

비정규 잡음 환경에서 OFDM 기반 CR 시스템을 위한 ML 기반 블라인드 주파수 오프셋 추정 기법

준회원 김 준 환*, 강 승 구*, 학생회원 백 지 현**, 종신회원 윤 석 호*

Blind Frequency Offset Estimation Scheme based on ML Criterion for OFDM-based CR Systems in Non-Gaussian Noise

Junhwan Kim*, Seung Goo Kang* Associate Members,
Jeehyeon Baek** Student Member, Seokho Yoon*^o Lifelong Member

요 약

본 논문에서는 직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 기반 인지 무선 (cognitive radio: CR) 시스템을 위한 주파수 오프셋 추정 기법에 대해 연구한다. CR 통신 환경에서는 종종 비정규 잡음이 발생하므로 이를 고려하지 않은 주파수 오프셋 추정 기법들의 추정 성능은 크게 하락한다. 본 논문에서는 비정규 잡음 환경에서 OFDM 기반 CR 시스템을 위한 블라인드 방식의 최대 우도 이론 기반 주파수 오프셋 추정 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 이제까지의 기법보다 비정규 잡음 환경에서 우수한 추정 성능을 갖는다.

Key Words : Carrier Frequency Offset, CR, ML, Non-Gaussian, OFDM

ABSTRACT

This paper investigates the frequency offset (FO) estimation scheme for the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)-based cognitive radio (CR) systems. In the CR environments, the conventional FO estimation schemes for the OFDM systems experience significant performance degradation due to the effect of the non-Gaussian noise. In this paper, a novel FO estimation scheme based on the maximum likelihood criterion is proposed for the OFDM-based CR systems in non-Gaussian noise environments. The proposed scheme does not require a specific pilot structure and has a better estimation performance compared with that of the conventional scheme.

I. 서 론

최근 디지털 방송, 무선 인터넷, 화상 통화 등 다양한 멀티미디어 서비스에 대한 요구가 증가함에 따라 주파수 자원의 희소성이 심화되고 있다. 주파수 자원 부족 문제를 해결하기 위한 방법으로 1차 사용자에게 할당된 주파수 대역이 유휴 상태일 때, 이를 2차 사용자가 사용하는 인지 무선 (cognitive radio: CR) 기술

이 크게 주목받고 있다^[1]. CR 기술에서 2차 사용자는 스펙트럼 센싱을 통해 1차 사용자의 주파수 사용 여부를 인지한 후, 동적 스펙트럼 접근을 통해 해당 주파수를 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, 고

* 이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구(No. 2011-0018046, No. 2011-0002915)와 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 육성지원 사업(NIPA-2011-C1090-1111-0005)의 연구 결과로 수행되었음.

* 성균관대학교 정보통신공학부(syoon@skku.edu)(^o: 교신저자)

** 건국대학교 전자공학부

논문번호 : KICS2011-04-177, 접수일자 : 2011년 4월 12일, 최종논문접수일자 : 2011년 6월 3일

속 데이터 전송이 가능하다는 장점이 있으나^[3], 주파수 오프셋에 (frequency offset) 매우 민감하다는 단점이 있다. 주파수 오프셋은 송수신기 사이의 오실레이터 주파수 불일치나 도플러 (Doppler) 현상에 의해 발생하며, 부반송파간 (sub-carrier) 직교성을 파괴하고 간섭을 발생시켜, 복조 성능을 심각하게 저하시킨다^[4]. 이러한 문제점은 OFDM 기반 CR 시스템을 포함하여 OFDM 기술을 이용하는 모든 통신 시스템에서 공통적으로 나타난다.

OFDM 시스템의 주파수 오프셋 추정을 위해 여러 주파수 오프셋 추정 기법들이 제안되어 왔으며, 크게는 송신단에서 전송한 특정 구조의 파일럿 심볼 정보를 이용하는 파일럿 기반 (pilot-based) 주파수 오프셋 추정 기법과^[5] 특정 구조의 파일럿 심볼을 이용하지 않고 주파수 오프셋을 추정하는 블라인드 (blind) 기반 주파수 오프셋 추정 기법^[6] 두 갈래로 나뉜다. 이러한 두 갈래의 기법들은 잡음의 분포를 정규 분포로 가정하고 개발되었다. 그러나 OFDM 기반 CR 시스템의 경우, 주파수 사용 중에 다른 CR 시스템들의 신호 및 다른 셀의 1차 사용자 신호 간섭으로 인해 발생하는 비정규 잡음 등을 고려해야 한다. 실제로 CR 시스템이 주로 사용되는 몇몇 주파수 대역에서는 비정규 잡음이 관측된 바 있으며^[7-9], 이러한 잡음 환경에서 기존의 주파수 오프셋 추정 기법들은 심각한 추정 성능 저하를 갖게 된다.

