

OFDM 기반의 셀룰러 시스템에서 하향링크 셀 간 반송파 주파수 오프셋 추정 및 셀 탐색 기법

정회원 박 경 원*, 종신회원 조 용 수**

A Method of Intercell Carrier Frequency-offset Estimation and Cell-searching for Downlink in OFDM-Based Cellular Systems

Kyung-won Park* *Regular Members*, Yong-soo Cho** *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반 셀룰러 시스템의 하향링크에서 사용자 단말기, 특히 셀 경계에 위치한 사용자를 위한 셀 간 반송파 주파수 오프셋 추정기법을 제안한다. 인접 기지국에서 수신되는 신호로부터 셀 간 반송파 주파수 오프셋을 추정기법의 유도한 후, 추정된 반송파 주파수 오프셋을 이용하는 셀 탐색 기법을 제안한다. 제안된 셀 간 반송파 주파수 오프셋 추정 및 셀 탐색 기법은 개별적으로 셀 간 반송파 주파수 오프셋을 추정할 수 있으며 높은 검출 확률로 타겟 기지국을 확인할 수 있음을 모의실험을 통하여 확인한다.

Key Words : OFDM, Intercell carrier frequency-offset, cell-searching, ICI, Cellular system

ABSTRACT

In this paper, an estimation method of intercell carrier frequency-offset(CFO) in orthogonal frequency division multiplexing(OFDM)-based cellular systems is proposed for a user's equipment(UE), especially at the cell boundary, in downlink channels. Also, after deriving an estimation method of intercell CFO from the signals received by adjacent base stations(BSs), we propose a cell-searching method using the estimated CFOs. It is shown by computer simulation that the proposed methods can uniquely estimate the intercell CFOs and identify the target BS with a high detection probability.

I. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 고속의 데이터 전송을 하고자 할 경우 다중 경로에 의해 발생하는 심각한 주파수 선택적 페이딩 채널에 쉽게 대처할 수 있는 장점이 있어, DAB(Digital Audio Broadcasting), DVB(Digital Video Broadcasting), xDSL(Digital Subscriber Line), WLAN(Wireless Local Area Network), BWA

(Broad-band Wireless Access) 등 다양한 분야에 전송 방식으로 채택되었으며, 최근에는 4세대 이동 통신의 핵심 무선 전송기술로 활발히 연구되고 있다^{[1][2]}. 또한, 국내에서는 OFDM 전송방식이 휴대인터넷 시스템의 물리계층 무선 전송기술로 채택되었다^[3]. 주파수 재사용률이 1인 OFDM 기반의 셀룰러 시스템(cellular system)에서 셀 경계에 위치한 이동국은 열악한 환경 하에서도 타겟 기지국의 신호를 안정적으로 수신해야 하며, 또한 핸드오버(handover)

* 전자부품연구원 DxB·통신융합연구센터 (kwpark@keti.re.kr)

** 중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신 연구실 (yscho@cau.ac.kr)
논문번호 : KICS2005-07-266, 접수일자 : 2005년 7월 4일

