

5세대 및 이후 상향링크를 위한 OFDM 기반 방식과 FBMC 기반 방식 성능 심층 비교

장상민*, 라동준*, 최권후^o

Intensive Performance Comparison between OFDM-Based and FBMC-Based Uplink Systems for 5th-and-Beyond Generation

Sangmin Jang*, Dongjun Na*, Kwonhue Choi^o

요 약

CP-OFDM(Cyclic prefix-Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에 기반한 SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)은 4G의 상향링크 표준이면서 최근 5G 초기 시스템에서도 선택적으로 고려되고 있다. 한편, SC-FDMA의 사용자 간 엄격한 동기, 높은 대역 외 방사전력 등의 단점을 극복하기 위해 FBMC(Filter bank Multi-Carrier), 그리고 FBMC를 더욱 개선한 LP-FBMC(Low-PAPR Filter Bank Multi-Carrier) 등의 후보파형 기술이 함께 고려되고 있다. 기존의 성능 비교 연구들은 단편적인 환경에서 각 기법의 성능을 실험하기 때문에 성능에 영향을 미치는 요소가 복합적으로 존재하는 현실적 환경에서는 명확한 성능 우위를 결정짓지 못한다. 따라서 본 논문에서는 상향링크 통신환경의 주요한 3가지 성능 저하 요인인 사용자 간 접속시간 동기 오차, 반송파 주파수오차, 고출력 증폭기에 의한 비선형성이 복합적으로 혼재하는 상황에서 각 파형 기술들의 성능을 비교한다. 실험을 통해, SC-FDMA 기법은 사용자 간 접속시간 동기 오차, 반송파 주파수오차에 의해 큰 BER 성능 저하를 보이며, FBMC 기법은 고출력증폭 비선형성에 의해 큰 BER 성능 저하를 보임을 확인하였다. 이에 따라 두 기법간의 성능 우위를 결정하는 사용자 간 동기 오차 범위 및 클리핑 레벨을 분석하였다. 반면에, LP-FBMC 기법은 사용자 간 접속시간 동기 오차, 반송파 주파수 오차 그리고 비선형 고출력 증폭기에 모두 강한 특성이 있고 따라서, 어떤 상황에서도 3기법 중 최고의 성능을 달성함을 확인하였다. 비선형 고출력 증폭기에 대한 성능 분석은 신호의 전력 대비 클리핑 레벨에 대하여 수행하는 기존 방식 뿐 아니라 노이즈 분산 대비 클리핑 레벨에서 최적화된 신호 전력을 사용하는 현실적인 모형에 대하여도 성능 실험을 수행하였다.

Key Words : 5G waveform, SC-FDMA, FBMC, LP-FBMC(Low-PAPR FBMC), Symbol Timing Offset, Carrier Frequency Offset, HPA nonlinearity

ABSTRACT

SC-FDMA, a uplink standard for 4G mobile communication is selectively considered in 5G mobile communication. Meanwhile, to overcome the drawbacks of SC-FDMA such as demanding strict interuser synchronization, FBMC and LP-FBMC which is a improved version of FBMC are considered. However, the

* 본 연구는 2016년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행되었습니다.(2018R1D1A3A03000837)

※ 본 연구는 한국연구재단의 2018년도 BK21 플러스 사업의 지원을 받아 수행되었습니다.(22A20130012814)

♦ First Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, smjang@ynu.ac.kr, 학생회원

° Corresponding Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, gonew@ynu.ac.kr, 종신회원

* Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, nadj2964@ynu.ac.kr, 학생회원

논문번호 : 201812-381-A-RN, Received December 10, 2018; Revised February 28, 2019; Accepted February 28, 2019

conventional researches cannot provide a meaningful performance comparison in the practical environments with various channel impairments because they evaluated with one-dimensional impairment. Hence, in this paper, we compare the performances of uplink modulation schemes in a situation where three major channel impairments in the uplink systems, i.e., interuser frequency/timing offsets and the nonlinear signal distortion caused by HPA, coexist. Simulation results show that the performances of SC-FDMA and FBMC are significantly degraded by the interuser frequency/timing offsets and the HPA nonlinearity, respectively. We investigate the preferred regions of major channel impairments where SC-FDMA outperforms FBMC and vice versa. Also, we confirm that the LP-FBMC is robust to both the interuser frequency/timing offsets and HPA nonlinearity in any situation considered. In addition, we analyze the performance for nonlinear signal distortion based on a realistic model using the optimized signal power to clipping level and noise variance as well as the conventional (nonoptimized) signal power model.

I. 서 론

4세대 이동통신 시스템에서는 상향링크를 위해 CP-OFDM (Cyclic prefix-Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에 기반한 SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) 기법을 채택하여 사용하고 있으며 최근 5G 초기 시스템에서도 고려되고 있다. 하지만 SC-FDMA 기법은 시간 및 주파수 동기 오차에 매우 민감하고 대역 외(OOB) 방사전력이 큰 단점이 있다^{1,2)}. 그에 따라 SC-FDMA의 단점을 극복하고 5세대 및 차세대 네트워크 시나리오에 적합한 새로운 변조기술로써 FBMC (Filter Bank Multi-Carrier), UPMC (Universal Filtered Multi-Carrier) 그리고 GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing) 등이 주목 받고 있다³⁾.

FBMC는 SC-FDMA와 다르게 각 부반송파 마다 필터를 적용하여, 대역 외 방사전력을 줄이고 CP(Cyclic Prefix)를 이용하지 않고도 동기 오차에 의한 ISI(Inter Symbol Interference)와 ICI(Inter Carrier Interference)에 견고하다⁴⁾. UPMC는 FBMC와 달리 부반송파 마다 필터를 적용하는 것이 아닌 부반송파들의 그룹, 즉 서브밴드마다 필터를 적용하는 방식이다⁵⁾. 서브밴드마다 필터를 적용함으로써 CP를 이용하지 않고도 다중 경로 페이딩 채널에 의해 발생하는 ICI를 극복할 수 있으므로 CP로 인한 주파수 대역 이용 효율 저하를 방지할 수 있다. 마지막으로 GFDM은 데이터를 부심볼과 부반송파에 맵핑시켜 블록 형태로 데이터를 전송하는 방식이며 SC-FDMA와 같이 다중 경로 채널의 지연 확산의 영향을 감소시키기 위해 CP를 덧붙여 전송한다⁶⁾. 하지만 채널이 주파수 선택적인 특성을 갖는다면 자기 간섭을 제거 할 수 없어 BER(Bit Error Rate)이 증가하는 특징이 있다.

5세대 네트워크의 시나리오에 따르면 엄격한 동기를 유지할 수 있는 새로운 변조기술 또는 간헐적인 동기화 과정만으로도 동기오차에 의해 성능이 저하되지 않는 기법이 필요하다. 5세대 및 차후 세대의 후보 변조기술로 고려되고 있는 기법들 중에서 FBMC 기법이 정교하게 설계된 필터에 의해 주파수 대역에서 대역 외 방사전력이 극도로 억제되어 있기 때문에 사용자 간 접속시간 동기 오차(Access Timing Offset)에 매우 강인한 특성을 가진다⁴⁾. 또한, 단 1개의 가드 부반송파를 이용하여 반송파 주파수 오차(Carrier Frequency Offset)에 의한 사용자 간 간섭을 제거할 수 있으므로 주파수 효율 또한 높다^{7,20,21,22)}. 이러한 특성으로 인해 FBMC는 매우 유력한 차세대 변조기술로 주목받고 있다.

한편, FBMC도 다중반송파기반 방식이므로 높은 PAPR (Peak to Average Power Ratio)을 가지는 단점이 존재한다. 또한, 필터에 의해 억제된 대역 외 방사전력이 고출력증폭기의 비선형성 특성으로 인해 다시 증가하게 되는 단점이 있다⁸⁾. 이러한 FBMC의 단점을 극복하기 위해, FBMC 송신신호의 PAPR을 경감시키기 위한 여러 연구가 진행되었다^{9,10,23)}. 그 중 LP-FBMC (Low-PAPR Filter Bank Multi-Carrier)는 특수한 조건의 DFT확산을 사용하여 FBMC의 PAPR을 경감시키고, 이에 더하여 4개의 송신신호 후보를 생성하고 그 중 낮은 PAPR을 갖는 송신신호 후보를 선택하여 송신하는 방식으로 SC-FDMA에 근접한 PAPR 성능을 가진다. 또한, 다중 송신신호 후보 생성기반의 다른 PAPR 경감 기법들에 비해 부가 정보량이 매우 작은 장점이 있다¹⁰⁾.

현재 SC-FDMA 기법을 대체할 새로운 다중접속 기법들의 연구 결과가 나오고 있지만, 최근 5세대 이동통신 기술의 표준화 작업에서는 4세대 이동통신 인프라

와의 호환을 고려하여 상향링크의 일부 기술부분에서 여전히 SC-FDMA 기법을 기반으로 일부 변형된 기법을 적용하기로 하였다^[11]. 하지만, 5세대 이동통신에서는 저지연 통신을 달성하고 mmWave 대역의 높은 위상 잡음을 피하기 위해 부 반송파간 간격을 늘리는 방안을 고려중이므로, CP가 필요한 SC-FDMA 기법은 부반송파 간격을 늘릴수록 송신신호에서 차지하는 CP의 비중이 높아져 전송효율이 감소하는 문제점을 갖고 있다. 따라서 아직 표준화 작업이 진행 중인 다른 부분의 시스템 및 5세대 이후 세대의 표준화 작업을 위해, 호환성뿐만 아니라, 복합적인 성능저해요소가 있는 실제 통신 환경에서 차후세대 이동통신 후보 기술들 간의 면밀한 성능 비교가 필요하다.

