다중셀 환경에서 OFDMA/CDM 기반 셀룰라 시스템의 성능 개선

종신회원 김 덕 경*, 준회원 류 제 훈**, 정 부 섭***

Performance Enhancement of an OFDMA/CDM-based Cellular System in a Multi-Cell Environment

Duk Kyung Kim*, Je Hun Ryu**, Bu Seop Jeong***

요 약

본 논문에서는 사용자를 주파수로 구분하고 데이터를 주파수 영역 확산으로 다중화하는 OFDMA/CDM 기반 셀룰라 시스템을 제안하다. 셀 구분을 위해 랜덤코드를 이용하며, 시스템 성능 향상을 위하여 전치등화를 적용한다. 송신전력이 제한된 다중셀 환경에 적합한 전치등화 방법과 효율적인 전력할당 방식을 제안한다. 다중셀 환경에서 각 등화방법 및 전력할당 방식에 따른 성능을 분석하고, 특히 셀 중심으로부터의 거리에 따른 성능 변화, 다중화 데이터 개수에 따른 성능 분석을 통해 다중셀 환경 적용 타당성을 분석한다. 끝으로 시간지연에 따른 성능 저하를 전치와 후치 등화를 모두 사용한 전/후치등화를 적용하여 줄일 수 있음을 보인다.

Key Words : OFDMA/CDM, Cellula, Equalization

ABSTRACT

In this paper, we propose an OFDMA/CDM-based cellular system, which accommodates multiple users in frequency-domain and multiplexes user data with frequency-domain spreading. The proposed system utilizes random codes to discriminate cells and adopts the pre-equalization to enhance the performance. For cellular applications, a number of pre-equalization techniques are compared and an efficient power allocation scheme is suggested with a transmit power constraint. Especially, the validity of OFDMA/CDM based cellular system is investigated, by comparing the performance for varying the number of multiplexed data symbols at different locations. Finally the pre/post-equalization is proposed to reduce the performance degradation caused by time delay.

Ⅰ. 서 론

CDMA(Code Division Multiple Access) 기술은 사용자 접속의 유연성 및 다중셀 구축의 용이성으로 인해 현재의 3세대 이동통신 시스템의 핵심 기술로 적용되었다[1]. 그러나 고속데이터 전송의 요구가 증가하면서 무선 전송 기술은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기반으로 변화하고 있다[2,3]. OFDM 시스템은 보호구간을 삽입함으로써 다중 경로 채널에 강한 특성을 가지며, 다수의 부반송파를 중첩하여 사용하기 때문에 효율적으로 주파수를 사용할 수 있다. 또한, 단일탭 등

* 인하대학교 정보통신공학과 (kdk@inha.ac.kr), ** 인하대학교 정보통신공학과 무선통신연구실(ekdkdmdma.hotmail.com),
*** 인하대학교 정보통신공학과 무선통신연구실 (rcn2030@hotmail.com)
논문번호 : KICS2004-12-328, 접수일자 : 2004년 6월 27일
※ 본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R08-2003-000-10082-0) 지원으로 수행되었음.

화기로 신호를 간단히 복원할 수 있는 이점을 가지고 있다. 그러나 OFDM 시스템은 위상 잡음과 주파수 옵셋 등과 같이 부반송파의 직교성을 파괴하는 요소에 약하며, PAPR(Peak to average power ratio)이 큰 문제점이 있다. 또한, 다중셀 환경에서 셀 외곽으로 갈수록 신호의 전력이 줄어드는 반면, 외부셀 간섭은 반대로 커지기 때문에 외곽에서 성능을 보장할 수 있는 방법이 필요하다. 때문에 주파수 대역과 클러스터 크기를 고려하여 주파수 재사용률을 조정하거나, 섹터링을 이용하여 외부 셀 간섭을 줄임으로써 시스템의 성능을 높이는 셀 계획이 필요하다.

IEEE 802.11a/g 기반의 무선랜은 OFDM 기술을 이용하여 최대 54Mbps의 전송을 제공한다[4,5]. 이러한 핫스폿 서비스에서 발전하여 광대역 무선 접속(BWA: Broadband wireless access)을 제공하기 위해 IEEE 802.16의 표준이 활발히 진행 중이다[6]. 이것은 TDD(Time division duplexing)을 이용하고, 64와 256 FFT 모드에는 TDMA, 2048 FFT 모드에는 OFDMA를 다중접속방식으로 사용한다. 이동성을 접목한 IEEE 802.16e[7]는 2~6GHz 허가 대역에서 고정 및 이동 무선 접속이 가능하며, 10MHz 대역폭일 때 36MHz의 전송속도를 제공할 수 있다. 이때, 주파수 재사용률은 1/3으로 셀 간에 다른 주파수를 사용하기 때문에 셀 배치에 제약이 따른다. OFDM-CDMA 방식[8]은 다중경로에 강하고 등화가 쉬운 이점을 가진 OFDM과 다이버시티 이득을 얻을 수 있고 사용자 접속에 유연한 장점을 가진 CDMA를 결합한 방식이다. Kaiser 등은 다양한 채널 등화 및 결합(Combining) 방식에 따른 성능분석과 MLD(Maximum likelihood detection)를 사용하였을 경우 전체 사용자 Nu 명을 K그룹으로 나누어 시스템의 복잡도를 낮추는 방안을 제안하였다 [9]. 그러나 다양한 등화 및 결합 방식에 대한 분석은 단일셀 환경에 그치고 있기 때문에 외부셀 간섭이 존재하는 다중셀 환경에서의 연구가 필요하다. NTT DoCoMo에서 제안한 VSF-OFCDM(Variable spreading factor orthogonal frequency and code division multiplexing) 방식[10]은 단일셀과 다중셀 환경 및 채널응답 특성에 따라 확산지수(SF: Spreading factor)를 시간 영역과 주파수 영역에서 적응적으로 적용하여 성능을 개선하는 것이다. 이 방식의 특징은 EGC(Equal gain combining)를 이용한 후치등화를 적용하며, 사용자를 코드로 다중화하고, 데이터를 주파수대역으로 구분하는 것이다. 상기의 OFDM과 CDMA를 결합한 방식에서는 후치등화 방식만을 적용할 수 있는 반면 OFDMA/CDM 방식은 같은 사용자의 데이터가 주파수 영역 확산으로 다중화 되므로, 전치등화가 가능하다. Cosovic[11]은 단일셀 환경에서 다양한 등화방식과 정규화를 이용한 송신전력 할당을 제안하고 있다. 그러나 이 방식은 단일셀 환경에서의 성능을 분석하는 것에 그치고 있다. 따라서 다중셀에 적합한 송신 및 수신기 구조와 성능 분석이 필요하다. 또한, 셀 전체 영역에서의 서비스를 보장하기 위한 방법이 제안되어 있지 않고, 전치등화를 적용할 경우 발생하는 시간지연에 따른 성능 열화에 대한 개선 방안을 보이고 있지 않다.

