

# 최대전력 대 평균전력 비율 저감 필터뱅크 다중 캐리어 시스템에서 부가정보 블라인드 검출 기법

라 동 준\*, 최 권 휴<sup>o</sup>

## A Blind Side Information Detection Scheme for Low PAPR Filter Bank Multi-Carrier Systems

Dongjun Na\*, Kwonhue Choi<sup>o</sup>

### 요 약

최근 제안된 DFT 확산과 송신신호 후보 생성 방식을 이용한 PAPR 저감 FBMC 기법 즉, *Low PAPR FBMC* 기법은 DFT 확산 방식과 여러 송신신호 후보 중 낮은 PAPR을 갖는 송신신호 후보를 선택하여 송신하는 방식으로 PAPR 성능은 향상 시켰으나, 선택한 송신신호 후보에 대한 부가정보를 따로 송신해야 하는 단점이 있다. 본 논문에서는 송신단에서 부가정보를 따로 송신하지 않아도, 수신단에서 부가정보 검출이 가능한 PAPR 저감 FBMC 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 기존의 *Low PAPR FBMC* 기법에서 인위적으로 위상을 회전시키는 간단한 과정을 추가하였다. 제안하는 기법의 수신기에서는 회전시킨 송신신호의 위상과 OQAM 심벌 특유의 시간 지연 구조를 이용하여 부가정보를 검출한다. 제안하는 기법은 부가 정보를 따로 송신해야 하는 부담이 없고, 부가 정보를 검출을 위해 송신신호의 위상을 회전시키는 과정이 추가되었지만 송신기 복잡도의 증가는 미미한 장점을 가진다.

**Key Words** : FBMC, OQAM, PAPR, SI, DFT spreading

### ABSTRACT

Recently, the PAPR reduction scheme for FBMC using the DFT spreading and the generating multiple transmission signal candidates have been proposed, so-called *Low PAPR FBMC*. *Low PAPR FBMC* improves the PAPR performance by DFT spreading and selecting the transmission signal candidates with low PAPR. However, it has a disadvantage that side information(SI) about the selected candidates should be transmitted. In this paper, we propose the modified *Low PAPR FBMC* without SI burden. In the transmitter of proposed FBMC, only a simple process of applying the phase offset is added to the transmitter of the *Low PAPR FBMC*. In the receiver of the proposed FBMC, the SI is detected using the added phase offset and the time delay structure of the OQAM symbol. In proposed FBMC, there is no burden for SI transmission, and although the process of applying the phase offset is added, the increase of the complexity is negligible.

\* 이 논문은 2017년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2015R1D1A3A01015970)  
\* 본 논문은 교육부 및 한국연구재단의 BK21플러스 사업(ICT기반 스마트기기 창의인재양성사업)의 지원을 받아 수행 되었습니다 (22A20130012814)  
♦ First Author : (0000-0002-1656-4113)Yeungnam University Dept. of Information and Communications Engineering, naj2964@ynu.ac.kr, 학생회원  
° Corresponding Author : (0000-0002-1755-0186)Yeungnam University Dept. of Information and Communications Engineering, goneu@yu.ac.kr, 중신회원  
논문번호 : KICS2017-12-408, Received December 31, 2017; Revised March 26, 2018; Accepted March 26, 2018

## I. 서 론

최근, Filter bank multicarrier(FBMC) 기법은 차세대 무선통신 시스템의 핵심변조기술로 많은 관심을 받고 있다. FBMC는 주파수효율 여러 가지 장점이 있지만, 여전히 해결해야할 문제들이 존재한다. FBMC 송신신호가 높은 첨두 대 평균 전력비(PAPR)를 가지는 문제는 해결해야할 주요한 문제 중 하나이다. FBMC는 Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) 기법과 동일하게 다중반송파 변조를 기반으로 하고 있으므로 높은 PAPR을 가진다. 높은 PAPR은 FBMC 송신신호의 클리핑 또는 비선형성을 야기한다<sup>[1,2]</sup>. 이에 따라, FBMC를 위한 여러 가지 PAPR 경감 기법들이 제안되었다. 그 중, OFDM 기법에서 가장 널리 쓰이는 PAPR 저감 기법인 Discrete fourier transform(DFT) 확산 기법은 FBMC의 Offset quadrature amplitude modulation(OQAM) 구조로 인해 제대로 된 PAPR 경감효과를 얻을 수 없는 문제점이 있다<sup>[3]</sup>. 한편, OFDM의 PAPR 경감을 위해 제안된 두 가지 부가정보 기반 PAPR 경감 기법 즉, Partial transmit sequence(PTS)와 Selective mapping(SLM) 기법을 이용하여 FBMC의 PAPR을 경감하기 위해, 여러 가지 변형된 PTS, SLM 기법들이 제안되었다<sup>[4-9]</sup>. 이러한 기법들은 주로 여러 개의 송신신호 후보를 생성하고, 최적의 PAPR 성능을 갖는 송신신호를 선택하는 방법을 연구한 기법들이다. FBMC는 I 채널과 Q 채널이 엇갈린 OQAM 구조를 가지며, 필터링을 수행하므로 중첩된 FBMC 심벌들을 고려하여 연계적으로 최적의 송신신호를 생성해나가는 과정이 필요하다. 따라서 부가정보 기반 PAPR 경감 기법들은 송신기의 복잡도가 높고, 송신신호 외에 선택된 신호 후보에 대한 부가정보를 따로 송신해야 한다. 이때, 따로 송신되는 부가정보는 주파수 효율 감소의 원인이 된다. 최근, FBMC를 위한 송신기의 복잡도와 부가정보의 양을 확연히 줄인 부가정보 기반 PAPR 경감 기법이 제안 되었다<sup>[10]</sup>. 이후 [10]에서 제안된 기법을 Low PAPR FBMC 기법이라 한다. Low PAPR FBMC 기법은 특수한 조건의 DFT 확산을 사용하여 FBMC 신호의 PAPR을 경감시키고, 여러 개의 송신신호 후보를 효율적으로 생성하여 송신기의 복잡도가 낮다. 하지만, Low PAPR FBMC 기법에서는 부가정보의 양이 많이 줄어들었으나 여전히 부가 정보를 송신해야하는 부담이 존재한다.

