

OFDM 기반 CR 시스템을 위한 부분 주기도표 기반의 저복잡도 주파수 오프셋 추정 기법

정회원 정 다 해*, 준회원 박 종 인*, 종신회원 배 진 수**, 윤 석 호*

A Low-Complexity Frequency Offset Estimation Scheme Based on Partial Periodogram for OFDM-Based CR Systems

Dahae Chong* *Regular Member*, Jong In Park* *Associate Member*,
Jinsoo Bae**, Seokho Yoon*^o *Lifelong Members*

요 약

본 논문은 직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 기반 인지 무선 (cognitive radio: CR) 시스템을 위한 저복잡도 주파수 오프셋 추정 기법을 제안한다. 제안한 기법은 어떤 종류의 훈련심볼에도 적용할 수 있으며, 부분 주기도표를 이용함으로써 [9]의 기법에 비해 낮은 연산 복잡도를 갖는다. 모의실험을 통해 제안한 기법이 [9]의 기법과 거의 비슷한 추정 성능을 가짐을 보인다.

Key Words : complexity, cognitive radio (CR), frequency offset, orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), periodogram

ABSTRACT

This paper proposes a frequency offset estimation scheme with low-complexity for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)-based cognitive radio (CR) systems. The proposed scheme is applicable to any type of training symbol and has a lower complexity than the scheme in [9] by using the partial periodogram. Simulation results show that the estimation performance of the proposed scheme is almost the same as that of the scheme in [9].

I. 서 론

최근 디지털 방송, 무선 인터넷 등 다양한 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 증가함에 따라 주파수 자원의 희소성이 심화되고 있으며, 이러한 주파수 자원 부족 문제를 극복하기 위한 방법으로 1차 사용자에 할당된 주파수 대역이 유휴 상태일 때, 이를 2차 사용자가 사용하는 인지 무선 (cognitive radio: CR) 기술이 크게 주목받고 있다^[1]. CR 기술에서 2차 사용자는 스

펙트럼 센싱을 통해 1차 사용자의 주파수 사용 여부를 인지한 후, 동적 스펙트럼 접근을 통해 해당 주파수 대역을 사용하며, 2차 사용자 시스템 구현 시에는 orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) 기술을 이용하는 OFDM 기반 CR 시스템이 주로 고려된다^[2].

OFDM 시스템은 다중 경로 페이딩에 강인하며, 주파수 대역을 효율적으로 사용한다는 장점 때문에 CR 외에도 무선 랜, 디지털 비디오 방송, 디지털 오디오

* 이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(No.2011-0002915)과 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 육성지원 사업(NIPA-2011-C1090-1111-0005)의 연구 결과로 수행되었음.

* 성균관대학교 정보통신공학부(syoon@skku.edu) (°: 교신저자), ** 세종대학교 정보통신공학과(baej@sejong.ac.kr)

논문번호: KICS2011-07-319, 접수일자: 2011년 7월 22일, 최종논문접수일자: 2011년 9월 25일

방송 시스템의 무선 통신 표준으로 채택되어 널리 사용되나, 주파수 옵셋에 매우 민감하다는 단점이 있다^[1]. 주파수 옵셋은 송수신기간 오실레이터 주파수 불일치나 도플러(Doppler) 현상에 의해 발생하며, 부반송파간 직교성을 파괴하고 간섭을 발생시켜, 복조 성능을 심각하게 저하시킨다^[2]. 이러한 문제점은 OFDM 기반 CR 시스템을 포함하여 OFDM 기술을 이용하는 모든 통신 시스템에서 공통적으로 나타난다.