본 논문에서는 비정규 잡음 환경에서 OFDM 기반 CR 시스템을 위한 블라인드 주파수 오프셋 추정 기법을 제안한다. 제안된 추정 기법은 최대 우도 (maximum likelihood: ML) 이론을 통해 유도되며, 다양한 비정규 잡음 환경뿐만 아니라 정규 잡음에서도 좋은 성능을 보인다. 모의실험 결과는 제안된 추정 기법이 정규 잡음을 위한 최적 블라인드 추정 기법보다^[6] 다양한 잡음 환경에서 좋은 추정 성능을 갖는 것을 보여준다.

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.

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

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

여기서 N 은 IFFT의 크기를 나타내며, X_n 는 PSK 또는 QAM 방식으로 변조된 n 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, 채널을 통과하여 수신된 신호의 k 번째 샘플은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)x(k-l)e^{j2\pi kv/N} + n(k), \quad (2)$$

for $k = -N_G, -N_G+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1,$

여기서 $h(l)$ 은 길이 L 인 채널의 l 번째 복소 임펄스 응답 (impulse response) 계수이며, N_G 는 GI의 길이를 나타낸다. v 는 부반송파 간격으로 정규화된 주파수 오프셋이며, $n(k)$ 는 복소 덧셈곱 비정규 잡음이다. 일반적으로 주파수 오프셋은 다음과 같이 정수 부분과 소수 부분으로 나눌 수 있다.

$$v = m + \epsilon, \quad (3)$$

여기서 m 은 주파수 오프셋의 정수 부분이며, ϵ 은 주파수 오프셋의 소수 부분을 나타낸다. 본 논문에서는 소수 주파수 오프셋 ϵ 을 추정하는데 초점을 맞추며, 정수 주파수 오프셋 m 은 완벽하게 추정된 후 보상되었다고 가정한다.

복소 비정규 잡음 $n(k)$ 는 비정규 분포를 모형화하는데 널리 사용되는 평균 0의 두변량 등방 대칭 알파 안정 (bivariate isotropic symmetric α -stable: BIS α S) 분포^[10,11] 이용하여 모형화되며, BIS α S 분포의 PDF는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$f_{\alpha,\gamma}(n_I, n_Q) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp -\gamma(w_1^2 + w_2^2)^{\alpha/2} - j(w_1 n_I + w_2 n_Q) dw_1 dw_2, \quad (4)$$

여기서 α 와 γ 는 각각 잡음의 특성지수와 퍼짐 매개 변수이고, n_I 와 n_Q 는 각각 잡음의 실수와 허수 성분을 나타낸다. 특성지수 α 는 $0 < \alpha \leq 2$ 의 범위를 가지며, 0에 가까울수록 충격성 잡음이 발생할 확률이 높으며, 2에 가까울수록 충격성 잡음이 발생할 확률이 낮다. 일반적인 BIS α S 분포의 PDF는 닫힌 꼴로 표

현되지 않으나 예외적으로 $\alpha=1$ 과 (코시 분포) $\alpha=2$ 일 (정규 분포) 때는 다음과 같이 닫힌 꼴로 표현된다.

$$f_{\alpha,\gamma}(z) = \begin{cases} \frac{\gamma}{2\pi(\gamma^2 + z^2)^{3/2}}, & \alpha = 1 \\ \frac{1}{4\pi\gamma} e^{-\frac{z^2}{4\gamma}}, & \alpha = 2, \end{cases} \quad (5)$$

여기서 z 는 $\sqrt{n_I^2 + n_Q^2}$ 이다.

