

사용자간 주파수 오차에 강인한 상향링크 필터뱅크 다중 반송파 기법

라 동 준*, 최 권 휴°

Filterbank Multicarrier Scheme Robust to Inter-user Frequency Offset for Uplink

Dongjun Na*, Kwonhue Choi°

요 약

본 논문에서는, 사용자간 주파수오차에 강인한 상향링크 Filterbank Multicarrier(FBMC) 기법을 제안한다. 이를 위해, 먼저 순환 자리 이동을 이용하여 Discrete Fourier transform(DFT) 확산된 데이터 심벌 중 크기가 가장 작은 데이터 심벌을 각 사용자의 부반송파의 가장자리에 할당하는 방법으로, 사용자간 주파수 오차로 인한 간섭을 최소화하는 순환 자리 이동 DFT확산 FBMC 기법을 제안한다. 또한 블라인드 방식으로 각 사용자의 DFT확산된 데이터의 순환 자리 이동 값을 검출하는 방법을 제안한다. 모의실험 결과에서, 순환 자리 이동 DFT확산 FBMC 기법은 사용자간 주파수오차 범위가 큰 환경에서 사용자간 간섭을 잘 억제하는 것을 확인할 수 있었다. 또한, 일반적인 DFT확산 FBMC 기법에 비해 성능이 개선되는 주파수 오차 범위 및 신호 대 잡음비 범위를 확인할 수 있다. 이를 통해, 최종적으로 주파수 오차 범위 및 신호 대 잡음비의 조건에 따라 기존의 기법과 제안하는 기법을 선택적으로 사용하여 시스템 성능을 최적화하는 하이브리드 FBMC 기법을 제안한다.

Key Words : FBMC, DFT-spread, frequency offset, uplink, cyclic-shift

ABSTRACT

In this paper, we propose a new filter-bank multi-carrier(FBMC) robust to inter-user frequency offset for uplink. To do this, we first propose a cyclic-shift discrete Fourier transform(DFT)-spread FBMC that minimizes the interference of adjacent users by allocating the one with the smallest power among the DFT-spread data symbols to the band edge subcarrier of each user using cyclic-shift. We also propose a scheme to blind detect the cyclic-shift values of DFT-spread symbols for each user. In the simulation results, we confirm that the cyclic-shift DFT-spread FBMC suppresses the interference between adjacent users in the environment with large inter-user frequency offset range. In addition, we clarify the preferred region of the frequency offset and the signal-to-noise ratio in which the cyclic-shift DFT-spread FBMC outperforms the conventional DFT-spread FBMC and vice versa. Through this result, we propose a hybrid FBMC scheme which optimizes the system performance by switching the conventional FBMC and the proposed FBMC according to the inter-user frequency offset and noise.

* 이 논문은 2019년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(2018R1D1A3A03000837)

° 본 논문은 교육부 및 한국연구재단의 BK21플러스 사업(ICT기반 스마트기기 창의인재양성사업팀)의 지원을 받아 수행 되었습니다(22A20130012814)

• 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, 중신회원

논문번호 : 201812-386-A-RN, Received December 13, 2018; Revised March 8, 2019; Accepted March 14, 2019

I. 서론

Filterbank Multicarrier(FBMC) 기법은 정교하게 설계된 필터에 의해 주파수 대역에서 대역외 방사전력이 극도로 억제되어 있다. 이러한 특성으로 인해 상향링크 환경에서, 단 1개의 가드 부반송파만으로도 사용자간의 간섭을 방지할 수 있다^[1]. 따라서 FBMC는 넓은 대역의 사용자간 가드 부반송파 밴드가 필요한 4세대 이동통신의 orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) 기법을 대체할 새로운 변조 기법으로 거론되고 있다^[2-9]. 하지만 실제적인 상향링크 시스템에서는, 각 사용자의 송신기 오실레이터의 오차와 이동성에 의한 도플러 천이 등에 의해 사용자간의 주파수 오차가 발생할 수 있다. 더욱이 5세대 및 차세대 이동통신에서는 밀리미터웨이브(mmWave) 대역의 사용과 고속 이동환경에서의 통신을 고려하고 있으므로 도플러 천이에 의한 사용자간 주파수 오차는 더욱 심각해질 것으로 예상된다. [5]에서는 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise, AWGN) 채널 환경에서 사용자간 주파수 오차에 의한 FBMC 기법의 성능을 분석하였고, [6]에서는 주파수 오차는 고려하지 않고, 사용자간 접속 시간 오차에 의한 FBMC 기법의 성능을 분석한 바 있다.

FBMC 송신 신호는 필터에 의해 각 사용자의 대역외 방사 전력이 해당 사용자의 가장자리 부반송파의 인접 부반송파까지로 제한된다^[1]. 따라서 이상적인 상향링크 환경에서는 1개의 가드 부반송파만으로도 인접한 사용자의 스펙트럼이 중첩되지 않으므로 사용자간의 간섭을 방지할 수 있다. 하지만 사용자간 주파수 오차가 있는 환경에서는, 인접한 두 사용자의 스펙트럼이 겹칠 수 있으므로, 각 사용자의 가장자리에 위치한 부반송파 간에 간섭이 발생할 수 있다. 더욱이 FBMC 송신 신호의 첨두 대 평균 에너지(peak-to-average power ratio, PAPR)를 감소시키기 위해 discrete Fourier transform(DFT) 확산 기반의 FBMC 송신 기법을 고려할 경우에는^[9,10], DFT 확산에 의해 가장자리에 위치한 부반송파 신호의 크기가 순간적으로 매우 커질 수 있기 때문에 주파수 오차에 의한 사용자간 간섭이 더욱 심각해질 수 있다.

