

OFDM 기반의 셀룰러 시스템을 위한 동기화 및 셀 탐색 기법

김 광 순*, 김 성 웅**, 장 경 희***, 조 용 수**

A Synchronization & Cell Searching Technique for OFDM-based Cellular Systems

Kwang-Soon Kim*, Sung-Woong Kim**, Kyung-Hi Chang***, and Yong-Soo Cho**

요 약

본 논문에서는 OFDM 기반의 셀룰러 시스템의 하향 링크를 위해 동기화 프리앰블 및 셀 탐색 프리앰블을 포함한 프리앰블 구조를 제안하고, 프리앰블을 이용한 효과적인 하향 링크 동기화 및 셀 탐색 기법을 제안한다. 동기화 과정은 연속적 또는 주기적으로 전송되는 하향 링크 신호를 이용한 초기 심볼 타이밍 추정과 동기화 프리앰블을 이용한 프레임 동기, 시간 및 주파수 동기의 수행 과정으로 이루어지며, 셀 탐색은 셀 탐색 프리앰블을 이용하여 이루어진다. 각각의 동기화와 셀 탐색 과정의 성능을 분석하고, 컴퓨터 모의 실험을 통하여 성능 분석 결과를 확인한다. 모의 실험을 통하여 제안된 프리앰블을 이용한 동기화와 셀 탐색 알고리즘은 열악한 셀룰러 환경에서도 강건한 성능을 보임을 확인한다.

Key Words : Cellular; OFDM; Cell Search; Preamble; Synchronization

ABSTRACT

In this paper, a novel preamble structure, including a synchronization preamble and a cell search preamble, is proposed for OFDM-based cellular systems. An efficient algorithm for downlink synchronization and cell searching using the preamble is also proposed. The synchronization process includes the initial symbol timing estimation using continuously, or at least, periodically transmitted downlink signal, frame synchronization, the fine symbol timing estimation, and the frequency offset estimation using the synchronization preamble, and the cell identification using the cell searching preamble. Performance of each synchronization and cell searching step is analyzed and the analytic results including the overall performance of the synchronization and cell searching are verified by computer simulation. It is shown that the proposed preamble with the corresponding synchronization and cell searching algorithm can provide very robust synchronization and cell searching capability even in bad cellular environments.

I. 서 론

Beyond IMT-2000 시스템에서는 100Mbps이상의 고속 데이터 전송이 요구된다. OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)방식은 주파수 효

율이 높고, 주파수 선택적 페이딩 채널에 쉽게 대처할 수 있으며, 간단한 단일탭 등화기로 고속 전송시 급격히 증가하는 심볼간 간섭의 보상이 가능하다. 또한, FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있기 때문에 최근 고속 데이터 무선 통신을 위한 전송방식

* 한국전자통신연구원 이동통신연구소 무선전송기술연구부 무선전송방식 연구팀(kwangsoon@etri.re.kr), **중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신 연구실(yscho@cau.ac.kr), *** 인하대학교 정보통신대학원(khchang@inha.ac.kr)

※본 논문은 2003년 4월 JCCI 학술대회에서 우수논문으로 선정되어 게재 추천된 논문입니다.

으로 무선 LAN, BWA, DAB, DVB, ADSL, VDSL 등에 채택되어 왔다^{[1]-[5]}. 특히, 이동통신시스템에서는 저/중/고속의 데이터율을 동일한 무선전송 플랫폼에서 지원하는 것이 바람직하기 때문에, 부반송파 수와 부채널의 변조방식을 채널 상황에 따라 조절함으로써 서비스의 종류를 쉽게 다양화할 수 있는 OFDM 기반기술은 4세대 이동 무선 접속을 위한 전송방식 후보 가운데 가장 각광을 받고 있다. 또한, 이러한 OFDM 방식은 부채널의 특성을 쉽게 관측할 수 있기 때문에 동적채널할당기법과 같은 효율적인 자원할당 기법과 결합하여 주파수 효율을 크게 향상시킬 수 있으며, OFDM 방식은 MIMO기술과 결합하여 무선 링크 버짓(link budget) 또는 채널용량을 크게 증가시킬 수 있다^[6].

셀룰러 시스템에서는 시간 동기화 및 주파수 동기화를 맞추어 주어야 하고, 셀 탐색을 수행할 수 있어야 한다. 기존의 셀룰러 시스템인 cdma2000, W-CDMA, 이를 발전시킨 HDR, HSDPA 등에서는 위의 초기 동기화와 셀 탐색이 가능하도록 하향링크가 구성되어 있다^{[7]-[10]}. 기존의 OFDM 기반의 시스템 중에서 DAB는 널 심볼과 위상기준심볼(Phase Reference Symbol)을 프레임 동기에 사용하고, DVB는 파일럿을 프레임 동기에 사용한다. 또한, IEEE 802.11a나 Hiperlan/2에서는 프리앰블을 이용하여 하향링크 버스트(burst)의 동기를 잡는다^[11]. 그러나 기존의 OFDM 기반의 시스템들은 셀룰러 시스템이 아니기 때문에 OFDM 기반의 셀룰러 시스템에서 기존의 구조로 동기화 및 셀 탐색을 수행하기가 어렵다. 따라서 OFDM 기반의 셀룰러 시스템에서 동기화 및 셀 탐색을 수행하기 위해서는 기존의 OFDM 기반의 시스템과는 다른 프리앰블 설계가 필요하다. 본 논문에서는 OFDM 기반의 셀룰러 시스템의 하향링크 동기화를 수행하기 위한 동기화 프리앰블(synchronization preamble)과 셀 탐색을 수행하기 위한 셀 탐색 프리앰블(cell searching preamble)로 이루어진 새로운 프리앰블을 제안하고, 제안된 프리앰블을 이용한 동기화 및 셀 탐색 기법을 설명하고 그 성능을 분석한다.

II. 프리앰블 구조

그림 1은 본 논문에서 제안하는 프리앰블을 포함한 고속 패킷 통신을 위한 OFDM 기반의 셀룰러 시스템의 개략적인 하향링크 프레임 구조를 보여준다. 그림 1과 같이 한 프레임의 앞부분에는 T_P 길

이를 가지는 프리앰블이 있으며, 프리앰블은 T_{PS} 의

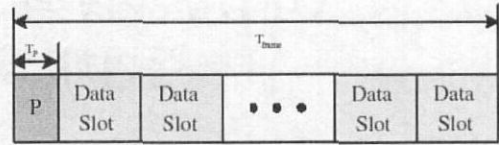


그림 1. 하향 링크 프레임 구조

길이를 가지는 동기화 프리앰블과 $T_{PC} = N_c T_s = (T_P - T_{PS})$ 의 길이를 가지는 셀 탐색 프리앰블로 이루어진다. 동기화 프리앰블은 시간 및 주파수 동기를 맞추기에 적합한 구조를 가지며, 셀 탐색 프리앰블은 다중 셀 환경에서의 셀 탐색에 적합한 구조를 가진다. 이러한 프레임 구조는 프리앰블을 이용하여 시간 및 주파수의 초기 동기를 맞추고 셀 탐색을 수행한다. 또한 초기 획득 과정 이후에는 시간과 주파수를 추적(tracking)할 수 있도록 구성되어 있다.

