

새로운 DFT 확산 필터뱅크 기반 다중 캐리어 전송 기법

라 동 준*, 최 권 휴^o

New DFT-Spread Filter Bank Based Multi-Carrier Transmission

Donj-jun Na*, Kwonhue Choi^o

요 약

본 논문에서는 FBMC 기법에 DFT 확산을 추가하였을 때, PAPR 경감 효과가 미미한 문제점을 분석한다. 그리고 분석한 문제점을 해결하여 낮은 PAPR을 갖는 DFT 확산 FBMC 기법을 제안한다. FBMC의 구조는 OQAM 방식을 이용하므로 실수, 허수부 간의 위상이 어긋나므로 SC-FDMA와 같이 데이터 심벌을 DFT 확산하여도 단일 반송과 효과를 얻지 못한다. 제안하는 기법은 DFT 확산된 심벌의 어긋난 실수, 허수부 위상을 일치시켜 DFT 확산된 심벌의 실수, 허수부가 겹치는 구간 동안은 단일반송과 파형을 갖는 FBMC 변조신호를 생성한다. 또한 여전히 단일반송과 파형이 아닌 구간이 있는 문제를 해결하기 위해, 단일반송과 효과를 얻는 구간이 서로 다른 2개의 송신신호 후보를 생성하고 낮은 PAPR을 갖는 후보를 송신하는 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 기존의 후보선택 기반 PAPR 경감기법에 비해 추가정보가 현저히 작게 필요하지만, 오히려 좋은 PAPR 성능을 보인다. 또한, 제안하는 기법의 위상을 일치시키는 과정은 특수한 규칙의 부호 반전 과정으로 간단히 구현 가능하고, 2번째 송신신호 후보 생성을 위한 복잡도는 증가하지 않는 장점이 있다.

Key Words : FBMC, PAPR, DFT-spread, Mobile communication, Uplink

ABSTRACT

In this paper, we investigate the problem that the PAPR reduction effect of the conventional DFT-spread FBMC is insignificant. By figuring out the reason and fixing it, we propose a modified DFT-spread FBMC with low PAPR. Due to the additional phase difference between the real part and the imaginary part by OQAM, a single carrier effect can not be obtained even if DFT spreading is pre-performed like the SC-FDMA scheme. In order to fix this problem, in the proposed scheme, the process of aligning phase between the real and the imaginary parts is added. Consequently, the proposed scheme generates a single carrier-like waveform in the overlapped interval of real and imaginary parts of the DFT spread symbol. In addition, in order to care about the non-overlapped intervals in which the single carrier effect is not obtained, the proposed scheme generates two transmission signal candidates by differently taking the overlapped interval and then, transmits the one with low PAPR. The proposed scheme requires significantly smaller side information than that of the conventional candidate selection-based PAPR reduction schemes, but it exhibits better PAPR performance. Also, the process of aligning the phase of the proposed scheme can be easily implemented by a proper sign inversion process, and the complexity for generating the second transmission signal candidate is minimal.

* 이 논문은 2016년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2015R1D1A3A01015970)

* 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 대학ICT연구센터육성 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (IITP-2017-2016-0-00313)

• First Author : Yeungnam University Dept. of Information Communications Engineering, nadj2964@ynu.ac.kr, 학생회원

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

논문번호 : KICS2017-04-105, Received April 10, 2017; Revised June 7, 2017; Accepted June 8, 2017

I. 서 론

5세대 이동통신의 핵심 변조기술로 고려되고 있는 Filter bank multicarrier(FBMC)는 부반송파 별로 필터링을 수행하여 Orthogonal frequency-division multiplexing(OFDM)에 비해 대역 외 누출전력이 매우 낮은 장점이 있다^[1,2]. 따라서 FBMC는 가드밴드가 거의 필요 없고, 상당한 가드밴드를 필요로 하는 4세대 이동통신의 OFDM 기법에 비해 높은 주파수 효율을 가진다. 또한, 낮은 대역 외 누출전력으로 인해 Cognitive radio(CR) 기술에 적용하기 쉽다. 그리고 견고한 필터 설계를 통해 보호구간 없이도 부반송파 간 간섭을 제거할 수 있다. 하지만, FBMC는 OFDM과 같이 다수의 부반송파를 사용하기 때문에 Peak to average power ratio(PAPR)이 높은 단점이 있다^[3].

FBMC 기법은 다중경로와 도플러 환경에서 보호구간 없이 부반송파간 직교성을 보장하기 위해 설계된 필터를 이용한다^[4]. FBMC 기법에서는 필터링으로 인한 심벌 간 간섭이 발생하지 않으면서 주파수 효율을 유지하기 위해 Offset quadrature amplitude modulation(OQAM) 방식을 적용하였다^[1]. FBMC 기법은 OQAM 기법의 실수부와 허수부가 어긋난 구조로 인해 4세대 이동통신의 OFDM/QAM 구조에 적합한 PAPR 경감 기법을 그대로 적용하기 어려운 문제가 있다. 기존에 FBMC 기법의 PAPR을 경감시키기 위해 OFDM에 사용하였던 PAPR 경감기법인 Discrete fourier transform(DFT) 확산 기법과 Partial transmit sequence(PTS), Selective mapping(SLM) 기법을 응용한 기법들이 제안되었다^[5-7]. 하지만, DFT 확산 기법은 FBMC 기법의 OQAM 구조에 적합하지 않아 PAPR 성능이 크게 개선되지 않는 문제점이 있다^[5]. 그리고 PTS나 SLM 기법을 응용한 기법들은 각 전송 심벌을 생성할 때마다 여러 송신신호 후보를 만들어 PAPR이 낮은 송신신호 후보를 선택하여 전송하므로 송신신호 후보를 생성하기 위한 추가 계산량이 발생하고, 송신신호 후보의 개수에 비례하여 송신신호 후보 정보를 위해 Side Information(SI)가 증가하는 단점이 있다. 따라서 PAPR 성능을 많이 개선시키기 위해서 많은 SI를 사용해야 하므로 주파수 효율이 떨어지고, 송신단의 복잡도가 증가하는 문제점이 있다^[6,7].

