

# 5G 새로운 파형 핵심 기술 및 성능 비교 분석

강 현 수\*, 송 영 배\*, 권 도 일\*, 김 덕 경°

## Key Techniques and Performance Comparison of 5G New Waveform Technologies

Hyeon Su Kang\*, Young Bae Song\*, Doyle Kwon\*, Duk Kyung Kim°

### 요 약

5세대 이동통신 시스템에서 요구하고 있는 조건들을 만족시키기 위해 현재 다양한 계층에 대한 연구가 진행 중이며 특히, 물리 계층에서는 Filter bank Multi-Carrier(FBMC), Universal Filtered Multi-Carrier(UFMC), Generalized Frequency Division Multiplex(GFDM)등의 새로운 파형 기술이 등장하였다. 새로이 등장한 파형에 대하여 다양한 연구가 진행되었지만, 대부분의 기존 연구에서는 새로운 파형과 Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM)을 포함한 일부 파형 기술들을 일부 성능 지표에 대해서만 비교하여 제한적인 정보를 제공하는데 그치고 있다. 또한 각각의 연구가 동일하지 않은 환경에서 결과를 도출하였기 때문에 어떤 면에서 각 파형들이 우위에 있는 지 판단하기 어렵다. 따라서 본 논문에서는 각 파형기술의 핵심 기술에 대해 면밀히 분석하고, 동일한 환경에서 여러 파형을 다양한 성능지표면에서 비교하여 특정 기술이 어떠한 면에서 우위에 있고 어떤 응용 시나리오에서 보다 적합한지에 대해 비교 분석한다.

**Key Words** : 5G waveform, Filter Bank Multi-Carrier(FBMC), Universal Filtered Multi-Carrier (UFMC), Generalized Frequency Division Multiplexing(GFDM)

### ABSTRACT

In order to satisfy 5th generation mobile system's requirements, recently many works have been done in various layers. Especially in physical layer, new waveforms like Filter bank Multi-Carrier(FBMC), Universal Filtered Multi-Carrier(UFMC), Generalized Frequency Division Multiplexing(GFDM) have been proposed and their performance have been evaluated. But most previous researches have provided limited information by comparing couple new waveforms each other with different assumptions and simulation parameters. In this paper, we investigate the key technique of each 5G new waveform, and compare them in various aspects and the same simulation environment, and finally provide what waveform is appropriate in different application scenarios.

### 1. 서 론

5세대(5-th Generation, 5G) 이동통신 시스템이 요

구하는 미래의 모바일 서비스의 트렌드는 이전의 서비스들과는 크게 다를 것이라 예상된다. 대표적으로 트래픽 양의 증가, 디바이스 수 증가, 클라우드 의존

※ 본 연구는 한국연구재단(2013R1A1A2A10059215)과 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 산업원천기술개발사업(R0101-15-0057)의 지원으로 수행됨.

♦ First Author : Inha University School of Information and Communication Engineering, soohelibe@gmail.com, 학생회원

° Corresponding Author : Inha University School of Information and Communication Engineering, kdk@inha.ac.kr, 중신회원

\* Inha University School of Information and Communication Engineering, songyoungbai2@hanmail.net 학생회원

\* Inha University School of Information and Communication Engineering, kwondoylambivalence7@gmail.com, 학생회원

논문번호 : KICS2015-09-305, Received September 14, 2015; Revised November 2, 2015 Accepted December 8, 2015

성 증가, 다양한 모바일 융합서비스의 등장을 그 예로 확인 할 수 있다<sup>12)</sup>.

5세대 이동통신 시스템은 위에서 언급한 네 가지 주요 트렌드를 필수적으로 고려하여야 한다. 이러한 사항들을 고려하여 ITU-R(International Telecommunication Union-Radio communication Sector) WP(Working Party) 5D에서 성능지표 후보를 도출하였다<sup>3)</sup>. 또한 Machine Type Communication(MTC), Tactile Internet<sup>4)</sup> 등의 5G의 주요 시나리오도 반드시 고려하여 시스템을 설계하여야 한다.