주파수 오차 환경에서, 가드 부반송파를 더 삽입하면 쉽게 사용자간 간섭을 방지할 수 있다^[6]. 하지만 이는 주파수 효율의 감소를 초래하기 때문에, 사용자당 할당되는 부반송파의 수가 제한적인 환경에서는 큰 손실일 수 있다. 예를 들어 사용자에게 할당된 부반송파 수가 16일 때, 인접한 사용자간에 1개의 가드 부반

송파를 더 삽입하게 되면 사용자당 주파수 대역폭이 약 6% 증가하게 된다. 따라서 큰 사용자간 주파수 오차 환경에서 상향링크 FBMC에 적합한 사용자간 간섭 제거 기법의 연구가 필요하다. 이에 따라, 본 논문에서는 오실레이터의 주파수 오차 또는 도플러 천이에 의해 발생하는 주파수 오차 환경에서 상향링크 DFT 확산 FBMC 송신 신호의 사용자간 간섭을 제거하는 기법을 제안한다.

본 논문에서, DFT[x]와 IDFT[x]는 각각 입력 벡터 x 에 대한 DFT 출력과 inverse DFT(IDFT) 출력을 나타내고, $[f(n)]_{n=a}^b$ 는 $[f(a), f(a+1), \dots, f(b)]^T$ 를 나타낸다.

II. DFT 확산 FBMC의 개요

그림 1에서 회색 블록을 제외한 흰색 블록들은 일반적인 상향링크 DFT 확산 FBMC 시스템을 나타낸다. 회색 블록은 본 논문에서 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법을 위해 추가된 블록이다. 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법에 대한 내용은 다음 장에서 자세히 설명한다. 그림 1의 $\mathbf{d}_{k,m}$ 은 k 번째 사용자의 m 번째 $N \times 1$ 데이터 심벌벡터를 나타내며, 여기서 N 은 한 사용자에게 할당된 부반송파 수이다. $\mathbf{x}_{k,m}$ 은 DFT $[\mathbf{d}_{k,m}]$, $\mathbf{f}_{k,m}$ 은 FBMC 복조기의 출력벡터, $\mathbf{r}_{k,m}$ 은 채널 등화된 FBMC 복조기 출력벡터를 나타낸다. 그리고 K 는 인접한 부반송파 군을 할당 받는 총 사용자 수를 나타내며, f_k 는 k 번째 사용자의 상향변환 주파수이다. FBMC 데이터 심벌 구간이 T , 부반송파 간격은 $1/T$ [Hz]로 정의하면, 1개의 가드 부반송파가 각 사용자의 부반송파 군 사이에 삽입되므로 인접한 사용자간 상향변환 주파수 간격 $f_{k+1} - f_k$ 은 $(N+1)/T$ [Hz]로 나타낼 수 있다.

DFT 확산 FBMC에서는 일반적인 FBMC 시스템 구조에서 송신기의 FBMC 변조과정 전에 데이터를 DFT 확산하는 과정이 추가되고, 수신기의 FBMC 복조과정 후에 DFT 역확산하는 과정이 추가된다. 기존의 연구에서 일반적인 FBMC 시스템 구조는 자세히 설명되어 있으므로 FBMC의 구체적인 변, 복조 과정을 본 논문에서 생략한다^[1, 12]. 본 논문에서 제안하는 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법은 DFT 확산된 데이터 심벌 단계에서 동작하므로 심벌 단계의 신호 모델을 이용하여 제안하는 기법의 변조 알고리즘을 설명한다. 그리고 수신 신호 또한 복조된 데이터 심벌 단계의 신호 모델을 이용하여 설명한다.

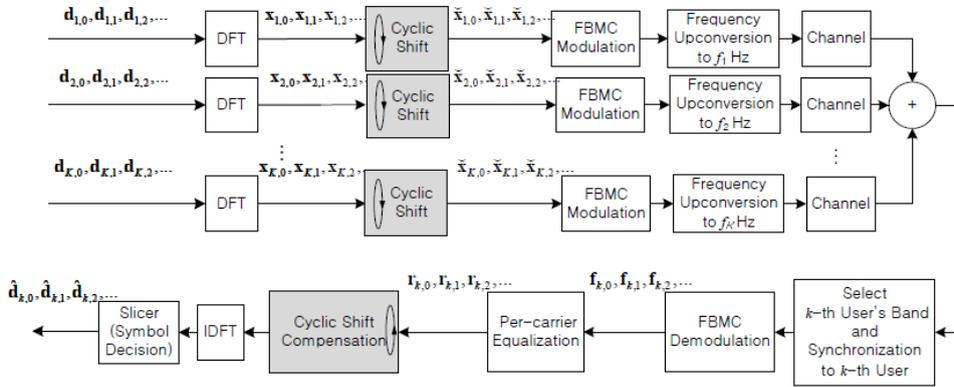


그림 1. 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 시스템 구조
Fig. 1. The system model of the cyclic-shift DFT-spread FBMC scheme