OFDM 기반 시스템의 주파수 옵셋을 추정하기 위한 많은 연구들이 이루어졌다^[5-8]. [5]에서는 반복되는 두 OFDM 신호 및 최대우도 이론을 이용한 주파수 옵셋 추정 기법을 제안하였으나 주파수 옵셋 추정 가능 범위가 너무 작다는 단점이 있다. [6]에서는 한 OFDM 신호 내에서 반복적인 구조를 갖는 훈련 심볼을 이용하여 [5]에 비해 성능은 비슷하면서 더 넓은 추정 범위를 갖는 주파수 옵셋 추정 기법을 제안하였다. [7]에서는 한 OFDM 신호 내에서 여러 번 반복되는 구조를 갖는 훈련 심볼을 이용하여 [6]의 기법과 비슷한 성능 및 더 넓은 추정 범위를 갖는 주파수 옵셋 추정 기법을 제안하였다. [5-7]의 기법들은 성능은 뛰어나나, OFDM 신호가 특정 훈련 심볼로 구성되어 있을 때만 주파수 옵셋을 추정할 수 있다는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해 블라인드 기반 주파수 옵셋 추정 기법도 제안되었으나^[8], 이 기법은 추정 성능이 좋지 않다는 문제가 있다.

최근에 [9]에서 임의의 훈련 심볼에 적용 가능하며 [5-7]의 기법들과 비슷한 추정 성능 및 추정 가능 범위를 갖는 기법이 제안되었다. [9]의 기법은 수신기에서 포락선 균등 과정(envelope equalized processing: EEP) 및 주기도표를(periodogram) 사용함으로써 임의의 훈련 심볼에 적용 가능하다는 장점이 있으나, 주파수 옵셋 추정에 필요한 연산 복잡도가 높다는 단점이 있다.

본 논문에서는 [9]의 기법을 개선하여 낮은 복잡도를 갖는 주파수 옵셋 추정 기법을 제안한다. 제안한 기법은 부분 주기도표를(partial periodogram) 이용함으로써 연산량을 낮출 수 있으며, [9]의 기법을 특별한 경우로 포함한다. 모의실험을 통해 제안한 기법이 [9]의 기법에 비해 연산 복잡도는 낮으면서도 주파수 옵셋 추정 성능은 거의 비슷하다는 것을 보이며, IEEE 802.11a, IEEE 802.16-2004 표준 신호의 주파수 옵셋 추정에 적합한 연산량 조절 파라미터 값을 제시한다.

II. 신호 모형

시간 영역에서 OFDM 신호는 위상 전이 방식(phase shift keying: PSK) 또는 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation: QAM) 방식을 통해 생성된 데이터를 역 고속 푸리에 변환하여(inverse fast Fourier transform: IFFT) 얻어지며, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

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

여기서 N 은 IFFT의 크기를 나타내며, X_k 는 PSK 또는 QAM 방식으로 변조된 k 번째 데이터이다. 송신단에서는 채널의 영향으로 발생하는 OFDM 신호 간 간섭을 제거하기 위해 채널의 최대 지연 시간보다 긴 보호 구간을(guard interval: GI) OFDM 신호 사이에 삽입하며, 이 때 GI는 부반송파간의 직교성을 보장하기 위해 OFDM 신호의 뒷부분과 동일한 형태로 구성된다. 시간 동기화가 완벽히 이루어졌을 때, GI가 제거된 수신 신호의 n 번째 샘플은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

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

여기서 h_l 은 길이 L 인 채널의 l 번째 복소 임펄스 응답(impulse response) 계수, ϵ 는 부반송파 간격으로 정규화된 주파수 옵셋이며, w_n 은 평균 0, 분산 σ_w^2 을 갖는 복소 덧셈꼴 정규 잡음(additive white Gaussian noise: AWGN) 샘플이다. 신호대 잡음비는(signal to noise ratio: SNR) σ_s^2/σ_w^2 로 정의되며, $\sigma_s^2 = E\{|x_n|^2\}$ 이다.

