http://dx.doi.org/10.7840/kics.2014.39A.5.258

사용자간 동기오차와 증폭기의 비선형 왜곡을 동시에 고려한 두 상향링크 OFDMA 기법의 채널용량 비교 분석

이 진 희◆, 김 봉 석*, 최 권 휴°

Capacity Comparison of Two Uplink OFDMA Systems Considering Synchronization Error among Multiple Users and Nonlinear Distortion of Amplifiers

Jin-Hui Lee◆, Bong-seok Kim*, Kwonhue Choi°

요 약

본 논문에서는 다중 사용자 간 시간 동기 오차에 강인한 상향링크 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 두 기법, 즉, ZCZ (Zero Correlation Zone) 코드 시간축 확산 OFDMA 기법과 시간동기오차에 강한 SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Mmultiple Access)기법의 채널용량을 비교한다. 보다 현실적인 성능을 비교하기 위해 사용자 간 시간 동기 오차 뿐 아니라 상향링크 OFDMA 신호 생성의 가장 큰 이슈인 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)에 의한 신호의 왜곡효과도 함께 고려한다. 사용자 간 시간 동기 오차에 의한 간섭이 존재하는 환경에서는 전력제어에 의해 증폭된 사용자들의 신호가 다른 사용자들의 신호에 큰 간섭으로 작용할 수 있다. 한편, 거리를 고려하여 증폭된 신호가 단말의 증폭기의 선형 증폭구간을 벗어나게 되면 신호의 왜곡이 발생하여 최종 성능의 저하를 발생시킬 수도 있다. 따라서, 기지국과 사용자 간의 거리만을 고려한 전력제어 방식이 아니라 최대 채널용량 성능을 갖게 하는 사용자 송신 전력 조합을 실험을 통해 찾는다. 즉, 사용자 단말의 전력 제한 수치와 사용자 시간 동기 오차의 최대범위 및 E_b/N_0 등의 다양한 조합들에 대해 최대 채널용량 성능을 갖게 하는 송신전력 보정 계수(ASF: Adaptive Scaling Factor)을 실험을 통해 찾는다. 먼저, 송신전력 보정 계수를 적용한 경우 두 상향링크 OFDMA 방식의 채널용량은 단순히 거리만을 고려한 전력제어 방식을 적용한 경우 즉, 송신전력 보정 계수=1인 경우에 비해 얼마나 높은 채널용량 성능을 가지는지 분석한다. 두 상향링크 OFDMA 방식의 채널용량 성능을 비교하면, 송신출력이 상대적으로 낮아도 되는 높은 E_b/N_0 환경에서는 시간 동기 오차에 보다 강인한 특성을 가진 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법의 채널용량 성능이 좋고, 반대로 상대적으로 높은 송신출력을 요구하는 낮은 E_b/N_0 환경에서는 낮은 PAPR 특성을 갖는 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법의 채널용량 성능이 보다 우수함을 다양한 실험을 통해 보인다.

Key Words : communication, signal processing, Neutral systems, Communication Sciences, Network

ABSTRACT

In this paper, we investigate channel capacity of two kinds of uplink OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) schemes, i.e. ZCZ (Zero Correlation Zone) code time-spread OFDMA and sparse SC-FDMA

※ 본 연구는 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행되었습니다.(2012R1A1A4A01015628)
◆ First Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, jinh37@ynu.ac.kr, 학생회원
° Corresponding Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, gonew@ynu.ac.kr, 종신회원
* 영남대학교 정보통신공학과 무선통신실험실 , hishope21@ynu.ac.kr, 정회원
논문번호 : KICS2014-03-077, Received March 5, 2014; Revised April 30, 2014; Accepted April 30, 2014

(Single Carrier Frequency Division Mmultiple Access) robust to access timing offset (TO) among multiple users. In order to reflect the practical condition, we consider not only access TO among multiple users but also peak to average power ratio (PAPR) which is one of hot issues of uplink OFDMA. In the case with access TO among multiple users, the amplified signal of users by power control might affect a severe interference to signals of other users. Meanwhile, amplified signal by considering distance between user and base station might be distorted due to the limit of amplifier and thus the performance might degrade. In order to achieve the maximum channel capacity, we investigate the combinations of transmit power so called ASF (adaptive scaling factor) by numerical simulations. We check that the channel capacity of the case with ASF increases compared to the case with considering only distance i.e. ASF=1. From the simulation results, In the case of high signal to noise ratio (SNR), ZCZ code time-spread OFDMA achieves higher channel capacity compared to sparse block SC-FDMA. On the other hand, in the case of low SNR, the sparse block SC-FDMA achieves better performance compared to ZCZ time-spread OFDMA.

Ⅰ. 서 론

OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템은 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 기법과 함께 차세대 무선 통신 시스템의 핵심 기술로 채택되었으며 이에 대한 연구가 현재에도 활발히 진행 중이다[1-3]. 특히, 다수의 부반송파를 사용하는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)방식의 대표적인 문제점인 높은 PAPR (Peak to Average Power Ratio) 특성과 다중 사용자 간 시간 동기 오차에 의해 발생하는 부반송파 간 간섭 문제는 상향링크에서 여전히 해결해야할 과제이다. 높은 PAPR의 문제점을 극복하기 위해 PAPR 감쇠기법에 관한 다양한 연구들이 진행되어 왔으며[4-13], 특히, LTE (Long Term Evolution)에서는 높은 PAPR을 극복하기 위해 상향링크에서 SC-FDMA 기법을 도입한 바 있다[13]. 한편, 상향링크에서는 하향링크에서와 달리 사용자마다 각기 다른 위치, 다른 송신 시간을 가진다. 이로 인해 서로 다른 사용자의 신호가 기지국에 도달하는 접속 시간 차이가 발생하게 되어 다중사용자들 간의 부반송파 간 직교성이 파괴되어 간섭이 발생하게 되고 이는 성능저하의 주요 원인이 된다. 이를 위해 접속시간동기오차를 최소화하기 위해 레인징과 같은 연구들 또한 진행되어 오고 있다[14-15].

앞서 인용한 연구들의 특징은 단지 PAPR 특성만 고려하거나 혹은 다중접속시간동기 오차에 의한 간섭 문제 만을 단독으로 고려하였다. 하지만, 실제 환경에서는 PAPR에 의한 신호의 왜곡과 사용자 간 동기오차에 의한 간섭이 동시에 존재한다. 참고문헌 [20]에서는 상향링크 OFDMA의 문제점을 보다 현실적으로 고려하기 위해 접속시간동기오차에 강인한 두 가지 OFDMA 기법을 선택하고, 높은 PAPR에 의한 신호의 왜곡과 서로 다른 사용자간 다중접속시간동기 오차를 동시에 고려하여 두 OFDMA 기법들의 성능을 비교 분석하였다. 하지만, 이 방식에서 사용한 전력제어 방식은 기지국과 각 사용자 간의 거리에 의해 감쇠될 영향만을 고려한 매우 단순한 방식이다. 즉, 기지국과 각 사용자 간의 거리에 의해 감쇠될 신호를 사용자 단말에서 미리 증폭해서 보내는 형식이다. 이러한 방식은 SNR (Signal to Noise Ratio) 측면에서 볼 때에는 큰 문제점이 없겠지만, 사용자 단말의 선형증폭 구간의 제한이 있거나 다중 사용자 간 간섭이 존재하는 경우에는 개선되어야할 사항들이 있다. 예를 들어, 신호를 크게 증폭하게 되면 SNR은 최대화 되었다 하더라도 사용자 단말의 선형증폭 구간의 제한이 있을 경우 신호의 클리핑이 발생하게 된다. 이때 신호의 클리핑에 의한 영향이 SNR이 성능에 미치는 영향보다 크게 미칠 수 있다. 더욱이, 사용자 간 간섭이 존재하는 환경에서는, 어느 한 사용자의 SNR을 최대화하기 위해 증폭한 신호가 다른 사용자 입장에서는 간섭으로 작용할 수도 있다.