그림 2는 동기화 프리앰블과 셀 탐색 프리앰블의 구조를 보여준다. 동기화 프리앰블은 1개의 S심볼과 1개의 IS' 심볼로 구성된다. 여기서 T_{PS} 는 하나의 OFDM 심볼의 길이이고 S심볼은 OFDM 송신 신호의 보호구간의 길이를 제외한 길이인 유효 OFDM 심볼길이이다. IS' 심볼은 OFDM 송신 신호의 보호구간과 같은 길이이며 S심볼을 180° 위상 회전시킨 심볼에서 앞에서부터 보호구간의 길이만큼 취해 사용한다. 또한 S심볼은 N_{Sym} 개의 S_a 심볼로 구성된다. 동기화 프리앰블 신호는 식 (1)과 같이 표현 된다.

$$P_S(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} g(k)\varphi_k(t), & 0 \leq t < T_d \\ -\sum_{k=0}^{N_{FFT}-1} g(k)\varphi_k(t - T_d), & T_d \leq t < T_s \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

단, $\varphi_k(t) = e^{-j2\pi(k - N_{FFT}/2)t/T_d}$, $T_d = T_s - T_G$ 이며, $g(k)$ 는 식 (2)와 같이 표현 된다.

$$g(k) = \begin{cases} \mu(i), & k = iN_{Sym} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

여기서, $\mu(i)$ 는 최장 수열(maximal-sequence)과 같은 유사 잡음 수열(pseudo-noise sequence)이다. 동기화 프리앰블은 식 (1)과 식 (2)에 의해 생성되는 신호들 중에서 낮은 PAR(peak-to-average power ratio)를 갖고 좋은 상관 특성을 갖는 신호를 선택

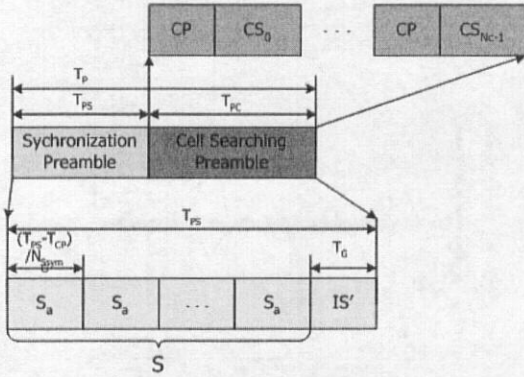


그림 2. 제안된 프리앰블 구조

하여 구성한다.

OFDM 기반의 시스템에서는 주파수영역에서 부반송파 별로 신호를 할당할 수 있다. 이러한 OFDM 방식의 특징을 이용하여 셀마다 주파수 영역에서 고유한 패턴을 갖는 독특한 셀 탐색 프리앰블을 구성, 효율적이고 강건한 셀 탐색을 수행할 수 있다. m 개의 셀을 구분하기 위한 셀 탐색 프리앰블 신호는 식 (3)과 같이 표현 된다.

$$P_C^m(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{N_{sub}-1} c_n^m(k) \phi_k(t + T_d - T_G), & nT_s \leq t < (n+1)T_s + T_G \\ \sum_{k=0}^{N_{sub}-1} c_n^m(k) \phi_k(t - T_d), & nT_s + T_G \leq t < (n+1)T_s \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (3)$$

단, T_G 는 보호구간의 길이이고, $0 \leq n \leq N_c - 1$, $c_n^m(k)$ 는 m 번째 셀의 n 번째 셀 탐색 프리앰블의 k 번째 주파수 영역 신호이다. 유효 부반송파의 개수를 N_u 라 하고, 유효 부반송파 집합을 $F = \{f_0, f_1, \dots, f_{N_u-1}\}$ 라 할 경우, F 는 $0 \leq i \neq j < P$ 이고, $s_i \in F$ 이면 $s_i \cap s_j = \emptyset$, $\cup_{i=0}^{P-1} s_i = F$ 인 성질을 갖는 서로 중복되지 않는 P 개의 부그룹(sub-group) $S = \{s_0, s_1, \dots, s_{P-1}\}$ 로 나누어진다. 또한 i 번째 부그룹 s_i 는 $s_{i,p} \cup s_{i,c} = s_i$, $s_{i,p} \cap s_{i,c} = \emptyset$ 인 $s_{i,p}$ 와 $s_{i,c}$ 로 나누어진다. $s_{i,c}$ 의 요소의 개수와 같은 길이를 가지고 좋은 상관 특성을 가진 복소 수열의 집합을 $\Psi_i = \{\psi_{i,0}, \psi_{i,1}, \dots, \psi_{i,Q_i-1}\}$ 라 하고, $s_{i,p}$ 의 요소의 개수와 같은 길이를 가지고 미리 약속된 패턴을 가진 복소 수열의 집합을 $\bar{\psi}$ 라 정의 하면 $c_n^m(k)$ 는 식 (4)와 같이 표현된다.

$$c_n^m(k) = \begin{cases} \psi_{m,cn}(j), & k = s_{m,c}(j) \\ \bar{\psi}(j), & k = s_{m,p}(j) \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (4)$$

이때 셀 번호 $m = \sum_{n=0}^{N_c-1} m_n M^{N_c-n-1}$ 이고, $m_n = \sum_{i=0}^{P-1} Q_i + a_m$, $M = \sum_{i=0}^{P-1} Q_i$ 이다. 제안된 셀 탐색 프리앰블에서 구분할 수 있는 셀의 개수는 M^{N_c} 가 되고, $N_c=2, P=8, Q_i=\bar{Q}=8$ 인 경우 $M^{N_c} = 64^2 = 4096$ 개가 된다.

III. 동기화 기법

그림 3은 본 논문에서 제안한 동기화 과정을 나타낸다. 기존의 OFDM 기반의 무선 LAN과 같은 버스트 모뎀의 경우에는 신호 검출을 포함한 모든 초기 동기화 과정이 프리앰블만을 이용하여 수행된다. 하지만 OFDM/FDD 기반의 셀룰러 시스템에서는 파일럿 심볼과 방송을 위한 공통 채널 혹은 다른 사용자에게 전송되는 데이터에 의해서 항상 연속적으로 신호가 전송된다. 따라서 이렇게 연속적으로 전송되는 신호를 이용하여 초기 심볼 동기화 및 주파수 동기를 맞춘 후, 이를 이용하여 동기화 프리앰블에서 프레임 동기화 및 미세 타이밍 동기화, 주파수 오프셋을 추정하고, 셀 탐색 프리앰블에서 셀 탐색이 이루어진다.

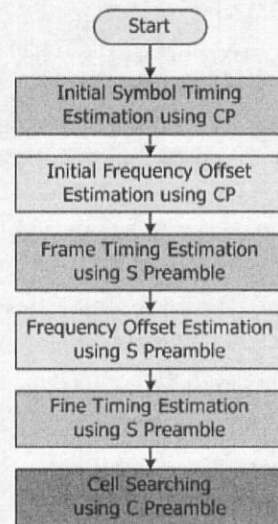


그림 3. 제안된 동기화 과정

1. 초기 심볼 동기 및 주파수 동기

샘플링된 수신 신호를 $y(n)$ 이라 하면 초기 심볼 타이밍 τ_{init} 는 식 (5)와 같이 추정된다.

$$\tau_{init} = \max_n \left| \frac{1}{N_{CP}} \sum_{r=0}^{N_{init}-1} y^*(n + jN_s + r) y(n + jN_s + r + N_{FFT}) \right| \quad (5)$$

단, N_{CP} 는 보호구간의 샘플 수, N_{FFT} 는 FFT 사이즈, N_s 는 하나의 OFDM 심볼의 샘플 수이고 N_{init} 은 초기 심볼 동기 과정에서 사용되는 OFDM 심볼의 개수이다. 또한 초기 주파수 옵셋 ϵ_{init} 은 식 (6)과 같이 추정된다.

$$\epsilon_{init} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{r=0}^{N_{init}-1} y^*(n + jN_s + r) y(n + jN_s + r + N_{FFT}) \right\} \quad (6)$$

초기 주파수 옵셋 추정 과정에서 추정 할 수 있는 정규화된 주파수 옵셋 범위는 $-0.5 \leq \epsilon_{init} \leq 0.5$ 이다.