III. 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법

3.1 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 송신 신호 변조 방법

DFT 확산된 데이터 심벌벡터의 각 원소들은 각기 다른 크기를 가진다. 따라서 DFT 확산 FBMC 기법의 각 부반송파의 신호 크기 또한 각기 다른 크기를 가진다. 그림 2에서 가장 윗줄은 여러 인접한 사용자가 존재할 때 각부반송파와 신호 크기의 한 예시이다. FBMC 기법에서는 사용자 간 간섭을 회피하기 위해 인접한 사용자의 부반송파군 사이에 1개의 가드 부반송파를 삽입하지만, 사용자간에 반송파 주파수 오차가 발생한 경우에는 인접한 사용자간에 간섭이 발생한다.

순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법에서는 그림 2에 나타낸 것과 같이 최소 크기를 가지는 데이터 심벌이 각 사용자에게 할당된 부반송파 중 가장 오른쪽에 할당되도록 FBMC 변조 과정 전에 DFT 확산된 데이터 심벌 벡터 $\mathbf{x}_{k,m}$ 의 순환 자리 이동 과정을 수행한다. 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법은 이러한 순환 자리 이동 과정을 통해, 인접한 사용자간 간섭을 최소화하고자 한다. DFT 확산된 데이터 심벌의 중 최소 크기를 가지는 심벌의 위치 $s_{k,m}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_{k,m} = \underset{n \in \{1, 2, \dots, N/4\}}{\operatorname{argmin}} |x_{k,m}(n)|, \quad (1)$$

여기서 $x_{n,m}(n)$ 은 $\mathbf{x}_{k,m}$ 의 n 번째 원소이다. 그림 2의 가운데 줄과 같이, 최소 크기를 가지는 데이터 심벌을 가장 오른쪽 부반송파에 할당하기 위해 $\mathbf{x}_{k,m}$ 의

원소들을 $s_{k,m}$ 만큼 왼쪽으로 순환 자리 이동을 수행한다. 순환 자리 이동을 수행한 DFT 확산 데이터 심벌 $\tilde{\mathbf{x}}_{k,m}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{x}}_{k,m} = \underset{-s_{k,m}}{\operatorname{CyclicShift}}\{\mathbf{x}_{k,m}\}, \quad (2)$$

여기서 $\underset{s}{\operatorname{CyclicShift}}\{\cdot\}$ 는 입력 벡터의 각 원소들을 s 만큼 순환시키는 함수이다. 식 (1)에서, 최소 크기를 가지는 데이터 심벌을 찾는 구간을 전체 부반송파 구간 $\{1, 2, \dots, N\}$ 이 아닌 전체의 1/4 구간인 $\{1, 2, \dots, N/4\}$ 로 제한되어 있다. 이는 수신기에서 수

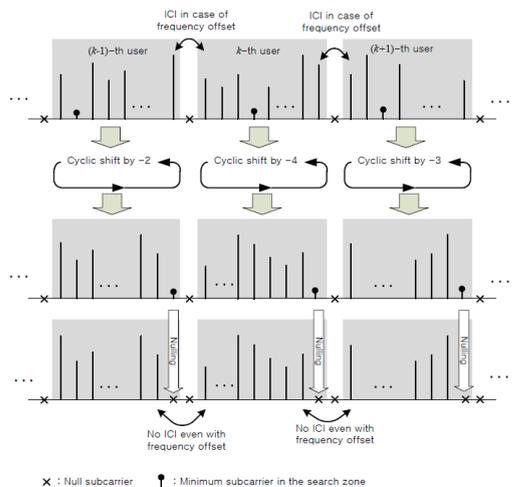


그림 2. 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 부반송파 도메인에서 신호 변조 방법
Fig. 2. Subcarrier domain signal modification for the cyclic-shift DFT-spread FBMC scheme

행하는 $s_{k,m}$ 의 블라인드 검출 결과의 모호성을 피하기 위함이며, 이에 대한 자세한 내용은 III.2 장에서 설명한다.

최소 크기를 가지는 데이터 심벌을 각 사용자 부반송파의 가장 오른쪽에 할당되도록 순환 자리 이동을 함으로써, 사용자간 반송파 주파수 오차가 있을 때 각 사용자의 신호가 자신의 오른쪽에 위치한 사용자에게 주는 간섭을 줄일 수 있다. 한편, 각 사용자의 부반송파 중 가장 왼쪽의 부반송파에 할당된 심벌은 최소 크기를 가지는 심벌이 아니므로, 각 사용자가 자신의 오른쪽 사용자로부터 받는 간섭은 여전히 심각한 문제이다. 그러므로 가장 간섭의 영향을 많이 받는 각 사용자의 오른쪽에 위치한 부반송파의 심벌을 수신기의 DFT 역확산 과정 전에 제거하여 이러한 간섭을 제거할 수 있다. 수신기에서 각 사용자의 가장 오른쪽 반송파의 심벌을 제거하므로 송신기에서 해당 심벌을 송신할 필요가 없다. 더욱이, 최소 크기를 가지는 심벌을 할당하였지만, 여전히 자신의 오른쪽 사용자에게는 간섭을 주는 요소이므로 그림 2의 아랫줄과 같이 최소 크기를 가지는 심벌을 제거한다. DFT 확산된 데이터 심벌 중 최소 크기를 가지는 심벌을 제거함으로써 신호 대 잡음비(signal-to noise ratio, SNR)의 손실이 발생할 수 있다. 하지만, 최소 크기를 가지는 심벌을 제거하였으므로 SNR 손실도 최소화 된다. 그리고, 가장 오른쪽 부반송파의 심벌을 제거함으로써 자신의 오른쪽 사용자의 신호에서 오는 간섭을 완벽히 제거할 수 있는 장점도 가진다.