FBMC 기법의 변조 방법은 OQAM 전처리 과정, Inverse discrete fourier transform(IDFT)를 수행하는 과정, 필터 과정 순으로 이루어져 있다^[1]. FBMC 기법에서는 현실적인 구현을 고려하여, 다중 반송파 변조를 위한 IDFT 과정을 데이터 심벌 단위로 수행하기

위해 필터 과정과 OQAM 변조 과정 전에 수행한다. 이러한 변조 과정과 OQAM 방식의 실수, 허수부가 어긋난 구조로 인해, FBMC 기법에서는 실수부와 허수부의 심벌들 간에 위상 차이가 발생한다. 실수부와 허수부의 위상 차이로 인해, Single carrier-frequency division multiple access(SC-FDMA) 기법과 같이 데이터 심벌을 DFT 확산하는 과정을 선행하여도, DFT 확산으로 인한 단일 반송파 효과를 제대로 얻을 수 없다. 이 문제를 해결하기 위해, IDFT 과정을 필터 과정과 OQAM 변조 과정 후에 수행하게 되면 실수부와 허수부가 겹치는 구간동안은 DFT 확산으로 인한 단일 반송파 효과를 얻을 수 있다. 하지만 필터 과정 후에 IDFT를 하는 것은 데이터 심벌 단위가 아닌 필터링된 신호를 샘플 단위로 IDFT를 수행해야 하므로 현실적으로 구현하기에 적합하지 않다.

본 논문에서 제안하는 FBMC 기법은 현실적인 구현을 고려하여 심벌 단위로 IDFT를 수행하는 기존의 구조를 유지하였고, DFT 확산으로 인한 단일 반송파 효과를 얻을 수 있도록 실수부와 허수부 심벌의 위상을 일치시키는 과정을 추가하였다. 한편, 어긋난 심벌 간의 위상을 일치시켜도 여전히 해당 심벌의 실수부와 허수부가 겹치지 않는 부분에서는 단일 반송파 효과가 없어 PAPR이 증가하는 요인이 될 수 있다. 따라서 제안하는 기법에서는 실수부와 허수부가 겹치는 구간이 서로 다른 송신신호 후보 즉, 단일 반송파 효과를 얻는 구간이 서로 다른 송신신호 후보 2개를 생성하여 낮은 PAPR을 갖는 송신신호를 송신하도록 하였다. 제안하는 기법은 송신신호 후보를 프레임당 2개 생성하므로 SI가 프레임 당 1bit 필요하다. 따라서 심벌 당 수 bit의 SI 필요한 하는 기존 기법에 비해 SI가 현저히 적은 장점이 있다. 또한, 제안하는 기법은 송신단의 구조적 특성으로 인해 2번째 송신신호 후보를 생성하기 위한 추가적인 계산량이 발생하지 않는 장점도 가진다.

본 논문의 2장에서는 현실적인 구현을 고려한 기존 FBMC 기법과 DFT확산 FBMC 기법의 송신단 구조를 설명하고, 현실적인 구현을 위한 구조에서 DFT 확산으로 인한 단일 반송파 효과가 미미한 이유에 대해 설명한다. 3장에서는 제안하는 기법의 실수부와 허수부의 위상을 일치시키는 과정과 추가적인 계산량 없이 2개의 송신신호 후보를 생성하는 방법에 대해 설명한다. 또한, 제안하는 기법의 송, 수신단의 전체적인 구조를 설명한다. 4장의 실험 결과에서는 제안하는 기법과 기존의 PAPR 경감 기법들의 PAPR 성능을 비교하고, 다중경로 및 클리핑 환경에서 FBMC 기법과

제안하는 기법의 BER 성능을 비교한다.

II. DFT 확산 FBMC 기법

2.1 FBMC 기법의 송신단 구조

FBMC 기법에서 m 번째 심벌의 n 번째 부반송파에 의해 전송되는 데이터 심벌 $x_{n,m}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_{n,m} = x_{n,m}^R + j \times x_{n,m}^I, \quad 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq m \leq M-1 \quad (1)$$

여기서, $x_{n,m}^R$ 와 $x_{n,m}^I$ 은 각각 $x_{n,m}$ 의 실수부와 허수부 심벌이고, N 은 한 사용자에게 할당된 부반송파 수, M 은 프레임 길이이다. FBMC 기법의 송신신호 수식은 다음과 같다^{1,6,7}.