현실적인 상향링크 통신 환경에서는 동시에 기지국으로 접속하는 여러 단말기들의 위치, 채널 특성, 이동 속도 등이 다르기 때문에 사용자 간 접속시간 동기 오차와 반송파 주파수 오차가 발생한다^[12]. 또한, 휴대용 송신 단말기는 증폭기의 성능이 제한적이므로 송신신호의 비선형 왜곡이 발생한다^[13]. 사용자 간 접속시간 동기 오차, 반송파 주파수 오차 그리고 고출력 증폭기는 사용자 간 간섭을 증가시키고 송신신호를 왜곡시켜 상향링크 시스템의 주요한 성능저하 요인으로 작용하므로, 상향링크 물리계층에서는 무엇보다도 이 3가지 주요 요인을 극복하기 위한 기법들이 연구되어 왔다^[14-17]. 이 3가지 요인들은 복합적으로 발생할 수 있으므로 이러한 상황에서 어떤 변조기술이 성능 면에서 우위에 있는지 판단해야 한다. 하지만 기존의 연구들은 대부분 성능 저하 요인들이 복합적인 환경에서 후보 변조기술들을 비교하지 않고 각 요인에 대하여 일차원적으로 비교하여 시스템간의 성능 우위를 명확히 결정짓지 못하는 결과를 보인다^[3,16,18]. 예를 들면, 고출력 증폭기의 비선형 왜곡에 대해서는, SC-FDMA 기법이 FBMC 기법 보다 PAPR이 낮으므로 좋은 BER 성능을 보인다^[16]. 반면, 사용자 간 동기 오차 측면에서는 FBMC가 더 강한 특성을 가진다^[3]. 그러나 두 요인이 모두 존재하게 될 실제 환경에서는 어떤 방식이 더 우수한지 결정짓지 못하게 된다. 또한, 개선된 방식을 제안하기 위해서는 여러 요인 중 어떤 요인을 더 신경써야 하는지에 대한 통찰도 주지 못한다. 그러므로 본 논문에서는 성능저해 인자들이 복합적으로 존재하는 실제 시스템 환경에서, 현재 5세대 초기시스템의 상향링크 변조기술로 선택적으로 고려되고 있는 SC-FDMA와 차세대 상향링크의 핵심 변조 기술로써 주목받고 있는 FBMC, 그리고 FBMC를 더욱 개선시킨 LP-FBMC의 BER 성능 실험결과를 면밀히 비교분

석하여 어떤 기법이 보다 차후세대 변조기법으로써 유리한 특성을 가지는지 확인하고자 한다.

본 논문의 II장에서는 다중 사용자 상향링크를 위한 SC-FDMA, FBMC, LP-FBMC의 송신파형 구조를 각각 설명하고 모델링한다. III장에서는 상향링크 환경의 성능 저해 인자를 복합적으로 고려한 채널 환경 및 수신신호를 모델링한다. IV장에서는 시뮬레이션을 통해 시스템간의 BER 성능을 비교 분석 및 평가한다. V장에서는, 기존 실험 방식과 달리, 고출력증폭기의 클리핑 레벨에서 최적화된 신호 전력을 사용하는 현실적인 모형에 대하여도 성능을 비교 분석하고 VI장에서 결론을 맺는다.

II. SC-FDMA, FBMC, LP-FBMC의 송신 파형 모형

2.1 SC-FDMA

DFT 확산 CP-OFDM의 또 다른 용어인 SC-FDMA는 LTE 표준에서 상향링크 전송 방식으로 사용되고 있다. 그림 1은 SC-FDMA 변조 과정을 블록도로 나타낸 것이며 각 기능블록의 입, 출력은 행렬로 표현되어진다. 사용자 수를 K , 전체 반송파 개수를 N_c , 그리고 한 사용자에게 할당된 반송파 개수를 N 이라 했을 때 $N = N_c / K$ 으로 정의된다. SC-FDMA 기법에서 n 번째 부반송파로 전송되는 m 번째 복소 데이터 심벌을 $x_{n,m}^{(k)}$ 로 나타낼 때, m 번째 복소 데이터 심벌벡터 $\mathbf{x}_m^{(k)} = [x_{0,m}, x_{1,m}, \dots, x_{N-1,m}]^T$ 로 표시하며, $(\cdot)^T$ 는 전치 행렬을 의미한다.

그림 1에서 $\mathbf{X}_m^{(k)}$ 는 입력 $\mathbf{x}_m^{(k)}$ 에 대한 N-point DFT 출력이다. $\mathbf{X}_m^{(k)}$ 의 n 번째 원소 $X_{n,m}^{(k)}$ 이라 하면 SC-FDMA 기법의 k 번째 사용자 송신신호 $s^{(k)}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s^{(k)}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} X_{n,m}^{(k)} e^{j\alpha \frac{2\pi}{T}(t-mT_s)} \quad 0 < k < K-1, mT_s < t < (m+1)T_s, \quad (1)$$

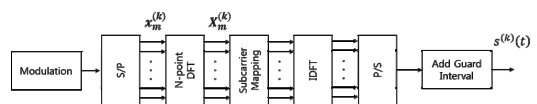


그림 1. SC-FDMA 기법의 송신 블록도
Fig. 1. Transmission block diagram of SC-FDMA

여기서, 블록 (localized) 부반송과 할당 방식의 경우 $\alpha = kN + n + 1$ 이 되고, 인터리빙 (Interleaving) 부반송과 할당 방식의 경우 $\alpha = nK + k + 1$ 이 된다. 또, M 은 한 데이터 프레임의 심벌 수, T_s 는 데이터 심벌 구간, T_s 는 CP(cyclic prefix)를 포함하는 심벌 구간이다. 블록 할당 방식이 인터리빙 방식에 비해 사용자 간 접속시간 동기 오차와 사용자 간 주파수 오차에 강인하므로^[19] 본 논문의 IV, V장에서 보일 성능 실험결과에서는 블록 할당 방식으로 실험한 결과를 보인다.

2.2 FBMC

그림 2는 일반적인 FBMC 기법의 k 번째 상향링크 사용자 송신기 구조이다. 그림 2에서, $R\{\cdot\}$ 은 실수부 추출 블록이고, $I\{\cdot\}$ 는 허수부 추출 블록이다. 그리고 $h(t)$ 는 프로토타입 필터의 임펄스 응답을 나타낸다^[4]. FBMC 기법은 프로토타입 필터의 특성으로 인한 심벌간의 간섭을 방지하기 위해 OQAM 방식으로 변조를 수행한다^[4]. 송신신호 생성 과정은 다음과 같다. 데이터 심벌 $x_{n,m}^{(k)}$ 은 실수부와 허수부로 나누어지고, 각각 따로 $h(t)$ 와 콘볼루션(Convolution)을 통해 필터링을 수행한다. 이 때, OQAM 변조를 위해 실수부와 허수부 중 한쪽의 필터 출력을 $T/2$ 만큼 지연시킨다. 지연되지 않은 필터 출력과 $T/2$ 만큼 지연된 필터의 출력을 더한 후, 마지막으로 다중 반송파 변조를 수행한다.

k 번째 상향링크 사용자의 n 번째 부반송파로 전송되는 m 번째 복소 데이터 심벌 $x_{n,m}^{(k)}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_{n,m}^{(k)} = a_{n,m}^{(k)} + j \times b_{n,m}^{(k)}, \quad 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq m \leq M-1, \quad (2)$$

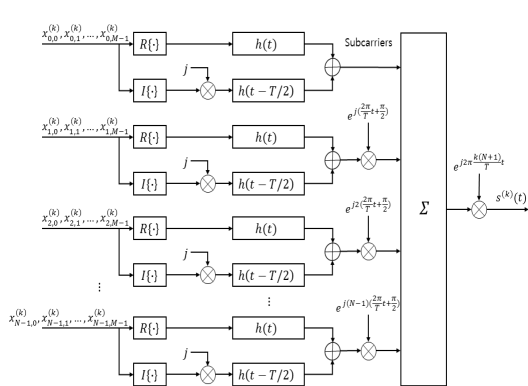


그림 2. FBMC 기법의 송신 구조
Fig. 2. Transmission structure of FBMC

여기서, $a_{n,m}^{(k)}$ 와 $b_{n,m}^{(k)}$ 은 각각 $x_{n,m}^{(k)}$ 의 실수부와 허수부이다. 이들을 그림 2에 대입하고 정리하면 상향링크 FBMC 기법의 k 번째 사용자 송신신호 $s^{(k)}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s^{(k)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ a_{n,m}^{(k)} h(t - mT) + j b_{n,m}^{(k)} h(t - mT - \frac{T}{2}) \right\} e^{j \frac{2\pi}{T} \beta t} e^{j n \frac{\pi}{2}}, \quad (3)$$

FBMC 기법에서는 인접한 사용자 간에 반송파 주파수 오차 또는 위상 오차가 있는 경우, 다른 사용자와 인접한 부반송파에서 간섭이 발생하여 직교성이 깨지게 되므로 BER이 증가한다. 따라서 FBMC에서는 각 사용자의 부반송파 블록 사이에 하나의 가드 부반송파를 추가하여 이를 해결한다^[7]. 그러므로 식 (3)에 가드 부반송파를 고려하면, $\beta = k(N+1) + n$ 으로 나타낼 수 있다.