III. 제안한 기법

본 논문에서는 블라인드 주파수 오프셋 추정 기법 유도를 위해 GI 및 이와 동일한 형태를 갖는 OFDM 신호 뒷부분의 샘플들을 이용한다. 잡음이 없다고 가정하면 GI는

$$r(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)x(k-l)e^{j2\pi k l/N}, \quad (6)$$

for $k = -N_G, -N_G+1, \dots, -1$

으로 나타낼 수 있고 이와 동일한 형태를 갖는 OFDM 신호 뒷부분의 샘플은

$$\begin{aligned} r(k+N) &= \sum_{l=0}^{L-1} h(l)x(k+N-l)e^{j2\pi(k+N)l/N} \\ &= \sum_{l=0}^{L-1} h(l)x(k-l)e^{j2\pi k l/N} e^{j2\pi \epsilon}, \end{aligned} \quad (7)$$

for $k = -N_G, -N_G+1, \dots, -1$

으로 표현된다. 식 (6)과 (7)을 통해 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$r(k+N) = r(k)e^{j2\pi \epsilon}, \quad (8)$$

for $k = -N_G, -N_G+1, \dots, -1$.

잡음이 존재할 때 수신 신호는 다음과 같다.

$$y(k) = r(k) + n(k), \quad (9)$$

for $k = -N_G, -N_G+1, \dots, -1$,

$$y(k+N) = r(k)e^{j2\pi \epsilon} + n(k+N), \quad (10)$$

for $k = -N_G, -N_G+1, \dots, -1$,

여기서 $n(k)$ 는 $\alpha=1$ 인 BIS α S 확률 분포를 (코시 분포) 갖는 잡음으로 가정한다. 닫힌 꼴의 PDF가 없는 관계로 $\alpha=1$ 일 때의 확률 분포를 이용하나, 본 논문에서 제안되는 추정 기법은 다양한 잡음 환경에서 우수한 성능을 갖는다 (이는 4장의 모의실험에서 확인 될 것이다). 식 (10)에 식 (9)를 대입하면 수신 신호 $y(k+N)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$y(k+N) - y(k)e^{j2\pi \epsilon} = -n(k)e^{j2\pi \epsilon} + n(k+N), \quad (11)$$

for $k = -N_G, -N_G+1, \dots, -1$.

위 식에서 잡음에 해당하는 $-n(k)e^{j2\pi \epsilon} + n(k+N)$ 부분은 퍼짐 매개변수가 2γ 인 코시 분포를 갖는다. 식 (11)을 이용한 코시 분포의 로그 우도 함수는 (log likelihood function) 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A_P(\tilde{\epsilon}) &= \log \left[\prod_{k=-N_G}^{-1} f_{1,2\gamma} \left\{ |y(k+N) - y(k)e^{j2\pi \tilde{\epsilon}}| \right\} \right] \\ &= \sum_{k=-N_G}^{-1} \log \left[\frac{\gamma}{2\pi \{4\gamma^2 + |y(k+N) - y(k)e^{j2\pi \tilde{\epsilon}}|^2\}^{3/2}} \right], \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $\tilde{\epsilon}$ 은 주파수 오프셋 ϵ 를 찾기 위한 시행 값이며, $\tilde{\epsilon}$ 의 범위는 $\tilde{\epsilon} \in [-0.5, 0.5]$ 이다. 제안하는 ML 주파수 오프셋 추정 기법은 주파수 오프셋 시행 값을 입력했을 때 (12)의 우도 함수가 최대가 되게 하는 시행 값을 주파수 오프셋 추정 값으로 결정하며 이는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\epsilon}_P = \underset{\tilde{\epsilon}}{\arg \max} \{A_P(\tilde{\epsilon})\}. \quad (13)$$

식 (13)은 최적의 추정 성능을 가지나, -0.5부터 0.5 사이에 존재하는 모든 주파수 오프셋 시행 값에 대해 검사해야 하므로 계산 복잡도가 높다는 단점을 갖는다. 따라서 식 (13)에 $\tilde{\epsilon} \in [-0.5, 0.5]$ 대신 식 (8)의 특성에 기반한 다음과 같은 주파수 오프셋 시행 값을 적용함으로써 계산 복잡도를 줄일 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\epsilon}(k) &= \frac{1}{2\pi} \angle \{y^*(k)y(k+N)\}, \\ &\text{for } k = -N_G, -N_G+1, \dots, -1. \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)를 통해 얻어지는 N_G 개의 주파수 오프셋 시행 값들은 비정규 잡음 환경에서의 신호 샘플을 통해

얻어지나, 모든 신호 샘플들이 충격성 잡음을 겪는 것은 아니므로 적어도 하나 이상의 주파수 오프셋 시행 값들은 신뢰성 있는 시행 값이라고 할 수 있다. 따라서 식 (14)의 주파수 오프셋 시행 값들을 이용하더라도 식 (13)은 최적의 추정 성능을 제공할 수 있으며, 이는 4장에서 모의실험을 통해 확인할 수 있다.