본 논문에서는 셀 구분을 위한 랜덤코드를 사용하여 다중셀 환경에 적합한 OFDMA/CDM 기반의 송신 및 수신기의 구조를 제안하고, 하향링크에서 전치등화를 수행함으로써 시스템의 성능을 높인다. 외부 셀 간섭이 존재하는 다중셀 환경에서 송신전력이 제한되어있는 경우 전치등화에 효과적인 전력할당 방식으로 제로삽입 방식을 제안하고, 송신전력의 제한이 없는 경우와 정규화를 적용한 방식과 비교한다. 또한, 거리 기반의 성능 결과와 다양한 다중화 심볼수에 따른 결과를 구함으로써 셀 전체 영역에서 서비스를 제공할 수 있는지의 여부와 다중셀 셀룰라 환경에서의 타당성을 분석한다. 끝으로 전치등화를 이용하는 시스템에서 시간지연에 따른 성능 열화를 개선하기 위해 전치등화와 더불어 EGC를 후치등화에 적용한 전치/후치등화를 통해 성능을 개선할 수 있음을 보인다.

Ⅱ. OFDMA/CDM 기반 셀룰라 시스템

제안한 OFDMA/CDM 시스템의 송신기를 그림 1에 보였다. 신호를 전송하기 위해 OFDMA방식에

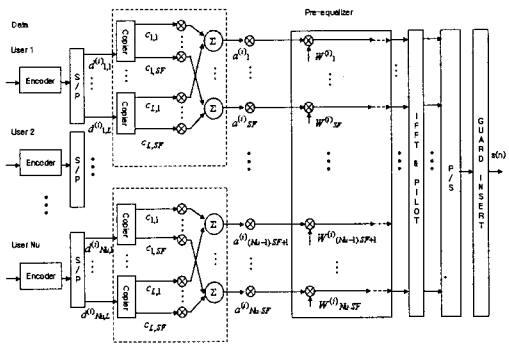

그림 1. OFDMA/CDM 송신기 구조

따라 사용자에게 서로 다른 주파수 대역이 할당된다. 각 사용자는 전송하고자하는 L개의 심볼을 SF 길이를 가지는 L개의 다른 코드를 이용하여 확산시켜 코드 영역에서 다중화하여 전송한다. 또한 셀 구분을 위하여 랜덤코드를 이용하여 주파수 영역에서 스크램블링 된 후, 전치등화를 거쳐 전송된다. 채널 부호화기(encoder) 와 S/P(Serial to parallel) 변환기를 거친 심볼 $d^{(i)}{}_{k,l}$ $(\in -1,1)$는 copier에서 L개의 신호로 분리된다. k와 l은 각각 k번째 사용자와 사용자가 전송하려는 l 번째 심볼을 나타내며 i는 셀의 번호를 표시한다. 심볼의 순번 l에 따라 SF의 길이를 가지는 서로 다른 L개의 코드가 곱해져 확산된 신호들은 같은 코드 순번을 갖는 신호와 더해져서 주파수 영역 확산을 통해 코드 다중화 된다. 총 Nu명이 동시에 전송된다는 가정 하에 전체 Nu×SF 개의 부반송파에 셀 간의 구분을 하기 위해서 Nu×SF 개의 길이를 갖는 스크램블링 코드를 곱한다. 스크램블링 코드 $a^{(i)}{}_{(k-1)\times SF+q}$ 는 i 번째 셀 k 번째 사용자의 q 번째 부반송파에 곱해지는 코드이며, 상기 과정을 거친 후 전송 신호는 다음과 같다.

$$s^{(i)} = \sum_{k=1}^{N}\sum_{l=1}^{L}\sum_{q=1}^{SF}\sqrt{\frac{Et}{SF}}\, d^{(i)}_{k,l} c_{l,q} a^{(i)}_{(k-1)\times SF+q} \qquad (1)$$

$c_{l,q}$ 는 코드의 한 칩을 나타내며 q는 부반송파의 위치를 표시하고 심볼간의 직교성을 유지하기 위해서 Walsh-hadamard 코드를 사용한다. $E_c = \frac{Et}{SF}$ 로 나타낼 수 있으며 Ec는 칩 당 에너지를 의미하고, Et는 비트 당 에너지이다. FDD(Frequency Division Duplex) 시스템에서는 하향링크의 채널 특성을 수신단에서 추정한 후 정보신호를 송신단으로 전송해 주고, TDD (Time Division Duplex) 시스템은 상향과 하향링크에서 같은 주파수를 사용함으로 송신단에서 하향링크의 채널을 알 수 있다.

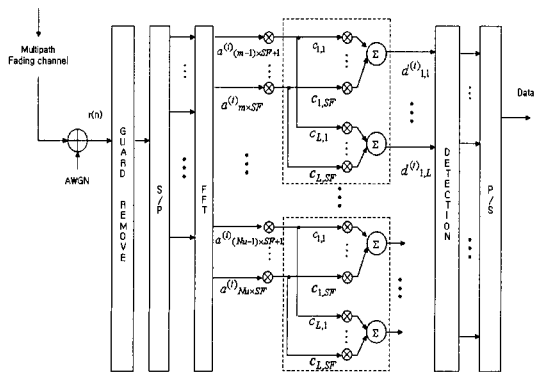

그림 2. OFDMA/CDM 수신기 구조

추정한 채널 특성을 가지고 전치 등화를 수행한 후 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)을 통하여 변환된 시간 영역의 신호는 다음과 같다.

$$s^{(i)}(n) = \sum_{k=1}^{N}\sum_{l=1}^{L}\sum_{q=1}^{SF} W^{(i)}_{(k-1)\times SF+q} d^{(i)}_{k,l} c_{l,q} a^{(i)}_{(k-1)\times SF+q} e^{j2\pi n\frac{(k-1)\times SF+q}{N}} \qquad (2)$$

식(2)에서 n은 시간영역에서의 샘플순번을 나타내고, $W^{(i)}_{(k-1)\times SF+q}$ 는 전치 등화 계수를 의미한다.

