부분대역모드를 지원하는 OFDM 기반 인지 라디오 시스템에서 모드 검출 및 동기 기법

준회원 원 재 연*, 종신회원 김 윤 희*, 준회원 황 성 현**, 엄 중 선**

Mode Detection and Synchronization for an OFDM-Based Cognitive Radio with Fractional Bandwidth Mode

Jae Yeon Won* *Associate Member*, Yun Hee Kim* *Lifelong Member*
Sung Hyun Hwang**, Jung Sun Um** *Associate Members*

요 약

본 논문에서는 협대역 사용자와 스펙트럼을 공유하는 인지 라디오 시스템에서 협대역 간섭을 회피할 수 있도록 전체 TV 대역의 일부 대역을 가변적으로 사용하는 부분대역모드 기법을 소개한다. 이 때 동기 과정에서 바뀐 부분대역모드에 대한 정보를 얻을 수 있도록 프리앰블을 설계하고 부분대역모드 검출 기법을 포함한 시간 및 주파수 동기 알고리즘을 제안한다. 제안한 부분대역모드 검출 및 동기 성능을 WRAN (Wireless Regional Area Networks) 환경에서 모의 실험한 결과 동기 성능의 저하 없이 부분대역모드를 검출할 수 있음을 보인다.

Key Words : WRAN, OFDM, Fractional Bandwidth Mode, Synchronization

ABSTRACT

For the cognitive radio (CR) systems sharing the spectrum with narrowband primary devices, this paper presents a fractional bandwidth (FBW) mode utilizing a variable portion of the system band to avoid the interference to or from the primary devices. For the method, the preamble and FBW mode detection algorithm are provided to obtain the FBW mode information during the synchronization. Simulation results in wireless regional area network (WRAN) environments reveal that the FBW mode can be detected reliably without any deterioration of the synchronization performance.

Ⅰ. 서 론

새로운 무선 서비스를 지원하고 늘어나는 사용자 및 데이터 전송률을 지원할 수 있도록 새로운 무선 및 이동 통신 시스템이 개발되고 상용화됨에 따라 무선 통신에 적합한 주파수 대역이 점점 부족해지고 있다. 이러한 무선 자원 부족을 극복하는 방법으로 이미 다른 시스템에 할당된 주파수 대역에서 기존 시스템에 간섭을 주지 않는 범위 내에서 다른 시스템과 주파수 대역을 공유할 수 있는 인지 라디오가 큰 관심을 받고 있다[1-3]. 이러한 연구는 미국 연방통신위원회가 개방형 스펙트럼 정책을 수용하면서[4] TV 대역을 다른 서비스 사업자에게 개방하기로 결정함에 따라 가속화되기 시작하였다.

※ 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 IT신성장동력핵심기술 개발 사업의 일환으로 수행하였음.
[2005-S-002-03, 스펙트럼 사용 효율 개선을 위한 Cognitive Radio 기술]
* 경희대학교 전자전파공학과 (raphael1107@korea.com, yheekim@khu.ac.kr)
** 한국전자통신연구원 인지무선연구팀 (shwang@etri.re.kr, korses@etri.re.kr)
논문번호: KICS2007-10-447, 접수일자: 2007년 10월 05일, 최종논문접수일자: 2007년 11월 7일

이러한 정책과 맞물려 IEEE는 넓은 지역에 산재된 고정 가입자에게 광대역 패킷 서비스를 TV 대역에서 제공하는 WRAN (Wireless Regional Area Network) 시스템을 개발하는 802.22 표준화 그룹을 결성하였다 [5][6]. IEEE 802.22는 현재 VHF/UHF 대역에 이미 할당된 방송 및 마이크로폰 서비스에 간섭을 주지 않고 주파수 대역을 유연하게 활용할 수 있도록 OFDMA (orthogonal frequency division multiple access)를 기반으로 스펙트럼 센싱 및 간섭 회피 등을 추가한 무선전송 규격을 설계하고 있다 [7][8]. 이 때 TV 방송과 같이 방송 시간과 채널이 정해진 경우 시간 및 장소에 따라 빈 주파수 대역을 배정하면 되나, 이용 시간과 장소가 불규칙한 마이크로폰이나 다른 인지라디오 가입자에 대해서는 빈 주파수 대역을 찾아 옮길 때까지 간섭을 최소화할 수 있어야 한다[8].