등의 과정에서 접속 성공률을 높이기 위해서는 인접 셀의 반송파 주파수 오프셋을 추정할 필요가 있다. OFDM 기반의 셀룰러 시스템에서 기지국의 발진기 주파수의 오차나 이동국의 이동에 의한 도플러 천이(Doppler shift) 등의 영향으로 이동국과 다수의 기지국 사이에 반송파 주파수 오프셋이 발생된다. 이동국의 초기 진입이나 핸드오버(handover)를 위한 인접 기지국의 탐색과정에서 일반적인 기존의 방식대로 타겟 기지국의 반송파 주파수 오프셋을 기준으로 이를 보상하면 인접 기지국 신호는 보상되지 않기 때문에 인접 부반송파 간 간섭의 영향으로 셀 탐색의 성능이 열화되는 문제점이 있다. 응용분야는 다르지만 이와 유사한 OFDMA(OFDM/FDMA) 시스템의 상향링크 환경에서 다수 사용자의 반송파 주파수 오프셋을 추정하는 방식이 제안되었다⁴⁾⁵⁾. 기존에 제안된 방식은 기본적으로 상향링크 다수 사용자를 위한 반송파 주파수 오프셋 추정 방식으로 특히, 정규화된 반송파 주파수 오프셋이 0.5이하인 경우만 추정이 가능한 단점이 있다. 본 논문에서는 OFDM 기반 셀룰러 시스템의 하향링크 채널에서 사용자 단말기, 특히 셀 경계에 위치한 사용자를 위한 셀 간 반송파 주파수 오프셋 추정기법을 제안한다. 또한, 인접 기지국에서 수신되는 다수의 신호로부터 셀 간 반송파 주파수 오프셋을 추정기법의 유도한 후, 추정된 반송파 주파수 오프셋을 이용하는 셀 탐색 기법을 제안한다. 제안된 방식은 반송파 주파수 오프셋이 0.5이상인 경우에도 추정이 가능하며, 단일 안테나 시스템에서 가상 스마트 안테나 기법을 통하여 간섭 신호를 제거함으로써 타겟 기지국뿐만 아니라 인접 기지국 또한 높은 검출 확률에서 탐색할 수 있다. 하향링크에서 추정된 반송파 주파수 오프셋을 초기 진입이나 핸드오버 시 접속을 시도하는 기지국과의 반송파 주파수 오프셋을 미리 보상하여 전송함으로써 상향링크 반송파 주파수 오프셋의 영향을 줄일 수 있다.

본 논문의 II장에서 OFDM 기반의 셀룰러 시스템에서 인접 기지국간의 반송파 주파수 오프셋을 이동국에서 추정하는 기법을 제안하며, 이 결과를 이용하여 셀을 탐색하는 셀 탐색 기법을 III장에서 제안한다. 또한 IV장에서는 제안된 방식의 성능을 모의실험을 통하여 분석하며, V장에서는 결론을 맺는다.

II. 하향링크 셀 간 반송파 주파수 오프셋 추정 기법

본 절에서는 각 기지국과 이동국 사이에 발생되

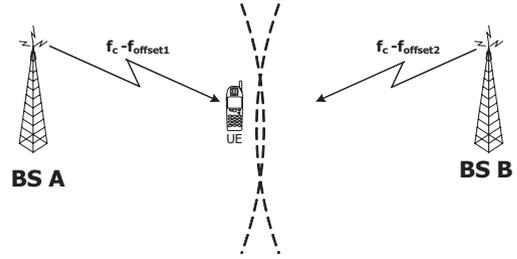


그림 1. 두 인접 셀 경계에서 하향링크 셀 간 반송파 주파수 오프셋($N_c = 2$)

는 셀 간 반송파 주파수 오프셋의 추정기법을 제안한다. 그림 1에서 보는 바와 같이 N_c 개의 인접 셀을 고려할 때, 서로 다른 반송파 주파수 오프셋으로 수신되는 시간 영역 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$z(n) = \sum_{i=0}^{N_c-1} y_i(n) e^{j2\pi\epsilon_i n/N} + v(n) \quad (1)$$

여기서 $y_0(n)$ 과 $i \neq 0$ 인 $y_i(n)$ 는 각각 반송파 주파수 오프셋이 발생되지 않은 경우에 자신의 셀 신호와 인접 셀 신호를 나타내며, $v(n)$ 는 분산이 σ_n^2 인 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN : Additive White Gaussian Noise)을 의미한다. 또한, ϵ_0 와 $i \neq 0$ 에 대한 ϵ_i 는 각각 부반송파 간 간격 Δf 로 정규화된 타겟 기지국과의 반송파 주파수 오프셋과 인접 기지국과의 반송파 주파수 오프셋을 나타낸다. 제안된 기법은 초기 위상의 영향을 받지 않기 때문에 위 식에서 이를 무시하였다.