본 논문에서는 Low PAPR FBMC 기법의 송, 수신기 구조를 변경하여, 부가정보를 따로 송신하는 부담

이 없는 Low PAPR FBMC 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 수신기에서 부가정보 검출이 가능하도록 송신기에서 송신신호 후보를 생성하는 과정에 인위적으로 위상을 회전시키는 과정을 추가하였다. 제안하는 기법의 송신기에서는 송신신호의 위상 회전과, OQAM 심벌의 I, Q 채널의 지연을 달리하여 총 4개의 송신신호 후보를 생성한다. 수신기에서는 송신신호를 수신하면 4개의 송신신호 후보에 따라 4가지 방법으로 복조를 수행하고, 4가지 방법으로 복조된 데이터 심벌 즉, 판별 변수를 이용하여 부가정보를 검출한다. 따라서 제안하는 기법은 송신기에서 부가정보를 따로 송신할 필요가 없다. 제안하는 기법의 송신기에서는 Low PAPR FBMC 기법의 송신기에서 송신신호의 위상을 회전시키는 간단한 과정만 추가 되었다. 그러므로 Low PAPR FBMC 기법의 복잡도가 낮은 장점을 그대로 유지한다.

본 논문의 II장에서는 [10]에서 제안된 Low PAPR FBMC를 간략히 설명하고, 부가정보를 따로 송신할 필요가 없는 DFT 확산된 송신신호 후보 생성기반 PAPR 저감 FBMC 기법을 제안한다. 또한 제안한 기법의 부가정보 검출 방법을 설명한다. III장에서는 Low PAPR FBMC 기법과 제안하는 기법의 PAPR 성능을 비교한다. 그리고 제안하는 기법의 부가정보 검출 성능을 보이고, 클리핑 채널 환경에서 일반적인 FBMC 기법과 비트 에너지 대 잡음비( $E_b/N_0$ )에 따른 비트 에러율(BER)을 비교한다.

## II. 제안하는 기법

### 2.1 Low PAPR FBMC 기법의 개요

[10]에서, 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 Identically-time-shifted-multicarrier(ITSM) 조건이라 한다. 그리고 새로운 유형의 FBMC 기반 PAPR 경감 기법 즉, Low PAPR FBMC 기법이 제안되었다. Low PAPR FBMC 기법은 PAPR을 감소시키기 위해, ITSM 조건을 만족하는 4가지의 송신신호 후보를 생성하여 낮은 PAPR을 갖는 후보를 선택하여 송신한다. 또한, 제안된 기법은 4개의 후보를 효율적으로 생성하여 복잡도가 낮은 특성을 가진다.

[10]의 그림 1은 일반적인 FBMC의 송신단구조이다. 여기서,  $N$ 은 부반송파 수,  $M$ 은 한 데이터 프레임의 OQAM 심벌 수를 나타낸다.  $n$ 번째 부반송파로 전

송되는  $m$  번째 복소 데이터 심벌  $d_{n,m}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$d_{n,m} = a_{n,m} + jb_{n,m} \quad (1)$$

여기서,  $a_{n,m}$ 과  $b_{n,m}$ 은 각각 데이터 심벌의 실수부와 허수부이다. *Low PAPR FBMC* 기법은 복소 데이터 심벌을 DFT 확산한 후 송신신호 변조를 수행한다. 복소 데이터 심벌 벡터 복소 벡터  $[d_{n,m}]_{n=0}^{N-1} (= [a_{n,m} + jb_{n,m}]_{n=0}^{N-1})$ 를 DFT 확산한 결과를  $[D_{n,m}]_{n=0}^{N-1} (= [A_{n,m} + jB_{n,m}]_{n=0}^{N-1})$ 라 할 때, *Low PAPR FBMC* 기법의 4가지 송신신호 후보는 다음과 같다.

$$x_i^{(1)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=lW}^{(l+1)W-1} (-1)^m \left\{ A_{n,m} h(t-mT) + jB_{n,m} h\left(t-mT - \frac{T}{2}\right) \right\} e^{j\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{T}{4}\right)} \quad (2)$$

$$x_i^{(2)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=lW}^{(l+1)W-1} (-1)^m \left\{ A_{n,m} h(t-mT) + jB_{n,m} h\left(t-mT - \frac{T}{2}\right) \right\} e^{j\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{T}{4}\right)} \quad (3)$$

$$x_i^{(3)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=lW}^{(l+1)W-1} (-1)^m \left\{ A_{n,m} h\left(t-mT - \frac{T}{2}\right) - jB_{n,m} h(t-mT) \right\} e^{j\frac{2\pi}{T}\left(t + \frac{T}{4}\right)} \quad (4)$$

$$x_i^{(4)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=lW}^{(l+1)W-1} (-1)^m \left\{ A_{n,m} h\left(t-mT - \frac{T}{2}\right) - jB_{n,m} h(t-mT) \right\} e^{j\frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{T}{4}\right)} \quad (5)$$

여기서,  $W$ 는  $l$  번째 데이터 블록의 OQAM 심벌 수,  $h(t)$ 는 프로토타입 필터의 임펄스 응답,  $T$ 는 심벌 구간을 나타낸다. 식 (2)~(5)에 나타난 *Low PAPR FBMC* 기법의 송신신호 후보는 [10]의 그림 4와 그림 6에 나타난 송신단 구조에 의해 생성된다. [10]의 그림 4와 그림 6에서,  $\eta_{n,m}$ 와  $\mu_{n,m}$ 는 각각 ITSM 조건을 만족하는 I 채널과 Q 채널의 위상 계수이고, 1번째  $\eta_{n,m}$ ,  $\mu_{n,m}$ 의 set은 다음과 같다.

$$\eta_{n,m}^{(1)} = (-1)^m j^n, \mu_{n,m}^{(1)} = (-1)^m j(-j)^n \quad (6)$$

그리고 2번째  $\eta_{n,m}$ ,  $\mu_{n,m}$ 의 set은 다음과 같다.

$$\eta_{n,m}^{(2)} = (-1)^m (-j)^n, \mu_{n,m}^{(2)} = (-1)^m j^{n+1} \quad (7)$$

식 (2)~(5)에서, 식 (2)와 식 (4)는 1번째 ITSM 조건을 만족하는 송신신호 후보이고, 식 (3) and 식 (5)는 2번째 ITSM 조건을 만족하는 송신신호 후보이다. 한편, 식 (2), (3)은 OQAM 변조를 위해 Q 채널이 반심벌 구간만큼 지연된 신호이고, 반면 식 (4), (5)는 Q 채널이 아닌 I 채널이 반심벌 구간만큼 지연된 신호이다. *Low PAPR FBMC* 기법은 데이터 블록 별로 ITSM 조건과 I, Q 채널의 지연을 달리 설정한 4개의 송신신호 후보를 생성하고, 그 중 가장 PAPR 가진 송신신호를 택하여 송신함으로써 PAPR을 경감시킨다. 한 데이터 블록 당 4개의 후보를 생성한 후 선택하므로, 선택된 후보에 대한 2bit의 부가정보가 필요하다.