2.3 LP-FBMC

[10]에서는 FBMC 기법이 DFT 확산의 PAPR 저감 효과를 제대로 얻을 수 없는 원인에 대해 분석하였고, PAPR 저감을 위한 DFT 확산의 단일반송파 효과를 최대화 하는 특수한 위상 계수의 조건이 연구되었다. 이 특수한 조건을 ITSM (Identically-time-shifted-multicarrier) 조건이라 한다. 그림 3은 LP-FBMC 기법의 l 번째 상향링크 사용자 송신기 구조이다. LP-FBMC 기법은 ITSM 조건을 만족하는 DFT 확산 FBMC 송신 신호를 생성함으로써 PAPR을 경감하였고, 또한 데이터 블록 별로 반송파의 위상 및 I, Q채널

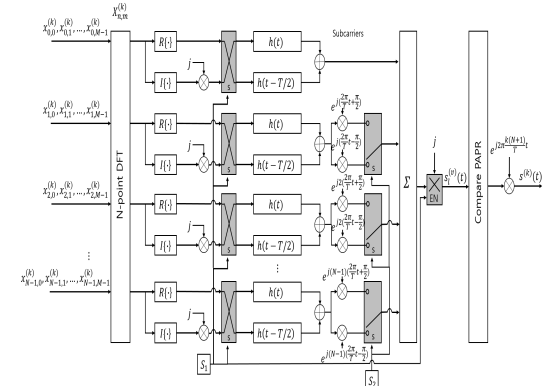


그림 3. LP-FBMC 기법의 l 번째 subblock 송신 구조
Fig. 3. l 'th subblock Transmission structure of FBMC

표 1. 파형의 4가지 버전을 위한 스위칭 규칙
Table 1. Switching rules for four versions of the waveform

Version v	Switching control bit S_1	Switching control bit S_2	v -th candidate $s_l^{(v)}(t)$
1	0	0	$s_l^{(1)}(t)$
2	0	1	$s_l^{(2)}(t)$
3	1	0	$s_l^{(3)}(t)$
4	1	1	$s_l^{(4)}(t)$

의 지연 위치를 달리 설정하여 ITSM 조건을 만족하는 4개의 송신신호 후보를 생성하고, 그 중 가장 낮은 PAPR을 가진 송신신호를 택하여 송신함으로써 송신신호의 PAPR을 더욱 경감시켰다. 여기서, 4개의 송신신호 후보는 각각 표 1에 나타난 바와 같이 2개의 스위칭 제어 비트 S_1, S_2 에 따라 생성된다.

LP-FBMC에서는 데이터 심벌을 DFT 확산한 후 FBMC 변조 과정을 수행한다. 데이터 심벌 $x_{n,m}^{(k)}$ 을 n 번째 원소로 하는 m 번째 데이터 심벌 벡터 $\mathbf{x}_m^{(k)} = [x_{0,m}, x_{1,m}, \dots, x_{N-1,m}]^T$ 을 DFT 확산 하였을 때, DFT 확산된 데이터 심벌은 $\mathbf{X}_m^{(k)} = [X_{0,m}, X_{1,m}, \dots, X_{N-1,m}]^T$ 으로 나타낼 수 있고, $\mathbf{X}_m^{(k)}$ 의 n 번째 원소인 $X_{n,m}^{(k)}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X_{n,m}^{(k)} = A_{n,m}^{(k)} + j \times B_{n,m}^{(k)}, \quad 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq m \leq M-1 \quad (4)$$

여기서, $A_{n,m}^{(k)}$ 와 $B_{n,m}^{(k)}$ 은 각각 $X_{n,m}^{(k)}$ 의 실수부와 허수부이다.

그림 3과 2를 비교해 보면 데이터 심벌을 DFT 확산 후의 변조 과정은 FBMC 기법과 동일하다. 다만, 두 스위치에 따라 I, Q 채널의 지연을 달리하거나, 반송파의 위상을 달리하여 서로 다른 4개의 송신신호 후보를 생성하는 차이가 있다. k 번째 사용자의 l 번째 데이터 블록에서 LP-FBMC 기법의 4가지 송신신호 후보 중 v 번째 후보 $s_l^{(k)(v)}(t)$, $l=0, 1, 2, \dots, M/W-1$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_l^{(k)(v)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=lW}^{W(l+1)-1} \{A_{n,m}^{(k)} p_{n,m}^{(v)}(t) + B_{n,m}^{(k)} q_{n,m}^{(v)}(t)\} e^{j2\pi \frac{k(N+1)}{T}t}, \quad v = 1, 2, 3, 4 \quad (5)$$

여기서, W 는 l 번째 데이터 블록의 OQAM 심벌 수를 나타낸다. 그리고 $p_{n,m}^{(v)}(t)$, $q_{n,m}^{(v)}(t)$ 는 식 (6), 식 (7)과 같다.

$$p_{n,m}^{(v)}(t) = \begin{cases} h(t-mT)e^{jn(\frac{2\pi}{T}t+\frac{\pi}{2})} & \text{if } v = 1 \\ h(t-mT)e^{jn(\frac{2\pi}{T}t-\frac{\pi}{2})} & \text{if } v = 2 \\ jh(t-\frac{T}{2}-mT)e^{jn(\frac{2\pi}{T}t+\frac{\pi}{2})} & \text{if } v = 3 \\ jh(t-\frac{T}{2}-mT)e^{jn(\frac{2\pi}{T}t-\frac{\pi}{2})} & \text{if } v = 4, \end{cases} \quad (6)$$

$$q_{n,m}^{(v)}(t) = \begin{cases} jh(t-\frac{T}{2}-mT)e^{jn(\frac{2\pi}{T}t+\frac{\pi}{2})} & \text{if } v = 1 \\ jh(t-\frac{T}{2}-mT)e^{jn(\frac{2\pi}{T}t-\frac{\pi}{2})} & \text{if } v = 2 \\ -h(t-mT)e^{jn(\frac{2\pi}{T}t+\frac{\pi}{2})} & \text{if } v = 3 \\ -h(t-mT)e^{jn(\frac{2\pi}{T}t-\frac{\pi}{2})} & \text{if } v = 4. \end{cases} \quad (7)$$

최종적으로, 송신신호는 각 데이터블록에 대해 생성된 4가지 송신신호 후보 중 가장 낮은 PAPR을 갖는 후보를 선택하고, 선택한 후보를 연속적으로 연결하여 생성한다. l 번째 데이터 블록까지 생성한 k 번째 사용자 송신신호 $c_l^{(k)}(t)$ 는 다음과 같이 생성된다.

$$c_l^{(k)}(t) = c_{l-1}^{(k)}(t) + s_l^{(k)(u_l)}(t), \quad \text{with } c_{-1}^{(k)}(t) = 0, \quad (8)$$

여기서, u_l 는 l 번째 블록에서 선택된 후보 인덱스이며, 다음과 같은 규칙에 의해 결정된다.

$$u_l = \begin{cases} \arg \min_{v \in \{1, 2, 3, 4\}} \left\{ \max_{t \in R} |x_l^{(v)}(t)|^2 \right\}, & \text{if } l = 0 \\ \arg \min_{v \in \{1, 2, 3, 4\}} \left\{ \max_{t \in R} |x_l^{(v)}(t)|^2 \right\}, & \text{else.} \end{cases}, \quad (9)$$

여기서, 침투치 파워 비교 구간 R 은 l 번째 데이터 블록 변조신호의 영역으로 제한된다. 펄스 성형을 고려하면, $R = \left[tWT - \frac{KT}{2}, (l+1)WT + \frac{T}{2} + \frac{KT}{2} \right]$ 로 나타낼 수 있다. 최종적인 LP-FBMC 기법의 k 번째 사용자 송신신호 $s^{(k)}(t)$ 는 식 (8)에서 $l=M/W-1$ 일 때, $c_l^{(k)}(t)$ 로 정의된다.

III. 현실적 채널을 고려한 수신신호 모델

3.1 다중경로 페이딩 채널에서의 현실적 수신신호 모델

실제 상향링크 통신 환경에서는 모바일 단말기와 기국에서 발생하는 사용자 간 접속시간 동기 오차, 오차 그리고 비선형 고출력 증폭기로 인해 시스템의 성능 저하가 발생한다. 이러한 성능 저하 요인들을 복합적으로 고려했을 때, 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{p=0}^{L-1} h_p^{(k)} z^{(k)}(t - t_p^{(k)} - \tau^{(k)} T) e^{j2\pi \epsilon_k t / T} + n(t), \quad (10)$$

여기서, $h_p^{(k)}$ 와 $t_p^{(k)}$ 는 k 번째 사용자 단말기에 대한 p 번째 경로의 채널 임펄스 응답과 지연시간이다. 그리고 L 은 전체 경로의 수를 나타낸다. $n(t)$ 는 백색 가우시안 노이즈로 각 샘플들은 서로 독립적이다. k 번째 사용자의 접속시간 동기 오차는 $\tau^{(k)}$, 반송파 주파수 오차는 $\epsilon^{(k)}$ 로 나타낸다. 위의 식 (10)에서 $z^{(k)}(t)$ 는 비선형 고출력 증폭기의 출력이며, 비선형 왜곡을 겪은 송신신호 $\tilde{z}^{(k)}(t)$ 는 클리핑 모델을 사용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z^{(k)}(t) = \begin{cases} C^{(k)} e^{j\phi^{(k)}(t)}, & |s^{(k)}(t)| > C^{(k)} \\ s^{(k)}(t), & |s^{(k)}(t)| \leq C^{(k)} \end{cases}, \quad (11)$$

여기서, $\phi^{(k)}(t)$ 는 k 번째 사용자 송신신호 $s^{(k)}(t)$ 의 위상을 나타낸다. 그리고 $C^{(k)}$ 는 k 번째 사용자 송신신호에 대한 클리핑 임계값이다. 그리고 $C^{(k)}$ 를 송신신호 $s^{(k)}(t)$ 의 파워로 정규화한 클리핑 레벨 CL_{amp} 은 다음과 같다.

$$CL_{amp} = 10 \log_{10} \left(\frac{(C^{(k)})^2}{E[|s^{(k)}(t)|^2]} \right) [dB], \quad (12)$$

3.2 CP-OFDM에 기반한 SC-FDMA기법의 다중 경로, 다중 사용자에게 의한 반송파간 간섭 및 심벌 간 간섭 제거방법

FBMC는 SC-FDMA 기법과 다르게 각 부반송파마다 필터를 적용하여, 대역 외 방사전력을 극도로 억제하였으므로, 접속시간 동기 오차 및 다중경로의 지연

에 의한 간섭에 매우 강인하다⁴⁾. 따라서 이러한 간섭을 제거하기 위한 추가적인 과정이나 CP가 요구되지 않는다.

