

인지 라디오 기반 OFDM 시스템을 위한 부분대역모드 검출 기법의 성능 분석

준회원 이지혜*, 왕진수* 종신회원 김윤희*, 윤석호**, 송익호***

Performance Analysis of Fractional Bandwidth Mode Detection for a Cognitive Radio Based OFDM System

Ji-Hye Lee*, Jin-Soo Wang* Associate Members,
Yun-Hee Kim*, Seokho Yoon**, Ickho Song*** Lifelong Members

요약

협대역 사용자와 주파수를 공유하는 직교 주파수 분할 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 기반 인지 라디오 시스템에서 기존 사용자에게 미치는 간섭을 최소화하도록 부분대역모드가 제안된 바 있다. 부분대역모드는 직교 주파수 분할 다중화 신호 전체 대역을 여러 부대역으로 나눈 뒤 스펙트럼 센싱 결과에 따라 특정 부대역만 이용할 수 있도록 한 것이다. 이 논문에서는 부분대역모드 정보를 프리앰블로 전송할 때 검출오류확률을 이론적으로 분석하고 그 성능을 무선 지역망 환경에서 살펴본다. 그 결과 이론적으로 얻은 검출오류확률이 모의실험 결과와 잘 들어맞고, 신호대잡음비가 낮을 때 검출오류확률이 10^{-3} 이하임을 볼 수 있었다.

Key Words : Detection probability, OFDM, Fractional bandwidth mode, Cognitive radio, WRAN

ABSTRACT

For orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems sharing the spectrum with narrow band primary devices, a fractional bandwidth (FBW) mode has been proposed recently to reduce the interference to the primary users. The FBW mode divides the total OFDM bandwidth into subbands and activates (or deactivates) a subset of the subbands according to the result of spectrum sensing. In this paper, we analyze the detection error probability of FBW mode information which is delivered by the sequence embedded in the preamble and evaluate the performance in wireless regional area network environments. The results show that the detection probability derived analytically estimates the actual value from simulation adequately and that a low detection error probability less than 10^{-3} is obtained at a low signal-to-noise power ratio.

I. 서론

무선 통신에 알맞은 주파수 대역이 점점 부족해

지면서 기회주의적으로 주파수를 이용하여 주파수 효율을 높이는 인지 라디오 기술에 대한 관심이 높아지고 있다^[1-3]. 특히 미국 연방통신위원회가 인가

* 이 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 IT핵심기술개발사업[2008-F-005-02, 게임이론을 응용한 Cross-layer 무선 설계기술 연구와 정부(교육과학기술부) 재원으로 한국연구재단 지원을 (No. 2009-0083992) 받아 수행된 연구임.

* 경북대학교 전자전파공학과 (yoyo278@khu.ac.kr, delta310@khu.ac.kr, yheekim@khu.ac.kr)

** 성균관대학교 정보통신공학부 (syoon@skku.edu)

*** 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (i.song@ieee.org)

논문번호: KICS2009-08-349, 접수일자: 2009년 8월 13일, 최종논문접수일자: 2010년 2월 11일

주파수 대역을 기존 사용자에게 (primary user) 간섭을 주지 않는 조건 하에 2차 사용자에게 (secondary user) 개방하는 정책을 고려함에 따라 이론적인 연구뿐만 아니라 상용 시스템 개발을 위한 연구가 빠르게 진행되고 있다. 대표적으로 IEEE 802.22에서는 인지 라디오 기술을 도입한 첫 무선 시스템으로 지상파 방송 대역에서 광대역 무선 패킷 서비스를 제공하는 무선 지역망 (wireless regional area network: WRAN) 표준을 제정하고 있다^{[4],[5]}.

무선 지역망 시스템을 비롯한 여러 인지 라디오 기술이 무선 전송 방식으로 직교 주파수 분할 다중화를 (orthogonal frequency division multiplexing) 채택하고 있다^{[5],[7]}. 이는 직교 주파수 분할 다중화가 고속 데이터 전송에 유리하고, 주변의 주파수 이용 환경에 따라 송신 신호의 전력주파수밀도를 바꾸기 쉬우며, 기존의 많은 직교 주파수 분할 다중화 기반 무선 통신 시스템으로 확장 적용할 수 있기 때문이다.

이러한 직교 주파수 분할 다중화 기반 인지 라디오 기술로써 최근에 기존 사용자가 인지 라디오보다 대역폭이 훨씬 작은 협대역 시스템일 때 적용 가능한 부분대역모드가 제안되었다^[7]. 부분대역모드는 인지 라디오 시스템 대역을 여러 부대역으로 나누고, 기존 사용자의 간섭 존재 여부 및 위치에 따라 사용하는 부대역을 적응적으로 바꾸는 방법이다. 기존 연구에서는 단말이 초기 시간 및 주파수 동기 과정에서 부분대역모드를 함께 검출하는 방법을 제안하고, 모의실험으로 동기 및 검출 성능을 제공하였다.

