

예측 가능한 신호 환경에서의 스펙트럼 센싱 기법

A Spectrum Sensing Scheme with Unknown Deterministic Signal Environment

김정훈*
(Jeong-Hoon Kim)

이크발 아시프**
(Iqbal Asif)

골미라***
(Gulmira Khuandaga)

곽경섭****
(Kyung-Sup Kwak)

요약

스펙트럼 센싱은 인지 라디오에서 가장 핵심이 되는 기술이다. 이미 여러 논문에서 에너지 검출기를 바탕으로 하는 스펙트럼 센싱 기법들에 대해 연구하였지만, 실제 시스템에서는 노이즈의 분산을 정확히 추정하는 것이 어려우므로 에너지 검출기를 쓰면 시스템이 요구하는 오경보 확률을 유지할 수 없는 문제가 생긴다. 이에 본 논문에서는, 인지 라디오가 예측 가능하지만 알지 못하는 주사용자의 신호를 검출해야 할 때 노이즈의 분산을 몰라도 스펙트럼을 검출할 수 있는 새로운 검출기를 제안한다. 시뮬레이션을 통해 제안한 검출기는 노이즈의 분산을 몰라도 스펙트럼을 검출할 수 있으며 노이즈 분산의 변화에 강인한 특성을 지닌다는 것을 보인다.

Abstract

Spectrum sensing is one of the most important technologies in cognitive radio. Although many studies have considered energy detection technique as the spectrum sensing technique, noise variance in practical systems is difficult to estimate accurately. Thus, in the real system, the probability of false alarm will not be maintained constant. In this paper, with considering that the cognitive radio does not know the primary user's signal, we propose a new spectrum sensing scheme which can operate without the information of noise variance. Through simulations, we show that the proposed scheme can detect spectrum with the condition of unknown noise information and have robustness for the change of noise variance.

Key words : Spectrum sensing, cognitive radio, energy detection, noise variance, unknown deterministic signal

I. 서론

전파 특성이 뛰어나고 무선 통신 서비스에 유리한 스펙트럼 대역의 자원 부족 문제가 심각해지고

있다 [1]. 늘어나는 스펙트럼 점유율 문제를 해결하려는 시도의 일환으로 미국 연방 통신위원회 (Federal Communications Commission)는 특정 시간과 장소에서 스펙트럼 사용량을 측정할 바 있다.

† This research was supported by the MKE(The Ministry of Knowledge Economy), Korea, under the ITRC(Information Technology Research Center) support program supervised by the NIPA(National IT Industry Promotion Agency) (NIPA-2011-C1090-1121-0001) and by the National Research Foundation of Korea (NRF) grant funded by the Korea government(MEST)(No. No.2010-0018116).

* 주저자 : 인하대학교 정보통신대학원 석사과정

** 공저자 : 인하대학교 정보통신대학원 박사과정

*** 공저자 : 인하대학교 정보통신공학부 석사과정

**** 공저자 및 교신저자 : 인하대학교 정보통신공학부 교수, 인하대학교 초광대역무선통신연구센터 센터장

† 논문접수일 : 2011년 3월 17일

† 논문심사일 : 2011년 4월 25일

† 게재확정일 : 2011년 4월 26일

조사 결과, 비록 주사용자(primary user)에게 할당된 스펙트럼 대역이라도 특정 시간과 장소에서 15%~80% 만이 사용되고 있었다 [2]. 이렇듯, 낭비되는 스펙트럼 자원을 효율적으로 사용함으로써 스펙트럼 사용 효율을 높이고자 하는 노력이 활발히 시도되고 있다. 연방 통신 위원회는 비록 주사용자에게 할당된 스펙트럼 대역이지만 비어있을 때를 다른 사용자에게 활용하도록 허가해줌으로써 스펙트럼 사용 효율을 높이고 점유율 문제를 해결하고자 하였다 [3], [4]. 이에 인지 라디오(cognitive radio)란 개념이 등장하였는데 [3], 미국 연방 통신 위원회에 따르면 인지 라디오는 주기적으로 비어있는 스펙트럼 대역을 감지하여 동적으로 비어있는 스펙트럼 대역을 확인하고 이 대역을 통해 통신할 수 있는 라디오 시스템으로 정의 된다 [2].

인지 라디오에 사용되는 여러 기술들 중에, 스펙트럼 센싱 기술은 인지 라디오가 비어있는 스펙트럼 대역을 감지할 수 있게 하는 가장 핵심 기술이다 [5-7]. 인지 라디오는 스펙트럼 센싱을 사용하여 비어있는 스펙트럼 대역을 감지하거나 주사용자가 원래 대역을 다시 쓰려고 한다는 것을 감지하여 그에 알맞게 대응한다. 이때, 스펙트럼 센싱 기법은 크게 세 가지로 나뉜다 [8]. 첫째, 성능이 가장 좋지만 주사용자가 어떤 신호를 써서 통신하는지에 대한 모든 정보를 알아야 하는 정합 필터(matched filter), 둘째, 정합 필터 보다는 성능이 나쁘지만 주사용자의 신호정보 일부를 가지고 스펙트럼 센싱을 할 수 있는 신호특징 검출(signal feature detection), 그리고 마지막으로 주사용자의 신호정보를 알 수 없을 때도 쓸 수 있는 에너지 검출(energy detection) 기법이 있다.