SC-FDMA 기법에서는 다중경로와 사용자 간 접속시간 동기오차에 의해 반송파간 간섭(ICI)과 심벌간 간섭(ISI)이 발생한다. CP를 이용한 SC-FDMA 기법의 ICI, ISI 제거 방법은 매우 잘 알려진 방법이다⁴⁾. 그림 4는 사용자 간 접속시간 동기 오차가 있는 환경에서 수신된 SC-FDMA 신호의 예시이다. 그림 4와 같이 보호구간(CP) 보다 큰 접속시간 동기 오차 발생 시, FFT 구간을 가장 먼저 도착한 User 1의 심벌 구간(그림에서 FFT 윈도우 구간 (a))으로 설정하면, User 3의 이전 심벌로부터 ISI가 발생한다. 그렇다고, FFT 구간을 가장 마지막에 도착한 User 3의 심벌 구간(그림에서 FFT 윈도우 구간 (b))을 잡으면 User 1,2의 이후 심벌로부터 ISI가 발생한다. 두 가지 경우 모두 ISI가 생겨 직교성이 훼손되므로 BER 성능 저하가 발생 하게 된다. 따라서 본 논문에서는 사용자 간 접속시간 동기 오차 환경에서도 부반송파들의 직교성이 유지될 수 있도록 다중경로의 지연확산 구간 T_g 을 제외한 CP의 길이를 최대 접속시간 동기 오차범위 τ_{max} 의 길이만큼 추가로 늘려 BER 증가를 최소화하는 시스템을 가정한다¹⁴⁾.

그림 5는 τ_{max} 를 고려하여 CP의 길이를 늘렸을 때, 수신된 SC-FDMA 신호의 예시이다. CP구간은 기존의 다중경로 지연확산을 보호하기 위한 구간 T_g 에서 사용자 간의 심벌 간섭을 회피하기 위한 T_o 의 길이만큼 추가 확장시킨다. 이렇게 하였을 때, 가장 먼저 도착한 사용자의 데이터 심벌 구간을 기준으로 복조를 수행하면 직교성을 유지할 수 있다.

랜덤 액세스에서 발생할 수 있는 사용자 간 접속시간 동기 오차의 최대 크기만큼 SC-FDMA 심벌 앞부분에 CP를 추가적으로 삽입함으로써 유효 심벌 구간이 상대적으로 짧아지면 신호 대 잡음비(SNR)의 손실

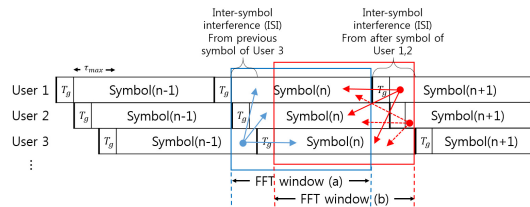


그림 4. 보호구간 보다 큰 접속시간 오차를 가질 때 수신된 SC-FDMA 심벌
Fig. 4. When a timing offset is larger than the guard interval, the received a symbol

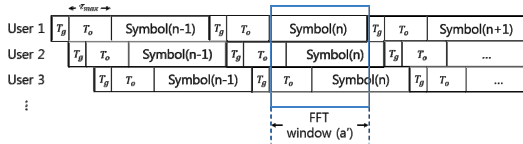


그림 5. 지연확산(T_g)이 포함된 보호구간을 최대 접속시간 동기 오차 길이(T_o)만큼 확장했을 때 수신된 SC-FDMA 심벌
 Fig. 5. When the guard interval containing b is extended by the maximum timing error length, the received symbol.

이 발생한다. CP를 사용하지 않는 경우의 SNR γ [dB]는 $10\log_{10}(E/N_0)$ 로 나타낼 수 있다. 여기서, E 는 송신 심벌 에너지이고, N_0 는 노이즈의 에너지이다. $T_g + T_o$ 길이의 CP를 고려할 경우, 유효 심벌 에너지 $E' = ET/(T + T_g + T_o)$ 로 나타낼 수 있다. 따라서 이때, 유효 심벌 에너지 대 잡음비 γ' [dB]는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \gamma' &= 10\log_{10}\left(\frac{E'}{N_0}\right) = 10\log_{10}\left(\frac{E}{N_0} \times \frac{T}{T + T_o + T_g}\right) \\ &= \gamma + 10\log_{10}\left(\frac{T}{T + T_o + T_g}\right) \text{ [dB],} \end{aligned} \quad (13)$$

여기서, $10\log_{10}(T/(T + T_o + T_g))$ 는 $T_o + T_g$ 길이를 가지는 CP에 의한 SNR 감쇄 값이다.

IV. 성능 실험 결과 및 비교

이번 장에서는 3장에서 모델링한 사용자 간 동기 오차, 반송파 주파수 오차, 클리핑이 존재하는 현실적 채널 환경에서, SC-FDMA, FBMC, LP-FBMC 전송기법의 BER 성능을 확인하고 비교 한다. 공통적으로 모든 시뮬레이션에서 사용된 매개변수는 다음과 같다. 전체 사용자 수 $K=4$, 사용자당 반송파수 $N=16$ 과 32 데이터 심벌 변조 차수는 QPSK 이며, 한 프레임당 심벌 수 $M=16$ 그리고 반송파 할당방식은 블록 할당방식을 사용하였다. 또한, 부반송파 간 간격 Δf 는 LTE에서 사용한 15kHz이다. 무선 채널 환경은 ITU-R Extended Vehicular A 채널과 AWGN 모델을 사용하며, 수신단에서 다중경로에 의한 채널보상은 MMSE (Minimum Mean Square Error)방식을 사용한다.

4.1 사용자 간 접속시간 동기 오차만 존재하는 경우의 성능 비교

사용자 간 접속시간 동기 오차만 존재하는 수신신호는 식 (10)에서 k 번째 사용자의 반송파 주파수 오차

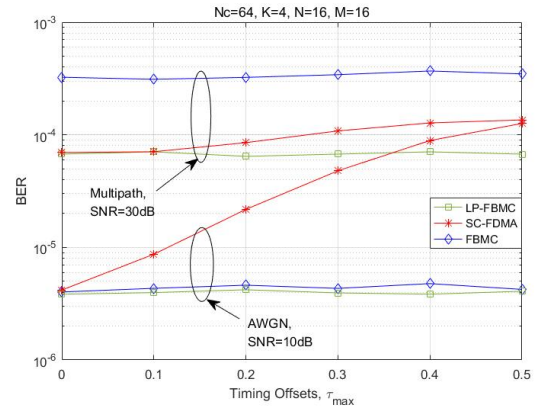


그림 6. 사용자 간 접속시간 동기 오차만 존재할 때의 BER 그래프
 Fig. 6. The BER graph when there is only access timing offset between users.

$\epsilon^{(k)}$ 를 0이라 가정하고, 클리핑 된 송신신호 $z^{(k)}(t)$ 는 송신신호 $s^{(k)}(t)$ 로 가정한다. 그리고 사용자 간 접속시간 동기 오차 $\tau^{(k)}$ 는 $[0, \tau_{max}]$ 내에서 독립적이며 균등분포를 가지는 랜덤변수이다.

그림 6은 $N=16$ 일 때 AWGN 채널과 다중경로 채널에서 τ_{max} 에 따른 BER 실험 결과이다. AWGN 채널의 경우 $E_b/N_0 (= \gamma) = 10\text{dB}$ 이며, 다중경로의 경우 $E_b/N_0 (= \gamma) = 30\text{dB}$ 이다. 그림 6에서, SC-FDMA는 τ_{max} 가 커짐에 따라 보호구간의 길이를 늘려야하므로 식 13에서 나타낸 것과 같이 유효 심벌에너지 대 잡음비 γ' [dB]가 줄어든다. 따라서 BER이 증가 하는 것을 확인할 수 있다. 반면에 FBMC와 LP-FBMC는 사용자 간 접속시간 동기 오차에 강인한 특성이 있으므로 τ_{max} 에 따른 BER 성능 변화가 거의 없는 것을 확인할 수 있다. 그림 6의 다중경로 채널에서의 실험 결과를 보면 SC-FDMA는 AWGN 채널에서의 결과와 마찬가지로 유효 심벌에너지가 줄어들어 BER이 증가한다. 하지만 다중경로 채널에서는 SNR에 따른 BER 성능 커브가 원만하므로 유효 심벌에너지가 감소함에 따라 BER이 소폭 증가 한다. 그리고 FBMC는 데이터 심벌에 DFT 확산을 수행하지 않으므로 다중경로 채널에서의 주파수 diversity 효과를 얻을 수 없다. 따라서 FBMC는 상대적으로 LP-FBMC보다 BER 성능이 좋지 않은 것을 확인할 수 있고, τ_{max} 의 변화에 따른 BER 성능은 LP-FBMC와 동일하게 유지되는 것을 확인할 수 있다. 반면에 SC-FDMA와 LP-FBMC는 DFT 확산에 의한 주파수 diversity 효과로 다중경로 채널에서 BER 성능이 향상된 것을 확인할 수 있다.