이 논문에서는 데이터 전송 프레임 사이에 주기적으로 스펙트럼 센싱을 수행하고 그 결과에 따라 부분대역모드를 바꿀 때 부분대역모드 검출 성능을 이론적 분석한다. 이 논문 II장에서는 부분대역모드를 적용한 시스템 모형을 설명하고, III장에서 부분대역모드 정보를 검출하는 방법을 설명한다. 그 다음, IV장에서는 검출오류확률에 대한 성능 상한을 유도하고, V장에서 무선 지역망 시스템 환경에서 이론적 성능과 모의실험 결과를 비교한 다음, 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모형

제안된 인지 라디오 시스템은 그림 1과 같이 전

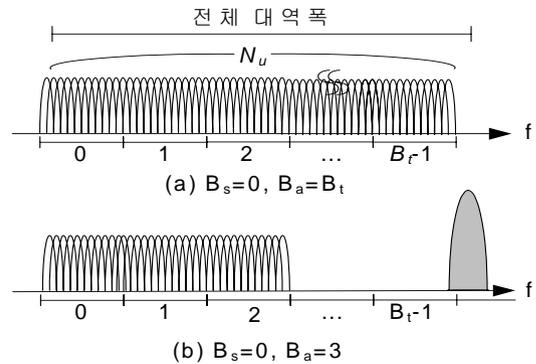


그림 1. 부분대역모드 보기 (a) 전체 대역을 활성화하는 부분대역모드 (b) 일부 부대역을 활성화한 부분대역모드

체 주파수 대역을 B_t 부대역으로 나눈다. 따라서, 전체 주파수 대역이 N_u 부반송파로 구성되면 한 부대역은 $N_{bf} = N_u/B_t$ 부반송파로 구성된다. 인지 라디오는 협대역 신호 특성을 지닌 기존 사용자가 동일 또는 인접 채널에 존재하는 지 센싱하고, 만약 존재하면 기존 사용자에게 미치는 간섭을 줄이도록 데이터를 일부 부대역에만 (활성 부대역) 전송하고, 다른 부대역은 (비활성 부대역) 전송하지 않는다.

따라서 한 부분대역모드는 활성 부대역 색인들의 집합으로 정의되고, 부대역을 모두 사용하지 않는 때를 빼면 총 $V = 2^{B_t} - 1$ 의 부분대역모드가 존재한다. 이 논문에서는 인접 채널의 기존 사용자만을 대처하도록 주파수에서 연속적인 활성 부대역만을 허용한다. 즉, 부분대역모드 i 는 활성 부대역의 시작점 $B_{i,s}$ ($\in \{0, 1, \dots, B_t - 1\}$)와 활성 부대역 수 $B_{i,a}$ ($\in \{1, 2, \dots, B_t - B_s\}$)로 정의되고, 지원하는 총 부분대역모드 수는 $V = B_t(B_t + 1)/2$ 이다.

이러한 시스템의 보기로 UHF/VHF 대역에서 6MHz 대역폭을 사용하는 무선 지역망을 고려할 수 있다. 이 대역의 기존 사용자로서 무선 마이크로폰이 있는데, 무선 마이크로폰이 차지하는 대역폭은 200 kHz로 무선 지역망 대역폭보다 훨씬 작다. 이러한 무선 마이크로폰을 대처하기위해 제안하는 시스템은 6MHz의 무선 지역망 대역폭을 1 MHz씩 6 부대역으로 나누어 부분대역모드를 구성할 수 있다.

그림 2는 부분대역모드를 지원하는 직교 주파수 분할 다중화 송수신기 모형과 시스템 프레임 구조를 나타낸다. 송신기 기지국은 그림 2(b)에서 보인 바와 같이 주기적으로 할당되는 센싱 시간 구간에서 스펙트럼을 센싱하고 그 결과에 따라 지원할 부