## 2.2 제안하는 기법의 송신단 구조

*Low PAPR FBMC* 기법에서는, 데이터 블록당 ITSM 조건을 만족하는 4개의 후보를 생성한 후 PAPR이 가장 낮은 후보를 선택한다. 그리고 선택된 후보들을 FBMC 신호의 규칙에 맞게 이어 붙여 한 프레임의 FBMC 송신신호를 생성한다. 따라서, 선택된 후보들에 대한 부가정보를 함께 송신하고, 이를 이용하여 수신단에서 데이터를 복조한다. 본 논문에서 제안하는 기법은 *Low PAPR FBMC* 기법을 기반으로 하지만, 수신단에서 SI를 검출할 수 있도록 송신기 구조를 일부 수정하였다.

[11]에서는, 알라무티 Multi-input multi-output (MIMO)-OFDM의 PAPR 경감을 위한 SLM 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 선택된 후보에 대한 부가정보를 따로 송신하지 않고, 수신단에서 검출하여 사용한다. 이를 위해, 하나의 데이터로 여러 송신신호 후보를 생성할 때 인위적인 위상 오차를 주어 알라무티 공간-주파수 블록 코딩을 수행하였다. 수신단에서는 각 후보의 알라무티 코딩에 적용한 인위적인 위상 오차가 다른 특성을 이용하여 부가정보를 검출 하였다. 이러한 방식을 참고하여, 본 논문에서 제안하는 기법은 수신단에서 부가정보를 검출할 수 있도록, 2, 4번째 송신신호 후보를 생성 할 때 인위적인 위상 오차를 적용하여 생성한다. 그리고 제안하는 기법은 데이터 블록 단위가 아닌 데이터 프레임단위로 ITSM 조건을 만족하는 4가지 송신신호 후보를 생성하고, 그 중 PAPR이 가장 낮은 신호 선택하여 송신한다. 즉, 제안하는 기법은 한 데이터 프레임에 대해 4가지 송

신신호 후보를 생성한다. 제안하는 기법의 4가지 송신 신호 후보 신호  $x^{(1)}(t)$ ,  $x^{(2)}(t)$ ,  $x^{(3)}(t)$ ,  $x^{(4)}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x^{(1)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \left\{ A_{n,m} h(t-mT) + jB_{n,m} h(t-mT - \frac{T}{2}) \right\} e^{j\frac{2\pi}{T}(t+\frac{T}{4})} \quad (8)$$

$$x^{(2)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \left\{ A_{n,m} h(t-mT) + jB_{n,m} h(t-mT - \frac{T}{2}) \right\} e^{j\frac{2\pi}{T}(t-\frac{T}{4})} e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (9)$$

$$x^{(3)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \left\{ A_{n,m} h(t-mT - \frac{T}{2}) + jB_{n,m} h(t-mT) \right\} e^{j\frac{2\pi}{T}(t+\frac{T}{4})} \quad (10)$$

$$x^{(4)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \left\{ A_{n,m} h(t-mT - \frac{T}{2}) + jB_{n,m} h(t-mT) \right\} e^{j\frac{2\pi}{T}(t-\frac{T}{4})} e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (11)$$

여기서, 식 (9), (11)의  $e^{j\frac{\pi}{4}}$ 는 인위적인 위상 오차 성분이다. 제안하는 기법은 식 (8)~(11)에 나타낸 4개의 송신신호 후보 중 PAPR이 가장 낮은 신호를 송신한다. 본 논문에서는 각 사용자에게 부반송파는 블록 단위로 할당한다고 가정하고, 전체 부반송파 수는  $N_T (> M)$ 로 표기한다. 이후, 설명의 편의를 위해 1번째 부반송파 블록을 할당받은 사용자의 송신신호에 대해 분석을 수행한다. 그림 1은 제안하는 기법의 송신단 구조이다. 그림 1에서 회색으로 표시된 블록은

Low PAPR FBMC 기법에서 수정된 부분을 나타낸다.

제안하는 기법에는, Low PAPR FBMC 기법에서 사용한 송신신호 후보를 생성하기 위한 복잡도 저감 기법 즉, IDFT 출력의 순환전치를 이용한 ITSM 조건 의 변환기법, I, Q 채널의 지연을 달리하여 후보를 생성하는 기법을 그대로 적용하였다. 그러므로 송신단은 Low PAPR FBMC 기법과 계산량이 거의 동일하다. 따라서, 제안하는 기법도 기존 송신신호 후보생성 기반 PAPR 저감 기법에 비해 낮은 복잡도를 가진다. 한편, Low PAPR FBMC 기법은 데이터 블록의 길이가 길어질수록 PAPR 저감 성능은 나빠지고, 블록 당 2bit가 필요한 부가정보의 전채양은 줄어드는 특성이 있다. 하지만, 제안하는 기법은 차후에 설명할 부가정보 검출을 위해 데이터 프레임을 블록단위로 나눌 수 없으므로 PAPR 성능을 증가시키기 위해서는 데이터 프레임 길이를 줄여야한다. 데이터 프레임 길이를 줄이는 것은 시스템 오버헤드가 커지는 요인으로 작용할 수 있다<sup>[2]</sup>.

### 2.3 제안하는 기법의 부가정보 검출 방법

우선, 복조과정의 이해를 돕기 위해 식 (8)~(11)의 송신신호 후보를 간단한 형태로 나타내보자. 식 (8)의 1번째 송신신호 후보는 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$x^{(1)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (-1)^m \left\{ A_{n,m} h(t-mT) + jB_{n,m} h(t-mT - \frac{T}{2}) \right\} e^{j\frac{2\pi}{T}(t+\frac{T}{4})} \quad (12)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} A_{n,m} (-1)^m h(t-mT) e^{j\frac{2\pi}{T}(t+\frac{T}{4})} + B_{n,m} j (-1)^m h(t-mT - \frac{T}{2}) e^{j\frac{2\pi}{T}(t+\frac{T}{4})}$$

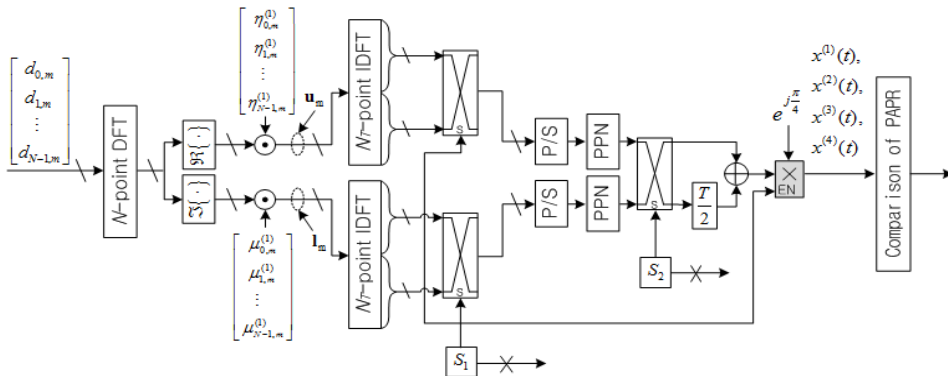


그림 1. 제안하는 FBMC 기법의 송신기 구조  
Fig. 1. Transmitter of the proposed FBMC

여기서, 1번째 후보의 FBMC 변조 필터  $g_{n,m}^{(1)}(t) = (-1)^m h(t-mT) e^{j\pi \frac{2\pi}{T}(t+\frac{T}{4})}$ 로 두면,  $x^{(1)}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x^{(1)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} A_{n,m} g_{n,m}^{(1)}(t) + B_{n,m} g_{n,m}^{(1)}(t - \frac{T}{2}) e^{j\pi(n+\frac{1}{2})}. \quad (13)$$