그림 2(a)에서 보는 바와 같이 하향링크 프리앰블(downlink preamble)이 주파수 영역 $M = N/D$ 개의 파일럿 심볼을 D 만큼 간격으로 배치된 부반송파에 할당되는 경우에 i 번째 기지국을 위한 프리앰블의 부반송파 인덱스는 다음과 같이 주어진다.

$$k = D \cdot m + d_i, \quad m = 0, 1, \dots, M-1; \quad 0 \leq d_i < D \quad (2)$$

여기서 d_i 는 i 번째 기지국의 하향링크 프리앰블에 대한 0번째 부반송파로부터의 환형이동(circular shift)된 부반송파의 수를 나타낸다. 또한, D 는 2의 거듭제곱으로 주어진다. 이와 같은 방식으로 생성된 프리앰블은 시간 영역에서 D 회 반복되며, 여기에 d_i 에 의한 위상회전이 추가된다. 특히, $D = 4$ 이고 $d_i = 0$ 인 경우에 프리앰블은 그림 2(b)와 같이 시간 영역에서 동일한 신호가 D 회 반복된다. 반송파 주

파수 오프셋이 발생하면 시간 영역에서 반복되는 신호의 위상 증가량으로부터 반송파 주파수 오프셋을 추정할 수 있다. 하지만 $d_i \neq 0$ 인 경우에는 반송파 주파수 오프셋에 의한 위상회전과 d_i 에 의한 위상회전이 결합되어 발생되기 때문에 이를 고려하여야 한다. 모든 기지국이 주파수 영역에서 M 부반송파에 동일한 신호를 전송할 필요는 없다. 만일 M 부반송파에 직교코드 등으로 기지국간에 독립적인 정보가 전송된다면 기지국을 구분하는 정보로 이용될 수 있다.

그림 2(a)와 같은 방식으로 생성된 각 기지국의 프리엠블 수신신호를 하나의 벡터로 표현하면 위의 식 (2)의 시간 영역 프리엠블 신호는 다음과 같이 벡터 형태로 수정된다.

$$\mathbf{z}(m) = \mathbf{E}\mathbf{y}(m) + \mathbf{n}(m), \quad m \in \{0, 1, \dots, M-1\} \quad (3)$$

여기서 M 은 $M = N/D$ 이고 수신신호 벡터 $\mathbf{z}(m)$, 반송파 주파수 오프셋에 의한 위상회전 행렬 \mathbf{E} , 반송파 주파수 오프셋이 없는 경우의 수신신호 벡터 $\mathbf{y}(m)$ 은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(m) &= [z(m), z(m+M), \dots, z((D-1)M+m)]^T \\ \mathbf{E} &= [\mathbf{e}(\gamma_0), \mathbf{e}(\gamma_1), \dots, \mathbf{e}(\gamma_{N-1})] \\ \mathbf{y}(m) &= [y_0(m)e^{j2\pi\gamma_0 m/N}, y_1(m)e^{j2\pi\gamma_1 m/N}, \\ &\quad \dots, y_{N-1}(m)e^{j2\pi\gamma_{N-1} m/N}]^T \end{aligned}$$

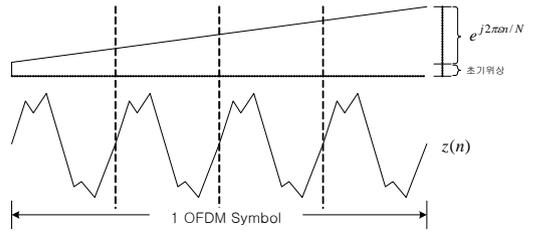
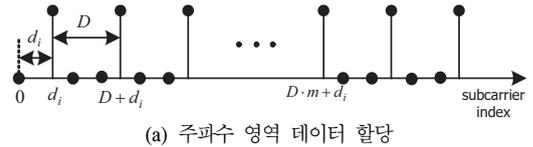
여기서 γ_i 는 반송파 주파수 오프셋과 주파수 영역의 환형이동이 결합된 $\gamma_i = \epsilon_i + d_i$ 로 정의된다. 위의 식에서 $\mathbf{e}(\gamma_i)$ 는 $\gamma_i M$ 에 의하여 발생하는 D 회 반복되는 $y_i(m)$ 신호의 위상회전 벡터를 의미하며 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{e}(\gamma_i) = [1, e^{j2\pi\gamma_i M/N}, \dots, e^{j2\pi\gamma_i (D-1)M/N}]^T \quad (4)$$

수신신호 벡터 $\mathbf{z}(m)$ 에 대한 자기 상관행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{z}(m)\mathbf{z}^H(m)] \\ &= \mathbf{E}\mathbf{R}_y\mathbf{E}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_D \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 \mathbf{R}_y 은 반송파 주파수 오프셋이 발생하지 않은 경우의 수신신호인 $\mathbf{y}(m)$ 의 자기 상관행렬을 나타낸다.



