

OFDM에서 무선자원 절약을 위한 블라인드 주파수 오프셋 추정 방식

종신회원 전형구*, 정회원 김경수**

Blind Frequency offset Estimation for Radio Resource Saving in OFDM

Hyoung-goo Jeon* *Lifelong Member*, Kyoung-Soo Kim** *Regular Member*

요약

본 논문은 orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) 통신에서 무선자원을 절약할 수 있는 효율적인 블라인드(blind) 주파수 오프셋 추정 방식을 제안한다. 제안된 방식은 OFDM 통신에서 cyclic prefix (CP)를 이용하여 시간차가 있는 2개의 OFDM 신호 블록을 얻고 이를 이용하여 블라인드 주파수 오프셋 추정을 위한 비용함수를 정의한다. 제안된 방식에서 비용함수는 3개의 독립적인 주파수 오프셋 위치에서 비용함수 값들을 이용하여 폐쇄형(closed form)의 코사인 함수로 나타낼 수 있음을 보인다. 이 코사인 함수를 이용하면 전체 주파수 오프셋 범위에 대한 탐색 없이 최저 비용함수 값을 쉽게 계산할 수 있기 때문에 주파수 오프셋 추정이 효율적이다. 폐쇄형 코사인 함수로부터 구한 주파수 오프셋은 정확도가 해상도에 제한 받지 않기 때문에 signal-to-noise ratio (SNR)이 증가할수록 추정 오차가 계속 줄어들음을 확인하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 제안된 방식은 기존의 오버샘플링(oversampling) 기법^[8]이나 MUSIC 방식^[6]보다 평균제곱오차 (mean square error, MSE) 성능이 우수함을 보였다.

Key Words : OFDM, 주파수 오프셋, 블라인드 주파수 오프셋 추정, 비용함수, 정현파 비용 함수

ABSTRACT

In this paper, an efficient blind frequency offset estimation method for radio resource saving in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems is proposed. In the proposed method, we obtain two time different received OFDM signal blocks by using the cyclic prefix and define the cost function by using the two OFDM signal blocks. We show that the cost function can be approximately expressed as a closed form cosine function. The approximated cosine function can be obtained from three independent cost function values calculated at three different frequency offsets. In the proposed method, the frequency offset can be estimated by calculating a frequency offset minimizing the approximated cosine function without searching all the frequency offset range. Unlike the conventional methods such as MUSIC^[6] method, the accuracy of the proposed method is independent of the searching resolution since the closed form solution exists. The computer simulation shows that the performance of the proposed method is superior to those of the MUSIC and the oversampling method^[8].

1. 서론

최근에 orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)은 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 주

※ 본 연구 결과는 2008년도 한국전자통신연구원 방송통신융합부분 연구비 지원(과제번호5010-2008-0195)으로 이루어졌습니다.

* 동의대학교 정보통신과(hgjeon@deu.ac.kr), **한국전자통신연구원 이동통신연구소(kksu@etri.re.kr)

논문번호 : KICS2009-02-070, 접수일자 : 2009년 2월 18일, 최종논문접수일자 : 2009년 10월 6일

목받고 있으며 WiBro와 WiFi 등에서 사용되고 있다. OFDM 방식은 다수의 직교 부 반송파를 사용하여 병렬 전송하기 때문에 주파수 선택적 페이딩 환경에 강한 특성이 있다. OFDM은 부반송파 간에 직교성이 유지될 때에만 OFDM의 장점이 유지될 수 있다. 만약 송신기와 수신기 사이에 반송파 주파수 오프셋이 발생하면 부반송파 간 직교성이 깨진다. OFDM에서 부반송파 간 직교성이 무너지면 반송파 간 간섭 (inter carrier interference, ICI)가 발생하여 수신기의 BER 성능이 떨어진다. 따라서 데이터를 복조하기 전에 주파수 오프셋을 정확하게 추정해서 보정해야 한다. 이러한 송수신 간의 반송파 주파수 동기의 문제점을 해결하기 위하여 이전에 많은 연구가 있었다^{[1]-[10]}.

참고문헌[2]는 연속적인 두개의 훈련신호를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하였다. 이러한 추정 방식은 훈련 신호를 연속적으로 두개를 보내야 하기 때문에 주파수 사용 효율이 떨어지게 된다. 그리고 매 OFDM 마다 발생하는 주파수 오프셋에 대한 대책이 미흡하다. OFDM 송신기는 수신기에서 주파수 오프셋을 추정할 수 있도록 데이터 중간 중간에 파일럿 신호를 혼합하여 전송한다. 그러나 이러한 방식은 한정된 주파수 자원을 주파수 오프셋 추정을 위해 사용해야 하므로 주파수 사용면에서 비효율적이다. 참고문헌[3]은 cyclic prefix (CP)를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하였다. 이 방식은 훈련 신호가 필요 없는 블라인드 주파수 오프셋 추정 방식이며 OFDM의 신호가 구조적으로 부분 반복되는 특성을 이용하여 주파수 오프셋을 추정한 것이다. 그러나 이 방식은 additive white Gaussian noise (AWGN) 채널 환경에서는 양호한 성능을 보이지만 채널 응답이 긴 경우 다중 경로 환경에서 성능이 떨어지며 오차한계 (error floor) 현상을 보인다. 참고문헌[4]에서는 kurtosis 비용함수를 이용한 블라인드 주파수 오프셋 추정방식을 제안하였다. kurtosis 비용함수를 계산하기 위해서는 충분히 많은 OFDM 신호 블록들이 수집되어야 하며 그 블록들이 수집되는 동안 주파수 오프셋이 변하지 않아야 한다. 참고문헌[5]는 여러 OFDM 신호 블록을 수집하여 통계적으로 ICI를 적게 하는 주파수 오프셋을 선택한다. 그러나 이 방식도 여러 OFDM 신호 블록을 수집해야 하므로 시간이 걸리고 주파수 오프셋은 조금씩 변화하므로 실제 환경에서 사용하기 어려움이 있다.