식 (12), (13)과 동일한 방법으로, 각 2, 3, 4번째 송신신호 후보의 FBMC 변조 필터는

$$g_{n,m}^{(2)}(t) = (-1)^m h(t-mT) e^{j\pi \frac{2\pi}{T}(t-\frac{T}{4})} e^{j\frac{\pi}{4}}, \quad (14)$$

$$g_{n,m}^{(3)}(t) = j(-1)^m h(t-mT) e^{j\pi \frac{2\pi}{T}(t+\frac{T}{4})}, \quad (15)$$

$$g_{n,m}^{(4)}(t) = j(-1)^m h(t-mT) e^{j\pi \frac{2\pi}{T}(t-\frac{T}{4})} e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (16)$$

으로 정리할 수 있고, 2, 3, 4번째 송신신호 후보는

$$x^{(2)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} A_{n,m} g_{n,m}^{(2)}(t) + B_{n,m} g_{n,m}^{(2)}(t - \frac{T}{2}) e^{j\pi(n+\frac{1}{2})}, \quad (17)$$

$$x^{(3)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} A_{n,m} g_{n,m}^{(3)}(t - \frac{T}{2}) e^{j\pi(n-\frac{1}{2})} + B_{n,m} g_{n,m}^{(3)}(t), \quad (18)$$

$$x^{(4)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} A_{n,m} g_{n,m}^{(4)}(t - \frac{T}{2}) e^{j\pi(n-\frac{1}{2})} + B_{n,m} g_{n,m}^{(4)}(t) \quad (19)$$

으로 나타낼 수 있다. 1, 2번째 송신신호 후보와 달리

3, 4번째 송신신호 후보는 DFT 확산 심벌의 실수부분에  $\frac{T}{2}$ 만큼 지연된 필터를 사용하고, DFT 확산 심벌의 허수부분에 지연되지 않은 필터를 사용한다. 각 송신신호 후보에는 인위적인 위상 오차 또는 I, Q 채널의 지연이 다르게 적용되었다. 그러므로 수신단에서 잘못된 방식으로 데이터를 복조할 경우, 제대로 된 데이터 심벌을 얻을 수 없다. 이러한 특성을 이용하면, 수신단에서 어떤 송신신호 후보가 수신되었는지 판별이 가능하다. 수신단에서 신호를 수신하면, 각 후보에 대한 4가지 복조과정을 모두 수행하여 4가지 판별 변수를 얻을 수 있다. 예를 들어 1번째 송신신호 후보인  $x^{(1)}(t)$ 를 선택하여 송신한 경우를 고려해보자. 무선 채널을 통해 신호가 수신되었을 때, 수신신호  $r(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} H_{n,m} \{ A_{n,m} g_{n,m}^{(1)}(t) + B_{n,m} g_{n,m}^{(1)}(t - \frac{T}{2}) e^{j\pi(n+\frac{1}{2})} \} + N_\gamma, \quad (20)$$

여기서  $H_{n,m}$ 은  $n$ 번째 부반송파로 전송되는  $m$ 번째 데이터 심벌의 채널 계수이고,  $N_\gamma$ 는 백색부가잡음이다. 식 (20) 이후, 복조과정 중의 신호 성분을 분석하기 위해 편의상 노이즈  $N_\gamma$ 는 생략한다. 1번째 송신신호 후보의 방식으로 복조를 수행하였을 때, 복조된  $k$ 번째 서브캐리어로 전송된  $i$ 번째 DFT 확산 심벌의 실수 부분  $\hat{A}_{k,i}^{c=1}$ 은 수신신호  $r(t)$ 와 1번째 변조 필터  $g_{k,i}^{(1)}(t)$ 의 내적을 이용하여 식 (21)과 같이 나타낼 수 있다<sup>[13]</sup>. 식 (21)에서,  $I_{k,i}$ 는 FBMC 기법의 고유 간섭 성분이고,  $I_{k,i}$ 는 허수 값만을 가진다<sup>[13]</sup>.  $I_{k,i}$ 가 허수 값만을 가지므로  $\text{Re}[\cdot]$  함수를 이용하면,  $\hat{A}_{k,i}^{c=1}$ 에는 최종적으로 DFT 확산 심벌의 실수부분만 남게 된다. 같은 방법으로 수신신호  $r(t)$ 와 1번째 후보의 허

$$\begin{aligned} \hat{A}_{k,i}^{c=1} &= \text{Re} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \{ H_{k,i} g_{k,i}^{(1)}(t) \}^* dt \right] \\ &= \text{Re} \left[ A_{k,i} + \underbrace{\left( \sum_{n \neq k} \sum_{m \neq i} \int_{-\infty}^{\infty} H_{n,m} A_{n,m} g_{n,m}^{(1)}(t) \{ H_{k,i} g_{k,i}^{(1)}(t) \}^* dt \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \int_{-\infty}^{\infty} H_{n,m} B_{n,m} g_{n,m}^{(1)}(t - \frac{T}{2}) e^{j\pi(n+\frac{1}{2})} \{ H_{k,i} g_{k,i}^{(1)}(t) \}^* dt \right)}_{I_{k,i}} \right] \quad (21) \\ &= A_{k,i} \end{aligned}$$

수부분 변조 필터  $g_{n,m}^{(1)}(t - \frac{T}{2})e^{j\pi(n+\frac{1}{2})}$ 의 내적을 이용하여, 복조된  $k$ 번째 서브캐리어로 전송된  $i$ 번째 DFT 확산 심벌의 허수 부분  $\hat{B}_{k,i}^{c=1}$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{B}_{k,i}^{c=1} &= \text{Re} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \left\{ H_{k,i} g_{k,i}^{(1)}(t - \frac{T}{2}) e^{j\pi(k+\frac{1}{2})} \right\}^* dt \right] \\ &= \text{Re} [B_{k,i} + jI_{k,i}] \\ &= B_{k,i} \end{aligned} \tag{22}$$