한편, 5세대 이동통신의 상향링크에서는 4세대 이동통신에 비해 부반송파 간격을 늘리는 방안이 검토되고 있다¹¹⁾. 부반송파 간격이 늘어남에 따라 데이터 심벌 구간의 길이는 짧아진다. 그러므로 CP의 길이에 비해 유효 데이터 심벌의 길이 T 는 상대적으로 줄어들 수 있다. 이에 따라 식 13에서 CP에 의한 SNR 감쇠값 $10\log_{10}(T/(T+T_o+T_g))$ 은 더욱 커져 유효 심벌에 너지 E' 가 더 많이 줄어들게 되므로, 그림 6에서 SC-FDMA 기법의 BER은 τ_{\max} 가 커짐에 따라 더욱 급격하게 증가 할 것이다.

4.2 반송파 주파수 오차만 존재하는 경우의 성능 비교

반송파 주파수 오차만 존재하는 수신신호는 식 (10)에서 k 번째 사용자의 접속시간 동기 오차 $\tau^{(k)}$ 를 0이라 가정하고, 클리핑 된 송신신호 $z^{(k)}(t)$ 는 송신신호 $s^{(k)}(t)$ 로 가정한다. 사용자 간 반송파 주파수 오차 $\epsilon^{(k)}$ 는 $[-\epsilon_{\max}/2, \epsilon_{\max}/2]$ 내에서 독립적이며 균등분포를 가지는 랜덤변수이며, ϵ_{\max} 는 반송파 주파수 오차 최대범위를 나타낸다.

그림 7은 $N=16$ 일 때 AWGN 채널과 다중경로 채널에서 ϵ_{\max} 에 따른 BER 실험 결과이다. AWGN 채널의 경우 $E_b/N_0=10\text{dB}$ 이며, 다중경로의 경우 $E_b/N_0=30\text{dB}$ 이다. 그림 7을 보면, AWGN 채널에서 ϵ_{\max} 가 증가함에 따라 SC-FDMA는 BER이 점차 증가하는 것을 볼 수 있다. 이는 대역 외 방사전력이 높은 SC-FDMA 기법은 사용자 간 반송파 주파수 오차에 의해 사용자 간의 직교성이 파괴될 경우, 인접 사용자

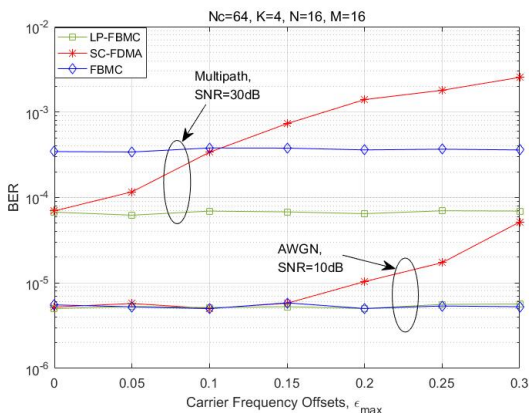


그림 7. 반송파 주파수 오차만 존재할 때의 BER 그래프
Fig. 7. The BER graph when there is only carrier frequency offset.

의 모든 반송파로부터 간섭이 누적되어 크게 증가하기 때문이다. 반면에, 상대적으로 대역 외 방사전력이 매우 낮은 LP-FBMC와 FBMC는 BER 성능이 유지되는 것을 확인할 수 있다. 다중경로 채널에서 SC-FDMA는 신호의 감쇠 및 왜곡으로 인해 반송파 주파수 오차에 더욱 민감해져 작은 반송파 주파수 오차에 대해서도 BER이 증가 하는 것을 확인할 수 있다. FBMC는 그림 6에서 설명한 것과 같이 다중경로 채널에서 주파수 diversity 효과를 얻을 수 없어 상대적으로 LP-FBMC보다 BER 성능이 낮으나, 반송파 주파수 오차에 따른 BER 성능은 유지되는 것을 확인할 수 있다.

4.3 고출력증폭기의 클리핑만 존재하는 경우의 성능 비교

클리핑만 존재하는 수신신호는 식 (10)에서 $\tau^{(k)}$ 와 $\epsilon^{(k)}$ 를 0으로 설정하여 나타낼 수 있다. 그림 8은 AWGN과 다중경로 채널에서 클리핑 레벨 CL_{amp} 에 따른 BER 성능 실험 결과이다.

실험을 수행한 두 채널에서, FBMC는 다른 두 기법보다 상대적으로 높은 PAPR로 인해 CL_{amp} 가 낮아짐에 따라 BER이 점차적으로 증가하는 것을 확인할 수 있다. 반면에, LP-FBMC와 SC-FDMA의 BER은 CL_{amp} 가 대략 4.5dB 이하 영역에서 소폭 증가 하지만 AWGN과 다중경로 채널 모두 FBMC에 비해 클리핑에 강인한 특성을 가짐을 확인할 수 있다.

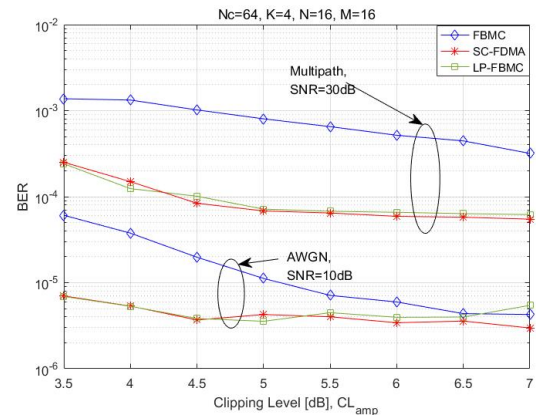


그림 8. 클리핑만 존재할 때의 BER 그래프
Fig. 8. The BER graph when there is only clipping.

4.4 사용자 간 접속시간 동기 오차, 반송파 주파수 오차, 클리핑이 복합적으로 존재하는 경우의 성능 비교

그림 9, 10은 AWGN 채널에서 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ 일 때, 반송파 주파수, 사용자 간 접속시간 동기 오차, 그리고 클리핑 모두 존재하는 복합적인 환경에서의 BER 성능 실험결과이다.

그림 9를 보면, FBMC와 LP-FBMC는 그림 6, 7에서 보인 것과 같이 사용자 간 접속시간 동기 오차와 반송파 주파수 오차에 강하므로 BER 증가가 보이지 않지만 SC-FDMA는 두 오차에 모두 민감한 영향을 받기 때문에 사용자 간 접속시간 동기 오차와 반송파 주파수 오차 범위가 늘어남에 따라 BER이 증가하는 것

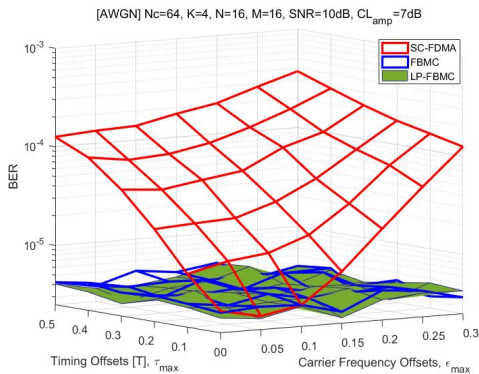


그림 9. 사용자 간 접속동기 오차, 반송파 주파수 오차, 클리핑이 복합적으로 존재할 때의 BER 그래프 (AWGN 채널, $N=16$, $CL_{amp} = 7\text{dB}$)

Fig. 9. The BER graph when there is a combination of user access timing offset, carrier frequency offset, and clipping. (AWGN channel, $N=16$, $CL_{amp} = 7\text{dB}$)

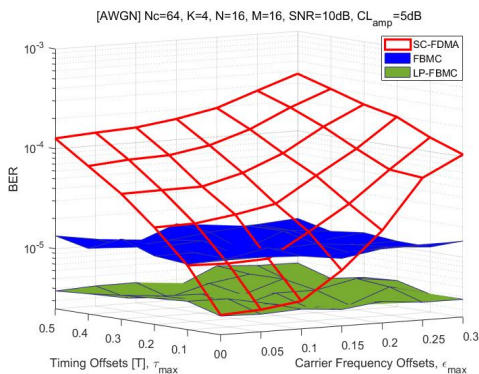


그림 10. 사용자 간 접속동기 오차, 반송파 주파수 오차, 클리핑이 복합적으로 존재할 때의 BER 그래프 (AWGN 채널, $N=16$, $CL_{amp} = 5\text{dB}$)

Fig. 10. The BER graph when there is a combination of user access timing offset, carrier frequency offset, and clipping. (AWGN channel, $N=16$, $CL_{amp} = 5\text{dB}$)

을 볼 수 있다. $CL_{amp} = 7\text{dB}$ 인 그림 9의 실험 결과에서, LP-FBMC와 FBMC의 BER 성능이 비슷하다. 반면, $CL_{amp} = 5\text{dB}$ 인 그림 10을 보면, FBMC는 CL_{amp} 이 낮아짐에 따라 BER이 증가하여 LP-FBMC보다 BER이 높은 것을 확인할 수 있다. 하지만 동기오차에 강인하므로 사용자 간 접속시간 동기 오차와 반송파 주파수 오차에 따른 BER 성능은 유지되는 것을 확인할 수 있다. $CL_{amp} = 5\text{dB}$ 인 환경에서는 접속시간 동기 오차가 0.1이하, 그리고 반송파 주파수 오차가 0.1이하인 영역에서 FBMC의 BER 성능이 SC-FDMA보다 좋지 않은 것을 확인할 수 있다.

