

# 시간 오차에 강인한 OFDM 주파수 오프셋 추정 기법

준회원 김 상 훈\*, 종신회원 윤 석 호\*

## An OFDM Frequency Offset Estimation Scheme Robust to Timing Error

Sanghun Kim\* Associate Member, Seokho Yoon\* Lifelong Member

### 요 약

본 논문에서는 직교 주파수 분할 다중 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 방식의 무선 전송 시스템에서 시간 오차가 (timing error) 존재할 때 주파수 오프셋 (frequency offset) 추정하는 기법에 대해 다루었다. 시간 오차가 존재하면, 주파수 오프셋 추정식의 상관값이 (correlation value) 감소하게 되어 추정 성능의 감소를 가져온다. 이를 해결하기 위하여, 동기 위상 범위와 문턱값 기반의 주파수 오프셋 추정 기법을 제안하였다. 더불어 이를 기반으로 한 시간 오차 추정기법을 제안하였다. 제안한 기법의 성능을 평가하기 위해서 모의실험을 수행하였고, 제안한 기법이 기존 기법보다 연산 복잡도가 낮으며 시간 오차에 강인함을 확인하였다. 제안한 시간 오차 추정기법은 주파수 오프셋 재 추정에 사용될 수 있으며, 신뢰성 있는 추정값을 제공함을 보였다.

**Key Words** : OFDM, threshold, frequency offset, timing error, estimation

### ABSTRACT

This paper addresses the frequency offset estimation problem in the presence of the timing error for OFDM systems. When the timing error exists, the correlation value used for the frequency offset estimation could be reduced significantly due to the timing error, resulting in considerable degradation in estimation performance. In this paper, using the coherence phase bandwidth (CPB) and a threshold, a novel frequency offset estimation scheme is proposed and based on which, an efficient timing error estimation scheme is also proposed for the re-estimation of the frequency offset. The performance comparison results show that the proposed frequency offset estimation scheme is not only more robust to the timing error but also has less computational complexity, as compared with the conventional schemes. It is also demonstrated by simulation that the proposed timing error estimation scheme gives a reliable estimate of the timing error.

### 1. 서 론

직교 주파수 분할 다중 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 방식은 전송 효율이 높고 심벌간의 간섭에 (intersymbol interference: ISI) 강하며 채널 등화기의 (equalizer) 복잡도를 줄일 수 있기 때문에 IEEE (institute of electrical

and electronics engineers) 802.11a, HiperLAN/2 (high performance local area network type 2), MMAC (mobile multimedia access communication) 등의 무선 네트워크의 표준 변조 방식으로 널리 채택되어 왔다<sup>1, 2)</sup>.

그러나, 직교 주파수 분할 다중 방식의 가장 큰 단점은, 주파수 오프셋에 (frequency offset) 민감하다

※이 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음 (KRF-2004-003-D00238).

\* 성균관대학교 정보통신공학부 (syoon@ece.skku.ac.kr)

논문번호: KICS2006-03-148, 접수일자: 2006년 3월 29일, 최종논문접수일자: 2006년 5월 29일

는 것이다<sup>3, 4)</sup>. 주파수 옵셋은 송신기와 수신기의 발진기 (oscillator) 동작 불일치와 도플러 (Doppler) 효과 등에 의해서 발생하게 되며<sup>5)</sup>, 이를 해결하기 위한 많은 연구가 이루어져 왔다<sup>6, 9)</sup>. 그러나 대다수의 기존 연구들은 시간 오차가 (timing error) 없다는 가정 하에 제안되었으며, 이러한 가정은 실제적인 환경을 고려했을 때 적절하지 않은 가정이 된다. 주파수 옵셋을 추정하기 이전에는 신호 대 잡음비가 (signal to noise ratio: SNR) 매우 낮기 때문에, 심벌의 도착 시간을 정확히 결정하는 것은 매우 어렵다. 그러므로 주파수 옵셋을 추정하는 과정에서 시간 오차가 존재하지 않는다는 가정은 부적절하다. 이러한 점에 착안해서, Bang은 시간 오차에 강인하며 효과적인 주파수 옵셋 추정 기법을 제안하였다<sup>10)</sup>. Bang 기법은 시간 오차가 존재하는 상황에서도 높은 추정 성능을 지니지만, 주파수 옵셋의 범위가 증가함에 따라 연산량이 급격히 증가하게 된다.