그 외에도 여러 가지 다양한 블라인드 주파수 오프셋 추정 방식이 제안되었다^{[6]-[7]}. 참고문헌[6]에서는 OFDM 시스템에 존재하는 널(null) 부반송파를 이용하여 MUSIC 방식의 주파수 오프셋 추정 방식을 제안하

였다. 그러나 이 방법은 매트릭스를 이용할 경우 매우 복잡하고 많은 계산량을 필요로 한다. 참고문헌[8]은 오버샘플링(oversampling) 주파수 오프셋 추정 방식을 제안하였다. 오버샘플링 방식의 단점은 홀수 샘플군과 짝수 샘플군의 두 신호 간에 시간차가 1/2 샘플링 시간밖에 나지 않기 때문에 시간영역에서 두 신호는 매우 비슷하다. 두 신호가 비슷할수록 주파수 오프셋에 의해 발생하는 신호간의 위상차가 작고 비용함수는 잡음에 매우 민감하다. 따라서 오버샘플링 방식은 고주파 대역이 널 부반송파로 할당될 경우 두 신호는 저주파 대역이 널인 경우에 비해서 두신호가 더욱 비슷하므로 성능이 저하된다. WLAN을 포함한 실제 OFDM 시스템에서 널 부반송파는 양 끝의 고주파 대역에 할당되므로 오버샘플링 방식은 실제 OFDM 시스템에서 사용하기 어렵다.

본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 여러 OFDM 샘플을 수집할 필요가 없으며 오버샘플링을 요구하지 않으며 복잡도를 늘리지 않고 비용함수를 코사인 함수로 모델링하여 간단한 탐색으로 주파수 오프셋을 추정할 수 있는 방법을 제안하였다. 본 논문의 구성은 서론에 이어 2장에서는 새로운 주파수 오프셋 추정 방식을 제안하였다. 3장에서는 비용함수의 특성을 분석하여 코사인 함수로 모델링 가능하다는 것을 보였다. 4장에서는 컴퓨터 시뮬레이션 및 그 결과를 보였고 5장에서 결론을 맺었다.

II. 제안된 블라인드 주파수 오프셋 추정방식

기존의 오버샘플링 방식^[8]은 오버샘플링을 이용하여 홀수 번째 샘플군과 짝수 번째 샘플군으로 나누어서 1/2 샘플 시간차가 존재하는 2개의 OFDM 수신 신호를 얻는다. 오버샘플링 방식은 주파수 오프셋이 없을 때 두 시간차 신호 사이에 시간 이동 불변(time shift invariance) 특성 원리를 이용하여 주파수 오프셋 추정을 위한 비용 함수를 정의하였다. 오버샘플링 방식의 단점은 홀수 샘플군과 짝수 샘플군의 두 신호 간에 시간차가 1/2 샘플링 시간밖에 나지 않기 때문에 시간영역에서 두 신호는 매우 비슷하다. 두 신호가 비슷할수록 주파수 오프셋에 의해 발생하는 신호간의 위상차가 작고 비용함수는 잡음에 매우 민감하게 되므로 carrier frequency offset (CFO) 추정 성능이 좋지 않다.

본 논문에서는 오버샘플링 필요성을 없애고 CFO 추정 성능을 향상시키기 위하여 CP를 이용하여 시간차 신호를 구하였다. CP는 부반송파의 직교성을 보장

하기 위하여 OFDM 신호의 일부 뒷부분을 앞에 삽입하는 것을 말한다. CP의 길이는 최악의 채널 응답 길이를 고려하여 설계하므로 대부분의 경우에 채널 응답의 길이보다 길다. 따라서 CP를 이용하면 원래 OFDM 수신 신호 $r(n)$ 보다 시간적으로 i 샘플 앞선 $r(n-i)$ 신호를 구할 수 있다. 여기서 i 는 채널 응답 길이와 CP 길이를 고려하여 ISI가 발생하지 않도록 하는 범위에서 정한다. OFDM 수신 신호는 시간 영역에서 (2-1)식 같이 나타낼 수 있다. 여기서 잡음 성분은 수식 전개에 편의상 생략하였다.

$$r(n) = \sum_{k=0}^{N-1} H(k)X(k)e^{j2\pi nk/N} \quad (2-1)$$

여기서 $H(k)$ 와 $X(k)$ 는 각각 송수신기 사이에서 k 번째 부반송파의 주파수 응답과 주파수 영역 전송 데이터를 의미한다. N 은 역푸리에 고속 변환(IFFT)의 크기이며 N 부반송파를 포함한 전체 부반송파 개수를 의미한다. 주파수 오프셋이 없다면 $r(n)$ 과 $r(n-i)$ 에 대한 DFT 연산을 수행할 때 다음과 같이 시간 이동 불변(time shift invariant) 성질이 보장된다.

$$\begin{aligned} R_0(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n)e^{-j2\pi nk/N} \\ &= H(k)X(k) \end{aligned} \quad (2-2)$$

$$\begin{aligned} R_i(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n-i)e^{-j2\pi nk/N} \\ &= H(k)X(k)e^{-j2\pi ik/N} \end{aligned} \quad (2-3)$$

주파수 영역에서 위상차를 보상해주면 두 신호는 (2-4)과 같이 서로 동일하게 된다.

$$R_0(k) = R_i(k)e^{j2\pi ik/N} \quad (2-4)$$

한편 송수신기 사이에 반송파 주파수 오프셋 ϵ 이 존재하는 경우 $r(n)$ 과 $r(n-i)$ 는 (2-5)와 (2-6) 식으로 나타낼 수 있다.