$n(k)$ 를 $\alpha=2$ 인 BIS α S 확률 분포를 (정규 분포) 갖는 잡음으로 가정하면 우도 함수 A_G 는 다음과 같이 표현된다.

$$A_G(\tilde{\epsilon}) = \prod_{k=-N_G}^{-1} f_{2,2\gamma} \{ |y(k+N) - y(k)e^{j2\pi\tilde{\epsilon}}| \} \quad (15)$$

$$= \frac{1}{(8\pi\gamma)^{N/2}} e^{-\frac{1}{8\gamma} \sum_{k=-N_G}^{-1} |y(k+N) - y(k)e^{j2\pi\tilde{\epsilon}}|^2}$$

-0.5부터 0.5 사이의 모든 주파수 오프셋 시행 값을 입력했을 때 (15)를 최대로 만드는 시행 값이 주파수 오프셋 추정 값으로 결정된다. 식 (15)를 최대로 만드는 것은 아래의 조건을 만족하는 시행 값을 찾는 것과 같다.

$$\sum_{k=-N_G}^{-1} |y(k+N) - y(k)e^{j2\pi\tilde{\epsilon}}| = 0. \quad (16)$$

식 (16)은 모든 k 에 대해 $y(k+N) - y(k)e^{j2\pi\tilde{\epsilon}}$ 가 0일 때 성립하므로, 이는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\frac{N}{2} e^{j2\pi\tilde{\epsilon}} = \sum_{k=-N_G}^{-1} \frac{y(k+N)}{y(k)}. \quad (17)$$

따라서 주파수 오프셋 추정값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_G = \frac{1}{2\pi} \angle \left\{ \sum_{k=-N_G}^{-1} y^*(k)y(k+N) \right\}. \quad (18)$$

여기서 *는 공액 복소수 (complex conjugate) 연산을 나타낸다. 식 (18)은 [6]에서 제안된 블라인드 주파수 오프셋 추정 기법과 동일하며, 정규 잡음을 염두에 두고 유도되었기 때문에 $\alpha=2$ 일 때 우수한 성능을 갖지만 α 값이 작아질수록 성능이 나빠진다.

IV. 성능비교

이 장에서는 모의실험을 통해 제안한 추정 기법과 (식 (13)) 기존 추정 기법의 (식 (18)) 성능 비교를 실시한다. 식 (14)를 통해 얻은 주파수 오프셋 시행 값들이

신뢰성 있는 값이라는 것을 보이기 위해 제안한 추정 기법은 -0.5부터 0.5 사이의 모든 값들을 주파수 오프셋 시행 값으로 사용하는 경우와 식 (14)를 통해 얻은 값들을 주파수 오프셋 시행 값으로 사용하는 경우 모두에 대해 모의실험을 수행하였다. N 은 64, N_G 는 16으로 설정하였으며, OFDM 기반 CR 시스템의 중심 주파수는 2.4 GHz로 설정하였다. 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 경우에 해당한다. BIS α S 잡음은 α 가 2보다 작을 때 분산이 무한대여서 일반적인 신호대잡음비는 (signal to noise ratio: SNR) 사용할 수 없으므로, 정보를 가진 신호와 BIS α S 잡음사이의 상대적 크기로 정의되는 기하학적 신호대잡음비를 (geometric SNR: G-SNR) 사용하였으며, 다음과 같이 표현된다^[12].

$$G-SNR = \frac{1}{2C_g} \left(\frac{A}{S_0} \right)^2, \quad (19)$$

여기서 C_g 는 오일러 상수의 지수를 나타내며 $\lim_{n \rightarrow \infty} \left\{ \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} - \ln(n) \right\} \approx 1.78$ 의 값을 가지고, A 와 S_0 는 각각 신호의 세기, BIS α S 잡음의 기하학적 전력을 나타내고, S_0 는 $\frac{(C_g\gamma)^{1/\alpha}}{C_g}$ 로 정의한다. 정규화 상수 $2C_g$ 는 α 가 2인 정규 잡음일 때 G-SNR을 표준 SNR과 동일하게 만들어 준다. 퍼짐 매개변수 γ 는 X_I 와 X_Q 의 샘플들로부터 쉽고 정확하게 추정할 수 있으므로^[13] 알려져 있는 값으로 가정하였으며, 본 논문에서는 1로 설정하였다.