본 논문에서는 동기 위상 범위의 (coherence phase bandwidth: CPB) 문턱값을 (threshold) 이용한 주파수 옵셋 추정기법을 제안하였다. 제안한 기법은 시간 오차가 존재하는 상황에서, Bang의 기법과 비슷한 주파수 옵셋 추정 정확도를 가지지만, 연산량은 평균적으로 절반에 불과하다. 또한 본 논문에서는, 제안한 주파수 옵셋 추정 기법을 이용하여 얻어진 직교 주파수 분할 다중 심벌을 이용하여 시간 오차를 추정하는 기법을 제안하였다. 제안한 기법을 통해 얻어진 시간 오차 추정 값은 시변 무선 채널에서 주파수 옵셋 재추정 과정에 도움을 줄 수 있다.

본 논문은 총 5장으로 구성되어 있다. 2장에서는 주파수 옵셋 추정에서 시간 오차의 영향에 대해서 알아보았다. 3장에서는 동기 위상 범위와 문턱값을 이용한 주파수 옵셋 추정 기법을 제안하고, 이를 기반으로 시간 오차 추정 기법을 다루었다. 4장에서는 모의실험을 통해 성능을 비교하였고, 마지막으로 5장에서는 본 논문의 결론을 제시하였다.

II. 시간 오차가 주파수 옵셋 추정에 미치는 영향

직교 주파수 분할 다중 심벌은 역 고속 푸리에 변환을 (inverse fast Fourier transform) 통해 생성되며, 다음과 같이 표현된다.

$$s_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=0}^{N-1} S_l e^{j2\pi nl/N} \quad (1)$$

여기서  $S_l$ 은  $l$ 번째 부반송파를 (subcarrier) 통해 전송되는 위상 편이 방식 (phase shift keying: PSK) 혹은 직교 진폭 변조된 (quadrature amplitude modulation: QAM) 데이터이며,  $N$ 은 역 고속 푸리에 변환의 크기이고,  $n=0, 1, 2, \dots, N-1$ 이다.

시간 오차를 가진 전송 심벌은 식 (2)와 같이 표현된다.

$$r_n = s_{n-\epsilon} e^{j2\pi\epsilon(n-\delta)/N} + w_n \quad (2)$$

여기서  $\epsilon$ 과  $\delta$ 는 각각 부반송파 간격  $1/N$ 에 의해 정규화된 주파수 옵셋과 시간 오차를 나타낸다.  $w_n$ 은 평균이 0인 복소 덧셈꼴 백색 정규잡음이다 (additive white Gaussian noise: AWGN).

데이터를 복조하기 위해서 받은 심벌은, 고속 푸리에 변환을 거치게 되며,  $k$ 번째 출력  $R_k$ 는 다음과 같이 나타낸다.

$$R_k = S_{k-\epsilon} e^{-j2\pi\delta(k-\epsilon)/N} + W_k \quad (3)$$

여기서,  $W_k$ 는  $w_n$ 의 고속 푸리에 변환 출력이다. 여기서는<sup>[6-8]</sup>에서와 같이 프리앰블을 (preamble) 이용한 주파수 옵셋 추정을 생각한다. 이 때 주파수 옵셋  $\epsilon$ 의 추정값  $\hat{\epsilon}$ 은 다음과 같이 얻어진다.

$$\hat{\epsilon} = \arg \max_d \left\{ \left| \sum_{k=0}^{N-1} Z_k^* R_{(k+d)_N} \right| \right\} \quad (4)$$