3.2 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법에서 $s_{k,m}$ 의 블라인드 검출 방법

그림 1에서, 채널 등화된 FBMC 복조기 출력벡터 $\mathbf{r}_{k,m}$ 은 송신기의 $\check{\mathbf{x}}_{k,m}$ 을 복조한 결과이다. 송신기에서 $\check{\mathbf{x}}_{k,m}$ 의 가장 마지막 원소 즉, 가장 오른쪽 부반송파에 할당된 데이터 심벌을 제거하였으므로 $\mathbf{r}_{k,m}$ 의 가장 마지막 원소인 $r_{k,m}(N)=0$ 으로 설정한 후, 블라인드 검출 과정을 수행한다. 제대로 된 데이터 복조를 수행하기 위해, 그림 1에 나타난 것과 같이 순환 자리 이동 과정에 대한 보상과정이 DFT 역확산 즉, IDFT 과정 전에 수행되어야 한다. 이를 위해, 수신기는 $s_{k,m}$ 의 값이 필요하다. 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법에서는 임시적으로 검출 값을 가정하는 방법으로 $s_{k,m}$ 의 블라인드 검출을 수행한다.

$\mathbf{t}_{k,m}^{(l)}$ 을 임시적인 $s_{k,m}$ 의 검출 값 l 을 이용하여 얻은

$\mathbf{d}_{k,m}$ 의 판별 변수라 하면, $\mathbf{t}_{k,m}^{(l)}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{t}_{k,m}^{(l)} = \text{IDFT} \left[\text{CyclicShift}_{l} \left\{ \mathbf{r}_{k,m} \right\} \right]. \quad (3)$$

$l = s_{k,m}$ 이라 가정하면, $\mathbf{t}_{k,m}^{(l)}$ 는 $\mathbf{x}_{k,m}$ 의 복조 신호에 해당한다. 마지막으로 $\mathbf{d}_{k,m}$ 의 판별 변수 $\hat{\mathbf{d}}_{k,m}$ 을 얻기 위해, DFT 역확산 즉, IDFT 과정을 수행하여야 한다.

주파수 도면에서 순환 자리 이동은 시간 도면에서 복소 정현파를 곱하는 것과 동일한 특성을 이용하여, 식 (3)을 다음과 같이 수정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_{k,m}^{(l)} &= \text{IDFT} \left[\mathbf{r}_{k,m} \right] \odot \left[e^{j \frac{l n 2\pi}{N}} \right]_{n=0}^{N-1} \\ &= \text{IDFT} \left[\mathbf{r}_{k,m} \right] \odot \left[e^{j \frac{s_{k,m} n 2\pi}{N}} \right]_{n=0}^{N-1} \odot \left[e^{j \frac{(l-s_{k,m}) n 2\pi}{N}} \right]_{n=0}^{N-1} \\ &= \text{IDFT} \left[\text{CyclicShift}_{s_{k,m}} \left\{ \mathbf{r}_{k,m} \right\} \right] \odot \left[e^{j \frac{(l-s_{k,m}) n 2\pi}{N}} \right]_{n=0}^{N-1}, \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, \odot 은 두 벡터의 원소 별로 곱하는 연산을 뜻한다. 식 (4)에서, 벡터 $\text{IDFT} \left[\text{CyclicShift}_{s_{k,m}} \left\{ \mathbf{r}_{k,m} \right\} \right]$ 는 제대로 복조된 데이터 심벌의 판별 변수에 해당하므로, 이 벡터의 각 원소는 데이터 심벌 좌표 즉, QPSK(full name)심벌의 경우 $\pm 1 \pm j$ 근처의 값을 가진다. 반면, 식 (4)에서, $l \neq s_{k,m}$ 인 경우, 판별 변수

$\mathbf{t}_{k,m}^{(l)}$ 에 주파수 성분 $\left[e^{j \frac{(l-s_{k,m}) n 2\pi}{N}} \right]_{n=0}^{N-1}$ 이 남게 된다. 이 경우에는 $\mathbf{t}_{k,m}^{(l)}$ 의 각 원소 $t_{k,m}^{(l)}(n)$ 에 n 에 따른 위상이 곱해져 판별 변수들의 위상이 회전하게 된다. 그래서 $l \neq s_{k,m}$ 인 경우에는 판별 변수들이 $\pm 1 \pm j$ 근처의 값을 가지지 않고 벗어나게 된다. 이러한 분석을 바탕으로, $s_{k,m}$ 의 블라인드 검출 값 $\hat{s}_{k,m}$ 는 다음과 같이 각 l 에 대한 판별 변수와 복조 데이터 심벌의 놈(norm) 값을 이용하여 구할 수 있다.

$$\hat{s}_{k,m} = \underset{l \in \{1, 2, \dots, N/4\}}{\text{argmin}} \left\| \mathbf{t}_{k,m}^{(l)} - \mathbf{t}_{k,m}^{(l)\#} \right\|^2, \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{t}_{k,m}^{(l)\#}$ 는 $\mathbf{t}_{k,m}^{(l)}$ 의 원소들과 가장 가까운 QPSK 데이터 심벌을 원소로 가지는 벡터 즉, 복조 데이터 매핑 벡터를 나타낸다.