2. 프레임 동기

동기화 프리앰블의 S심볼과 IS심볼의 자기상관의 실수부는 음의 부호를 가지는 반면 동일한 구조의 자기상관을 동기화 프리앰블을 제외한 연속적으로 전송되는 OFDM 심볼에 적용하였을 때, 자기상관의 실수부는 양의 부호를 가진다. 이러한 특성을 이용하여 연속적으로 전송되는 OFDM 심볼의 보호구간을 이용한 자기상관의 위상을 검사하여 동기화 프리앰블의 수신여부를 판단하는 간단한 계산에 의해 프레임의 시작 위치를 추정할 수 있다. 기존의 시스템들의 프레임 동기 방식은 수신 신호를 항상 검색하고 있어야 하는 반면 제안된 프레임 동기 방식은 각 심볼의 첫 구간에서만 계산이 수행되기 때문에 계산량에 이득이 있다. 식 (7)은 동기화 프리앰블을 이용한 프레임 검출 과정을 나타낸다.

$$\begin{aligned} \tau_f &= \ell N_s + \tau_{init}, \quad 0 \leq \ell < N_f = (T_{frame} / T_s) \\ \tau_{frame} &= \tau_f(\ell), \quad (7) \\ \text{if } \sum_{r=0}^{N_{cp}-1} \text{Re}\{y^*(\tau_f(\ell) + r) y(\tau_f(\ell) + r + N_{FFT})\} &< 0 \end{aligned}$$

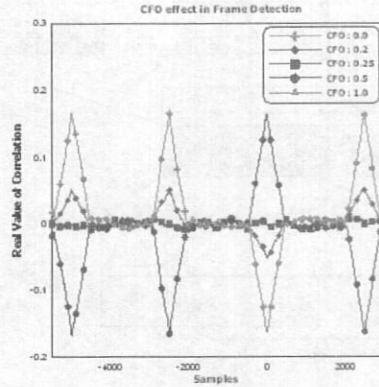


그림 4. 주파수 옵셋에 따른 프레임 동기 성능

여기서 $Re(x)$ 는 x 의 실수부이다. 그림 4는 주파수 옵셋에 따른 프레임 동기 성능을 보여준다. 그림 4에서 주파수 옵셋이 0일 때와 1일 경우, 즉 정수배 주파수 옵셋만 존재할 경우는 프레임 동기 성능에 영향이 없지만 소수배 주파수 옵셋이 존재할 경우 최대값이 작아지거나 혹은 프리앰블과 OFDM 심볼에서의 최대값의 부호가 역전되는 것을 볼 수 있다. 따라서 프레임 동기 과정은 초기 심볼 타이밍 추정 과정에서 소수배 주파수 옵셋을 함께 추정하여 보상한 후 이루어져야한다.

3. 미세 심볼 타이밍 추정 및 주파수 옵셋 추정

프레임 동기를 획득하면 이동국은 동기화 프리앰블의 시작 위치를 알 수 있고, 수신신호와 동기화 프리앰블의 교차 상관을 통하여 미세 심볼 타이밍 τ_s 를 추정할 수 있다. 식 (8)은 미세 심볼 타이밍을 추정하는 과정을 나타낸다.

$$\hat{\tau}_s = \max_n \left| \sum_{r=0}^{R-1} P_s^*(r + R_s) y(n + r + R_s) \right| - N_B \quad (8)$$

여기서 $P_s(r)$ 는 동기화 프리앰블 신호이고, R 은 미세 타이밍 추정시 사용되는 샘플 수이다. 또한 R_s 는 교차 상관의 수행 시작점이고, N_B 는 타이밍 백오프(back-off)를 위한 샘플 수이다. 프리앰블을 이용한 주파수 옵셋 추정 방식은 식 (9)와 같다.

$$\epsilon_f = \frac{N_{SSym}}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{r=0}^{R-1} y^*(\tau_s + r) y(\tau_s + r + \frac{N_{FFT}}{N_{SSym}}) \right\} \quad (9)$$

주파수 추정 과정은 정규화된 주파수 옵셋의 추정 범위에 따라 대략적인 주파수 옵셋 추정과 미세

주파수 오프셋 추정의 두 과정으로 이루어지는데 식 (9)의 N_{Sym} 에 의해 추정 범위는 $-N_{Sym}/2 \leq \epsilon_f \leq N_{Sym}/2$ 가 된다.

4. 성능 분석

채널의 임펄스 응답을 $h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - \tau_l)$ 라 하고 송신 신호를 $x(t)$ 라 할 때, 수신신호 $y(t)$ 의 샘플링된 신호 $y(k)$ 는 식 (10)과 같다.

$$y(k) = y(kT) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x(k - \tau_l) + n(k) \quad (10)$$

단, T 는 샘플링 주기이고, $\tau_l = \tau_l^*/T$ 인 정수이다. 여기서 h_l 을 평균이 0이고, 분산이 β_l 인 정규 확률 과정 (Gaussian random process)라고 가정하고, $n(k)$ 를 평균이 0이고 분산이 $2\sigma_n^2$ 인 정규 확률 과정이라 가정하고, $z(k)$ 와 $\zeta(k)$ 를 식 (11)-(12)와 같이 정의한다.

$$z(k) = \frac{1}{N_{CP}} \sum_{r=0}^{N_{CP}-1} y^*(k+r)y(k+r+N_{FFT}) \quad (11)$$

$$\zeta(k) = \frac{1}{R} \sum_{r=0}^{R-1} x^*(r)y(k+r) \quad (12)$$

그러면, $z(k)$ 와 $\zeta(k)$ 는 각각 평균이 $m_z(k)$ 와 $m_\zeta(k)$ 이고, 분산이 $2\sigma_z^2(k)$ 와 $2\sigma_\zeta^2(k)$ 인 정규 확률 과정이라 가정할 수 있으며, $m_z(k)$, $m_\zeta(k)$, $2\sigma_z^2(k)$, $2\sigma_\zeta^2(k)$ 는 다음과 같다[13].

$$m_z(k) \cong (-1)^{\delta_k} (a) \frac{P_x q(k)}{N_{FFT}} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \quad (13)$$

$$\sigma_z^2(k) = \frac{2\sigma_n^2 P_x}{N_{CP} N_{FFT}} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 + \frac{2\sigma_n^4}{N_{CP}} \quad (14)$$

$$m_\zeta(k) = \frac{P_x}{N_{FFT}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l \cdot \delta_K(k - \tau_l) \quad (15)$$

$$\sigma_\zeta^2(k) \cong \frac{P_x^2}{2RN_{FFT}^2} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 + \frac{\sigma_n^2 P_x}{RN_{FFT}} \quad (16)$$

단, $q(k) = \max(0, 1 - |u|/N_{CP})$, $u = k - N_s \cdot \lfloor k/N_s$

$+1/2 \rfloor$ 이고, $\lfloor x \rfloor$ 는 x 를 넘지 않는 최대 정수이다.