그림 1의 (a), (b), (c), (d)는 레일리 페이딩 채널에서 각각 α 가 0.5, 1, 1.5, 2일 때 제안한 기법 (모든 시행 값), 제안한 기법 ((14)의 시행 값), 기존 기법을 통해 얻은 오프셋 추정 값의 평균 제곱 오차를 (mean square error: MSE) G-SNR의 변화에 따라 나타낸 것이다. 모든 시행 값을 사용하는 경우는 -0.5부터 0.5까지를 0.0001의 간격으로 나누어 시행 값으로 사용하였다. 그림 1에서 볼 수 있듯이 $\alpha=2$ 인 경우를 제외한 모든 경우에서 제안한 기법이 기존 기법에 비해 더

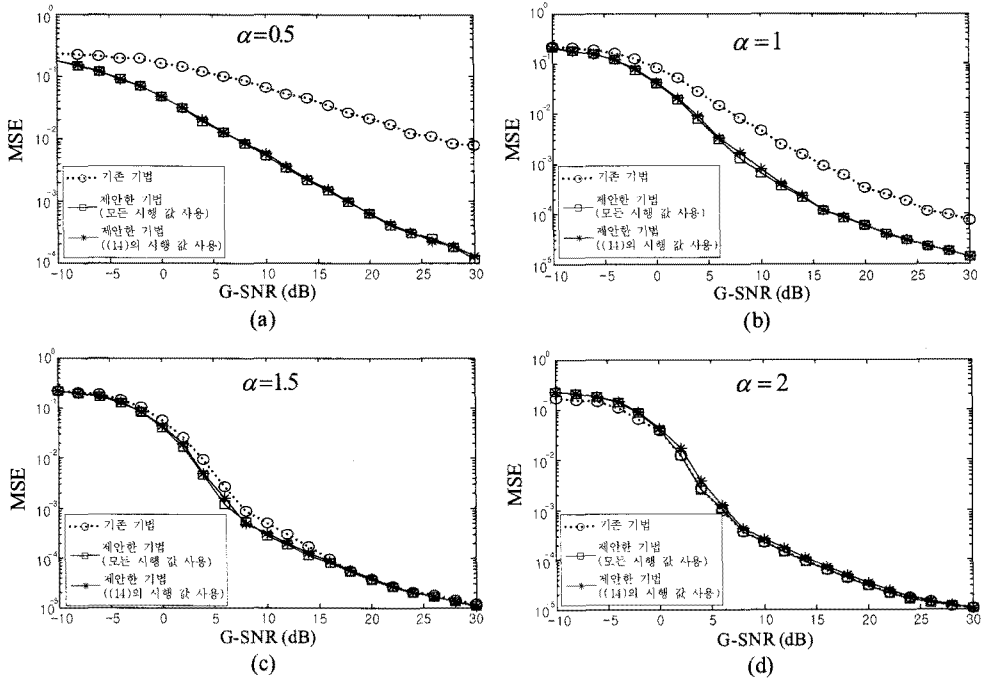


그림 1. α 가 (a) 0.5, (b) 1, (c) 1.5, (d) 2인 비정규 잡음 환경에서 G-SNR에 따른 제안한 기법과 기존 기법의 MSE 성능

낮은 MSE를 갖는 것을 볼 수 있다. 또한, $\alpha=2$ 인 경우에도 제안한 기법의 MSE가 기존 기법의 MSE에 성능 차이가 그리 크지 않은 것을 볼 수 있다. 또한 제안한 기법은 (14)의 시행 값을 사용하더라도 모든 시행 값을 사용했을 경우와 성능이 거의 동일함을 확인할 수 있다.

그림 2는 레일리 페이딩 채널에서 몇몇 G-SNR에 대해 제안한 기법과 (14)의 시행 값 사용) 기존 기법의 MSE를 α 값의 변화에 따라 나타낸 것이다. 기존

기법의 경우 α 의 변화에 따라 MSE 성능의 변화가 심하며 α 값이 작아질수록 MSE가 급격히 높아지는 경향을 보인다. 이에 비해 제안한 기법은 기존 기법에 비해 α 값의 변화에 강인한 MSE 성능을 가질뿐 아니라 $\alpha \leq 1.5$ 일 때 기존 기법보다 항상 좋은 MSE 성능을 갖는 것을 확인할 수 있다. 또한 $\alpha > 1.5$ 인 경우에도 제안한 기법의 MSE 성능이 기존 기법에 비해 크게 뒤지지 않음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 비정규 잡음 환경에서 OFDM 기반 CR 시스템을 위한 ML 기반 블라인드 주파수 옵셋 추정 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 BIS α S 확률 분포의 PDF 및 ML 이론을 이용하여 유도되었으며, 제안한 기법의 복잡도를 낮추기 위해 신뢰성 있는 주파수 옵셋 시행 값들을 얻는 방법도 함께 소개되었다. 모의실험 결과를 통해 제안한 기법이 기존 기법에 비해 다양한 비정규 잡음 환경에서 더 좋은 주파수 옵셋 추정 성능을 가질 뿐 아니라 잡음의 특성 변화에 강인한 MSE 성능을 갖는 것을 확인하였다.