3.3 $s_{k,m}$ 의 블라인드 검출 결과의 모호성

식 (5)에서, l 의 범위가 $\{1, 2, \dots, N/4\}$ 에서 전체 부반송파 영역인 $\{1, 2, \dots, N\}$ 으로 확장되는 경우, l 의 범위 위 는 $\{l = (N/4)p + q | p \in \{0, 1, 2, 3\}, q \in \{1, 2, \dots, N/4\}\}$ 로 고쳐 쓸 수 있다. 이 경우의 식 (4)의 복소 정현파 $e^{j\frac{ln2\pi}{N}}$ 은 $e^{j\frac{(N/4)pm2\pi}{N}}$ $e^{j\frac{qn2\pi}{N}}$ 으로 고쳐 쓸 수 있고, 여기서 $e^{j\frac{(N/4)pm2\pi}{N}}$ 는 정리하면 $e^{j\frac{pm\pi}{2}} = j^m$ 이 된다. 그러므로 $j^m e^{j\frac{qn2\pi}{N}}$ 을 식 (4)의 $e^{j\frac{ln2\pi}{N}}$ 에 대입하면, 식 (4)의 $\mathbf{t}_{k,m}^{(q)}$ 는 $j^m \mathbf{t}_{k,m}^{(q)}$ 로 수정된다. $j^m \mathbf{t}_{k,m}^{(q)}$ 의 복조 데이터 매핑 벡터를 $j^m \mathbf{t}_{k,m}^{(q)\#}$ 로 나타낼 때, $j^m \mathbf{t}_{k,m}^{(q)}$ 과 $j^m \mathbf{t}_{k,m}^{(q)\#}$ 를 식 (5)의 $\mathbf{t}_{k,m}^{(l)}$ 와 $\mathbf{t}_{k,m}^{(l)\#}$ 에 대입하면 $\|\mathbf{t}_{k,m}^{(l)} - \mathbf{t}_{k,m}^{(l)\#}\|$ 는 $|j^m| \|\mathbf{t}_{k,m}^{(q)} - \mathbf{t}_{k,m}^{(q)\#}\|$ 이 된다. $j^m = \pm 1$ or $\pm j$ 이고 $|j^m| = 1$ 이므로, $|j^m| \|\mathbf{t}_{k,m}^{(q)} - \mathbf{t}_{k,m}^{(q)\#}\|$ 의 값은 $\|\mathbf{t}_{k,m}^{(q)} - \mathbf{t}_{k,m}^{(q)\#}\|$ 의 값과 동일하다. 이러한 유도과정에 의해 l 의 범위가 $\{1, 2, \dots, N\}$ 인 경우, 동일한 q 값을 가지는 4가지 $l (= p(N/4) + q)$ 값에 대해 $\|\mathbf{t}_{k,m}^{(l)} - \mathbf{t}_{k,m}^{(l)\#}\|$ 값이 동일함을 증명할 수 있다. 다시 말해, 이는 식 (5)에서 $\|\mathbf{t}_{k,m}^{(l)} - \mathbf{t}_{k,m}^{(l)\#}\|^2$ 의 값이 최소가 되는 l 값이 동시에 4개가 있음을 뜻한다. 결론적으로, l 의 범위가 $\{1, 2, \dots, N/4\}$ 로 제한되어 있을 때 $s_{k,m}$ 의 블라인드 검출이 가능하다.

IV. 실험 결과

Bit error rate(BER) 성능 실험을 위한 공통적인 시스템 변수는 표 1과 같다. 각 사용자의 상황변화 주파수에 대해, 가드반송파를 포함하여 각 사용자에게 $N+1$ 개의 부반송파를 할당하므로 k 번째 사용자의 상황변화 주파수는 $15e3 \times \{(N+1)(k-1) + \epsilon_k\}$ [Hz]로 나타낼 수 있다. 여기서 ϵ_k 는 k 번째 사용자의 상황변화 주파수 오차이며, $[-\Delta_f, \Delta_f]$ 구간 내에서 독립적인 균등분포를 갖는다.