(b) 시간 영역 반복 신호 ($D = 4, d_i = 0$)

그림 2. 하향링크 프리엠블 구조

수신신호의 상관행렬 \mathbf{R} 은 신호 부공간(signal subspace)과 잡음 부공간(noise subspace)으로 구성되며 이들 두 부공간은 서로 직교한다. 이러한 두 부공간 사이의 직교성을 이용하는 기존의 MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) 기법과 같이 잡음 부공간에 직교하는 반송파 주파수 오프셋에 의한 위상회전 벡터 $\mathbf{e}(\gamma_i)$ 를 찾음으로써 인접 셀의 반송파 주파수 오프셋 γ_i 를 추정할 수 있다. 반송파 주파수 오프셋을 추정하기 위하여 먼저, 가산성 백색 잡음의 분산 σ_n^2 에 가까운 상관행렬 \mathbf{R} 의 고유치(eigenvalue)에 대응되는 잡음 고유 벡터(eigenvector)를 다음과 같이 행렬로 구성한다.

$$\mathbf{V} = [\mathbf{q}_{N_i}, \mathbf{q}_{N_i+1}, \dots, \mathbf{q}_{G-1}] \quad (6)$$

여기서 \mathbf{q}_i 는 자기상관 행렬 \mathbf{R} 의 i 번째 고유치에 대응하는 고유벡터를 의미한다. 위상회전 벡터 $\mathbf{e}(\gamma_i)$ 와 잡음 부공간 벡터로 구성된 행렬 \mathbf{V} 은 직교하기 때문에 신호가 존재하는 반송파 주파수 오프셋에서는 $\mathbf{e}^H(\gamma_i)\mathbf{V} = 0$ 의 조건을 만족한다. 일반적으로 행렬 \mathbf{V} 은 추정된 상관행렬로부터 계산되기 때문에 최소치를 탐색하는 것보다 다음과 같이 MUSIC 스펙트럼을 구성하여 피크치를 탐색하는 것이 보다 효율적이다^{[6],[8]}.

$$P(\epsilon) = \frac{\mathbf{e}^H(\epsilon)\mathbf{e}(\epsilon)}{\mathbf{e}^H(\epsilon)\mathbf{V}\mathbf{V}^H\mathbf{e}(\epsilon)} \quad (7)$$

위의 식 (7)의 MUSIC 스펙트럼 $P(\epsilon)$ 은 수신신호의 반송파 주파수 오프셋과 일치하는 주파수 즉, $\epsilon = \gamma_i$ 에서 피크치를 가지기 때문에 OFDM 기반의

셀룰러 환경에서 각 기지국으로부터 수신되는 신호들의 반송파 주파수 오프셋을 추정할 수 있다. 그러나 수신신호 벡터 $\mathbf{z}(m)$ 내에서 2π 이상의 위상변화가 발생할 경우에 반송파 주파수 오프셋의 추정이 불가능하기 때문에 제안된 반송파 주파수 오프셋 추정기의 최대 추정범위는 $|\gamma_i| < D/2$ 로 제한된다. 식(7)의 추정방식을 사용하기 위해서는 간섭신호의 수 N_c 를 미리 알고 있어야 하는데, 이는 자기 상관 행렬 \mathbf{R} 로부터 AIC(Akaike Information Criterion)나 MDL(Minimum Descriptive Length) 알고리즘을 통하여 추정될 수 있다⁷⁾.