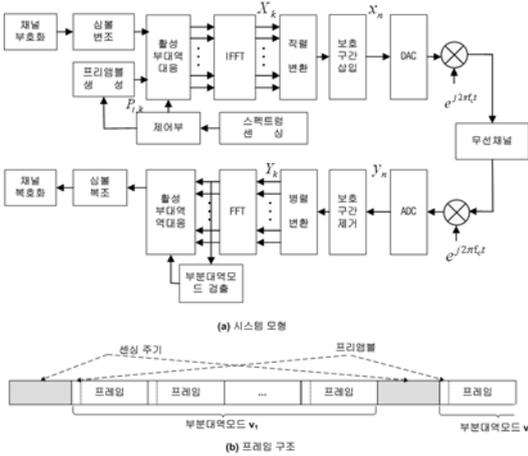


그림 2 부분대역모드 지원 시스템 모형: (a) 직교 주파수 분할 다중화 송수신기모형 (b) 프레임 구조

분대역모드를 선택한다. 기지국은 선택된 부분대역 모드 정보에 따라 다른 프리앰블을 생성하고, 프리앰블과 데이터를 프레임 구조와 부분대역모드에 맞게 전송한다. 곧, 선택된 부분대역모드의 활성 부대역에만 프리앰블 심볼과 데이터 심볼을 대응하고 비활성 부대역은 영 (null) 심볼을 대응한다. 이렇게 주파수 영역으로 대응된 심볼들은 역 고속 푸리에 변환과 (IFFT) 보호구간 삽입 등 직교 주파수 분할 다중화 신호 생성 과정을 거친 뒤 전송된다. 한편, 수신기에서는 센싱 시간 구간 이후의 프레임 시작 프리앰블로 부분대역모드 정보를 검출하여 해당 활성 부대역으로 수신된 데이터 심볼을 복조한다.

III. 부분대역모드 검출

3.1 프리앰블 구조

부분대역모드를 검출하기 위해 [7]에서 제안한 프리앰블은 부분대역모드 i 마다 다른 수열을 생성하고 활성 부대역에만 대응하여 생성된다. 곧, 부분대역모드 i 의 활성 부대역 수가 $B_{i,a}$ 이면 길이가 $L_i = N_{bf} B_{i,a} / 2$ 인진 수열 $d_{i,l}$ 을 만들고, 수열을 BPSK 변조한 뒤 활성 부대역의 홀수 부반송파로 대응시킨다. 그러면, 부분대역모드가 i 일 때 프리앰블의 k 째 부반송파로 전송되는 심볼은 다음과 같다.

$$X_{i,k} = \begin{cases} \sqrt{2G_i} P_{i,k} & k \in S_i, \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (1)$$

여기서, $G_i = B_i / B_{i,a}$ 은 부분대역모드에 상관없이

송신 전력을 같게 하는 상수, $P_{i,k} = (1 - 2d_{i,l(k)})$, S_i 은 부분대역모드 i 의 활성 부대역에 있는 홀수 부반송파 색인들의 집합, $l(k)$ 는 S_i 의 원소를 오름차순으로 정렬할 때 색인 k 의 순서를 가리킨다. 보기를 들면

$$S_i = \{B_{i,s}N_{bf} + 1, B_{i,s}N_{bf} + 3, \dots, (B_{i,s} + B_{i,a})N_{bf} - 1\} \quad (2)$$

이고, $l(B_{i,s}N_{bf} + 3) = 2$ 이다.

프리앰블 심볼 (1)을 역 고속 푸리에 변환하여 시간 영역 표현으로 변환하면, $\{x_i(n + N/2) = -x_i(n)\}_{n=0}^{N/2-1}$ 와 같이 시간 영역에서 두 번 반복하는 프리앰블 구조를 갖는다. 이러한 반복 구조는 [8]에서 보인 바와 같이 초기 시간 동기화 주파수 동기를 가능하게 한다. 또한 초기 동기 이후 데이터 전송 시간 구간 동안 계속 남은 시간 오류와 주파수 오프셋을 추정하여 보상할 수 있도록 한다.

3.2 부분대역모드 정보 검출

수신기는 센싱 시간 구간 다음에 오는 첫 프리앰블로 부분대역모드 정보를 검출한다. 이때, 시간 및 주파수 동기가 어느 정도 이루어진 상태이기 때문에, 시간 및 주파수 동기가 완벽하다고 가정하면 주파수 영역에서의 프리앰블 수신 모형은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Y_k = \sqrt{2E_s G_i} H_k P_{i,k} I_{i,k} + W_k, \quad k \in S_i \quad (3)$$

여기서, E_s 는 평균 수신 심볼 에너지, $H_k = \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{-j2\pi n_l k / T}$ 는 경로 수가 L 이고 n_l 표본 지연에서 감쇄 진폭이 h_l 인 다중경로 채널의 k 번째 부반송파에서의 채널주파수응답, $I_{i,k}$ 는 $k \in S_i$ 이면 1 이고 아니면 0인 지시자 함수, W_k 는 $E\{|W_k|^2\} = N_0$ 인 덧셈곱 흰빛 정규잡음, 그리고 S_i 는 전체 대역에서의 홀수 부반송파 색인들의 집합이다. 곧, 활성 부대역에서의 홀수 부반송파 수신 심볼에는 프리앰블 수열 정보가 있고, 짝수 부반송파 수신 심볼에는 잡음만이 존재한다. 이 논문에서는 기존 사용자가 인접 채널에 존재하기 때문에 기존 사용자의 의한 간섭은 고려하지 않았다.