1번째 변조 신호 후보의 구조에 맞춰 복조된 허수 부분에  $j$ 를 곱한 뒤 복조된 실수 부분과 더하면 복조된 DFT 확산 심벌을 얻을 수 있다. 즉, 1번째 변조방식에 맞춰 복조된 DFT 확산 심벌은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{D}_{k,i}^{c=1} &= \hat{A}_{k,i}^{c=1} + j\hat{B}_{k,i}^{c=1} \\ &= A_{k,i} + jB_{k,i} \end{aligned} \tag{23}$$

최종적으로, 복조된  $i$ 번째 DFT 확산 심벌은 복소 벡터  $[\hat{D}_{k,i}^{c=1}]_{k=0}^{N-1}$ 로 구성된 후, IDFT에 인가되어 복조된 데이터 심벌, 즉 판별 변수  $[\hat{d}_{k,i}^{c=1}]_{k=0}^{N-1}$ 을 얻을 수 있다. 여기서,  $\hat{d}_{k,i}^{c=1}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{d}_{k,i}^{c=1} = a_{k,i} + jb_{k,i} \tag{24}$$

송신단에서 1번째 후보를 선택하여 송신하였다고 가정하였으므로, 수신단에서 1번째 후보의 신호 구조에 맞춰 복조를 수행하면 식 (24)와 같이 정확한 데이터 심벌을 얻을 수 있다.

식 (21)~(24)와 같은 방식으로 1번째 후보를 선택하여 송신한 경우에, 2번째 후보의 신호 구조에 맞춰 복조를 수행해보자. 2번째 후보의 신호 구조에 맞춰 복조된  $k$ 번째 서브캐리어로 전송된  $i$ 번째 DFT 확산 심벌의 실수 부분  $\hat{A}_{k,i}^{c=2}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{A}_{k,i}^{c=2} = \text{Re} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \{ H_{k,i} g_{k,i}^{(2)}(t) \}^* dt \right] \tag{25}$$

1번째 송신신호 후보를 선택하여 송신하였다고 가정하였으므로,  $r(t)$ 는 식 (20)과 같고,  $g_{k,i}^{(1)}(t)$  대신  $g_{k,i}^{(2)}(t)$ 를 이용하여 복조를 수행하였기 때문에 식 (25)는

$$\hat{A}_{k,i}^{c=2} = \text{Re} \left[ A_{k,i} e^{jk\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} + I_{k,i} e^{jk\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \right] \tag{26}$$

으로 정리할 수 있다.  $g_{k,i}^{(1)}(t)$  대신  $g_{k,i}^{(2)}(t)$ 를 이용하여 복조한 결과 심벌부분과 간섭부분에 위상 성분  $e^{jk\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}}$ 이 남게 된다. 따라서 식 (26)을 정리하면,

$$\begin{aligned} \hat{A}_{k,i}^{c=2} &= \text{Re} \left[ A_{k,i} e^{j(k\pi - \frac{\pi}{4})} + I_{k,i} e^{j(k\pi - \frac{\pi}{4})} \right] \\ &= \text{Re} \left[ A_{k,i} \left\{ \cos\left(k\pi - \frac{\pi}{4}\right) + j\sin\left(k\pi - \frac{\pi}{4}\right) \right\} \right. \\ &\quad \left. + I_{k,i} \left\{ \cos\left(k\pi - \frac{\pi}{4}\right) + j\sin\left(k\pi - \frac{\pi}{4}\right) \right\} \right] \\ &= A_{k,i} \cos\left(k\pi - \frac{\pi}{4}\right) + jI_{k,i} \sin\left(k\pi - \frac{\pi}{4}\right) \\ &\neq A_{k,i} \end{aligned} \tag{27}$$

로 나타낼 수 있다.  $\hat{A}_{k,i}^{c=2}$ 에는  $\hat{A}_{k,i}^{c=1}$ 과는 달리 심벌부분과 간섭성분이 모두 남게 된다. 2번째 후보의 신호 구조에 맞춰  $k$ 번째 서브캐리어로 전송된  $i$ 번째 DFT 확산 심벌의 허수 부분  $\hat{B}_{k,i}^{c=2}$ 의 복조를 수행하면,  $\hat{B}_{k,i}^{c=2}$ 는

$$\begin{aligned} \hat{B}_{k,i}^{c=2} &= \text{Re} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \left\{ H_{k,i} g_{k,i}^{(2)}(t - \frac{T}{2}) e^{j\pi(k+\frac{1}{2})} \right\}^* dt \right] \\ &= \text{Re} \left[ B_{k,i} e^{jk\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} + I_{k,i} e^{jk\pi} e^{-j\frac{\pi}{4}} \right] \\ &= B_{k,i} \cos\left(k\pi - \frac{\pi}{4}\right) + jI_{k,i} \sin\left(k\pi - \frac{\pi}{4}\right) \\ &\neq B_{k,i} \end{aligned} \tag{28}$$

로 나타낼 수 있다.  $\hat{B}_{k,i}^{c=2}$ 에도  $\hat{A}_{k,i}^{c=2}$ 과 같이 잘못된 방식으로 복조되어 심벌부분과 간섭성분이 모두 남는다. 따라서 이후 식 (23)~(24)의 과정을 동일하게 수행하여 얻은 판별 변수  $\hat{d}_{k,i}^{c=2}$ 에는 데이터 심벌 성분 외에 간섭성분도 함께 남게 된다.

식 (10), (11)의 3, 4번째 송신신호 후보는 Q 채널

이 아닌 I 채널의 신호가 반침벌 구간만큼 지연되어 있다. 그러므로 1번째 송신신호 후보를 송신하였을 때, 3, 4번째 후보 신호 구조에 따라 복조를 수행하면 제대로 된 DFT 확산 심벌을 얻을 수 없다. 예를 들어, 식 (21)과 같은 방법으로, 1번째 송신신호 후보를 선택하여 보낸 경우에 3번째 후보 신호 구조에 맞춰 복조된 DFT 확산 심벌의 실수부분  $\hat{A}_{k,i}^{c=3}$  은

$$\begin{aligned} \hat{A}_{k,i}^{c=3} &= \text{R} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \left\{ H_{k,i} g_{k,i}^{(3)} \left( t - \frac{T}{2} \right) e^{j\pi \left( k - \frac{1}{2} \right) t} \right\}^* dt \right] \\ &= \text{R} [jB_{k,i} + jI_{k,i}] \\ &= jI_{k,i} \end{aligned} \quad (29)$$

로 나타낼 수 있다. 식 (29)에 보인바와 같이,  $\hat{A}_{k,i}^{c=3}$  에는 간섭 성분만 남게 된다. 마찬가지로 3번째 후보 신호 구조에 맞춰 복조된 DFT 확산 심벌의 허수부분  $\hat{B}_{k,i}^{c=3}$  에도 간섭성분만 존재한다. 따라서 3번째 후보 신호 구조에 맞춰 복조한 판별 변수  $\hat{d}_{k,i}^{c=3}$  에도 간섭성분만 존재한다. 4번째 후보에는 위상 오차가 존재하므로, 4번째 후보 신호 구조에 맞춰 복조한 판별 변수  $\hat{d}_{k,i}^{c=4}$  에는, 2번째 후보 신호 구조에 맞춰 복조한 것과 같이 인위적인 위상 오차로 인하여 심벌성분과 간섭성분이 모두 존재한다.