에너지 검출기는 간단하면서도 실제 인지 라디오가 처한 상황에서 유용하게 쓸 수 있다는 장점이 있어 가장 현실적인 방법이다 [9]. 또한 가우시안 노이즈 환경에서 검정 통계량(test statistic)의 확률 밀도 함수를 얻기가 쉬워 널리 연구되고 있다 [10-12]. 하지만 에너지 검출기는 노이즈의 분산을 모르면 기준값을 얻을 수 없어 스펙트럼 검출기로 쓸 수 없다는 단점이 있다. 실제 시스템에서 노이

즈의 분산을 정확하게 추정하기란 쉬운 일이 아니다 [13]. 또한, 노이즈의 분산을 정확히 추정하지 못했을 때는 시스템이 요구하는 오경보 확률을 만족할 수 없다 [14]. 이는 시스템이 요구하는 스펙트럼의 사용 효율을 떨어뜨리거나 주사용자에게 심각한 간섭 피해를 일으킬 수 있음을 뜻한다.

이에, 이 논문에서는 노이즈의 분산을 정확히 알아야만 쓸 수 있는 에너지 검출기의 단점을 보완하기 위해, 노이즈의 분산을 모르더라도 쓸 수 있는 스펙트럼 검출기를 제안한다. 이미 여러 연구에서 노이즈의 분산을 모를 때 유용하게 쓸 수 있는 검출기법을 제안했지만 이는 신호 모형을 평균이 0 이고 분산이 있는 가우시안 노이즈로 가정하였다 [13,15]. 하지만 실제 인지 라디오가 동작하는 환경에서는 주사용자의 신호를 가우시안 잡음이라고 가정하기에는 무리가 있다. 따라서 이 논문에서는 실제 상황에 좀 더 알맞게, 신호를 예측가능(deterministic) 하지만 알 수 없는 파라미터로 두고, 확률밀도함수의 파라미터 값을 모를 때 이를 추정하여 쓰는 일반화된 우도비 검정 기준을 [16] 사용하여 새로운 검출기법을 유도한다. 시뮬레이션을 통해 제안한 스펙트럼 검출기는 에너지 검출기보다 성능이 더 좋고, 노이즈 분산의 변화에 강인하며 분산을 몰라도 쓸 수 있다는 것을 보인다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 1장에서는 연구 배경과 관련 연구들에 대해 서술하고 2장에서는 이 논문에서 다루게 될 시스템 모형에 대해서 알아보고 스펙트럼 검출 문제에 대해 살펴본다. 3장에서는 제안한 스펙트럼 검출 기법을 설명하고 4장에서 시뮬레이션 결과들을 가지고 제안한 기법의 우수성을 살펴본다.

II. 시스템 모형

인지 라디오는 원하는 스펙트럼 대역의 주사용자가 현재 스펙트럼을 사용하고 있는지 아닌지 주기적으로 스펙트럼 센싱을 수행한다. 인지 라디오의 스펙트럼 센싱 수신기에서는 받은 신호를 대역 통과 필터(band pass filter)를 통과시키고 캐리어를

제거한 다음 샘플링을 수행하여 스펙트럼 센싱에 필요한 N 개의 샘플들을 얻는다. 인지 라디오 수신기에서 베이스 밴드 수신 신호 벡터를 $y = [y[1], y[2], \dots, y[M]]$ 이라고 두자. 사용하려는 스펙트럼 대역에 주사용자의 신호가 없다면 수신 신호 벡터 y 에는 노이즈 성분 $w = [w[1], w[2], \dots, w[M]]$ 만 존재하므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y = w \quad (1)$$

여기서, w 는 서로 독립이고 분포가 같은 가우시안 노이즈 벡터라 가정한다. 한편, 사용하려는 스펙트럼 대역에 주사용자의 신호가 존재하면, 수신 신호 벡터는 주사용자가 보낸 신호와 노이즈가 섞여있는 형태이고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y = h\underline{s} + w \quad (2)$$

여기서, $\underline{s} = [s[1], s[2], \dots, s[M]]$ 은 주사용자가 보내는 신호 벡터이고 h 는 채널 감쇄 계수를 나타낸다. 이 논문에서는 \underline{s} 가 예측가능(deterministic) 하지만 알려지지 않은 신호라고 둔다.