본 논문에서 제안한 수신기의 구조는 그림 2와 같다. 셀 구분 스크램블링 코드를 곱해 역 스크램블링 후, SF개의 부반송파에 서로 다른 L개의 Walsh-hadamard 코드를 곱하는 역확산 과정을 통해 L개의 데이터를 검출한다.

기지국으로부터 송신된 신호는 단말기에 수신되기 전 다중경로 채널을 겪고 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이 더해진다. i 번째 셀의 m 번째 사용자에게 수신된 신호는 다음과 같다.

$$r^{(i)}_{m}(n) = \sqrt{\frac{Et}{SF}}\sum_{p=1}^{Cell}\sum_{k=1}^{N}\sum_{l=1}^{L}\sum_{q=1}^{SF} R^{(p,i)}_{k} H^{(p,i)}_{k,q} W^{(p)}_{k,q} d^{(p)}_{k,l} \cdot c_{l,q} a_{p,(k-1)\times SF+q} e^{j2\pi n\frac{(k-1)\times SF+q}{N}} + N(n) \qquad (3)$$

이때, N(n)은 시간 영역에서 잡음을 나타내고, $H^{(p,i)}{}_{k,q}$ 는 p 번째 셀의 신호가 i 번째 셀의 사용자에게 전송될 때 겪는 페이딩의 특성을 나타낸다. 또한 $R^{(p,i)}{}_{k}$ 는 p 번째 기지국으로부터 i 번째 셀의 k 번째 사용자에게 전송될 때 신호가 겪는 경로손실과 쉐도잉 값이며, 다음과 같이 표현된다.

$$R^{(p,i)}_{k} = \sqrt{\frac{10^{0.1s}}{(r^{(p,i)}_{k})^{x}}} \qquad (4)$$

이때 변수 s는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 가우시안 분포를 갖고, r은 송신단과 수신단의 거리를 의미하며 x는 거리에 따른 경로 손실 지수이다. 수신된 신호에서 보호구간을 제거하고 S/P를 거친 신호는 FFT (Fast Fourier Transform)를 통해 주파수 영역의 신호로 변환되며 이 신호는 다음과 같다.

$$r^{(i)}_{m} = \sum_{p=1}^{Cell}\sum_{l=1}^{L}\sum_{q=1}^{SF} R^{(p,i)}_{k} H^{(p,i)}_{m,q} W^{(p)}_{(m-1)\times SF+q} d^{(p)}_{m,l} c_{l,q}$$

$$\cdot a^{(i)}_{(m-1)\times SF+q} + z_{(m-1)\times SF+q} \quad (5)$$

이때, $z_{(m-1)\times SF+q}$는 주파수 영역에서의 잡음 성분이다. 전치 등화를 사용하였기 때문에 잡음 성분에 등화 계수가 곱해지지 않는다. 만약 전치 등화를 사용하지 않고 후치 등화만을 사용하였을 경우 수신신호는 다음과 같다.

$$r^{(i)}_m = \sum_{p=1}^{Cell}\sum_{l=1}^{L}\sum_{q=1}^{SF} R^{(p,i)}_k H^{(p,i)}_{m,q} W^{(i)}_{(m-1)\times SF+q} d^{(p)}_{m,l} C_{l,q} a^{(i)}_{(m-1)\times SF+q} + W^{(i)}_{(m-1)\times SF+q} z_{(m-1)\times SF+q} \quad (6)$$

식으로부터 후치 등화를 수행하였기 때문에 잡음을 나타내는 변수 z에 등화계수가 곱해진 것을 알 수 있으며 만약 이상적인 ZF을 사용할 경우 $W^{(i)}_{(m-1)\times SF+q}$는 채널 특성의 역수인 $1/H^{(i,i)}_{m,q}$의 값을 갖고 따라서 채널 응답 값이 매우 작은 부반송파에서는 잡음증대로 인해 시스템의 성능이 저하된다.

전치 등화를 적용한 식(5)를 정리하면 다음과 같다.

$$r^{(i)}_m = \hat{d}^{(i)}_{m,r} + I_{in} + I_{out} + N_{noise} \quad (7)$$

식의 우변의 항들은 차례대로 데이터, 코드간의 간섭, 외부 셀 간섭 그리고 잡음 성분을 나타낸다.

Ⅲ. 전치등화 방법

일반적인 후치등화를 이용하는 시스템은 채널 응답 값이 작은 부반송파의 경우 잡음 증대로 인해 성능이 열화될 수 있음을 살펴보았다. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 OFDMA/CDM 전송 방식에 전치등화 방법을 적용한다. 그러나 전치등화에서는 송신전력 제한과 시간지연에 의한 성능 저하가 문제이다. 기존의 이상적인 ZF 및 직교성을 유지하는 정규화 방식과는 달리 채널 응답 값이 작은 부반송파는 전력을 할당하지 않는 제로삽입 방식을 제안한다. 이 방식은 코드간의 직교성이 깨지는 대신 유효 신호의 파워를 높이는 장점을 가진다. 또한, 전치등화를 적용할 때 발생할 수 있는 성능 저하의 가장 큰 원인인 시간지연에 따른 문제점을 해결하기 위해 전/후치 등화 방법의 이용을 제시한다.

