
OFDM에서 블라인드 주파수 오프셋 추정 방법

전형구*

Blind frequency offset estimation method in OFDM systems

Hyoung-Goo Jeon*

이 논문은 2009년도 동의대학교 교내연구비(2009AA172)를 지원받았음.

요 약

본 논문은 orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) 통신에서 효율적인 블라인드(blind) 주파수 오프셋 추정 방식을 제안한다. 제안된 방식은 오버샘플링과 OFDM 시스템의 cyclic prefix (CP)를 이용하여 시간차가 있는 2개의 OFDM 신호 블록을 얻고 이를 이용하여 블라인드 주파수 오프셋 추정을 위한 비용함수를 정의한다. 본 논문에서는 제안된 비용함수가 코사인 함수로 근사화 될 수 있음을 보였으며 코사인 함수의 기본적인 특성을 이용하여 주파수 오프셋을 추정할 수 있는 폐쇄형(closed form) 추정 공식을 유도하였다. 이 코사인 함수를 이용하면 전체 주파수 오프셋 범위에 대한 탐색 없이 최저 비용함수 값을 쉽게 계산할 수 있기 때문에 주파수 오프셋 추정이 효율적이다. 제안된 방식은 탐색이 필요 없기 때문에 기존의 블라인드 ML 기법보다 계산량이 약 97% 감소하며 컴퓨터 시뮬레이션 결과 평균제곱오차 (mean square error, MSE) 성능이 기존의 ML 기법이나 MUSIC 방식보다 우수함을 보였다.

ABSTRACT

In this paper, an efficient blind carrier frequency offset (CFO) estimation method in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems is proposed. In the proposed method, we obtain two time different received OFDM symbols by using both the cyclic prefix and oversampling technique, and a cost function is defined by using the two OFDM symbols. We show that the cost function can be approximately expressed as a cosine function. Using a property of the cosine function, a formula for estimating the CFO is derived. The estimator of the CFO requires three independent cost function values calculated at three different points of frequency offset. The proposed method is very efficient in computational complexity since no searching operation for the minimum cost value is required. The proposed method reduces 97% of the amount of FFT computation, compared with the ML method. Unlike the conventional methods such as the ML method and the MUSIC 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 ML method.

키워드

오에프디엠, 주파수 오프셋, 주파수 오프셋 추정, 비용함수

Key word

OFDM, Frequency offset, Frequency offset estimation, Cost function

* 정회원 : 동의대학교 (교신저자, hgjeon@deu.ac.kr)

접수일자 : 2010. 08. 31

심사완료일자 : 2010. 09. 16

I. 서 론

근래에 Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)은 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 주목받고 있으며 WiBro와 WiFi 등에서 사용되고 있다. OFDM 방식은 고속의 데이터를 다수의 직교 부반송파를 사용하여 저속 병렬 전송하기 때문에 전파의 다중 경로로 인한 frequency selective fading 환경에 강한 특성이 있다. 그러나 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 보상해주어야 한다. 이러한 송수신 간의 반송파 주파수 동기의 문제점을 해결하기 위하여 이전에 많은 연구가 있었다[1-9].

참고문헌[1]은 cyclic prefix (CP)를 이용하여 블라인드 방식으로 주파수 오프셋을 추정하였다. 이 방식은 OFDM의 신호가 구조적으로 부분 반복되는 특성을 이용하여 블라인드 방식으로 간결한 공식을 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[2]는 연속적인 두개의 긴(long) 훈련신호를 이용하여 주파수 오프셋을 추정하였다. 이러한 추정 방식은 동일한 훈련 신호를 연이어 두 번 반복 전송해야 하기 때문에 주파수 사용 효율이 떨어지게 된다. 참고문헌[3]은 주파수 오프셋 추정을 위해 여러 OFDM 신호 블록을 수집하여 통계적으로 ICI를 적게 하는 주파수 오프셋을 선택한다. 그러나 이 방식은 수백개의 OFDM 신호 블록을 수집해야 하므로 시간이 걸리고 주파수 오프셋은 조금씩 변화하므로 실제 환경에서 사용하기 어려움이 있다. 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.

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 제안하였다. 이 방식은 블라인드 주파수 오프셋 추정 방식이며 최소 비용 함수 값을 찾는 탐색 과정이 필요하다. 주파수 오프셋 추정 성능은 탐색 해상도에 따라 달라진다. 참고문헌[7]은 오버샘플링을 이용하여 블라인드 ML 방식을 제안하였다. 이 방식도 deterministic 추정 방식이 아니기 때문에 최소 비용함수 값을 탐색해야 하며 탐색 해상도에 따라서 주파수 오프셋 추정기의 성능이 좌우된다.