본 논문에서는 위와 같은 협대역 사용자가 존재할 때 간섭을 회피할 수 있도록 OFDMA 전송에 사용하는 부반송파 집합을 다르게 하는 부분대역모드를 제안한다. 이 때, 제어 정보 전송 없이 현재 전송하는 부분대역모드를 가입자가 알 수 있도록 부분대역모드 정보를 담은 프리앰블을 전송하고 동기 과정에서 부분대역모드를 검출하는 기법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 부분대역모드를 소개하고, 프리앰블 구조와 시스템 모형을 제시한다. III장에서는 동기 및 부분대역모드 검출 알고리즘을 제안하며, IV장에서는 제안한 알고리즘의 성능을 WRAN 환경에서 살펴본다. 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모형

2.1 부분대역모드

부분대역모드는 동일 채널 또는 인접 채널에 위치한 협대역 신호의 간섭을 회피하기 위하여 데이터를 전송하는 부반송파 (활성 부반송파) 수를 바꾸는 방법이다. 실제 시스템으로의 적용을 위해 그림 1(a)와 같이 전체 N_{used} 부반송파를 연속된 $N_{bf}=N_{used}/B_t$ 부반송파로 이루어진 B_t 부대역으로 나누고, 데이터를 전송하는 부대역을 (활성 부대역) 다르게 바꾼다. 활성 부대역은 임의로 선택할 수 있으나 본 논문에서는 간섭을 줄이기 위해 연속된 부대역만 선택한다. 따라서, 부분대역모드는 그림 1(b)와 같이 활성 부대역의 시작점 B_{sp}와 활성 부대역 수 B_{act}로 결정되며, B_{sp}와 B_{act}의 가능 조합에 따라 총 $M_{FBW}=B_t(B_t+1)/2$ 가지 수가 존재한다.

2.2 OFDM 송수신 모형

부분대역모드를 지원하는 OFDM 시스템의 송수신 모형은 그림 2와 같다. 기지국은 센싱 주기마다 스펙트럼을 센싱하고 그 결과에 따라 부분대역모드를 선택한다. 기지국은 선택된 부분대역모드에 해당하는 프리앰블을 생성하고, 프리앰블과 생성된 데이터를 부분대역모드의 활성 부대역에만 대응한다. 이렇게 대응된 심볼을 OFDM 변조 후 전송한다.

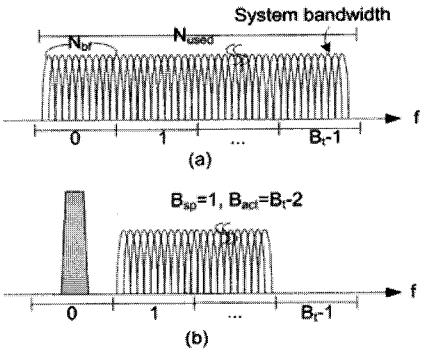


그림 1. 부분대역모드를 위한 부대역 설계 및 부분대역 전송: (a) 전체 대역 사용: $B_{sp}=0, B_{act}=B_t$ (b) 부분 대역 사용: $B_{sp}=1, B_{act}=B_t-2$

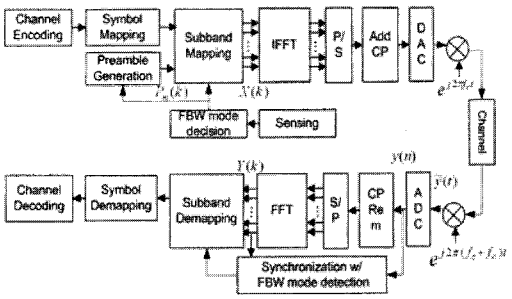


그림 2. 시스템 모형

수신단은 다중경로 페이딩 채널을 거쳐 수신된 신호를 기저대역으로 변환한다. 이 때, 주파수 옵셋 f_o가 있으면 수신 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{y}(t)=\sum_{m=0}^{M-1}\tilde{h}_m(t)\tilde{x}(t-\tau_m)e^{j2\pi f_d}+\tilde{w}(t). \quad (1)$$

