

# 다중 경로 환경에서 잡음 전력 추정을 이용한 OFDM 신호 검출

임창헌\*, 박종부\*, 김창주\*,  
김영식\*\*, 조운석\*\*

## Detection of an OFDM Signal Using Noise Power Estimation in Multipath Environment

Chang Heon Lim\*, Jongbu Park\*,  
Chang-Joo Kim\*\*, Youngsik Kim\*\*,  
Yun Seok Cho\*\*

### 요약

이전 연구<sup>[3]</sup>를 통해 단일 경로 환경에서 잡음 전력 추정을 토대로 OFDM 신호를 검출하는 방안이 발표된 바 있다. 본 논문에서는 이를 확장하여 다중 경로 환경에서 잡음 전력을 추정하고, 이를 토대로 OFDM 신호를 검출하는 방안을 제시하며, 컴퓨터 실험을 통해 그 성능을 평가하고자 한다.

**Key Words** : cognitive radio, spectrum sensing, OFDM, multipath propagation, noise power estimation

### ABSTRACT

A previous work<sup>[3]</sup> has presented a spectrum sensing method of an OFDM signal using noise power estimation in a flat fading environment. In this Letter, we present an extended version of it by adopting a noise power estimation for the case of multipath environment, and evaluate its performance by computer simulation.

## I. 서론

최근 무선 통신 서비스는 OFDM 기반 전송 방식을 채택하는 경우가 많아 인지 무선 시스템 입장에서는 OFDM 신호 존재 여부를 판단하는 스펙트럼 센싱 기술이 매우 중요하다. 일반적인 스펙트럼 센싱 기술<sup>[1]</sup>은 크게 에너지 검파, 정합 필터, 특성 검파 방식으로 분류할 수 있다. 이미 발표된 OFDM 신호에 대한 스펙트럼 센싱 연구 결과들은 이중에서도 OFDM 신호 자체가 갖는 고유 특성을 활용하는 방식에 대한 연구가 대부분이다. 대표적인 방식으로는 OFDM 심볼을 구성하는 CP(cyclic prefix)와 데이터 블럭간의 상관성을 이용하는 방식, 주기적으로 나타나는 파일럿 톤을 이용한 방식 등이 있다<sup>[2]</sup>. 2017년에 발표된 [3]은 LRT(likelihood ratio test)에 근거하여 낮은 SNR 조건과 잡음 전력 추정을 활용한 검파 방식을 제안한 바 있다. 하지만 이 방식은 검정 통계량을 설계함에 있어서 다중 경로 환경을 고려하지 않았다. 이에 본 논문에서는 이를 보완하는 방안을 제시하고, 컴퓨터 실험을 통해 그 성능을 평가하고자 한다.

## II. 수신 신호 모델

입력의 OFDM 신호가 시간  $n$ 에서 갖는 샘플을  $s(n)$ 이라 하고 잡음 샘플을  $w(n)$ 이라 할 때, OFDM 신호 존재 여부에 따라 이차 사용자가 수신하는 신호  $r(n)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(n) = \begin{cases} w(n) & H_0 \\ h(n) \otimes s(n) + w(n) & H_1 \end{cases} \quad (1)$$

식 (1)에서  $\otimes$  기호는 컨벌루션 연산을 가리키며, 가설  $H_0$ 와  $H_1$ 은 각각 OFDM 신호가 존재하지 않는 경우와 존재하는 경우를 가리킨다. 그리고  $w(n)$ 은 AWGN(additive white gaussian noise)을 나타내고,  $\{h(n), n=0, \dots, L-1\}$ 은 채널의 임펄스 응답이라고 가정한다. 그리고 센싱 구간 내에서 CP의 시작 위치를 가리키는  $\tau$ 는 미리 알고 있다고 가정하고, 센싱 구

\* 이 논문은 2020년도정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기획평가원의 지원을 받아 수행된 연구임 (2019-0-00964, 스펙트럼 쉐어링을 통한 기존 무선국 보호 및 주파수 공유기술 개발)

\* First and Corresponding Author : (ORCID:0000-0001-7022-8914):Pukyong National University, Department of Electronic Engineering, chlim@pknu.ac.kr, 정교수, 종신회원