위 수신신호 모형 (1)과 (2)를 보면 사용하려는 스펙트럼 대역에 주사용자의 신호가 존재하는지 안하는지 판단하는 스펙트럼 센싱 문제는 아래의 이진 가설검정 문제(binary hypothesis testing problem)로 풀 수 있다는 것을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} H_0 : & y[n] = w[n] \\ H_1 : & y[n] = h s[n] + w[n] \end{aligned} \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (3)$$

여기서, H_0 은 귀무가설(null hypothesis), H_1 은 대립가설(alternative hypothesis)을 나타낸다. 이제 수신 신호 벡터를 가지고 얻은 검정통계량(test statistic)을 $T(y)$ 라고 하자. 스펙트럼 센싱은 $T(y)$ 를 기준값(threshold)과 비교하여 기준값 보다 $T(y)$ 가 크면 H_1 이 참이라 판단하고 기준값 보다 $T(y)$ 가 작으면 H_0 이 참이라 판단하며 정리하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} & H_1 \\ T(y) & \begin{cases} > \lambda \\ < \lambda \end{cases} \\ & H_0 \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, 기준값 λ 는 시스템이 요구하는 오경보 확률(false alarm probability) P_f 를 만족시키도록 정한다. 참고로, 에너지 검출기의 $T(y)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$T_E(y) = \sum_{n=1}^N y^2[n] \quad (5)$$

III. 제안한 스펙트럼 센싱용 검출기

1. 우도비(likelihood ratio)에 대한 고찰

네이만-피어슨 정리(Neyman-Pearson theorem)에 따르면, 주어진 P_f 를 만족시키면서 검출 확률(detection probability) P_D 를 가장 크게 하려면 아래의 우도비(likelihood ratio)를 검정 통계량으로 써서 가설 검정을 하면 된다.

$$L = \frac{p(y|H_1)}{p(y|H_0)} \quad (6)$$

여기서, $p(y|H_0)$ 는 H_0 이 참일 때 수신 신호 벡터 y 의 결합 확률밀도함수이고, $p(y|H_1)$ 는 H_1 이 참일 때 수신 신호 벡터 y 의 결합 확률밀도함수이다. 위 식을 보면 알 수 있듯이, 우도비는 노이즈의 확률밀도함수 및 확률밀도함수의 모든 파라미터에 대해 모두 알고 있어야 올바르게 사용할 수 있다. 이는 가우시안 노이즈의 경우 노이즈의 분산과 전송 신호 \underline{s} 에 대해 완전히 알고 있어야 함을 뜻한다. 하지만 실제 통신 시스템에서는 노이즈의 분산과 전송 신호를 인지 라디오가 완전히 알고 있다고 가정하는 것이 무리일 때가 많다. 더욱이 노이즈의 분산을 잘 못 추정하면 기존의 에너지 검출기로는 정확한 오경보 확률 수준을 만족시키면서 스펙트럼 센싱을 할 수 없다.

노이즈 확률밀도함수의 파라미터들을 정확히 모를 때에, 그 값을 추정하여 우도비를 얻도록 제안된 것이 일반화된 우도비 검정(generalized likelihood ratio test: GLRT) 검출기 이다 [16]. 이 때, 모르는 파라미터들은 최우 추정법(maximum likelihood estimation) 으로 추정한다. 이 논문에서 다루는 신호 모형에서는 가우시안 노이즈 분산과 주사용자의 전송 신호를 인지 라디오가 모른다고 두므로, 이 때의 일반화된 우도비는

$$L_G = \frac{p(\underline{y}|\hat{\underline{s}}, \hat{\sigma}_1^2, H_1)}{p(\underline{y}|\hat{\sigma}_0^2, H_0)} \quad (7)$$

처럼 나타낼 수 있다. 여기서, $p(\underline{y}|\hat{\sigma}_0^2, H_0)$ 는 H_0 이 참일 때 노이즈의 분산의 최우 추정량 $\hat{\sigma}_0^2$ 을 가지고 얻은 \underline{y} 의 결합 확률밀도함수이고, $p(\underline{y}|\hat{\underline{s}}, \hat{\sigma}_1^2, H_1)$ 는 H_1 이 참일 때 노이즈 분산의 최우 추정량 $\hat{\sigma}_1^2$ 과 전송 신호 벡터의 최우 추정량 $\hat{\underline{s}}$ 을 가지고 얻은 \underline{y} 의 결합 확률밀도함수이다. 이를 바탕으로 일반화된 우도비 (7)을 다시 써보면

$$L_G = \frac{\max_{\hat{\underline{s}}, \hat{\sigma}_1^2} p(\underline{y}|\hat{\underline{s}}, \hat{\sigma}_1^2, H_1)}{\max_{\hat{\sigma}_0^2} p(\underline{y}|\hat{\sigma}_0^2, H_0)} \quad (8)$$

과 같이 정리 할 수 있다.

