

비정규 잡음에 강인한 ML기반 OFDM 블라인드 주파수 오프셋 추정기

심정윤*, 윤석호*, 김광순**, 이성로^o

ML-Based and Blind Frequency Offset Estimators Robust to Non-Gaussian Noise in OFDM Systems

Jeongyoon Shim*, Seokho Yoon*, Kwang Soon Kim**, Seong Ro Lee^o

요약

본 논문에서는 비정규 잡음에 강인한 직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 블라인드 주파수 오프셋 추정기들을 제안한다. 먼저 복소 등방성 코시 과정으로 모델링 된 비정규 잡음 환경에서 최대 우도 (maximum likelihood: ML) 추정기를 제안한다. 또한, ML 기반의 보다 간단한 추정기를 제안한다. 모의실험을 통해 제안한 추정기들이 비정규 잡음에 강인하며 기존 추정기보다 우수한 주파수 오프셋 추정 성능을 가짐을 보인다.

Key Words : frequency offset, non-Gaussian noise, maximum likelihood estimation

ABSTRACT

In this paper, we propose robust blind estimators for the frequency offset of orthogonal frequency division multiplexing in non-Gaussian noise environments. We first propose a maximum likelihood (ML) estimator in non-Gaussian noise modeled as a complex isotropic Cauchy process, and then, a simpler estimator based on the ML estimator is proposed. From numerical results, we confirm that the proposed estimators are robust to the non-Gaussian noise and have a better estimation performance over the conventional estimator in non-Gaussian noise environments.

1. 서론

최근 해양자원 및 해양환경에 대한 관심이 증가하면서 수중 통신은 기존의 군사적 목적을 위한 제한된 연구에서 벗어나 선박 항해 유도, 해저 탐사 및 데이터 수집, 해양 환경오염 모니터링 등 연구 범위 및 활용 분야가 확대되고 있다¹⁾.

직교 주파수 분할 다중화 방식은 (orthogonal

frequency division multiplexing: OFDM) 다중 경로 페이딩에 강인하며, 높은 주파수 대역 효율을 갖는 특징 때문에 일반적인 무선 통신 뿐만 아니라 수중 통신 시스템을 위한 변조기술로써 널리 이용되고 있다²⁾. 그러나 OFDM은 도플러 현상 또는 송수신기 사이의 오실레이터 주파수 불일치로 인해 발생하는 주파수 오프셋에 (frequency offset: FO) 매우 민감한데, 특히 해양환경에서는 선박의 움직임 등이 도플러 현상을

※ 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No.2011-0029321)

• 주저자 : 성균관대학교 정보통신대학, hobbangdk@skku.edu, 학생회원

^o 교신저자 : 목포대학교 정보전자공학과, srlee@mokpo.ac.kr, 정회원

* 성균관대학교 정보통신대학, syoon@skku.edu, 종신회원

** 연세대학교 전기전자공학부, ks.kim@yonsei.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2013-01-027, 접수일자 : 2013년 1월 14일, 최종논문접수일자 : 2013년 3월 8일

야기하여 FO가 발생하게 되고 이는 부 반송파의 직교성을 파괴하며 통신 시스템의 성능 저하를 가져온다. 따라서 FO 추정에는 해양 환경에서 OFDM 기반 통신을 위해 해결해야 할 가장 중요한 기술적 문제 중 하나이다^[3]. 본 논문에서는 데이터 전송률을 유지하면서 FO를 추정할 수 있는 블라인드 기반 FO 추정 기법을 고려한다^[4].

기존의 블라인드 FO 추정 기법은^[5] 일반적으로 주변 잡음이 가우시안 과정이라는 (Gaussian process) 가정 하에서 최대 우도 (maximum likelihood: ML) 이론을 적용하여 제안되었다. 그러나 주변 잡음은 무선 채널에서 종종 비정규적 특성을 가진다. 특히 해양 환경에서의 파도에 의한 반사, 선박 선체의 충격, 선상활동 등은 잡음이 비정규적 특성을 가지도록 하는 충격성 환경의 원인이 된다^[6,7,8]. 기존의 FO 추정 기법은 환경 잡음이 가우시안 과정이라는 가정 하에서 연구되었기 때문에 이와 같은 비정규 잡음 환경에서 심각한 성능 저하를 겪게 된다.