본 논문에서는 참고문헌 [20]에서 사용한 전력제어 방식을 더욱 현실적인 상황에 최적화하기 위해 각 사용자와 기지국 간의 거리뿐 아니라 PAPR에 의한 신호의 왜곡 및 다중 사용자 간 접속동기오차에 의한 간섭을 모두 반영한다. 이를 위해, 단말기 전력제한 내에서 자신의 신호를 최대한 크게 증폭하되 다른 사용자에게 미치는 간섭을 최소화하도록 전력제어 방식을 찾고자 한다. 이를 위해 본 논문에서는 [20]에서 수행한 전력제어 모형화에 다양한 상수 값을 곱하고 최적의 SINR (Signal to Interference-plus-Noise Ratio)을 갖게 하는 상수값을 실험을 통해 찾는다. 이 상수값을

본 논문에서는 송신전력 보정 계수 (ASF: Adaptive Scaling Factor)라고 명명한다. 송신전력 보정 계수를 찾기 위해 사용자와 기지국 간의 거리 외에도 클리핑 수준, E_b/N_0, 사용자 간 시간오차의 최대범위 등 다양한 변수를 동시에 고려한다. 기지국에서 사용한 채널 보상 방식은 MMSE (Minimum Mean Square Error) 방식을 사용한다. 송신전력 보정 계수를 적용한 후의 성능 평가를 위해 SINR을 기반으로 채널용량을 비교한다. 실험결과를 통해 채널용량에 의한 성능평가가 BER (Bit error Ratio)에 의한 성능평가와 차이가 없음을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 기존 상향링크 OFDMA 및 기존 SC-FDMA의 신호 모델에 대해 언급한다. III절에서는 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법과 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법에 대해 설명한다. IV절에서는 실험결과를 통해 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법과 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법의 성능을 비교 분석한다.

Ⅱ. 시스템 모형화

이번 절에서는 다중 사용자간 접속시간동기오차에 강인한 OFDMA 기법의 이해에 도움을 주기 위해서 기존의 OFDMA 기법과 SC-FDMA 기법을 수식으로 모형화하고, 이를 활용하여 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법과 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법을 모형화한다. 본 논문에서 고려하는 최대 사용자 수는 P, 전체 부반송파 개수는 N_C로 표기하고, 반지름이 R-km인 단일 셀을 고려하며, 셀 간 간섭은 없다고 가정한다. 사용자들은 셀 내에서 독립적이고 균등한 분포로 위치해있다고 가정한다.

2.1 기존 상향링크 OFDMA 신호 모델

이 세부 절에서는 참고문헌 [20], [21]을 참조하여 기존의 상향링크 OFDMA 구조를 설명한다. 셀 내의 사용자수가 최대 P이고, 각 사용자에 할당된 부반송파 개수는 N일 때, $N=\lfloor N_C/P \rfloor$ 로 나타낼 수 있다. 여기서 $\lfloor \cdot \rfloor$는 가장 가까운 정수로 내림하는 연산자로서 N을 정수로 나타내기 위해 사용된다. 데이터 심볼 $X_{u,k}^{(p)}$는 p번째 사용자의 u번째 OFDM 심볼의 k번째 부반송파에 의해 전송되며, N-점 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)의 입력이 된다. 즉, $X_{u,k}^{(p)}$를 OFDM 변환한 p번째 사용자의 u번째 송신심볼 $x_u^{(p)}(t)$은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$x_u^{(p)}(t)=\begin{cases}\dfrac{1}{\sqrt{T_s}}\displaystyle\sum_{k\in C^{(p)}} X_{u,k}^{(p)} e^{j2\pi f_k(t-uT_M)}, \\ \qquad uT_M-T_g \le t < uT_M+T_s \\ 0, \qquad elsewhere\end{cases} \tag{1}$$

여기서 T_g는 보호구간의 길이이고, 보호구간을 포함하지 않은 OFDM 심볼의 길이를 T_s로 표기한다. 즉, 보호구간을 포함한 OFDM 심볼의 길이를 T_M이라하면, $T_M=T_s+T_g$가 된다. 또한, f_k는 k번째 부반송파의 주파수로서 $f_k=k/T_s$에 의해 계산된다. 또한, $C^{(p)}$는 사용자에게 정해진 부반송파 색인으로서 셀 내의 사용자 수에 따라 부반송파 색인은 조절될 수 있다. 총 N_F개의 OFDM 심볼이 연이어 구성된 p번째 사용자의 OFDM 심볼 $x^{(p)}(t)$는 다음과 같다.

$$x^{(p)}(t)=\sum_{u=0}^{N_F-1} x_u^{(p)}(t-u) \tag{2}$$

기지국과 p번째 사용자 간의 거리를 $d^{(p)}$라 할 때, $d^{(p)}$는 기지국의 중심으로부터 R-km 반경 내에서 독립적이고 균등한 분포를 갖는다. OFDM 송신심볼 $x^{(p)}(t)$가 p번째 사용자에게서 기지국으로 송신되었다면, $x^{(p)}(t)$의 전력은 $(d^{(p)})^4$으로 감쇠한다. 기지국과 사용자의 거리만큼의 전력 감쇠를 보상하기 위해 [20]에서는 p번째 OFDM 송신심볼 $x^{(p)}(t)$의 진폭에 $(d^{(p)})^2$을 곱해 간단한 전력 제어를 수행하였다. 하지만 실제 환경에서는 클리핑이 존재하기 때문에 사용자의 신호가 클리핑에 의한 왜곡이 가능한 최소화 하면서 동시에 신호크기가 최대가 되기 위한 조절이 필요하다. 또한, 다중 사용자 간 접속시간동기오차로 인해 다른 사용자에게 미치는 간섭을 최소화하면서 p번째 사용자의 SNR이 최대화되도록 신호를 적절히 조절해야한다. 따라서 본 논문에서는 기지국과 p번째 사용자 간의 거리뿐만 아니라 클리핑에 의한 신호의 왜곡과 사용자 간 접속시간동기오차로 인한 간섭을 모두 고려하여 p번째 사용자가 가장 최적의 성능을 가질 수 있도록 최적의 전력제어를 적용한다. 즉, 최적의 성능을 갖는 별도의 전력 제어 상수, 송신전력 보정 계수 $\delta^{(p)}$를 곱해준다. 송신전력 보정 계수는 기지국과 사용자 간의 거리만큼의 전력 감쇠를 보상하기 위해서 OFDM 송신심볼 $x^{(p)}(t)$의 진폭에 $(d^{(p)})^2$을 곱해준 값에 부여되는 송신전력 보정계수이고, 이 값은 E_b/N_0와 기지국과 사용자 간의 거리 그리고 클

리핑에 의해 결정된다. 기지국으로부터 $d^{(p)}$km 떨어진 p번째 사용자의 거리에 따른 전력 제어와 최적의 성능을 가지기 위한 별도의 전력 제어를 수행한 OFDM 송신신호 $x_{pc}^{(p)}(t)$는 다음과 같이 표현된다.

$$x_{pc}^{(p)}(t) = \delta^{(p)}\left(d^{(p)}\right)^2 x^{(p)}(t) \tag{3}$$

송신전력 보정 계수 $\delta^{(p)}$을 찾는 구체적인 방법은 Ⅳ절 Simulation result에서 설명하도록 한다.