현재까지 Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM)은 다중 경로 페이딩 채널에 대한 강인함과 Fast Fourier Transform(FFT)를 이용한 구현의 용이성으로 널리 사용되어 왔다. 하지만 5G에서 요구하는 조건들을 만족시키기 위해 OFDM은 분명한 한계점이 존재한다. 예를 들어, MTC와 machine to machine(M2M)통신에서는 많은 저 전력 장치들이 비동기신호를 보내게 되는데 OFDM은 높은 PAPR 때문에 저 전력 장치들이 운용하기 어렵고, 비동기신호에 취약한 OFDM은 MTC나 M2M통신에 적합하지 않기에 이러한 OFDM의 문제점을 해결하기 위해 많은 연구가 진행되고 있다<sup>5-7)</sup>. 또한 OFDM의 잦은 Cyclic Prefix(CP)의 사용은 Tactile Internet에서 요구하는 조건인 저 지연 (<1ms)을 만족시키기 어렵게 한다. 여기에 더하여, OFDM의 높은 대역 외 방사로 인해 5G의 주요 시나리오인 fragmented spectrum 환경에 부적합할 것이라 예상된다. 이러한 OFDM의 단점들로 인해 5G에서는 더 이상 OFDM은 유망한 파형이 아니게 되었다. 따라서 본 논문에서는 여러 5G 물리 계층의 조건들을 만족시키기 위해 연구되고 있는 후보들을 몇 가지 소개하고 각각의 기술들이 5G의 요구조건에 적합성한지를 판단하고자 한다.

본 논문에서는 5G 물리 계층 후보로 거론되는 기술들이 여러 가지가 있지만 그 중 가장 많이 거론되고 연구가 많이 진행되고 있는 Filter Bank Multi-Carrier(FBMC), Universal Filtered Multi-Carrier(UFMC), Generalized Frequency Division Multiplexing(GFDM)에 대해 소개하고 각 기술들이 OFDM의 단점을 극복할 수 있을 지에 대한 타당성에 대해 검토하였다.

먼저 FBMC는 각 부반송파 별 필터를 적용하여 대역 외 방사를 OFDM보다 확연하게 줄인 기술이다. UFMC는 FBMC와 달리 한 개의 필터가 여러 부반송파를 처리하여 전송하는 방식이다. FBMC와 마찬가지로 OFDM보다 대역 외 방사가 작다는 장점이 있다.

GFDM은 데이터를 부심볼과 부반송파에 맵핑시켜 블록 형태로 데이터를 전송하는 방식이다. Tail biting<sup>8)</sup>으로 CP를 줄이기 위해 선형 컨벌루션이 아닌 원형 컨벌루션을 사용한다. 보다 자세한 각 기술들의 구현 방식과 핵심기술들은 다음 절에서 설명하겠다.

마지막으로 UFMC, FBMC, GFDM등의 5G 물리 계층의 주요 후보기술들을 연구한 대부분의 연구들이 하나의 새로운 파형과 OFDM 또는 다른 하나의 파형을 제한적인 환경에서 비교하여 직관적이지 못한 결과를 보여준다. 따라서 본 논문에서는 다양한 파형을 동일한 환경에서 Symbol Timing Offset(STO)와 Carrier Frequency Offset(CFO)의 영향, 다중경로 페이딩 채널에서의 Bit Error Rate(BER) 결과를 분석하여 어떤 파형이 실제 5G의 요구조건에 적합한 기술을 판별 하고자 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 5G 물리 계층의 후보 기술들이 어떠한 개념과 특성을 갖는지 살펴보고 3장에서 보다 자세한 구현 방식과 핵심 기술을 소개하겠다. 다음으로 4장에서 여러 파형을 동일한 환경, 다양한 측면에서 비교 및 분석한 것을 바탕으로 각 파형에 대한 특성을 일목요연하게 정리 할 것이다. 마지막으로 5장에서는 본 논문의 결론을 지을 것이다.

## II. 5G 새로운 파형 기술들

기존 LTE에서 이용되는 OFDM은 주파수 영역에서 sinc 함수 형태의 전력 스펙트럼을 갖고 있다. 이로 인하여 OFDM은 유효 대역 밖으로의 전력 누출의 문제를 지니고 있으며 잦은 CP의 사용은 시간, 주파수 측면에서 수율의 손실을 야기한다. 본 절에서는 이러한 OFDM의 문제점의 해결책으로 제시되고 있는 파형들의 기본 구조 및 원리에 대하여 다룬다.