본 논문에서는 비정규 잡음 환경에 강인한 ML 기반 OFDM 블라인드 FO 추정기들을 제안한다. 제안한 추정기는 비정규 잡음을 복소 등방성 대칭 α 안정 (complex isotropic symmetric α stable: CIS α S) 모델로 적용한 후 ML 이론을 통해 유도되며, 또한 ML 기반의 보다 간단한 추정기도 제안한다. 모의실험을 통해 제안한 추정기들이 비정규 잡음에 강인하며 기존의 추정기보다 우수한 추정 성능을 가짐을 보인다.

이후 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 OFDM 신호 모형을 설명하고, III장에서는 ML 기반 추정기를 유도하며, 또한 ML에 기반을 둔 간단한 추정기를 제안한다. IV장에서는 모의실험의 결과를 보이고, V장에서 결론을 맺는다.

II. 신호 모형

수신된 OFDM 신호의 k 째 샘플 $r(k)$ 는 $k = -G, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1$ 에 대해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(k) = x(k)e^{j2\pi k\epsilon/N} + n(k) \quad (1)$$

여기서 $x(k)$ 는 크기가 N 인 inverse fast Fourier transform에 (IFFT) 의해 생성된 OFDM 심볼의 k 째 샘플이고, ϵ 은 부반송파 간격 $1/N$ 으로 정규화

된 FO, 그리고 $n(k)$ 는 가산성 잡음의 k 째 샘플을 나타낸다. G 는 이전 심볼과의 간섭을 막기 위해 OFDM 심볼의 앞부분에 삽입하는 cyclic prefix의 (CP) 길이이다.

본 논문에서는 비정규 잡음 모델로 널리 이용되는 CIS α S 모델을 적용한다. 잡음 $n(k)$ 의 확률 밀도 함수는 (probability density function: PDF) 다음과 같이 표현할 수 있다^[9,10].

$$f_n(\rho) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp[Z] dudv, \quad (2)$$

여기서 $Z = -\gamma(u^2 + v^2)^{\frac{\alpha}{2}} - jR\{\rho(u - jv)\}$ 이며, $R\{\cdot\}$ 은 실수부를 나타낸다. 확산 (dispersion) $\gamma > 0$ 는 PDF의 퍼짐 정도, 특성 지수 (characteristic exponent) $\alpha \in (0, 2]$ 는 PDF 꼬리부분의 두께에 관련된 파라미터이다. α 가 0에 가까울수록 충격성 잡음의 발생 빈도가 높으며, 2에 가까울수록 가우시안 분포의 성질을 따른다.

PDF (2)의 닫힌 꼴 표현은 $\alpha = 1$ 인 경우와 (complex isotropic Cauchy) $\alpha = 2$ 인 경우에만 (complex isotropic Gaussian) 존재하며, $\alpha = 1$ 또는 $\alpha = 2$ 일 때의 PDF는 다음과 같다.

$$f_n(\rho) = \begin{cases} \frac{\gamma}{2\pi} (|\rho|^2 + \gamma^2)^{-\frac{3}{2}}, & \text{when } \alpha = 1 \\ \frac{1}{4\pi\gamma} \exp\left(-\frac{|\rho|^2}{4\gamma}\right), & \text{when } \alpha = 2 \end{cases} \quad (3)$$

본 논문에서는 (3) 이외의 닫힌 꼴 표현이 충분하지 않은 관계로 $\alpha = 1$ 인 경우만 고려하지만, $\alpha = 1$ 일 때 얻은 FO 추정 기법이 α 의 변화에 강인할 뿐 아니라, 대부분의 α 값에 대하여 기존 추정 기법에 비해 향상된 추정 성능을 가짐을 보인다.

III. 제안한 주파수 옵셋 추정기

3.1. 코시 최대 우도 블라인드 추정기

FO를 추정하기 위해 CP 부분 $\{x(k)\}_{k=-G}^{-1}$ 과 신호 부분 $\{x(k)\}_{k=N-G}^{N-1}$ 의 데이터가 같다는 특성을 이용한다^[5]. 즉, $k = -G, -G+1, \dots, -1$ 에 대하여 $x(k) = x(k+N)$ 이 성립하며, 이러한 특성을 이용하여 (1)로부터 $k = -G, -G+1, \dots, -1$ 에 대해 다음과

같은 관계를 얻을 수 있다.