1) 프레임 동기

송신 신호가 동기화 프리앰블이 아닐 경우 즉, 식 (7)의 $\iota \neq 0$ 일 때의 프레임 동기를 위한 FA(false alarm) 확률, $P_{fa, frame}$ 은 식 (17)과 같다.

$$P_{fa, frame}(x) = \Pr\{Re\{z(\iota N_s + \tau_{init})\} < 0\} \quad (17)$$

$$\cong Q\left(\sqrt{\frac{2g\gamma^2 x^2}{2\gamma x + 1}}\right)$$

단, $\gamma = \frac{P_x}{2\sigma_n^2 N_{FFT}}$, $x = \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2$, $g = q^2(\tau_{init})N_{CP}$ 이

고, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt$ 이다. 반면에 송신 신호가 동기화 프리앰블일 경우 즉, $\iota = 0$ 일 때의 DF(detection failure) 확률, $P_{df, frame}$ 은 식 (18)과 같다.

$$P_{df, frame}(x) = \Pr\{Re\{z(\tau_{init})\} > 0\} \quad (18)$$

$$\cong Q\left(\sqrt{\frac{2g\gamma^2 x^2}{2\gamma x + 1}}\right)$$

2) 미세 심볼 타이밍 추정

심볼 타이밍 오차 확률, $P_{e, timing}$ 은 식 (19)와 같이 정의 된다.

$$P_{e, timing} = \Pr\left\{ \max_{k \in K_s} |\zeta(k)|^2 < \max_{k \in K_f} |\zeta(k)|^2 \right\} \quad (19)$$

단, $K_s = \{k | 0 \leq k < N_B\}$, $K_f = \{k | -N_w/2 \leq k < N_w/2, k \notin K_s\}$ 이고 N_w 는 미세 심볼 타이밍 추정시 교차상관기의 탐색 구간이다. 단, $-\frac{N_w}{2} + \tau_{init} \leq 0 < \frac{N_w}{2} + \tau_{init}$ 이고, 프레임 동기가 이루어졌다고 가정한다. $L(N_B)$ 는 $\tau_{L(N_B)-1} < N_B$ 인 최대 정수이고, $U_s = \{\tau_0, \dots, \tau_{L(N_B)-1}\}$ 라고 정의할 경우 β_l $L(N_B)$ 보다 크거나 같을 때, β_l 이 β_0 보다 충분히 작도록 N_B 를 정하면 $k \in K_f$ 일 때의 $|\zeta(k)|^2$ 를 독립이고, 동일한 분포를 갖는 중립 카이-제곱 확률과정 (independent and identical distributed central chi-square random process)으로 근사화 할 수 있다.

또한 $\max_{k \in U_s} |\zeta(k)|^2 \cong \max_{k \in K_s} |\zeta(k)|^2$ 로 근사화할 수 있다. 그러면, 미세 심볼 타이밍 오차 확률은 식 (20)과 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned}
 P_{e, \text{timing}} &\cong \Pr \left\{ \max_{k \in U_s} |\zeta(k)|^2 < \max_{k \in K_f} |\zeta(k)|^2 \right\} \\
 &\cong E \left\{ \Pr \left\{ |\zeta(\tau)|^2 < \max_{k \in K_f} |\zeta(k)|^2 \right\} \right\} \\
 &= \arg \max_{0 \leq l < L(N_B)} |h_l| \\
 &= 1 - \sum_{n=1}^{L(N_B)} \sum_{v \in V_n} (-1)^{n+1} \frac{v^T w}{R\gamma + v^T w} \\
 &\quad \times B \left(N_w - N_B + 1, \frac{v^T w}{R\gamma + v^T w} \right)
 \end{aligned} \quad (20)$$

단, v 는 0 또는 1의 요소를 갖는 $L(N_B) \times 1$ 행의 벡터이고 $w = [\beta_0^{-1} \beta_1^{-1} \dots \beta_{L(N_B)-1}^{-1}]^T$ 이다. 또한 V_n 은 v 의 요소 가운데 1의 개수가 n 인 모든 v 의 집합이고, $B(M, v)$ 는 $B(M, v) = \int_0^1 (1-x)^{M-1} dx = \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \cdot \binom{M-1}{n+v} \frac{1}{n+v}$ 인 베타 함수이다. 식 (20)의 자세한 유도는 [13]에 있다.

IV. 셀 탐색 기법

1. 셀 탐색 알고리즘

각 지지국은 본 논문에서 제안한 셀 탐색 프리앰블을 이용하여 셀 번호에 의해 정해진 부반송파 부그룹에 고유한 유사 잡음 수열을 변조하여 전송한다. 따라서 셀 탐색 과정은 부반송파 부그룹 추정과 수열 추정의 두 단계로 이루어진다. 그림 5는 제안된 셀 탐색기의 구조도이다. n 번째 OFDM 수신 심볼의 k 번째 부반송파를 $Y_n(k)$ 라 하면 n 번째 셀 탐색 프리앰블의 부반송파 부그룹, p_n 의 추정 과정은 식 (21)과 같다.

$$\hat{p}_n = \arg \max_p \sum_{k \in S_p} |Y_n(k)|^2 \quad (21)$$

또한 수열, q_n 의 추정 과정은 식 (22)와 같다

$$\hat{q}_n = \begin{cases} \arg \max_q \text{Re} \{ \chi_{p_n, q} \}, & \chi_{p_n, q} > \chi_{th} \\ \text{Detection fails,} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (22)$$

$$\chi_{p, q} = \sum_{j=0}^{J-1} Y_n(s_{p, c}(j)) \hat{H}^*(s_{p, c}(j)) \phi_{p, q}^*(j)$$

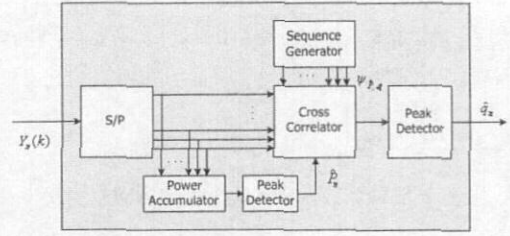


그림 5. 제안된 셀 탐색기 구조도

여기서 χ_{th} 는 셀 탐색을 위한 문턱값(threshold)이고 $\hat{H}(k)$ 는 $Y_n(k)$ 로부터 얻어진 k 번째 부반송파의 복소 채널 이득의 추정값이다. 식 (21)과 식 (22)를 통해 얻어진 \hat{p}_n 과 \hat{q}_n 을 이용하여 $\hat{m}_n = \sum_{i=0}^{N_c-1} Q_i + \hat{q}_n$, $\hat{m} = \sum_{n=0}^{N_c-1} \hat{m}_n M^{N_c-n-1}$ 과 같이 셀 번호를 획득할 수 있다.