그림 3과 4는 사용자당 할당된 부반송파 수 $N=32$, 16 이고, $\Delta_f=0.5$ 일 때, 비트에너지대 잡음비 (E_b/N_0)에 따른 일반적인 DFT 확산 FBMC와 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 BER 성능 그래프이다. 참고를 위해, 일반적인 FBMC 기법의 성능도 함께 표시하였다. 일반적인 FBMC 기법과 일반적인 DFT확산 FBMC 기법의 BER 성능은 거의 동일한 것

표 1. 성능 실험을 위한 시스템 변수
Table 1. System parameter for the performance simulation

System parameter	Value
Modulation order	QPSK
The number of users K	8
Subcarrier spacing	15 [kHz]
The number of null subcarriers between adjacent users	1
Pulse for FBMC pulse shaping	PHYDYAS pulse ^[1] with overlapping factor 4
Channel compensation	Zero-forcing ^[13]
Channel	Rayleigh flat fading channel

을 확인 할 수 있다. 그림 3의 $N=32$ 인 경우, E_b/N_0 가 약 39 [dB] 이상인 경우, 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 BER 성능이 일반적인 DFT확산 FBMC의 성능 보다 뛰어난 것을 확인할 수 있다. 일반적인 DFT확산 FBMC는 E_b/N_0 가 증가할수록 사용자간 상황변화 주파수 오차에 의한 간섭이 채널의 노이즈보다 성능에 큰 영향을 미치므로 BER 성능이 점차적으로 수렴한다. 반면, 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법은 E_b/N_0 이 증가함에 따라 BER이 계속해서 낮아지는 것을 확인할 수 있다. 이를 통해, 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법에서는 반송파 주파

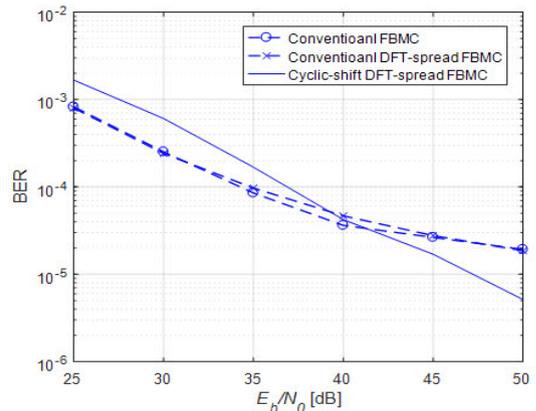


그림 3. 사용자간 반송파 주파수 오차 환경에서, FBMC, 일반적인 DFT확산 FBMC, 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 E_b/N_0 에 따른 BER 성능, $N=32$, $\Delta_f=0.5$
Fig. 3. BER curves of the conventional FBMC, the conventional DFT-spread FBMC and the cyclic-shift DFT-spread FBMC, $N=32$, $\Delta_f=0.5$

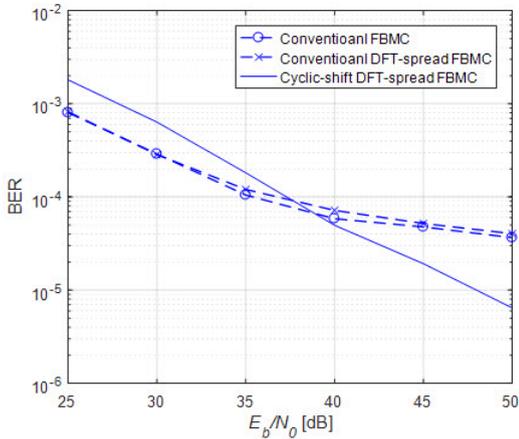


그림 4. 사용자간 반송파 주파수 오차 환경에서, FBMC, 일반적인 DFT확산 FBMC, 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 E_b/N_0 에 따른 BER 성능, $N=16$, $\Delta_f=0.5$

Fig. 4. BER curves of the conventional FBMC, the conventional DFT-spread FBMC and the cyclic-shift DFT-spread FBMC, $N=16$, $\Delta_f=0.5$

수 오차가 존재하는 환경에서 사용자간 간섭을 제거 되었음을 확인할 수 있다. 그림 4의 $N=16$ 인 경우에도 $N=32$ 일 때와 동일한 양상을 보인다. 다만, N 이 감소함에 따라 전체 부반송파 수에 비해 사용자간 간섭에 영향을 받는 부반송파 즉, 각 사용자별로 가장 왼쪽과 오른쪽에 위치한 부반송파의 비율이 증가하기 때문에 일반적인 DFT 확산 FBMC의 BER이 증가한 것을 확인할 수 있다. 이에 따라 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 BER 성능이 일반적인 DFT 확산 FBMC에 비해 좋은 영역이 늘어난 것을 알 수 있다.

그림 5는 $E_b/N_0=45$ [dB] 일 때, Δ_f 에 따른 일반적인 DFT확산 FBMC와 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 BER 성능을 보인다. 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법은 반송파 주파수 오차 범위 Δ_f 가 약 0.8 인 영역까지 BER 성능이 유지되는 것을 알 수 있다. 일반적인 DFT확산 FBMC의 경우, Δ_f 가 약 0.4 이상일 때 급격한 BER 증가를 보인다. $N=32$ 일 때 Δ_f 이 약 0.45 이상이면 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 성능이 일반적인 DFT확산 FBMC 기법에 비해 좋은 것을 확인할 수 있고, $N=16$ 인 경우에는 Δ_f 이 약 0.4 이상이면 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 성능이 더 좋은 성능을 가진다. 앞서 말한 것과 마찬가지로, N 이 감소함에 따라 사용자간 간섭에 의한 영향이 커지므로 N 이 작을수록 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 성능이 더 좋은 반송파 주파수 오차 영역이 넓어짐을 확인할