2. 제안한 검출기

수신 신호 모형과 (8)을 바탕으로 제안한 검출기를 유도해보자. H_0 이 참일 때 인지 라디오는 노이즈의 분산을 모르므로 일반화된 우도비를 얻으려면 σ_0^2 을 추정해야한다. 먼저, σ_0^2 의 최우 추정량을 $\hat{\sigma}_0^2$ 이라 하자. 이를 사용해 가우시안 노이즈 환경 하에서 $p(\underline{y}|\hat{\sigma}_0^2, H_0)$ 를 표현하면 다음과 같다.

$$p(\underline{y}|\hat{\sigma}_0^2, H_0) = \frac{1}{(2\pi\hat{\sigma}_0^2)^{N/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2\hat{\sigma}_0^2} \sum_{n=1}^N y^2[n]\right\} \quad (9)$$

이제, σ_0^2 의 최우 추정량 $\hat{\sigma}_0^2$ 을 구해보자. 최우 추정량을 구하려면 (9)를 $\hat{\sigma}_0^2$ 에 대해 미분한 다음, 그 식이 0이 되는 해를 찾으면 된다. 즉,

$$\frac{dp(\underline{y}|\hat{\sigma}_0^2, H_0)}{d\hat{\sigma}_0^2} = 0 \quad (10)$$

을 풀면 σ_0^2 의 최우 추정량 $\hat{\sigma}_0^2$ 은

$$\hat{\sigma}_0^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y^2[n] \quad (11)$$

과 같이 구할 수 있음을 알 수 있다 [16].

대립가설 H_1 이 참일 때 인지 라디오는 전송 신호 벡터와 노이즈의 분산을 모르므로 일반화된 우도비를 얻으려면 \underline{s} 와 σ_1^2 을 추정해야한다. H_1 이 참일 때 전송 신호 벡터 \underline{s} 와 노이즈의 분산 σ_1^2 의 최우 추정량을 각각 $\hat{\underline{s}} = [s[1], s[2], \dots, s[N]]$ 과 $\hat{\sigma}_1^2$ 이라고 두자. 이를 사용하여 가우시안 노이즈 환경 하에서 $p(\underline{y}|\hat{\underline{s}}, \hat{\sigma}_1^2, H_1)$ 는

$$p(\underline{y}|\hat{\underline{s}}, \hat{\sigma}_1^2, H_1) = \frac{1}{(2\pi\hat{\sigma}_1^2)^{N/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2\hat{\sigma}_1^2} \sum_{n=1}^N (y[n] - s[\hat{n}])^2\right\} \quad (12)$$

처럼 쓸 수 있다. 이제 위 식 (12)를 살펴보자. σ_1^2 의 최우 추정량 $\hat{\sigma}_1^2$ 을 구하려면 \underline{s} 의 최우 추정량 $\hat{\underline{s}}$ 또한 구해야 하는데 이 때, \underline{s} 의 최우 추정량 $\hat{\underline{s}}$ 을 얻으면 $\hat{\underline{s}} = \underline{y}$ 이다 [16]. 이는, $\hat{\sigma}_1^2$ 이 정해졌을 때, (12)를 가장 크게 하는 $\hat{\underline{s}}$ 은 \underline{y} 와 같을 때 이기 때문이다. 그런데, $\hat{\underline{s}} = \underline{y}$ 를 (12)에 넣어 σ_1^2 의

최우 추정량 $\hat{\sigma}_1^2$ 을 구하려 한다면, $\hat{s} = \underline{y}$ 이기 때문에 $\hat{\sigma}_1^2 = 0$ 이 된다. 이는, 평균이 다르고 분산은 같은 샘플 N개에서 각 샘플의 평균과 분산을 추정하는 것은 불가능 하다란 뜻으로 생각 할 수 있다. 이에, 이 논문에서는 위와 같은 신호 모형에서 $p(\underline{y}|\hat{s}, \hat{\sigma}_1^2, H_1)$ 을 얻기 위해 신호 모형을 근사치로 바꾸어 생각한다. 우선, 전송 신호 샘플들의 값의 수준이 모두 비슷하여 이를 근사화해 모두 같다고 가정하고

$$s[1] = s[2] = \dots = s[N] = A \quad (13)$$

이라 두자. 여기서, A는 이 논문의 가정에 따라 예측가능 하지만 전혀 모르는 값이 된다. 그러면, H_1 이 참일 때 수신 신호 모형은

$$\underline{y} = hA + \underline{w} \quad (14)$$

와 같이 다시 쓸 수 있다. 위 수신 신호 모형을 쓰면, \hat{s} 대신 hA를 최대 우도비 방법을 사용하여 추정한 다음 $\hat{\sigma}_1^2$ 을 얻으면 된다. 이제, hA의 최우 추정량을 \hat{hA} 라 두자. 그러면 일반화된 우도비에서, \hat{s} 대신 \hat{hA} 를 사용하여 $p(\underline{y}|\hat{hA}, \hat{\sigma}_1^2, H_1)$ 를

$$p(\underline{y}|\hat{hA}, \hat{\sigma}_1^2, H_1) = \frac{1}{(2\pi\hat{\sigma}_1^2)^{N/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2\hat{\sigma}_1^2} \sum_{n=1}^N (y[n] - \hat{hA})^2\right\} \quad (15)$$

처럼 쓸 수 있다. 다음으로, hA의 최우 추정량 \hat{hA} 을 구해보자. $\hat{\sigma}_0^2$ 을 구했던 방법과 비슷하게, (15)를 \hat{hA} 에 대해서 미분한 다음 그 식을 0이 되게 하는 값을 찾으면 그것이 \hat{hA} 이다 [16]. 이 과정을 따라 얻은 \hat{hA} 는 아래와 같다.

$$\hat{hA} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y[n] \quad (16)$$

이 식 (16)을 관찰해보면 hA의 최우 추정량 \hat{hA} 는 수신 신호 벡터를 평균 한 것과 같다는 것을 알 수 있다. 이것을 바탕으로, $\hat{hA} = \bar{y}$ 라고 쓰자.