본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 여러 OFDM 샘플을 수집할 필요가 없으며 복잡도를 늘리지 않고 비용 함수를 코사인 함수로 모델링하여 간단한 방식으로 주파수 오프셋을 추정할 수 있는 블라인드 주파수 오프셋 추정 방식을 제안하였다. 본 논문의 구성은 서론에 이어 2장에서는 새로운 주파수 오프셋 추정 방식을 제안하였다. 3장에서는 컴퓨터 시뮬레이션 및 그 결과를 보였고 4장에서 결론을 맺었다.

II. 제안된 블라인드 주파수 오프셋 추정방식

2.1. 주파수 오프셋 추정을 위한 비용함수

본 논문에서는 CFO 추정을 위해 cyclic prefix (CP)와 오버샘플링을 이용하여 시간차 신호를 구하였다. CP는 부반송파의 직교성을 보장하기 위하여 OFDM 신호의 일부 뒷부분을 앞에 삽입하는 것을 말한다. CP의 길이는 최악의 채널 응답 길이를 고려하여 설계하므로 대부분의 경우에 채널 응답의 길이보다 길다. CFO가 없을 때 2배 오버샘플링 된 OFDM 신호는 시간영역에서 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{j2\pi mk/2N} \quad (1)$$

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 (Inverse Fourier Fast Transform (IFFT))의 크기이며 널 부반송파를 포함

한 전체 부반송파 개수를 의미한다. 수식 전개 편의를 위하여 (1) 식에서 복소수 가우시안 잡음은 생략되었다. OFDM 시스템에서 DC 성분은 사용되지 않으며 양쪽의 고주파 대역에 보호 대역이 있어 널 부반송파로 사용된다. 따라서 $X(k)$ 는 식(2)와 같은 특성이 있다.

$$X(k) = 0 \text{ if } k = 0, k < -(N/2 - g) \text{ or } k > (N/2 - 1 - g) \quad (2)$$

이 성립한다. 식(2)에서 g 는 +와 - 주파수 대역에서 널부 반송파 개수를 나타낸다. $r(2n)$ 은 오버샘플링된 신호 $r(m)$ 의 짝수번째 신호를 나타낸다고 하자. 정상 수신 신호 $r(2n)$ 은 $r(m)$ 에서 CP를 떼어내고 짝수번째 샘플을 취하면 얻을 수 있다(그림 1참조). 이른 수신 신호 $r(2n - 2i - 1)$ 는 $r(2n)$ 의 시작점을 왼쪽으로 $2i + 1$ 샘플만큼 왼쪽으로 이동하면 얻을 수 있다(그림 1참조).

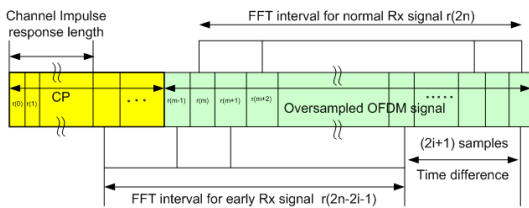


그림 1. 오버샘플링과 CP를 이용한 시간차 신호 생성
Fig 1. Time different signals by using oversampling and CP

시간차인수 i 는 채널 임펄스 응답 길이를 고려하여 ISI가 발생하지 않는 범위에서 정해야 한다. 즉, $(CPL - L \geq i)$ 조건이 만족되어야 한다. 여기서 CPL 은 정상 샘플링 속도에서 CP의 길이를 나타내며 L 은 정상 샘플링 속도에서 채널 임펄스 응답의 길이를 나타낸다. 정상 수신 신호 $r(2n)$ 과 이른 수신 신호 $r(2n - 2i - 1)$ 은 시간영역에서 식(3)으로 나타낼 수 있다.

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

CFO가 없다면 $r(2n)$ 과 $r(2n - 2i - 1)$ 에 대한 DFT 연산을 수행할 때 다음과 같이 시간 이동 불변(time shift invariant) 성질이 보장된다.

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} r(2n)e^{-j2\pi nk/N} \\ &= H(k)X(k), \quad -N/2 \leq k \leq N/2 - 1 \quad (4) \\ R_i(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} r(2n - 2i - 1)e^{-j2\pi nk/N} \\ &= H(k)X(k)e^{-j2\pi(i+1/2)k/N} \quad (5) \end{aligned}$$

주파수 영역에서 위상차를 보상해주면 두 신호는 식(6)과 같이 서로 동일하게 된다.

$$R(k) = R_i(k)e^{j2\pi(i+1/2)k/N} \quad (6)$$

한편 2 배 오버샘플링된 $r(m)$ 신호에서 반송파 주파수 오프셋 ϵ 이 존재하는 경우 시간영역에서 1 샘플당 위상 천이 $e^{j2\pi\epsilon/(2N)}$ 가 발생한다. 따라서 $r(2n)$ 과 $r(2n - 2i - 1)$ 는 식(7)과 식(8)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} r(2n) &= \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{j2\pi n(k+\epsilon)/N}, \quad (7) \\ r(2n - 2i - 1) &= \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{j2\pi(n-i-1/2)(k+\epsilon)/N} \quad (8) \end{aligned}$$