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ x_{n,m}^R h(t-mT) + j x_{n,m}^I h(t-mT - \frac{T}{2}) \right\} e^{jn(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})} \quad (2)$$

여기서, T 는 각 $x_{n,m}$ 의 심벌 구간이고, $h(t)$ 는 프로토타입 필터의 임펄스 응답이다⁴. 본 논문에서는 각 사용자에게 부반송파는 블록단위로 할당한다고 가정하고, 전체 부반송파 수는 $N_T(\geq N)$ 로 표기한다. 이후, 설명의 편의를 위해 첫 번째 부반송파 블록을 할당받은 사용자의 송신신호에 대해 분석을 수행한다.

그림 1은 일반적인 FBMC 기법의 송신단 구조이다. FBMC 기법은 프로토타입 필터의 특성으로 인한

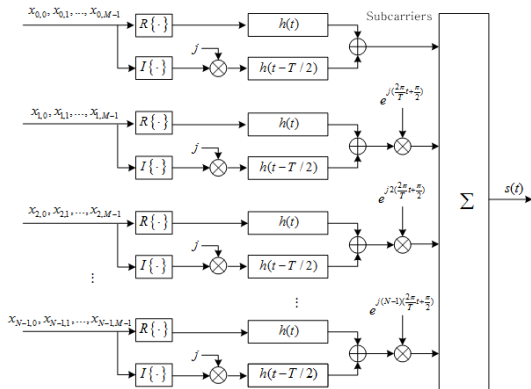


그림 1. 일반적인 FBMC 기법의 송신단 수식 구조
Fig. 1. Mathematical structure of conventional FBMC transmitter

심벌간의 간섭을 방지하기 위해 OQAM 방식으로 변조를 수행한다. 송신신호 생성 과정은 다음과 같다. 데이터 심벌 $x_{n,m}$ 은 실수부와 허수부로 나누어지고, 각각 따로 필터링과정을 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 다중반송파 변조를 수행한다¹¹.

2.2 DFT 확산 FBMC 기법의 송신단 구조

DFT 확산 FBMC 기법에서는 송신신호의 PAPR을 경감시키기 위해 데이터 심벌을 DFT 확산하는 과정 선행한다. 데이터 심벌 $x_{n,m}$ 을 n 번째 원소로 하는 데이터 심벌 행렬 $\vec{x}_m = [x_{0,m}, x_{1,m}, \dots, x_{N-1,m}]^T$ 을 DFT 확산 하였을 때, DFT 확산된 데이터 심벌은 $\vec{X}_m = [X_{0,m}, X_{1,m}, \dots, X_{N-1,m}]^T$ 으로 나타낼 수 있고, \vec{X}_m 의 n 번째 원소인 $X_{n,m}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X_{n,m} = X_{n,m}^R + j \times X_{n,m}^I, \quad 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq m \leq M-1 \quad (3)$$

여기서 $X_{n,m}^R$ 과 $X_{n,m}^I$ 은 각각 $X_{n,m}$ 의 실수부분과 허수부분 심벌이다. 데이터 심벌을 DFT 확산한 후의 변조 과정은 FBMC 기법과 동일하다. DFT 확산 FBMC 기법의 송신신호 수식은 다음과 같다.

$$s_{\text{DFT}}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ X_{n,m}^R h(t-mT) + j X_{n,m}^I h(t-mT - \frac{T}{2}) \right\} e^{jn(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2})} \quad (4)$$

그림 2는 일반적인 DFT 확산 FBMC 기법의 송신단 구조이다. 그림 1과 2의 송신단 구조는 FBMC의 이론적인 수식에 의해 설계된 구조이고, 다중반송파 변조를 위해 각 부반송파를 생성하여 곱하는 방식이기 때문에 계산량 측면에서 현실적인 구현에 적합하지 않다. 구체적으로 설명하면, 프로토타입 필터의 중첩 계수를 K 라 하고 한 심벌구간의 샘플 수가 N 일 때 필터과정에서 발생하는 곱셈의 수는 KN 이다. 총 N 개의 부반송파 신호에 대해 실수, 허수부를 따로 필터과정을 수행하므로 필터과정에서 총 $2KN^2$ 번의 곱셈을 수행해야한다. 그리고 다중반송파 변조를 위해, 한 부반송파를 곱하기 위해 N 번의 곱셈이 발생하

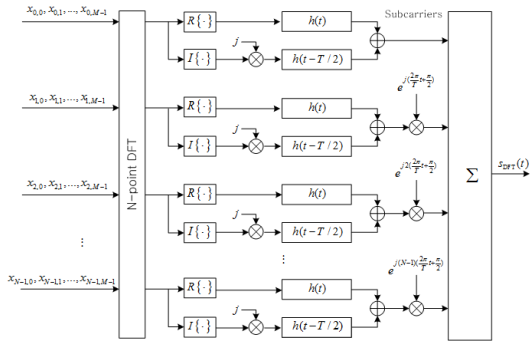


그림 2. 일반적인 DFT 확산 FBMC 기법의 송신단 수식 구조
Fig. 2. Mathematical structure of conventional DFT-spread FBMC transmitter

로, N 개의 부반송파를 곱하기 위해서 N^2 번의 곱셈이 발생한다. 따라서 현실적인 구현을 위해서는 그림 3과 같이 각 DFT 확산된 심벌에 부반송파의 위상 성분을 먼저 곱한 후, 다중반송파 변조를 위한 IDFT를 수행한다. 그리고 필터 과정을 Poly Phase Network(PPN)로 구성된 Synthesis Filter Bank를 통해 수행한다^{4,5}. IDFT와 PPN을 이용하는 FBMC의 송신단 구조에서는 우선, 다중반송파 변조를 위한 IDFT는 $M\log_2 N$ 번의 곱셈으로 수행 가능하고, 필터 과정을 위한 PPN 과정은 $4KN$ 번의 곱셈으로 수행 가능하다⁴. 종합하면, 그림 1, 2의 구조에서 다중반송파변조와 필터 과정에 총 $2KN^2 + N^2$ 번의 곱셈이 필요하고, 그림 3의 구조에서는 다중반송파변조와 필터 과정에 총 $4KN + M\log_2 N$ 번의 곱셈이 필요하다. 따라서 그림 3의 구조가 계산량 측면에서 월등히 효율적인 것을 알 수 있다.