$$r(n) = \sum_{k=0}^{N-1} H(k)X(k)e^{j2\pi n(k+\epsilon)/N} \quad (2-5)$$

$$r(n-i) = \sum_{k=0}^{N-1} H(k)X(k)e^{j2\pi(n-i)(k+\epsilon)/N} \quad (2-6)$$

CFO가 존재하면 $r(n)$ 과 $r(n-i)$ 의 푸리에 변환 시 각 부반송파간 상호 간섭이 생기며 이로 인하여 ICI가 발생한다. 즉, CFO가 존재하면 시간 이동 불변(time shift invariant) 특성이 성립하지 않는다. 따라서 CFO 존재시

$$R_0(k) \neq R_i(k)e^{j2\pi ik/N} \quad (2-7)$$

이다. CFO를 추정하기 위하여 수신신호에 임의의 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}$ 을 곱하여 DFT를 수행한 후 (2-8) 식과 같이 비용 함수 $\zeta(\hat{\epsilon})$ 를 정의하였다.

$$\zeta(\hat{\epsilon}) = \sum_{l=0}^{N-1} |D_0(l) - D_i(l)e^{j2\pi l\hat{\epsilon}/N}|^2 \quad (2-8)$$

여기서

$$\begin{aligned} D_0(l) &= \sum_{n=0}^{N-1} \{r(n)e^{-j2\pi n\hat{\epsilon}/N}\} e^{-j2\pi nl/N} \\ D_i(l) &= \sum_{n=0}^{N-1} \{r(n-i)e^{-j2\pi(n-i)\hat{\epsilon}/N}\} e^{-j2\pi nl/N} \end{aligned}$$

이다. 이때 추정하고자 하는 주파수 오프셋은 (2-9) 식과 같이 이 비용함수를 최소로 하는 주파수 오프셋이 된다.

$$\hat{\epsilon} = \arg \min_{\hat{\epsilon}} \zeta(\hat{\epsilon}) = \sum_{l=0}^{N-1} |D_0(l) - D_i(l)e^{j2\pi l\hat{\epsilon}/N}|^2 \quad (2-9)$$

주파수 오프셋 추정을 위해서는 (2-9) 식을 이용하여 주파수 오프셋 전 범위에 걸쳐 최소 비용함수 값을 탐색해야 하며 탐색 해상도에 반비례하여 탐색 횟수가 정해진다. 즉 탐색 정밀도가 증가하면 탐색 횟수가 많아지고 탐색 정밀도가 떨어지면 그만큼 탐색 횟수가 줄어든다. OFDM 통신에서 주파수 오프셋으로 인한 성능 저하를 막기 위해서는 부반송파 간격의 4% 이내로 주파수 오프셋이 추정되어야 한다^[1]. 부반송파간 주파수 간격을 1로 정규화 했을 때 4% 이내의 주파수 오프셋 추정을 위해서는 주파수 오프셋 탐색 해상도가 0.08 이하가 되어야 한다. 따라서 정규화된 주파수 오프셋 범위 [0~1) 까지 탐색하는 데 최소 12.5 회 이상의 비용 함수를 계산해야 한다. 매 OFDM 심볼마다 12.5 회 이상 비용함수를 계산하는 것은 수신기에 실시간 구현 및 전력 소모의 부담으로 작용할 수 있다. 특히 단말

기의 빔대리 용량이 제한적이기 때문에 블라인드 주파수 옵셋 추정을 실제 구현하기 어렵다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하고자 비용함수 $\zeta(\hat{\epsilon})$ 를 코사인(cosine) 함수로 표현하여 $\zeta(\hat{\epsilon})$ 가 최소가 되는 $\hat{\epsilon}$ 를 찾는 방법을 제시하였다.

제안된 방법은 최소 3개의 $\zeta(\hat{\epsilon})$ 값만 계산하면 코사인 함수로 근사화가 가능하다. 다음 절에서 (2-8) 식으로 정의된 비용함수가 코사인 함수로 근사화가 가능하다는 것을 보이도록 하겠다. 비용 함수 $\zeta(\epsilon)$ 는 항상 0 보다 크기 때문에 직류성분이 포함된 코사인 함수로 모델링이 가능하다고 하자. 코사인 함수는 진폭, 위상 및 직류성분을 이용하여 표현 가능하므로 (2-10) 식과 같이 모델링이 가능하다.

$$\zeta(\hat{\epsilon}) = A\cos 2\pi(\hat{\epsilon} - \theta) + C \quad (2-10)$$

여기서 A , θ 및 C 는 비용함수의 진폭, 위상 및 직류성분을 각각 나타낸다. 비용함수를 코사인 함수로 모델링하기 위하여 서로 다른 알고 있는 3개 지점 $\hat{\epsilon}_1, \hat{\epsilon}_2, \hat{\epsilon}_3$ 에서 비용함수 계산이 필요하다. 단 여기서 $\hat{\epsilon}_2 = \hat{\epsilon}_1 + 0.5$ 이며 DC 성분을 추정하기 위하여 필요하다. 이때 비용함수는 다음과 같다.

$$\zeta(\hat{\epsilon}_1) = A\cos 2\pi(\hat{\epsilon}_1 - \theta) + C \quad (2-11)$$

$$\begin{aligned} \zeta(\hat{\epsilon}_2) &= A\cos 2\pi(\hat{\epsilon}_1 + 0.5 - \theta) + C \\ &= -A\cos 2\pi(\hat{\epsilon}_1 - \theta) + C \end{aligned} \quad (2-12)$$

$$\zeta(\hat{\epsilon}_3) = A\cos 2\pi(\hat{\epsilon}_3 - \theta) + C \quad (2-13)$$