CFO가 존재하면 $r(2n)$ 과 $r(2n - 2i - 1)$ 의 푸리에 변환시 각 부반송파간 상호 간섭이 생기며 이로 인하여 ICI가 발생하며 이로 인하여 시간 이동 불변(time shift invariant) 특성이 성립하지 않는다. 따라서 CFO 존재시

$$R(k) \neq R_i(k)e^{j2\pi(i+1/2)k/N} \quad (9)$$

이다. 임의의 주파수 오프셋 값 $\hat{\epsilon}$ 을 도입하여 $r(2n)$ 과 $r(2n - 2i - 1)$ 의 주파수 오프셋을 보상하면 각각 $r(2n)e^{j2\pi n\hat{\epsilon}/N}$ 과 $r(2n - 2i - 1)e^{j2\pi(n-i-1/2)\hat{\epsilon}/N}$ 이 된다. 주파수 영역에서 보상된 신호는 식(10)과 식(11)로 나타낼 수 있다.

$$D(l, \hat{\epsilon}) = \sum_{n=0}^{N-1} \{r(2n)e^{-j2\pi n\hat{\epsilon}/N}\} e^{-j2\pi nl/N}, -N/2 \leq l \leq N/2 - 1 \quad (10)$$

$$D_i(l, \hat{\epsilon}) = \sum_{n=0}^{N-1} \{r(2n-2i-1)e^{-j2\pi(n-i-1/2)\hat{\epsilon}/N}\} e^{-j2\pi nl/N} \quad (11)$$

만약 $\hat{\epsilon} = \epsilon$ 되면 주파수 오프셋이 완전히 보상됨으로 $D(l, \hat{\epsilon}) - D_i(l, \hat{\epsilon})e^{j2\pi(i+1/2)l/N} = 0$ 이 될 것이다. 본 논문에서는 $D(l, \hat{\epsilon})$ 와 $D_i(l, \hat{\epsilon})$ 를 이용하여 식(12)와 같이 비용함수 $\zeta(\hat{\epsilon})$ 를 정의하였다.

$$\zeta(\hat{\epsilon}) = \sum_{l=-N/2}^{N/2-1} |D(l, \hat{\epsilon}) - D_i(l, \hat{\epsilon})e^{j2\pi(i+1/2)l/N}|^2 \quad (12)$$

이때 추정하고자 하는 주파수 오프셋은 식(13)과 같이 이 비용함수를 최소로 하는 주파수 오프셋이 된다.

$$\hat{\epsilon} = \arg \min_{\hat{\epsilon}} \{\zeta(\hat{\epsilon}) = \sum_{l=-N/2}^{N/2-1} |D(l, \hat{\epsilon}) - D_i(l, \hat{\epsilon})e^{j2\pi(i+1/2)l/N}|^2\} \quad (13)$$

주파수 오프셋 추정을 위해서는 식(13)을 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. OFDM의 QPSK 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 [-0.5~0.5] 까지 탐색하는 데 최소 12.5 회 이상의 비용 함수를 계산해야 한다. 더구나 고속 데이터 전송을 위하여 고차 QAM을 사용하는 경우에는 1% 이내의 정밀한 주파수 오프셋 추정을 요구하며[1] 이럴 경우 탐색이 50회 이상 필요하다. 매 CFO 추정시 마다 50 회 이상 비용함수를 계산하는 것은 수신기에 실시간 구현 및 전력 소모의 부담으로 작용할 수 있다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하고자 비용함수 $\zeta(\hat{\epsilon})$ 를 코사인(cosine) 함수로 모델링하여 $\zeta(\hat{\epsilon})$ 가 최소가 되는 $\hat{\epsilon}$ 를 찾는 방법을 제시하였다. 다음 절에서 비용함수가 코사인 함수로 표현 가능하다는 것을 유도할 것이다.

2.2. 비용함수의 코사인 함수 모델링

본 절에서는 식(13)에서 정의된 비용함수는 코사인 함수로 표현될 수 있다는 것을 증명한다. CFO가 존재하면 2배 오버샘플링 시 1 샘플당 $e^{j2\pi\epsilon/(2N)}$ 의 위상 천이가 발생하므로 정상 수신 신호와 이른 수신 신호는 각각 $r(2n)e^{j2\pi n\epsilon/N}$ 과 $r(2n-2i-1)e^{j2\pi(n-i-1/2)\epsilon/N}$ 가 된다. 정상 수신 신호를 푸리에 변환하면 식(14)와 같다.

$$R(l) = \sum_{n=0}^{N-1} \{r(2n)e^{j2\pi n\epsilon/N}\} e^{-j2\pi nl/N}, -N/2 \leq l \leq N/2 - 1 \quad (14)$$

식(3)을 식(14)에 대입하면 식(15)와 같다.