첫 번째로 소개할 5G 물리 계층 파형 후보, Filter Bank Multi-Carrier(FBMC)는 1960년대 최초로 제안되었으나, 최근까지도 OFDM에 비해 상대적으로 복잡한 구조로 크게 주목받지 못했다. 그러나 최근 빠르게 발전해온 반도체 기술로 인해 구현 복잡도의 한계가 극복되었고, 더 높은 주파수 효율을 얻기 위해 최근 들어 많은 연구가 진행되고 있다. FBMC는 견고하게 설계된 필터를 이용하고 부반송파마다 필터를 적용하기 때문에 높은 구현 복잡도를 갖게 되지만 OFDM보다 낮은 대역 외 방사를 갖으며 높은 시간-주파수 효율을 얻을 수 있다. FBMC는 부반송파마다 필터를 적용하여 구현 복잡도가 높기 때문에 크게

Frequency Spread(FS)방식과 PolyPhase Network (PPN)방식으로 필터의 복잡도를 낮추면서 FBMC를 현실적으로 구현 가능하도록 하는 연구가 진행되고 있다.

두 번째로 소개할 후보인 Universal Filtered Multi-Carrier(UFMC)는 FBMC와 달리 부반송파마다 필터를 적용하는 것이 아닌 부반송파들의 그룹, 즉 서브밴드마다 필터를 적용하는 방식이다. 서브밴드마다 필터를 적용함으로써 OFDM의 Cyclic Prefix(CP)로 인한 주파수 대역 이용 효율 저하 및 다중 경로 페이딩 채널에 의해 발생하는 Inter Carrier Interference(ICI)를 극복할 수 있다고 알려져 있다.

본 절에서 소개 할 마지막 5G 물리 계층 파형 후보는 Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM)이다. GFDM의 시작은 Cognitive Radio<sup>[9]</sup>이 었으나, GFDM의 주요한 특징인 낮은 대역 외 방사와 적절히 GFDM의 파라미터를 변화시킴으로서 다른 파형으로 유연하게 변환이 가능하기에 하위 호환성을 비교적 쉽게 만족하며 원형 컨볼루션으로 tail biting을 구현하여 CP를 줄인 점, 블록 기반이기에 길이가 짧은 데이터에 강한 점들이 새롭게 조명 받아 5G 물리 계층 파형의 후보군으로 이름을 올리게 되었다.

2.1 Filter bank multi-carrier (FBMC)<sup>[10]</sup>

FBMC는 다음과 같은 형태의 송/수신 구조를 가지고 있다. 송신단에서 각 부반송파에 입력되는 신호들은 각 부반송파의 필터를 통하여 처리된다. 수신단에서는 송신단과 마찬가지로 각 부반송파마다 필터를 적용함으로써, 송신 신호를 복조하는 구조이다<sup>[10]</sup>.

FBMC는 OFDM과 다르게 각 부반송파마다 필터를 적용하여, 대역 외 방사를 줄이고 CP를 이용하지 않고도 Inter Symbol Interference(ISI), Inter Carrier Interference(ICI)에 견고하다. 이 때, FBMC에 적용되는 필터의 묶음을 원형필터(prototype filter)라 불리는

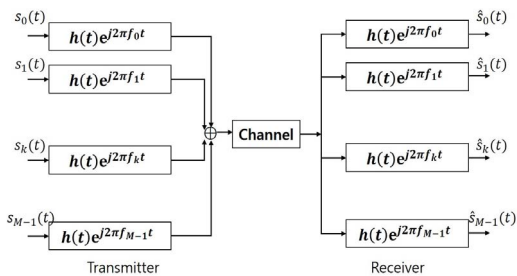


그림 1. FBMC 송/수신 구조도  
Fig. 1. Structure of FBMC Transceiver/Receiver

필터(h(t))의 주파수 천이된 형태를 가진다.

FBMC에서 각 부반송파마다 적용되는 필터는 ISI, ICI에 견고해야 하기 때문에, 시간-주파수 영역 모두에서 다음의 직교 조건인 nyquist constraints 만족해야 한다.

$$A_p(nT, lF) = \begin{cases} 1, & n=l=0 \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (1)$$

$$\langle h_k(t-mT), h_l(t-nT) \rangle \propto A_p((n-m)T, (l-k)F) \quad (2)$$

이 때,  $A_p(\tau, \nu)$ 는 시간-주파수에서의 상관관계를 나타내는 ambiguity function으로 정의된다.

$$A_p(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t+\tau/2)h^*(t-\tau/2)e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (3)$$

부반송파마다 적용되는 원형필터 설계의 제한 사항으로 FBMC는 시간-주파수 영역에서의 효율이 감소하는 현상이 발생한다. 또한 시간 영역에서 매우 긴 형태의 필터 임펄스 응답으로 인하여 실제 FBMC를 OFDM으로부터 확장하는 것은 구현 복잡도를 증가시키는 원인이 된다.