전력 제어를 수행한 OFDM 송신신호 $x_{pc}^{(p)}(t)$가 단말기가 지원하는 전력 임계값보다 클 경우 신호의 클리핑이 발생한다. 따라서 p번째 사용자의 클리핑된 OFDM 신호를 $x_{dip}^{(p)}(t)$라고 할 때, '선형 전력 증폭기'라 불리는 클리핑 연산을 이용하여 $x_{dip}^{(p)}(t)$을 표현할 수 있다[18,19].

$$x_{dip}^{(p)}(t) = \begin{cases} x_{pc}^{(p)}(t), & \left|x_{pc}^{(p)}(t)\right|^2 \le A \\ \sqrt{A}\, e^{j\angle x_{pc}^{(p)}(t)}, & \left|x_{pc}^{(p)}(t)\right|^2 > A \end{cases} \tag{4}$$

여기서, A는 단말에서 지원하는 클리핑 임계값으로, $A = \alpha \times \mathrm{E}\left[\left|x_{pc}^{(p)}(t)\right|^2\right]$ 로 계산된다. $\mathrm{E}(\cdot)$는 평균연산자이며, α는 클리핑 수준 색인로 선형 증폭구간을 조절할 수 있다. 클리핑 수준 색인의 단위는 dB이고, 클리핑 수준을 결정하는 상수값이다.

본 논문에서는 레일레이 페이딩 채널 환경을 고려하며, 채널의 다중경로 개수가 L개인 p번째 사용자의 채널 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$h^{(p)}(\tau;t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)}(t)\,\delta\left(\tau - \tau_l^{(p)}\right) \tag{5}$$

여기서 $h_l^{(p)}$는 p번째 사용자가 겪는 다중경로 가운데 l번째 경로의 시간 지연에 따른 감쇠 성분이고, 시간변수 t에 대해 평균이 0이고 분산이 1인 복소 가우시안 랜덤 프로세스이다. 또한, $\tau_l^{(p)}$는 p번째 사용자의 다중경로 가운데 l번째 경로의 지연시간으로써 $(0\ \ T_g]$의 구간 내에서 균등한 분포를 갖는다. 최대 지연 시간의 범위는 N_F개 OFDM 심볼을 전송하는 동안 $h_l^{(p)}$는 변하지 않는다고 가정한다. 즉, $h_l^{(p)}(t)\big|_{-T_g \le t < N_F T_M + T_S} = h_l^{(p)}$이다. 또한, p번째 사용자의 k번째 부반송파의 채널 함수 $H_k^{(p)}$는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$H_k^{(p)} = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)} e^{-j2\pi f_k \tau_l^{(p)}} \tag{6}$$

각 사용자의 채널은 $\sum_{l=0}^{L-1}\mathrm{E}\left(\left|h_l^{(p)}\right|^2\right) = 1$ 이기 때문에 단위 평균 전력을 가지며 기지국에서 정확한 채널 정보를 알고 있다고 가정한다.

각 사용자의 단말로부터 클리핑되어 송신된 신호들은 각각의 채널을 겪은 후 기지국에 도달한다. 도달된 수신신호 $r(t)$는 다음과 같이 표현된다.

$$r(t) = \sum_{p=1}^{P} \frac{r^{(p)}\left(t - t^{(p)}\right)}{\left(d^{(p)}\right)^2} + n(t) \tag{7}$$

셀 내의 사용자 중 p번째 사용자의 수신신호 $r^{(p)}(t)$는 $r^{(p)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(p)}(t)\, x_{dip}^{(p)}\left(t - \tau_l^{(p)}\right)$이고, $n(t)$는 전력 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$인 복소 가산 백색 가우시안 잡음 (AWGN: Additive White Gaussian Noise)이다. 식 (7)의 변수 $t^{(p)}$는 기지국 기준시간과 p번째 사용자 간의 시간 오차이며, $\triangle_{\max}$를 사용자 간 접속시간동기오차의 최대값이라 할 때 $[-\triangle_{\max}/2\ \ \triangle_{\max}/2]$의 구간에서 독립적이고 균등한 분포를 갖는다. 또한, $1/\left(d^{(p)}\right)^2$은 기지국과 각 사용자 간의 거리에 의한 감쇠 성분을 나타낸다.

복조과정에서 p번째 사용자의 u번째 OFDM 심볼에 해당하는 k번째 FFT 출력 $R_{u,k}^{(p)}$는 다음과 같다.

$$R_{u,k}^{(p)} = \frac{1}{\sqrt{T_s}} \int_{t^{(p)} + u T_M - T_S}^{t^{(p)} + u T_M} r(t) e^{-j2\pi f_k \left(t - t^{(p)}\right)} dt \tag{8}$$

$R_{u,k}^{(p)}$를 p번째 사용자의 k번째 주파수 채널 함수 $H_k^{(p)}$와 잡음의 분산 σ^2를 기반으로 MMSE를 통한 채널보상을 통해 다음과 같이 검출신호 $\hat{X}_{u,k}^{(p)}$를 얻을 수 있다.

$$\hat{X}_{u,k}^{(p)} = \mathrm{Q}\left(R_{u,k}^{(p)}\left(H_k^{(p)}\right)^{\mathrm{H}}\left(H_k^{(p)}\left(H_k^{(p)}\right)^{\mathrm{H}} + \sigma^2\right)^{-1}\right) \tag{9}$$

여기서 $(\cdot)^{\mathrm{H}}$는 에르미트(herimitian) 행렬을 나타내며 $(\cdot)^{-1}$는 역행렬을 의미한다. $\mathrm{Q}(\cdot)$는 양자화 연

산자로써 입력 값이 양수일 경우 1을 출력하고, 음수일 경우 -1을 출력한다. 잡음의 분산 σ^2는 기지국과 사용자 간의 거리가 1km 인 지점에 위치한 사용자의 E_b/N_0를 이용하여 $\sigma^2 = 0.5 \times 10^{-E_b/N_0/10}$로 계산된다.

2.2 SC-FDMA 신호 모델

SC-FDMA 기법은 LTE에서 낮은 PAPR 특성을 가지도록 상향링크 다중 접속 기법으로 제안되었다. SC-FDMA는 OFDMA 변조 즉 IFFT 연산 이전에 DFT 연산을 수행함으로써 시간축 데이터 심볼을 주파수축으로 변형한다[13]. 기존의 OFDMA와 비교했을 때, SC-FDMA는 송신측에서 DFT 블록, 수신측에서 IDFT 블록이 추가적으로 필요하다. 추가된 과정을 통해 OFDMA 방식에 비해 낮은 PAPR 특성을 갖게 한다.

식 (1)에서 $X_{u,k}^{(p)}$ 대신 $X_{(SC)u,k}^{(p)}$로 대체함으로써 SC-FDMA의 송신 심볼을 생성할 수 있다. 여기서 $X_{(SC)u,k}^{(p)}$는 식 (1)에서 사용된 데이터 심볼 $X_{u,k}^{(p)}$를 N-점 DFT한 출력으로써 다음과 같이 표현된다.

$$X_{(SC)u,k}^{(p)} = \sum_{n=1}^{N} X_{u,n}^{(p)} e^{-j2\pi nk/N} \tag{10}$$

이와 유사하게 검출신호를 획득하는 과정인 식 (9)에 아래와 같이 IDFT 연산을 추가함으로써 SC-FDMA 심볼을 최종적으로 복조할 수 있다. 아래 식에서 $\mathrm{IDFT}(\cdot)$는 입력신호에 대해 N-점 IDFT를 수행하는 연산자이다.

$$\hat{X}_{(SC)u,k}^{(p)} = \mathrm{Q}\left(\mathrm{IDFT}\left(R_{u,k}^{(p)}\left(H_k^{(p)}\right)^{\mathrm{H}}\left(H_k^{(p)}\left(H_k^{(p)}\right)^{\mathrm{H}} + \sigma^2\right)^{-1}\right)\right) \tag{11}$$