3.1 송신전력제한이 없는 이상적인 ZF 방식

이상적인 ZF을 이용하여 전치등화를 수행하면 코드간의 직교성을 유지할 수 있는 반면 채널 특성 값이 매우 작은 부반송파에는 매우 큰 값의 등화계수가 곱해지게 되고 송신 전력이 커지게 된다. 식(7)에서 ZF을 사용하여 i 번째 셀의 m 번째 사용자의 l 번째 데이터 $\hat{d}^{(i)}_{m,l}$를 결정하기 위해 해당하는 스크램블링 코드와 Walsh-hadamard 코드를 곱하여 추정한 데이터 성분은 다음과 같다.

$$\hat{d}^{(i)}_{m,l} = R^{(i,i)}_m d^{(i)}_{m,l}\sqrt{\frac{Et}{SF}}\sum_{q=1}^{SF}\frac{H^{(i,i)}_{m,q}}{\hat{H}^{(i,i)}_{m,q}} = R^{(i,i)}_m \times Et \times d^{(i)}_{m,l} \times \sqrt{SF} \quad (8)$$

이때, 코드는 {-1,1} 값을 갖고 채널추정은 완벽하다고 가정한다. 셀 내부의 코드간의 간섭 I_{in}은 다음과 같다.

$$I_{in} = \sum_{\substack{l=1\\ l\neq r}}^{L}\sum_{q=1}^{SF} R^{(i,i)}_m \frac{\hat{H}^{(i,i)}_{m,q}}{\hat{H}^{(i,i)}_{m,q}} d^{(i)}_{m,l} C_{l,q} C_{r,q} = 0. \quad (9)$$

즉, 채널 추정을 완벽히 하였다고 가정하였으므로 채널특성 값과 등화계수의 곱은 서로 상쇄되고 Walsh-hadamard 코드의 직교성으로 인해서 코드간의 간섭은 0 값을 갖는다. 셀 외부의 간섭 I_{out}은 다음과 같다.

$$I_{out} = \sum_{\substack{p=1\\ p\neq i}}^{Cell}\sum_{l=1}^{L}\sum_{q=1}^{SF} R^{(p,i)}_m \frac{H^{(p,i)}_{m,q}}{\hat{H}^{(p,p)}_{m,q}}\sqrt{\frac{Et}{SF}} d^{(p)}_{m,l} C_{l,q} C_{r,q} \cdot a^{(p)}_{(m-1)\times SF+q} a^{(i)}_{(m-1)\times SF+q} \quad (10)$$

채널특성과 등화계수를 나타내는 $\frac{H^{(p,i)}_{m,q}}{\hat{H}^{(p,p)}_{m,q}}$ 의 값이 다르므로 상쇄될 수 없다. 수신 신호의 잡음 성분은 다음과 같다.

$$N_{noise} = \sum_{q=1}^{SF} z_q C_{m,q} a^{(i)}_{(m-1)\times SF+q} \quad (11)$$

식(11)에서 잡음성분은 분산이 σ_n^2이고 평균이 0인 SF 개의 가우시안 변수의 합이고, 코드는 {-1,1}의 값을 갖는 랜덤코드 이므로 잡음성분의 분산은 다음과 같다.

$$\sigma^2_{Noise} = \sigma^2_n \times SF = No \times SF \quad (12)$$

식(12)에서 No 잡음전력밀도를 나타내며 외부 셀 간섭이 존재하지 않는 단일셀 환경에서는 수신 신

호의 비트 당 에너지를 Eb 즉 $Eb=(R_m^{(i,i)})^2\times Et$로 놓으면 $SNR=\frac{Eb}{No}$임으로 AWGN (Addtive White Gaussian Noise) 환경의 성능결과와 같음을 알 수 있다.

3.2 송신전력제한이 있는 경우

3.2.1 정규화 방식

정규화 방식은 송신 전력이 제한된 경우 전치등화를 적용하기 위한 방법 중 하나로, 전체 부반송파의 전력 이 일정하도록 정규화 하는 방법이다. 정규화에 적용할 등화계수는 각 부반송파에 곱해줄 등화계수의 평균 이득 값을 구하고 그 역수의 제곱근을 ZF 계수 값에 곱해줌으로써 구할 수 있다.[12]

$$W_q=\frac{1}{H_q}\sqrt{\frac{SF}{\sum_{q=1}^{SF}\frac{1}{|H_q|^2}}} \tag{13}$$

이때, Wq는 정규화를 적용한 q 번째 부반송파의 등화계수를 나타낸다. 신호에 정규화를 적용시켰을 경우 데이터 $\hat{d}_{m,r}^{(i)}$은 다음과 같다.

$$\hat{d}_{m,r}^{(i)}=R_m^{(i,i)}d_{m,r}^{(i)}\sqrt{\frac{Et}{SF}}\sum_{q=1}^{SF}\frac{H_{m,q}^{(i,i)}}{\hat{H}_{m,q}^{(i,i)}}\sqrt{\frac{SF}{\sum_{q=1}^{SF}\frac{1}{|\hat{H}_{m,q}^{(i,i)}|^2}}}$$

$$=R_m^{(i,i)}\times Et\times d_{m,r}^{(i)}\times H_{normal}^{(i,i)}\times\sqrt{SF} \tag{14}$$

H_{normal}은 등화계수의 평균 이득 값의 역수를 나타내며 $\hat{H}_{m,q}^{(i,i)}$이 작은 값을 가질 때 그 역수 $\frac{1}{\hat{H}_{m,q}^{(i,i)}}$는 매우 큰 값을 갖게 됨으로 H_{normal}의 값은 평균적으로 1보다 작은 값을 갖는다. 따라서 파워 제한이 없는 경우와 비교할 때 $H_{normal}^{(i,i)}$에 의해서 신호의 파워가 작아지는 것을 알 수 있다. 또한 정규화 방식을 적용한 경우 코드간의 간섭은 다음과 같다.

$$I_{in}=\sqrt{\frac{Et}{SF}}\sum_{l=1,\,l\neq r}^{L}\sum_{q=1}^{SF}R_m^{(i,i)}\frac{\hat{H}_{m,q}^{(i,i)}}{\hat{H}_{m,q}^{(i,i)}}H_{normal}^{(i,i)}d_{m,l}^{(i)}C_{l,q}C_{r,q}=0. \tag{15}$$

이때, 채널특성과 등화 계수는 상쇄되고 $H_{normal}^{(i,i)}$은 평균의 역수로 모든 부반송파에 같은 값을 곱해줌으로써 코드간의 직교성을 유지함을 알 수 있다. 외부 셀 간섭은 다음과 같다.

$$I_{out}=\sqrt{\frac{Et}{SF}}\sum_{p=1,\,p\neq i}^{Cell}\sum_{l=1}^{L}\sum_{q=1}^{SF}R_m^{(p,i)}\frac{\hat{H}_{m,q}^{(p,i)}}{\hat{H}_{m,q}^{(p,p)}}H_{normal}^{(p,p)}d_{m,l}^{(p)}C_{l,q}C_{r,q}$$

$$\cdot\,a_{(m-1)\times SF+q}^{(p)}a_{(m-1)\times SF+q}^{(i)}. \tag{16}$$

$H_{normal}^{(p,p)}$는 p 번째 셀의 기지국과 p 번째 사용자간의 채널특성을 고려한 등화계수 평균의 역수를 의미하며 외부 셀 간섭의 양 또한 송신전력제한이 없는 경우와 비교해서 $H_{normal}^{(p,p)}$에 의해 줄어드는 것을 알 수 있다.