여기서, $\tilde{x}(t)$는 기저대역 OFDM 신호, M은 다중경로 수, $\tilde{h}_m(t)$과 τ_m은 m번째 경로에 대한 복소 페이딩 진폭 및 지연 시간, $\tilde{w}(t)$는 백색잡음이다. 채

널이 한 OFDM 심볼 주기 동안 $\tilde{h}_m(t)=h_m$로 일정하고 지연 시간이 $\tau_m=n_m T_s$으로 표본 시간 T_s의 정수배라고 가정하면, 표본 후의 이산-시간 수신 신호 $y(n)=\tilde{y}(nT_s)$는

$$y(n)=\sum_{m=0}^{M-1} h_m x(n-n_m)e^{j\frac{2\pi\epsilon n}{N}}+w(n) \tag{2}$$

으로 표현된다. 여기서, $x(n)$과 $w(n)$은 $\tilde{x}(t)$와 $\tilde{w}(t)$의 이산-시간 신호이고, N은 FFT 크기, $\epsilon=f_o NT_s$는 주파수 옵셋을 부반송파 간격 $1/NT_s$로 정규화한 주파수 옵셋이다. 정규 주파수 옵셋은 $\epsilon=2\epsilon_i+\epsilon_f$ 두 부분으로 구분할 수 있으며[9][10], ϵ_i는 정수 값을 갖는 정수부분 주파수 옵셋, ϵ_f는 $|\epsilon_f|<1$인 소수부분 주파수 옵셋이다. 수신기는 동기 부분에서 $y(n)$으로 프리앰블 시작점을 찾고, 정규 주파수 옵셋을 추정 하며, 부분대역모드를 검출하여 프리앰블 뒤에 오는 데이터를 복조할 수 있도록 한다.

2.3 프리앰블 구조

동기 과정에서 부분대역모드를 검출하기 위해 본 논문에서 제안하는 프리앰블은 부분대역모드 m에 따라 다른 수열 $D_{m,l}$을 전송하는 단일 OFDM 심볼로 구성된다. 시간 영역에서의 프리앰블 구조는 $x(n+N/2)=-x(n),\ n=0,1,...,N/2-1$으로 부호를 제외하고 두 번 반복한다. 이러한 시간 구조는 부분대역모드에 대한 활성 부대역의 홀수 부반송파에만 프리앰블 수열을 전송하면 얻을 수 있다. 이 방법은 셀 정보를 획득하기 위해 셀마다 다른 수열을 전송하는 [11]의 방법과 비슷하나, 부분대역모드마다 활성 부대역 수가 바뀌고 프리앰블 수열 길이가 바뀌는 점에서 다르다.

부분대역모드 m에 대한 BPSK 변조 후 주파수 영역에서의 프리앰블 구조는 다음과 같다.

$$X_m(k)=\begin{cases}\sqrt{2G_m}(1-2D_{m,l(k)}), & k\in S_m,\\ 0, & otherwise.\end{cases} \tag{3}$$

여기서, S_m은 부분대역모드 m에 해당하는 활성 부대역 내의 홀수 부반송파 인덱스 집합이고, $l(k)$는 S_m의 원소의 오름차순으로 1씩 증가하는 수열 인덱스, $G_m=B_t/B_{act,m}$은 모든 부분대역모드에 대해 송신 전력을 같게 하는 전력 증가분이다. 해당 프리앰블은 송신단에서 널 부반송파를 삽입한 뒤 IFFT하여 매 프레임의 시작점에 전송된다.