Ⅲ. Uplink OFDMA Schemes for Loose Multiple Users Synchronization

3.1 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA

ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법은 상향링크 시스템에서 다중 사용자 간 접속시간동기오차에 의해 발생하는 성능 저하를 줄이기 위해서 제안되었다[18]. 이 기법은 [22]에서 제안한 바 있는 ± 1 칩 이내에서 0 상관도를 유지하는 ZCZ코드를 MC DS-CDMA 형태로 적용한 것이다. 즉, ± 1 OFDM 심볼 이내에서 발생하는 다중 사용자 간 접속시간동기오차에 대한 간섭을 0이 되게 할 수 있다. 각 사용자의 데이터 심볼은 전체 부반송파 즉 N_c개의 부반송파를 통해 OFDM 변조된 후 ZCZ 코드 길이 만큼 시간축에서 확산된다. 앞서 언급한 기존 OFDMA와 동일한 자원을 사용하도록 하기 위해 ZCZ 코드의 길이(SF: Spreading Factor)를 N_F로 설정한다. SF를 $2P'$로 설정하면 $P' = \lceil P \rceil_2$이고, $\lceil \cdot \rceil_2$는 가장 가까운 2의 멱승으로 올림해주는 연산이다. 예를 들어, $P' = \lceil 3 \rceil_2 = 4$이다.

이 기법에서 데이터 심볼은 N_F개의 OFDM 심볼로 시간축에서 확산되기 때문에 $X_{u,k}^{(p)}$는 u에 상관없이 $0 \le u < N_F - 1$에서 모두 동일하다. 즉, $X_{0,k}^{(p)} = X_{1,k}^{(p)} = \cdots = X_{N_F-1,k}^{(p)}$이라 할 수 있으므로 $X_{u,k}^{(p)}$은 $X_k^{(p)}$로 표기한다. ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법에서 p번째 사용자의 k번째 부반송파에 의한 IFFT 입력은 아래와 같다.

$$X_{(ZCZ)u,k}^{(p)} = c_u^{(p)} X_k^{(p)} \tag{12}$$

여기서 $c_u^{(p)}$는 p번째 사용자의 ZCZ 코드의 u번째 칩으로써 모든 부반송파에 동일하게 곱해진다. 앞서 시스템 모형화에서 설명했던 식 (1)과 같이 IFFT의 출력인 $x_{(ZCZ)u}^{(p)}(t)$은 p번째 사용자의 u번째 칩에 의해 출력되고, 다음과 같이 표현된다.

$$x_{(ZCZ)u}^{(p)}(t) = \begin{cases} \dfrac{1}{\sqrt{T_s}} \displaystyle\sum_{k=1}^{N_C} X_{(ZCZ)u,k}^{(p)} e^{j2\pi f_k (t - uT_M)}, \\ \qquad uT_M - T_g \le t < uT_M + T_s \\ 0, \qquad elsewhere \end{cases} \tag{13}$$

또한, 시간축에서 확산된 OFDM 심볼 $x_{(ZCZ)}^{(p)}(t)$는 아래와 같다.

$$x_{(ZCZ)}^{(p)}(t) = \sum_{u=0}^{N_F-1} x_{(ZCZ)u}^{(p)}(t) \tag{14}$$

복조과정은 위의 변조과정의 역순으로 수행한다. ZCZ 코드의 상호상관 특성을 이용해서 역확산 후에도 완벽한 0 상관도를 유지하기 위해서 간섭하는 사용자의 신호는 다른 사용자의 상관 영역 이내에서 순환 자리 이동된 상태로 존재해야 한다. 그러므로 첫

번째 칩과 마지막 칩은 [23]와 같이 순환해서 연장된다. 추가된 2 칩에 의해 오버헤드된 전송시간은 확산이득의 현실적인 범위 내에서 허용될 수 있다. 하지만 이 기법은 한 명의 사용자가 모든 부반송파를 사용하기 때문에 기존의 OFDMA 기법에 비해 높은 PAPR을 갖는다. 이로 인해 신호의 클리핑이 발생하게 되고 이로 인해 부반송파 간 직교성이 파괴되어 성능저하가 발생하는 단점이 있다.

3.2 시간동기오차에 강한 SC-FDMA

시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법은 각각의 사용자 데이터의 뒷부분에 0 심볼을 삽입함으로써 상향링크 시스템에서 시간오차로 생기는 다중 사용자 간 간섭을 줄이기 위해서 제안되었다[16]. 이 때, 0 심볼의 개수가 Z일 때, 구간 $[N-Z+1\ N]$에 데이터 대신 0을 삽입한다. 그러므로 이 기법은 Z만큼의 데이터 손실이 발생한다. 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법의 송신신호 $X_{(SB)u,k}^{(p)}$는 식 (10)의 $X_{u,n}^{(p)}$의 Z개의 심볼에 0을 삽입함으로써 표현할 수 있다.

$$X_{(SB)u,k}^{(p)}=\sum_{n=1}^{N-Z}X_{u,n}^{(p)}e^{-j2\pi nk/N}+\sum_{n=N-Z+1}^{N}0\cdot e^{-j2\pi nk/N} \tag{15}$$

이 기법은 OFDMA의 IFFT 연산 이전에 DFT 연산을 수행하여 기존의 OFDMA에 비해 낮은 PAPR을 가지면서, 구간 $[N-Z+1\ N]$에 데이터 대신 0을 삽입함으로써 어느 정도의 사용자 간 접속시간동기오차를 허용한다. 하지만 사용자 간 접속시간동기오차가 큰 경우에는 성능저하가 발생하며, 특히, 접속시간동기오차와 동시에 다중경로 환경에서는 성능저하가 더욱 심각해지는 단점이 있다. 하지만, SC-FDMA를 기반으로 하는데다가 한 사용자가 절반의 부반송파만 사용하기 때문에 낮은 PAPR 특성을 갖는 장점 또한 갖는다. 따라서, 이 기법에 대한 접속동기 오차 및 PAPR에 의한 신호의 왜곡을 동시에 고려한 성능을 분석할 필요가 있다.

Ⅳ. 성능 지표 및 적응형 전력 제어 알고리즘

참고문헌 [20]에서 BER 기반 실험을 한 것에 반해 본 논문에서는 SINR을 이용한 채널용량 기반으로 실험을 진행한다. BER 기반 실험과 채널용량 기반 실험 모두 사용자의 성능을 관측할 수 있는 중요한 평가요소라 할 수 있다. 이 중 BER 기반 실험은 사용자가 고려할 수 있는 모든 환경을 고려해서 최종적인 단계에서 얻을 수 있는 성능인데, BER 기반 실험의 성능을 얻기 위해서는 송수신이 가능한 충분한 전력보다 더 많은 전력을 사용해야 한다. 본 논문에서는 클리핑 수준 E_b/N_0, 기지국과 사용자 간의 거리가 존재하는 실제 환경에서 셀 내에 존재하는 사용자에게 필요한 적정 수준의 성능을 이용한 분석이 필요하다. 그래서 SINR을 이용한 채널용량 실험을 선택했고, 채널용량 기반 실험을 함으로써 BER 기반 실험에 비해 소요되는 실험 시간도 감소시킬 수 있는 장점이 있다. 각 사용자의 채널용량에 사용되는 SINR은 수신 후 판별된 심볼에 원래 송신심볼을 곱해준 후, 그 값의 평균과 분산으로 계산된다. 본 논문의 실험에서는 BPSK (Binary Phase Shift Keying) 변조방식으로 실험을 하기 때문에 판별된 심볼은 1 또는 -1 값을 가진다. 따라서 판별된 심볼에 원래 송신 심볼을 곱하면 1을 중심으로 값이 분포하고, 값이 분포된 정도는 사용자의 신호에 왜곡과 간섭이 미친 정도를 의미한다. 즉, 분산은 평균을 중심으로 잡음, 클리핑에 의한 신호의 왜곡 그리고 다른 사용자 간의 간섭에 의한 신호 왜곡의 정도에 따라 발생한 것이다. 이것을 상향링크에서 p번째 사용자의 신호에 미치는 간섭 성분 및 잡음 성분이라고 판단할 수 있다. 즉, $\hat{x}_u{}^{p}(t)$를 양자화 이전의 $x_u^{(p)}(t)$의 판별 변수라고 할 때, SINR은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}\mathrm{SINR}&=\frac{\left|\mathrm{E}\left(x_u^{(p)}(t)\times\hat{x}_u{}^{(p)}(t)\right)\right|^2}{E\left(\left(x_u^{(p)}(t)\times\hat{x}_u{}^{(p)}(t)\right)^2\right)-E\left(x_u^{(p)}(t)\times\hat{x}_u{}^{(p)}(t)\right)^2}\\&=\frac{\left|\mathrm{E}\left(x_u^{(p)}(t)\times\hat{x}_u{}^{(p)}(t)\right)\right|^2}{\left(x_u^{(p)}(t)\times\hat{x}_u{}^{(p)}(t)-E\left(x_u^{(p)}(t)\times\hat{x}_u{}^{(p)}(t)\right)\right)^2}\end{aligned} \tag{16}$$