$$r(k+N) - r(k)e^{j2\pi\epsilon} = n(k+N) - n(k)e^{j2\pi\epsilon} \quad (4)$$

이 때, $-n(k)e^{j2\pi\epsilon}$ 과 $n(k)$ 의 분포가 Cauchy 분포로 같으므로 $n(k+N) - n(k)e^{j2\pi\epsilon}$ 는 확산 파라미터 2γ 인 complex isotropic Cauchy 분포를 따르며 다음과 같은 ϵ 에 대한 $\mathbf{r} = \{r(k+N) - r(k)e^{j2\pi\epsilon}\}_{k=-G}^{-1}$ 의 조건부 PDF를 얻을 수 있다.

$$f_{\mathbf{r}}(\mathbf{r}|\epsilon) = \prod_{k=-G}^{-1} \frac{\gamma}{\pi(|r(k+N) - r(k)e^{j2\pi\epsilon}|^2 + 4\gamma^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (5)$$

위의 PDF를 이용하여 최대 우도 추정에 의해 다음과 같이 PDF에 대한 추정치 $\hat{\epsilon}$ 을 구한다.

$$\begin{aligned} \hat{\epsilon} &= \underset{\tilde{\epsilon}}{\operatorname{argmax}} [\log f_{\mathbf{r}}(\mathbf{r}|\tilde{\epsilon})] \\ &= \underset{\tilde{\epsilon}}{\operatorname{argmin}} \left[\sum_{k=-G}^{-1} \log \{|r(k+N) - r(k)e^{j2\pi\tilde{\epsilon}}|^2 + 4\gamma^2\} \right] \\ &= \underset{\tilde{\epsilon}}{\operatorname{argmin}} \Lambda(\tilde{\epsilon}), \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\tilde{\epsilon}$ 은 ϵ 의 후보값을 나타내며, 로그-우도 함수 $\Lambda(\tilde{\epsilon}) = \sum_{k=-G}^{-1} \log \{|r(k+N) - r(k)e^{j2\pi\tilde{\epsilon}}|^2 + 4\gamma^2\}$ 는 $\tilde{\epsilon}$ 에 대해 1의 주기를 갖는 주기함수이다. 따라서 $\Lambda(\tilde{\epsilon})$ 의 최소값은 1의 주기로 나타나고, 이는 주파수 오프셋 추정 시 모호함을 유발한다. ϵ 가 0 주변에 균일하게 분포되어 있다고 가정하면, 최대 우도 추정 기법의 유효 추정범위는 [5]와 같이 $-0.5 \leq \epsilon < 0.5$ 로 설정될 수 있다.

잡음이 없는 경우 $|r(k+N) - r(k)e^{j2\pi\tilde{\epsilon}}|^2 = 4|x(k)|^2 \sin^2(\pi(\tilde{\epsilon} - \epsilon))$ 이며, 로그함수가 단조증가함수라는 사실로부터, 잡음이 없을 때 $\Lambda(\tilde{\epsilon})$ 는 구간 $\epsilon + z - 0.5 < \tilde{\epsilon} \leq \epsilon + z + 0.5$ 에서 아래로 볼록한 함수임을 알 수 있다 (z 는 정수). 그러므로 (6)의 최대 우도 추정치 $\hat{\epsilon}$ 는 $\left. \frac{d\Lambda(\tilde{\epsilon})}{d\tilde{\epsilon}} \right|_{\tilde{\epsilon}=\hat{\epsilon}} = 0$ 을 만족하는 $\hat{\epsilon}$ 를 구함으로써 찾을 수 있다. 이를 기반으로 정리하면 아래의 (7)과 같은 식을 얻을 수 있다. (7)에서 $\theta_k = \angle(r(k)r^*(k+N))$ 이며, \angle 은 $(-\pi, \pi]$ 의 범위를 갖는 복소수의 위상각을 나타낸다. (7)을 통한 추정 기법을 코시 최대 우도 블라인드 추정기라 (Cauchy ML blind estimator: CMBE) 하고, 최대 우도 추정치 $\hat{\epsilon}$ 는 반복적 과정을 통해 얻을 수 있다.