그림 2는 QPSK 심벌을 송신하고, 비트 대 잡음비  $E_b/N_0=20\text{dB}$ 인 환경에서 1번째 후보가 송신되었을 때, 4가지 후보 신호의 구조에 맞춰 복조된 판별 변수  $[\hat{d}_{k,i}^{c=1}]_{k=0}^{N-1}$ ,  $[\hat{d}_{k,i}^{c=2}]_{k=0}^{N-1}$ ,  $[\hat{d}_{k,i}^{c=3}]_{k=0}^{N-1}$ ,  $[\hat{d}_{k,i}^{c=4}]_{k=0}^{N-1}$  의 좌표를 나타낸다. 좌표 평면에 표시한 판별변수의 수  $N_v=64$  이다. 1번째 후보를 송신한 경우 이므로,  $[\hat{d}_{k,i}^{c=1}]_{k=0}^{N-1}$  는 노이즈를 무시하면  $\pm 1 \pm j$ 의 QPSK 데이터 심벌을 보이고, 이를 제외한 나머지 판별 변수 들은 제대로 된 데이터 심벌을 갖지 못함을 알 수 있다.

제안하는 기법은 4가지 판별 변수  $[\hat{d}_{k,i}^{c=1}]_{k=0}^{N-1}$ ,  $[\hat{d}_{k,i}^{c=2}]_{k=0}^{N-1}$ ,  $[\hat{d}_{k,i}^{c=3}]_{k=0}^{N-1}$ ,  $[\hat{d}_{k,i}^{c=4}]_{k=0}^{N-1}$  를 이용하여 송신된 후보에 대한 부가정보 검출을 수행한다. 자세한 부가정보 검출 방법은 다음과 같다.

Step 1. 각 복조 방식에 따라  $[\hat{d}_{k,i}^{c=1}]_{k=0}^{N-1}$ ,

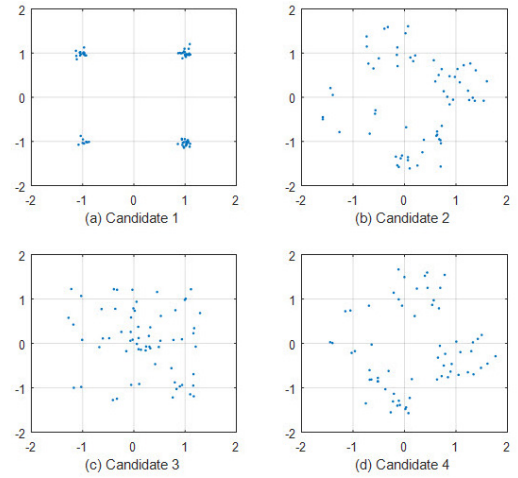


그림 2. 첫 번째 송신신호 후보를 송신하였을 때, 4가지 판별 변수의 좌표(OQPSK,  $E_b/N_0 = 20\text{dB}$ ,  $N_v = 64$ )  
Fig. 2. The four versions of constellation of the decision variable when the 1st candidate is transmitted(OQPSK,  $E_b/N_0 = 20\text{dB}$ ,  $N_v = 64$ )

$[\hat{d}_{k,i}^{c=2}]_{k=0}^{N-1}$ ,  $[\hat{d}_{k,i}^{c=3}]_{k=0}^{N-1}$ ,  $[\hat{d}_{k,i}^{c=4}]_{k=0}^{N-1}$  를 복조한다.

Step 2.  $[\hat{d}_{k,i}^{c=1}]_{k=0}^{N-1}$  의  $\hat{a}_{k,i}^{c=1}$  과  $\hat{b}_{k,i}^{c=1}$  를 QAM 판별 규칙에 의해 각 데이터 심벌 좌표로 분류한다.

Step 3. 판별된 데이터 심벌 좌표를 기준으로  $\hat{a}_{k,i}^{c=1}$  와  $\hat{b}_{k,i}^{c=1}$  의 분산을 계산한다.  $\hat{a}_{k,i}^{c=1}$  와  $\hat{b}_{k,i}^{c=1}$  의 분산은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_1 = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} (\hat{a}_{k,i}^{c=1} - \tilde{a}_{k,i})^2}{\hat{a}_{k,i}^{c=1} \text{의 개수}} + \frac{\sum_{k=0}^{N-1} (\hat{b}_{k,i}^{c=1} - \tilde{b}_{k,i})^2}{\hat{b}_{k,i}^{c=1} \text{의 개수}}$$

여기서,  $\tilde{a}_{k,i}$  와  $\tilde{b}_{k,i}$  는 판별된  $\hat{a}_{k,i}^{c=1}$  와  $\hat{b}_{k,i}^{c=1}$  의 데이터 심벌 좌표이다.

Step 4.  $[\hat{d}_{k,i}^{c=2}]_{k=0}^{N-1}$ ,  $[\hat{d}_{k,i}^{c=3}]_{k=0}^{N-1}$ ,  $[\hat{d}_{k,i}^{c=4}]_{k=0}^{N-1}$  에 대해 Step. 2 ~ Step. 3를 반복하여  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$  를 계산한다.

Step 5.  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$  를 비교하여 최소값을 가지는 판별 변수를 데이터 심벌로 선택한다.

### III. 실험 결과

#### 3.1 PAPR 성능

송신신호  $x(t)$  에서  $m$  번째 심벌 구간의 PAPR은

다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$PAPR_m = \frac{mT < t < (m+1)T | x(t)|^2}{E[x(t)^2]}, 0 \leq m < M-1 \quad (30)$$

PAPR 성능은 각  $PAPR_m$ 이 임계치 TH를 초과한 확률로 구하였다.

