽, 2008년 3월.

[4] 김창주, 임창식, "Cognitive Radio 기술 및 표준화 동향," *한국전자과학회지*, 19권, 2호, 23-29쪽, 2008년 3월.

[5] T. Yücek and H. Arslan, "A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications," *IEEE Commun. Surveys & Tutorials*,

Vol.11, No.1, pp.116-130, 1st quarter 2009.

[6] J. Lundén, S. A. Kassam, and V. Koivunen, "Robust nonparametric cyclic correlation-based spectrum sensing for cognitive radio," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.58, No.1, pp.38-52, Jan. 2010.

[7] H.-S. Chen, W. Gao, and D. G. Daut, "Spectrum sensing for OFDM systems employing pilot tones," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.8, No.12, pp.5862-5870, Dec. 2009.

[8] M. Morelli, A. N. D'Andrea, and U. Mengali, "Frequency ambiguity resolution in OFDM systems," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.4, No.4, pp.134-136, Apr. 2000.

[9] P. Liu, B.-B. Li, Z.-Y. Lu, and F.-K. Gong, "A new frequency synchronization scheme for OFDM," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, Vol.50, No.3, pp.823-828, Aug. 2004.

[10] K.-T. Lee and J.-S. Seo, "Pilot-aided frequency offset estimation for digital video broadcasting systems," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E90-B, No.11, pp.3327-3329, Nov. 2007.

[11] K.-W. Kwon and Y. Cho, "A simple joint estimation method of residual frequency offset and sampling frequency offset for DVB systems," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E91-B, No.5, pp.1673-1676, May 2008.

[12] M. Speth, S. Fechtel, G. Fock, and H. Meyr, "Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission - part II: a case study," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.49, No.4, pp.571-578, Apr. 2001.

[13] ETSI EN 300 744, "Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television," ETSI, Tech. Rep., Jan. 2001.

[14] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.45, No.12, pp.1613-1621, Dec. 1997.

[15] H. Minn, M. Zeng, and V. K. Bhargava, "On timing offset estimation for OFDM systems," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.4, No.7, pp.242-244, July 2000.

이 영 윤 (Youngyoon Lee)

정회원



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

논문상 받음

<관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호 처리

송 정 한 (Chonghan Song)

준회원



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

윤 석 호 (Seokho Yoon)

중신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학사(최우등)
 1999년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학석사
 2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사
 2002년 3월~2002년 6월 MIT 박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연구원

2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전임 강사, 조교수, 부교수

2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상 수상

2007년 Marquis Who's Who in Asia에 등재

2007년 IEEE 준석학회원

2008년 Marquis Who's Who in World에 등재

2009년 한국통신학회 LG 학술상 수상

<관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호처리