(2-11) 식과 (2-12) 식을 이용하여 (2-14) 식처럼 비용함수의 DC 성분을 구할 수 있다.

$$C = (\zeta(\hat{\epsilon}_1) + \zeta(\hat{\epsilon}_2))/2 \quad (2-14)$$

이제 DC 성분 값 C 를 알고 있으므로 (2-15) 식과 (2-16) 식처럼 DC 성분을 제거할 수 있다.

$$\begin{aligned} \zeta(\hat{\epsilon}_1) - C &= A\cos 2\pi(\hat{\epsilon}_1 - \theta) \\ &= A\{\cos 2\pi\hat{\epsilon}_1 \cos 2\pi\theta + \sin 2\pi\hat{\epsilon}_1 \sin 2\pi\theta\} \end{aligned} \quad (2-15)$$

$$\begin{aligned} \zeta(\hat{\epsilon}_3) - C &= A\cos 2\pi(\hat{\epsilon}_3 - \theta) \\ &= A\{\cos 2\pi\hat{\epsilon}_3 \cos 2\pi\theta + \sin 2\pi\hat{\epsilon}_3 \sin 2\pi\theta\} \end{aligned} \quad (2-16)$$

윗 식에서 진폭 성분을 없애기 위하여 두식을 서로 나누어 정리하면 (2-17) 식과 같다.

$$\begin{aligned} &\{\zeta(\hat{\epsilon}_3) - C\} \{\cos 2\pi\hat{\epsilon}_1 \cos 2\pi\theta + \sin 2\pi\hat{\epsilon}_1 \sin 2\pi\theta\} \\ &= \{\zeta(\hat{\epsilon}_1) - C\} \{\cos 2\pi\hat{\epsilon}_3 \cos 2\pi\theta + \sin 2\pi\hat{\epsilon}_3 \sin 2\pi\theta\} \end{aligned} \quad (2-17)$$

(2-17) 식에서 $\alpha = \{\zeta(\hat{\epsilon}_1) - C\}$ 와 $\beta = \{\zeta(\hat{\epsilon}_3) - C\}$ 를 도입하여 정리하면 (2-18) 식과 같다.

$$\begin{aligned} &\cos 2\pi\theta \{\beta \cos 2\pi\hat{\epsilon}_1 - \alpha \cos 2\pi\hat{\epsilon}_3\} \\ &= \sin 2\pi\theta \{\alpha \sin 2\pi\hat{\epsilon}_3 - \beta \sin 2\pi\hat{\epsilon}_1\} \end{aligned} \quad (2-18)$$

(2-18) 식에서 위상각 θ 를 구하면 (2-19) 식과 같다.

$$\frac{\cos 2\pi\theta}{\sin 2\pi\theta} = \frac{\{\alpha \sin 2\pi\hat{\epsilon}_3 - \beta \sin 2\pi\hat{\epsilon}_1\}}{\{\beta \cos 2\pi\hat{\epsilon}_1 - \alpha \cos 2\pi\hat{\epsilon}_3\}} \quad (2-19)$$

(2-19) 식에서 cosine 항을 실수로 놓고 sine 항을 허수로 놓아 위상각 θ 를 (2-20) 식과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} e^{j2\pi\theta} &= \{\alpha \sin 2\pi\hat{\epsilon}_3 - \beta \sin 2\pi\hat{\epsilon}_1\} + j\{\beta \cos 2\pi\hat{\epsilon}_1 - \alpha \cos 2\pi\hat{\epsilon}_3\}, \\ &-0.5 \leq \theta < +0.5 \end{aligned} \quad (2-20)$$

$\hat{\epsilon}_1$ 과 $\hat{\epsilon}_3$ 를 알고 있으므로 θ 를 구할 수 있다. 일단 θ 를 구하고 나면 비용함수가 최소가 되는 주파수 옵셋 값을 추정할 수 있다. $\zeta(\hat{\epsilon}) = A\cos 2\pi(\hat{\epsilon} - \theta) + C$ 가 최소가 되는 지점은 $2\pi(\hat{\epsilon} - \theta) = \pi$ 일 때이다. 따라서 구하는 주파수 옵셋 추정 값은

$$\hat{\epsilon} = \theta + 0.5 \quad (2-21)$$

이다. (2-20) 식에서 $-0.5 \leq \theta < +0.5$ 이므로 주파수 옵셋 추정 범위는 $0 \leq \hat{\epsilon} < 1$ 이다.

그림 1은 정규화된 주파수 옵셋에 따른 비용 함수의 변화와 코사인 함수로 모델링한 함수 값의 변화를 보여주고 있다. 그림 1을 구하기 위하여 사용한 세계의 임의의 옵셋 값은 $\epsilon_1 = 0.2$, $\epsilon_2 = 0.7$ 및 $\epsilon_3 = 0.55$ 이다. 이들 값은 일반적으로 설정 기준은 없고 앞에서 언급하였듯이 비용함수의 DC 성분 추정을 위하여 반드시 $\epsilon_2 - \epsilon_1 = 0.5$ 조건을 만족해야 한

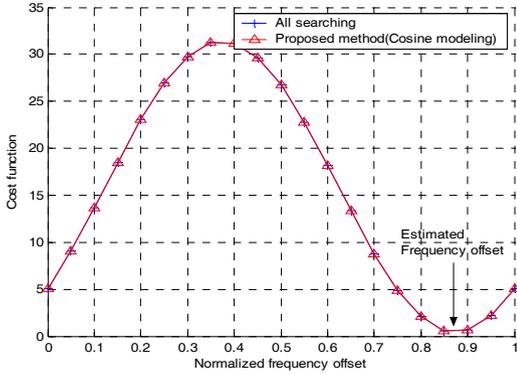


그림 1. 코사인 함수 모델링에 의한 주파수 오프셋 탐색 성능 비교 (해상도 0.05)