여기서  $Z_k$ 는 프리앰블이며,  $d$ 는 순환 이동 횟수,  $(\cdot)_N$ 은  $N$ 으로 나눈 나머지 이다. 주파수 옵셋이 올바르게 추정되었다고 가정하면 ( $d=\epsilon$ 인 경우), 식 (4)에서  $N|Z_k|^2$ 에 의해 정규화된 상관값은 다음과 같이 표현된다.

$$C_{\text{normalized}} = \left| e^{-\frac{j\pi\delta(N-1)}{N}} \left( \frac{\sin(\pi\delta)}{\sin(\pi\delta/N)} \right) \right| \quad (5)$$

식 (5)를 시간 오차의 함수로 나타내면 그림 1과 같다. 여기에서 보면, 주파수 옵셋 추정에 사용되는 상관값이 시간 오차의 변화에 매우 민감하다는 것을 확인할 수 있다. 이것은 주파수 옵셋이 정확히 추정되었다더라도, 시간 오차가 존재할 경우, 상관값이 큰 폭으로 줄어든다는 것을 의미한다 (정확한 주파수 옵셋 추정을 위해서 큰 상관값은 매우 중요한

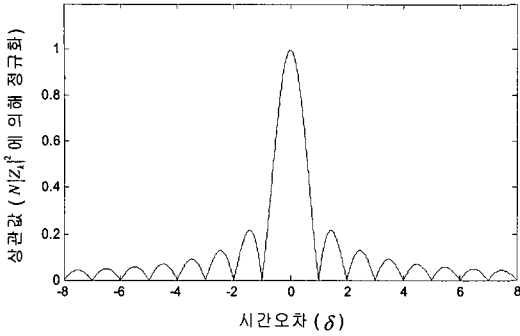


그림 1. Nogami 기법

요소이다). 다시 말해, 주파수 옵셋 추정에서 시간 오차가 존재하게 되면 추정 정확도에 큰 영향을 미치게 된다.

### III. 제안한 기법

Bang 기법에서는, 예상 되는 모든 주파수 옵셋에 대해 병렬로 상관값이 계산된다. 이러한 방법은 추정 성능은 뛰어나지만 연산량이 급격히 증가하게 된다. 본 논문에서는 Bang 기법과 비교해서 주파수 옵셋 추정 성능은 비슷하지만, 동일한  $d$ 의 범위에서 연산 복잡도가 줄어든 효율적인 기법을 제안한다.

#### 3.1 주파수 옵셋 추정

주파수 옵셋 추정에서 시간 오차의 영향을 완화시키기 위하여 상관값이 단조 증가하는 범위를 고려해 보면, 다음과 같은 동기 위상 범위로 표현된다 [10].

$$CPB = \frac{N}{2\delta^2} \quad (6)$$

여기서  $\delta$  '은 최대 허용 가능한 시간 오차이다. 식 (5)와 (6)를 이용하여, 주파수 옵셋 추정을 위한 상관값  $C$ 를 얻을 수 있다.

$$C = \sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=0}^{CPB-1} Z_{k+mCPB}^* R_{(k+mCPB+d)_N} \right| \quad (7)$$

여기서  $K = N/CPB$  이다.

그림 2는  $d = \epsilon$ ,  $\delta = 8$ ,  $N = 1024$  일 때, 식 (7)의 상관값을 시간 오차  $\delta$ 의 함수로 나타낸 것이다. 그림에서 보면, 시간 오차가 변하는 상황에서도