2.2 Universal Filtered Multi Carrier (UFMC)<sup>[11]</sup>

FBMC는 부반송파 단위로 필터를 적용함으로써, ICI에 강인하다는 장점을 가지지만, 상대적으로 매우 긴 필터 길이로 인한 문제를 내포하고 있다.

FBMC와 OFDM이 부반송파 필터링 관점에서 양극단의 처리방법이라면, UFMC는 그 중간적인 기술이라 할 수 있다. 다음의 [그림 2]는 UFMC의 송/수신 구조도를 나타낸다<sup>[11]</sup>.

UFMC의 송/수신 구조도로부터 우리는 전체 부반송파는 총 B개의 서브밴드로 나뉘는 것을 확인할 수 있다. 각 서브 밴드는 각각 N 크기의 Inverse Discrete

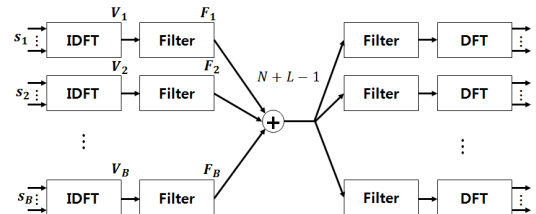


그림 2. UFMC 송/수신 구조도  
Fig. 2. Structure of UFMC Transceiver/Receiver

Fourier Transform(IDFT)를 수행하고, 이 과정을 거친 신호들은 서브밴드별로 필터링 하게 된다. 이 때, 서브 밴드별 필터링의 오버헤드는 필터의 길이 L만큼 발생한다. 각 서브밴드에서 필터링된 신호는 시간영역에서 합쳐지는데, UFMC의 한 심볼의 샘플 수가 기존 N에서 N+L-1로 증가한다. 수신측에서 UFMC의 심볼을 복조하기 위한 방법에는 대표적으로 Zero-Forcing detection 방법이 있다. 이는 송신과정의 정확한 역과정이다. 우리는 위의 송수신 구조로부터 다음과 같은 송신신호를 유도 가능하다.

$$x = \sum_{i=1}^B F_i V_i s_i \quad (4)$$

여기서,  $F_i$ 는  $i$ 번째 서브밴드의 필터를 의미하며,  $V_i$ 는 IDFT 행렬을,  $s_i$ 는  $i$ 번째 서브밴드의 입력 신호 벡터를 의미한다.

UFMC는 서브밴드별로 필터링이 가능하다는 특징으로 각 서브밴드마다 서로 다른 필터를 적용가능하다. 또한 서브밴드의 크기가 서로 다르게 할당 될 수 있기 때문에 이에 필요한 기반 기술이 존재한다. 또한 UFMC에는 다양한 수신방법들이 존재하는데, 대표적으로는 위에서 제시된 Zero-forcing detection이 있다. 다른 방법으로는 Matched detection이라 불리는 방법과 FFT기반의 detection 방법이 존재한다.

### 2.3 Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM)<sup>[12]</sup>

GFDM에서 모든 데이터들은 주파수, 시간 영역에서 원형 이동(circularly shifted) 된 필터를 이용하여 처리하는 방식이다. 이러한 과정을 통해 대역 외 방사를 낮춰 여러 단말이 복잡하게 스펙트럼을 사용하고 있는 fragmented spectrum에서의 운용을 가능하게 한다.

다음으로 GFDM의 송신이 어떻게 이루어지는 지에 대해 살펴보겠다.

GFDM은  $N=KM$ 개의 데이터를 전송 할 때,  $K$ 개의 부반송파와  $M$ 개의 부심볼로 이루어진 데이터 블록의 형태로 데이터를 전송한다. 보내고자 하는 모든 데이터는 GFDM 송신 행렬  $A$ 로 변조된 후 OFDM과 같이 채널의 지연 확산에 의한 영향을 최소화하고 GFDM의 블록간 간섭을 제거하기 위해 CP를 덧붙여 전송한다.