$$\begin{aligned} R(l) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{j2\pi n(k+\epsilon)/N} e^{-j2\pi nl/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{j2\pi n(k-l+\epsilon)/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k) \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(k-l+\epsilon)/N} \end{aligned} \quad (15)$$

비슷한 방법으로 이른 수신 신호를 주파수 영역에서 표현하면 식(16)과 같다.

$$\begin{aligned} R_i(l) &= \sum_{n=0}^{N-1} r(2n-2i-1)e^{j2\pi(n-i-1/2)\epsilon/N} e^{-j2\pi nl/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{j2\pi(n-i-1/2)(k+\epsilon)/N} e^{-j2\pi nl/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{-j2\pi(i+1/2)(k+\epsilon)/N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(k-l+\epsilon)/N} \end{aligned} \quad (16)$$

주파수 오프셋이 없다면 $r(2n)$ 과 $r(2n-2i-1)$ 에 대한 푸리에 변환은 l 번째 부반송파의 주파수 영역에서

$e^{-j2\pi(i+1/2)l/N}$ 만큼의 위상 차이로 나타난다. 이 위상 차를 보상하기 위하여 $R_i(l)e^{j2\pi(i+1/2)l/N}$ 를 구한다.

$$R_i(l)e^{j2\pi(i+1/2)l/N} = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{-j2\pi(i+1/2)(k-l+\epsilon)/N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(k-l+\epsilon)/N} \quad (17)$$

주파수 오프셋이 없다면 $R(l) - R_i(l)e^{j2\pi(i+1/2)l/N} = 0$ 이 된다. 그러나 주파수 오프셋이 존재하는 경우는 식(18)로 나타낼 수 있다.

$$R(l) - R_i(l)e^{j2\pi(i+1/2)l/N} = \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k) \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n(k-l+\epsilon)/N} (1 - e^{-j2\pi(i+1/2)(k-l+\epsilon)/N}) \quad (18)$$

(18) 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 식(18)은 식(19)로 나타낼 수 있다.

$$R(l) - R_i(l)e^{j2\pi(i+1/2)l/N} = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k) \frac{1 - e^{j2\pi\epsilon}}{1 - e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}} (1 - e^{-j2\pi(i+1/2)(k-l+\epsilon)/N}) \quad (19)$$

식(2)에서 나타내었듯이 $X(k)$ 에서 널 부반송파를 고려하면 식(19)는 식(20)으로 나타낼 수 있다.

$$R(l) - R_i(l)e^{j2\pi(i+1/2)l/N} = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2+g}^{N/2-1-g} H(k)X(k)\xi(k, l, \epsilon)(1 - e^{j2\pi\epsilon}) \quad (20)$$

여기서 $\xi(k, l, \epsilon)$ 는 식(21)과 같이 정의된다.

$$\xi(k, l, \epsilon) = \frac{(1 - e^{-j2\pi(i+1/2)(k-l+\epsilon)/N})}{1 - e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}} \quad (21)$$

식(20)에서 $\xi(k, l, \epsilon)$ 가 ϵ 에 무관하다면 $|R(l) - R_i(l)e^{j2\pi(i+1/2)l/N}|^2 = |1 - e^{j2\pi\epsilon}|^2 = 2(1 - \cos 2\pi\epsilon)$ 이므로 정현함수로 나타낼 수 있다. 식(21)을 계산하여 $\xi(k, l, \epsilon)$ 가 ϵ 에 무관한지 알아보자. $e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}$ 은 $(k-l)$ 값에 따라 주기 함수적인 성질을 가지고 있다. 따라서 $\xi(k, l, \epsilon)$ 의 값을 구할 때 $k-l=0$, $k-l=N/4$, $k-l=N/2$ 및 $k-l=N-1-g$ 인 4가지 경우에 대해서 $\xi(k, l, \epsilon)$ 의 값을 구하고 나머지 경우도 같은 방법으로 취급할 수 있다.

1) $k-l=0$ 인 경우

$e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N} = e^{j2\pi\epsilon/N}$ 이고 $2\pi\epsilon \ll N$ 이므로 $e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N} \simeq 1 + j2\pi\epsilon/N$ 이다. 같은 방법으로 $e^{-j2\pi(i+1/2)(k-l+\epsilon)/N} = e^{-j2\pi(i+1/2)\epsilon/N} \simeq 1 - j2\pi(i+1/2)\epsilon/N$ 이다. 따라서

$$\begin{aligned} \xi(k, l, \epsilon) &= \frac{1 - e^{-j2\pi(i+1/2)(k-l+\epsilon)/N}}{1 - e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}} \\ &\simeq \frac{j2\pi(i+1/2)\epsilon/N}{-j2\pi\epsilon/N} \\ &= -(i+1/2) \end{aligned} \quad (22)$$

식(22)에서 $\xi(k, l, \epsilon)$ 는 시간차 i 에 직접 비례함을 알 수 있다.