그림 11, 12는 다중 경로채널에서 $E_b/N_0 = 30\text{dB}$ 일

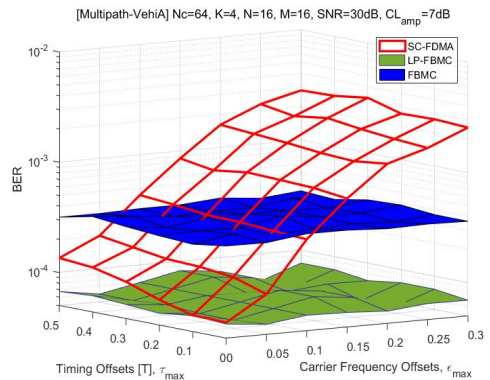


그림 11. 사용자 간 접속동기 오차, 반송파 주파수 오차, 클리핑이 복합적으로 존재할 때의 BER 그래프 (다중경로 채널, $N=16$, $CL_{amp} = 7\text{dB}$)

Fig. 11. The BER graph when there is a combination of user access timing offset, carrier frequency offset, and clipping. (Multipath channel, $N=16$, $CL_{amp} = 7\text{dB}$)

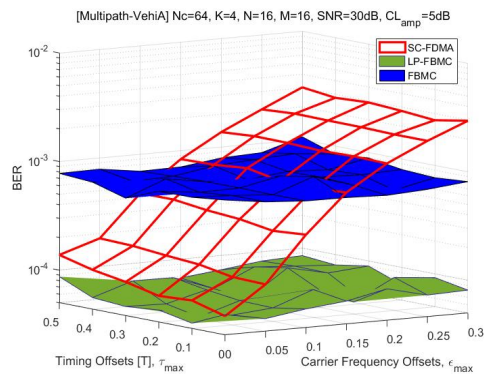


그림 12. 사용자 간 접속동기 오차, 반송파 주파수 오차, 클리핑이 복합적으로 존재할 때의 BER 그래프 (다중경로 채널, $N=16$, $CL_{amp} = 5\text{dB}$)

Fig. 12. The BER graph when there is a combination of user access timing offset, carrier frequency offset, and clipping. (Multipath channel, $N=16$, $CL_{amp} = 5\text{dB}$)

때, 반송파 주파수, 사용자 간 접속시간 동기 오차, 그리고 클리핑 모두 존재하는 복합적인 환경에서의 BER 성능 실험결과이다. 그림 11을 보면, $CL_{amp} = 7\text{dB}$ 임에도 불구하고 FBMC의 BER이 LP-FBMC보다 전체적으로 높다. 이는 FBMC가 DFT확산을 수행하지 않으므로 주파수 diversity 효과가 없어 BER 성능 이득을 얻지 못하기 때문이다. 또한, 그림 12를 보면, CL_{amp} 가 5dB로 감소함에 따라 FBMC의 BER은 더욱 증가한 것을 볼 수 있다. 한편 SC-FDMA는 사용자 간 접속동기 오차와 반송파 주파수 오차에 따라 BER이 증가하지만 반송파 주파수 오차가 0.1이내에서는 FBMC보다 BER 성능이 좋은 것을 확인할 수 있다.

사용하는 대역폭에 따라 사용자당 반송파 수 N 이 유동적으로 바뀔 수 있기 때문에 N 의 개수를 달리했을 때 세 기법의 BER 성능이 어떻게 바뀌는지 확인해 볼 필요가 있다. 그림 13과 14는 $N=32$ 일 때, 다중경로 채널환경에서 사용자 간 접속시간 동기 오차, 반송파 주파수 오차 그리고 클리핑을 고려한 BER 성능 실험결과이다.

그림 11과 13을 비교해보면 사용자당 반송파 수 N 이 증가함에 따라 SC-FDMA와 LP-FBMC의 전체적인 BER 성능이 향상 되었으며, FBMC의 BER 성능은 동일한 것을 볼 수 있다. 이는 N 의 개수가 커짐에 따라 송신단에서 DFT확산을 사용하는 SC-FDMA와 LP-FBMC의 주파수 diversity 효과가 증가하기 때문에 BER 성능이 향상 된 것으로 보인다. 반면에, DFT확산을 사용하지 않는 FBMC는 N 의 개수와 상관없이 BER 성능이 일정한 것을 볼 수 있다. 결론적으로, N

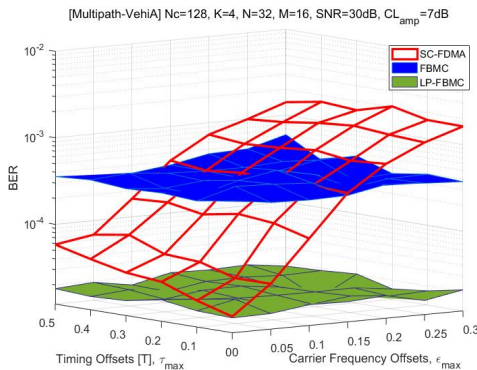


그림 13. 사용자 간 접속동기 오차, 반송파 주파수 오차, 클리핑이 복합적으로 존재할 때의 BER 그래프 (AWGN 채널, $N=32$, $CL_{amp} = 7\text{dB}$)
 Fig. 13. The BER graph when there is a combination of user access timing offset, carrier frequency offset, and clipping. (Multipath channel, $N=32$, $CL_{amp} = 7\text{dB}$)

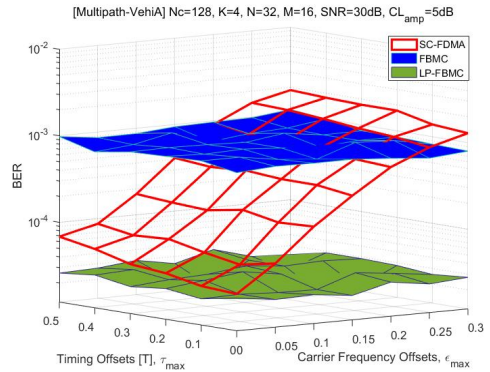


그림 14. 사용자 간 접속동기 오차, 반송파 주파수 오차, 클리핑이 복합적으로 존재할 때의 BER 그래프 (AWGN 채널, $N=32$, $CL_{amp} = 5\text{dB}$)
 Fig. 14. The BER graph when there is a combination of user access timing offset, carrier frequency offset, and clipping. (Multipath channel, $N=32$, $CL_{amp} = 5\text{dB}$)

에 따라 SC-FDMA가 FBMC보다 BER 성능이 좋은 동기 오차 영역이 변한다. LP-FBMC는 N 과 동기 오차, 클리핑에 상관없이 모든 영역에서 세 기법 중 가장 좋은 BER 성능을 보였다.

V. 최적화된 신호이득을 사용하는 클리핑 환경에서 성능 실험 결과 및 비교

5.1 BER 성능을 최적화 하는 클리핑 환경의 모델링 및 클리핑에 따른 성능 비교

식 (12)에서 정의된 클리핑 레벨 CL_{amp} 은 송신신호의 평균 에너지에 의해 정규화 된 임계값을 이용하여 클리핑을 모델링하였다. 이 모델링은 모든 사용자의 송신기에서 전송되는 송신신호의 크기를 고정하는 것과 같다. 그러므로 현실적 환경에서 송신기의 노이즈 환경에 따른 신호이득의 조정 가능성을 배제하게 된다. 실제 시스템에서 송신기는 노이즈 전력과 클리핑 레벨에 대하여 최적의 BER 성능을 얻는 송신전력으로 송출한다¹⁷⁾. 그러므로 본 장에서는 노이즈의 분산에 따른 클리핑 레벨이 정해졌을 때, 최적의 BER을 얻는 신호의 이득 값을 실험을 통해 구하고, 실험으로 구한 최적의 이득 값으로 송신신호의 파워를 조정하여 각 송신기법의 성능을 비교하고자 한다.

최적의 이득 값으로 송신신호를 증폭하였을 때, 수송신호는 식 (10)에서 $z^{(k)}(t)$ 를 다음과 같이 수정된다.

$$z^{(k)}(t) = \begin{cases} C^{(k)} e^{j\phi^{(k)}(t)}, & |\alpha_s^{(k)}(t)| > C^{(k)} \\ \alpha_s^{(k)}(t), & |\alpha_s^{(k)}(t)| \leq C^{(k)} \end{cases}, \quad (14)$$

여기서, α 는 최적의 BER을 얻은 신호의 이득 값이다. 그리고 3.1장에서 보인 것과 달리, 클리핑 임계값 $C^{(k)}$ 는 송신신호의 에너지가 아닌, 노이즈 분산에 대한 비로 결정된다. 노이즈 분산을 이용하여 정규화 된 클리핑 레벨 CL_{noise} 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$CL_{noise} = 10\log_{10}\left(\frac{(C^{(k)})^2}{E[\ln(t)^2]}\right) [dB] \quad (15)$$

그림 15는 $CL_{noise} = -5dB$ 일 때, AWGN 채널에서 최적의 송신신호 이득 값을 구한 실험결과이다. SC-FDMA와 LP-FBMC의 경우, BER 성능이 가장 좋은 최적의 이득 값은 약 17dB 이며, FBMC의 경우, 약

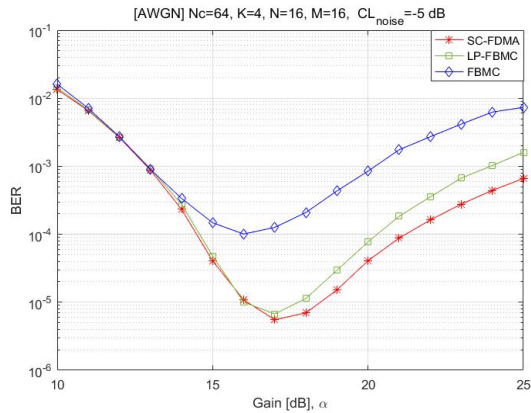


그림 15. AWGN 채널에서 신호 gain(=α)에 따른 각 기법의 BER 그래프
Fig. 15. The BER graph of each technique with signal gain(=α) in AWGN channel.