자세한 GFDM의 송신 과정은 [그림 3]에 나타나 있다. [그림 3]은 GFDM을 이용할 때,  $m$ 번째 부심볼로 맵핑되는 데이터가 어떻게 처리되는지를 나타낸 것이

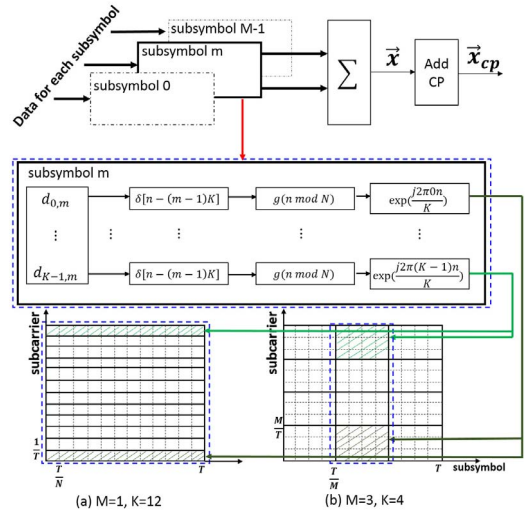


그림 3. GFDM의 송신 과정과 GFDM 블록의 예  
Fig. 3. Procedure of GFDM transmission and example of GFDM block

다. 전송하고자 하는 데이터 블록  $\vec{d} = (\vec{d}_0^T, \dots, \vec{d}_{M-1}^T)^T$ ,  $m$ 번째 부심볼에 맵핑될 데이터 벡터를  $\vec{d}_m = (d_{0,m}, \dots, d_{K-1,m})^T$ 으로 표현 가능하며  $d_{k,m}$ 은  $k$ 번째 부반송파,  $m$ 번째 부심볼에 맵핑되어 전송될 데이터이다. 이 때, 데이터  $d_{k,m}$ 은 아래의 필터를 통해 펄스성형 된다.

$$g_{k,m}[n] = g[(n - mK) \bmod N] * \exp(j2\pi kn/N), \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (5)$$

$n$ 은 샘플링 인덱스,  $g_{k,m}[n]$ 의 모듈로 연산은  $g[n]$ 의 원형 이동(cyclic shift)을, 복소 지수형태는 주파수 영역에서의 이동을 뜻한다. 이러한 필터를 이용하여 모든 데이터를 처리하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{k,m}[n] d_{k,m}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (6)$$

전송 샘플  $\vec{x} = (x[n])^T$ 은 모든 전송 심볼들이 중첩된 벡터로 표현된다. 마찬가지로 필터 샘플을 벡터  $\vec{g}_{k,m} = (g_{k,m}[n])^T$ 형태로 변환하여 아래와 같이 데이터 전송 식을 간단히 표현 가능하다.

$$\vec{x} = A\vec{d} \quad (7)$$

A 행렬은  $KM \times KM$  송신 행렬이며 그 구조는 아래와 같다.

$$A = (\overrightarrow{g_{0,0}}, \dots, \overrightarrow{g_{K-1,0}}, \overrightarrow{g_{0,1}}, \dots, \overrightarrow{g_{K-1,M-1}}). \quad (8)$$

송신 행렬 A의 구조는  $\overrightarrow{g_{0,0}} = [A]_{n,1}$ 을 기본으로 한다. 예를 들어,  $\overrightarrow{g_{1,0}} = [A]_{n,2}$ 은  $\overrightarrow{g_{0,0}}$ 을 시간 영역에서 이동시킨 형태이고,  $\overrightarrow{g_{0,1}} = [A]_{n,K+1}$ 은 주파수 영역에서 이동시킨 형태이다. 이러한 형태의 송신 행렬을 통해 각 데이터가 시간-주파수 영역에서 GFDM 필터에 의해 처리 된다. 이러한 필터를 이용한 부반송파 펄스 성형은 부반송파간 직교성을 잃게 만드는 요인이 된다. 따라서 단말에서 특수한 형태의 복조를 하지 않는 이상 OFDM보다 일반적으로 BER이 높다.

마지막으로 GFDM에서는 OFDM와 같이 다중 경로 채널의 지연 확산의 영향을 감소시키기 위해 CP를 덧붙여 전송한다. 하지만 GFDM은 OFDM과는 달리 매 심볼마다 CP를 덧붙이는 것이 아니라 하나의 전송 블록에 CP를 붙이는 형태이다. 따라서 OFDM보다 높은 데이터 전송 효율을 갖으며 부심볼의 개수를 증가시킬수록 전송 효율이 증가하게 된다.