\* (ORCID:0000-0002-0890-6919)Pukyong National University, Department of Electronic Engineering, 학생(학부생)

\*\* (ORCID:0000-0002-3689-8137, 0000-0003-1590-8233, 0000-0002-7166-6390)Handong Global University, Computer Science and Electrical Engineering, 초빙교수, 정교수, 정교수

논문번호 : 202008-189-A-LU, Received August 10, 2020; Revised September 4, 2020; Accepted September 7, 2020

간 내에  $K$ 개의 OFDM 심볼이 포함된다고 설정하며, 이때 OFDM 신호는  $N_d$ 개의 부반송파를 사용하고 OFDM 심볼 하나의 데이터 블럭 길이를  $N_d$  샘플, CP의 길이를  $N_c$  샘플이라고 가정한다.

### III. 잡음 전력 추정을 이용한 OFDM 신호 검출

[3]에서와 마찬가지로 센싱 구간 내에 수신 신호를  $\mathbf{r} = [r(0), r(1), \dots, r(N-1)]$  라고 할 때, 수신 신호는 두 가지 가설  $H_0$ 와  $H_1$ 에 대하여 다음과 같이 가우시안 통계적 분포를 따른다고 가정한다.

$$\mathbf{r} \sim \begin{cases} CN(0, R_0) & H_0 \\ CN(0, R_1) & H_1 \end{cases} \quad (2)$$

위 식에서  $CN(m, R)$ 은 평균이  $m$ , 공분산이  $R$ 인 복소 가우시안 분포를 나타낸다. [3]에서는 이러한 수신 신호 모델에 대하여 최적 검파 이론인 LRT를 적용한 결과를 제시하고, 그에 따른 검정 통계량을 제시한 바 있다. 그리고 해당 검정 통계량에 SNR이 낮다는 전제를 적용하고, 잡음 전력 추정값을 사용하여 다음과 같이 단일 경로 채널 환경에 대한 검정 통계량  $T_{ASHT}$ 을 제시하였다.

$$T_{ASHT} = (A_r + B_{r|\tau}) / \hat{\sigma}_w^2 \quad (3)$$

식(3)에서  $\hat{\sigma}_w^2$ 는 배경 잡음 전력에 대한 추정값을 의미하고,  $A_r, B_{r|\tau}$ 의 정의는 각각 다음과 같다.

$$A_r = \sum_{n=0}^{K(N_c+N_d)-1} |r(n)|^2 \quad (4)$$

$$B_{r|\tau} = 2 \sum_{n \in S} \text{Re}[r^*(n+\tau)r(n+N_d+\tau)] \quad (5)$$

$A_r$ 는 센싱 구간에 포함된 수신 신호의 에너지를 의미하고,  $B_{r|\tau}$ 는 CP 구간과 그에 대응되는 데이터 블럭간의 상관도를 나타낸 것이다. 그리고 식(5)에서  $S$ 는  $\tau=0$ 일 때를 전제로 센싱 구간에서 수신 CP 신호 샘플이 위치하는 시점들을 나타낸다. 이때 현재 센싱 구간에 대하여 잡음 전력 추정  $\hat{\sigma}_w^2$ 을 다음과 같이 계산한다.

$$\hat{\sigma}_w^2 = \frac{A_r}{K(N_c+N_d)} - \frac{B_{r|\tau}}{2(KN_c-N_c+M(\tau))} \quad (6)$$

위 식에서  $M(\tau)$ 는 주어진  $\tau$ 에 대하여 CP와 그에 대응되는 데이터 블럭의 샘플의 갯수가  $KN_c$ 와 얼마나 차이가 나는지를 나타낸다<sup>[3]</sup>.  $\tau$ 에 따라 CP 혹은 그에 대응된 데이터 블럭 샘플의 일부만 센싱 구간에 포함될 수 있기 때문이다.

OFDM 신호 전력을  $\sigma_s^2$ 라고 할 때, 검정 통계량 (3)에서  $A_r, B_{r|\tau}$ 의 평균값은 각각

$$E[A_r] = (\sigma_s^2 E[|h(0)|^2] + \sigma_w^2) K(N_c+N_d) \quad (7)$$

$$E[B_{r|\tau}] = 2\sigma_s^2 E[|h(0)|^2] (KN_c - N_c + M(\tau)) \quad (8)$$

가 되는데, 이를 식(6)에 적용하면  $E[\hat{\sigma}_w^2] = \sigma_w^2$ 가 되어 식(6)의 잡음 전력 추정 방식이 비편향 추정(unbiased estimate)이 됨을 알 수 있다.