Ⅲ. 동기 알고리즘

3.1 근사 시간 및 소수부분 주파수 옵셋 추정

프리앰블의 시작점을 근사적으로 찾기 위한 초기 시간 동기는 반복 구조를 자기 상관 메트릭[9]

$$TM(d)=\frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \tag{4}$$

를 수정하여 적용한다. 여기서,

$$P(d)=-\sum_{n=0}^{N/2-1} y^*(d+n)y(d+n+N/2), \tag{5}$$

$$R(d)=\sum_{n=0}^{N/2-1}|y(d+n)|^2 \tag{6}$$

이다. 기존 메트릭 $TM(d)$가 프리앰블 보호구간에서 가지는 애매모호함을 줄이기 위해 본 논문에서는 근사 시간 동기를 다음과 같이 추정한다.

$$n_c=\max_d NTM(d)=\sum_{w=-W/2}^{W/2} TM(d+w). \tag{7}$$

근사 시간 동기를 찾은 경우

$$P(n_c)\simeq-\sum_{n=n_c}^{n_c+N/2-1}|y(n)|^2 e^{j\pi\epsilon} \tag{8}$$

임을 이용하여 정규 주파수 옵셋을 다음과 같이 추정한다[9].

$$\hat{\epsilon}=\pi^{-1}\angle -P(n_c) \tag{9}$$

이 때, (9)에 의한 추정 범위는 $-1<\hat{\epsilon}\le 1$이므로 소수부분 주파수 옵셋 ϵ_f만을 추정하게 된다. 시스템이 추정해야 할 정규 주파수 옵셋 범위가 소수부분보다 클 경우 다음 절에서 부분대역모드 추정시 정수부분 주파수 옵셋을 함께 추정하여 추정 범위를 넓힌다.

3.2 부분대역모드 및 정수부분 주파수 옵셋 검출

부분대역모드와 정수부분 주파수 옵셋은 수신 신호에서 소수부분 주파수 옵셋을 보상한 뒤 주파수 영역에서 추정한다. 이 때, 소수부분 주파수 옵셋 추정이 완벽하다고 가정하면 FFT 후의 널 부반송파를 없앤뒤의 주파수 영역에서의 수신 심볼은 다음과 같다.

$$Y(k) = H(k-2\epsilon_i)X_m(k-2\epsilon_i)e^{j\frac{2\pi\delta k}{N}} + W(k). \quad (10)$$

여기서, $Y(k)$, $H(k)$, $W(k)$는 $y(n)$, $h(n)$, $w(n)$을 각각 FFT 변환하여 얻은 주파수 영역 표현값이고, $\delta_t = n_c - n_0$는 근사 시간 동기 후의 잔여 시간 오류이다 (n_0는 프리앰블의 정확한 시작점). 식 (10)에서 볼 수 있듯이 정수부분 주파수 옵셋에 의해 송신 심볼이 $2\epsilon_i$ 만큼 주파수 인덱스가 이동하여 수신되는 것을 볼 수 있다. 따라서, 부분대역모드와 정수부분 주파수 옵셋은 모든 프리앰블 수열과 그 수열의 가능한 주파수 이동값에 대한 수신 심볼과의 상관으로 얻을 수 있다. 이 때, 페이딩 및 잔여 시간 오류에 의한 위상 변화를 보상하기 위해 인접한 두 홀수 부반송파에서의 수신 심볼의 차등 상관 값을 이용한다.

즉, 부분대역모드 및 정수 부분 주파수 옵셋을 검출하기 위한 메트릭을 다음과 같이 정의한다.

$$F_m(g) = \sum_{k \in S_m} Y(k+2g+2)\,Y^*(k+2g)P_m^*(k+2)P_m(k) \quad (11)$$

여기서, $P_m(k) = 1 - D_{m,l(k)}$이고 메트릭의 절대값을 최대로 하는 수열 $\hat{m}$과 주파수 영역에서의 이동값 $\hat{\epsilon}_i$으로 부분대역모드와 정수부분 주파수 옵셋을 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$(\hat{m}, \hat{\epsilon}_i) = \max_{m,g} |F_m(g)|, \quad \text{for } 0 \le m \le M_{FBW}-1,\ -\mu \le g \le \mu. \quad (12)$$

여기서, $\mu = \lfloor f_{o,\max} N T_s / 2 \rfloor$으로 시스템이 허용하는 최대 주파수 옵셋 $f_{o,\max}$에 의해 결정되는 정수 부분 주파수 옵셋 추정 범위이다. 따라서, 부분대역모드 정보와 함께 최종적으로 주파수 옵셋 추정값 $\hat{\epsilon} = 2\hat{\epsilon}_i + \hat{\epsilon}_f$를 얻을 수 있다.