2) $k-l=N/4$ 인 경우

$N/4 \gg \epsilon$ 이므로, $e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N} \simeq e^{j2\pi\epsilon/4} = j$ 이다. 비슷한 방법으로

$$\begin{aligned} e^{j2\pi(i+1/2)(k-l+\epsilon)/N} &\simeq e^{j2\pi(i+1/2)/4} \\ &= c2\pi(i+1/2)/4 + js2\pi(i+1/2)/4 \end{aligned}$$

이다. 따라서

$$\xi(k, l, \epsilon) \simeq \frac{1 - \cos 2\pi(i+1/2)/4 + jsin 2\pi(i+1/2)/4}{1 - j} \quad (23)$$

3) $k-l = N/2$ 인 경우

$N/2 \gg \epsilon$ 이므로, $e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N} \simeq e^{j2\pi/2} = -1$ 이다. 따라서 $1 - e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N} \simeq 2$ 이다. 비슷한 방법으로 $e^{-j2\pi(i+1/2)(k-l+\epsilon)/N} \simeq e^{-j2\pi(i+1/2)/2} = (-1)^i(-j)$ 이다. 따라서

$$\xi(k, l, \epsilon) = \frac{1 - e^{-j2\pi(i+1/2)(k-l+\epsilon)/N}}{1 - e^{j2\pi(k-l+\epsilon)/N}} \simeq \{1 + j(-1)^i\}/2 \quad (24)$$

4) $k-l = N-1-g$ 인 경우

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

이다. 비슷한 방법으로 구하면

$$e^{-j2\pi(i+1/2)(k-l+\epsilon)/N} = -e^{-j2\pi(i+1/2)(-1-g+\epsilon)/N} \simeq -1 + j2\pi(i+1/2)(-1-g+\epsilon)/N$$

이다. 따라서

$$\xi(k, l, \epsilon) \simeq \frac{2 - j2\pi(i+1/2)(-1-g+\epsilon)/N}{-j2\pi(-1-g+\epsilon)/N} \quad (25)$$

소수점 주파수 옵셋의 범위는 $-0.5 \leq \epsilon < 0.5$ 이고 일반적으로 OFDM 시스템은 10이상의 널 부반송파를 사용하므로 $g \gg \epsilon$ 라고 할 수 있다. 식(25)는 근사적으로 식(26)으로 나타낼 수 있다.

$$\xi(k, l, \epsilon) \simeq \frac{2 - j2\pi(i+1/2)(-1-g)/N}{-j2\pi(-1-g)/N} \quad (26)$$

이 밖의 다른 경우도 이 4가지 경우와 비슷하게 다룰 수 있다. 식(22)~(26)에 보였듯이 $\xi(k, l, \epsilon)$ 는 실수부와 허수부로 나누어 나타낼 수 있다. 즉,

$$\xi(k, l, \epsilon) = Re(k, l) + jIm(k, l) \quad (27)$$

여기서 $Re(k, l)$ 과 $Im(k, l)$ 은 각각 $\xi(k, l, \epsilon)$ 의 실수부와 허수부를 나타낸다. 그림 2는 $\epsilon = -0.1$ 과 $\epsilon = 0.4$ 인 경우의 $Re(k, l)$ 과 $Im(k, l)$ 의 값을 보여준다. 앞의 4가지 경우와 그림 2에서 볼 수 있듯이 $Re(k, l)$ 과 $Im(k, l)$ 은 근사적으로 ϵ 와 무관함을 알 수 있다.

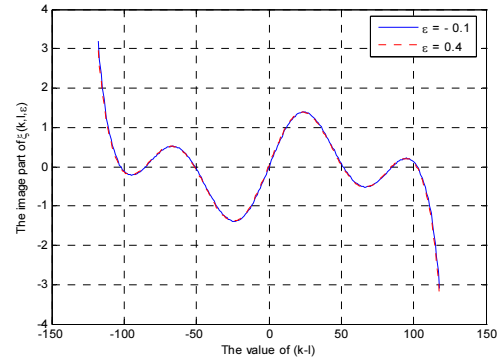
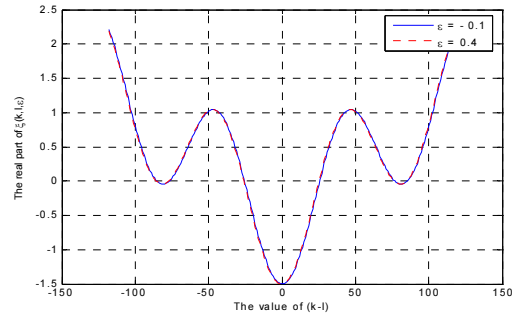


그림 2. $i = 1$ 일 때 $\xi(k, l, \epsilon)$ 의 real 값 곡선과 image 값 곡선

Fig. 2. The curves of the real and image of $\xi(k, l, \epsilon)$ when $i = 1$

식(27)을 이용하면 식(20)은 식(28)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R(l) - R_i(l)e^{j2\pi(i+1/2)l/N} = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2+g}^{N/2-1-g} H(k)X(k)Re(k, l) + jIm(k, l)(1 - e^{j2\pi\epsilon}) = (\alpha(l) + j\beta(l))(1 - e^{j2\pi\epsilon}) \quad (28)$$