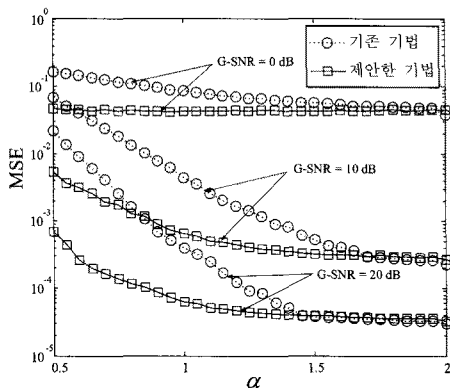


그림 2. α 의 변화에 따른 제안한 기법과 기존 기법의 MSE 성능 (G-SNR = 0, 10, 20dB)

참 고 문 헌

[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*. London, England: Artech House, 2000.

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

[5] 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.

[6] J.-J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Börjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. Sig. Process.*, Vol.45, No.7, pp.1800-1805, July 1997.

[7] F. Moghimi, A. Nasri, and R. Schober, "Lp-norm spectrum sensing for cognitive radio networks impaired by non-Gaussian noise," in *Proc. IEEE Global Telecommun. Confer. (Globecom)*, Honolulu, HI, pp.1-6, Nov., 2009.

[8] K. L. Blackard, T. S. Rappaport, and C. W. Bostian, "Measurements and models of radio frequency impulsive noise for indoor wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.11, No.7, pp.991-1001, Sep., 1993.

[9] M. G. Sanchez, L. de Haro, M. C. Ramon, A. Mansilla, C. M. Ortega, and D. Oliver, "Impulsive noise measurements and characterization in a UHF digital TV channel," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Vol.41, No.2, pp. 124-136, May 1999.

[10] G. Samorodnitsky and M. S. Taqqu, *Stable Non-Gaussian Random Processes: Stochastic Models with Infinite Variance*. New York:

Chapman & Hall, 1994.

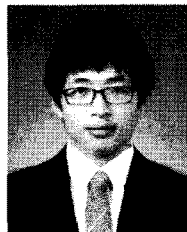
[11] C. L. Nikias and M. Shao, *Signal Processing With α -Stable Distributions and Applications*. New York: Wiley, 1995.

[12] T. C. Chuah, B. S. Sharif, and O. R. Hinton, "Nonlinear decorrelator for multiuser detection in non-Gaussian impulsive environments," *Electron. Lett.*, Vol.36, No.10, pp.920-922, May 2000.

[13] X. Ma and C. L. Nikias, "Parameter estimation and blind channel identification in impulsive signal environments," *IEEE Trans. Sig. Process.*, Vol.43, No.12, pp.2884-2897, Dec., 1995.

김 준 환 (Junhwan Kim)

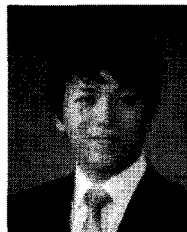
준회원



2010년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정
<관심분야> 인지 무선 통신, 통계학적 신호처리, 추정 및 검파

강 승 구 (Seung Goo Kang)

준회원



2010년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사
2010년 3월~현재 성균관대학교 휴대폰학과 석사과정
2010년 12월 이디디스 전자신문대학(원)생 과학기술&IT 논문공모 대체전 장려상 수상
<관심분야> 협력 통신, 인지 무선 통신, 추정 및 검파

백 지 현 (Jeehyeon Baek)

학생회원



2006년 3월~현재 건국대학교 전자공학부 학사과정
<관심분야> 통신 이론, 이동통신

윤 석 호 (Seokho Yoon)

종신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전

자전산학과 공학사(최우등)

1999년 2월 한국과학기술원 전

자전산학과 공학석사

2002년 2월 한국과학기술원 전

자전산학과 공학박사

2002년 3월~2002년 6월 MIT

박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연

구원

2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전

임 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> 통신이론, 이동통신, 통계학적 신호처리