한편, 채널의 길이  $L$ 이 1보다 큰 경우, 즉 다중 경로 환경에서는 식(4)에는 변화가 필요하지 않지만 식(5)에서 상관도를 계산하는 범위는 확대되어야 하고, 그에 따라 잡음 전력을 추정하는 식(6)도 달라져야 한다.

채널 길이가  $L$ 인 다중 경로 환경에서  $E[A_r] = (\sigma_s^2 \sum_{i=0}^{L-1} E[|h(i)|^2] + \sigma_w^2) K(N_c+N_d)$ 이 되고,  $B_{r|\tau}$  값을 계산하는  $n$ 의 범위가 CP 위치 뿐만 아니라 CP 신호가 다중 경로 현상으로 영향을 주는 시점들까지로 확대되어야 한다. 이렇게 계산 범위를 확대하여 계산한 값을  $\tilde{B}_{r|\tau}$ 라 할 때, 그 평균값은  $\tau$ 에 따라 달라짐을 설명하고자 한다.  $\{s(n)\}$ 이 평균이 0이고, 통계적으로 독립인 OFDM 신호 샘플이고,  $\{h(n)\}$ 이 WSSUS(widesense stationary uncorrelated scattering) 특성을 만족한다고 가정한다. 그리고 이 가정과  $x(n) = \sum_{i=0}^{L-1} s(n-i)h(i)$ 인 관계를 활용하여  $E[\text{Re}[x^*(n+\tau)x(n+\tau+N_d)]]$ 를 전개하면 다음과 같다.

$$E[Re[x^*(n+\tau)x(n+\tau+N_d)]] = \begin{cases} \sigma_s^2 \sum_{i=0}^n E[h(i)^2] & 0 \leq n \leq L-1 \\ \sigma_s^2 \sum_{i=0}^{L-1} E[h(i)^2] & L \leq n \leq N_c-1 \\ \sigma_s^2 \sum_{i=n-N_c+1}^{L-1} E[h(i)^2] & N_c \leq n \leq N_c+L-2 \end{cases} \quad (9)$$

이때  $n=0, \dots, N_c+L-2$ 에 대하여 새로운 양  $c(n) \equiv E[Re[x^*(n+\tau)x(n+\tau+N_d)]]$ 을 정의하고,  $D = \sigma_s^2(K-1)N_c \sum_{i=0}^{L-1} E[h_i^2]$ 이라 하면  $E[\tilde{B}_{r|\tau}]$ 는 다음과 같다.

$$E[\tilde{B}_{r|\tau}] = \begin{cases} D + \sum_{n=0}^{N_c+L-1-\tau} c(n) & 0 \leq \tau \leq N_c+L-2 \\ D & N_c+L-1 \leq \tau \leq N_d-L+1 \\ D + \sum_{n=N_c+N_d-\tau}^{N_c+L-2} c(n) & N_d-L+2 \leq \tau \leq N_c+N_d-1 \end{cases} \quad (10)$$

이로부터  $E[\tilde{B}_{r|\tau}]$ 는  $D$  값에  $\tau$ 에 따라  $c(n)$ 의 일부가 추가되는 형태가 된다.  $D = \sum_{i=0}^{L-1} E[h(i)^2]$ 의 상수배 형태이지만, 추가되는 값은 채널 임펄스 응답 특성인  $\{h(n)\}$ 의 함수 형태라는 차이점이 존재한다. 앞에서 언급한 바와 같이 다중 경로 환경에서  $\frac{E[A_r]}{K(N_c+N_d)} = (\sigma_s^2 \sum_{i=0}^{L-1} E[h(i)^2] + \sigma_w^2)$  임을 고려할 때 새로운 잡음 전력 추정 방식이 비편향이 되려면  $\tilde{B}_{r|\tau}$ 를 계산하는 과정에서  $D$ 와 관련된 연산만 포함하여  $\hat{B}_{r|\tau}$ 를 구성하고, 이를 이용하여 다음과 같이 잡음 전력을 추정하는 방법을 제안할 수 있다.