이제, \bar{y} 를 (14)에 넣은 다음 $\hat{\sigma}_1^2$ 에 대해 미분하고, 이 미분이 0이 되게 하는 값을 찾으면 $\hat{\sigma}_1^2$ 의 최우 추정량을 얻을 수 있고 아래와 같다.

$$\hat{\sigma}_1^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (y[n] - \bar{y})^2 \quad (17)$$

마지막으로, 추정량 (11)을 확률 밀도 함수 (9)에 넣고, 추정량 (16), (17)을 확률 밀도 함수 (15)에 넣은 다음, (7)을 바탕으로 일반화된 우도비를 다시 쓰면 제안한 검출기의 검정 통계량은 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} L_{proposed} &= \frac{p(\underline{y}|\hat{hA}, \hat{\sigma}_1^2, H_1)}{p(\underline{y}|\hat{\sigma}_0^2, H_0)} \\ &= \frac{\frac{1}{(2\pi\hat{\sigma}_1^2)^{N/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2\hat{\sigma}_1^2} \sum_{n=1}^N (y[n] - \hat{hA})^2\right\}}{\frac{1}{(2\pi\hat{\sigma}_0^2)^{N/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2\hat{\sigma}_0^2} \sum_{n=1}^N y^2[n]\right\}} \\ &= \frac{1}{\left(\frac{\sum_{n=1}^N (y[n] - \bar{y})^2}{N}\right)^{N/2}} \exp\left\{-\frac{N}{2}\right\} \\ &= \frac{1}{\left(\frac{\sum_{n=1}^N y^2[n]}{N}\right)^{N/2}} \exp\left\{-\frac{N}{2}\right\} \\ &= \left(\frac{\sum_{n=1}^N y^2[n]}{\sum_{n=1}^N (y[n] - \bar{y})^2}\right)^{N/2} \end{aligned} \quad (18)$$

식 (4)와 (18)을 쓰면 제안한 스펙트럼 검출 기법은 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$\left(\frac{\sum_{n=1}^N y^2[n]}{\sum_{n=1}^N (y[n] - \bar{y})^2}\right)^{N/2} \begin{matrix} > & H_1 \\ < & H_0 \end{matrix} \lambda \quad (19)$$

한편, 지수함수는 단조 증가함수 이므로 (19)에서 $N/2$ 승을 계산 할 필요는 없다. 따라서 제안한 검출기의 검정 통계량은

$$L'_{proposed} = \frac{\sum_{n=1}^N y^2[n]}{\sum_{n=1}^N (y[n] - \bar{y})^2} \quad (20)$$

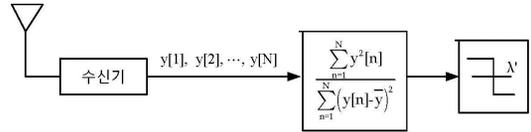
과 같이 생각할 수 있으며 검출 기법은

$$\frac{\sum_{n=1}^N y^2[n]}{\sum_{n=1}^N (y[n] - \bar{y})^2} \begin{matrix} > & H_1 \\ < & H_0 \end{matrix} \lambda' \quad (21)$$

과 같이 쓸 수 있다. 여기서, λ' 는 시스템이 요구하는 P_F 를 만족하도록 둔다. 결국, 제안한 검출기를 쓰는 인지 라디오 시스템은 $L'_{proposed}$ 가 기준값 λ' 보다 크면 H_1 이 참이라 판단하고 $L'_{proposed}$ 가 기준값 보다 작으면 H_0 이 참이라 판단한다. <그림 1>은 제안한 스펙트럼 검출 기법을 나타내는 모형 도이다.

제안한 검출기의 검정 통계량 (20)을 관찰해보자. 검정 통계량의 확률 밀도함수가 노이즈의 분산에 영향을 받는 에너지 검출기와는 다르게, 제안한 검출기의 검정 통계량은 분자와 분모에 모두 수신 신호 값들이 들어가므로 분산이 정상화(normalization)된다. 따라서 노이즈의 분산이 바뀌어도 제안한 검출기의 검정 통계량의 확률밀도함수에는 영향을 끼치지 못한다. 이러한 원리로 노이즈의 분산을 모른다 해도 스펙트럼 센싱을 할 수 있으며 특히 노이즈의 분산이 바뀌어도 일정한 P_F 를 유지할 수 있다. 한편, 제안한 검정 통계량 (20)은 샘플수 N 에 비선형 적으로 비례하므로, λ' 는 고정되어 있을 때 N 이 바뀌면 P_F 도 바뀌게 된다. 결국 제안한 검출기는 샘플수 N 에 큰 영향을 받는 것을 알 수 있다.