3.3 미세 시간 동기 추정

본 논문에서는 시간 동기 성능 향상을 위해 부분대역모드 및 주파수 옵셋 보상 후 잔여 시간 동기를 추정하기 위한 미세 시간 동기 과정을 수행한다. 미세 시간 동기는 시간 영역에서 수신 신호 $y(n)$와 프리앰블 신호 $x_m(n)$의 교차 상관으로 다음과 같이 추정하거나[12]

$$\hat{\delta}_t = \max_n \left(\left| \sum_{l=0}^{N/2-1} x_m(l)^*\, y(n+l) \right|^2 \right), \quad (13)$$

주파수 영역에서 3.2절의 메트릭을 이용하여 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\delta}_t = \frac{N}{4\pi} \angle F_{\hat{m}}(\hat{\epsilon}_i). \quad (14)$$

Ⅳ. 모의실험 결과

본 절에서는 WRAN 시스템 환경에서 부분대역모드 지원 시의 부분대역모드 검출 성능과 동기 성능을 모의실험으로 살펴본다. 모의실험에 사용한 WRAN 시스템 파라미터는 표 1과 같고, 주파수 옵셋이 있을 경우 주파수 옵셋은 8.62 kHz로 설정하였다. 무선 채널 모형은 RMS (root mean square) 지연 확산이 각각 2.772 μs, 1.956 μs, 5.692 μs인 WRAN 채널 모형 A, B, C를 사용하였다[13]. 또한 6 MHz TV 채널 대역폭에 총 $B_t = 6$의 부대역을 두어 부대역마다 1 MHz 대역폭에 $N_{bf} = 280$ 부반송파를 사용하도록 하였다. 새로운 시간 동기 메트릭의 W는 64로, 정수부분 주파수 옵셋 추정에서의 μ는 4로 설정하였다.

표 1. 모의실험 파라미터

파라미터	값
중심주파수	718 MHz
대역폭	6 MHz
FFT 크기 (N)	2048
사용 부반송파 수 (N_{used})	1680
OFDM 심볼 구간	373.3 μs
보호 구간	74.7 μs
표본 주파수	48/7 MHz
주파수 옵셋 (f_o)	8.62 kHz
전체 부대역 수 (B_t)	6
부분대역모드 수 (M_{FBW})	21

그림 3과 4는 시간 및 주파수 동기가 완벽하다고 가정하고 부분대역모드 검출만을 수행할 때의 성능을 AWGN 환경과 페이딩 채널 A 모형에서 보인 것이다. 활성 부대역 수에 따른 영향을 볼 수 있도록 21개의 부분대역모드 가운데 활성 부대역 수가 다른 6가지 모드를 선택하고, 이 가운데 한 모드를 전송할 때 부분대역모드 검출 오류 확률을 보였다.

그림 3에서 볼 수 있듯이 AWGN 채널에서는 활성 부대역 수가 작아질수록 부분대역모드 검출 오류 확률이 조금씩 줄어드는 것을 볼 수 있다. 이는 올바른 부분대역모드에서의 메트릭 $F_m(g)$가 오직 활성 부대역에서의 차등 상관값만을 포함하므로 활성 부대역 수가 작아지면 잡음 수가 줄어들기 때문이다. 한편, 페이딩 채널에서는 그림 4에서 볼 수 있듯이 페이딩 특성이 성능을 결정하므로 활성 부대역 수에 따른 성능 차이가 거의 없음을 볼 수 있다. 한편, 부분대역모드 검출 성능은 주파수 선택성이 커지는 순으로, 즉, 채널 B, A, C순으로 점차 성능이 나빠짐을 볼 수 있다. 이는 인접 부반송파간의 채널 변화가 커져서 $F_m(g)$를 구성하는 동위상 신호 성분이 줄어들기 때문이다.