3.2.2 제로삽입 방법

다중셀 환경에서는 셀 외곽 영역에서 서비스할 수 있는 방안과 더불어 셀 전체의 성능을 높이는 것이 중요하다. 외곽 영역에서는 신호가 작고 외부 셀 간섭과 잡음이 상대적으로 큰 값을 갖기 때문에 무엇보다도 간섭 및 잡음에 비해 신호의 값을 키우는 것이 중요하다. 때문에 정규화에 비해서 신호의 크기를 높일 수 있는 제로삽입 방식이 다중셀 환경에 적합하다고 판단된다. 채널특성 값이 특정 값 이하인 부반송파에 제로를 삽입하는 방식을 적용한 경우 전치 등화 계수는 다음과 같다.

$$W_q=\begin{cases}0 & |H_j|<|H_{th}|\\ \frac{1}{H_j}\sqrt{A_i} & |H_j|\geq|H_{th}|\end{cases},$$

$$A_i=\frac{B_i}{\sum_{j=1}^{SF}\frac{1}{|H_j|^2}} \qquad j\,||H_j|\geq|H_{th}|,$$

$$B_i=\sum_{j=1}^{SF}I_j \qquad I_j=1\,||H_j|\geq|H_{th}|. \tag{17}$$

이때, B_i는 i번째 셀에서 채널응답 값이 문턱 값보다 크다는 조건을 만족시키는 부반송파의 개수를 나타낸다. 제로삽입을 적용한 경우 신호는 다음과 같다.

$$\hat{d}_{m,r}^{(i)}=R_m^{(i,i)}\sqrt{\frac{Et}{B_i}}d_{m,r}^{(i)}\sum_{q=1}^{SF}H_{m,q}^{(i,i)}\hat{W}_{zero}^{(p,p)}$$

$$=R_m^{(i,i)}\times\sqrt{\frac{Et}{B_i}}\times d_{m,r}^{(i)}\times\sqrt{A}\times B_i \tag{18}$$

이때, $W_{zero}^{(i,i)}$는 제로삽입을 적용한 경우 전치등화계수를 의미한다. 채널 응답 값이 작은 부반송파에 제로삽입을 적용함에 따라 그 역수에 해당되는 상당히 큰 신호 전력을 다른 부반송파에 할당함으로써 신호 전력을 향상시킬 수 있게 된다. 반면에, 제로

삽입으로 인해 더 이상 직교성을 유지하지 못하여, 코드간의 간섭이 발생한다. 코드간의 간섭은 다음과 같다.

$$I_{in}=\sqrt{\frac{Et}{B_i}}\sum_{\substack{l=1\\ l\neq r}}^{L}\sum_{q=1}^{SF}R_m^{(i,i)}H_{m,q}^{(i,i)}\hat{W}_{zero}^{(i,i)}d_{m,l}^{(i)}C_{l,q}C_{r,q}\neq 0. \tag{19}$$

수식에서 $\hat{W}_{zero}^{(i,i)}$의 값이 0 인 부반송파에 의해 코드간의 직교성이 깨지게 된다. 외부 셀 간섭은 다음과 같다.

$$I_{out}=\sqrt{\frac{Et}{B_p}}\sum_{\substack{p=1\\ p\neq i}}^{Cell}\sum_{l=1}^{L}\sum_{q=1}^{SF}R_m^{(p,i)}H_{m,q}^{(p,i)}\hat{W}_{zero}^{(p,p)}d_{m,l}^{(p)}C_{l,q}C_{r,q}\cdot a_{(m-1)\times SF+q}^{(p)}a_{(m-1)\times SF+q}^{(i)} \tag{20}$$

제로삽입을 적용한 등화계수 $\hat{W}_{zero}^{(p,p)}$는 간섭신호가 실제 겪는 채널특성 $H_{m,q}^{(p,i)}$를 고려한 값이 아니기 때문에 상쇄될 수 없다.

3.2.3 전/후치 등화 방법

FDD 시스템에서 전치 등화를 사용하는 경우 하향링크의 채널 특성을 추정하여 정보 신호를 기지국으로 전송해야 하기 때문에, 시간지연으로 인한 시스템의 성능열화가 발생한다. 이러한 문제점을 전치 및 후치 등화를 같이 적용하여 해결하고자 한다. 후치 등화방법으로 MMSE 방식을 사용하면 성능향상을 기대할 수 있지만[13], 잡음 및 전송하는 심볼수 L에 대한 정보를 알아야 하기 때문에 복잡성을 증가시킨다. 따라서 본 논문에서는 전치등화와 더불어 구현이 간단한 EGC를 이용한 후치 등화를 수행함으로써 성능을 개선할 수 있는 방안을 제시한다.

t=0 일때 추정한 채널 응답으로 전치 등화를 수행하고, OFDMA 심볼주기 T의 D배 만큼의 시간지연 (DT) 후 즉, t=DT 일 때 채널을 겪은 수신신호에 곱해지는 값은 다음과 같다.

$$D_q=H_q(DT)\hat{W}(0) \tag{21}$$

D_q는 시간에 따른 채널특성의 변화를 나타내며 그 값에 따라 위상을 보상하기위한 후치 등화 계수 G_q는 다음과 같다.

$$G_q=\frac{D_q^*}{|D_q^*|}=\left[\frac{H_q(DT)\hat{W}_q(0)^*}{H_q(DT)\hat{W}_q(0)}\right]. \tag{22}$$