2. 부그룹 추정 성능 분석

본 논문에서 제안한 셀 탐색 기법은 셀 탐색 프리앰블의 개수나 부반송파 부그룹들의 형식에 관계없이 모두 적용할 수 있지만 성능 분석을 위한 예를 만들기 위해 $\lambda_{N_b, d}$ 를 식 (23)과 같이 정의한다.

$$\lambda_{N_b, d} = \{ k | k \bmod N_{fs} = d, 0 \leq k < N_{FFT} - 1, 0 \leq d < N_{fs} \} \quad (23)$$

단, $N_{fs} = PD$ 이고 D 는 1보다 큰 자연수이다. 또한 $N_{fn} = N_{FFT}/N_{fs}$ 여기서 N_{fn} 은 정수이고 편의를 위해 가상 부반송파는 무시하였다. 그림 6은 이와 같은 방식으로 만들어진 셀 탐색 프리앰블의 예이고, 이

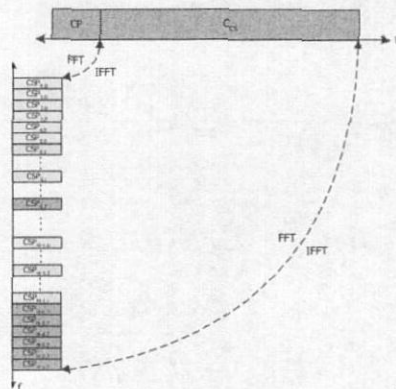


그림 6. 셀 탐색 프리앰블 구조 예

때 $N_c = 1$, $D = 6$ 이다. $s_i = \cup_{d=0}^{D-1} \lambda_{N_n, iD+d}$ $s_{i,p} = \lambda_{N_n, iD+(D/2)}$, $Q_i = Q$, $|\psi_{p,q}(j)| = 1$ 이라 정의 하면 식 (21)은 식 (24)와 같이 변형된다.

$$\begin{aligned} \hat{p}_n &= \arg \max_p \sum_{k \in s_p} |Y_n(k)|^2 \\ &= \arg \max_p \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{r=0}^{N_n-1} |Y_n(rN_n + pD + d)|^2 \end{aligned} \quad (24)$$

셀 번호를 m 이라 하고, n 번째 셀 탐색 프리앰블의 부반송과 부그룹을 p_n 이라고 할 때, 주파수 영역 수신 신호 $Y_n(k) = \sqrt{P_x P / N_{FFT}} H(k) C_n^m(k) + N(k)$ 이다. 여기서 $N(k)$ 는 평균이 0이고 분산이 $2\sigma_n^2$ 인 복소 정규 잡음이다. 따라서 셀 탐색을 위한 부반송과 부그룹 추정 오차 확률 $P_{e,part}(x)$ 는 식 (25)와 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} P_{e,part}(x) &= \Pr\{\hat{p}_n \neq p_n | x\} \\ &\leq \frac{P-1}{2^{2N_{FFT}/P-1}} \exp\left(-\frac{N_{FFT}\gamma x}{2}\right) \\ &\quad \times \sum_{r=0}^{N_{FFT}/P-1} C(N_{FFT}/P, r) \left(\frac{N_{FFT}\gamma x}{2}\right)^r \end{aligned} \quad (25)$$

단, $C(w, r) = \frac{1}{r!} \sum_{k=0}^{w-1} \binom{2w-1}{k}$ 이다. 식 (25)의 자세한 유도는 [13]에 있다.

3. 수열 추정 성능 분석

식 (22)의 $Re\{x_{p,q}\}$ 은 식 (26)과 같은 평균을 가지고, 식 (27)과 같은 분산을 가진다^[13].

$$\begin{aligned} E\{Re\{x_{p,q}\}\} &= m_{x_{p,q}} \\ &= \begin{cases} \frac{P_x P}{N_{FFT}} (D-1) N_{fn} x, & p = p_n \text{ and } q = q_n \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} Var\{Re\{x_{p,q}\}\} &= \sigma_{x_{p,q}}^2 \\ &= \begin{cases} \frac{P_x P \sigma_n^2 (D-1) N_{fn} x}{N_{FFT}}, & p \neq p_n \text{ or } q = q_n \\ \frac{2P_x^2 P^2 (D-1) N_{fn} x^2}{N_{FFT}^2} \\ + \frac{P_x P \sigma_n^2 (D-1) N_{fn} x}{N_{FFT}}, & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (27)$$

여기서 $\chi_{th} = \frac{\sqrt{\epsilon}(D-1)N_{fn}P_x P_x}{N_{FFT}}$ 이다. 실제로 문턱 값을 확인하는 과정은 부반송과 부그룹 추정과정에

서 전력비를 이용하여 수행 할 수도 있다. 프레임 동기가 어긋난 경우 셀 탐색 과정은 셀 탐색 프리앰블이 아닌 OFDM 심볼에서 수행된다. 만일 OFDM 심볼이 P_x 의 전력으로 송신되고, 그 주파수 영역 신호가 평균이 0이고 독립이고, 동일한 분포를 갖는 복소 확률 변수일 경우 $\chi_{p,q}$ 의 크기는 q 가 q_n 이 아닐 때의 $\chi_{p_n,q}$ 의 크기와 같다. 그러므로 프레임 동기기를 잘못 추정하였을 때의 FA 확률, $P_{fal}(x)$ 는 식 (28)과 같다.

$$\begin{aligned} P_{fal}(x) &= \Pr\left\{\max_q Re\{x_{p_n,q}\} > \chi_{th} | x\right\} \\ &= 1 - \left(\Pr\{Re\{x_{p_n,q}\} < \chi_{th} | x\}\right)^{\bar{Q}} \\ &= 1 - \left(1 - Q\left(\sqrt{\frac{2\epsilon\gamma P(D-1)N_{fn}x}{2\gamma x + 1}}\right)\right) \end{aligned} \quad (28)$$

이 경우 DF 확률은 $P_{df1}(x) = 1 - P_{fal}(x)$ 이다.

또한 프레임 동기에는 성공하였으나 부그룹 추정이 잘못 되었을 경우 즉 $\hat{p}_n \neq p_n$ 일 때의 FA 확률 $P_{fad}(x)$ 는 식 (29)와 같다.

$$\begin{aligned} P_{fad}(x) &= \Pr\left\{\max_q Re\{x_{p_n,q}\} > \chi_{th}, p \neq p_n | x\right\} \\ &= 1 - \left(\Pr\{Re\{x_{p_n,q}\} < \chi_{th}, p \neq p_n | x\}\right)^{\bar{Q}} \\ &= 1 - \left(1 - Q\left(\sqrt{\frac{2\epsilon\gamma P(D-1)N_{fn}x}{2\gamma x + 1}}\right)\right) \end{aligned} \quad (29)$$

이 경우 DF 확률은 $P_{df2}(x) = 1 - P_{fad}(x)$ 이다.

마지막으로 프레임 동기에 성공하고, 부그룹 추정에도 성공하였을 경우의 FA 확률 $P_{fab}(x)$ 는 식 (30)과 같다.

$$\begin{aligned} P_{fab}(x) &\cong (\bar{Q}-1) Q\left(\sqrt{\frac{2\epsilon\gamma P(D-1)N_{fn}x}{4\gamma P x + 1}}\right) \\ &\quad \times Q\left(\sqrt{2\gamma P(D-1)N_{fn}(1-\sqrt{\epsilon})^2 x}\right) \end{aligned} \quad (30)$$

이 경우 DF 확률은 식 (31)과 같다.

$$\begin{aligned} P_{df3}(x) &= \Pr\left\{\max_q Re\{x_{p_n,q}\} < \chi_{th} | x\right\} \\ &= \left(1 - Q\left(\sqrt{\frac{2\epsilon\gamma P(D-1)N_{fn}x}{4\gamma P x + 1}}\right)\right)^{\bar{Q}-1} \\ &\quad \times Q\left(\sqrt{2\gamma P(D-1)N_{fn}(1-\sqrt{\epsilon})^2 x}\right) \end{aligned} \quad (31)$$

이 때 셀 탐색 성공 확률은 $P_s(x) = 1 - P_{df3}(x) - P_{fab}(x)$ 이다.