III. 제안한 기법

수신기에서는 우선 수신 신호에 EEP 처리를 하며, EEP는 다음과 같이 정의된다.

$$f_n = x_n^*/|x_n|^2, \quad (3)$$

여기서 x_n^* 는 복소수 x_n 의 켈레 복소수를 의미한다. EEP 처리된 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} y_n' &= y_n f_n \\ &= h_0 x_n e^{j2\pi\epsilon n/N} f_n \\ &\quad + \sum_{l=1}^{L-1} h_l x_{n-l} e^{j2\pi\epsilon n/N} f_n + w_n f_n \\ &= h_0 e^{j2\pi\epsilon n/N} + w_n', \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $w_n' = \sum_{l=1}^{L-1} h_l x_{n-l} e^{j2\pi\epsilon n/N} f_n + w_n f_n$ 은 중심 극한 정리에 의해 평균 0인 정규 확률 변수로 근사화 될 수 있다. EEP 처리 이후, 수신 신호는 단순 복소 톤 신호로 바뀌게 된다. [9]에서는 주파수 추정을 세 단계로 나누어 추정하며, 첫 번째 단계는 다음처럼 주파수 옵셋 $\epsilon = \epsilon_I + \epsilon_F$ 중 ϵ_I 부분을 추정한다.

$$\hat{\epsilon}_I = \arg \max_{\tilde{\epsilon}_I} \{I(\tilde{\epsilon}_I) + I(\tilde{\epsilon}_I + 1)\}, \quad (5)$$

여기서 $\tilde{\epsilon}_I \in \left\{-\frac{N}{2}, -\frac{N}{2} + 1, \dots, 0, \dots, \frac{N}{2} - 1\right\}$ 는 주파수 옵셋 추정치 $\hat{\epsilon}_I$ 을 찾기 위한 시험 값이며, 주기도표 $I(z)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I(z) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} y_n e^{-j2\pi zn/N} \right|^2. \quad (6)$$

$\tilde{\epsilon}_I$ 의 간격은 1이므로, 첫 번째 단계에서는 주파수 옵셋 ϵ 중 정수 부분을 추정하는 셈이 되며, ϵ_F 는 소수 부분이 된다. 그러나 첫 번째 단계는 주파수 옵셋이 가질 수 있는 모든 정수 값에 대해 검사해야 하므로 연산량이 높다. 따라서 부분 주기도표 $I_\alpha(z) = \sum_{k=0}^{\alpha-1} \left| \sum_{m=Nk/\alpha}^{N(k+1)/\alpha-1} y_m e^{-j2\pi zm/N} \right|^2$ 를 이용하여 다음처럼 첫 번째 단계를 새로 제안한다.

$$\hat{\epsilon}_I = \arg \max_{\tilde{\epsilon}_I} \{I(\tilde{\epsilon}_I) + I(\tilde{\epsilon}_I + \alpha)\}, \quad (7)$$

여기서 $\tilde{\epsilon}_I \in \left\{-\frac{N}{2}, -\frac{N}{2} + \alpha, \dots, 0, \dots, \frac{N}{2} - \alpha\right\}$ 이며, $\tilde{\epsilon}_I$ 의 간격은 α 이므로 (α 는 N 보다 작은 2의 거듭제곱) α 를 어떻게 설정하느냐에 따라 검사 횟수를 줄일 수 있

다. 잡음이 없다면 식 (7)은 $\epsilon - \alpha < \tilde{\epsilon}_I \leq \epsilon$ 범위의 $\tilde{\epsilon}_I$ 에서 항상 가장 큰 값을 갖는다. 따라서 두 번째 단계는 $0 \leq \epsilon_F \leq \alpha$ 에 대해 추정 가능하도록 설계되어야 한다.

잡음이 없고 단일 경로 채널인 경우를 가정하면 $I_\alpha(\epsilon_I)$ 및 $I_\alpha(\epsilon_I + \alpha)$ 는 테일러 시리즈에 의해 다음처럼 근사화 된다.

$$I_\alpha(\epsilon_I) \approx \frac{N^2 |h_0|^2}{\alpha^2} \text{sinc}^2\left(\frac{\epsilon - \epsilon_I}{\alpha}\right), \quad (8)$$

$$I_\alpha(\epsilon_I + \alpha) \approx \frac{N^2 |h_0|^2}{\alpha^2} \text{sinc}^2\left(\frac{\epsilon - \epsilon_I - \alpha}{\alpha}\right). \quad (9)$$