그림 3은 기존의 FBMC 기법, 기존의 DFT 확산 FBMC 기법<sup>[14]</sup>, ITSM 조건을 만족하는 DFT 확산 FBMC 기법<sup>[10]</sup>, Low PAPR FBMC 기법<sup>[10]</sup>, Single-carrier frequency-division multiple access(SC-FDMA) 기법 그리고 제안하는 기법의 PAPR 성능을 비교한 것이다. 범례의 ITSM-conditioned DFT-spread FBMC는 [10]에서 제안한 ITSM 조건을 만족하는 DFT 확산 FBMC, Conventional DFT-spread FBMC는 기존의 DFT 확산 FBMC, Convectional FBMC는 기존의 FBMC, Low PAPR FBMC는 [10]에서 제안한 DFT 확산과 송신신호 후보 생성 기반 PAPR 저감 FBMC, Proposed FBMC는 제안하는 기법을 나타낸다. 변조 방식은 OQPSK이고, 각 사용자에게 할당된 부반송파 수  $N=128$ , 프로토타입 필터의 중첩계수  $K=4$ 이다. 그리고 현실적인 송신신호 파형을 구현하기 위해  $N_T=2048$ 로 설정하고 실험을 수행하였다. Low PAPR FBMC 기법은 일반적인 FBMC 기법, 기존의 DFT 확산 FBMC 기법에 비해 월등히 좋은 PAPR 저감 성능을 가진다. 제안하는 기법은 Low PAPR FBMC 기법과 동일하게 ITSM 조건을 만족하는 송신신호 후보를

이용한다. 그러므로 제안하는 기법은 Low PAPR FBMC 기법과 거의 같은 PAPR 저감 성능을 가진다.  $M=8$  일 때, 제안하는 기법은  $Pr(PAPR_m > TH) = 10^{-3}$ 일 때를 기준으로 일반적인 FBMC 기법 대비 약 3dB 정도 PAPR 성능이 우수하고, 기존의 DFT 확산 FBMC 기법 대비 약 2dB 정도 PAPR 성능이 우수하다.

### 3.2 부가정보 검출 성능 및 BER 성능

그림 4는 제안하는 기법의  $E_b/N_0$ 와 판별 변수의 수  $N_v$ 에 따른 부가정보 검출 오류 확률, 즉 송신기에서 송신한 후보를 수신기에서 잘못 검출할 확률이다.  $N_v$ 가 16 이상일 때, 제안하는 기법의 부가정보 검출 오류 확률이 수렴함을 알 수 있다. 그러므로 수신기의 계산량 측면에서,  $N_v=16$ 으로 설정하여 부가정보를 검출하는 것이 효율적임을 알 수 있다.

그림 5는 클리핑 환경에서 기존의 FBMC 기법과 제안하는 기법의 비트에너지 대 잡음비  $E_b/N_0$ 에 따른 BER 성능이다. 그림 5에서 Conventional FBMC는 기존의 FBMC, Proposed FBMC는 제안하는 기법을 나타낸다. 제안하는 기법의 경우, 4개의 송신신호 후보에서 낮은 PAPR을 갖는 후보를 선택하여 송신하고, 수신단에서 선택된 후보에 대한 부가정보를 검출하여 사용한다. 무선 채널 환경은 ITU-R Extended Pedestrian A 채널 모델이고, 서로 인접한 부반송파 블록을 사용하는 다중 사용자 환경에서 실험을 수행하였다<sup>[15]</sup>. 총 사용자 수는 8로 설정하였고, 각 사용자에게 할당된 부반송파 수  $N=64$ , SI 검출을 위한 판별

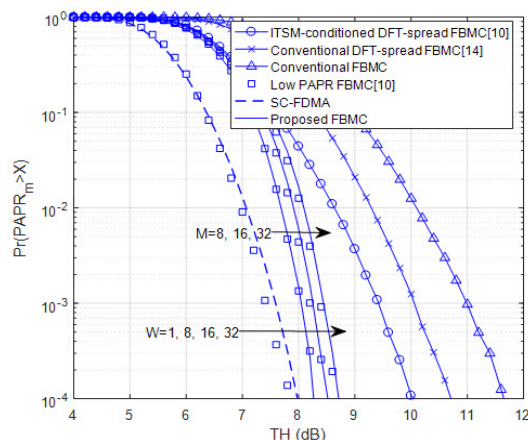


그림 3. 기존의 다른 FBMC 기법과 제안하는 기법의 PAPR 성능  
Fig. 3. CCDFs of PAPR for the different FBMC scheme

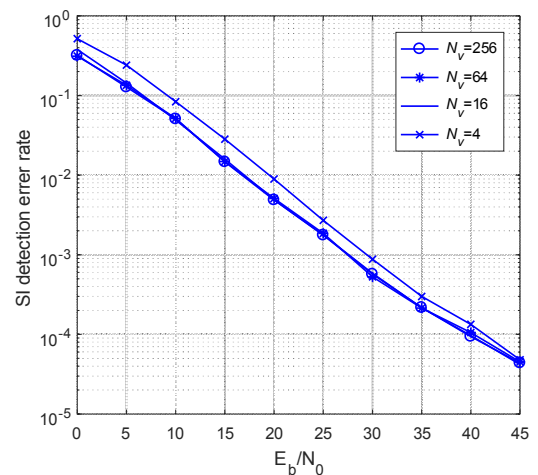


그림 4. 제안하는 기법의 SI 검출 오류 확률  
Fig. 4. SI detection error rate of the proposed scheme.



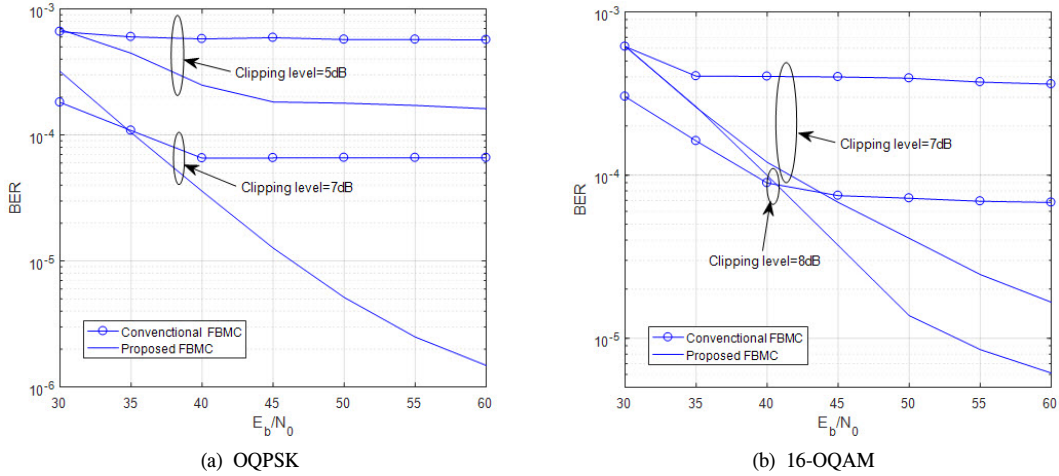


그림 5. 다중경로 클리핑 채널 환경에서, 기존의 FBMC 기법과 제안하는 FBMC 기법의 BER 성능 비교  
 Fig. 5. BER performance of the pure FBMC and the proposed FBMC with clipping