비록 신호 모형을 $s[1] = s[2] = \dots = s[N] = A$ 이라 두고 새로운 검출기를 얻었지만, (2)의 신호 모형에서도 에너지 검출기 보다 더 좋은 성능을 나타낸 다는 것을 4장에서 볼 것이다.



<그림 1> 제안한 스펙트럼 검출 기법
(Fig. 1) The propose spectrum sensing scheme

IV. 시뮬레이션

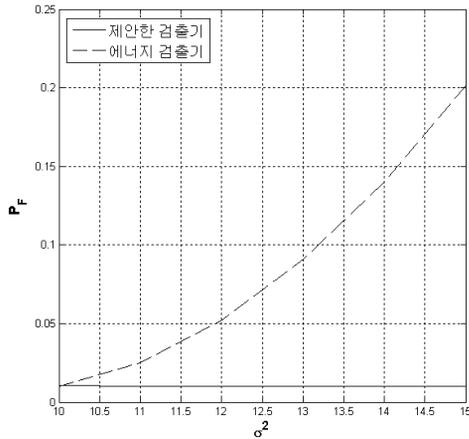
1. 시뮬레이션 환경

제안한 검출기와 기존 에너지 검출기의 성능을 비교해보자. 인지 라디오는 가우시안 노이즈 환경 하에서 주사용자의 전송 신호와 노이즈의 분산을 모른다고 가정하고, 제안한 검출기의 스펙트럼 센싱 성능을 에너지 검출기의 스펙트럼 센싱 성능과 비교하여 본다. 이 때, 에너지 검출기는 원하는 P_F 를 만족시키기 위해 노이즈의 분산을 알고 있다고 가정한다. 샘플 개수는 $N=20$, 주사용자의 전송 신호는 $s = [0.1, 0.2, 0.3, 0.7, 1, 1.4, 1.5, 1.5, 1.8, 2, 2, 1.8, 1.5, 1.5, 1.4, 1, 0.7, 0.3, 0.2, 0.1]$, 채널 감쇄 계수 h 는 Rayleigh 분포를 따르는 확률 변수로 각각 가정했다.

이진 가설검정 문제에서 검출기의 성능을 알아 볼 때 수신기 운영 특성 (Receiver Operating Characteristic : ROC) 또는 일정 오경보 확률 성능 등을 관찰하므로 이 논문에서도 제안한 검출기와 에너지 검출기의 ROC와 일정 오경보 확률 성능을 관찰한다.

2. 시뮬레이션 결과

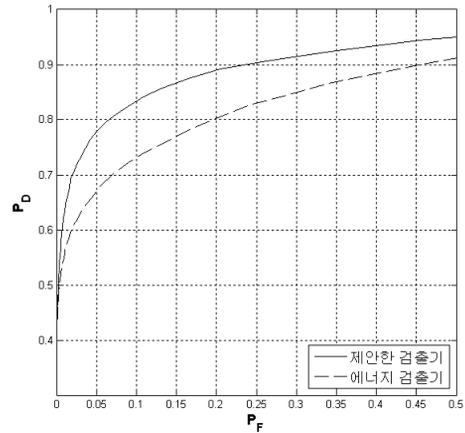
<그림 2>는 기준값 λ 를 고정시켜두었을 때 가우시안 노이즈의 분산의 변화에 따른 P_F 변화를 보여주는 그림이다. 이 그림에서 알 수 있듯이, 에



<그림 2> 노이즈 분산 변화에 따른 P_D 성능 변화
(Fig. 2) Change of the P_D as the variance of noise increases

너지 검출기는 노이즈의 분산이 바뀌면 P_D 가 이를 따라서 바뀐다. 이것은, 노이즈의 분산을 잘못 추정하면 시스템이 요구하는 P_D 수준을 만족시키지 못한다는 것을 뜻한다. 또한 에너지 검출기는 노이즈의 분산이 빠르게 바뀌는 통신 환경에서 일정한 P_D 수준을 만족시키려면, 매우 자주 노이즈의 분산을 추정해야함을 뜻한다. 하지만, 제한한 검출기는 노이즈의 분산이 바뀌더라도 P_D 는 바뀌지 않는다. 이를 통해, 제한한 검출기는 노이즈의 분산이 빠르게 변하는 것에 대해 매우 강인하게 동작한다는 것을 확인 할 수 있다. 따라서, 노이즈의 분산을 몰라도 P_D 수준을 일정하게 유지할 수 있으므로 노이즈의 분산을 정확히 모르는 실제 환경 하에서 인지 라디오의 스펙트럼 센싱에 유용하고 알맞게 쓰일 수 있을 것이다.