여기서 $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/\pi x$ 이다. 식 (8), (9)를 이용하면 다음과 같은 관계를 이끌어 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} &\frac{\sqrt{I_\alpha(\epsilon_I + \alpha)}}{\sqrt{I_\alpha(\epsilon_I)}} \\ &= \frac{|\text{sinc}\{(\epsilon - \epsilon_I - \alpha)/\alpha\}|}{|\text{sinc}\{(\epsilon - \epsilon_I)/\alpha\}|} \\ &= \frac{|\epsilon - \epsilon_I| |\sin\{(\epsilon - \epsilon_I - \alpha)/\alpha\}|}{|\epsilon - \epsilon_I - \alpha| |\sin\{(\epsilon - \epsilon_I)/\alpha\}|} \\ &= \frac{|\epsilon - \epsilon_I|}{|\epsilon - \epsilon_I - \alpha|}, \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $\epsilon - \epsilon_I = \epsilon_F$ 이기 때문에, $0 \leq \epsilon_F \leq \alpha$ 인 경우 식 (10)은 다음과 같다.

$$\frac{\sqrt{I_\alpha(\epsilon_I + \alpha)}}{\sqrt{I_\alpha(\epsilon_I)}} = \frac{\epsilon_F}{-\epsilon_F + \alpha}. \quad (11)$$

위 관계를 이용하여 두 번째 단계를 제안한다.

$$\hat{\epsilon}_F = \frac{\alpha \sqrt{I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \alpha)}}{\sqrt{I_\alpha(\hat{\epsilon}_I)} + \sqrt{I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \alpha)}}. \quad (12)$$

ϵ_F 가 0 또는 α 에 가까울 경우 $I_\alpha(\hat{\epsilon}_I)$ 와 $I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \alpha)$ 중 하나는 SNR이 0에 가까워지므로 식 (12)의 추정 성능은 떨어지며, 추정 이후, 나머지 주파수 옵셋이 존재하게 된다. 이런 경우 $I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + \alpha/2)$ 와 $I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - \alpha/2)$ 는 어느 정도 적당한 SNR을 가지므로 이들을 이용하여 나머지 주파수 옵셋을 추정한다.

$I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + \alpha/2)$ 와 $I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - \alpha/2)$ 를 이용하여 다음과 같은 관계를 이끌어 낼 수 있다.

$$\frac{\sqrt{I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + \alpha/2)} - \sqrt{I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - \alpha/2)}}{\sqrt{I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + \alpha/2)} + \sqrt{I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F - \alpha/2)}} \quad (13)$$

$$= \frac{|1/(\epsilon_R - \alpha/2)| - |1/(\epsilon_R + \alpha/2)|}{|1/(\epsilon_R - \alpha/2)| + |1/(\epsilon_R + \alpha/2)|}$$

여기서 $\epsilon_R = \epsilon - \hat{\epsilon}_I - \hat{\epsilon}_F$ 이며, $-\alpha/2 < \epsilon_R < \alpha/2$ 일 때, 식 (13)을 정리하면 $2\epsilon_R/\alpha$ 가 된다. 이를 이용하여 다음처럼 세 번째 단계를 제한한다.

$$\epsilon_{T+1} = \alpha \left\{ \frac{\sqrt{I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + \epsilon_T + \alpha/2)} - \sqrt{I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + \epsilon_T - \alpha/2)}}{2 \left\{ \sqrt{I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + \epsilon_T + \alpha/2)} + \sqrt{I_\alpha(\hat{\epsilon}_I + \hat{\epsilon}_F + \epsilon_T - \alpha/2)} \right\}} \right\} \quad (14)$$