4. 셀 탐색 성능 분석

$P_{fa,FDE}(x)$, $P_{df,FDE}(x)$, $P_{fa,FDC}(x)$, $P_{df,FDC}(x)$ 를 각각 프레임 동기 과정에서 FA가 발생하였을 때의 셀 탐색 FA 확률과 DF 확률, 프레임 동기가 성공하였을 때의 셀 탐색 FA 확률과 DF 확률로 정의 하고, $P_{s,FDC}(x)$ 를 셀 탐색 성공 확률로 정의 한다. $N_c=1$ 일 때의 셀 탐색 성능을 살펴보면 프레임 동기가 어긋난 경우, $P_{fa,FDE}(x)=P_{fal}(x)$, $P_{df,FDE}(x)=P_{df}(x)$ 로 간단히 정의 된다. 반면 프레임 동기가 성공한 경우에는 셀 탐색 성능은 $P_{fa,FDC}(x)=P_{e,part}(x)P_{fa2}(x)+(1-P_{e,part}(x))P_{fa3}(x)$, $P_{df,FDC}(x)=P_{e,part}(x)P_{df2}(x)+(1-P_{e,part}(x))P_{df3}(x)$, $P_{s,FDC}(x)=1-P_{fa,FDC}(x)-P_{df,FDC}(x)=(1-P_{e,part}(x))(1-P_{df2}(x)-P_{fa3}(x))$ 이다. N_c 가 1보다 클 경우에는 $P_{fa,FDE}(x)$ 와 $P_{df,FDE}(x)$ 는 모든 N_c 개의 셀 탐색 프리앰블에서 오차가 발생해야 하기 때문에 $P_{fa,FDE}(x)=P_{fal}^{N_c}(x)$, $P_{df,FDE}(x)=1-P_{fa,FDE}(x)=1-P_{fal}^{N_c}(x)$ 이다. 또한 프레임 동기가 성공한 경우 셀 탐색 성공 확률은 N_c 개의 셀 탐색 프리앰블에서 모두 추정 성공해야 하므로 $P_{s,FDC}(x)=((1-P_{e,part}(x))(1-P_{df2}(x)-P_{fa3}(x)))^{N_c}$, $P_{fa,FDC}(x)=(1-P_{e,part}(x)P_{df2}(x)-(1-P_{e,part}(x))P_{df3}(x))^{N_c}-((1-P_{e,part}(x))(1-P_{df2}(x)-P_{fa3}(x)))^{N_c}$, $P_{df,FDC}(x)=1-(1-P_{e,part}(x)P_{df2}(x)-(1-P_{e,part}(x))P_{df3}(x))^{N_c}$ 이다.

V. 모의 실험

본 절에서는 본 논문에서 제안된 프리앰블을 이용한 동기 성능 및 셀 탐색 기법의 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통하여 확인하고, 그 성능이 수학적 분석과 일치함을 보인다. 모의 실험은 표 1의 시스템 파라미터를 이용하였고, 성능 분석을 위해 다양한 파라미터를 사용한 실험 결과도 함께 제시한다. 모의 실험에서는 다중경로 페이딩 채널 환경에서 동기화 및 셀 탐색 성능을 분석하기 위하여 ITU-R SISO Channel Model을 사용하였다.

그림 7은 식 (6)의 $N_{init}=3$ 일 경우의 초기 주파수

수 오프셋의 추정 성능을 나타낸다. 초기 주파수 오프셋 추정 성능은 인가한 주파수 오프셋의 소수배 부분과 추정치와의 평균 자승 오차(mean square error)를 도시하였다. 본 논문에서는 셀 탐색 모의 실험을 제외한 모든 모의 실험에서 인접셀간 간섭은 백색잡음으로 근사화 되었으며, 주파수 오프셋 추정시 평균 자승 오차에는 도플러 주파수에 의한 오차가 포함된다.

표 1. 모의 실험을 위한 시스템 파라미터

Parameters	Value
반송파 주파수(f_c)	2 GHz
대역폭	20 MHz
FFT 크기(N_{FFT})	2048
데이터 구간(T_d)	102.4 us
보호 구간(T_g)	25.6 us
심볼 구간(T_{sym})	128 us

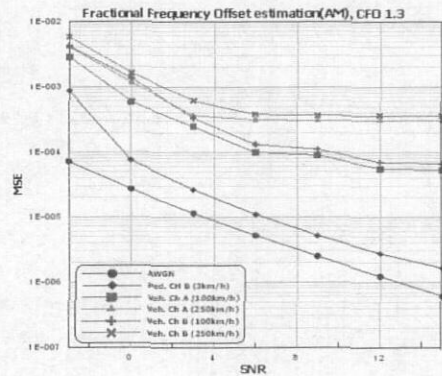


그림 7. 초기 주파수 오프셋 추정 성능

표 2는 프레임 동기의 성능을 나타낸다. 이동국이 프레임의 시작 위치를 검색하기 시작하는 시점은 한 프레임 구간 내에서 균일한 분포를 갖는다고 할 때 $N_f/2=(T_{frame}/T_s)/2$ 개의 OFDM 심볼 후에 동기화 프리앰블이 전송되는 상황에서 프레임 동기 성능을 분석한다.

표 2. 프레임 동기 성능

Channel(Velocity)	SINR	FA	DF
AWGN (0 km/h)	0 dB	$<2.0 \times 10^{-4}$	$<2.0 \times 10^{-4}$
	5 dB	$<2.0 \times 10^{-4}$	$<2.0 \times 10^{-4}$
Pedestrian Ch B (3 km/h)	0 dB	1.28×10^{-2}	$<2.0 \times 10^{-4}$
	5 dB	2.0×10^{-3}	$<2.0 \times 10^{-4}$
Vehicular Ch A (100 km/h)	0 dB	6.68×10^{-2}	4.0×10^{-4}
	5 dB	7.4×10^{-3}	$<2.0 \times 10^{-4}$
Vehicular Ch B (100 km/h)	0 dB	1.34×10^{-1}	6.0×10^{-4}
	5 dB	1.3×10^{-2}	2.0×10^{-3}
Vehicular Ch B (250 km/h)	0 dB	1.61×10^{-1}	0.6×10^{-3}
	5 dB	2.76×10^{-2}	4.0×10^{-4}

프레임 동기 모의 실험은 1.3의 주파수 오프셋을 고려하였고, $N_f/2=100$ 인 상황에서 초기 타이밍 및 주파수 오프셋의 추정과 보상이 이루어진 후 수행되었으며, 각 상황별 5000개 프레임을 통하여 평균적인 성능을 분석하였다. 표 2에서 $<2.0 \times 10^{-4}$ 는 2.0×10^{-4} 미만의 확률을 나타낸다. 표 2에서 보는 바와 같이 프레임 동기 성능은 이동속도가 낮은 채널일수록 더 좋은 성능을 나타내며 가장 성능이 열악한 250km/h의 이동속도를 가지는 Vehicular Channel B의 경우 SINR 5dB에서 2.76×10^{-2} 의 FA 확률과 4.0×10^{-4} 의 DF 확률을 보여준다.

그림 8은 다양한 파라미터를 이용하여 식 (17) 혹은 식 (18)에서 유도한 오차 확률을 컴퓨터 모의 실험을 통하여 확인한 결과이다. 모의 실험은 AWGN 상황에서 $N_{FFT}=1024(2048)$, $N_{CP}=226(452)$, $\tau_{init}=50(100)$ 혹은 $150(300)$ 의 파라미터를 이용하였다. 그림 8의 'Ana'는 수학적 유도 결과이고, 'Sim'은 컴퓨터 모의 실험의 결과이다.