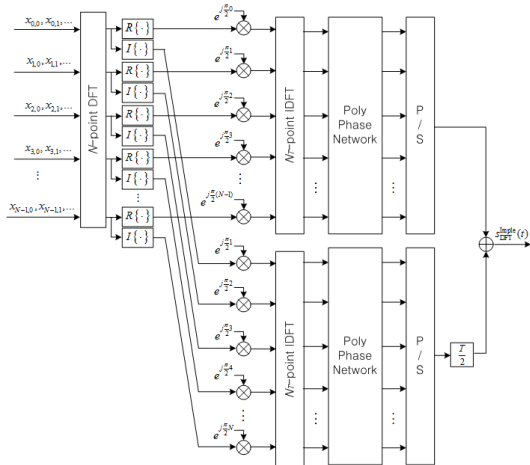


그림 3. 일반적인 DFT 확산 FBMC 송신단 구현 구조
Fig. 3. Implementation structure of conventional FBMC transmitter

각 부반송파의 위상 성분을 구하기 위해 식 (4)를 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 s_{DFT}(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ e^{j\frac{n\pi}{2}} X_{n,m}^R h(t-mT) e^{jn\frac{2\pi}{T}t} \right. \\
 &\quad \left. + e^{j\frac{n\pi}{2}} j X_{n,m}^I h(t-mT-\frac{T}{2}) e^{jn\frac{2\pi}{T}t} \right\} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ e^{jn\frac{\pi}{2}} X_{n,m}^R h(t-mT) e^{jn\frac{2\pi}{T}t} \right. \\
 &\quad \left. + e^{j(n+1)\frac{\pi}{2}} X_{n,m}^I h(t-mT-\frac{T}{2}) e^{jn\frac{2\pi}{T}t} \right\} \tag{5}
 \end{aligned}$$

여기서, $e^{jn\frac{\pi}{2}}$, $e^{j(n+1)\frac{\pi}{2}}$ 는 각각 실수부와 허수부 심벌의 위상 성분이다. 그러므로 현실적인 구현을 고려한 일반적인 DFT 확산 FBMC의 송신단 구조는 그림 3과 같이 나타낼 수 있다. 이하 그림 2의 구조를 수식 구조, 그림 3의 구조를 구현 구조라 한다. 하지만, 구현 구조는 수식 구조와 수식적으로 동일하지 않다. DFT 확산된 데이터 심벌을 실수 부분과 허수 부분으로 나누어 IDFT를 수행한 후 허수 부분의 신호 스트림을 통째로 지연시켜 두 채널의 신호 스트림을 더하였기 때문에 구현 구조의 송신신호 수식은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 s_{DFT}^{Imple}(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ X_{n,m}^R h(t-mT) e^{jn\left(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2}\right)} \right. \\
 &\quad \left. + j X_{n,m}^I h(t-mT-\frac{T}{2}) e^{jn\left(\frac{2\pi}{T}(t-\frac{T}{2}) + \frac{\pi}{2}\right)} \right\} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ X_{n,m}^R h(t-mT) \right. \\
 &\quad \left. + j e^{-jn\pi} X_{n,m}^I h(t-mT-\frac{T}{2}) \right\} e^{jn\left(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2}\right)} \tag{6}
 \end{aligned}$$

식 (4)의 송신신호를 생성하기 위해 그림 2의 구조를 그대로 구현할 경우에는 송신신호의 실수부와 허수부의 위상이 일치하므로, 송신신호에서 DFT 확산된 심벌의 실수부와 허수부가 겹치는 구간에서는 단일 반송파 형태의 신호가 되므로 PAPR 경감 효과를 제대로 얻을 수 있다. 하지만, 식 (6)에 나타난 구현 구조의 송신신호 수식을 보면, 허수부 심벌에 위상 성분 $e^{-jn\pi}$ 가 추가로 발생함을 알 수 있다. 이로 인해, DFT 확산된 데이터의 실수부와 허수부의 위상이 어긋나게 되고, 실수부와 허수부가 겹치는 구간에서 단

일 반송과 형태의 신호가 되지 않는다. 따라서 그림 3에 나타낸 DFT 확산 FBMC 송신단의 구현 구조에서는 DFT 확산으로 인한 PAPR 경감 효과를 제대로 얻을 수 없다.