[그림 3]의 (a)는  $M=1, K=12$ 일 때의 GFDM 블록을 나타낸 것이다. 일반적인 OFDM의 모습과 동일한 것을 확인 할 수 있다. 물론 GFDM으로 OFDM을 구현할 때는 사각 필터를 이용하여 구현해야 한다. [그림 3]의 (b)는 일반적인 GFDM 블록의 형태를 나타낸 것이다. [그림 3]의 (a)와 (b)를 비교하면 알 수 있듯이,  $N=KM$ 으로 일정할 때 부심볼의 개수가 증가하면 부반송파 간격이 증가한다. 이 때, 채널이 주파수 선택적인 특성을 갖는다면 자기 간섭을 제거 할 수 없어 GFDM의 성능이 감소한다. 하지만 GFDM의 FFT 크기를 기존의 사용하던 FFT 크기보다  $M$ 배 증가시키면 기존과 동일한 부반송파 간격 사이에  $M$ 개의 샘플이 포함될 수 있어 주파수 해상도가 증가하여 주파수 선택적인 채널에서도 성능이 크게 감소하지 않는다.

다음으로 단말에서 GFDM으로 전송한 신호가 어떻게 수신이 되는 지에 대해 설명하겠다. 먼저 무선 채널을 통해 수신된 신호는 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\overrightarrow{y_{cp}} = \widehat{H}\overrightarrow{x_{cp}} + \overrightarrow{n_{cp}}. \quad (9)$$

채널의 길이와 CP의 길이를  $N_{ch}, N_{cp}$ 라 하면, 채널 행렬  $\widehat{H}$ 는 컨벌루션 행렬로써, 크기가

$(N + N_{cp} + N_{ch} - 1) \times (N + N_{cp})$ 로 정의된다.  $\overrightarrow{x_{cp}}$ 는 전송 벡터에  $N_{cp}$  길이의 CP가 덧붙은 신호이다. 마지막으로 잡음은  $\overrightarrow{n_{cp}} \sim CN(0, \sigma_n^2 I_{N+N_{cp}+N_{ch}-1})$ 으로 정의 된다. 단말에서 완벽하게 시간-주파수 동기가 맞는다고 가정하면 CP 제거 후의 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\overrightarrow{y} = H\overrightarrow{x} + \overrightarrow{n}. \quad (10)$$

$H$ 는  $N \times N$  원형 컨벌루션 행렬이다. 본 논문에서는 OFDM에서 사용하는 zero-forcing 채널 등화 행렬  $H^{-1}$ 를 이용하여 채널 등화를 적용한다. Zero-forcing 채널 등화를 적용 후, 수신 신호의 표현은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \overrightarrow{z} &= H^{-1}\overrightarrow{y} \\ &= H^{-1}H\overrightarrow{A}\overrightarrow{d} + H^{-1}\overrightarrow{n} = \overrightarrow{A}\overrightarrow{d} + H^{-1}\overrightarrow{n}. \end{aligned} \quad (11)$$

이제 단말에서 크기가  $KM \times KM$ 인 수신 행렬  $B$ 를 이용하여 아래의 식과 같이 GFDM 전송 블록을 복조한다.

$$\widehat{d} = B\overrightarrow{z}. \quad (12)$$

[13]에서 설명한 것과 같이 수신 행렬 B의 형태는 Zero-Forcing(ZF), Matched Filter(MF), Minimize Mean Square Error(MMSE) 등이 있다.

### III. 각 파형의 핵심 기술

앞 절에서 각 파형의 기본적인 송-수신 구조에 대해 살펴보았다. 본 절에서는 실제적으로 각 파형을 이용하는 데 있어서 핵심이 되는 기술에 대하여 살펴볼 것이다. FBMC에서는 높은 구현 복잡도를 완화시켜 주는 PPN 구조와 심볼 효율을 높여주는 Offset QAM(OQAM)에 대해 설명하고 UFMC는 각 서브밴드마다 서브밴드 블록을 구성하고 수신구조 중 하나인 zero-forcing detection 방법에 대해 설명할 것이다. 마지막으로 GFDM의 경우, 높은 구현 복잡도와 BER을 감소시키는 방법에 대해 살펴볼 것이다.