여기서

$$\alpha(l) = \text{Real} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2+g}^{N/2-1-g} H(k)X(k)(\text{Re}(k,l) + j\text{Im}(k,l)) \right\}$$

$$\beta(l) = \text{Image} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2+g}^{N/2-1-g} H(k)X(k)(\text{Re}(k,l) + j\text{Im}(k,l)) \right\}$$

이다. 식(28)로부터 절대값의 제곱을 구하면 식(29)를 얻을 수 있다.

$$|R(l) - R_i(l)e^{j2\pi(i+1/2)l/N}|^2 = (\alpha^2(l) + \beta^2(l))2(1 - c2\pi\epsilon) \quad (29)$$

따라서 비슷한 방법으로 비용함수를 코사인 함수로 근사화할 수 있다.

$$\zeta(\hat{\epsilon}) = \sum_{l=-N/2}^{N/2-1} |D(l, \hat{\epsilon}) - D_i(l, \hat{\epsilon})e^{j2\pi(i+1/2)l/N}|^2 = A(1 - c2\pi(\epsilon - \hat{\epsilon})) \quad (30)$$

여기서 $A = 2 \sum_{l=-N/2}^{N/2-1} (\alpha^2(l) + \beta^2(l))$ 이다.

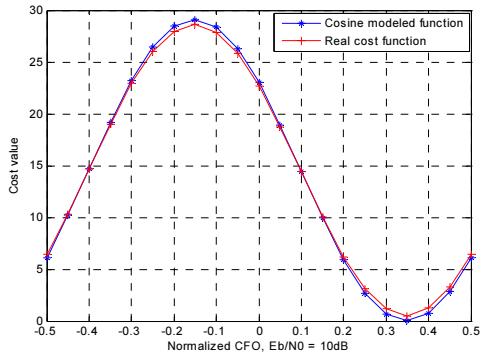


그림 3. 실제 비용함수 값과 코사인 함수로 모델링된 비용함수 값의 비교

Fig. 3. The comparison of the real cost value and the cosine function modeled cost value

그림 3은 실제 비용함수 곡선과 A 와 ϵ 를 추정하여 코사인 함수로 모델링된 곡선을 보여준다. $E_b/N_0 = 10$ dB의 잡음이 존재하는 환경에서도 코사인 함수로 모델링한 곡선이 실제 비용함수 값과 근접하게 잘 일치하고 있음을 알 수 있다.

앞에서 유도하였듯이 비용함수는 코사인 함수로 모델링이 가능하다. 즉,

$$\zeta(\hat{\epsilon}) = A(1 - \cos 2\pi(\epsilon - \hat{\epsilon}))$$

이다. 비용함수 $\zeta(0)$, $\zeta(0.25)$ 및 $\zeta(0.5)$ 는 코사인 함수의 특성을 고려할 때 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \zeta(0) &= A(1 - \cos 2\pi\epsilon), \\ \zeta(0.25) &= A(1 - \sin 2\pi\epsilon), \\ \zeta(0.5) &= A(1 + \cos 2\pi\epsilon) \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} A &= (\zeta(0.5) + \zeta(0))/2 \\ A \cos 2\pi\epsilon &= (\zeta(0.5) - \zeta(0))/2 \\ A \sin 2\pi\epsilon &= (\zeta(0.5) + \zeta(0))/2 - \zeta(0.25) \end{aligned} \quad (32)$$

복소수 z 를 다음과 같이 정의하자.

$$\begin{aligned} z &= A \cos 2\pi\epsilon + j A \sin 2\pi\epsilon \\ &= (\zeta(0.5) - \zeta(0))/2 + j \{ (\zeta(0.5) + \zeta(0))/2 - \zeta(0.25) \} \end{aligned} \quad (33)$$

식(33)으로부터 주파수 오프셋은 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{2\pi} \angle z \quad (34)$$

따라서 주파수 오프셋의 추정 범위는 $-0.5 \leq \hat{\epsilon} < 0.5$.. 이다.

III. 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 시간동기가 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 25ksps이다. Cyclic prefix의 길이는 순수 OFDM 심벌 길이의 1/4이다. 즉, 순

수 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 이 중에 DC 성분과 고주파 대역의 총 20개 부반송파는 널 부반송파로 사용된다.

표 1. 다중경로의 delay profile
Table 1. The delay profile of the multi-paths

	1st ray	2nd ray	3rd ray	4th ray	5th ray	6th ray
상대적인 도착지연 샘플 수	0.0	5.5	11.5	17.0	23.5	29.0
상대적 평균 전력 (dB)	0	-2	-7	-10	-12	-15

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 0.213이다.