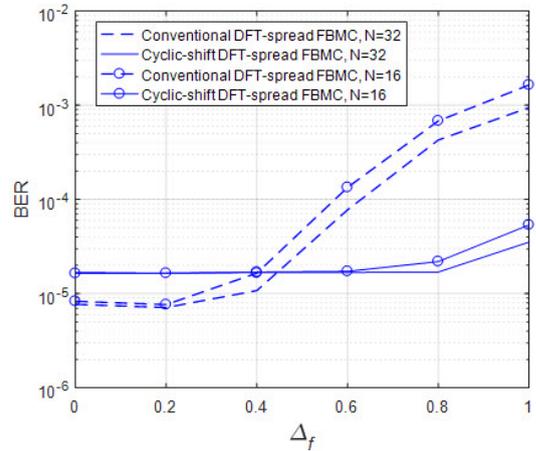


그림 5. 사용자간 반송파 주파수 오차 환경에서, 일반적인 DFT확산 FBMC, 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 반송파 주파수 오차에 따른 BER 성능, $N=32, 16$, $E_b/N_0=45$ [dB]

Fig. 5. BERs according to Δ_f for conventional DFT-spread FBMC and the cyclic-shift DFT-spread FBMC, $N=32, 16$, $E_b/N_0=45$ [dB]

수 있다.

그림 6과 7은 각각 E_b/N_0 와 Δ_f 에 따른 일반적인 DFT 확산 FBMC와 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 BER 성능을 보인다. $N=32$ 일 때 BER을 나타낸 그림 6을 보면, Δ_f 가 약 0.42 이상이고, E_b/N_0 가 약 25 [dB] 이상인 영역에서, 일반적인 DFT확산 FBMC 기법의 BER이 크게 증가하여 순환

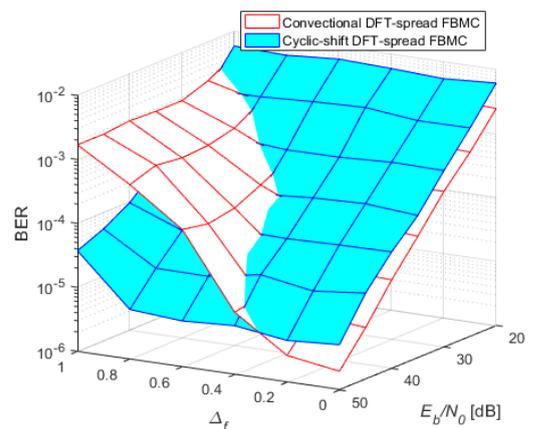


그림 6. 일반적인 DFT확산 FBMC와 제안하는 기법의 E_b/N_0 와 반송파 주파수 오차 범위 Δ_f 에 따른 BER, $N=32$

Fig. 6. BERs according to E_b/N_0 and Δ_f for conventional DFT-spread FBMC and the cyclic-shift DFT-spread FBMC, $N=32$

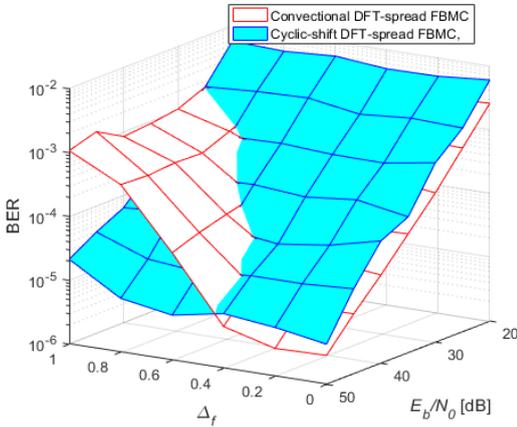


그림 7. 일반적인 DFT확산 FBMC와 제안하는 기법의 E_b/N_0 와 반송파 주파수 오차 범위 Δ_f 에 따른 BER, $N=16$

Fig. 7. BERs according to E_b/N_0 and Δ_f for conventional DFT-spread FBMC and the cyclic-shift DFT-spread FBMC, $N=16$

자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 성능에 비해 BER이 높은 영역이 있음을 알 수 있다. $N=16$ 일 때 BER을 나타낸 그림 7에서는 Δ_f 가 약 0.3 이상이고, E_b/N_0 가 약 23 [dB] 이상인 영역에서, 일반적인 DFT 확산 FBMC 기법의 BER이 크게 증가하여 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 성능에 비해 BER이 높은 영역이 있음을 알 수 있다.

그림 8은 일반적인 DFT확산 FBMC와 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 E_b/N_0 와 Δ_f 에 따른 BER 성능 교차 영역을 나타낸다. 그림 6과 7에서 일반적인 DFT확산 FBMC와 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 BER 성능이 교차하는 지점이 있음을 확인할 수 있다. 그림 8의 두 기준선은 각각 $N=32, 16$ 인 경우에 두 기법의 성능이 교차하는 지점에 해당하는 E_b/N_0 와 Δ_f 의 값을 나타낸다. 각 기준선을 기준으로 위쪽 영역은 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 BER 성능이 일반적인 DFT확산 FBMC의 성능 보다 좋은 영역이고, 아래쪽 영역은 일반적인 DFT 확산 FBMC의 BER 성능이 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법보다 좋은 영역이다. 한 사용자의 전체 부반송파 대비 가장자리 2개 부반송파의 비중 줄어 들수록, 다시 말해, N 이 감소할수록 제안하는 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법이 일반적인 DFT확산 FBMC 기법보다 성능이 좋은 영역이 더 넓어지는 것을 알 수 있다. E_b/N_0 , Δ_f 그리고 N 에 따른 성능 순위 기준선을 이용하면, 기존의 기법과 순환 자리 이동