식(22)에서 G_q는 추정한 채널 응답과 실제 신호가 겪은 채널 응답의 위상 변화를 보상하는 EGC를 사용하였기 때문에 다중셀 환경에서 잡음과 외부 셀 간섭의 증가 없이 등화 할 수 있다. 제로삽입을 적용한 시스템에 전치/후치 등화를 사용하였을 경우 신호는 다음과 같다.

$$\hat{d}_{m,r}^{(i)}=R_m^{(i,i)}\sqrt{\frac{Et}{SF}}d_{m,r}^{(i)}\sum_{q=1}^{SF}G_{zero}^{(i,i)}H_{m,q}^{(i,i)}(DT)\hat{W}_{zero}^{(i,i)}(0).$$

$$=R_m^{(i,i)}\sqrt{\frac{Et}{SF}}d_{m,r}^{(i)}\sum_{q=1}^{SF}|H_{m,q}^{(i,i)}(DT)\hat{W}_{zero}^{(i,i)}(0)|. \tag{23}$$

식(23)에서 신호의 위상 변화를 완벽히 보상하고 시간지연에 따른 크기의 변화 성분만 남는다.

Ⅳ. 모의실험 결과

표 1은 모의실험을 위한 파라미터이다. 다중셀 환경을 위한 셀 간의 구별을 위해서 랜덤 코드를 사용하였고, 데이터를 다중화하기 위해서 직교성을 갖는 Walsh-Hadamard 코드를 사용하였다. 다중셀 환경으로 7-cell에 셀 반경이 1km로 설정하였으며 Wrap-around 는 사용하지 않는다. 다중 경로 채널은 각각 레일레이 페이딩을 가지는 6개의 경로 모델을 적용하였다[14]. 등화 하는 과정에서 채널 추정은 완벽하다고 가정하였으며, 셀 선택은 가장 큰 신호를 전송하는 기지국을 선택하도록 하였다.

표 1. 모의실험 파라미터

Number of FFT/IFFT points		512(points)
OFDMA/CDM symbol duration		6.398(us)
Guard interval		1.6(us)
Packet size		32 symbols
Modulation		QPSK
Channel coding		Convolutional code, Rate = 1/3
Code	Cell	Random
	Data	Walsh-Hadamard
Carrier and Doppler frequency		5GHz, 80Hz
Pathloss (Decay factor)		4.0
Cell layout, Radius		7-cell, 1km
Shadowing standard deviation		6.0(dB)
Power delay profile	Delay (us)	0.0, 0.2, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0
	Power (dB)	0, -2, -4, -6, -8, -10

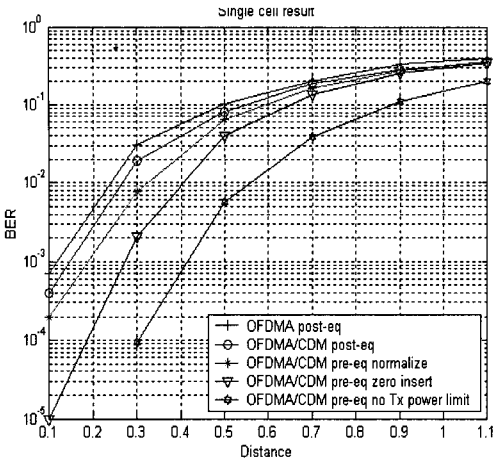

그림 3. 단일 셀에서의 모의실험 결과 (심볼 수 =32)

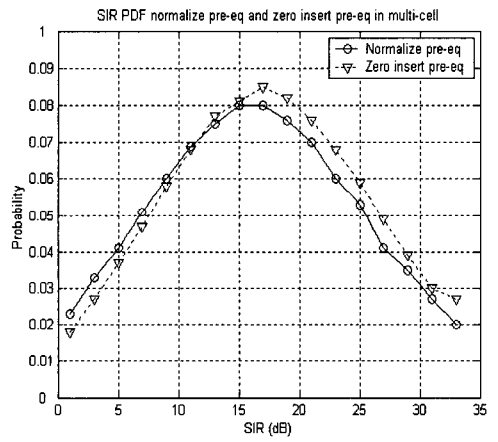

그림 4. 정규화와 제로삽입 경우 SIR 비교(심볼 수=32 위치=0.8km)

그림 3은 L이 32인 경우 기지국으로부터 거리에 따른 단일셀 환경에서의 모의실험 결과이다. BER의 값이 0.02 이하인 성능을 갖는 위치를 살펴보면 정규화를 적용한 결과는 거리가 0.4km 까지 전송할 수 있지만 OFDMA/CDM 방식에 후치등화를 적용하면 0.3km까지 전송할 수 있다. 이는 정규화를 적용하였을 때 신호가 작아지는 것보다 수신단에서 잡음증가에 의한 성능 저하의 영향이 더 크기 때문이다. 또한 제로삽입을 적용한 결과가 정규화를 적용한 결과보다 향상된 이유는 직교성이 깨지는 것 대신 0값이 삽입되지 않은 다수의 부반송파에 파워를 높이기 때문이다. 끝으로 AWGN 환경에서와 같은 성능을 보이는 전력제한이 없는 경우가 0.6km 까지 전송할 수 있는 이유는 수신 신호의 값도 클 뿐만 아니라 수신단의 잡음 증가 또한 제거하였기 때문이다.

다중셀 환경에서 정규화 방식과 제로삽입을 적용한 경우에 신호 대 간섭비 (SIR)의 분포를 그림 4에 나타내었다. 이때 셀 중심으로부터 0.8km인 위치에서 측정하였으며 L은 32를 사용하였다. 정규화 방식을 적용하면 등화계수가 1보다 작은 값을 가지므로 신호와 간섭 모두 작아진다. 반면 제로삽입은 정규화에 비해서 다수의 부반송파에의 파워를 높임으로 신호의 값은 커지고 간섭 신호에 적용한 등화계수는 실제 간섭 신호가 이동한 경로를 고려한 값이 아님으로 정규화 방식에 비해 작아진다. 따라서, 제로삽입의 경우보다 높은 SIR을 가지며, 평균 SIR의 값을 비교해보면 제로삽입 방식이 정규화 방식보다 약 1.9dB 더 좋아짐을 알 수 있다.