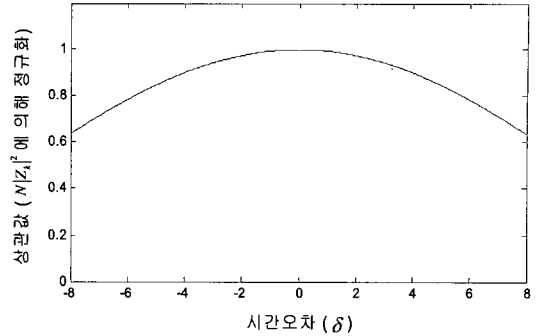


그림 2. Bang 기법

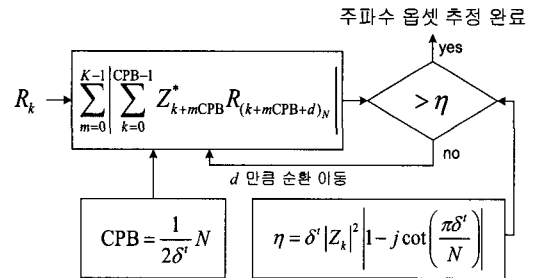


그림 3. 제안한 주파수 옵셋 추정 기법의 블록도

상관값은 상대적으로 변화가 적음을 알 수 있다<sup>[10]</sup>. 여기서 상관값  $C$ 는 모든 가능한 값  $d$ 에 대해서 병렬로 계산되고,  $\hat{\epsilon}$ 은 각각의  $d$ 에 대응하는 상관값 중에서 최대값에 의해 결정된다. 반면 제안한 기법에서는 초기값  $d$ 를 이용하여 상관값을 먼저 계산하고, 주어진 문턱값과 비교한다. 상관값이 문턱값을 초과하면,  $\epsilon$ 의 추정값이 되는  $d$ 가 결정된다. 상관값이 문턱값을 넘지 못할 경우에는, 고속 푸리에 변환 결과를  $d$ 만큼 주기적으로 변화시키면서 위 과정이 반복된다. 제안한 기법의 주파수 옵셋 추정 과정은 그림 3에 나타나 있으며, 문턱값  $\eta$ 는 다음 과정에 의해 얻어질 수 있다.

식 (7)로부터 하나의 동기 위상 범위만 계산한다고 하면 다음과 같은 식이 얻어진다.

$$a = \left| \sum_{k=0}^{CPB-1} Z_k^* R_{(k+d)_N} \right| \quad (8)$$

덧셈을 백색 정규 잡음을 무시하고,  $d = \epsilon$ 로 가정하면,  $a$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$a = \left| \sum_{k=0}^{CPB-1} |Z_k|^2 e^{-j2\pi\delta k/N} \right| \quad (9)$$

여기서  $a$ 는  $\delta = \delta'$ 일 때 최소값  $a_{\min}$ 을 가진다 ( $\delta'$ 는 시스템에서 미리 정한 최대 허용가능한 시간 오차). 따라서,

$$a_{\min} = |Z_k|^2 \left| 1 - j \cot \left( \frac{\pi \delta'}{N} \right) \right| \quad (10)$$

이고,  $C$ 의 최소값  $C_{\min}$ 은 다음과 같이 구해진다.

$$C_{\min} = 2\delta' |Z_k|^2 \left| 1 - j \cot \left( \frac{\pi \delta'}{N} \right) \right| \quad (11)$$

마지막으로, 문턱값  $\eta$ 는 식 (11)의 결과를 이용해서 다음과 같이 얻어진다.

$$\eta = C_{\min} / 2 = \delta' |Z_k|^2 \left| 1 - j \cot \left( \frac{\pi \delta'}{N} \right) \right| \quad (12)$$

문턱값이 작아질수록  $\varepsilon$ 의 추정을 위한 검파 확률은 증가하지만 오경보 확률도 증가한다. 반대로 문턱값이 증가하면, 검파 확률과 오경보 확률이 감소한다. 따라서  $C_{\min}/2$ 으로 정해진 문턱값은 전체 시스템의 성능을 결정하게 되는 검파 및 오경보 확률의 입장에서 타당한 값 가운데 하나이다.

### 3.2 시간 오차 추정

일반적인 채널 환경에서 주파수 오프셋은 시간에 따라 변하게 되므로, 주파수 오프셋의 재추정 과정이 필요하다. 이 경우에 시간 오차 추정값이 유효하다면, 재추정 과정에 매우 유용하게 이용될 것이다. 제안한 주파수 오프셋 추정 기법은 시간 오차에 강인한 특성을 지니므로, 제안한 기법을 통해 주파수 오프셋이 보정된 직교 주파수 분할 다중 심벌을 이용해서 시간 오차를 추정하게 된다면 비교적 정확한 추정값을 얻을 수 있다.