부분대역모드를 검출하기 위한 메트릭은 정수배 주파수 오프셋 추정^[9] 및 셀 탐색^[10] 방식과 비슷하게

인접 홀수 부분송파에서의 수신 심볼에 대한 차등 값을 각 부분대역모드 수열의 차등 값과 교차 상관한 함수를 이용한다. 곧 수신단은 부분대역모드 j 마다 해당 활성 부대역에서의 상관 함수를 다음과 같이 구한다.

$$F_j = \sum_{k \in S_j^-} Y_k Y_{k+2}^* C_{j,k}^* \quad (4)$$

여기서, $C_{j,k} = P_{j,k} P_{j,k+2}^*$ 이고 S^- 는 집합 S 에서 제일 큰 값을 뺀 집합이다. 덧셈꼴 잡음을 무시하면 활성 부대역에서의 $Y_k Y_{k+2}^*$ 는 $P_{i,k} P_{j,k+2}^* H_k H_{k+2}^*$ 이므로 송신 부분대역모드 i 와 수신단의 부분대역모드 j 가 같고 채널주파수응답의 변화가 적으면 식 (4)의 상관 값이 커지게 된다. 따라서, 수신단은 메트릭 (4)의 세기가 가장 큰 부분대역모드로 다음과 같이 결정한다.

$$\hat{i} = \underset{j}{\operatorname{argmax}} |F_j|^2, \text{ for } 1 \leq j \leq V \quad (5)$$

IV. 부분대역모드 정보 검출오류확률

이 장에서는 수신단에서 부분대역모드 정보 검출시의 검출오류확률을 유도한다. 송신단이 부분대역모드 i 를 전송했을 때 수신단이 다른 부분대역모드로 결정할 검출오류확률 $P(E|i)$ 는 결합 한계에 (union bound) 의해 다음과 같이 상한을 갖는다.

$$P(E|i) \leq \sum_{j=0, j \neq i}^{V-1} \Pr\{|F_j|^2 > |F_i|^2 | i\} \quad (6)$$

따라서, 송신 부분대역모드가 i 일 때 올바른 가설의 ($j=i$) 상관 메트릭 F_i 와 잘못된 가설의 ($j \neq i$) 상관 메트릭 $F_{ji} (= F_j \text{ given } i)$ 의 통계학적 특성을 유도하면 검출오류확률의 한계를 얻을 수 있다.

이를 위하여 검출 메트릭 (4)를 다시 쓰면

$$F_j = \sum_{k \in S_j^-} \underbrace{(\sqrt{2G_i E_s} H_k X_{i,k} I_{i,k} + W_k)}_{Y_k} \times \underbrace{(\sqrt{2G_i E_s} H_{k+2}^* X_{i,k+2}^* I_{i,k+2} + W_{k+2}^*)}_{Y_{k+2}^*} C_{j,k}^*$$

$$= 2G_i E_s \sum_{A_{j,i}^-} H_k H_{k+2}^* C_{i,k} C_{j,k}^* + \sum_{k \in S_j^-} W_k W_{k+2}^* C_{j,k}^* + \sqrt{2G_i E_s} \sum_{k \in A_{j,i}^-} (H_k X_{i,k} C_{j,k}^* W_{k+2}^* + H_{k+2}^* X_{i,k+2}^* C_{j,k}^* W_k) \quad (7)$$

으로, 여기서 $A_{j,i}^- = S_j^- \cap S_i$ 이다. 다음 절에서는 $H_k = 1$ 인 덧셈꼴 흰빛 정규잡음 환경에서 검출오류확률의 한계를 유도하고 그 결과를 감쇄 채널에서의 성능 도출에 이용한다.

4.1 덧셈꼴 흰빛 정규잡음 채널에서 검출오류확률

덧셈꼴 흰빛 정규잡음 환경에서 상관 메트릭 F_i 를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$F_i = 2G_i E_s |S_i^-| + 2\sqrt{2G_i E_s} \sum_{k \in S_i^-} R\{P_{i,k}^* W_k\} + \sum_{k \in S_i^-} W_k W_{k+2}^* C_{i,k}^* \quad (8)$$