각 기지국의 반송파 주파수 오프셋의 추정범위는 프리앰블 구성방법에 따라 가변된다. 먼저, $d_0 \neq d_i \neq \dots \neq d_{N_c-1}$ 로 모든 기지국의 프리앰블의 부반송파들이 서로 중첩되지 않고 반송파 주파수 오프셋의 절대값 $|\epsilon_i|$ 이 0.5보다 작다면, 각 수신신호의 반송파 주파수 오프셋은 $d_i - 0.5 \leq \epsilon_i + d_i \leq d_i + 0.5$ 범위에서 개별적으로 추정될 수 있다. 그러나 주파수 영역에서 환형이동(circular shift)은 시간 영역에서 위상회전 항으로 나타나 정수배 반송파 주파수 오프셋에 의한 위상회전과 동일한 영향을 준다. 이러한 이유로 정규화된 반송파 주파수 오프셋이 $0.5 \leq |\epsilon_i| < D/2$ 이면 식 (7)으로부터 추정된 반송파 주파수 오프셋이 d_i 에 의한 영향인지 정수배 반송파 주파수 오프셋에 의한 영향인지 판단할 수 없는 문제점이 발생된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서는 동일한 각 기지국의 반송파 주파수 오프셋을 구별할 수 있는 셀 탐색기법이 요구된다. 반면에, 각 기지국의 프리앰블을 구성하는 부반송파의 셀 간 중첩을 허용할 경우에 반송파 주파수 오프셋의 추정범위는 $|\gamma_i| < D/2$ 로 주어지며, d_i 가 클수록 실제 반송파 주파수 오프셋의 추정범위는 줄어든다. 이러한 경우에도 역시 추정된 반송파 주파수 오프셋이 어느 기지국의 오프셋인지를 탐색해야 한다. 이를 위한 셀 탐색 기법은 다음 III절에서 다룬다.

본 논문에서 제안된 셀 간 심볼 타이밍 오프셋 추정 기법은 MUSIC 방식을 기반으로 유도되었지만 이외에도 ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Technique) 등 기존 스마트 안테나의 DoA(Direction-of-Arrival) 추정 기법을 식 (3)을 이용하여 심볼 타이밍 오프셋의 추정 기법으로 쉽게 전환할 수 있다.

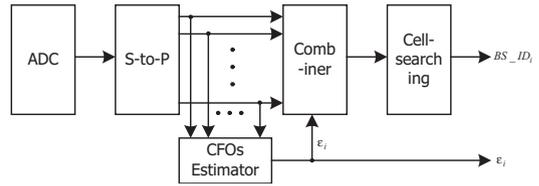


그림 3. 제안된 반송파 주파수 오프셋 및 셀 탐색 기법의 블록도

III. 셀 탐색 기법

만일 $d_0 \neq d_i \neq \dots \neq d_{N_c-1}$ 이고 반송파 주파수 오프셋의 절대값 $|\epsilon_i|$ 이 0.5보다 작다면, 각 기지국은 오프셋 d_i 를 찾음으로써 각 기지국의 반송파 주파수 오프셋을 쉽게 구별될 수 있다. 하지만 반송파 주파수 오프셋이 $0.5 \leq |\epsilon_i| < D/2$ 인 경우에는 주파수 영역의 환형이동에 의한 d_i 의 불명확성 때문에 셀 탐색 및 반송파 주파수 오프셋 추정이 실패하는 단점이 있다. 본 절에서는 II절에서 추정된 정규화된 반송파 주파수 오프셋을 이용한 셀 탐색 기법을 제안한다. 그림 3과 같은 제안된 셀 탐색 기법은 반송파 주파수 오프셋 영역에서 가상의 빔을 조정함으로써 인접 셀의 간섭신호를 제거하고 원하는 셀의 신호를 수신하여 셀 탐색 및 반송파 주파수 오프셋을 동시에 추정할 수 있다. 제안된 방식에서 결합기(combiner)의 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{y}_i(m) = \mathbf{w}_i^H(m) \mathbf{z}(m) \quad (8)$$

여기서 가중치 벡터 $\mathbf{w}_i(m)$ 은 추정된 반송파 주파수 오프셋이 동일하지 않다면 null-steering 기법이나 MVDR 기법을 통하여 구할 수 있다. MVDR 기법의 경우에 가중치 벡터는 다음과 같이 주어진다⁷⁾⁽⁸⁾.

$$\mathbf{w}_i(m) = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(\gamma_i)}{\mathbf{e}^H(\gamma_i) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(\gamma_i)} e^{j2\pi\gamma_i M m / N} \quad (9)$$