여기서 SINR을 이용한 채널용량은 아래와 같다.

$$\text{채널용량}=\frac{1}{2}\times\log_2(1+\mathrm{SINR}) \tag{17}$$

본 논문에서는 기지국과 사용자 간의 거리에 의한 전력을 보상했을 뿐 아니라 클리핑에 의한 신호 왜곡과 시간 동기 오차에 의한 다중접속 간섭이 동시에 존재할 때를 모두 고려해서 최적의 성능을 갖도록 하는 전력제어를 수행하였다. ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA는 ± 1 OFDM 심볼 주기 동안 일어나는 시간 오차에 대해서 다중 사용자 간 간섭이 없기 때문에

최대 다중 접속시간동기오차인 최대 TO 상한값 $\triangle_{\max}$를 1 OFDM 심볼 주기로 설정하고 송신전력 보정 계수를 실험으로 검출하였다. 동일한 환경에서 성능을 비교하기 위해서 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 또한 $\triangle_{\max}$는 1 T_s로 설정했다. 송신전력 보정 계수를 구하는 알고리즘은 다음과 같다.

Step 1. 먼저, ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법은 1 OFDM 심볼구간 이내에서 0 상관도를 유지하기 때문에 다중 접속시간동기오차로 인한 사용자 간 간섭이 발생하지 않는다. 따라서 각 사용자가 겪는 클리핑에 의한 신호 왜곡만 고려함으로써 사용자의 송신전력 보정 계수를 설정할 수 있다. 즉, 셀 내에 존재하는 P명의 사용자는 사용자간 접속시간동기오차에 의한 간섭의 영향을 받지 않고 서로 독립적으로 존재한다.

Step 1-1. 셀 내에 위치하고 있는 한명의 사용자 신호가 가질 수 있는 송신전력 보정 계수를 임의의 2의 배수 조합으로 벡터를 생성한다 (예 ..., 1/4, 1/2, 1, 2, 4, 8, ...). 다른 위치에 존재하는 사용자는 고려하지 않아도 된다.

Step 1-2. 임의의 2의 배수 조합 벡터를 for loop를 이용해서 식 (3)의 $\delta^{(p)}$에 대입하고, 조합의 각 값들에 대한 채널용량 값을 출력한다.

Step 1-3. 가장 높은 채널용량 값을 가지는 조합의 값을 임의의 송신전력 보정 계수로 둔다. 임의의 송신전력 보정 계수의 주변값으로 조합 벡터를 만들어 다시 Step 1-2를 수행하고, 더 정확한 송신전력 보정 계수를 검출한다. 이에 따라, 셀 내에 존재하는 각 사용자는 클리핑이 존재하는 환경에서 클리핑에 의한 신호 왜곡을 최소한으로 하는 가장 최대의 채널용량 값을 가질 수 있다.

Step 2. 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법은 다중 접속시간동기오차로 인한 간섭과 클리핑에 의한 신호 왜곡을 모두 고려해서 사용자의 송신전력 보정 계수를 설정한다.

Step 2-1. 셀 내에 사용자가 독립적으로 분포되어 있을 때, 기지국과 가장 멀리 있는 p번째 사용자부터 송신전력 보정 계수를 검출한다. 이는 기지국과 사용자의 거리가 멀어질수록 그 사용자의 신호는 클리핑에 의한 왜곡이 심해지고, 다른 사용자의 접속시간동기오차에 의한 간섭을 가장 덜 받기 때문이다. p번째 사용자가 가질 수 있는 송신전력 보정 계수를 Step 1-1과 같이 임의의 2의 배수 조합으로 벡터를 생성한다. 또한, p번째 사용자보다 기지국에 가까이 있는

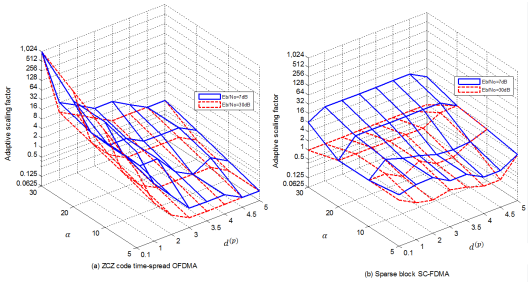

그림 1. 클리핑 수준, 기지국과 p번째 사용자의 거리에 따른 송신전력 보정 계수 (BPSK, $\triangle_{\max}=1\,T_s$)
Fig. 1. ASF according to the clipping level index, α and distance between base station and p-th user with BPSK and $\triangle_{\max}=1\,T_s$

$(p-1)$, $(p-2)$, ... , 1 번째 사용자의 송신전력 보정 계수는 임의로 1로 설정한다.

Step 2-2. p번째 사용자에 대해 Step 1-2과 Step 1-3을 반복하여 실험한다.

Step 2-3. p번째 사용자의 송신전력 보정 계수가 결정되면, $(p-1)$번째 사용자에 대해서도 위의 과정을 반복한다.

그림 1에서 클리핑 수준, E_b/N_0에 따라 셀 내에 위치한 사용자의 송신전력 보정 계수를 확인할 수 있다. ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법은 Step 1에 의해 송신전력 보정 계수가 클리핑 값에 비례하고, 기지국과 사용자 간의 거리에 반비례하는 것을 알 수 있다. 반면에 시간동기오차에 강한 SC-FDMA는 사용자 간 다중 접속시간동기오차도 고려하기 때문에 송신전력 보정 계수와 클리핑 값, 기지국과 사용자 간의 거리에 대한 어떤 관계를 명확히 규명할 수 없으므로 각 환경에 따른 송신전력 보정 계수를 다르게 설정한다.