세 번째 단계는 초기값 $\epsilon_T = 0$ 을 입력하여 ϵ_{T+1} 를 구한 후, ϵ_T 를 ϵ_{T+1} 로, α 는 $\alpha/2$ 로 교체하여 $\alpha = 1$ 이 될 때까지 반복적으로 수행한 후, 최종적인 ϵ_{T+1} 이 $\hat{\epsilon}_R$ 이 된다. 세 번째 단계는 반복 수행 때문에 α 가 클수록 연산량을 약간 증가시키나, 첫 번째 단계에서 α 가 클수록 연산량이 매우 큰 폭으로 감소하므로, 전체적인 연산량에는 큰 영향을 미치지 않는다. 또한 첫 번째 단계, 두 번째 단계, 세 번째 단계에 각각 $\alpha = 1$ 을 대입하면 [9]의 기법과 동일해지는 것을 알 수 있다.

연산량은 기법이 동작하는데 필요한 덧셈, 곱셈, 나눗셈의 개수를 통해 비교할 수 있으며, 표 1은 각 단계 별로 필요한 덧셈, 곱셈, 나눗셈을 보여주고 있다. 표 1에서 보는 바와 같이, α 가 증가함에 따라 첫 번째 단계에 필요한 덧셈 및 곱셈의 개수가 줄어들음을 알 수 있다. 비록 세 번째 단계에 필요한 덧셈, 곱셈의 개수

는 α 가 증가함에 따라 늘어나지만, OFDM 시스템에서 주로 사용되는 N 이 보통 64 이상의 큰 수임을 고려할 때, 전체적인 덧셈 및 곱셈의 개수는 α 가 증가함에 따라 급격히 줄어든다. 나눗셈의 개수는 α 가 증가함에 따라 늘어나지만, 덧셈 및 곱셈의 변화에 비해 매우 작은 변화이다 ($N=64$ 일 때, $\alpha=1$ 이면 나눗셈의 개수는 1회, $\alpha=32$ 이면 나눗셈의 개수는 6회). 즉, 제한한 기법의 전체적인 연산량은 α 가 증가함에 따라 감소한다.

IV. 성능 비교

이 장에서는 모의실험을 통해 α 에 따른 제안한 기법과 [9]의 기법의 주파수 오프셋 추정 성능을 비교한다 (제안한 기법은 $\alpha = 1$ 일 때는 [9]의 기법으로도 볼 수 있다). 훈련 심볼은 IEEE 802.11a, IEEE 802.16-2004 표준의 훈련 심볼을 사용하였으며 각각 N 은 64, 256이다^[10,11]. 채널 모형은 4 경로 레일리 페이딩 (Rayleigh fading) 채널을 사용하였으며, 레일리 페이딩 채널에서 각 채널 응답은 0, 2, 4, 6 샘플의 시간 지연을 가지게 하였고, 채널의 l 번째 임펄스 응답의 전력 $|h_l|^2$ 은 $E\{|h_l|^2\} = \exp(-0.8l)$ 처럼 l 이 커짐에 따라 지수적으로 감소하게 설정하였다. 도플러 대역폭은 (Doppler bandwidth) 0.0017로 설정하였으며 이는 이동 속도가 120km/h인 상황을 고려한 것이다.

그림 1 및 2는 각각 IEEE 802.11a, IEEE 802.16-2004 표준의 훈련 심볼을 사용했을 때, α 에 따른 제안한 기법의 평균 제곱 오차 (mean square error: MSE) 성능을 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이 α 가 증가함에 따라 MSE 성능이 점차 하락하는 것을 볼 수 있다. 이는 부분 주기도표 값이 절대값 연산을 거친 α 개의 값들을 더하는 형태로 이루어져서 잡음량의 증가를 가져오기 때문이다. 그러나 이러한 잡음량의 증가는 그림 1에서는 $\alpha = 4$ 일 때까지, 그림 2에서는 $\alpha = 8$ 일 때까지 MSE 성능에 큰 영향을 미치지 않는다. 또한 α 가 아무리 커더라도 그림 1에서는 SNR이 18dB, 그림 2에서는 SNR이 21dB를 넘어가게 되면 MSE 성능에 큰 영향을 미치지 않는다. 따라서 IEEE 802.11a 신호의 주파수 오프셋 추정을 위해서는 $\alpha = 4$ 일 때, IEEE 802.16-2004 신호의 주파수 오프셋 추정을 위해서는 $\alpha = 8$ 일 때가 최적임을 알 수 있으며, SNR이 알려져 있는 경우라면 그에 알맞게 α 를 선택함으로써 낮은 연산 복잡도로 신뢰성 있게 주파수 오프셋을 추정할 수 있다.