식 (2)에 의하여 할당된 부반송파에 각 기지국에 독립적으로 PN(Pseudo-random Noise) 혹은 Hadamard 시퀀스를 전송함을 가정하면 각 기지국은 M 크기의 DFT(Discrete Fourier Transform)나 FFT(Fast Fourier Transform)를 이용하여 주파수 영역에서 상호상관의 피크치를 찾음으로써 탐색될 수 있다. 이때, d_i 도 동시에 검출할 수 있기 위해서는 서로 다른 d_i 에 다른 시퀀스 그룹이 할당되어야 한

한다. 이러한 경우에 그림 3의 결합기(combiner) 출력은 주파수 영역에서 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{Y}_i(k) = \frac{D}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \hat{y}_i(m) e^{-j2\pi mk/N}, \quad (10)$$

$k=0, 1, \dots, M-1$

제안된 셀 탐색 기법은 반송파 주파수 오프셋이 다른 경우에 간섭신호를 제거하고 셀을 탐색할 수 있어 셀 탐색 성능을 개선할 수 있다. 제안된 셀 탐색 기법의 성능은 수신 신호의 전력, 반송파 주파수 오프셋의 정도 및 추정 성능에 의존한다.

IV. 모의실험

본 절에서는 보호구간은 $N_{CP}=16$ 이며 총 부반송파 수가 $N=64$ 인 OFDM 기반의 셀룰러 시스템에서 제안된 셀 간 셀간 주파수 오프셋 추정 및 셀 탐색 성능을 평가한다.

그림 4는 두 인접 기지국의 프리앰블이 $D=4$ 로 구성되는 경우에 SNR(Signal-to-Noise power Ratio)이 15dB이고 SIR(Signal-to-Interference power Ratio)이 0dB인 잡음환경에서 식 (7)에 따른 MUSIC 스펙트럼을 보여준다. 그림 4(a)는 A 기지국의 오프셋이 $d_A = 0$ 이고 B 기지국의 오프셋이 $d_B = 0$ 으로 각 기지국의 프리앰블이 OFDM 한 심볼 내에서 4번 반복되는 신호로 구성되는 경우에 타겟 기지국의 정규화된 반송파 주파수 오프셋을 $\epsilon_A = 0.5$ 로 고정시킨 후, 간섭신호의 반송파 주파수 오프셋을 $\epsilon_B = 0.7, 1.2, 1.7$ 로 변화시키며 추정 성능을 확인한 것이다. II절에서 기술했듯이 인접 기지국들이 프리앰블을 구성하기 하기 위하여 동일한 부반

송파를 할당하면 추정범위는 증가하지만 두 기지국의 반송파 주파수 오프셋이 동일할 경우에 두 신호를 구별할 수 없기 때문에 부가적인 셀 탐색 과정이 필요하다. 반면에, 그림 4(b)는 A 기지국의 오프셋이 $d_A = 0$ 이고 B 기지국의 오프셋이 $d_B = 2$ 이며, 두 기지국의 정규화된 반송파 주파수 오프셋이 $-0.4, -0.1, 0.2$ 로 동일한 경우에 MUSIC 스펙트럼을 보여준다. 반송파 주파수 오프셋은 동일하지만 두 기지국의 d_i 가 다르고 $|\epsilon_i| < 0.5$ 범위에 있기 때문에 A 기지국 신호의 반송파 주파수 오프셋은 $0.5 > |\epsilon_A|$ 범위 내에서 추정할 수 있으며, 간섭신호인 B 기지국의 주파수 오프셋은 $1.5 < \epsilon_B + d_B < 2.5$ 범위에서 추정할 수 있다. 만일 $0.5 < |\epsilon_i|$ 이면 다른 부반송파 그룹에서 피크치가 발생하여 부반송파의 위치를 기반으로 d_i 를 추정하는 것으로 만든 셀 탐색 및 반송파 주파수 오프셋의 추정을 수행할 수 없다. 이와 같은 경우에 III절의 셀 탐색을 통하여 반송파 주파수 오프셋 추정 및 셀 탐색을 수행해야 한다.