III. 제안하는 기법

3.1 새로운 DFT 확산 FBMC기법 송신단 구조

일반적인 DFT 확산 FBMC 송신단 구현 구조에서는 DFT 확산된 심벌의 실수부와 허수부의 위상이 어긋나 있으므로, DFT 확산의 효과를 제대로 얻을 수 없다. 따라서 DFT 확산의 PAPR 경감 효과를 제대로 얻기 위해서는 어긋난 위상을 일치시켜 주어야한다. 본 논문에서 제안하는 기법은 일반적인 DFT 확산 FBMC 방식의 어긋난 위상을 일치시켜 DFT 확산으로 인한 PAPR 경감 효과를 향상시킴으로써, PAPR이 낮은 송신신호를 생성한다. 이를 위해, 제안하는 기법에서는 아래와 같이 허수부 심벌에 위상 보상성분을 곱하여 송신신호 변조를 수행한다.

$$\bar{X}_{n,m}^I = e^{jn\pi} X_{n,m}^I \quad (7)$$

여기서, $\bar{X}_{n,m}^I$ 는 위상 보상성분을 곱한 허수부 심벌이다. 제안하는 기법은 식 (6)의 $X_{n,m}^I$ 대신에 식 (7)의 $\bar{X}_{n,m}^I$ 을 사용하여, 아래 식 (8)과 같은 송신신호를 사용한다.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ X_{n,m}^R h(t-mT) \right. \\ &\quad \left. + j e^{-jn\pi} \bar{X}_{n,m}^I h(t-mT - \frac{T}{2}) \right\} e^{jm\left(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2}\right)} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ X_{n,m}^R h(t-mT) \right. \\ &\quad \left. + j X_{n,m}^I h(t-mT - \frac{T}{2}) \right\} e^{jm\left(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2}\right)} \end{aligned} \quad (8)$$

제안하는 기법은 위상 보상성분이 곱해진 허수부 심벌을 사용함으로써, DFT 확산된 심벌의 실수부와 허수부의 위상은 일치시켰다. 이로 인해 DFT 확산에 의한 PAPR 경감 효과를 제대로 얻을 수 있다. 식 (8)은 식 (4)에 나타낸 수식 구조의 송신신호 수식과 일치함을 알 수 있다.

제안하는 기법에서는 어긋난 위상을 보상하는 과정

을 구현하기 위해 위상 보상성분의 다음과 같은 특성을 이용한다.

$$e^{jn\pi} = \begin{cases} 1 & \text{if } n = \text{even} \\ -1 & \text{if } n = \text{odd} \end{cases} \quad (9)$$

식 (9)에 나타낸 특성을 이용하면, 제안하는 기법은 그림 3의 구조에서 부호반전 과정만 추가하여 구현이 가능하다. 그림 4는 제안하는 기법의 송신단 구조이다. 식 (9)에 나타낸 특성에 따라, 제안하는 기법은 그림 3의 구조에서 홀수 번째 데이터 심벌의 허수부 부호를 반전함으로써 구현이 가능하다.

송신신호의 PAPR을 더욱 경감하기 위해, 제안하는 기법은 송신신호 후보를 2개 생성한다. 두 번째 송신신호는 첫 번째 송신신호 후보와 달리 DFT 확산된 심벌의 실수부를 지연시켜 생성할 수 있다. 식 (8)은 제안하는 기법의 첫 번째 송신신호 후보 수식이고, 두 번째 송신신호 후보 수식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_2(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ X_{n,m}^R h(t-mT - \frac{T}{2}) e^{jm\left(\frac{2\pi}{T}(t - \frac{T}{2}) + \frac{\pi}{2}\right)} \right. \\ &\quad \left. + j \bar{X}_{n,m}^I h(t-mT) e^{jm\left(\frac{2\pi}{T}t + \frac{\pi}{2}\right)} \right\} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ X_{n,m}^R h(t-mT - \frac{T}{2}) \right. \\ &\quad \left. + j X_{n,m}^I h(t-mT) \right\} e^{jm\left(\frac{2\pi}{T}t - \frac{\pi}{2}\right)} \end{aligned} \quad (10)$$

두 번째 송신신호 후보는 실수부를 지연시키므로, DFT 확산된 심벌의 실수부에 어긋난 위상 성분인 $e^{-jn\pi}$ 가 발생한다. 두 번째 송신신호 후보는 허수부에 실수부와 동일한 위상성분 $e^{-jn\pi}$ 를 곱함으로써 어긋난 위상을 일치시킨다. $e^{-jn\pi}$ 는 식 (9)에 나타낸 $e^{jn\pi}$ 의 특성과 동일하게 n 이 짝수 일 때 1, 홀수 일 때 -1의 값을 가지므로 그림 4에 나타낸 부호반전 구조를 공유하여 두 번째 송신신호 후보를 생성할 수 있다. 2개의 송신신호 후보의 PAPR을 측정하여 낮은 PAPR을 갖는 송신신호 후보를 송신한다. 제안하는 기법의 송신신호 후보는 송신단의 마지막 단에서 변조신호의 실수부와 허수부 중 지연되는 부분만 다르다. 그러므로 제안하는 기법은 후보를 하나 더 생성하기 위한 덧셈연산은 추가적으로 발생하지만, 전체 계산량의 대부분을 차지하는 곱셈연산 계산량의 증가는 발생하지 않는 장점을 가진다. 또한, 제안하는 기법은