여기서, $R\{\cdot\}$ 는 실수 부분을 나타낸다. 이 때, 식 (8)은 여러 확률 변수의 합이므로 중심극한정리를 적용하면 실수 부분 $R\{F_i\}$ 와 허수 부분 $I\{F_i\}$ 가 독립인 복소 정규 확률변수로 둘 수 있다. 이때 실수 부분과 허수 부분의 평균은

$$\mu_{R\{F_i\}} = 2G_i E_s |S_i^-| \quad (9)$$

와 $\mu_{I\{F_i\}} = 0$ 이고, 분산은

$$\sigma_{R\{F_i\}}^2 = (4G_i E_s N_0 + 0.5N_0^2) |S_i^-| \quad (10)$$

와

$$\sigma_{I\{F_i\}}^2 = 0.5N_0^2 |S_i^-| \quad (11)$$

으로, 여기서 $|A|$ 는 집합 A 의 원소 수이다. 이렇게 평균과 분산이 다른 두 정규 확률변수를 제공하여 더한 $D_i = R\{F_i\}^2 + I\{F_i\}^2$ 는 자유도가 2인 비중심 χ^2 확률변수로 적률발생함수는 다음과 같다 [11].

$$M_{D_i}(t) = \frac{1}{\sqrt{(1 - \sigma_{R\{F_i\}}^2 t)(1 - \sigma_{I\{F_i\}}^2 t)}} \exp\left(\frac{2t\mu_{R\{F_i\}}}{1 - 2t\sigma_{R\{F_i\}}^2}\right) \quad (12)$$

한편, $j \neq i$ 일 때의 상관 매트릭 F_{ji} 의 평균은 0이고 실수 부분과 허수 부분의 분산은

$$\begin{aligned} \sigma_{R\{F_{ji}\}}^2 &= \sigma_{I\{F_{ji}\}}^2 = \frac{1}{2} E\{|F_{ji}|^2\} \\ &= 2G_i^2 E_s^2 |A_{j,i}^-| + 2G_i E_s |A_{j,i}^-| + 0.5N_0^2 |S_i^-| \end{aligned} \quad (13)$$

이다. 따라서, 평균이 영이고 분산이 같은 두 정규 확률변수의 제곱의 합 $D_{ji} = Re\{F_{ji}\}^2 + Im\{F_{ji}\}^2$ 는 자유도가 2인 중심 χ^2 확률변수로 확률밀도함수는 다음과 같다^[11].

$$f_{D_{ji}}(y) = \frac{1}{2\sigma_{R\{F_{ji}\}}^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_{R\{F_{ji}\}}^2}\right), y \geq 0 \quad (14)$$

이렇게 얻은 두 다른 조건에서의 상관 매트릭의 확률분포로 검출 오류가 일어날 한 사건에 대한 확률은 다음과 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \Pr\{D_{ji} > D_i\} &= \int_0^\infty \exp\left(-\frac{x}{2\sigma_{R\{F_{ji}\}}^2}\right) f_{D_i}(x) dx \\ &= M_{D_i}\left(-1/2\sigma_{R\{F_{ji}\}}^2\right) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, $M_{D_i}(-1/2\sigma_{R\{F_{ji}\}}^2)$ 는 식 (12)에서 알 수 있듯이 F_i 와 F_{ji} 의 평균과 분산에 의존한다. 곧, 검출오류확률을 결정하는 변수가 명시되도록

$$M_{D_i}(-1/2\sigma_{R\{F_{ji}\}}^2) = \phi_{ji}(\mu_{R\{F_i\}}, \sigma_{R\{F_i\}}^2, \sigma_{I\{F_i\}}^2, \sigma_{R\{F_{ji}\}}^2) \quad (16)$$

으로 다시 정의하면, 부분대역모드 정보에 대한 검출오류확률은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P(E|i) \leq \sum_{j=0}^{V-1} \phi_{ji}(\mu_{R\{F_i\}}, \sigma_{R\{F_i\}}^2, \sigma_{I\{F_i\}}^2, \sigma_{R\{F_{ji}\}}^2) \quad (17)$$

4.2 감쇄 채널에서의 검출오류확률

다중경로 감쇄 채널에서는 정확한 상환을 얻기 어렵기 때문에 수치적 방식을 적용한다. 채널주파수 응답 $\mathbf{n} = \{H_k\}$ 이 고정일 때의 검출오류확률은

$$P(E|i, \mathbf{n}) \leq \sum_{j=0}^{V-1} \phi_{ji}(\mu_{R\{F_i\}|\mathbf{n}}, \sigma_{R\{F_i\}|\mathbf{n}}^2, \sigma_{I\{F_i\}|\mathbf{n}}^2, \sigma_{R\{F_{ji}\}|\mathbf{n}}^2) \quad (18)$$

이다. 여기서, $\mu_{X|\mathbf{n}}$ 와 $\sigma_{X|\mathbf{n}}^2$ 는 $\mathbf{n} = \{H_k\}$ 조건에서