3.2. 간단한 코시 최대 우도 블라인드 추정기

주변 잡음의 영향이 커질수록, CMBE는 신뢰성 있는 추정을 위해 더 많은 반복 횟수를 필요로 할 것이다. $\hat{\epsilon}$ 의 분포는 알려지지 않았으므로, 가장 열악한 상황을 고려하여 $(-0.5, 0.5]$ 범위에 균등하게 분포되어 있다고 가정하고, 반복 수행을 피하기 위해 (7)에서 $\hat{\epsilon}$ 에 대한 \angle 의 인수에 대한 평균을 취하면, (8)과 같은 간단한 추정 기법을 얻을 수 있다. 이는 (7)에서 $4\gamma^2 + |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 - 2|r(k)r(k+N)|$ 를 각각 A, B로 두고 [11]의 $\int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{a+b\cos x} dx = \frac{2\pi}{\sqrt{a^2-b^2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{(a+b)(a-b)}}$ 공식을 이용하여 얻을 수 있다. (8)의 추정 기법을 간단한 코시 최대 우도 추정기라 (simplified Cauchy ML blind estimator: SCMBE) 한다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{2\pi} \angle \left(\sum_{k=-G}^{-1} \frac{r^*(k)r(k+N)}{4\gamma^2 + |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 - 2|r(k)r(k+N)|\cos(2\pi\hat{\epsilon} + \theta_k)} \right) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \hat{\epsilon}_s &= \frac{1}{2\pi} \angle \left(\sum_{k=-G}^{-1} \int_{-0.5}^{0.5} \frac{r^*(k)r(k+N)}{A + B\cos(2\pi\hat{\epsilon} + \theta_k)} d\hat{\epsilon} \right) \\ &= \frac{1}{2\pi} \angle \left(\sum_{k=-G}^{-1} \frac{r^*(k)r(k+N)}{\sqrt{\{4\gamma^2 + (|r(k)| + |r(k+N)|)^2\} \{4\gamma^2 + (|r(k)| - |r(k+N)|)^2\}}} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

IV. 모의실험 결과

본 장에서는 제안된 추정 기법 CMBE와 SCMBE의 평균제곱오차 (mean square error: MSE) 성능을 [5]의 가우시안 최대 우도 블라인드 추정기와 (Gaussian ML blind estimator: GMBE) 비교한다. 다음과 같은 파라미터를 가정하여 모의실험을 수행하였다. IFFT 길이 $N=64$, FO $\epsilon=0.1$ 이며, CMBE의 경우 초기 옵셋 0을 입력하여 20회 반복 시행하고, 길이 $L=8$ 의 다중경로 레일레이 페이딩 채널을 고려하되, 경로

$$\text{별 평균전력은 } E[|h(l)|^2] = \exp(-l/L) / \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \exp(-l/L) \right\}$$

이며, 이때 $l=0, 1, \dots, 7$ 이다. $E[\cdot]$ 는 통계적 기댓값을 나타낸다. $\alpha < 2$ 인 $\text{CIS}\alpha\text{S}$ 잡음은 분산이 (variance) 무한대이므로, 잡음에 대한 표준 신호 대 잡음비를 (standard signal-to-noise ratio: standard SNR) 적용하는 것이 무의미하다. 따라서 본 논문에서는 기하학적 신호 대 잡음비 (geometric SNR: GSNR) $E[|x(k)|^2] / (4C^{-1+2/\alpha}\gamma^{2/\alpha})$ 를 (이 때, 오일러상수의 지수 $C = \exp\left\{ \lim_{m \rightarrow \infty} \left(\sum_{i=1}^m \frac{1}{i} - \ln m \right) \right\} \approx 1.78$) 도입한다^[12].

GSNR은 정보를 담고 있는 신호와 $\alpha < 2$ 인 $\text{CIS}\alpha\text{S}$ 의 상대적 세기를 의미하며, $\alpha=2$ 인 경우에는 GSNR과 SNR은 동일하다. γ 는 수신된 샘플의 평균과 분산을 이용하여 쉽고 정확하게 추정될 수 있으므로^[13], 알려진 값으로 가정한다 ($\gamma=1$).

그림 1-3은 각각 GSNR이 5 dB, 10 dB, 15 dB일 때 α 에 따른 제안한 추정기들과 기존 추정기의 MSE 성능을 보여준다. 그림들로부터 GSNR이 15 dB일 때의 성능이 5 dB, 10 dB일 때 보다 좋은 것을 알 수 있으며, 또한 $\alpha=2$ 근방에서는 기존의 추정기가 제안한 추정기들보다 작은 MSE를 가지지만 그 차이가 크지 않고, α 의 값이 작아질수록 (비정규 잡음의 발생 빈도가 높아질수록) 제안한 추정기들의 MSE가 기존의 추정기의 MSE보다 작아지는 것을 확인할 수 있다. 그리고 α 값이 작아질수록 기존의 추정기의 MSE가 커지는 것에 비해 제안한 추정기들의 MSE가 평탄한 개형을 보임을 알 수 있다. 이는 α 값의 변화에 강인한 성능을 보여줌을 의미한다. 또한 (7)과 (8)로부터, 제안한 상관기들은 상관 연산 시 수신한 OFDM 샘플의 크기를 (magnitude) 포함한 항으로 샘플 별 정규화를 수행하게 된다. 샘플 별 정규화를 수행함으로써 비정규 잡음 환경에서 종종 발생하는 충격성 잡음 성분이 포함된 샘플에 의한 영향을 효율적으로 줄일 수 있다^[14,15]. 따라서 제안한 상관기들은 기존의 상관