그림 5는 OFDMA/CDM 기반 시스템에서 셀 구분을 위해 스크램블링 코드를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우 신호대 간섭비를 나타낸다. 이때 위치는 0.8km, L은 4, 8, 16, 32로 변화시키면서 관찰하였다. 세로축은 코드를 사용함으로써 사용하지 않은 경우 대비 얻을 수 있는 SINR 이득을 나타내며 가로축은 전송한 심볼 수 L을 나타낸다. 제안한 구조에서 랜덤코드를 사용하면 3.5~4.5 dB의 이득을 얻을 수 있다.

그림 6은 앞에서 언급한 모의실험 파라미터를 사용하여 다중셀 환경에서 거리에 따라 구한 BER 성능 결과이다. OFDMA/CDM의 결과가 OFDMA의 결과보다 향상된 이유는 주파수 다이버시티와 랜덤코드의 이득 때문이다. 단일셀 환경에서 가장 좋은 성능을 보인 송신전력의 제한을 주지 않는 방식은 신호의 전력이 크지만 외부 셀 간섭의 전력 또한 크기 때문에 성능이 저하된다. 정규화를 적용한 경우는 식(16)에서 $H_{normal}^{(i,i)}$의 값으로 신호의 크기가 작아지지만 다중셀 환경에서 외부 셀 간섭 역시 $H_{normal}^{(p,i)}$ 값으로 작아지기 때문에 외부 셀 간섭에 의한 성능 저하가 전력 제한이 없는 경우에 비해 상대적으로 적다. 제로 삽입을 하는 경우의 성능이 가장 좋은 이유는 채널 특성 값이 매우 작은 곳에서 0를 삽입하여 다른 부반송파의 파워를 높이기 때문이다. 또한 0가 삽입되지 않은 부반송파의 신호들은 특정한 H_{th} 값 이상의 채널을 겪으므로 페이딩에 의해 신호의 크기가 작아지는 것을 줄일 수 있다. 또한, 특정 BER 이하의 성능을 유지하며 전체 셀 영역에서 사용자에게 서비스를 제공하기 위해서는 다양한 L 값에 따른 성능 분석이 필요하다.

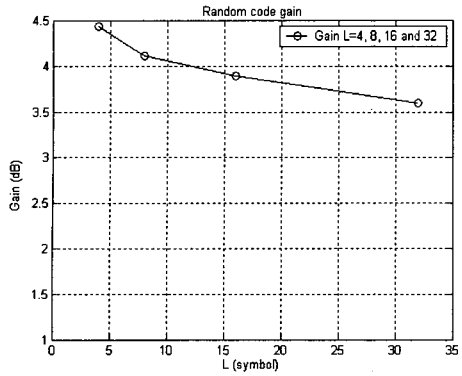

그림 5. 다중화된 심볼 수 L에 따른 랜덤코드 이득 (위치=0.8km)

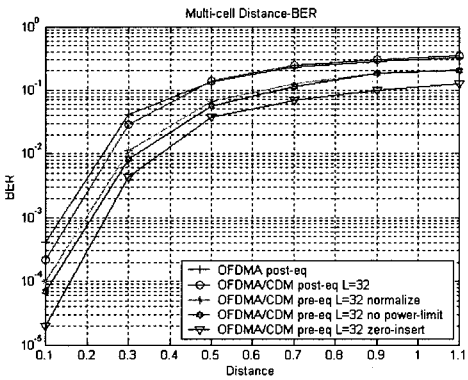

그림 6. 다중셀에서 거리-BER 결과

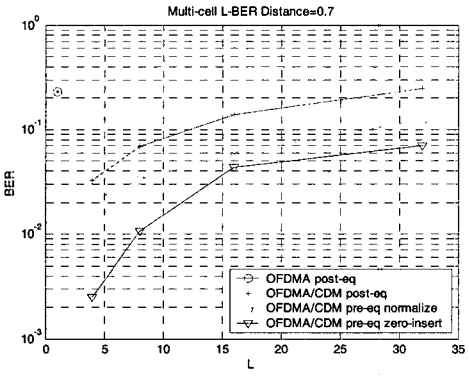

그림 7. 거리 0.7km에서 L-BER 결과

그림 7은 0.7km인 지점에서 심볼 수 L에 따라 측정한 BER을 나타낸다. OFDMA/CDM 방식에 후치등화를 적용한 결과는 간섭 신호와 잡음증가로 인하여 전치등화를 하는 결과보다 성능이 저하된다. 또한 제로삽입을 하는 결과가 L값이 작은 곳에서 더 큰 향상을 보이는 것은 제로삽입 방식을 적용하기 때문에 발생하는 코드간의 간섭이 줄어들기 때문이며, 다중셀 환경에서 셀 외곽 영역을 서비스하

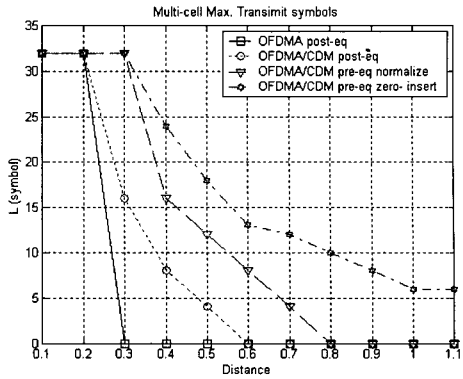

그림 8. 거리에 따른 최대 전송 심볼 수 (BER=0.02)

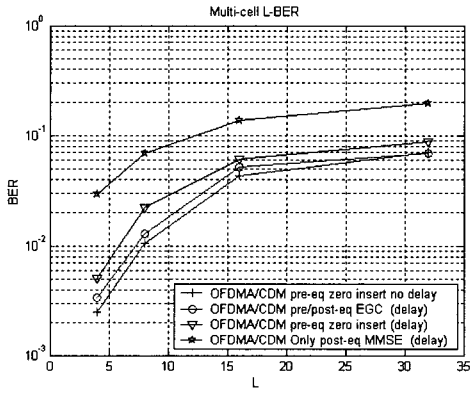

그림 9. 전치/후치 등화를 이용한 성능 개선 (위치=0.7km 시간지연 = 16 심볼)

기 위해 적은 심볼을 전송해야하는 경우 제로삽입이 더 큰 성능 향상을 보일 것으로 판단된다.