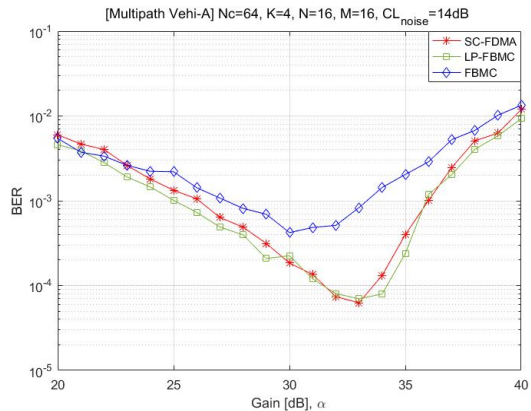


그림 16. 다중경로 채널에서 신호 gain(=α)에 따른 각 기법의 BER 그래프
Fig. 16. The BER graph of each technique with signal gain(=α) in Multipath channel.

16dB 이다. 그림 16은 $CL_{noise} = 14dB$ 일 때, 다중경로 채널에서 최적의 송신신호 이득 값을 구한 실험결과이다. SC-FDMA와 LP-FBMC의 경우, BER 성능이 가장 좋은 최적의 이득 값은 약 33dB 이며, FBMC는 최적의 이득 값이 30dB이다.

그림 15와 16에서, 최적의 BER 성능에 해당되는 이득 값을 기준으로 좌측의 영역에서는 송신신호의 이득 값을 키움에 따라 BER 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있다. 반면, 이득 값을 기준으로 우측의 영역에서는 송신신호 증폭에 의한 성능 증가보다 클리핑에 의한 송신신호 왜곡으로 인한 성능 감소량이 더 크므로 BER이 증가하게 된다.

그림 17과 18은 각각 AWGN 채널과 다중경로 채널에서 그림 15, 16과 같이 CL_{noise} 에 대한 최적의 BER 성능을 구한 실험 결과이다. 그림 17과 18을 보면, 실험한 모든 CL_{noise} 영역에서 FBMC의 BER 성능이 SC-FDMA와 LP-FBMC보다 좋지 않은 것을 확인할 수 있다. 이는 송신신호의 PAPR이 상대적으로 높은 FBMC 기법은 송신신호의 에너지가 증폭됨에 따라 클리핑에 의한 신호왜곡이 다른 두 기법에 비해 더욱 빈번히 발생하기 때문이다. 반면에 SC-FDMA와 LP-FBMC는 비슷한 PAPR 성능을 가지므로 BER 성능 또한 차이가 크지 않은 것을 확인할 수 있다. 그림 8의 CL_{amp} 에 대한 실험 결과와 마찬가지로, CL_{noise} 에 대한 실험 결과에서도 각 기법간의 BER 성능 우위는 비슷한 것을 확인할 수 있다.

필터의 효과로 인해 FBMC를 기반으로 하는 송신신호의 대역 외 방사전력은 SC-FDMA의 송신신호의

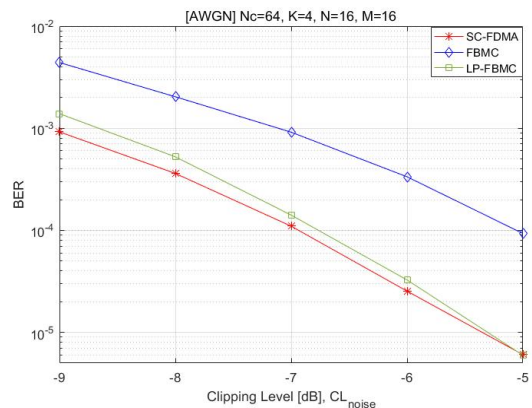


그림 17. 각 클리핑 레벨에서의 최적의 신호 gain을 사용한 각 기법의 BER 그래프(AWGN 채널)
Fig. 17. The BER graph of each technique with optimal signal gain at each clipping level(AWGN channel).

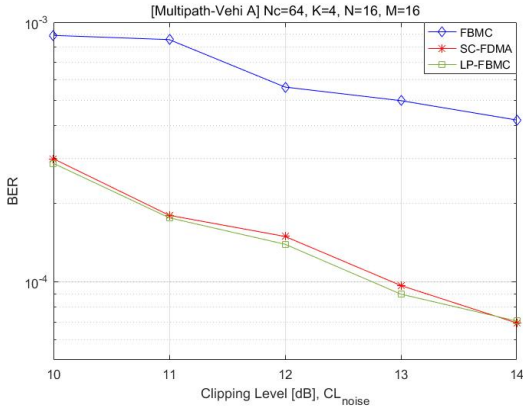


그림 18. 각 클리핑 레벨에서의 최적의 신호 gain을 사용한 각 기법의 BER 그래프(다중경로 채널)
Fig. 18. The BER graph of each technique with optimal signal gain at each clipping level(Multipath channel).

방사전력에 비해 극도로 억제되어 있다⁴⁾. 하지만 송신 신호에 비선형 클리핑이 발생하면 FBMC 기법의 대역 외 방사전력 억제 성능이 감소한다. 그러므로 클리핑 환경에서는 각 기법의 대역 외 방사전력 성능의 비교를 다시 수행할 필요가 있다. ^[10]에서는 송신신호의 평균 에너지로 정규화한 클리핑환경 즉, CL_{amp} 에 대한 SC-FDMA, LP-FBMC, FBMC의 송신신호 대역 외 방사전력 성능을 비교하였다. CL_{amp} 에 따른 클리핑으로 인해 SC-FDMA와 LP-FBMC, FBMC의 대역 외 방사전력 성능의 격차가 줄어들었다. 하지만 LP-FBMC의 대역 외 방사전력 성능은 SC-FDMA보다 여전히 우월한 것이 확인 되었다. 하지만 CL_{noise} 에 대한 실험에서는 최적의 BER을 얻는 이득 값을 사용하여 신호를 증폭시키기 때문에 ^[10]에서 확인한 스펙트럼과 다른 양상을 보일 수 있다. 이에 따라, 그림 19는 CL_{noise} 에 대한 최적의 BER 성능을 얻는 이득 값을 구하여 각 기법의 스펙트럼을 출력한 결과이다. 그림 19에서 FBMC와 LP-FBMC 기법은 여전히 SC-FDMA보다 우월한 대역 외 방사전력 성능을 가짐을 확인할 수 있다. 특히, LP-FBMC의 대역 외 방사전력 성능은 다른 기법에 비해 CL_{noise} 이 높을수록 더욱 증가하는 것을 확인할 수 있다.

5.2 사용자 간 접속시간 동기 오차, 반송파 주파수 오차, 최적화 된 신호이득을 사용하는 클리핑 환경을 복합적으로 고려한 경우의 성능 비교

본 절에서는 반송파 주파수 오차, 사용자 간 접속시

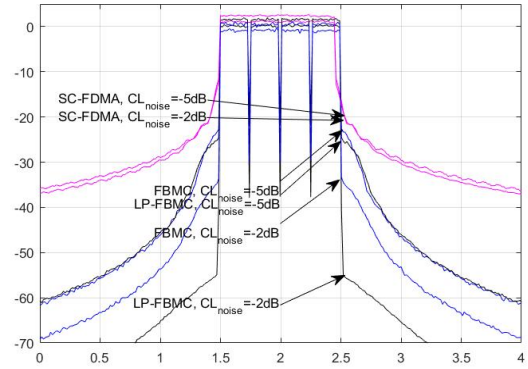


그림 19. CL_{noise} 이 -2dB, -5dB일 때, 각 기법의 스펙트럼
Fig. 19. The spectrum of each technique when the CL_{noise} is -2dB, -5dB.

간 동기 오차, 그리고 최적화 된 신호이득을 사용하는 클리핑 모두 복합적으로 존재할 때, AWGN 채널과 다중경로 채널에서 각 기법의 BER 성능 실험 결과를 확인한다.

그림 20은 AWGN 채널에서 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ 일 때, $N = 16$, $CL_{noise} = -5\text{dB}$ 에서의 BER 성능 실험결과이다. 그림 20을 보면, 그림 10의 송신신호의 평균에너지로 정규화한 클리핑을 사용했을 때의 성능 실험 결과와 비교했을 때 접속시간 동기오차와 반송파 주파수 오차에 상관없이 전체적으로 FBMC와 다른 두 기법과의 성능 격차가 커진 것을 확인할 수 있다. 반면 클리핑 모델로 인해 FBMC가 SC-FDMA 보다 성능이 좋지 않은 영역이 늘어남에 따라 사용자 간 동기오차가 0.4 이내, 반송파 주파수 오차가 0.25이내에서는

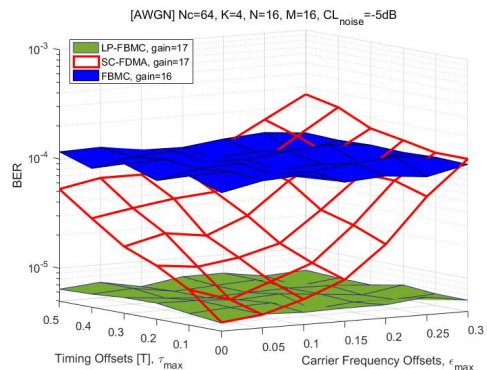


그림 20. 사용자 간 접속동기 오차, 반송파 주파수 오차, 클리핑이 복합적으로 존재할 때의 BER 그래프 (AWGN 채널, $N=16$, $CL_{noise} = -5\text{dB}$)
Fig. 20. BER graph when there is a combination of user access timing offset, carrier frequency offset, and clipping. (AWGN channel, $N=16$, $CL_{noise} = -5\text{dB}$)