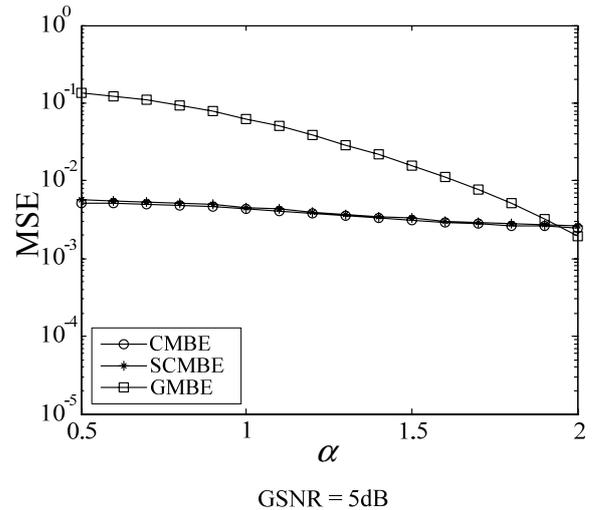


그림 1. GSNR=5 dB일 때 α 에 따른 제안한 추정기들과 기존 추정기의 MSE 성능.
Fig. 1. The MSE performances of the proposed and conventional estimators as a function of α when the GSNR is 5 dB.

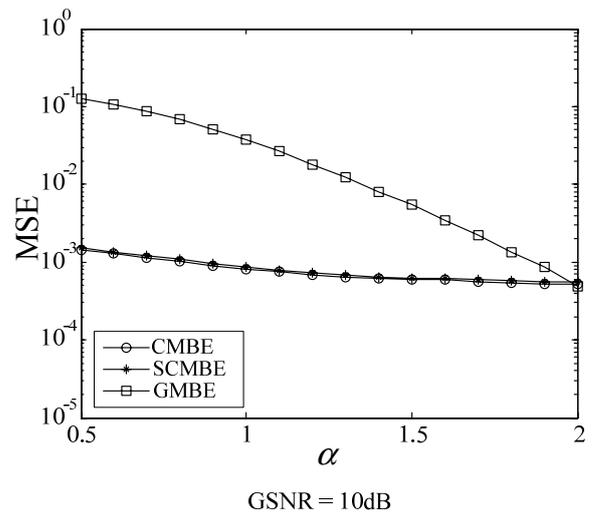


그림 2. GSNR=10 dB일 때 α 에 따른 제안한 추정기들과 기존 추정기의 MSE 성능.
Fig. 2. The MSE performances of the proposed and conventional estimators as a function of α when the GSNR is 10 dB.

기에 비해 비정규 잡음 환경에 강인한 주파수 옵셋 추정 성능을 보인다.

V. 결론

본 논문에서는 비정규 잡음 환경에 강인한 ML 기반 OFDM 주파수 옵셋 추정기들을 제안하였다. 제안한 기법은 비정규 잡음을 복소 등방성 코시 과정으로 모델링하고 관측치의 PDF를 구한 후, 최대

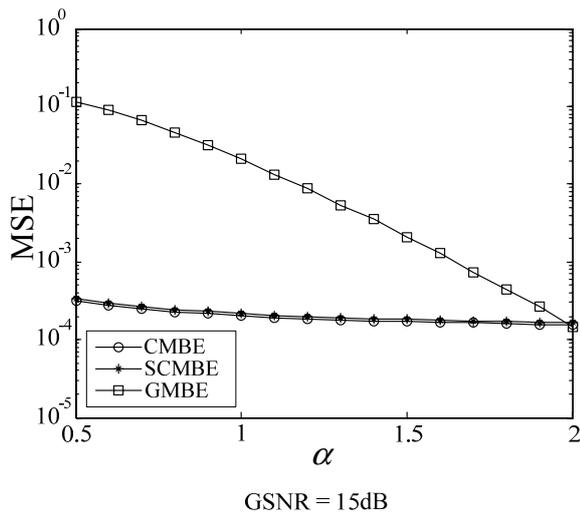


그림 3. GSNR=15 dB일 때 α 에 따른 제안한 추정기들과 기존 추정기의 MSE 성능.