다. 삼각형 표시는 비용 함수 $\zeta(\hat{\epsilon})$ 를 코사인 함수로 모델화한 그림이고 십자 표시는 실제 비용함수 $\zeta(\hat{\epsilon})$ 로부터 구해서 그린 것이다. 그림 1에서 코사인 모델링 함수와 실제 비용 함수는 매우 잘 일치함을 알 수 있다. 그림 1에서 코사인 모델링 함수를 이용하여 추정된 주파수 오프셋이 원래 비용 함수에서 최소값을 갖는 주파수 오프셋과 일치함을 알 수 있다. 코사인 모델링 함수는 탐색 해상도와 관계없이 폐쇄 형태(closed form)로 정확한 값을 계산할 수 있으므로 SNR이 증가할수록 점점 주파수 오프셋 추정 값이 더 정확해진다.

III. 비용함수의 특성

(2-8) 식에서 정의된 비용함수는 정현 함수로 표현될 수 있다는 것을 증명하자. 기준 수신 신호 $r(n)$ 을 푸리에 변환하면 (3-1) 식과 같다.

$$R_0(l) = \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j2\pi nl/N} \quad (3-1)$$

수식전개의 편의상 수신신호에 잡음이 존재하지 않는다고 가정하자. 기준 수신 신호에 주파수 오프셋이 존재하는 경우 푸리에 변환은 (3-2) 식과 같다.

$$\begin{aligned} R_0(l) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) X(k) e^{j2\pi n(k+\epsilon)/N} e^{-j2\pi nl/N} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) X(k) e^{j2\pi n(k-l+\epsilon)/N} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} H(k) X(k) \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(k-l+\epsilon)/N} \end{aligned} \quad (3-2)$$

CP를 이용하여 i 샘플 지연된 신호를 구하여 푸리에 변환하면 (3-3) 식과 같다.

$$\begin{aligned} R_i(l) &= \sum_{n=0}^{N-1} r(n-i) e^{-j2\pi nl/N} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) X(k) e^{j2\pi(n-i)(k+\epsilon)/N} e^{-j2\pi nl/N} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} H(k) X(k) e^{-j2\pi i(k+\epsilon)/N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(k-l+\epsilon)/N} \end{aligned} \quad (3-3)$$

주파수 오프셋이 없다면 $r(n)$ 과 $r(n-i)$ 에 대한 푸리에 변환은 l 번째 부반송파의 주파수 영역에서 $e^{-j2\pi il/N}$ 만큼의 위상 차이로 나타난다. 이 위상차를 보상하기 위하여 $R_i(l) e^{j2\pi il/N}$ 를 구한다.

$$R_i(l) e^{j2\pi il/N} = \sum_{k=0}^{N-1} H(k) X(k) e^{-j2\pi i(k-l+\epsilon)/N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(k-l+\epsilon)/N} \quad (3-4)$$

주파수 오프셋이 없다면 $R(l) - R_i(l) e^{j2\pi il/N} = 0$ 이 된다. 그러나 주파수 오프셋이 존재하는 경우는 (3-5) 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R(l) - R_i(l) e^{j2\pi il/N} &= \sum_{k=0}^{N-1} H(k) X(k) \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(k-l+\epsilon)/N} (1 - e^{-j2\pi i(k-l+\epsilon)/N}) \end{aligned} \quad (3-5)$$

(3-5) 식에서 등비급수의 합 부분을 정리하면

$$\sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(k-l+\epsilon)/N} = \frac{1 - e^{j2\pi(k-l+\epsilon)}}{1 - e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}}$$

이고 k 와 l 은 정수이므로 $e^{j2\pi(k-l+\epsilon)} = e^{j2\pi\epsilon}$ 이다. 따라서 (3-5) 식은 (3-6) 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R(l) - R_i(l) e^{j2\pi il/N} &= \sum_{k=0}^{N-1} H(k) X(k) \frac{1 - e^{j2\pi\epsilon}}{1 - e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}} (1 - e^{-j2\pi i(k-l+\epsilon)/N}) \end{aligned} \quad (3-6)$$

(3-6) 식에서 $k=l$ 인 경우가 l 번째 자신의 부반송파 신호 성분이고 $k \neq l$ 인 경우는 인접 부반송파에서 발생

된 간섭 신호 성분이다. $-(N-1) \leq k-l \leq N-1$ 임을 고려하고 $e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}$ 이 $(k-l)$ 값에 따라 주기 함수적인 성질을 이용하여 $e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}$ 의 근사값을 구해보자.

먼저 $k-l=0$ 일 때 $e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N} = e^{j2\pi\epsilon/N}$ 이고 $2\pi\epsilon \ll N$ 이므로 (3-7) 식을 얻을 수 있다.

$$e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N} \simeq 1 + j2\pi\epsilon/N \quad (3-7)$$

같은 방법으로

$$e^{-j2\pi i(k-l+\epsilon)/N} = e^{-j2\pi i\epsilon/N} \simeq 1 - j2\pi i\epsilon/N \quad (3-8)$$

따라서 (3-7) 식과 (3-8) 식을 이용하여 $k-l=0$ 일 때 (3-9) 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{1 - e^{-j2\pi i(k-l+\epsilon)/N}}{1 - e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}} \simeq \frac{j2\pi i\epsilon/N}{-j2\pi\epsilon/N} = (-i) \quad (3-9)$$

$k-l = mN/i$ 이고 m 이 정수인 경우를 고려하자. $2\pi i(k-l)/N = 2\pi m$ 이므로 $e^{-j2\pi i(k-l)/N} = e^{-j2\pi m} = 1$ 이고 $(1 - e^{-j2\pi i(k-l)/N}) = 0$ 이 된다. 따라서 $\epsilon \neq 0$ 인 경우에 $2\pi i\epsilon \ll N$ 임을 고려하면 $k-l = mN/i$ 인 부근에서 $(1 - e^{-j2\pi i(k-l+\epsilon)/N}) \simeq 0$ 이 된다. 따라서 $k-l = mN/i$ 인 부근에서

$$H(k)X(k) \frac{1 - e^{j2\pi\epsilon}}{1 - e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}} (1 - e^{-j2\pi i(k-l+\epsilon)/N}) \simeq 0$$

되는 페이딩 현상이 발생한다.