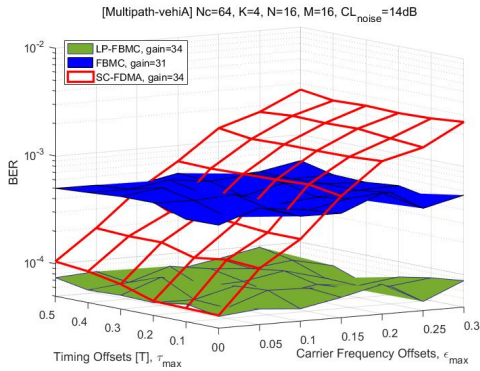


그림 21. 사용자 간 접속동기 오차, 반송과 주파수 오차, 클리핑이 복합적으로 존재할 때의 BER 그래프 (다중경로 채널, $N=16$, $CL_{noise}=14\text{dB}$)

Fig. 21. BER graph when there is a combination of user access timing offset, carrier frequency offset, and clipping. (Multipath channel, $N=16$, $CL_{noise}=14\text{dB}$)

SC-FDMA보다 BER 성능이 좋지 않은 것을 확인할 수 있다. 한편, 그림 21에 나타난 다중경로 채널에서 $E_b/N_0=30\text{dB}$ 일 때, $CL_{noise}=14\text{dB}$ 에서 성능 실험결과를 보면 그림 12의 송신신호의 평균에너지로 정규화한 클리핑을 사용했을 때의 성능 실험 결과와 바뀐 클리핑 모델 사용했을 때의 성능 실험 결과가 각 기법간의 우위, 성능 차이 면에서 거의 유사한 것을 확인할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 SC-FDMA, FBMC, LP-FBMC 기법을 실제 상향링크 통신환경에서 발생할 수 있는 사용자 간 접속시간 동기 오차, 반송과 주파수오차, 고출력 증폭기에 의한 비선형성이 복합적으로 혼재하는 상황에 적용시킨 후, 각 기법들의 성능을 비교 분석하였다. 실험을 통해, SC-FDMA 기법은 대역 외 방사전력이 높은 OFDM기반 특성상 사용자 간 접속시간 동기 오차, 반송과 주파수오차에 의해 큰 BER 성능 저하를 보이며, FBMC 기법은 높은 PAPR 특성으로 고출력증폭 비선형성에 의해 큰 BER 성능 저하를 보임을 확인하였다. 이에 따라 두 기법간의 성능 우위를 결정하는 사용자 간 동기 오차 범위 및 클리핑 레벨을 분석하였다. 반면에, LP-FBMC 기법은 FBMC의 단점인 높은 PAPR이 보완되었고, 대역 외 방사전력 또한 극도로 억제되었기에 사용자 간 접속시간 동기 오차, 반송과 주파수 오차 그리고 고출력증폭 비선형성의 모든 면에서 강인한 특성이 있음을 확인했다. 따라서 LP-FBMC

기법이 어떤 상황에서도 최고의 BER 성능을 달성함을 확인하였다. 비선형 고출력 증폭기에 대한 성능 분석은 신호의 전력 대비 클리핑 레벨에 대하여 수행하는 기존 방식 뿐 아니라 현실적 모형인 노이즈 분산 대비 클리핑 레벨에서 최적화된 신호 전력을 사용하여 성능 실험을 수행한 결과 각 기법간의 우위, 성능 차이 면에서 두 방식이 거의 유사한 것을 확인하였다. 향후 차세대 상향링크 시스템에 부합하는 파형을 간택하기 위해 본 논문에서 사용한 성능 평가 척도 이외 다른 성능 평가 척도를 적용한 연구가 필요하다.

References

- [1] T. Ihalainen, A. Viholainen, T. H. Stitz, M. Renfors, and M. Bellanger, "Filter bank based multi-mode multiple access scheme for wireless uplink," *17th Eur. Signal Process. Conf.*, pp. 1354-1358, Glasgow, UK, Aug. 2009.
- [2] F. Schaich and T. Wild, "Waveform contenders for 5G - OFDM vs. FBMC vs. UFMC," *6th ISCCSP*, Athens, Greece, May 2014.
- [3] H. Kang, Y. Song, D. Kwon, and D. Kim, "Key techniques and performance comparison of 5g new waveform technologies," *J. KICS*, vol. 41, no. 1, pp. 142-155, Jan. 2016.
- [4] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 28, no. 3, pp. 92-112, May 2011.
- [5] T. Wild, *5GNOW*, Deliverable 3.1, 5G Waveform Candidate Selection, Mar. 2015.
- [6] N. Michailow, M. Matthe, I. S. Gaspar, A. N. Caldevilla, L. L. Mendes, A. Festag, and G. Fettweis, "Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 9, pp. 3045-3061, Sep. 2014.
- [7] J. Dore, N. Cassiau, and D. Ktenas, "Low complexity frequency domain carrier frequency offset compensation for uplink multiuser FBMC receiver," *EuCNC*, pp. 1-5, Bologna, Italy, Jun. 2014.
- [8] M. Chafii, J. Palicot, and R. Gribonval, "Closed-form approximations of the PAPR distribution for multi-carrier modulation

- systems,” *22nd EUSIPCO*, pp. 1920-1924, Lisbon, Portugal, Sep. 2014.
- [9] S. S. K. C. Bulusu, H. Shaiek, D. Roviras, and R. Zayani, “Reduction of PAPR for FBMC-OQAM systems using dispersive SLM technique,” *11th ISWCS*, pp. 568-572, Barcelona, Spain, Aug. 2014.
- [10] D. Na and K. Choi, “Low PAPR FBMC,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 1, pp. 182-193, Jan. 2018.
- [11] S. Parkvall, E. Dahlman, A. Furuskar, and M. Frenne, “NR: The new 5G radio access technology,” *IEEE Commun. Standards Mag.*, vol. 1, no. 4, pp. 24-30, Dec. 2017.
- [12] M. Morelli, “Timing and frequency synchronization for the uplink of an OFDMA system,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 2, pp. 296-306, Feb. 2004.
- [13] H. Ochiai and H. Imai, “Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 1, pp. 89-101, Jan. 2002.
- [14] M. Rim, D. Lim, B. Jeong, and T. Noh, “Guard interval extension for individual users in uplink OFDMA mobile communication systems,” *J. KICS*, vol. 32, no. 5A, pp. 417-425, May 2007.
- [15] M. Pun, S. Tsai, and C. Kuo, “Joint maximum likelihood estimation of carrier frequency offset and channel in uplink OFDMA systems,” *IEEE GLOBECOM '04*, pp. 3748-3752, Dallas, TX, USA, Dec. 2004.
- [16] C. An and H. Ryu, “BER performance comparison and evaluation of 5G candidate waveforms based on DFT spreading under the nonlinear HPA,” *J. KICS*, vol. 41, no. 4, pp. 415-423, Apr. 2016.
- [17] J. Lee, B. Kim, and K. Choi, “Capacity comparison of two uplink OFDMA systems considering synchronization error among multiple users and nonlinear distortion of amplifiers,” *J. KICS*, vol. 39A, no. 5, pp. 258-270, Apr. 2014.
- [18] A. Amir, F. Arman, R. Ahmad, and F. Behrouz, “Impact of timing and frequency offsets on multicarrier waveform candidates for 5G,” *IEEE SP/SPE*, pp. 178-183, Salt Lake City, UT, USA, Aug. 2015.
- [19] B. Ranjha, M. I. Sakib Chowdhury, and M. Kavehrad, “Interference analysis of interleaved and localized mapping schemes in OFDMA system with carrier frequency offset,” *IEEE Military Commun. Conf.*, pp. 1-2, Orlando, FL, USA, Nov. 2012.
- [20] K. Choi, “Inter-user frequency offset resilient uplink FBMC by DFT spreading and cyclic shift,” *IEEE Wireless Commun. Lett.*, p. 1, Feb. 2019.
- [21] D. Na and K. Choi, “Intrinsic ICI-Free alamouti coded FBMC,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, pp. 1971-1974, Oct. 2016.
- [22] D. Na and K. Choi, “Generalization of the phase shift condition in “Intrinsic ICI-Free alamouti coded FBMC”,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 21, pp. 1747-1750, Apr. 2017.
- [23] K. Choi, “Alamouti coding for DFT spreading-based low PAPR FBMC,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, pp. 926-941, Dec. 2018.

장 상 민 (Sangmin Jang)



2018년 8월 : 영남대학교 정보통신공학과 졸업
 2018년 8월~현재 : 영남대학교 정보통신공학과 석사과정
 <관심분야> OFDM 기반 다중 반송파 전송방식, FBMC 기반 다중 반송파 전송방식, 5G 이동통신 시스템

[ORCID:0000-0001-8826-2213]

라 동 준 (Dongjun Na)



2014년 2월 : 영남대학교 정보통신공학과 졸업
2016년 2월 : 영남대학교 정보통신공학과 석사
2016년 3월~현재 : 영남대학교 정보통신공학과 박사과정
<관심분야> OFDM 기반 다중 반

송파 전송방식, FBMC 기반 다중 반송파 전송방식, 5G 이동통신 시스템

[ORCID:0000-0002-1656-4113]

최 권 휴 (Kwonhue Choi)



1994년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업
1996년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 석사
2000년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 박사
2000년 4월~2003년 2월 : 한국

전자통신연구원 광대역 무선전송 연구부 광대역 무선전송 연구팀 선임연구원

2003년 2월~현재 : 영남대학교 정보통신공학과 교수
<관심분야> OFDM 기반 다중 반송파 전송방식, MIMO 검출 알고리즘, 5G 이동통신 시스템

[ORCID:0000-0002-1755-0186]