Fig. 3. The MSE performances of the proposed and conventional estimators as a function of α when the GSNR is 15 dB.

우도 추정기를 유도하였다. 또한 ML에 기반하여 $\hat{\epsilon}$ 이 균일 분포를 가진다는 가정 아래 보다 간단한 추정기를 제안하였다. 모의실험을 통해 제안한 추정기들이 기존 추정기에 비해 비정규 잡음에 강인하며 우수한 추정 성능을 제공하는 것을 확인하였다.

References

[1] I. F. Akyildiz, D. Pompili, and T. Melodia, "Underwater acoustic sensor networks: research challenges," *J. Ad Hoc Networks*, vol. 3, no. 3, pp. 257-279, May 2005.

[2] H.-W. Jeon, S.-J. Lee, and H.-N. Lee, "Underwater channel analysis and transmission method research via coded OFDM," *J. KICS*, vol. 35, no. 5, pp. 573-581, May 2011.

[3] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Boston, MA: Artech House, 2000.

[4] T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li, and G. Y. Li, "OFDM and its wireless applications: a survey," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 4, pp. 1673-1694, May 2009.

[5] J.-J. Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, July

1997.

[6] T. K. Blankenship and T. S. Rappaport, "Characteristics of impulsive noise in the 450-MHz band in hospitals and clinics," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 2, pp. 194-203, Feb. 1998.

[7] P. Toriño and M. G. Sánchez, "A study of the correlation between horizontal and vertical polarizations of impulsive noise in UHF," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 5, pp. 2844-2849, Sep. 2007.

[8] J. A. Catipovic and L. E. Freitag, "Spatial diversity processing for underwater acoustic telemetry," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 16, no. 1, pp. 86-97, Jan. 1991.

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

[10] H. G. Kang, I. Song, S. Yoon, and Y. H. Kim, "A class of spectrum-sensing schemes for cognitive radio under impulsive noise circumstances: structure and performance in nonfading and fading environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 9, pp. 4322-4339, Nov. 2010.

[11] M. R. Spiegel and J. Liu, *Mathematical Handbook of Formulas and Tables*, New York, NY: McGraw-Hill, 1999.

[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. Signal Process.*, vol. 43, no. 12, pp. 2884-2897, Dec. 1995.

[14] S. A. Kassam, *Signal Detection in Non-Gaussian Noise*, New York, NY: Springer-Verlag, 1988.

[15] I. Song, J. Bae, and S. Y. Kim, *Advanced Theory of Signal Detection*, Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2002.

심 정 윤 (Jeongyoon Shim)



2013년 2월 성균관대학교 정보통신대학 전자전기공학부 공학사
2013년 3월~현재 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석박사통합과정
2012년 12월 IEEE Seoul

Section Student Paper Contest 동상 수상
2013년 3월 성균관대학교 석박사연계트랙 장학생
<관심분야> 통신 이론, 인지 무선 통신, 통계학적 신호처리

윤 석 호 (Seokho Yoon)



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 Harvard University 박사후 연구원
2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신대학 전자전기공학부 전임강사, 조교수, 부교수
2007년 IEEE 준석학회원
2009년 한국통신학회 LG 학술상 수상
2011년 교육과학기술부 우수연구 인증패 수상
2012년 한국통신학회 우수논문상 수상
<관심분야> 통신 이론, 이동통신, 통계학적 신호처리

김 광 순 (Kwang Soon Kim)



1994년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사
1996년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사
1999년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학박사
1999년 3월~2000년 3월 Dept.

ECE, UC San Diego 박사후 연구원
2000년 4월~2004년 2월 한국전자통신연구원 선임 연구원
2004년 3월~2009년 2월 연세대학교 전기전자공학부 조교수
2009년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학부 부교수
<관심분야> 통신 이론, 변복조 방식, 다중사용자/다중셀 다중안테나 시스템, 애드혹 및 이종 셀룰러 네트워크의 용량 및 계층간 최적화

이 성 로 (Seong Ro Lee)



1987년 2월 고려대학교 전자공학과 공학사
1990년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사
1996년 8월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학박사
1997년 9월~현재 목포대학교

정보전자공학과 교수
<관심분야> 디지털통신 시스템, 이동 및 위성통신 시스템, USN/텔레메틱스 응용분야, 임베디드 시스템