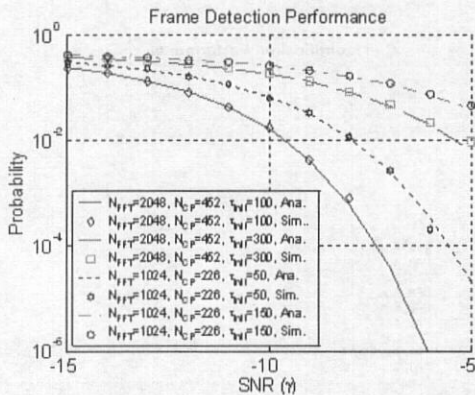


그림 8. 프레임 동기 성능 분석

그림 8에서 확인 할 수 있듯이 식 (17)과 식

(18)의 FA 확률과 DF 확률은 모의 실험 결과와 거의 일치한다. 또한 N_{CP} 를 증가 시킬수록 프레임 동기 성공 확률이 높아지고, τ_{init} 이 N_{CP} 에 근접할 정도가 되면 프레임 동기 성공 확률이 급격히 열악되는 것을 볼 수 있다.

그림 9는 미세 심볼 타이밍 추정 성능을 타이밍 오차에 따른 CDF로 나타낸 것이다. 미세 심볼 타이밍 추정 모의 실험은 -2.0~2.0의 반송파 주파수 오프셋을 고려하였고, 5000개 프레임을 통하여 평균적인 성능을 분석하였다. 그림 9에서 보는 바와 같이 타이밍 동기의 추정 오차는 채널의 최대 시간 지연에 민감하며, SINR 5dB에서 3km/h의 이동속도를 가지는 Pedestrian Channel B의 경우 30 샘플이내의 오차가 발생할 확률이 0.98이상이며 최대 57샘플의 오차가 발생하고, 100km/h의 이동속도를 가지는 Vehicular Channel A의 경우 27샘플이내의 오차가 발생할 확률이 0.99 이상이며 최대 50샘플의 오차가 발생한다. 그림 10은 각 채널 상황에서 식 (20)에서 유도한 오차 확률컴퓨터 모의 실험을 통하여 확인한 결과이다.

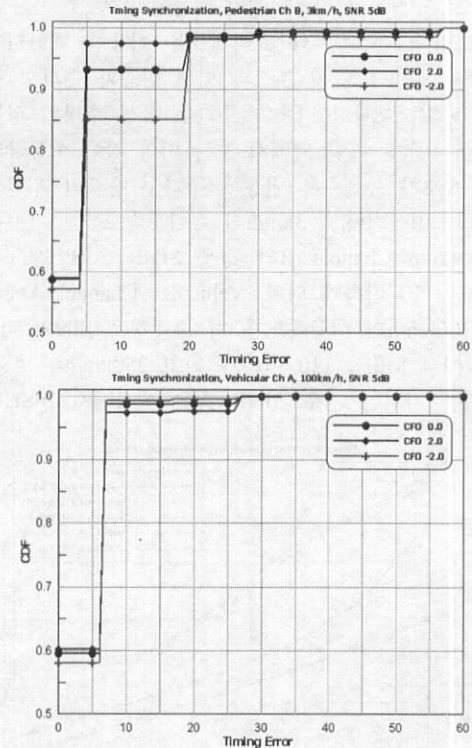


그림 9. 미세 심볼 타이밍 추정 성능(CDF)

모의 실험은 Pedestrian Channel A, 와 Pedestrian Channel B, Vehicular Channel A를 사용하였고,

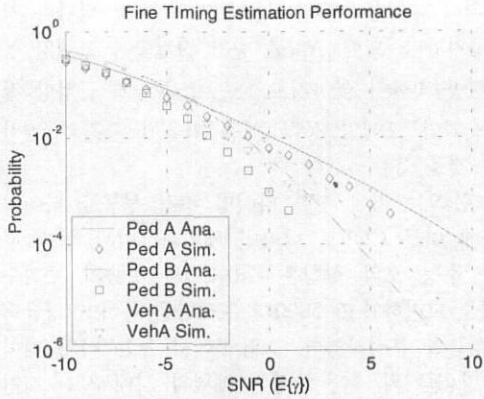


그림 10 미세 심볼 타이밍 추정 성능 분석

$N_{FFT} = 2048$, $R = 128$, $N_B = 60$, $N_w = 300$ 의 파라미터를 이용하였다. 그림 10의 'Ana'는 수학적 유도 결과이고, 'Sim'은 컴퓨터 모의 실험의 결과이다. 그림 10에서 식 (20)에 의한 오차 확률이 모의 실험을 통한 오차 확률 보다 조금 높은 것을 볼 수 있는데 이것은 식 (20)의 유도 과정에서 최대 수신 샘플의 값이 최대 수신 전력을 갖는 경로의 샘플 값으로 근사화가 적용되었기 때문이다^[12].

그림 11은 동기화 프리앰블을 이용한 대략적인 반송파 주파수 오프셋 추정과 미세 반송파 주파수 오프셋 추정을 포함한 반송파 주파수 오프셋 추정의 성능을 나타낸다. 그림 11에서 보는 바와 같이 이동국의 이동속도가 높을수록 반송파 주파수 오프셋의 추정 성능은 떨어지며, 3km/h의 이동속도를 가지는 Pedestrian Channel B의 경우 SINR 3dB 이상에서 MSE는 10^{-4} 이하가 되며, Vehicular Channel A에서는 100km/h의 이동속도를 가지는 경우 SINR 8dB 이상에서 MSE는 10^{-4} 이하가 되고 250km/h의 이동속도를 가지는 경우 SINR 9dB 이상에서 MSE는

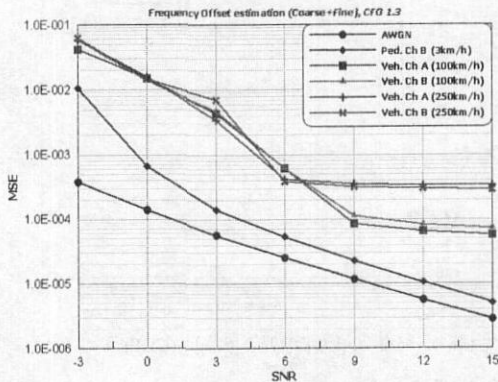


그림 11. 반송파 주파수 오프셋 추정 성능

5×10^{-4} 이하가 된다.

그림 12는 셀 탐색 성능 분석을 위한 모의 실험 시나리오를 보여준다. 셀은 최대 8개까지 고려하며 각 셀의 반경은 10km이다. 이동국은 Cell 0와 Cell 1의 기지국 간을 잇는 직선 위에 있다고 가정하고 성능 분석을 수행한다. 이 때 기지국과 이동국 간의 거리로 인한 전파 지연은 $3.3\mu s/km$ 이며 셀 환경에서 기지국과 이동국 간의 거리로 인한 경로 손실은 COST-231에서 제안된 Hata Model을 사용하였다.