#### 3.1 FBMC<sup>[14,15]</sup>

FBMC는 부반송파별로 필터링을 통하여 CP없이 ISI, ICI에 강인한 송/수신 방식이다. ISI와 ICI에 강인한 필터는 위의 절에서 언급한 시간-주파수 영역에

서의 전송 심볼 효율이 감소되는 문제와 구현 복잡도 문제가 발생한다. 먼저 원형 필터의 설계에 대한 제약 사항으로 발생하는 시간-주파수 영역에서의 전송 심볼 효율 감소에 대하여 설명한다.

FBMC의 원형필터 설계는 시간-주파수 측면에서 localization을 중요 요소로 두고 있다. 대표적으로 PHYDYAS에서 제시한 필터와 IOTA 알고리즘을 이용한 필터 설계방법들이 존재한다<sup>[14]</sup>. 하지만 이러한 설계에서도 시간-주파수의 효율을 최대화하기 위해서는 필터의 roll-off factor를 0에 가깝게 설계해야 한다. 이것은 현실적으로 불가능에 가깝기 때문에 시간-주파수 효율을 1/2로 가지도록 roll-off factor를 설정하여 필터 설계를 쉽게 하고, 심볼의 밀도를 2배로 높이는 변조 방법인 offset QAM(OQAM)을 사용하여 전체 시간-주파수 효율을 1로 유지하고 있다. OQAM을 적용한 송신 신호는 다음과 같다.

$$x(t) = \sum_n \sum_{k=1}^M s_k[n] h_k(t - nT/2). \quad (13)$$

이 때,  $s_k[n]$ 은 실수 신호이고,

$$h_k(t) = h(t) e^{j2\pi t f_k} e^{j(k+n)\frac{\pi}{2}} \quad (14)$$

이다.

위의 수식(14)으로부터 주파수 인덱스  $k$  와 시간 인덱스  $n$ 의 합이 홀수이면 위상 천이로 인하여 실수 심볼이 허수 심볼로 변환되는 것을 확인 할 수 있다. 이러한 원리로 FBMC에서 사용하는 OQAM은 오직 실수 영역에서만 직교성이 유지된다.

OQAM과 같이 심볼 밀도를 늘리는 방법에는 Cosine modulated tone(CMT)방식 또한 존재한다<sup>[15]</sup>.

다음으로 FBMC의 구현 복잡도 문제에 대하여 서술한다. FBMC의 원형필터의 overlapping factor인  $K$ 로 인하여 FBMC를 OFDM에서 단순 확장구조로 설계를 한다면 FFT 크기가  $K$ 배 만큼 커지게 된다. 이렇게  $K$ 배 만큼 길어진 필터길이를 고려한 FBMC의 시간영역 송신 신호는 다음과 같이 표현 가능하다.

$$b_k[m] = h[m] e^{j\frac{2\pi k}{M}(m - \frac{L_p - 1}{2})}. \quad (15)$$

여기서,  $k$ 는 부반송파 인덱스를 의미하고  $L_p$ 는 필터의 길이를 의미한다.

송신신호 (15)를 Z-transform을 통하여 다음과 같이 변화 시키면,

$$B_k(z) = \sum_{m=0}^{L_p-1} h[m] e_{k,m} z^{-m} \quad (16)$$

를 얻을 수 있고,

$$e_{k,m} = e^{j\frac{2\pi k}{M}(m - \frac{L_p-1}{2})} \quad (17)$$

과 같다.

위의 수식(17)로부터 우리는 각 부반송파 마다  $L_p$ 의 길이를 가진 필터를 적용함을 확인 할 수 있다. 위와 같은 형태를 가진 수식은 poly phase decomposition을 이용하여 [그림 4]와 같이  $M$ (FFT size)의 주기마다 동일한 위상을 갖는 항으로 묶어낼 수 있다.

이 때,  $M$ 의 주기마다 동일한 위상을 가지는 항들을 PPN이라하며, 수식으로는 다음과 같이 크기  $M$ 의 FFT를 가지는 각 부반송파 마다 PPN 블록을 가지는 형태로 표현한다.

$$B_k(z) = \sum_{i=0}^{M-1} e_{k,i} z^{-i} \sum_{i=0}^{K-1} h[i+tM] z^{-tM}. \quad (18)$$

즉, [그림 4]의  $i$ 번째 부반송파에 해당하는 PPN 블록인  $\sum_{i=0}^{K-1} p[i+tM] z^{-tM}$  는  $A_i$ 로 표현된다. 정리하여 말하자면, FBMC의 PPN 구조는 각 부반송파 주파수