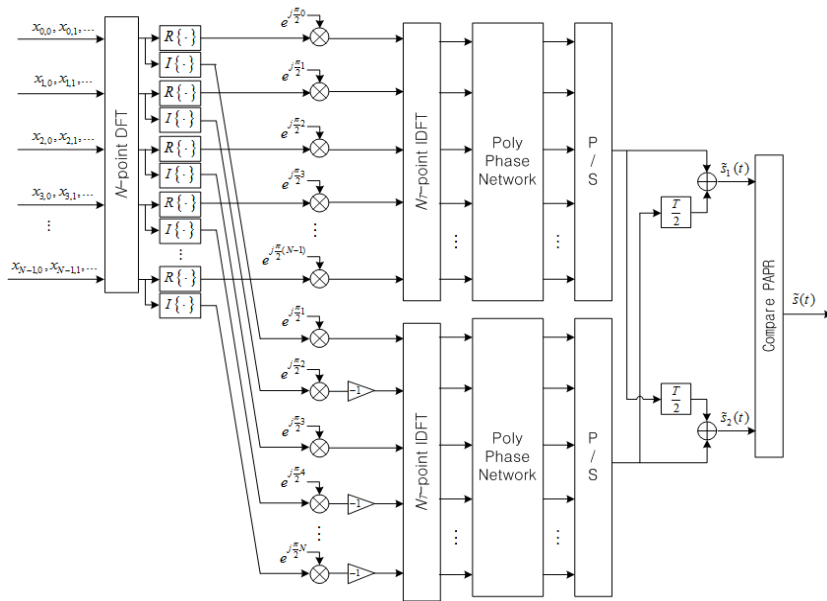


그림 4. 제안하는 기법의 송신단 구조
Fig. 4. Transmitter structure of Proposed scheme

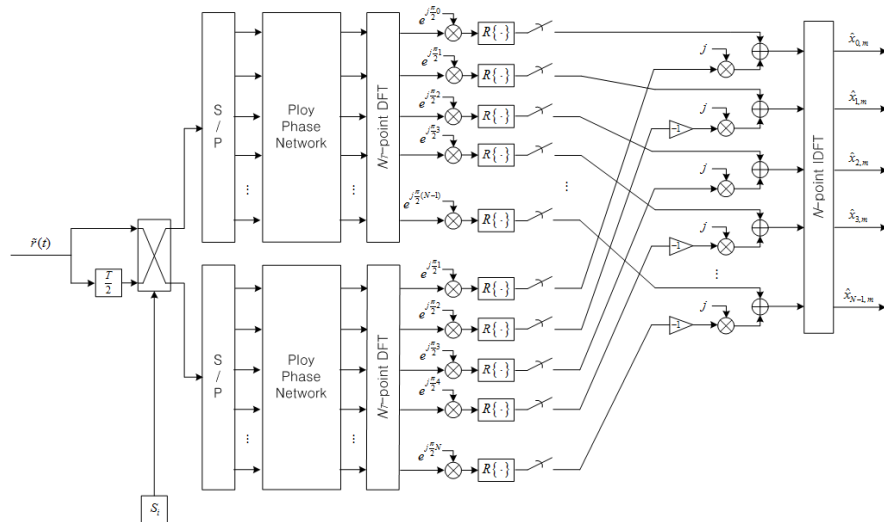


그림 5. 제안하는 기법의 수신단 구조
Fig. 5. Receiver structure of proposed scheme

송신신호 후보가 2개 이므로 한 전송 프레임당 1bit의 작은 추가 정보만을 필요로 한다. 따라서 제안하는 기법은 한 심벌당 여러 bit의 추가 정보가 필요한 기존의 PAPR 경감 기법에 비해 추가정보가 현저히 작은 장점을 가진다.

3.2 제안하는 기법의 수신단 구조

그림 5는 제안하는 기법의 수신단 구조이다. 제안

하는 기법의 송신단과 같이 수신단 또한 기존의 FBMC 수신단 구조에 부호반전 과정과 N-point IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform) 과정을 추가하여 구현할 수 있다.

그림 5에서 $\tilde{r}(t)$ 는 수신 신호이고, S_i 는 송신신호 후보에 대한 SI, $\hat{x}_{n,m}$ 는 $x_{n,m}$ 의 추정 심벌이다. 제안하는 기법의 수신단에서는 우선, 수신신호를 2개로 복

사하여 한쪽 신호를 반 심벌 주기만큼 지연시킨 후, S_i 에 의해 실수부 복조 과정과 허수부 복조 과정에 입력된 신호를 결정한다. 그리고 기존 FBMC기법의 복조 과정을 수행하고, 송신단과 동일한 부호 반전과정을 수행한다. 그 다음, 실수부와 허수부 복조된 DFT 확산 심벌을 복소수 형태로 조합한 후, IDFT를 수행하여 최종관별 데이터 심벌 $\hat{x}_{n,m}$ 얻는다.

IV. 실험 결과

4.1 기존 FBMC 기법과 제안하는 기법의 PAPR 성능 비교

송신신호 $\tilde{s}(t)$ 에서 m 번째 구간의 PAPR은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$PAPR_m = \frac{\max_{mT < t < (m+1)T} |\tilde{s}(t)|^2}{E[|\tilde{s}(t)|^2]}, 0 \leq m < M-1 \quad (11)$$

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

그림 6은 기존의 FBMC 기법과 제안하는 기법의 PAPR 성능을 비교한 것이다. 범례의 Conventional FBMC는 기존의 FBMC 기법, DFT-FBMC by Eqn.(6)은 IDFT와 PPN 구조 차용으로 인해 송신신호의 실수부와 허수부의 위상이 어긋난 DFT 확산 FBMC 기법을 나타낸다. 그리고 DFT-FBMC by