그림 8은 특정 거리에서 각각의 전력 할당 방식을 사용하였을 때 BER=0.02를 만족시키면서 최대로 전송할 수 있는 심볼 수를 나타낸다. OFDMA를 사용하는 경우 주파수 재사용 계수를 1로 가정하였으며 최대 32개의 심볼을 0.2km 까지 서비스 할 수 있다. 그러나 그 이상의 영역을 서비스하기 위해서는 복잡한 셀 계획을 해야 한다. OFDMA/CDM에 후치등화를 적용하면 서비스할 수 있는 영역이 0.5km 까지 늘어나며 이때 보낼 수 있는 심볼 수는 4이다. 정규화를 적용한 전치등화 방식은 심볼 4개를 전송하면서 0.7km까지 서비스 영역을 확장할 수 있다. 끝으로 제로삽입의 경우를 보면 0.3km-32개, 0.4km-24개, 0.5km-18개, 0.7km-12개, 0.8km-10, 0.9km-8개 그리고 1.1km까지 6개의 심볼을 전송할 수 있으며 심볼의 수를 변환함으로써 유연하게 전체 셀 영역 내에서 운용이 가능하다.

그림 9는 다중셀 환경에서 기지국과의 거리가 0.7

km인 지점에서 시간지연이 존재하는 경우 제안한 전/후치등화를 적용한 결과를 나타낸다. 채널 추정은 완벽하다고 가정하였지만, 채널 측정 시점부터 채절 등화가 적용되어 신호를 수신할 때까지 16 OFDMA 심볼의 지연이 있다고 가정했다. BER=0.02인 지점을 기준으로 볼 때 후치등화에 MMSE를 적용한 결과는 BER=0.02를 만족시킬 수 없다. 또한 제로삽입을 적용한 결과에 시간지연이 존재하는 경우는 L이 8 미만인 값에서 만족시킬 수 있다. 그러나 제안한 전/후치등화를 적용하면 L=10으로 BER=0.02의 성능을 얻을 수 있다.

V. 결 론

고속전송 및 유연한 셀 구축 및 운용이 가능한 OFDMA/CDM 기반 셀룰라 시스템을 제안하였다. 전송전력제한이 있는 하향링크에서 전치등화에 적합한 전력할당 방식을 제안하고, 다양한 다른 방법들과 성능비교를 통해 제안된 방안이 우수함을 보였다. 특히, 기지국과의 거리에 따른 단일셀과의 성능 비교 및 셀 경계로 접근함에 따른 다중화 심볼수를 변화시킴으로써 유연한 셀 운용이 가능함을 보였다. 제안된 방안은 TDD나 저속 이동의 FDD 시스템에 활용될 수 있을 것으로 예상되며, 고속 이동의 경우 전/후치 결합방안을 활용할 수 있음을 추가로 제시하였다.

참 고 문 헌

[1] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for Next-Generati-on Mobile Communications Systems", IEEE Communications Magazine, September 1998, pp. 56-68.

[2] R. Parasad, R. van Nee, OFDM for wireless multimedia communications. Artech House, January 2000.

[3] J. Li, H. Kim, Y. Lee and Y. Kim, "A novel broadband wireless OFDMA scheme for downlink in cellular communications", IEEE Commun., vol. 3, March 2003, pp. 1907-1911.

[4] http://www.ieee802.org/11

[5] 홍대식, "OFDM 기반의 5GHz 대역 무선 LAN 기술", 전파진흥협회, 2002, 6월.

[6] 주판유, "IEEE 802.16d/e fixed BWA supporting mobility", 제10회 이동통신기술 워크숍, 2004, 2월.

[7] 김용범, "2.3GHz대 주파수를 이용한 휴대인터넷 서비스", 제10회 이동통신기술 워크숍, 2004, 2월.

[8] S. Kaiser, "On the Performance of Different Detection Techniques for OFDMCDMA in Fading Channels" IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'97), November 1995, pp. 2059-2063.

[9] S. Kaiser, "OFDM-CDMA versus DSCDMA Performance Evaluation for fading channels" IEEE Vehicula Technology Conference (VTC' 94), June 1995, pp. 1665-1669.

[10] H. Atarashi, S. Abeta, and M.Sawahashi, "Variable Spreading Factor-Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing (VSF-OFCDM) for Broadband Packet Wireless Access", IEICE Trans. Commun., vol. E86-B, No.1, January 2003, pp.292-296.

[11] I. Cosovic, "OFDMA Code-division Multiplexing with Pre-equalization forMobile Communications".Telecommunications Forum (TELFOR'03), Belgrade, Serbia and Montenegro, November 2003, pp. 25-27.

[12] I. Cosovic, "On the Performance of Different Channel Pre-compensation Techniques for Uplink Time Division Duplex MC-CDMA". IEEE Vehicular Technology Conference (VTC' 03, Fall), Orlando, USA, October 2003, pp.6-9.

[13] S. Hara and R. Prasad "Design and Performance of Multicarrier CDMA System in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels" IEEE Trans, vol. 48, No.5, September 1999, pp. 1586-1588.

[14] N. Maeda, H. Atarashi, S. Abeta and M. Sawahashi, "Pilot Channel Assisted MMSE Combining in Forward Link for Broadband OFCDM Packet Wireless Access" IEICE Trans, Fundamentals, vol. E85-A, No.7, July 2002, pp. 1638-1639.

김 덕 경(Duk Kyung Kim) 종신회원

1992년 2월 연세대학교 전기공학과(학사)
1994년 2월 KAIST 전기 및 전자공학과(석사)
1999년 2월 KAIST 전기 및 전자공학과(박사)
2002년 3월~현재 인하대학교 정보통신공학과 교수
<관심분야> CDMA, OFDM, RRM, UWB, 4G

류 제 훈(Je Hun Ryu) 준회원

2003년 2월 인하대학교 전자공학과(학사)
2005년 2월 인하대학교 전자공학과(석사)
2005년 3월~현재 LG 전자CTO. UMTS 그룹연구원

정 부 섭(Bu Seop Jeong) 준회원

2003년 2월 인하대학교 전자공학과(학사)
2005년 2월 인하대학교 전자공학과(석사)
2005년 3월~현재 삼성전자 무선사업부연구원