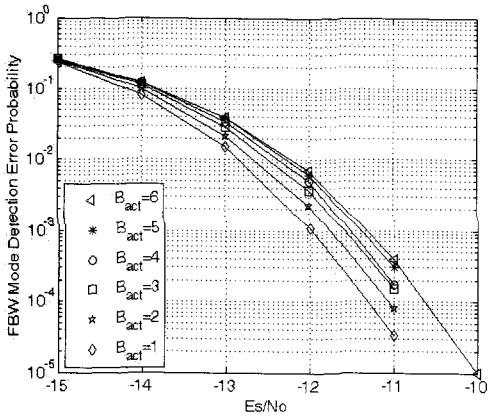


그림 3. AWGN 채널에서의 부분대역모드 검출 성능

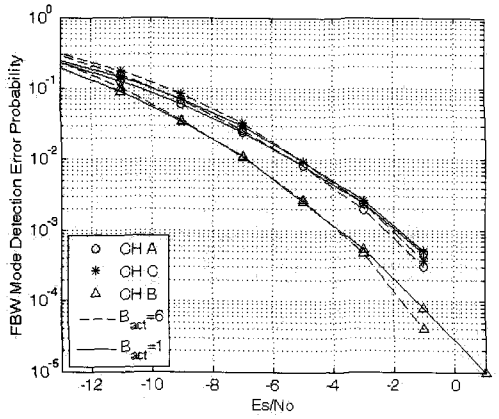


그림 4. 페이딩 채널에서의 부분대역모드 검출 성능

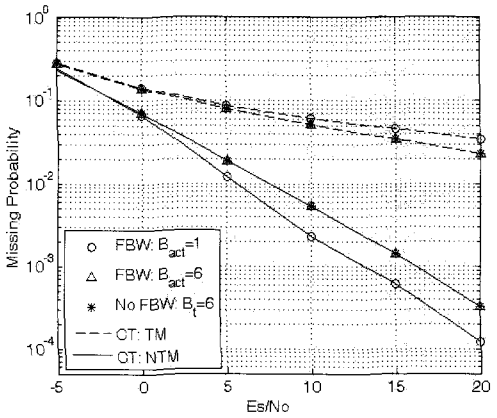


그림 5. 페이딩 채널 A에서 근사 시간 동기를 프리앰블 보호 구간 밖으로 놓칠 확률

그림 5는 페이딩 채널 A 모형에서 근사 시간 동기 시 프리앰블 시작점을 보호 구간 밖으로 놓칠 확률, $P_{Miss}=\Pr[n_c \le n_0 - G \text{ or } n_c > n_0]$을 보인 것이다. 근사 시간 동기 추정은 부분대역모드 검출 전에 수행하므로 부분대역모드 검출 성능에 영향을 받지 않고 프리앰블의 시간 영역 특징에만 영향을 받는다. 따라서, 부분대역모드 지원 유무에 상관없이 전체 주파수 대역을 사용하는 경우 ('FBW: $B_{act}=6$', 'No FBW: $B_t=6$') 같은 프리앰블을 전송하면 시간 동기 성능은 동일하다. 그러나, 부분대역모드 지원 시 $B_{act}=1$인 경우에는 전송 수열이 다르고 시간 영역에서의 프리앰블 모양이 다르기 때문에 근사 시간 동기 성능이 조금 다르게 됨을 볼 수 있다. 한편, 새로운 시간 메트릭 $NTM(d)$을 사용하면 기존 시간 메트릭 $TM(d)$보다 근사 시간 동기를 놓칠 확률이 훨씬 작아짐을 볼 수 있다. 따라서, 앞으로의 결과는 근사 시간 동기를 새로운 메트릭으로 얻은 경우에 대해서만 고려한다.