그림 5는 $d_A = d_B = 0$ 인 경우에 다양한 환경에서 ESPRIT 기반의 제안된 셀 간 반송파 주파수 오프셋 추정 기법의 MSE(Mean Square Error) 성능을 보여준다. 그림 5(a)는 $\epsilon_A = 0.3$ 이고 $\epsilon_B = 1.2$ 로 고정된 환경에서 SIR이 0dB에서 -6dB로 변화할 경우에 MSE 성능을 보여준다. 두 수신신호의 전력이 동일하다면, 즉 SIR=0dB이면 ϵ_A 와 ϵ_B 의 추정 성능은 동일하지만, 수신전력 간에 차이가 발생하면 수신전력이 큰 신호의 추정 성능이 SIR만큼 개선된다. 반면에 그림 5(b)는 SIR=0dB인 환경에서 두 인접 셀의 수신신호 간의 반송파 주파수 오프셋의 차이에 따른 MSE 성능을 보여준다. 그림으로부터 확인

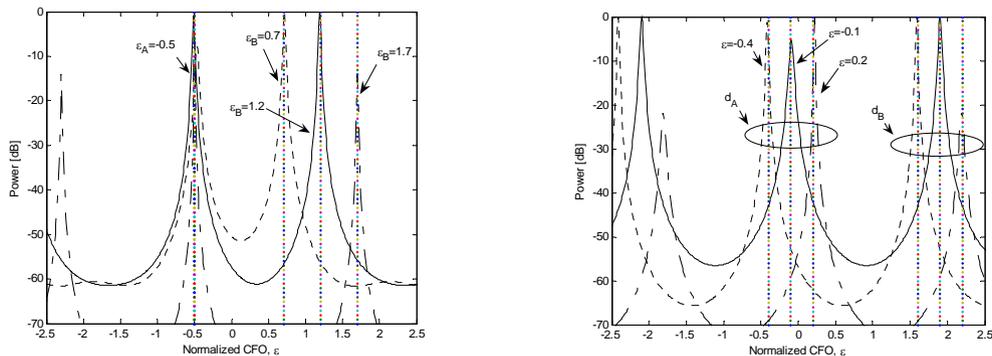
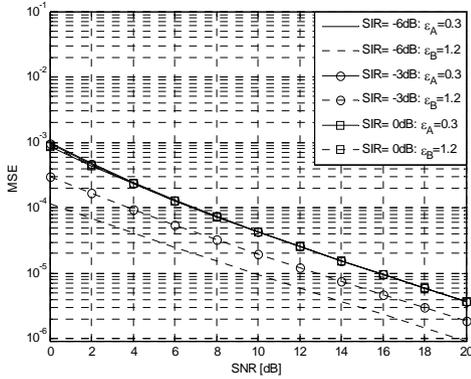
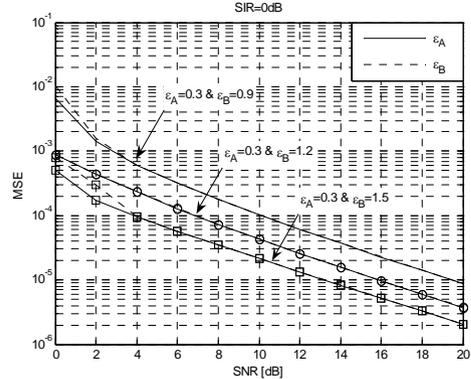


그림 4. 셀 간 반송파 주파수 오프셋의 MUSIC 스펙트럼 (SNR=15dB, SIR=0dB)



(a) SIR에 따른 추정성능



(b) CFO 차이에 따른 추정성능

그림 5. 제안된 셀 간 CFO 추정기법의 성능 ($D=4, d_A=0, d_B=0$)

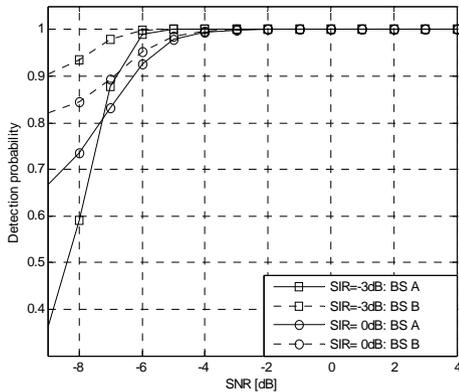


그림 6. 셀 검출 확률 ($D=4, d_A=0, d_B=0$)

할 수 있듯이 두 신호의 반송파 주파수 오프셋의 차이가 클수록 추정성능은 개선된다.