표 1. 제안한 기법의 연산량

	덧셈	곱셈	나눗셈
EEP	-	N	-
첫번째 단계	$\frac{N^2}{\alpha}$	$\frac{N}{\alpha}(N + \alpha)$	-
두번째 단계	1	2	1
세번째 단계	$(\log_2 \alpha + 1) \times (2N + 1)$	$(\log_2 \alpha + 1)(2N + 2) + \alpha \left(1 - \frac{1}{2^{\log_2 \alpha + 1}}\right)$	$\log_2 \alpha + 1$

V. 결론

본 논문에서는 OFDM 기반 CR 시스템을 위한 낮은 복잡도의 주파수 옵셋 추정 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 EEP 처리를 통해서 어떤 종류의 훈련 심볼에도 적용할 수 있으며, 부분 주기도표를 이용함으로써 낮은 연산 복잡도로 주파수 옵셋을 신뢰성 있게 추정할 수 있다. 또한 제안한 기법은 [9]의 기법을 특별한 경우로 ($\alpha=1$) 포함한다. 모의실험을 통해 IEEE 802.11a, IEEE 802.16-2004 표준의 훈련 심볼을 사용할 경우에 적합한 α 값을 제시하였으며, 이러한 α 값을 사용할 경우, 제안한 기법이 더 낮은 연산 복잡도로 [9]의 기법과 동일한 주파수 옵셋 추정 성능을 제공할 수 있음을 보였다.

참고 문헌

- [1] S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.23, No.2, pp.201-220, Feb. 2005.
- [2] H. Mahmoud, T. Yucek, and H. Arslan, "OFDM for cognitive radio: merits and challenges," *IEEE Wireless Commun.*, Vol.16, No.2, pp.6-15, Apr. 2009.
- [3] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Boston, MA: Artech House, 2000.
- [4] K. Fazel and S. Kaiser, *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. West Sussex, England: John Wiley and Sons, 2003.
- [5] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.42, No.10, pp.2908-2914, Oct. 1994.
- [6] 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.
- [7] M. Morelli and U. Mengali, "An improved frequency offset estimator for OFDM applications," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.3, No.3, pp.75-77, Mar. 1999.
- [8] J.-J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson, "ML estimation of time and