주파수 오프셋이 완벽하게 추정되었다고 가정하면,  $k$ 번째 고속 푸리에 변환의 결과는 다음과 같이 얻어진다.

$$R_k = H_k Z_k e^{j2\pi\delta k/N} \quad (13)$$

여기서  $H_k$ 는 채널의 주파수 응답이다. 받은 심벌과 프리앰블의 상관값의 편각은 (argument) 다음과 같다.

$$\Phi_k = \angle(Z_k^* R_k) = 2\pi\delta \frac{k}{N} + \angle(H_k) \quad (14)$$

여기서  $\angle(\cdot)$ 은 복소수의 편각 연산자이다. 채널이 한 심벌 주기 동안 변하지 않는다고 가정하면, 시간 오차는 다음과 같이 추정될 수 있다.

$$\hat{\delta} = \frac{N}{2\pi} E\{\Delta_k\} \quad (15)$$

여기서  $|\Delta_k| = |\Phi_k - \Phi_{k-1}| \leq 2\pi\delta'/N$ 이며,  $k = 1, 2, \dots, N-1$ ,  $E\{\cdot\}$ 은 평균값을 나타내는 것으로서, 추정값의 분산을 줄이기 위해 사용되었다.

## IV. 모의실험 및 성능 비교

이 장에서는 제안한 주파수 오프셋 추정 기법의 성능을 평가하기 위하여, 기존 기법들과 정확도 및 복잡도를 비교하였다. 그리고, 제안한 시간 오차 추정 기법의 성능을 오차 분산을 통해 알아보았다. 모의실험에 사용된 매개변수는  $N = 1024$ 와  $2048$ ,  $\varepsilon \in [0, 500]$ ,  $\delta' = 16$ 이다. 채널 모델은 덧셈곱 백색 정규 잡음과 다중 경로 (multipath) 채널을 사용하였고, 채널의 매개변수는 표 1에 나타내었다. 다중경로 채널은 시간 지연과 진폭 감쇄가 첫 번째 경로에 대해 상대적인 값으로 나타내었으며, 총 네 개의 경로를 지닌다. 참고문헌에 제시한, Nogami 기법<sup>[6]</sup> (시간 오차가 없음을 가정하고 제안한 주파수 오프셋 추정 기법) 또한 비교 결과에 첨가하였다.

표 1. 채널 모형

| 경로        | 첫 번째                     | 두 번째 | 세 번째 | 네 번째 |
|-----------|--------------------------|------|------|------|
| 시간지연 (샘플) | 0                        | 5    | 10   | 15   |
| 진폭감쇄 (dB) | 0                        | 4    | 8    | 12   |
| 위상변화      | [0, 2 $\pi$ ) 범위에서 균일 분포 |      |      |      |
| 신호대잡음비    | 10 dB                    |      |      |      |

표 2는 Nogami 및 Bang의 기법과 제안한 기법의 연산 복잡도를 보여준다. 표 2에서, 주파수 오프셋의 범위  $L$ 이 충분히 클 때 ( $L \gg 1$ ), 제안한 기법이 다른 기법들에 비해 연산 복잡도가 절반가량이 되는 것을 알 수 있다. 또 다른 중요한 결과는 제안한 기법은 Nogami와 Bang의 기법과는 다르게 상관값 저장을 위한 부가적인 메모리도 필요로 하지 않는다는 것이다.

표 3과 4에서는 덧셈곱 백색 정규 잡음과 다중경로 채널 상에서, 세 가지 기법의 주파수 오프셋 추정

표 2. 제안한 기법과 기존 기법의 연산 복잡도 비교

| 기법        | 복소수 곱셈 개수        | 비교연산 개수         | 상관값 저장 공간 |
|-----------|------------------|-----------------|-----------|
| Nogami 기법 | $LN$             | $L-1$           | $L$       |
| Bang 기법   | $LN$             | $L-1$           | $L$       |
| 제안한 기법    | $\frac{L+1}{2}N$ | $\frac{L+1}{2}$ | -         |