변수의 수  $N_v=64$ , 데이터 프레임 길이  $M=16$ 으로 설정하였다. 그리고 그림 5(a)에서는 OQPSK 변조방식을 사용하고, 그림 5(b)에서는 16-OQAM 변조방식을 사용한다. 송신신호  $x(t)$ 의 클리핑된 신호  $\tilde{x}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{x}(t) = \begin{cases} Ce^{j\phi(t)}, & |x(t)| > C \\ x(t), & |x(t)| \leq C \end{cases} \quad (31)$$

여기서  $\phi(t)$ 는  $x(t)$ 의 위상이고,  $C$ 는  $x(t)$ 의 평균에너지에 대한 클리핑 레벨이다. OQPSK 변조 방식을 사용하고, 클리핑 레벨이 5, 7dB일 때, 기존의 FBMC는 BER이 각각 약  $6 \times 10^{-4}$ ,  $6.5 \times 10^{-5}$ 에서 수렴하는 것을 확인 할 수 있다. 제안하는 기법의 경우, 클리핑 레벨이 5dB일 때 BER이 약  $1.7 \times 10^{-4}$ 에서 수렴하고, 클리핑 레벨이 7dB일 때는  $E_b/N_0=60$ dB인 환경까지 BER이 계속 감소하는 추세를 보이고 있다. 16-OQAM 변조 방식을 사용하고, 클리핑 레벨이 7, 8dB일 때, 기존의 FBMC는 BER이 각각 약  $3.7 \times 10^{-4}$ ,  $7 \times 10^{-5}$ 에서 수렴하는 것을 확인 할 수 있다. 제안하는 기법의 경우, 클리핑 레벨이 7, 8dB일 때  $E_b/N_0=60$ dB인 환경까지 BER이 계속 감소하는 추세를 보이고 있다. 이를 통해 제안하는 기법은 PAPR 저감 성능으로 인해 클리핑 환경에서 BER 성능이 기존의 FBMC 기법에 비해 개선되었음을 알 수 있다.

#### IV. 결론

본 논문에서는, 부가정보를 따로 송신하지 않아도 되는 송신신호 후보 생성 기반 PAPR 저감 FBMC 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 최근에 제안된 송신신호 후보 생성기반 PAPR 저감 기법인 *Low PAPR FBMC* 기법의 송, 수신기 구조를 일부 변경하여 선택된 후보에 대한 부가정보를 수신기에 검출 할 수 있도록 설계되었다. 실험결과에서는 제안하는 기법의 PAPR 경감 성능을 기존의 PAPR 경감 기법과 비교하고, 제안하는 기법의 부가정보 검출 성능을 확인하였다. 또한 클리핑 채널 환경에서 기존의 FBMC 기법과 BER 성능을 비교하였다. 제안하는 기법은 [10]에서 제안된 *Low PAPR FBMC* 기법의 일등한 PAPR 저감 성능과 낮은 복잡도 특성을 유지한다. 또한, 부가정보를 따로 송신하지 않고 수신단에서 검출하여 사용함에도 불구하고 PAPR 저감 성능으로 인해 클리핑 환경에서 기존의 FBMC 기법에 비해 BER 성능이 개선되었다.

#### References

[1] T. Ihalainen, T. Hidalgo Stitz, M. Rinne, and M. Renfors, "Channel equalization in filter bank based multicarrier modulation for wireless communications," *EURASIP J. on Applied Sign. Process.*, Nov. 2006.  
 [2] J. Vihriala, N. Ermolova, E. Lahetkangas, O.

- Tirkkonen, and K. Pajukoski, "On the waveforms for 5G mobile broadband communications," in *Proc. 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, May 2015.
- [3] 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.
- [4] D. Qu, S. Lu, and T. Jiang. "Multi-block joint optimization for the peak-to-average power ratio reduction of FBMC-OQAM signals," *IEEE Trans. Sign. Process.*, vol. 61, no. 7, pp. 1605-1613, Jan. 2013.
- [5] C. Ye, Z. Li, T. Jiang, C. Ni, and Q. Qi, "PAPR reduction of OQAM-OFDM signals using segmental PTS scheme with low complexity," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 60, no. 1, pp. 141-147, Mar. 2013.
- [6] G. Cheng, H. Li, B. Dong, and S. Li, "An improved selective mapping method for PAPR reduction in OFDM/OQAM system," *Commun. and Network*, vol. 5, no. 3, pp. 53-56, Sept. 2013.
- [7] S. S. K. C. Bulusu, H. Shaiek, D. Roviras, and R. Zayani, "Reduction of PAPR for FBMC-OQAM systems using dispersive SLM technique," in *Proc. ISWCS*, pp. 26-29, Aug. 2014.
- [8] A. Skrzypczak, J. P. Javaudin, and P. Siohan, "Reduction of the peak-to-average power ratio for OFDM-OQAM modulation," in *Proc. 63rd IEEE VTC*, pp. 2018-2022, May 2006.
- [9] Y. Zhou, T. Jiang, C. Huang, and S. Cui, "Peak-to-average power ratio reduction for OFDM/OQAM signals via alternative-signal method," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 1, pp. 494-499, Jul. 2014
- [10] D. Na and K. Choi, "Low PAPR FBMC," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, early access, Oct. 2017.
- [11] T. Jiang, C. Ni, and L. Guan, "A novel phase offset SLM scheme for PAPR reduction in alamouti MIMO-OFDM systems without side information," *IEEE Sign. Process. Lett.*, vol. 30, no. 4. Apr. 2013.
- [12] M. Bellanger, D. L. Ruyet, D. Roviras, and M. Terre, "FBMC physical layer: a primer," *PHYDYAS FP7 Project Document*, Jan. 2010.
- [13] R. Zakaria and D. Le Ruyet, "A novel FBMC scheme for spatial multiplexing with maximum likelihood detection," in *Proc. 2010 7th ISWCS*, Sept. 2010.
- [14] T. Ihalainen, A. Viholainen, T. Stitz, M. Renfors, and M. Bellanger, "Filter bank based multi-mode multiple access scheme for wireless uplink," in *Proc. Sign. Process. Conf.(EUSIPCO)*, vol. 9, pp. 1354-1358, Glasgow, Scotland, Aug. 2009.
- [15] Technologies Agilent, Advanced design system - *LTE channel model - R4-070872 3GPP TR36.803 v0.3.0*, 2008.

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 방송파 전송방식, FBMC 기반 다중 방송파 전송 방식, 5G 이동통신 시스템

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 다중방송파 전송방식, MIMO 검출 알고리즘, 5G 이동통신 시스템