이 값은 매우 작기 때문에 비용함수 $R(l) - R_i(l)e^{j2\pi il/N}$ 의 값에 전혀 영향을 미치지 못한다. 따라서 $k-l = mN/i$ 부근의 항들은 비용함수의 근사 값 계산에서 고려하지 않아도 된다. $R(l) - R_i(l)e^{j2\pi il/N}$ 값에 영향을 미치는 우세항은 $k=l$ 및 $k=l$ 근처의 항이다. 즉, $(k-l)/N \simeq 0$ 또는 $(k-l)/N \simeq 1$ 인 경우이다.

$k-l=N$ 일 때 $e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N} = e^{j2\pi(N+\epsilon)/N} = e^{j2\pi(\epsilon)/N}$ 이다. 한편 $2\pi(\epsilon) \ll N$ 이므로 $e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N} = e^{j2\pi(\epsilon)/N} \simeq 1 + j2\pi(\epsilon)/N$ 이다.

같은 방법으로

$$e^{-j2\pi i(k-l+\epsilon)/N} = e^{-j2\pi i\epsilon/N} \simeq 1 - j2\pi i\epsilon/N$$

이다. 따라서 (3-10) 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{1 - e^{-j2\pi i(k-l+\epsilon)/N}}{1 - e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}} \simeq \frac{j2\pi i\epsilon/N}{-j2\pi\epsilon/N} = (-i) \quad (3-10)$$

즉, $|k-l|/N \simeq 0$ 이거나 $|k-l|/N \simeq 1$ 인 부근에서 비용함수의 우세항이 나타나며 (3-9) 식과 (3-10) 식을 이용하며 (3-6) 식은 (3-11) 식으로 나타낼 수 있다.

$$R(l) - R_i(l)e^{j2\pi il/N} \simeq \sum_{k=0}^{N-1} H(k)X(k)(1 - e^{j2\pi\epsilon})(-i) \quad (3-11)$$

(3-11) 식을 변형하면 (3-12) 식으로 나타낼 수 있다.

$$R(l) - R_i(l)e^{j2\pi il/N} \simeq \sum_{k=0}^{N-1} H(k)X(k)(e^{j\pi\epsilon})(j2i)\sin(\pi\epsilon) \quad (3-12)$$

(3-12) 식의 절대값의 제곱을 구하면 (3-13) 식과 같다.

$$|R(l) - R_i(l)e^{j2\pi il/N}|^2 \simeq \left| \sum_{k=0}^{N-1} H(k)X(k) \right|^2 4i^2 \sin^2(\pi\epsilon) \quad (3-13)$$

(3-13)식으로부터 $|R(l) - R_i(l)e^{j2\pi il/N}|^2$ 는 정현 함수로 나타낼 수 있다는 것을 알 수 있다. 정현 함수를 표현하기 위해서는 진폭, 위상 및 직류성분이 필요하다. 따라서 (2-8)의 비용함수 $\zeta(\hat{\epsilon})$ 는 진폭, 위상 및 직류성분을 고려하여 (3-14) 식과 같이 표현될 수 있다.

$$\zeta(\hat{\epsilon}) = \sum_{l=0}^{N-1} |D_0(l) - D_i(l)e^{j2\pi il/N}|^2 \simeq A \cos(2\pi(\hat{\epsilon} - \theta)) + C \quad (3-14)$$

여기서 A , θ 및 C 는 비용함수의 진폭, 위상 및 직류성분을 각각 나타낸다. 앞에서 언급하였듯이 $\zeta(\hat{\epsilon})$ 를 (3-14) 식과 같이 코사인 함수로 나타내기 위해서는 근사 비용함수에 3개의 미지수가 있으므로 독립적인 3개의 비용함수 값이 필요하다.

IV. 성능 분석

제안된 방식의 성능을 비교하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 본 논문에서 기술하는 주제의 범위는 블라인드 주파수 오프셋 추정 방식 및 성능 분석이므로 다른 기술과 상대적인 비교를 위하여 시간동

표 1. 다중경로의 delay profile

	1st ray	2nd ray	3rd ray	4th ray	5th ray	6th ray
상대적인 도착 지연 샘플 수	0	5	11	17	23	29
진폭 및 위상	1	$0.7+j*0.4$	$0.6+j*0.8$	$0.5+j*0.6$	$0.4+j*0.3$	0.2

기가 완벽하다고 가정하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 환경은 도플러 주파수 100 Hz이고 다중 경로 수는 6개이며 각각은 레일리 페이딩을 겪는다. 다중경로들의 delay profile은 표 1과 같다.