그림 4는 컴퓨터 시뮬레이션의 mean square error (MSE) 결과를 보여주고 있다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 사용한 탐색 해상도는 0.02이다. 그림 4에서 제안된 방식의 시간차 $i = 3$ 이다. 그림 4에서 CP method, MUSIC method 및 ML method는 각각 참고문헌 [2], [6] 및 [7]의 방법을 의미한다. 그림 4에서 시간차 인수 i 는 3으로 정하였으며 이는 $(CPL - L) \geq i$ 조건을 만족한다. 그림 4로부터 알 수 있듯이 제안된 방식의 성능이 제일 우수한 것을 알 수 있다. ML 방식이나 MUSIC 방식은 SNR이 증감함에 따라 더 이상 추정 오차가 줄지 않는 error floor 현상을 보이지만 제안된 방식은 공식에 의해서 CFO를 추정하므로 error floor 현상을 보이지 않는다. 제안된 방식은 다른 방식들 보다 훨씬 적은 계산량을 필요로 한다.

ML 방식은 탐색 해상도가 0.02인 경우 $[-0.5 \sim 0.5]$ 범위를 탐색하는데 총 50회의 탐색이 필요하며 1회 탐색

당 4번의 FFT 계산이 필요하므로 총 200회의 FFT 계산이 필요하다. 반면 제안된 방식은 3번의 비유함수 계산이 필요하고 1회 비유함수 계산 당 2회의 FFT 계산이 필요하므로 총 6회의 FFT 계산이 필요하다. 따라서 제안된 방식은 ML 방식에 비하여 계산량이 약 97% 감소된다.

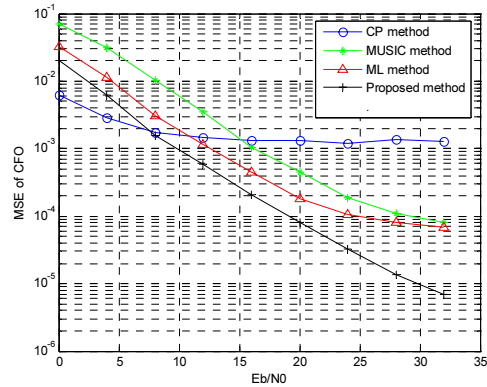


그림 4. CFO 추정 방식의 MSE 성능 비교
Fig 4. MSE performance comparison of CFO estimation methods

그림 5는 ML 방법과 제안된 방법에 대한 QPSK와 16-QAM 비트오율 성능 곡선을 보여준다. 그림 5에서 ML, PM, PE는 각각 ML 방법, 제안된 방법, perfect 추정 방법을 나타낸다. 그림 5에서 보였듯이 탐색 해상도 0.02를 사용할 때 QPSK 변조 모델에서 좋은 성능을 보이며 ML 방식과 제안된 방법 사이에 E_b/N_0 이득은 없다. 그러나 16-QAM은 CFO에 민감하기 때문에 탐색 해상도 0.02에서 성능 차이를 보인다. $BER = 10^{-3}$ 에서 제안된 방법은 ML 방식에 비하여 약 2.5 dB E_b/N_0 이득을 보인다.

제안된 방식에서 좋은 성능을 얻기 위하여 얼마나 큰 시간차 i 가 필요한지 알아보는 것은 중요하다. 그림 6은 시간차 i 를 0에서 5까지 변화시키며 제안된 방식의 MSE 성능을 비교한 그림이다.

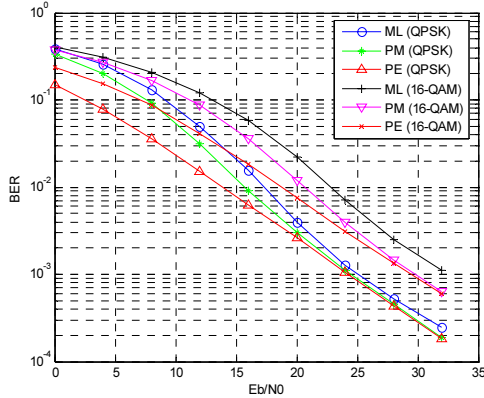


그림 5. 각 CFO 추정 방식의 BER 성능 비교
Fig 5. BER performance comparison of CFO estimation methods

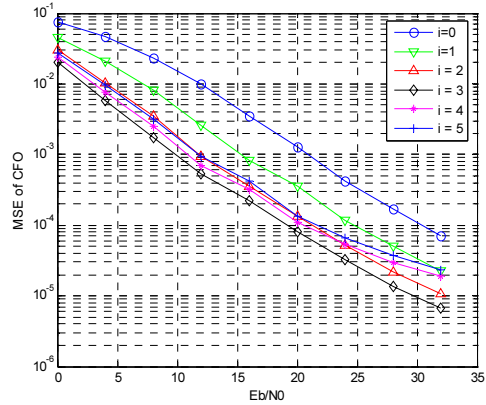


그림 6. 시간차 i 에 따른 CFO 추정 MSE 성능 비교
Fig 6. MSE performance comparison of CFO estimation methods with time difference i