Ⅴ. 실험 결과

5.1 실험환경

상향링크 시스템에서 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법과 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법의 실험 결과를 비교하기 위한 실험 환경은 다음과 같다. 변조방식은 BPSK를 사용하고 전체 부반송파 개수 N_c=256, 셀 내의 최대 사용자 수 P=8, SF = N_F=16 으로 설정한다. 또한, 현실적인 다중 접속 시간동기오차를 적용하기 위해서 OFDM 심볼 주기 T_s는 LTE에서 사용하는 66.7μs로 한다. 채널환경은 다중경로 채널을 고려하고, [24]에서와 같이 셀 반경 R은 5km로 설정한다. 다중경로 환경에 대한 특성은

다중경로의 총 개수 L은 8개, 감쇠지수는 0.8로 한다. 즉, $h_l^{(p)}$=0.8^l이 되고, 구간 $[0, T_g]$에서 균등한 분포를 가진다. 보호구간 T_g는 전체 심볼 주기 T_s의 1/4 배, 즉 $T_s/4$로 설정한다. 두 기법의 공정한 비교를 위해서 한 프레임 단위 $[N_F T_M]$sec 동안 한 사용자의 심볼 수를 256으로 설정한다. 이를 위해 시간동기오차에 강한 SC-FDMA에서 N은 16, ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA에서 N은 256이 된다. 시간동기오차에 강한 SC-FDMA에서 0 심볼의 개수 Z는 $Z=N/2(=N_C/(2P))$이며, 각 사용자에게 할당된 부반송파 블록들은 균등하고 독립적으로 존재한다. 본 논문에서 사용된 E_b/N_0는 다음과 같이 정의된다. 송신전력 보정 계수를 곱하지 않은 기지국과 사용자 간의 거리가 1km인 지점에 위치한 사용자의 송신신호의 비트 에너지를 E_b라 하고, 이 E_b를 기준으로 N_0가 설정된다. 1km 지점에 위치한 사용자의 신호로 계산된 E_b/N_0는 셀 내에 존재하는 모든 사용자에 적용된다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. simulation parameters

Parameters	Values
N_c	256
P	8
N_F	16
Spreading factor	16
T_s	66.7μs
T_g	16.675μs
R	5km
L	8
The decay exponent of multipath	0.8

5.2 송신전력 보정 계수에 따른 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법과 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능 분석

최대 TO 상한값 $\triangle_{\max}$를 1 T_s로 설정했을 경우 사용하는 송신전력 보정 계수는 다른 $\triangle_{\max}$일 때에도 동일하게 사용된다. 그림 2는 $\triangle_{\max}$=0.5 T_s일 때 송신전력 보정 계수를 반영하지 않은 경우, 즉, 기지국과 사용자의 거리에 대한 감쇠성분만 전력제어에 반영한 경우의 채널용량 성능과 송신전력 보정 계수를 함께 전력제어에 적용한 경우의 채널용량 성능을 보인다. 그림 2의 모든 영역에서 전력제어에 송신전력 보정 계수를 적용하지 않은 경우의 채널용량 성능보다 송신전력 보정 계수를 적용한 경우 개선된 채널용량 성능을 가짐을 알 수 있다. 이런 결과가 나온 이유는 $\triangle_{\max}$가 1 T_s보다 작은 경우에도, 기지국과 사용자 간의 거리에 대해서만 전력제어를 해주는 것 보다 PAPR에 의한 신호의 왜곡 및 다중접속동기오차에 의한 간섭을 모두 반영한 적응형 전력제어 값인 송신전력 보정 계수를 적용하는 것이 클리핑에 의한 왜곡 및 사용자 간 간섭을 최소화할 수 있기 때문이다. 이 때 사용된 송신전력 보정 계수는 $\triangle_{\max}$가 1 T_s일 때의 송신전력 보정 계수이며, 본 논문에서 설정할 수 있는 $\triangle_{\max}$ 환경 중 가장 좋지 않은 환경에서 구한 값이다. 사용자간 다중접속동기오차가 가장 큰 환경에서 설정된 송신전력 보정 계수를 그보다 더 낮은 다중접속 동기오차의 값인 $\triangle_{\max}$ 설정의 전력보상에 사용해도 사용자의 성능을 높여주기 때문에 $\triangle_{\max}$가 1 T_s 보다 작다면 $\triangle_{\max}$가 1 T_s 일 때 송신전력 보정 계수를 사용할 수 있다.

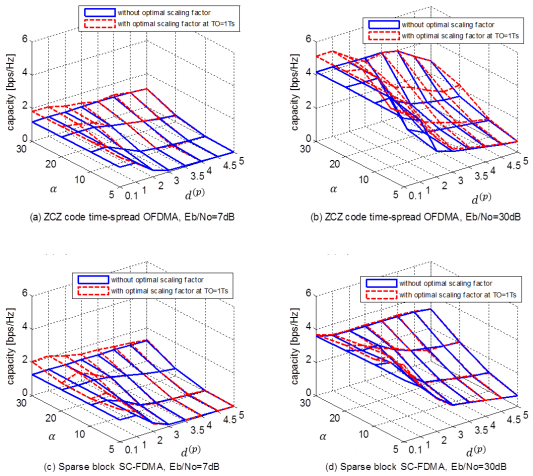

그림 2. $\triangle_{\max}$=0.5 T_s일 때 송신전력 보정 계수를 곱한 신호와 곱하지 않은 신호의 채널용량 성능 비교
Fig. 2. Capacity comparison between signal reflecting ASF and original signal with BPSK and $\triangle_{\max}=0.5\,T_s$

그림 3에서는 $\triangle_{\max}$가 1 T_s인 상황에서 송신전력 보정 계수를 적용한 전력 보상을 해준 두 기법의 채널용량 성능을 보여준다. E_b/N_0가 7dB일 때, ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법과 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법을 비교하면, 클리핑 수준이 작은 경우 기지국과 사용자 간의 거리와 상관없이 거의 비슷한 채널용량 성능을 가지고 클리핑 수준이 커질수록 두 기법의 채널용량 성능 차가 커지는데, 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법의 채널용량 성능이 더 우수함을 알 수 있다. 또한 E_b/N_0가 30dB인 경우에는

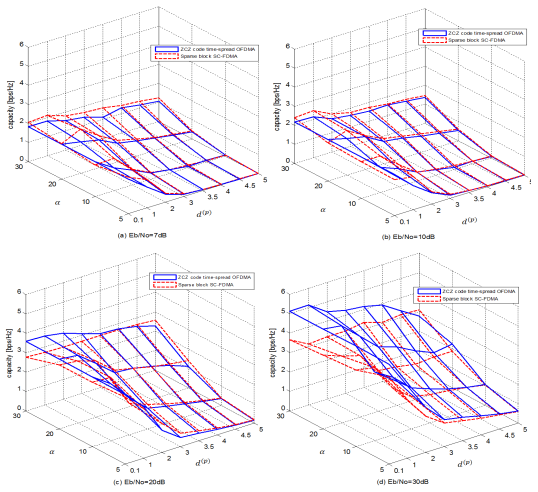

그림 3. $\triangle_{\max}$=1 T_s일 때, 송신전력 보정 계수를 곱한 두 기법의 채널용량 성능 비교
Fig. 3. Capacity comparison of two schemes according to the clipping level index, α and distance between base station and p-th user with BPSK and $\triangle_{\max} = 1\,T_s$