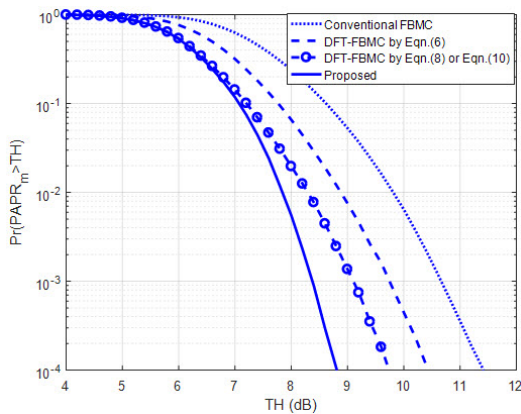


그림 6. 기존 FBMC, DFT 확산 FBMC 기법과 제안하는 기법의 PAPR 성능 비교 ($N=64$)
Fig. 6. Comparison of PAPR performance of conventional FBMC, conventional DFT-spread FBMC and Proposed scheme ($N=64$)

Eqn.(8) or (10)은 IDFT와 PPN 구조에서 어긋난 위상을 보상한 DFT 확산 FBMC 기법을 나타내고, Proposed는 제안하는 기법을 나타낸다. 변조 방식은 OQPSK, 프레임 길이 $M=16$, 각 사용자에게 할당된 부반송파 수 $N=64$, 프로토타입 필터의 중첩 계수 $K=4$ 이다. 그리고 현실적인 송신신호의 파형을 구현하기 위해 $N_T=2048$ 로 설정하고 실험을 수행하였다.

$\Pr(PAPR_m > TH) = 10^{-3}$ 일 때를 기준으로, 제안하는 기법은 FBMC 기법 대비 약 2.3dB 정도 PAPR 성능이 우수하고, 일반적인 DFT 확산 FBMC 기법 대비 약 1.3dB 정도 우수한 것을 확인할 수 있다. 제안하는 기법은 송신신호의 실수, 허수부의 위상이 어긋난 DFT 확산 기법에 비해 어긋난 위상을 보상하여 약 0.6dB 정도 PAPR 성능을 향상시켰고, 2개의 후보를 생성하여 낮은 PAPR을 갖는 신호를 택하여 약 0.7dB 정도 PAPR 성능을 향상시켰다. QPSK 변조 방식을 사용하고, $N=64$, 송신 신호 후보 수가 2일 때, 기존의 PTS 기법을 응용한 PAPR 경감 기법은 FBMC 기법 대비 최대 1.7dB 정도 우수하고⁶, 기존의 SLM 기법을 응용한 PAPR 경감 기법은 약 1.3dB 정도 우수한 것을 확인할 수 있다⁷. 따라서 제안하는 기법은 추가 계산량이 없고, SI의 양이 현저히 적으면서도 기존 기법들에 비해 우수한 PAPR 성능을 가지는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 그림 6의 실험환경에서 $N=128$ 로 변경하여 PAPR 성능을 측정한 결과이다. $N=64$ 일 때와 비슷하게 $\Pr(PAPR_m > TH) = 10^{-3}$ 일 때를 기준

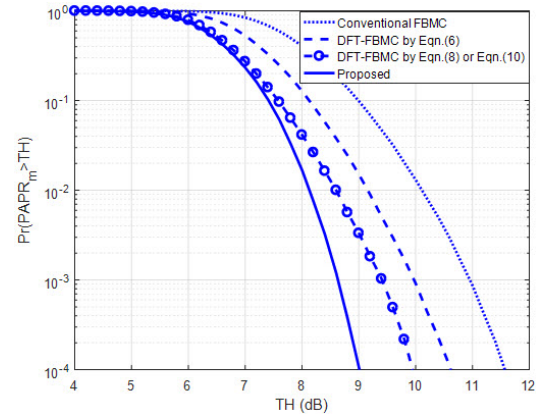


그림 7. 기존 FBMC, DFT 확산 FBMC 기법과 제안하는 기법의 PAPR 성능 비교 ($N=128$)
Fig. 7. Comparison of PAPR performance of conventional FBMC, conventional DFT-spread FBMC and Proposed scheme ($N=128$)

으로, 제안하는 기법은 FBMC 기법 대비 약 2.3dB 정도 PAPR 성능이 우수하고, 일반적인 DFT 확산 FBMC 기법 대비 약 1.3dB 정도 우수한 것을 확인할 수 있다.

4.2 클리핑 환경에서 기존 FBMC 기법과 제안하는 기법의 BER 성능 비교

그림 8은 클리핑 환경에서 기존의 FBMC 기법과 제안하는 기법의 신호 대 잡음비(SNR)에 따른 BER 성능이다. 범례의 Conventional FBMC(No clipping)은 클리핑이 없는 환경에서 기존 FBMC 기법의 BER 성능이다. 무선 채널 환경은 ITU-R Extended Pedestrian A 채널 모델이고, 다중 사용자 환경에서 실험을 수행하였다^[8]. 각 사용자에게 할당된 부반송파 수 $N=64$ 이고, 나머지 실험 변수는 PAPR 성능 실험과 동일하다. 클리핑된 송신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{s}(t) = \begin{cases} Ce^{j\phi(t)}, & |s(t)| > C \\ \tilde{s}(t), & |s(t)| \leq C \end{cases} \quad (12)$$