<표 1>의 지연 프로파일을 고려했을 때 $i \leq 3$ 인 경우에는 $CPL - L \geq i$ 조건을 만족하며 $i \geq 4$ 일 때는 $CPL - L \geq i$ 조건을 만족하지 못하는 경우이다. 또한 $i = 0$ 인 경우에는 CP를 전혀 이용할 수 없는 경우이며 CP 도움 없이 완전히 오버샘플링 기법만을 이용하여 블라인드 CFO 추정을 수행해야 한다. 그림 6에서 $CPL - L \geq i$ 가 만족되면 시간차 i 가 증가함에 따라 MSE 성능이 개선됨을 볼 수 있다. 이것은 앞 절에서 언급하였듯이 시간차 i 가 증가함에 따라서 비용함수에서 $\alpha^2(l) + \beta^2(l)$ 이 증가하기 때문에 상대적으로 잡음의 영향이 줄어들기 때문이다. $i > 2$ 인 경우에는 시간차 i 당 성능 개선이 $i = 0, 1, 2$ 에 비해서 그리 크지 않다. 따라서 $i > 2$ 정도만 되면 제안된 방식을 사용하기 충분하다고 할 수 있다. 그림 6에서 보였듯이 $i \geq 4$ 일 때는 $CPL - L \geq i$ 조건을 만족하지 못하는 경우이며 ISI로 인하여 CFO 추정시 error floor 현상이 나타난다. 그림 7은 SNR 20dB의 고정 조건에서 [-0.5~0.5] 사이의 주파수 오프셋 전체 범위에서 i 를 파라미터로 사용하여 제안된 방식의 MSE 성능을 보여주고 있다. 그림 7에서 i 는 0에서 3까지 변화를 주었다. 그림 7로부터 시간차 i 에 관계없이 제안된 방식은 주어진 [-0.5~0.5] 사이의 범위에서 잘 동작함을 알 수 있다.

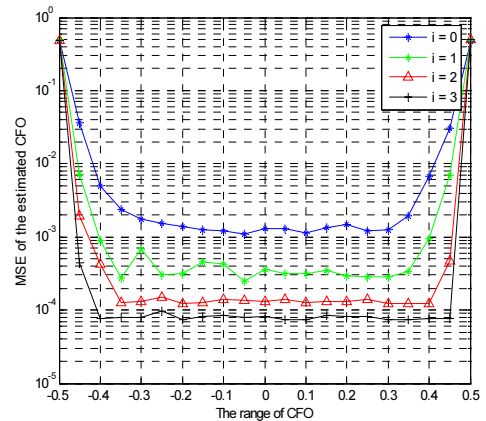


그림 7. 시간차 i 에 따른 CFO 전범위(-0.5~0.5)에서 MSE 성능 비교(SNR 20dB)
Fig 7. MSE performance comparison (-0.5~0.5) of CFO estimation methods with time difference i at the given SNR = 20 dB

IV. 결 론

본 논문에서는 기존의 주파수 오프셋 방식에서 문제점을 파악하였고 그 대책으로 주파수 자원을 효율적으로 사용할 수 있는 블라인드 주파수 오프셋 방식을 새롭게 제안하였다.

제안된 방식은 오버샘플링과 cyclic prefix를 이용하여 시간차 신호들을 얻었다. 이 시간차 신호들로부터 비용함수를 구해 비용 함수가 최소값을 갖는 주파수 옵셋을 추정하였다. 본 논문에서는 비용함수가 코사인 함수로 모델링이 가능함을 보였으며 이 코사인 함수를 이용하여 CFO를 deterministic 하게 추정할 수 있는 공식을 유도하였다. 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.

참고문헌

[1] 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

[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] 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

[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] H. Liu and U. Tureli, "A high-efficiency carrier estimator for OFDM communications," IEEE communication Letters, Vol. 2, pp. 104-106, April 1998

[6] U. Tureli, H. Liu and M. Zoltowski, "OFDM blind carrier offset estimation: ESPRIT," IEEE Trans. on Comm. Vol. 48, pp. 1459-1461, Sept. 2000

[7] 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

저자소개



전형구(Hyong-Goo Jeon)

1987. 2. 인하대학교 전자공학과 학사

1992. 2. 연세대학교 전자공학과 석사

2000. 8. 연세대학교 전기및컴퓨터공학과 박사
 1987. 2. ~ 2001.2.28 한국전자통신연구원 선임연구원
 CDMA 이동통신시스템 개발
 2001. 3. ~ 현재 동의대학교 정보통신공학과 부교수
 2006. 1. ~ 2007.1 미국 Texas A&M대학교 전기 및 컴퓨터공학과 포스트 닥터

※ 관심분야: 이동통신, MIMO-OFDM, 채널추정 OFDM 주파수옵셋 추정, MIMO 검파기술