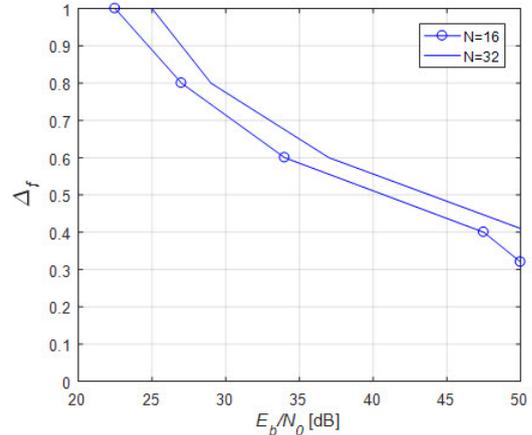


그림 8. 일반적인 DFT확산 FBMC와 제안하는 기법의 E_b/N_0 와 반송파 주파수 오차 범위 Δ_f 에 따른 BER 성능 교차 지점, $N=32, 16$

Fig. 8. The preferred region of the frequency offset and the signal-to-noise ratio for the the conventional DFT-spread FBMC and cyclic-shift DFT-spread FBMC, $N=32, 16$

DFT 확산 FBMC 기법을 선택적으로 사용하여 최적의 성능을 얻을 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 순환 자리 이동 DFT 확산 사용자간 주파수 오차에 강인한 새로운 FBMC 기법을 제안하였다. 모의실험 결과를 통해, 제안하는 사용자간 주파수 오차가 큰 환경에서 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법이 주파수 오차에 의한 간섭을 잘 억제함을 확인하였다. 그리고 기존의 일반적인 FBMC 기법과 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법의 사용자당 부반송파 수, 주파수 오차 범위, 신호 대 잡음비에 따른 BER 성능을 비교하였다. 두 기법의 BER 성능은 사용자당 부반송파 수, 주파수 오차 범위, 신호 대 잡음비의 값에 따라 우위가 바뀔 수 있으므로 통신 환경에 따른 선택적 사용으로 시스템의 성능을 최적화할 수 있다. 본 논문에서 제안하는 순환 자리 이동 DFT 확산 FBMC 기법은 사용자간 주파수 오차에 강인한 특성을 가지므로, 5세대 이동통신에서 논의되고 있는 주요 쟁점 중 하나인 비동기 시스템에 대한 유력한 변조방법이 될 수 있을 것으로 기대된다.

References

[1] M. Bellanger, D. L. Ruyet, D. Roviras, and M. Terre, "FBMC physical layer: a primer,"

PHYDYAS, Jan. 2010.

[2] D. Gregoratti and X. Mestre, "Uplink FBMC/OQAM-based multiple access channel: Distortion analysis under strong frequency selectivity," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 64, no. 16, pp. 4260-4272, 2016.

[3] H. Saeedi-Sourck, Y. Wu, J. W. M. Bergmans, S. Sadri, and B. Farhang-Boroujeny, "Complexity and performance comparison of filter bank multicarrier and OFDM in uplink of multicarrier multiple access networks," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 59, no. 4, pp. 1907-1912, Apr. 2011.

[4] D. Na and K. Choi, "New DFT-Spread filter bank based multi-carrier transmission," *J. KICS*, vol. 42, no. 7, pp. 1297-1305, Jul. 2017.

[5] T. Fusco, A. Petrella, and M. Tanda, "Sensitivity of multi-user filterbank multicarrier systems to synchronization errors," in *IEEE ISCCSP*, pp. 393-398, St. Julian's, Malta, Mar. 2008.

[6] V. Berg, J.-B. Dore, and D. Noguét, "A multiuser FBMC receiver implementation for asynchronous frequency division multiple access," in *IEEE Euromicro Conf. Digital System Design (DSD)*, pp. 16-21, 2014.

[7] D. Na and K. Choi, "Intrinsic ICI-free Alamouti coded FBMC," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 10, pp. 1971-1974, Oct. 2016.

[8] D. Na and K. Choi, "Generalization of the phase shift condition in 'intrinsic ICI-free Alamouti coded FBMC,'" *IEEE Commun. Lett.*, vol. 21, no. 8, pp. 1747-1750, Aug. 2017.

[9] K. Choi, "Alamout coding for DFT spreading-based Low PAPR FBMC," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 2, pp. 926-941, Feb. 2019.

[10] C. H. Yuen, P. Amini, and B. Farhang-Boroujeny, "Single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) for filter bank multicarrier communication systems," *Int. Conf. Cognitive Radio Oriented Wireless Netw. and Commun.*, pp. 1-5, Cannes, France,

Jun. 2010.

[11] D. Na and K. Choi, "Low PAPR FBMC," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 17, no. 1, pp. 182-193, Jan. 2018.

[12] M. Terre, "FBMC Modulation / Demodulation," MATLAB Central Available: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange>.

[13] D. Ben Cheikh, J.-M. Kelif, M. Coupechoux, and P. Godlewski, "Multicellular zero forcing precoding performance in rayleigh and shadow fading," *VTC Spring*, pp. 1-5, May 2011.

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

반송파 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]