그림 6은 페이딩 채널 A 모형에서 정규 주파수 옵셋 추정 성능을 평균자승오류 $MSE=E\{|\hat{\epsilon}-\epsilon|^2\}$로 보인 것이다. 정규 주파수 옵셋 추정값은 소수부분에 대한 추정값과 정수부분에 대한 추정값을 포함하기 때문에 부분대역모드 검출 성능이 영향을 미칠 수 있다. 그러나, 그림에서 볼 수 있듯이 정수부분 주파수 옵셋만 검출하는 부분대역모드를 지원하지 않는 경우와 ('No FBW: $B_t=6$'), 총 21개의 부분대역모드와 정수부분 주파수 옵셋을 함께 검출하는 경우 ('FBW: $B_{act}=6$', 'FBW: $B_{act}=1$') 모두 성능이 같음을 알 수 있다. 또한 부분대역모드 지원 시 활성 부대역 수가 다르더라도 성능이 거의 비슷

하다. 이는 그림 4에서 본 바와 같이 부분대역모드 검출 성능이 활성 부대역 수에 따라 차이가 없고, 0 dB와 같이 낮은 SNR에서 10^{-3} 이하의 낮은 오류율을 보이기 때문이다.

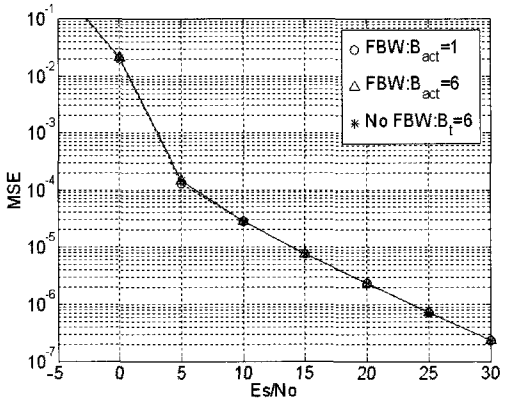


그림 6. 페이딩 채널 A에서 정규 주파수 옵셋 추정 성능

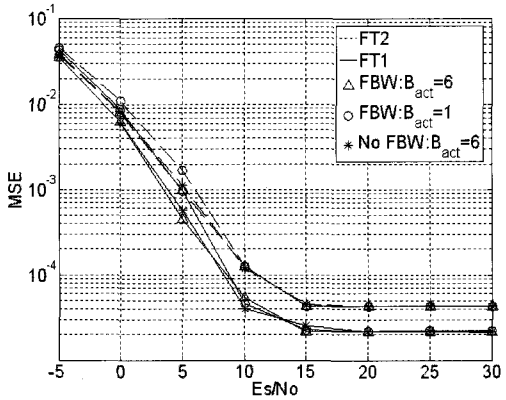


그림 7. 페이딩 채널 A에서 미세 시간 동기 추정 성능

그림 7은 미세 시간 동기 후의 최종 시간 동기 성능을 페이딩 채널 A에서 보인 것이다. 본 논문에서 고려한 교차상관에 의한 미세 시간 동기와 ('FT1') 부분대역모드 검출 메트릭의 위상을 사용한 미세 시간 동기 ('FT2') 성능을 정규 평균자승오류 $MSE=E\{|\hat{\delta}_t-\delta_t|^2\}/N^2$로 나타내었다. 주파수 옵셋 추정 성능에서와 마찬가지로 시간 동기 성능도 부분대역모드 검출 유무와 활성 부대역 수에 영향을 받지 않다는 것을 볼 수 있다.

한편, 그림 7에서 교차상관에 의한 미세 시간 동기보다 ('FT1') 메트릭의 위상에 의한 미세 시간 동기가 ('FT2') 성능이 조금 나쁜 것을 볼 수 있다. 그러나, 교차상관을 이용할 경우 $(N/2)^2$의 복소수 곱이 필요한 반면 메트릭 위상을 사용할 경우 소수부분 주파수 옵셋 추정에 사용한 위상 Look-up 테이블을 재사용하면 복잡도가 거의 늘지 않는다. 따라서, 메트릭 위상을 사용한 미세 시간 동기가 성능 차이가 그리 크지 않으면서 구현이 용이함을 볼 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 OFDM 기반 인지 라디오 시스템에서 간섭을 회피하는 한 방법으로 부분대역모드 기법을 소개하고 동기 과정에서 부분대역모드 정보를 얻는 방법을 제안하였다. 제안한 동기 기법은 근사 시간 동기 및 소수부분 주파수 옵셋 추정, 부분대역모드 및 정수부분 주파수 옵셋 검출, 미세 시간 동기를 차례로 수행한다. 인지 라디오의 한 상용화 시스템인 WRAN 시스템 환경에서 모의실험 한 결과 부분대역모드 지원에 의해 활성 부대역 수가 바뀌는 특징과 부가적인 부분대역모드 검출이 동기 성능을 전혀 나쁘게 하지 않음을 확인하였다. 따라서, 동기 측면에서 기존 시스템에 부분대역모드를 추가적으로 지원하는 것이 용이하리라 기대된다.