그림 6은 $d_A = d_B = 0$ 이고 $\epsilon_A = 0.3$ 이며, $\epsilon_B = 1.2$ 인 경우에 SIR에 따른 두 셀의 검출 확률을 보여 준다. 두 인접 셀의 반송파 주파수 오프셋은 II절에 제안된 기법을 통하여 추정되었다. 그림에서 확인할 수 있듯이, SIR이 3dB나 0dB인 모든 경우에 식 (9)의 가중치 벡터를 계산하는 과정에서 반송파 주파수 오프셋이 클수록 추정오차의 영향이 적기 때문에 셀 검출 성능도 우수하다. 또한, SIR이 3dB경우에 상대적으로 수신전력이 낮은 신호의 셀 검출 확률은 SNR이 낮은 환경에서는 SIR이 0dB인 환경의 신호들보다 낮지만, SNR 상황이 개선됨에 따라 추정성능도 증가하고 따라서 간섭을 제거하는 성능이 증가하기 때문에 SIR인 0dB의 성능보다 우수한 검출 성능을 보인다. 두 SIR 환경에 대해서 제안된 셀 탐색 기법은 SNR이 -6dB인 환경에서 90%이상의 검출성능을 보인다.

V. 결론

본 논문에서는 OFDM 기반 셀룰러 시스템의 하향링크 채널에서 사용자 단말기, 특히 셀 경계에 위치한 사용자를 위한 셀 간 반송파 주파수 오프셋 추정기법을 제안하였다. 또한, 인접 기지국에서 수신되는 신호로부터 셀 간 반송파 주파수 오프셋을 추정기법의 유도한 후, 추정된 반송파 주파수 오프셋을 이용하는 셀 탐색 기법을 제안하였으며 다양한 환경에서 모의실험을 통하여 제안된 기법의 성능을 평가하였다. 하향링크에서 추정된 반송파 주파수 오프셋을 초기 진입이나 핸드오버 시 접속을 시도하는 기지국과의 반송파 주파수 오프셋을 미리 보상하여 전송함으로써 상향링크 반송파 주파수 오프셋의 영향을 줄일 수 있다.

참고문헌

- [1] J. Chuang, N. Sollenberger, "Beyond 3G: Wideband Wireless Data Access Based on OFDM and Dynamic Packet Assignment", *IEEE Comm. Mag.*, Vol. 38, No 7, July 2000.
- [2] IEEE 802.16TM-2004, IEEE Standard for Local and metropolitan area networks, Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access System, Oct. 2004.
- [3] 한국정보통신기술협회, 2.3GHz 휴대인터넷 표준 - 물리계층, Oct. 2004.
- [4] Z. Cao, U. Tureli, and Y. D. Yao, "Efficient structure-based carrier frequency offset esti-

mation for interleaved OFDMA uplink,” *ICC '03*, vol. 5, May 2003.

- [5] Z. Cao, U. Tureli, and Y. D. Yao, “User separation and frequency-time synchronization for the uplink of interleaved OFDMA,” *Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, vol. 2, 3-6 Nov. 2002.
- [6] B. D. Van Veen and K. M. Buckley, “Beamforming: a versatile approach to spatial filtering,” *IEEE ASSP Mag.*, pp. 4-24, Apr. 1998.
- [7] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, *Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*, Prentice Hall PTR, 1999.
- [8] L. C. Godara, *Smart Antennas*, CRC Press, 2004.

박 경 원 (Kyung-won Park)

정회원



1999년 2월 중앙대학교 전기공학과 공학사

2001년 2월 중앙대학교 전기공학과 공학석사

2005년 2월 중앙대학교 전기전자공학부 공학박사

2005년 1월~현재 전자부품연구원

<관심분야> 디지털 통신, OFDM 셀룰러/LAN 모뎀, 디지털 방송 및 통신융합 시스템

조 용 수 (Yong-soo Cho)

종신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자공학과 공학사

1989년 2월 연세대학교 전자공학과 석사

1991년 The University of Texas at Austin 공학박사

1984년 금성전자(주) 연구원

2001년 한국전자통신연구원 초빙연구원

1992년~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수

<관심분야> 디지털 통신, OFDM 셀룰러/LAN 모뎀, OFDM 모뎀의 FPGA 설계