여기서, $\phi(t)$ 는 $\tilde{s}(t)$ 의 위상이고, C 는 $\tilde{s}(t)$ 의 평균 에너지에 대한 클리핑 레벨이다. 그림 8에서 클리핑 레벨이 4dB일 때, 기존의 FBMC 기법과 제안하는 기법의 BER이 각각 약 1×10^{-3} 과 5×10^{-4} 에서 수렴하는 것을 확인할 수 있다. 클리핑 레벨이 6dB일 때는 FBMC 기법과 제안하는 기법의 BER 성능이 각각

약 2×10^{-4} 과 5×10^{-5} 에서 수렴하고, 클리핑 레벨이 8dB일 때는 FBMC 기법의 BER 성능은 약 2×10^{-5} 에서 수렴하지만, 제안하는 기법의 BER 성능은 클리핑이 없는 환경의 FBMC 기법의 성능과 거의 동일한 것을 알 수 있다. 그러므로 제안하는 기법이 클리핑 환경에서 기존의 FBMC 비해 BER 성능이 개선되었음을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 PAPR이 낮은 FBMC 기법을 제안하였다. 제안하는 기법은 DFT 확산된 심벌의 실수부와 허수부의 위상을 일치시키는 과정을 추가하여 기존의 FBMC의 구현 구조에서 DFT 확산으로 인한 PAPR 경감 효과를 제대로 얻을 수 없는 문제점을 해결하였다. 또한, 제안하는 기법은 더욱 PAPR을 더욱 경감시키기 위해 종래의 허수부를 지연시켜 OQAM 변조를 수행하는 방식에서 실수부를 지연시키는 방식을 추가하여 2개의 송신신호 후보를 생성하도록 하여 2개의 송신신호 후보 중 낮은 PAPR 성능을 가지는 송신신호 후보를 송신하였다. 제안하는 기법은 2번째 송신신호를 생성하기 위한 추가 계산량이 없고, 기존의 PTS, SLM을 응용한 기법에 비해 SI의 양이 아주 적은 장점이 있다. 실험 결과에서 제안하는 기법은 기존 PAPR 경감 기법에 비해 우수한 PAPR 성능을 가짐을 확인하였고, 클리핑 환경에서 기존의 FBMC 기법에 비해 BER 성능도 개선되었다.

References

- [1] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," *IEEE Signal Process. Mag.*, pp. 92-112, May 2011.
- [2] H. S. Kang, Y. B. Song, D. Kwon, and D. K. Kim, "Key techniques and performance comparison of 5G new waveform technologies," *J. KICS*, vol. 41, no. 1, pp. 142-155, Jan. 2016.
- [3] C. An and H.-G. 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. 451-423, Apr. 2016.
- [4] M. Bellanger, D. L. Ruyet, D. Roviras, and

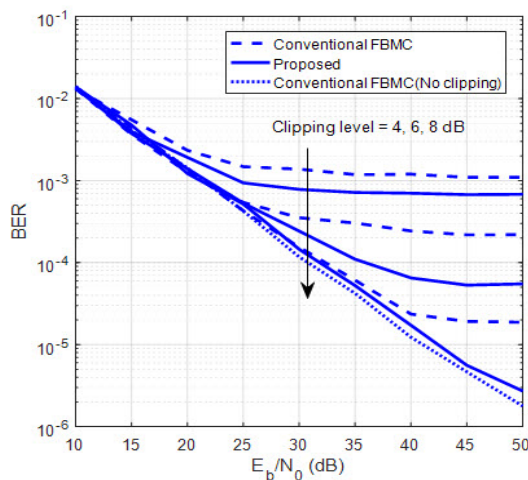


그림 8. 클리핑 환경에서, 기존 FBMC 기법과 제안하는 기법의 BER 성능 비교

Fig. 8. Comparison of BER performance of conventional FBMC and Proposed scheme in the clipping environment

- M. Terre, "FBMC physical layer: a primer," *PHYDYAS*, Jan. 2010.
- [5] C. An and H.-G. Ryu, "PAPR evaluation and analysis of candidate waveforms using DFT spreading for 5G mobile communications," *J. KIEES*, vol. 26, no. 12, pp. 1091-1099, Dec. 2015.
- [6] 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. Signal Process.*, vol. 61, no. 7, Apr. 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," *ISWCS*, pp. 568-572, Aug. 2014.
- [8] Technologies Agilent, *Advanced design system - LTE channel model - R4-070872 3GPP TR 36.803 v0.3.0.*, 2008.

라 동 준 (Dong-jun Na)



2014년 2월: 영남대학교 정보통신공학과 졸업
 2016년 2월: 영남대학교 정보통신공학과 석사
 2016년 3월~현재: 영남대학교 정보통신공학과 박사과정
 <관심분야> OFDM 기반 다중 반송파 전송방식, FBMC 기반 다중 반송파 전송방식, 5G 이동통신 시스템

최 권 휴 (Kwonhwe Choi)



1994년 2월: 포항공과대학교 전자기공학과 졸업
 1996년 2월: 포항공과대학교 전자기공학과 석사
 2000년 2월: 포항공과대학교 전자기공학과 박사
 2000년 4월~2003년 2월: 한국전자통신연구원 광대역 무선전송 연구부 광대역 무선전송 연구팀 선임연구원
 2003년 2월~현재: 영남대학교 정보통신공학과 교수
 <관심분야> OFDM 기반 다중반송파 전송방식, MIMO 검출 알고리즘, 5G 이동통신 시스템