모의 실험에서 SNR은 5dB로 고정되며 Cell 0의 기지국과 이동국의 거리는 7km에서 12km까지 0.5km간격으로 고려하여 거리에 따라 SINR은 변하게 된다. 그림 13은 각 채널 환경에 따른 셀 탐색 성능을 나타낸다. 그림 13에서 거리는 Cell 0의 기지국과 이동국의 거리를 나타내며, 2개의 셀을 고려하여 1개의 인접셀이 존재할 경우 7~12km의 거리에 따라 SINR은 2.89~5.96dB가 되며 8개의 셀을 고려할 경우 SINR은 1.53~7.20dB가 된다. 모의 실험은 $N_c = 1$, $P = \bar{Q} = 8$, $D = 6$ 의 상황에서 수행

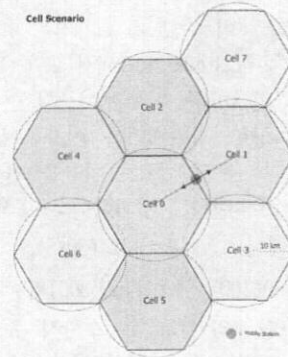


그림 12. 셀 탐색 성능 분석을 위한 모의 실험 시나리오

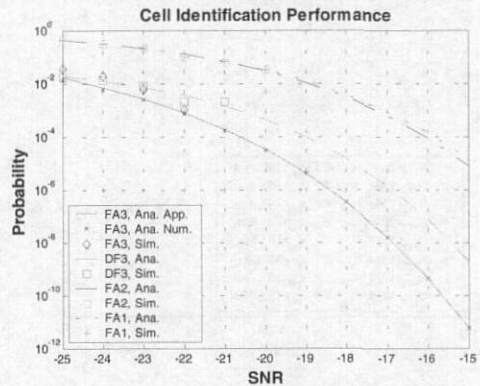


그림 14. 셀 탐색 성능 분석

되었고 AWGN 상황에서는 8개의 인접 셀을, 그 밖의 채널 상황에서는 2개의 인접 셀을 고려하였다.

그림 13의 'Pass Prob.'는 이동국과 인접한 두개의 셀 중 임의의 하나의 셀 번호를 획득할 확률이고, 'Pass Prob. of cell n '은 인접한 두개의 셀 중 특정한 하나의 셀 번호를 획득할 확률이다. 셀 탐색을 수행할 경우 셀 경계에서는 인접 셀의 기지국과 이동국과의 거리가 같으므로 인접한 셀 중 어떠한 셀의 셀 번호를 찾더라도 무방하므로 셀 탐색 성능은 매우 강건한 특성을 지님을 알 수 있다.

그림 14는 단일 식 (28), 식 (29), 식 (30), 식 (31)의 셀 탐색 확률과 모의 실험 결과를 비교한 결과이다.

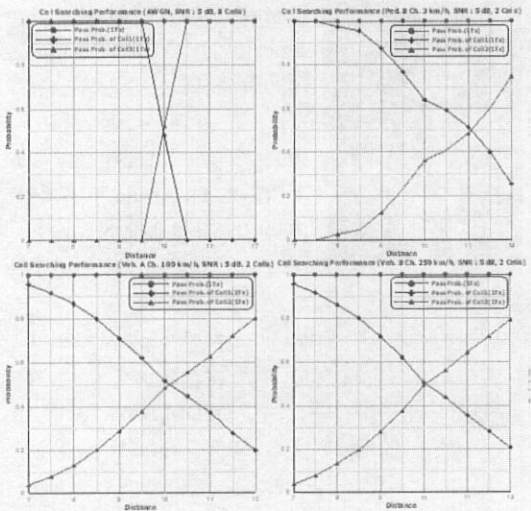


그림 13. 거리에 따른 셀 탐색 성능

그림 14를 보면 식에서 유도된 셀 탐색 확률은 모의 실험 결과와 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 OFDM 기반의 셀룰러 시스템을 위한 동기화 프리앰블 및 셀 탐색 프리앰블을 제안하고, 제안된 프리앰블을 이용한 동기화 및 셀 탐색 기법을 설명하였으며, 그 성능을 분석하였다. 또한 컴퓨터 모의 실험을 통하여 성능 분석 결과를 확인하였다. 본 논문에서 제안된 동기화 프리앰블은 반복되는 구조를 가지는 S심볼, S심볼과 180° 위상 차이를 가지는 IS'심볼로 구성되어 OFDM 기반의 셀룰러 시스템의 프레임 동기, 시간 및 주파수 초기 동기에 적합하며, 셀에 따라 주파수 영역에서 고유

한 패턴을 갖는 셀 탐색 프리앰블은 효율적이며 강건한 셀 탐색을 가능하게 한다.

참고 문헌

- [1] IEEE 802.11a, High Speed Physical Layer in the 5GHz Band, 1999.
- [2] ETSI BRAN TS 101 475, Broadband Radio Access Networks(BRAN) HIPERLAN Type 2; Physical(PHY) Layer, Apr. 2000.
- [3] IEEE 802.16ab-01/01r1, "An Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems between 2 and 11 GHz," July 2001.
- [4] ETSI EN 300 401, "Radio broadcasting systems; digital audio broadcasting(DAB) to mobile, portable and fixed receivers," Sep. 2000.
- [5] ETSI EN 300 799, "Digital video broadcasting (DVB); framing, structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, June 1999.
- [6] J. Heiskala and J. Terry, "OFDM Wireless LAN: A Theoretical and Practical Guide," pp. 124, SAMS, 2001.
- [7] 3GPP2 C.S0002-A, "Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems", Feb. 2002.
- [8] 3GPP TS 25. 125, Physical layer procedure (FDD), Mar. 2000.
- [9] 3GPP TS 25. 858, "High Speed Downlink Packet Access: Physical Layer Aspects", Mar. 2002.
- [10] 3GPP2 C.S0024, "cdma2000 High Rate Packet Data Air Interface Specification" May 2001.
- [11] R.V. Nee and R. Prasad, "OFDM Wireless multimedia communications," Artech House, 2000.
- [12] A. Annamalai and V.K. Bhargava, "Performance of selection diversity for DS/CDMA communications over Rayleigh fading channels", Electron Letters, vol. 32, no. 21, pp. 1966-1968, Oct. 1996.
- [13] K.S. Kim, S.W. Kim, Y.S. Cho, and J.Y.

Ahn, "Synchronization and cell search technique using preamble for OFDM cellular systems," *IEEE Trans. Commun.*, 2003 (submitted for publication).

1992년 9월~2003년 3월 : 한국전자통신연구원
이동통신연구소 무선전송방식연구팀장
책임연구원

2003년 4월~현재 : 인하대학교 정보통신대학원
부교수

김 광 순(Kwang-Soon Kim)



1994년 2월 : 한국과학기술원
전기및 전자공학과 졸업

1996년 2월 : 한국과학기술원
전기및 전자공학과 석사

1999년 2월 : 한국과학기술원
전기및 전자공학과 박사

2000년 3월 : Dept. ECE, UC
San Diego, Postdoc 연구원

2000년 4월~현재 : 한국전자통신연구원 이동통신
연구소 선임연구원

<주관심분야> 이동통신, 통신 신호처리, 변복조방
식, 채널부호

<주관심분야> 4세대 이동통신 무선전송방식, 다중
안테나 시스템, UWB 시스템, VLSI
신호처리

조 용 수(Yong-Soo Cho)



1984년 2월 : 중앙대학교 전자
공학과 졸업

1989년 2월 : 연세대학교 전자
공학과 석사

1991년 : The University of
Texas at Austin 공학박사

1984년 : 금성전기(주) 연구원
2001년 : 한국전자통신연구원

초빙연구원

1992년~현재 : 중앙대학교 전자전기공학부 교수

<주관심분야> 디지털 통신, OFDM/DMT 모뎀 설
계, 무선 LAN/셀룰러 모뎀

김 성 웅(Sung-Woong Kim)



2002년 2월 : 중앙대학교 전자
전기공학부 졸업

2002년 3월~현재 : 중앙대학교
전자전기공학부 석사과정

<주관심분야> 디지털 신호처리, OFDM 모뎀 설계

장 경 희(Kyung-Hi Chang)



1985년 2월 : 연세대학교 전자
공학과 졸업

1987년 2월 : 연세대학교 전자
공학과 석사

1992년 : Ph.D. Texas A&M
Univ. EE

1989년 10월~1990년 3월 :
삼성종합기술원 주임 연구원