표 3. 덧셈플 백색 정규 잡음 채널에서의 주파수 옵셋 추정 기법의 정확도 비교

| 시간 오차 (샘플) | 정확도 (%)           |         |        |                   |         |        |
|------------|-------------------|---------|--------|-------------------|---------|--------|
|            | 부반송파 개수 (M): 1024 |         |        | 부반송파 개수 (M): 2048 |         |        |
|            | Nogami 기법         | Bang 기법 | 제안한 기법 | Nogami 기법         | Bang 기법 | 제안한 기법 |
| 0          | 100               | 100     | 100    | 100               | 100     | 100    |
| 1          | 0                 | 100     | 100    | 0                 | 100     | 100    |
| 2          | 0                 | 100     | 100    | 0                 | 100     | 100    |
| 5          | 0                 | 100     | 100    | 0                 | 100     | 100    |

표 4. 다중경로 채널에서의 주파수 옵셋 추정 기법의 정확도 비교

| 시간 오차 (샘플) | 정확도 (%)           |         |        |                   |         |        |
|------------|-------------------|---------|--------|-------------------|---------|--------|
|            | 부반송파 개수 (M): 1024 |         |        | 부반송파 개수 (M): 2048 |         |        |
|            | Nogami 기법         | Bang 기법 | 제안한 기법 | Nogami 기법         | Bang 기법 | 제안한 기법 |
| 0          | 100               | 100     | 100    | 100               | 100     | 100    |
| 1          | 0                 | 100     | 100    | 0                 | 100     | 100    |
| 2          | 0                 | 100     | 100    | 0                 | 100     | 100    |
| 5          | 0                 | 100     | 100    | 0                 | 100     | 100    |

정확도를 보여준다. 여기에서 알 수 있듯이, Bang 기법과 제안한 기법은 Nogami 기법보다 성능이 뛰어나고, Bang 기법과 제안한 기법은 비슷한 성능을 지닌다.

그림 4와 5에서는 제안한 시간 오차 추정 기법의 오차 분산을 각각 덧셈플 백색 정규 잡음 환경과 다중 경로 환경에서 신호 대 잡음비의 함수로 나타내었다. 각 점은 10,000번 반복 연산 후에 얻은 값이다. 그림으로부터 신호 대 잡음비가 증가함에 따라 오차 분산이 급격하게 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 특히, 신호 대 잡음비가 10dB인 경우의 오차 분산은  $10^{-3}$  정도로, 이는 일반적인 무선 응용 분야에 적용될 수 있는 값이다. 따라서, 제안한 시간 오차 추정 기법은, 주파수 옵셋의 재 추정에 유용하게 쓰일 수 있다. 본 모의실험은 채널이 한 심벌 구간 동안 변하지 않는다는 가정하에서 이루어졌다. 이

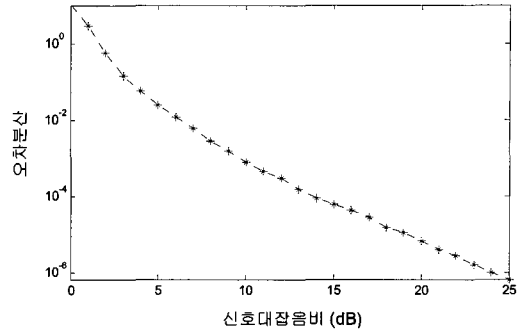


그림 4. 제안한 시간 오차 추정 기법의 오차 분산 (덧셈플 백색 정규 잡음 환경)

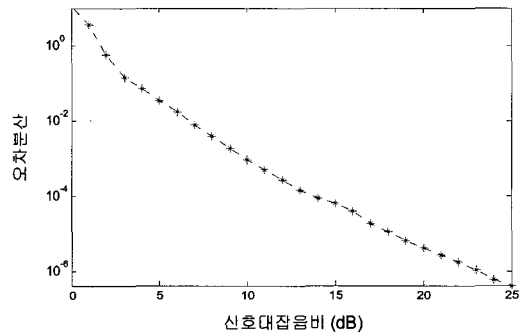


그림 5. 제안한 시간 오차 추정 기법의 오차 분산 (다중경로 환경)

경우 제안한 기법과 같이 차등연산을 쓰게 된다면 그림 4와 5에서 보여준 것처럼 덧셈플 백색 정규잡음 채널과 다중경로 채널의 결과가 유사하게 나타난다. 추후, 채널이 한 심플구간내에서 변하는 경우에 대한 연구를 진행할 예정이다.