OFDM 심벌 속도는 25kps이다. Cyclic prefix의 길이는 순수 OFDM 심벌 길이의 1/4이다. 즉, 순수 OFDM 심벌의 길이는 $32 \mu\text{sec}$ 이고 cyclic prefix의 길이는 $8 \mu\text{sec}$ 이며 총 OFDM 심벌의 길이는 $40 \mu\text{sec}$ 이다. 이 때 표 1의 delay profile에 의한 root mean square (rms) 지연이 $2.23 \mu\text{sec}$ 이다. 총 부반송파 개수는 128개이고 이중에 DC 성분과 고주파 대역의 총 20개 부반송파는 널 부반송파로 사용된다. 본 논문에서는 소수점 주파수 오프셋 추정을 다루었고 주파수 오프셋의 정도를 나타내기 위하여 정규화된 주파수 오프셋을 사용하였다. 정규화된 주파수 오프셋은 주파수 오프셋을 부반송파간 주파수로 나눈 것을 의미한다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 실제 정규화된 주파수 오프셋 값은 0.328이다. 그림 2는 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 보여 주고 있다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 사용한 탐색 해상도는 0.05이다. 그림 2에서 제안된 방식의 시간차 $i = 3$ 이다. 그림 2에서 all searching 방법은 (2-8) 식

의 비용함수 값을 모든 주파수 오프셋 범위 [0~1]에 대하여 0.05 간격으로 조사하는 것이고 코사인 모델링 (cosine modeling) 방식은 본 논문에서 제안한 방식으로 3개의 비용 함수를 계산하여 코사인 함수를 모델링하고 최소 값을 갖는 위상을 추정하여 (2-21) 식으로 CFO를 추정하는 방식이다.

그림 2에서 보면 코사인 모델링 방식이 all searching 방법보다 적은 비용함수 계산에도 불구하고 성능이 좋다는 것을 알 수 있다. 코사인 모델링 방식은 오차 한계(error floor) 현상이 없는데 반해서 all searching 방식은 오차 한계 현상이 나타난다. 이러한 이유는 주파수 오프셋 탐색 해상도로 인하여 신호 대 잡음비 (SNR)가 증가하여도 더 이상 주파수 오프셋 추정 오차를 줄일 수 없기 때문이다. 그러나 코사인 모델링 방식은 해상도에 관계없이 값을 추정할 수 있기 때문에 오차 한계 현상이 일어나지 않는다. 기존의 방식과 성능 비교에서 참고문헌[8]과 달리 그림 2에서 오버샘플링 방식이 MUSIC 방식 보다 성능이 좋지 않게 나오는 것은 본 논문의 모의실험에서 널 부반송파를 고주파 대역에 배치하였기 때문으로 보인다. 참고문헌[8]에서 언급하였듯이 오버샘플링 방식은 널 부반송파의 위치에 따라서 성능이 달라진다. 널 부반송파를 고주파에 배치하면 OFDM 신호에서 고주파 성분이 사라지므로 오버샘플링을 통하여 두 신호를 얻을 때 두 신호의 유사성이 증가한다. 두 신호가 비슷할수록 주파수 오프셋에 의해 발생하는 신호간의 위상차가 작고 비용함수는 잡음에 매우 민감하게 되므로 주파수 오프셋 추정 성능이 감소한다.

그림 3은 두 신호간의 시간차 i 에 따른 성능 비교를 보여준다. 제안된 방식에서 CP를 이용하여 시간차 OFDM 수신 신호를 얻을 때 어느 정도 시간차 i 가 확

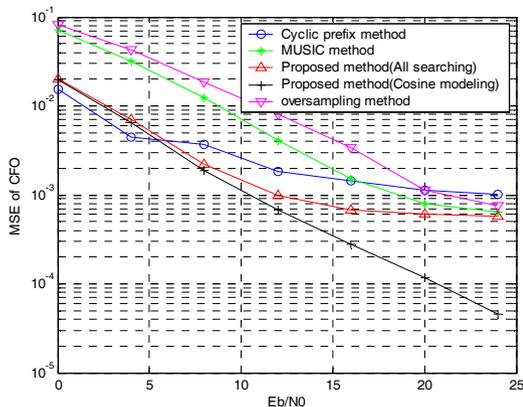


그림 2. 코사인 함수 모델링에 의한 주파수 오프셋 탐색 성능 비교 (해상도 0.05)

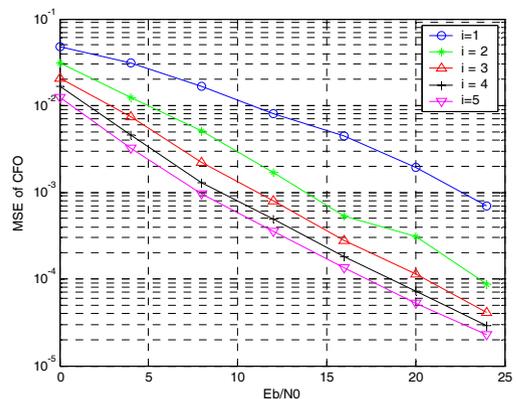


그림 3. 시간차에 따른 주파수 오프셋 탐색 성능 비교 (채널 응답 길이 = 23 샘플)

보되어야 만족할 만한 성능을 얻을 수 있는가 알아보기 위하여 채널 임펄스 응답이 짧다고 가정하고 i 를 1~5까지 변화시키면서 성능을 구하였다. 그림 3의 모의실험에서 채널응답의 delay profile은 표 1에서 6번째 ray는 제외하고 처음 5개 ray만을 사용하였다.

앞에서 언급하였듯이 시간차 i 가 증가하면 전체 비용함수가 증가하는 반면 노이즈에 의한 값은 일정하므로 노이즈에 의한 영향이 줄어든다. 시뮬레이션 결과도 예측한 것과 일치함을 알 수 있다. 그림 3에서 보면 $i = 1$ 에서 $i = 2$ 로 증가할 때 성능 개선이 제일 크며 $i = 3$ 이상에서는 시간차 1 샘플당 성능 개선이 크지 않다. 이 결과로 볼 때 제안된 방식은 CP를 이용하여 단지 3개 샘플 정도의 시간차가 나는 신호를 얻을 수 있다면 기존의 MUSIC 방식^[6]이나 오버샘플링 방식^[8] 보다도 훨씬 정확하게 주파수 옵셋을 추정할 수 있다.