확률변수 X 의 평균과 분산이며, (18)에 사용된 조건 평균과 조건 분산은 $H_k H_{k+2}^* = |H_k|^2$ 으로 두면 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\mu_{R\{F_i\}|\mathbf{n}} = 2G_i E_s \alpha_i^2(\mathbf{n}) |S_i^-|, \quad (19)$$

$$\sigma_{R\{F_i\}|\mathbf{n}}^2 = (4G_i E_s N_0 \alpha_i^2(\mathbf{n}) + 0.5N_0^2) |S_i^-|, \quad (20)$$

$$\sigma_{I\{F_i\}|\mathbf{n}}^2 = 0.5N_0^2 |S_i^-|, \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{R\{F_{ji}\}|\mathbf{n}}^2 &= 2G_i^2 E_s^2 \alpha_{ji}^4(\mathbf{n}) |A_{j,i}^-| \\ &+ 2G_i E_s \alpha_{ji}^2(\mathbf{n}) |A_{j,i}^-| + 0.5N_0^2 |S_i^-| \end{aligned} \quad (22)$$

식 (19)-(22)에서 $\alpha_i^n(\mathbf{n}) = \frac{1}{|S_i^-|} \sum_{k \in S_i^-} |H_k|^n$ 그리고

$$\alpha_{ji}^n(\mathbf{n}) = \frac{1}{|A_{j,i}^-|} \sum_{k \in A_{j,i}^-} |H_k|^n \text{이다.}$$

따라서, 채널주파수응답 \mathbf{n} 에 대한 확률 표본값을 발생시키고 (19)-(22)에서 (18)을 얻고, 충분히 많은 채널주파수응답에 대한 표본값으로 (18)의 평균을 얻으면 감쇄 채널에서의 검출오류율을 모의실험보다 빠르게 얻을 수 있다.

V. 성능 도출 결과

이 절에서는 이론적으로 유도한 부분대역모드 검출오류확률을 모의실험 결과와 견주어본다. 모의실험에 이용한 시스템 매개변수는 표 1에 보인 무선 지역망 시스템 매개변수를 사용하였다^[5]. 2048 FFT를 쓰는 6 MHz TV 대역폭을 1 MHz 단위로 총 6 부대 역으로 나누어 총 V=21 부분대역모드를 지원한다.

감쇄 채널 모형은 무선 지역망 채널 모형 A, B,

표 1. 무선 지역망 채널 모형 다중경로 프로파일

채널	프로파일 A		프로파일 B		프로파일 C	
	지연 시간	상대 전력	지연 시간	상대 전력	지연 시간	상대 전력
경로 1	0 μ s	0 dB	-3 μ s	-6 dB	-2 μ s	-9 dB
경로 2	3 μ s	-7 dB	0 μ s	0 dB	0 μ s	0 dB
경로 3	8 μ s	-15 dB	2 μ s	-7 dB	5 μ s	-19 dB
경로 4	11 μ s	-22 dB	4 μ s	-22 dB	16 μ s	-14 dB
경로 5	13 μ s	-24 dB	7 μ s	-16 dB	24 μ s	-24 dB
경로 6	21 μ s	-19 dB	11 μ s	-20 dB	33 μ s	-16 dB

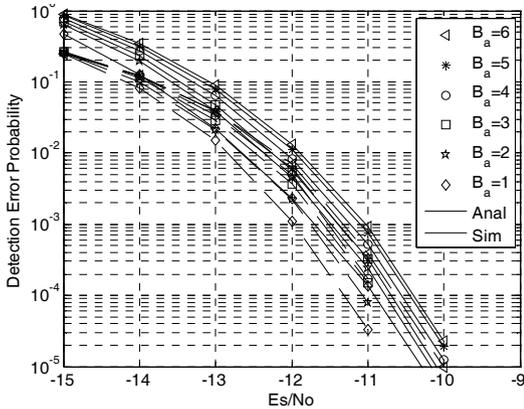


그림 3. 덧셈플 흰빛 정규잡음 채널에서 부분대역모드 검출 성능

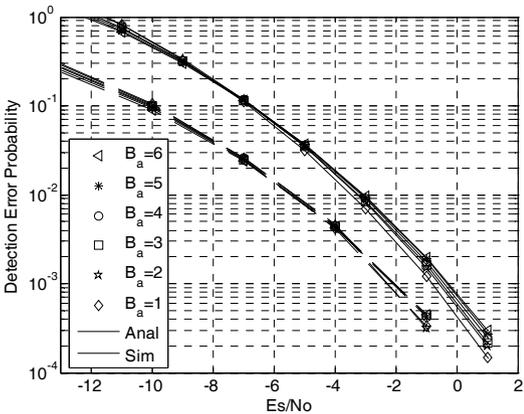


그림 4. 무선 지역망 감쇄 A 채널에서 부분대역모드 검출 성능

C를 사용하였다^[12].