## V. 결론

본 논문에서는 주파수 옵셋 추정에 있어 시간 오차의 영향을 살펴보았고, 시간 오차가 존재하는 직교 주파수 분할 다중화 기법에서 동기 위상 범위와 문턱값을 이용하여 낮은 복잡도와 시간 오차에 강인한 주파수 옵셋 추정 기법을 제안하였다. 더불어 이를 기반으로 주파수 옵셋 재추정을 위한 시간 오차 추정 기법도 제안하였다.

제안한 기법과 Bang 기법의 비교 결과에서 알 수 있듯이, 제안한 주파수 옵셋 추정 기법은 약 1/2의 연산 복잡도를 지니며, 비슷한 추정 정확도를 가짐을 확인하였다. 또한, 제안한 시간 오차 추정 기법은 비교적 정확한 시간 오차 추정이 가능하며, 추정값은 주파수 옵셋 재 추정에 유용하게 쓸 수 있

음을 알아보았다.

참고 문헌

[1] IEEE Std. 802.11a-1999, "Wireless LAN MAC and PHY Specifications - High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band," *ISO/IEC 8802-11: 199 (E) / Amd 1: 2000 (E)*, New York, NY: IEEE, 2000.

[2] N. Prasad and A. Prasad, *WLAN Systems and Wireless IP for Next Generation Communications*. Boston, MA: Artech House, 2002.

[3] T. Pollet and M. Peeters, "Synchronization with DMT modulation," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 37, pp. 80-86, Apr. 1999.

[4] 김장욱, 유기희, 오창현, 조성준, "OFDM 전송기술을 이용하는 무선 LAN용 동기 알고리즘," *한국통신학회 논문지*, 29권 2A호, pp. 157-165, 2004년 2월.

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

[6] H. Nogami and T. Nagashima, "A frequency and timing period acquisition technique for OFDM system," in *Proc. IEEE PIRMC*, Toronto, Canada, pp. 1010-1015, Sep. 1995.

[7] B. Y. Prasetyo, F. Said, and A. H. Aghvami, "Fast burst synchronization technique for OFDM- WLAN systems," *IEE Proceedings: Commun.*, vol. 147, pp. 292-298, Oct. 2000.

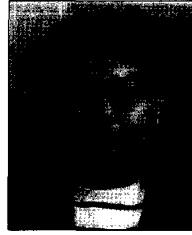
[8] J. Li, G. Liu, and G. B. Giannakis, "Carrier frequency offset estimation for OFDM-based WLANs," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 8, pp. 80-82, Mar. 2001.

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

[10] K. Bang, N. Cho, H Jun, K. Kim, H. Park, and D. Hong, "A coarse frequency offset estimation in an OFDM system using the concept of the coherence phase bandwidth," *IEEE Trans. Commun.*, vol 49, pp. 1320-1324, Aug. 2001.

김 상 훈 (Sanghun Kim)

준회원



2004년 8월 성균관대학교 정보통신공학부 졸업  
 2005년 3월~현재 성균관대학교 전자전기공학과 석사과정  
 <관심분야> 통신 신호 처리, 이동 통신

윤 석 호 (Seokho Yoon)

중신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 학사 (최우등)  
 1992년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 석사  
 2002년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 박사  
 2002년 4월~2002년 6월 MIT 박사후 연구원  
 2002년 7월~2003년 2월 하버드 대학교 박사후 연구원  
 2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 조교수  
 2000년 2월 삼성 휴먼테크 논문대상 동상  
 <관심분야> 이동통신, 통계학적 신호처리, 적응 신호 처리