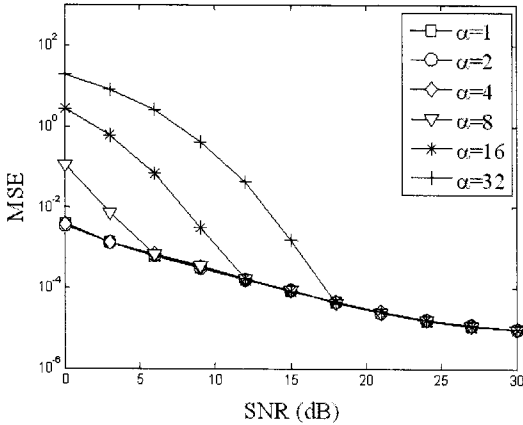


그림 1. IEEE 802.11a 표준의 훈련 심볼을 사용했을 때, α 에 따른 제안한 기법의 MSE 성능

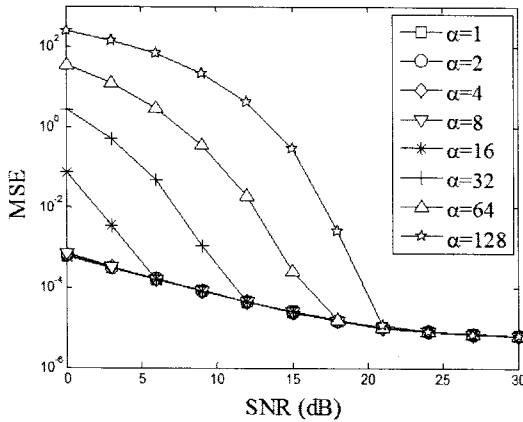


그림 2. IEEE 802.16-2004 표준의 훈련 심볼을 사용했을 때, α 에 따른 제안한 기법의 MSE 성능

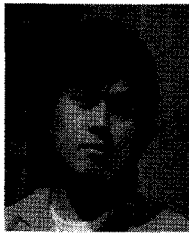
추가로 제안한 기법과 [9] 및 다른 기법들과의 연산량 및 주파수 옵셋 추정 성능에 대해 다음과 같이 설명할 수 있다. 제안한 기법은 [5, 6]의 기법과 비교할 때, 비슷한 주파수 옵셋 추정 성능 및 약간 높은 연산량을 갖는다. 그러나 [5, 6]의 기법은 제안한 기법에 비해 주파수 옵셋 추정 가능 범위가 매우 작고, 특정 훈련 심볼을 사용하는 경우에만 적용할 수 있다는 한계가 있다. [9]에서는 [9]의 기법이 (제안한 기법의 $\alpha=1$ 에 해당함) [7]의 기법에 비해 연산량이 낮으며 주파수 옵셋 추정 성능은 거의 비슷함을 보였다. 본 논문에서 제안한 기법은 α 가 커질수록 연산량은 낮아지면서도 그림 1 및 2에서 보인 바와 같이 일정한 α 값에 도달할 때까지 주파수 옵셋 추정 성능이 하락하지 않는다. 따라서 본 논문에서 제안한 기법은 [7] 및 [9]의 기법과 비교할 때, 낮은 연산량으로 거의 비슷한 주파수 옵셋 추정 성능을 갖는 것을 알 수 있다.

frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. Sig. Process.*, Vol.45, No.7, pp.1800-1805, July 1997.

- [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. Veh. Technol.*, Vol.56, No.4, pp.1892-1895, July 2007.
- [10] Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification, Higher-Speed Physical Layer Extension in 5GHz Band, IEEE 802.11a, 1999.
- [11] Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE 802.16, 2004.

정 다 해 (Dahae Chong)

정회원

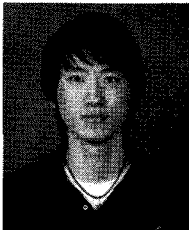


2006년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
 2008년 2월 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 공학석사
 2008년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 박사과정
 2010년 12월 아이디어스 전자신문 대학(원)생 과학기술&IT 논문공모 대제전 대상 수상

2010년 12월 IEEE Seoul Section Student Paper Contest 동상 수상
 <관심분야> 통신 이론, 이동 통신, 통계학적 신호처리

박 종 인 (Jong In Park)

준회원



2011년 2월 광운대학교 전자공학과 공학사
 2011년 9월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정
 <관심분야> 통신 이론, 이동통신, 인지 무선 통신, 통계학적 신호처리

배 진 수 (Jinsoo Bae)

종신회원



1993년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사
 1994년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사
 1998년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 공학박사
 1997년 1월~1997년 12월 동경대학 방문연구원

1998년 1월~1998년 10월 앤더슨컨설팅 (현 액센추어) 컨설턴트
 1998년 11월~1999년 12월 일본모토로라 연구원
 1999년 9월~2000년 2월 LG텔레콤 과장
 2000년 3월~현재 세종대학교 정보통신공학과 전임강사, 조교수, 부교수
 2006년 9월~2007년 8월 남가주대학교 (USC) 방문연구원
 <관심분야> 검파및추정론, 통신이론, 디지털신호처리, 부호이론

윤 석 호 (Seokho Yoon)

종신회원



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 전임강사, 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