그림 3과 4는 덧셈플 흰빛 정규잡음 채널과 무선 지역망 감쇄 채널 A 모형에서 검출오류확률 $P(E|i)$ 을 각각 보인 것이다. 그림에서 B_a 는 송신 부분대역모드 i 의 활성 부대역 수로 1에서 6까지 가능한 값을 모두 보였다. 또한, ‘Anal’은 이론적으로 얻은 성능 상한, ‘Sim’은 모의실험으로 얻은 결과이다. 그림 3에서 볼 수 있듯이 덧셈플 흰빛 정규잡음 채널에서는 이론적 성능 상한이 모의실험으로 얻은 결과를 약 0.3 dB의 신호대잡음비 차이로 성능을 잘 예측함을 볼 수 있다. 감쇄 채널에서는 성능 차이가 커지나 검출오류확률이 10^{-3} 보다 작아지면 그 차이가 1.5 dB 이하로 줄어든다. 따라서, 논문에서 유도한 성능 상한을 쓰면 모의실험 시간이 비교적 긴 낮은 검출오류확률에서의 성능을 빠르게

추정할 수 있다.

다른 한편으로 덧셈플 흰빛 정규잡음 채널에서는 송신 부분대역모드의 활성 부대역이 (B_a) 많아질수록 검출오류확률이 커지는데, 그 이유는 검출 매트릭에서 바리는 신호 세기는 활성 부대역에 상관없이 일정한 반면 (동일 송신 전력 조건) 잡음 세기가 활성 부대역에 따라 커지기 때문이다. 한편, 감쇄 채널에서는 검출 성능이 감쇄에 의해 결정되기 때문에 검출오류확률이 B_a 에 따라 거의 바뀌지 않는다.

그림 5는 표 1에 보인 서로 다른 다중경로 프로파일을 갖는 무선 지역망 채널 모형에 대해 검출오류확률을 비교한 것이다. 그림 5(a)와 5(b)는 송신 부분대역모드의 활성 부대역 수가 $B_a=1$ 일 때와 $B_a=6$ 일 때를 각각 보인 것이다. 먼저 다중경로 프로파일에 따른 이론적 성능과 모의실험 결과가 비슷한 경향을 보임을 볼 수 있다. 세 채널 가운데 rms (root mean square) 지연 확산이 $2.0 \mu s$ 인 채널 B가 가장 좋은 성능을, rms 지연 확산이 $5.7 \mu s$ 인 채널 C가 가장 나쁜 성능을 보인다. 이는 지연 확산이 클수록 주파수 선택성이 크기 때문에 상관 매트릭의 차등 상관 성분 $H_k H_{k+2}^*$ 의 크기가 작아져 상관 매트릭의 최대값이 줄어들기 때문이다. 그러나, 세 감쇄 채널 환경 모두에서 10^{-3} 보다 작은 검출오류확률을 0 dB 이하의 신호대잡음비에서 얻을 수 있다.

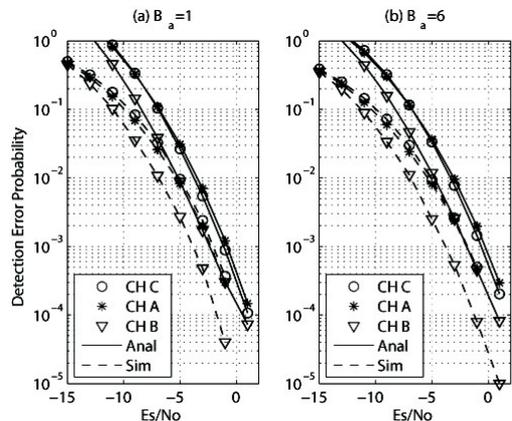


그림 5. WRAN 채널 모형에 따른 부분대역모드 검출 성능

VI. 결 론

이 논문에서는 인지 라디오 기반 직교 주파수 분할 다중화 시스템에서 협대역 기준 사용자에게 미치

는 간섭을 줄이기 위해 부분대역모드를 적용할 때 부분대역모드 정보를 프리앰블로 검출하는 방법과 그 성능을 살펴보았다. 수신 심볼의 차등 상관으로 부분대역모드 정보를 갖는 프리앰블 수열을 검출할 때 검출오류확률을 결합 한계로 유도하고 무선 지역망 시스템 환경에서 모의실험 결과와 비교하였다. 그 결과 유도한 성능 상한이 모의실험 결과를 잘 예측함을 관측하였으므로, 성능 상한을 이용하면 다양한 시스템 환경에서 긴 시간의 모의실험 없이 검출 성능을 빠르게 얻을 수 있으리라 기대된다. 향후 연구로는 협대역 기존 사용자가 동일 채널에 존재할 때 부분대역모드의 성능을 분석함으로써 부분대역모드가 동작 가능한 간섭 환경을 도출하고자 한다.