$$\hat{\sigma}_w^2 = \frac{A_r}{K(N_c+N_d)} - \frac{\hat{B}_{r|\tau}}{2(K-1)N_c} \quad (11)$$

이렇게 하면 다시  $E[\hat{\sigma}_{w,q}^2] = \sigma_w^2$ 라는 성질을 만족하기 때문에 잡음 전력에 대한 비편향 추정을 확보할 수 있으며, 여기에 이전 센싱 구간에 대한 잡음 전력 추정값들의 이동 평균을 적용하면 잡음 전력 추정값의 정확도를 높일 수 있다. 식(11)에서  $\hat{B}_{r|\tau}$ 을 계산하기 위해  $L$ 이 필요하다. 만약  $L$ 이 주어지지 않다면

차선책으로  $L$ 을 그의 최대값인 CP 길이로 설정하여  $\hat{B}_{r|\tau}$ 을 근사적으로 계산할 수 있다.

#### IV. 모의 실험 및 결과

논문에서 제안한 검출 방식의 성능 평가를 위해 몬테 카를로 실험을 실시하였다. 검출 대상이 되는 신호에 대한 사양으로 부반송파의 개수  $N_d$ 를 512, 1024으로 하고, CP의 길이는 각각  $N_d/4$ 로 설정하였다. 그리고 이때 샘플링 주파수는 1 MHz로 하고, 다중 경로 채널의 경로 길이  $L$ 은 CP와 동일하게 설정하며, 도플러 주파수를 10 Hz로 가정하고  $K=4$ 로 하였다.

제안한 잡음 전력 추정 방식은 다중 경로 길이를 고려하는 방식인데, 이로 인한 영향을 평가하기 위해 스펙트럼 센싱 방식에서 가정하는 다중 경로 길이를 1,  $N_d/8$ ,  $N_d/4$ 로 변경하면서 제안한 스펙트럼 센싱 방식의 ROC(receiver operating characteristic)을 SNR=-15dB 일 때 그림 1에 나타내었다. 범례의 제안 방식(a,b)에서 a는 부반송파 개수를 나타내고, b는 제안 방식이 전제한 다중 경로 길이를 의미한다. 그림에서 보는 바와 같이 센싱 방식에서 전제한 다중 경로 길이가 실제 채널의 다중 경로 길이에 가까워질수록 스펙트럼 센싱 성능이 향상됨을 볼 수 있어 다중 경로를 고려하는 것이 필요함을 확인할 수 있다.

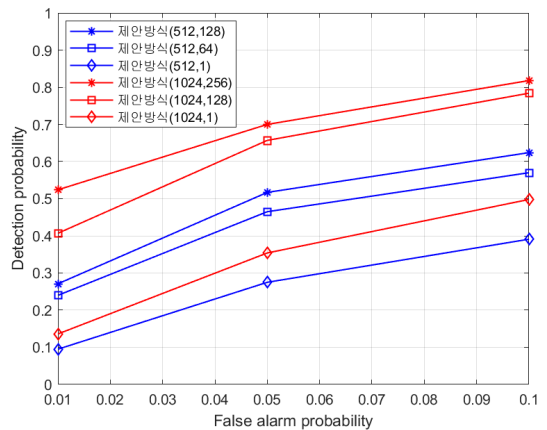


그림 1. SNR=-15dB 일때 OFDM 신호 검출 성능  
Fig. 1. Performance of OFDM signal detection when SNR=-15dB

#### References

[1] T. Yucek, et al., "A survey of spectrum

- sensing algorithms for cognitive radio applications,” *IEEE Commun. Surv. Tuts.*, vol. 11, no. 1, pp. 116-130, 2009.
- [2] C. H. Lim, “Spectrum sensing techniques for OFDM signals in cognitive radio,” *J. KICS*, vol. 42, no. 9, pp. 1726-1732, 2017.
- [3] M. Jin, et al., “On spectrum sensing of OFDM signals at low SNR: New detectors and asymptotic performance,” *IEEE Trans. Sign. Process.*, vol. 65, no. 12, pp. 3218-3233, Jun. 2017.