제안된 방식은 시간차 신호를 얻을 때 (cyclic prefix length-channel response length) $\geq i$ 조건이 만족되어야 좋은 성능을 보인다. 그림 4는 이러한 조건이 만족되었을 때와 만족되지 않았을 때 성능을 비교하여 보여준다. 그림 4에서 컴퓨터 시뮬레이션을 위한 채널 응답은 표 1과 같다. 그림 4로부터 알 수 있듯이 cyclic prefix length = 32 샘플이고 channel response length가 29 샘플이므로 $i = 3$ 보다 큰 경우에 오차 한계가 발생한다.

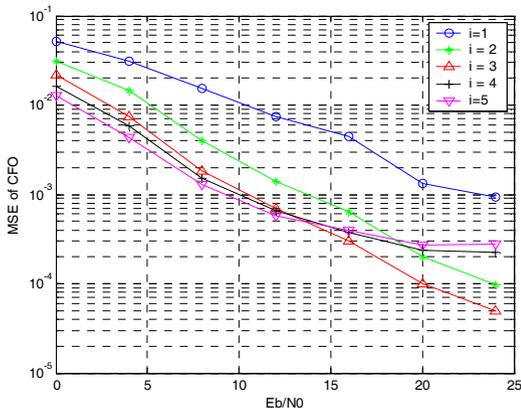


그림 4. 시간차에 따른 주파수 옵셋 탐색 성능 비교 (채널 응답 길이 = 29 샘플)

V. 결 론

본 논문에서는 기존의 주파수 옵셋 방식에서 문제점을 파악하였고 그 대책으로 주파수 자원을 효율적

으로 사용할 수 있는 블라인드 주파수 옵셋 방식을 새롭게 제안하였다. 제안된 방식은 오버샘플링의 필요성을 없애기 위하여 cyclic prefix를 이용하여 시간차 신호들을 얻었다. 이 시간차 신호들로부터 비용함수를 구해 비용 함수가 최소값을 갖는 주파수 옵셋을 추정하였다. 또한 본 논문에서는 3개의 독립적인 비용함수만 계산하면 전체 비용함수를 비용함수가 코사인 함수로 근사화될 수 있다는 것을 보였다. 제안된 방식은 기존의 방식과 달리 비용함수를 코사인 함수로 근사화하기 위해 많은 OFDM 심벌을 수집할 필요가 없다. 코사인 함수로부터 구한 주파수 옵셋은 정확도가 해상도에 제한 받지 않기 때문에 SNR이 증가할 수록 추정 오차가 계속 줄어들음을 확인하였다. 제안된 방식은 블라인드 방식이므로 주파수 옵셋 추정에 파일럿 신호가 필요하지 않다. 따라서 절약된 파일럿 신호는 OFDMA에서 자원 할당에 사용될 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] 유철우, 홍대식, "Synchronization and channel estimation in OFDM systems," 한국통신학회 정보와 통신 학술지, pp.59-70, 2007년 8월
- [2] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. on communications, Vol. 42, pp. 2908-2914, oct. 1994
- [3] J.J Van de Beek, et al., "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," IEEE Trans. on signal processing. Vol. 45, No. 7, pp. 1800-1805, 1997
- [4] Yingwei Yao, Georgios B. Giannakis, "Blind carrier Frequency offset estimation in SISO, MIMO, and multiuser OFDM systems," IEEE Trans. on communications. Vol. 53, No. 1, pp. 173-183, January 2005
- [5] Timo Roman, Samuli Visuri and Visa Koivunen, "Blind Frequency synchronization in OFDM via Diagonality criterion, IEEE Trans. on signal processing. Vol. 54, No. 8, pp. 3125-3135, Aug. 2006
- [6] H. Liu and U. Tureli, "A high-efficiency carrier estimator for OFDM communications," IEEE communication Letters, Vol. 2, pp. 104-106, April 1998
- [7] U. Tureli, H. Liu and M. Zoltowski, "OFDM

- blind carrier offset estimation: ESPRIT," IEEE Trans. on Comm. Vol. 48, pp. 1459-1461, Sept. 2000
- [8] Biao Chen, Hao Wang, "Blind Estimation of OFDM carrier frequency offset via oversampling," IEEE Trans. on signal processing. Vol. 52, No. 7, pp. 2047-2057, July 2004
- [9] Feng Xinxin, Shu Feng, "A low-complexity carrier frequency offset estimator for OFDM system with virtual subcarriers," IEEE pp. 16-19, 2008
- [10] Chenyang Li, Man-On Pun and Sumit Roy, "Low-complexity Blind frequency offset estimator for OFDM systems over ISI channels," IEEE pp. 249-253, 2002

전 형 구 (Hyoung-goo Jeon)

중신회원



1987년 2월 인하대학교 전자공학 석사
 1992년 2월 연세대학교 전자공학 석사 이동통신 전공
 2000년 8월 연세대학교 전기 및 컴퓨터 공학 박사 이동통신 전공

1987년 2월~2001년 2월 한국 전자통신 연구원 선임 연구원, TDX-10 개발, CDMA 기지국 개발, IMT-2000 시스템 개발
 2000년 이동통신 연구단 기지국 모뎀 연구 팀장
 2001년 3월~현재 동의 대학교 정보통신공학과 부 교수
 2006년 1월~2007년 1월 Texas A&M university Post-Doct.

김 경 수 (Kyoung-Soo Kim)

정회원



1980년 2월 충남대학교 전자학과 학사
 2006년 2월 충남대학교 정보통신공학과 석사
 1985~현재 한국전자통신연구원 액세스제어연구팀장
 <관심분야> WiBro 기지국 SW

분야, 패킷 트래픽 스케줄링 분야, MIMO 안테나 기술 분야