참 고 문 헌

[1] J. Mitola III, *Cognitive Radio: An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio*, Ph. D dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), May 2000.

[2] S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 23, No. 2, pp. 201-220, Feb. 2005.

[3] Y. Xing, R. Chandramouli, S. Mangold, and S. Shankar N, "Dynamic spectrum access in open spectrum wireless networks," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 24, No. 3, pp. 626-637, Mar. 2006.

[4] IEEE 802.22 Working Group on Wireless Regional Area Networks (<http://www.ieee802.org/22/>)

[5] IEEE P802.22/D0.3.7, *Draft Standard for Wireless Regional Area Networks-Part 22: Cognitive Wireless RAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Policies and Procedures for Operation in the TV bands*, July 2007.

[6] A. Seyedi, "WLC32-2: Windowed OFDM for spectrum agile radios," *Proc. Global Telecomm. Conf.*, pp. 1-5, San Francisco, CA, USA, Nov. 2006

[7] 원재연, 김윤희, 황성현, 엄중선, "부분대역모드를 지원하는 OFDM 기반 인지 라디오 시스템에

서 모드 검출 및 동기 기법," *한국통신학회논문지*, 32권, 11호, 1095-1101쪽, 2007년 11월.

[8] 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.

[9] Y.H. Kim, I. Song, S. Yoon, and S.R. Park, "An efficient frequency offset estimation for OFDM systems and its performance characteristics," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 50, No. 5, pp. 1307-1312, Sep. 2001.

[10] D.S. Kwon, H.S. Lim, and H.K. Park, "Preamble structure for single frequency cellular system using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, Vol. 50, No. 1, pp. 115-118, Feb. 2004.

[11] V.K. Rohatgi, *An Introduction to Probability Theory and Mathematical Statistics*, John Wiley & Sons, 1976.

[12] IEEE 802.22-05/0055r7, *WRAN Channel Modeling*, Aug. 2005.

이 지 혜 (Ji Hye Lee)

준회원



2009년 2월 경희대학교 전자정보학부 공학사
2009년 3월~현재 경희대학교 전자전파공학과 석사과정
<관심분야> OFDM, 인지 라디오

왕 진 수 (Jin Soo Wang)

준회원



2009년 2월 경희대학교 전자정보학부 공학사
2009년 3월~현재 경희대학교 전자전파공학과 석사과정
<관심분야> MIMO-OFDM, 부호화 협력, 이동통신

김 윤 희 (Yun Hee Kim)

중신회원

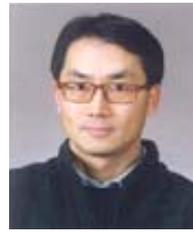


1995년 2월 한국과학기술원 전
기및전자공학과 공학사
1997년 2월 한국과학기술원 전
기및전자공학과 공학석사
2000년 1월~2000년 4월
UCSD 방문 연구원
2000년 8월 한국과학기술원 전
자전산학과 박사

2000년 9월~2004년 8월 한국전자통신연구원 선임
연구원
2004년 9월~현재 경희대학교 전자정보학부 조교수,
부교수
2006년 1월~현재 IEEE 준석학회원, 한국통신학회
논문지 편집위원
<관심분야> 이동/무선 통신, 통신이론, 통계학적 신
호처리, 부호이론

송 익 호 (Lickho Song)

중신회원



1982년 2월, 1984년 2월 서울
대학교 전자공학과 공학사
(준최우등), 공학석사
1985년 8월, 1987년 5월 펜실
베니아대학교 전기공학과 공
학 석사/박사
1987년 3월~1988년 2월 벨
통신 연구소 연구원

1988년 3월~현재 한국과학기술원 전기및전자공학
과 조교수, 부교수, 교수
1995년 1월~현재 한국통신학회 논문지 편집위원
대한전자공학회, 한국음향학회, 한국통신학회 평생회
원, IEEE 석학회원, IEICE회원, IET 석학회원
<관심분야> 통계학적 신호처리와 통신이론, 신호검
과와 추정, 이동통신

윤 석 호 (Seokho Yoon)

중신회원



1997년 2월 한국과학기술원 전
자전산학과 공학사 (최우등)
1999년 2월 한국과학기술원 전
자전산학과 공학석사
2002년 2월 한국과학기술원 전
자전산학과 공학박사
2002년 4월~2002년 6월 MIT
박사후 연구원

2002년 7월~2003년 2월 하버드대학교 박사후 연
구원
2003년 3월~현재 성균관대학교 정보통신공학부 전
임강사, 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