<그림 3>은 제한한 검출기와 에너지 검출기의 스펙트럼 센싱 성능을 보여주는 ROC 곡선이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 주어진 P_F 에서 제한한 검출기의 스펙트럼 센싱 성능이 에너지 검출기의 스펙트럼 센싱 성능보다 더 좋다는 것을 알 수 있다. 비록 일반화된 우도비를 얻기 위해 수신 신호 모형에서 전송 신호 벡터를 상수로 가정 했지만, 실제 상수가 아닌 신호 모형에서 에너지 검출기 보다 더

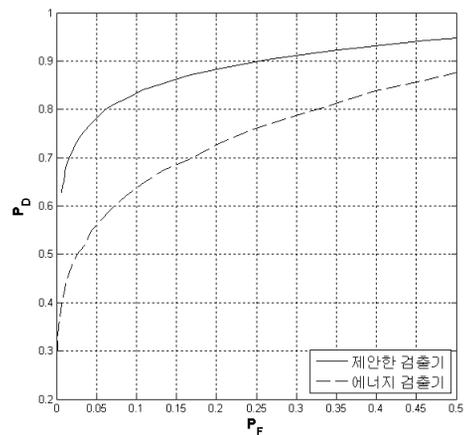


<그림 3> 주사용자가 보낸 신호 샘플 값이 모두 다를 때 제한한 검출기와 에너지 검출기의 스펙트럼 센싱 성능

(Fig. 3) The performance of spectrum sensing when the values of sample of primary user's signal are all different

좋은 성능을 보인다는 것을 알 수 있다. 이는 제한한 검출기가 에너지 검출기보다는 조금 더 복잡한 계산을 수행함으로써 성능 이득을 얻기 때문이다.

<그림 4>는 주사용자의 신호가 사각 펄스 (rectangular pulse) 형태일 때 제한한 검출기와 에너

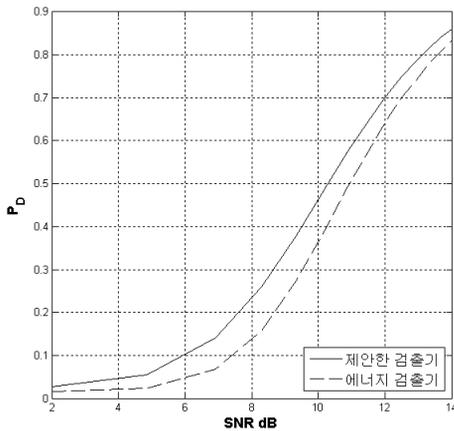


<그림 4> 주사용자가 보낸 신호 샘플 값이 모두 같을 때 제한한 검출기와 에너지 검출기의 스펙트럼 센싱 성능

(Fig. 4) The performance of spectrum sensing when the values of sample of primary user's signal are same

지 검출기의 스펙트럼 감지 성능을 보여주는 ROC 곡선이다. 제안한 검출기가 주사용자의 신호를 사각 펄스 형태로 근사하고 얻었기 때문에, 이와 같은 환경에서는 잘 알려진 바대로 에너지 검출기보다 더 좋은 성능을 보인다는 것을 확인할 수 있다.

<그림 5>는 $P_F = 0.01$ 일 때, 제안한 검출기와 에너지 검출기의 스펙트럼 센싱 성능을 수신 SNR을 변화시켜가며 보여주는 그림이다. 이 그림에 SNR은 $\sum_{n=1}^N hs^2[n]/\sigma^2$ 로 정의된다. <그림 3>, <그림 4>의 ROC 그림에서도 알 수 있는 것과 같이, 제안한 검출기의 스펙트럼 센싱 성능은 에너지 검출기의 스펙트럼 센싱 성능보다 더 뛰어나다.



<그림 5> 오경보 확률이 $P_F = 0.01$ 일 때 제안한 검출기와 에너지 검출기의 SNR에 따른 검출 성능
<Fig. 5> The detection performance of the proposed and energy detectors when the P_F is 0.01

V. 결 론

이 논문에서는 노이즈의 분산과 주사용자의 전송 신호를 모를 때, 주어진 P_F 를 만족시키면서 에너지 검출기 보다 스펙트럼 센싱 성능이 더 좋은 새로운 검출기를 제안하였다. 제안한 검출기는 수신 신호 값이 검정통계량의 분자와 분모에 들어가서 노이즈 분산의 영향이 상쇄되기 때문에, 노이즈 분

산이 바뀌더라도 P_F 를 일정하게 유지시킬 수 있다. 시뮬레이션으로 제안한 검출기와 에너지 검출기의 스펙트럼 센싱 성능을 비교해본 결과 제안한 검출기의 스펙트럼 센싱 능력이 더 좋다는 것을 알 수 있었다. 또한, 제안한 검출기는 노이즈의 분산과 전송 신호를 정확히 몰라도 P_F 의 변화 없이 스펙트럼 센싱을 할 수 있으며, 노이즈의 분산을 정확히 알아야 하는 에너지 검출기보다 계산을 조금 더 많이 수행함으로써 성능 이득을 얻어낸다.