참 고 문 헌

[1] G. Maguire and J. Mitola, "Cognitive radio: making PCS personal," *IEEE PCS Mag.*, Aug 1999.

[2] Joseph Mitola III, *Cognitive radio: an integrated agent architecture for software defined radio*, Ph. D dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), May 2000.

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

[4] Federal Communications Commission (FCC), "Spectrum policy task force," *Rep. ET Docket no. 02-135*, Nov. 2002.

[5] http://www.ieee802.org/22/

[6] C. Cordeiro, K. Challapali, D. Birru, and S. Shankar, "IEEE 802.22: an introduction to the first worldwide wireless standard based on cognitive radio," *IEEE Inter. Symp.*

DySPAN, vol. 1, pp. 328-337. Nov. 2005.

[7] IEEE 802.22-06/0004r1, "A PHY/MAC proposal for IEEE 802.22 WRAN systems part 1: the PHY," Feb. 2006.

[8] IEEE P802.22/D0.3.7, "Draft std for wireless regional area networks-Part 22: policies and procedures for operation in the TV bands," July 2007.

[9] T.M. Schmidl and D.C. Cox, "obust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.

[10] 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.

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

[12] J. Terry and J. Heiskala, *OFDM wireless LANs: A theoretical and practical guide*, Sams, Indiana, Dec. 2001.

[13] IEEE 802.22-05/0055r7, "WRAN channel modeling," Aug. 2005.

원 재 연 (Jae Yeon Won) 준회원

2004년 8월 한남대학교 전자정보통신공학부 공학사

2005년 8월~현재 경희대학교 전자전파공학과 석사과정

<관심분야> 동기 및 채널추정, 이동/무선 통신, OFDM 시스템, 인지전파

김 윤 희 (Yun Hee Kim) 종신회원

1995년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사

1997년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사

2000년 1월~2000년 4월 UCSD 방문 연구원

2000년 8월 한국과학기술원 전자전산학과 박사

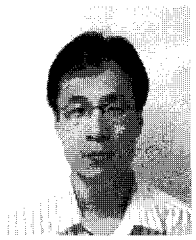
2000년 9월~2004년 8월 한국전자통신연구원 선임연구원

2004년 9월~현재 경희대학교 전자전파공학과 조교수

2006년 1월~현재 한국통신학회 논문지 편집위원 IEEE 준석학위원

<관심분야> 이동/무선 통신, 통계학적 신호처리, 통신 및 부호 이론, 적응 전송

황 성 현 (Sung Hyun Hwang) 준회원



1996년 2월 성균관대학교 전자공학과 공학사

1998년 2월 성균관대학교 전자공학과 공학석사

2001년 2월 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터공학부 공학박사

2001년 1월~2005년 9월 삼성전자 SOC연구소 책임연구원

2005년 10월~현재 한국전자통신연구원 인지무선연구팀 선임연구원

<관심분야> 무선인지기술, 이동통신시스템, 디지털 모뎀 설계, 동기 및 채널 등화 알고리즘

엄 중 선 (Jung Sun Um) 준회원

2004년 2월 성균관대학교 정보통신공학부 공학사

2006년 2월 성균관대학교 정보통신공학과 공학석사

2006년 9월~현재 한국전자통신연구원

<관심분야> 무선인지기술, 이동통신기술, Modem 설계