클리핑 수준이 작아도 기지국과 사용자 간의 거리가 가까운 곳에서는 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법의 채널용량 성능이 더 우세한 것을 알 수 있고 클리핑 수준이 커질수록 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법의 채널용량 성능이 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법의 채널용량 성능보다 더욱 좋아지는 것을 확인할 수 있다. 결과로부터 기지국과 사용자 간의 거리가 가까운 곳에서 클리핑 수준이 커질수록 두 기법의 성능 차이가 발생하는 것을 확인할 수 있고, 낮은 E_b/N_0에서는 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능이 더 좋고 높은 E_b/N_0에서는 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA의 채널용량 성능이 더 좋음을 확인할 수 있다. 또한, E_b/N_0는 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법의 성능보다 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법의 성능에 더 많은 영향을 미쳐서 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법의 성능을 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법의 성능보다 월등히 향상시킨다. 낮은 E_b/N_0에서 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법이 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법에 비해 채널용량 성능이 더 좋은 이유는 두 기법의 PAPR 특성 차이 때문이다. 실험에 사용되는 E_b/N_0는 앞에서 언급한 것과 같이 송신전력 보정 계수를 적용하기 전 1km에 위치한 사용자의 송신 신호 비트에너지 E_b에 의해 결정된다. 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법의 장점인 낮은 PAPR의 특성 때문에 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법보다 상대적은 낮은 N_0 값을 가지게 되고, 이는 송신전력 보정 계수를 적용한 후에도 심볼에 영향을 미치게 된다. 그래서 상대적으로 송신출력이 높아야 하는 낮은 E_b/N_0에서는 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법의 채널용량 성능이 우수하다. 하지만 E_b/N_0가 높아지면 N_0의 값이 충분히 작아지기 때문에 잡음 분산의 영향보다 클리핑에 의한 신호의 왜곡과 다중 사용자 간 접속시간동기오차에 의한 영향을 더 많이 받게 된다. 그래서 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법의 채널용량 성능이 더 우수하다. $\triangle_{\max}$가 1 T_s인 상황에서 다양한 변수의 상황을 고려했을 때, E_b/N_0가 낮은 경우는 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능이 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA의 채널용량 성능보다 뛰어나지만 두 기법의 성능차이가 미미하다고 볼 수 있으며, E_b/N_0가 높은 경우에는 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA의 채널용량 성능이 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능보다 더 좋은 성능을 가지고 있으며 성능차이 또한 눈에 띄게 나타난다. 이에 따라 클리핑에 의한 신호 왜곡과 다중 접속시간동기오차에 의한 간섭이 존재할 때, $\pm 1\,T_s$ 이내에서 발생하는 다중 사용자 간 접속시간동기오차에 대한 간섭을 0이 되게 할 수 있는 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법을 사용하는 것이 더 이득이라는 결론을 이끌어낼 수 있다.

5.3 사용자 위치에 따른 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법과 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능 분석

그림 4와 5는 기지국과 사용자의 거리가 고정되어 있는 경우에 $\triangle_{\max}$에 따른 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법과 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법의 성능을 보여준다. 그림 4와 5의 x축 라벨인 TO는 $\triangle_{\max}$을 의미한다. 그림 4에서 기지국과 사용자 간의 거리가 1km로 고정되어 있는 경우에 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법과 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법을 비교하면, 그림 3의 결과와 동일하게 E_b/N_0가 7dB이면 클리핑레벨과 $\triangle_{\max}$에 상관없이 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능이 더 우수하다. E_b/N_0가 30dB인 경우 클리핑 수준이 20dB 이상일 때, ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA의 채널용량 성능이 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능보다 더 좋아지는 것을 확인할 수 있다.

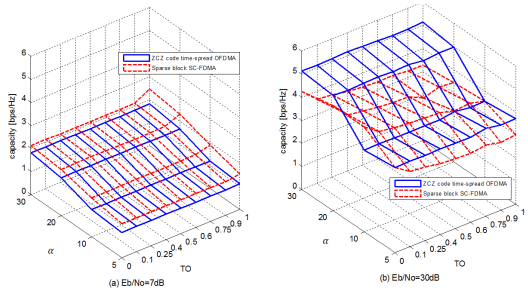

그림 4. 기지국과 사용자의 거리가 1km 일 때, 송신전력 보정 계수를 곱한 두 기법의 채널용량 성능 비교
Fig. 4. Capacity comparison of two schemes according to the clipping level index, α and timing offset, $\triangle_{\max}$ with BPSK and $d^{(p)}$=1km

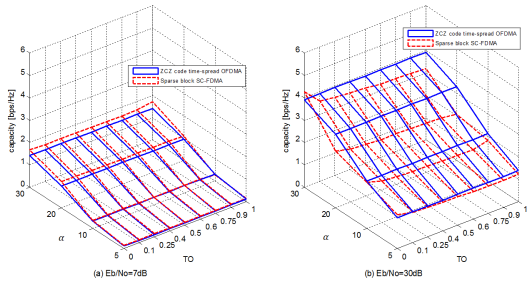

그림 5. 기지국과 사용자의 거리가 3km 일 때, 송신전력 보정 계수를 곱한 두 기법의 채널용량 성능 비교
Fig. 5. Capacity comparison of two schemes according to the clipping level index, α and timing offset, $\triangle_{\max}$ with BPSK and $d^{(p)}$=3km

그림 5와 같이 기지국과 사용자 간의 거리가 3km 이면 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA와 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능 차가 크게 줄어든다. 하지만 E_b/N_0가 7dB일 때 채널용량 성능은 여전히 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법이 좋다. E_b/N_0가 30dB일 때, TO가 증가할수록 즉, 다중 사용자 간 접속시간동기오차가 늘어날수록 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능은 감소하며 TO가 1이면 채널용량 성능이 최소값을 가지는 것을 확인할 수 있고, ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA의 채널용량 성능은 TO값에 상관없이 클리핑 수준의 영향만 받는 것을 확인할 수 있다. 최대 TO 상한값 $\triangle_{\max}$가 0인 경우에는 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능이 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA의 채널용량 성능보다 더 좋은 부분이 나타나지만, $\triangle_{\max}$가 0이 아닌 경우에는 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA의 채널용량 성능이 우수하다는 것을 확인할 수 있다.

표 2. $\triangle_{\max}$=1 T_s이고 기지국과 사용자의 거리가 각각 1km, 3km일 때, 송신전력 보정 계수를 곱한 두 기법의 채널용량 성능비
Table 2. capacity performance of two schemes reflecting ASF with $\triangle_{\max}$=1 T_s and $d^{(p)}$=1km, 3km

	α / E_b/N_0	5	10	20	30
$d^{(p)}$ = 1km	7	139	157.9	139.7	136.5
	30	80.8	99.8	68.8	63.7
$d^{(p)}$ = 3km	7	120.3	90.1	114.5	120.4
	30	87.7	86.5	63.2	81.5

또한, 기지국과 사용자의 거리와 E_b/N_0에 따른 두 기법의 채널용량 차이를 표 2로 확인할 수 있다. 최대 접속시간동기오차 TO가 1일 때, 그림 4와 5의 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA과 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능비는 식 (18)과 같이 나타낸다. 이때, ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA의 채널용량을 1로 가정한다.

$$\text{채널용량 성능비} = \frac{\text{시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량}}{\text{ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA의 채널용량}} \times 100 \quad (18)$$

그림 6은 셀 내에 존재하는 사용자 8명의 채널용량을 모두 더한 전체 채널용량 (Total Capacity) 성능을 나타낸다. 여기서 전체 채널용량은 각 거리에 존재하는 사용자들의 클리핑 수준과 $\triangle_{\max}$에 따른 채널용량 값을 모두 더한 것을 의미한다. 셀 내의 사용자는 기지국에서 멀어질수록 더 많이 분포하도록 설정한다. 본 실험에서 기지국과 사용자 간의 거리는 그림 3에서 확인한바와 같이 0.1km, 1km, 2km, 3km, 3.5km,

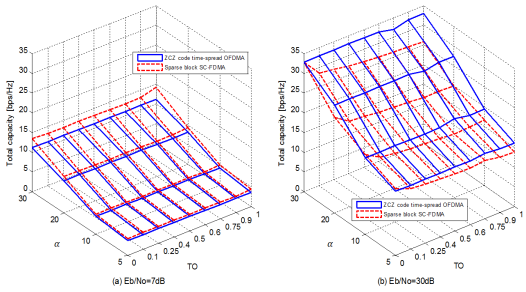

그림 6. 셀 내에 존재 하는 사용자 8명의 채널용량을 모두 더한 전체 채널용량 성능 비교
Fig. 6. Total capacity comparison of users in the cell according to the clipping level index, α and timing offset, $\triangle_{\max}$ with BPSK

4km, 4.5km, 5km이다. 앞의 결과에서와 유사하게 그림 6에서도 E_b/N_0가 7dB이면 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능이 더 우수하고, E_b/N_0가 30dB이면 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA의 채널용량 성능이 더 우수하다.