제안한 검출기는 에너지 검출기보다 스펙트럼 센싱 성능이 더 좋을 뿐 아니라 노이즈의 분산과 주사용자의 전송신호를 몰라도 쓸 수 있으므로, 노이즈의 분산이 자주 변하는 통신 환경이나 주사용자의 전송 신호를 정확히 알 수 없는 실제 통신 환경 하에서 인지 라디오의 스펙트럼 센싱에 매우 유용하게 쓰일 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] 강범주, 임선민, “스펙트럼 센싱 이슈 및 현황,” *한국통신학회지*, 제24권, 제9호, pp. 49-59, 2007. 9.
- [2] FCC Spectrum Policy Task Force, “Report of the spectrum efficiency working group,” ET Docket no. 02-115, Nov. 2002.
- [3] J. Mitola, “Cognitive radio,” Ph.D. Thesis, Royal Institute of Technology (KTH), Sweden, 2000.
- [4] S. Haykin, “Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 23, no. 2, pp.210-220, Feb. 2005.
- [5] S. Y. Tu, K. C. Chen and R. Prasad, “Spectrum sensing of OFDMA systems for cognitive radio networks,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 7, pp.3410-3425, Sep. 2009.
- [6] E. C. Y. Peh, Y. C. Liang, Y. L. Guan and Y. Zeng, “Optimization of cooperative sensing in

- cognitive radio networks: A sensing-throughput tradeoff view,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, no. 9, pp.5294-5299, Nov. 2009.
- [7] 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 non-fading and fading environments,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 9, pp.4322-4339, Nov. 2010.
- [8] T. Yücek and H. Arslan, “A survey of spectrum-sensing algorithms for cognitive radio applications,” *Commun. Surveys Tuts.*, vol. 11, no. 1, pp.116-130, First Quarter, 2009.
- [9] Q. Zhao and B. M. Sadler, “A survey of dynamic spectrum access,” *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 24, no. 3, pp.79-89, May 2007.
- [10] F. F. Digham, M. S. Alouini and M. K. Simon, “On the energy detection of unknown signals over fading channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 1, pp.21-24, Jan. 2007.
- [11] S. P. Herath, N. Rajatheva and C. Tellambura, “On the energy detection of unknown deterministic signal over Nakagami channels with selection combining,” in *Proc. IEEE Can. Conf. Elect. Comput. Eng., St. John’s, NF, Canada*, pp.745-749, May 2009.
- [12] P. Wang, J. Fang, N. Han and H. Li, “Multiantenna-assisted spectrum sensing for cognitive radio,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 4, pp.1791-1800, May 2010.
- [13] R. Zhang, T. J. Lim, Y. C. Liang and Y. Zeng, “Multi-antenna based spectrum sensing for cognitive radios: A GLRT approach,” *IEEE Trans. Comm.*, vol. 58, no. 1, pp.84-88, Jan. 2010.
- [14] R. Tandra and A. Sahai, “SNR walls for signal detection,” *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 2, no. 1, pp.4-17, Feb. 2008.
- [15] T. J. Lim, R. Zhang, Y. C. Liang and Y. Zeng, “GLRT-Based Spectrum Sensing for Cognitive Radio,” in *Proc. IEEE GLOBECOM*, pp.1-5, Dec. 2008.
- [16] S. M. Kay, “*Fundamentals of Statistical Signal Processing: Detection Theory*,” Prentice Hall, 1998.

저자소개



김 정 훈 (Kim, Jeong-Hoon)

2009년 3월 ~ 현 재 : 인하대학교 정보통신대학원 정보통신공학과 석사과정
2008년 8월 : 경민대학 정보통신과 학사 졸업



이크발 아시프 (Iqbal Asif)

2009년 2월 ~ 현 재 : Inha University Incheon South Korea, PH.D. Student
2008년 8월 : Hanyang University Seoul South Korea, M.S.
2006년 3월 : NWFP University of Engineering & Technology Peshawar Pakistan, B.S.



굴 미 라 (Gulmira Khuandaga)

2009년 9월 ~ 현 재 : Inha University Incheon South Korea, M.S.. Student
2006년 3월 : Mongolian university of science and technology, B.S.



곽 경 섭 (Kwak, Kyung-Sup)

2000년 3월 ~ 현 재 : 인하대학교 정보통신공학부 교수
2003년 8월 ~ 현 재 : 인하대학교 초광대역 무선통신 연구센터(UWB-ITRC) 센터장
2009년 1월 ~ 2009년 12월 : 한국ITS학회 회장
2005년 1월 ~ 2005년 12월 : 한국통신학회 회장
2000년 3월 ~ 2002년 2월 : 인하대학교 정보통신대학원 원장
1989년 2월 ~ 1990년 3월 : 미국 IBM Network Analysis Center 연구원
1988년 2월 ~ 1989년 2월 : 미국 Hughes Network System 연구원
1988년 2월 : 미국 UCSD 통신이론 및 시스템 박사 졸업
1981년 12월 : 미국 USC 전기공학과 석사 졸업
1977년 2월 : 인하대학교 전기공학과 학사 졸업