셀 내에서 기지국과의 거리가 멀어질수록 사용자의 수가 많아진다고 하면 전체적인 채널용량 성능은 그림 6과 유사할 것이다. 그림 6의 결과를 통해 사용자의 성능 측면에서 E_b/N_0가 낮으면 시간동기오차에 강한 SC-FDMA 기법을 사용하는 것이 더 안정적이고, E_b/N_0가 높으면 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법을 사용하는 것이 더 안정적임을 실험을 통해 알 수 있다.

Ⅵ. 결 론

본 논문에서는 상향링크 OFDMA 기법 중에서 다중 사용자 간 접속시간동기오차에 강인한 기법인 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA와 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량을 비교분석하였다. 현실적인 성능분석을 위해 기지국과 사용자의 거리만 고려한 전력제어가 아니라 PAPR에 의한 신호의 왜곡 및 다중 접속동기오차에 의한 간섭까지 고려하기 위해 송신전력 보정 계수를 적용한 전력제어를 수행하였다. 전력제어에 송신전력 보정 계수를 적용한 경우, 단순히 거리만을 고려한 경우에 비해 개선된 성능을 가짐을 실험을 통해 보였다. 또한 상대적으로 낮은 송신출력을 요구하는 높은 E_b/N_0에서는 ZCZ 코드 시간축 확산 OFMDA가 시간동기오차에 강한 SC-FDMA보다 더 우수한 채널용량 성능을 나타내는 것과 높은 송신출력을 요구하는 낮은 E_b/N_0에서는 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA의 채널용량 성능이 시간동기오차에 강한 SC-FDMA의 채널용량 성능보다 낮지만 두 기법의 성능차이가 크지 않다는 것을 실험을 통해 보였다. 이에 따라 최대 1 OFDM 주기이내의 다중 사용자 간 접속시간동기오차에 대한 간섭을 무시할 수 있는 ZCZ 코드 시간축 확산 OFDMA 기법을 사용하는 것이 더 효율적이다.

References

[1] IEEE LAN/MAN Standards Committee, *Broadband wireless access: IEEE MAN standard*, IEEE 802.16a, 2003.

[2] H. Sari and G. Karam, "Orthogonal frequency-division multiple access and its application to CATV networks," *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 9, no. 6, pp. 507-516, Dec. 1998.

[3] I. Koffman and V. Roman, "Broadband wireless access solutions based on OFDM Access in IEEE 802.16," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 4, pp. 96-103, Apr. 2002.

[4] M. Park, K. Ko, B. Park, and D. Hong, "Effects of asynchronous MAI on average SEP performance of OFDMA uplink systems over frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 2, pp. 586-599, Feb. 2010.

[5] S. Han and J. Lee "PAPR reduction of OFDM signals using a reduced complexity PTS technique," *IEEE Signal Processing Lett.*, vol. 11, no. 11, pp. 887-891, Nov. 2004.

[6] S. Tsai, Y. Lin, and CCJ. Kuo, "A precoded multiuser OFDM transceiver in time asynchronous environment," *IEEE Trans. Commun.,* vol. 55, no. 10, pp. 1863-1866, Oct. 2007.

[7] H. Wei, L. Yang, and L. Hanzo, "Time-and frequency-domain spreading assisted MC DS-CDMA using interference rejection spreading codes for quasi-synchronous communications," in *Proc. IEEE VTC*, Sept. 2004.

[8] H. Wei, L. Yang, and L. Hanzo, "Interference-free broadband single and multicarrier DS-CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, no. 2, pp. 68-73, Feb. 2005.

[9] K. Raghunath and A. Chockalingam, "SIR analysis and interference cancellation in uplink OFDMA with large carrier frequency/timing offsets," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 8, no. 5, pp. 2202-2208, May 2009.

[10] S. H. Han and J. H. Lee, "An overview of peak-to average power ratio reduction techniques for multicarrier transmission," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 12, no. 2, pp. 56-65, Apr. 2005.

[11] S. Janaaththanan, C. Kasparis, and B. G. Evans, "A gradient based algorithm for PAPR

reduction of OFDM using tone reservation technique," *IEEE VTC,* pp. 2977-2980, Singapore, May 2008.

[12] I. Baig and V. Jeoti, "Novel precoding based PAPR reduction schemes for localized OFDMA uplink of LTE-A," *J. Telecommun., Electronic and Computer Eng.*, vol. 2 no. 1, Jan.-Jun. 2010.

[13] H. Myung, J. Lim, and D. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 1, no. 3, pp. 30-38, Sept. 2006.

[14] K. Raghunath, and R. K. Mallik, "BER analysis of uplink OFDMA in the presence of carrier frequency and timing offsets on Rician fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 9, Nov. 2011.

[15] M. Pun, M. Morelli, and C.-C. Kuo, "Maximum-likelihood synchronization and channel estimation for OFMDA uplink transmission," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, no. 4, Apr. 2006.

[16] M. Rim, "A random access scheme robust to timing offsets for uplink OFDMA systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E92-B, no. 10, pp. 3274-3276, Oct. 2009.

[17] C. Ciochina, D. Castelain, D. Mottier, and H. Sari "New PAPR-preserving mapping methods for single-carrier FDMA with space frequency block codes," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 8, no. 10, Oct. 2009.

[18] B. Kim and K, Choi, "Timing offsets-resilient OFDMA for asynchronous wireless Ad Hoc networks," in *Proc. IEEE ICCCN*, Jul. 2011.

[19] H. Su, J. Zhang, and P. Zhang, "ZCZ sequences-based frequency synchronization for interleaved OFDMA uplink," in *Proc. IEEE VTC*, May 2006.

[20] B. Kim and K. Choi, "Uplink OFDMA schemes for loose multi-user synchronization," *ICTC*, pp. 417-421, Sept. 2011.

[21] M. Park, K. Ko, B. Park, and D. Hong, "Effects of asynchronous MAI on average SEP performance of OFDMA uplink systems over frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 2, pp. 586-599, Feb. 2010.

[22] K. Choi and H. Liu, "Quasi-synchronous CDMA using properly scrambled Walsh codes as user spreading sequences," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 7, pp. 3609-3617, Sept. 2010.

[23] K. Shimezawa, H. Harada, and H. Shirai, "Cyclic shifted-and-extended codes based on a quasi-orthogonal sequence for a CDM transmission scheme," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E89-B, no. 11, pp. 2998-3007, Nov. 2006.

[24] J. Scheim, A comparison of two fourth generation technologies: WiMAX and 3GPP-LTE, Communication & Signal Processing Ltd. White paper, Dec. 2006.

[25] 3GPP TS 36.201 V8.1.0, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA);LTE Physical Layer - General Description, Nov. 2007.

이 진 희 (Jin-Hui Lee)

2013년 2월 : 영남대학교 정보통신공학과 졸업

2013년 3월~현재 : 영남대학교 정보통신공학과 석사과정

<관심분야> OFDM 기반 다중반송파 전송방식, MIMO 검출 알고리듬

김 봉 석 (Bong-seok Kim)

2006년 2월 : 영남대학교 전자공학과 졸업

2009년 2월 : 영남대학교 정보통신공학과 석사

2014년 2월 : 영남대학교 정보통신공학과 박사

2014년 3월~현재 : 영남대학교 박사후 과정

<관심분야> MIMO 검출 알고리듬, OFDM 기반 다중반송파 전송방식

최 권 휴 (Kwonhue Choi)

1994년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업

1996년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 석사

2000년 4월~2003년 2월 : 한국전자통신연구원 광대역 무선전송 연구부 광대역 무선전송 연구팀 선임연구원

2003년 2월~현재 : 영남대학교 전자정보공학부 정보통신공학전공 교수

<관심분야> OFDM 기반 다중반송파 전송방식, MIMO 검출 알고리듬, CDMA 시스템