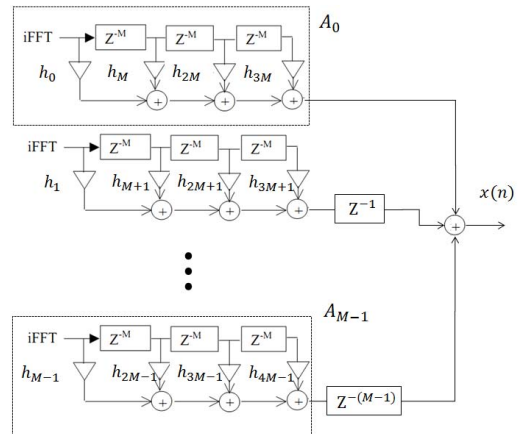


그림 4. PPN 구조도  
Fig. 4. Structure of PPN

에 해당되는 PPN 블록을 구성함으로써, 기존 OFDM과 같은 FFT 크기를 유지가 가능하다. 하지만, 이러한 PPN 구조로 인하여 OFDM 보다는 여전히 복잡도가 높다는 단점을 지니고 있다.

### 3.2 UFMC<sup>[11]</sup>

UFMC는 서브밴드별로 필터링 과정을 거치기 때문에 상향링크 상황에서 서로 다른 사용자들이 각각 할당 받은 서브밴드마다 서로 다른 필터를 적용 가능하다. 또한 사용자마다 할당 받은 한 서브밴드의 크기도 다양할 수 있기 때문에 각 서브밴드의 IDFT 행렬도 적절하게 구성되어야 한다. 다음은 위의 절에서 정의한 UFMC의 송신 신호를 행렬 형태로 재 정의한 수식이다.

$$x = \overline{F} \overline{V} \overline{s} . \quad (19)$$

여기서, 필터 행렬, IDFT 행렬, 입력 신호 벡터는 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \overline{F} &= [F_1, F_2, \dots, F_B], \\ \overline{V} &= \text{diag}(V_1, V_2, \dots, V_B), \\ \overline{s} &= [s_1^T, s_2^T, \dots, s_B^T]. \end{aligned} \quad (20)$$

각 서브밴드 별로 정의되는 IDFT 행렬은 크기 N의 IDFT 행렬에서 해당 서브밴드의 부반송파에 해당하는 열벡터들로 이루어진 행렬이다. 예를 들어 i번째 서브밴드에 할당된 부반송파가  $l \sim l+n_i-1$ 까지의 부반송파라고 하면,  $V_i$ 는 N 크기의 IDFT 행렬에서  $l \sim l+n_i-1$ 의  $n_i$ 개의 열벡터로 구성된다. 또한 각 서브밴드별로 적용되는 필터의 main-lobe 중심 주파수는 필터의 main-lobe가 해당 서브밴드의 부반송파들을 필터링 할 수 있도록 적절하게 주파수 천이된 형태를 가져야만 한다.

위의 UFMC 송신신호의 행렬 형태로부터 우리는 가장 기본이 되는 Zero-forcing detection 방법에 대하여 설명이 가능하다. Zero-forcing detection은 선형 수신기 중 하나로서 다음과 같은 형태이다<sup>[11]</sup>.

$$W_{ZF} = (\overline{F} \overline{V})^\dagger . \quad (21)$$

여기서 †은 의사 역행렬을 의미한다.

### 3.3 GFDM<sup>[16,17]</sup>

GFDM에서 사용하는 필터  $g_{k,m}[n]$ 은 주기가 N인 원형(circular) 필터이다. GFDM에서 다른 기술들과 달리 원형 필터를 사용하는 이유는 tail biting을 이용하여 필터 꼬리에 의해 발생하는 수율의 손실을 감소시켜 시간-주파수 효율을 증가시키기 위함이다.

하지만 GFDM의 필터에 의해 발생한 비직교 파형은 부반송파 간섭을 일으켜 BER을 증가시킨다. GFDM에서 발생하는 부반송파 간섭을 자기 간섭라고 정의하며 이러한 자기 간섭을 제거하기 위해 앞 절에서 설명한 ZF형태의 수신 행렬을 사용할 수도 있을 것이다. 하지만 ZF를 이용한 수신 방법의 경우, 송신 행렬 A가 특이 행렬이면 역행렬을 구할 수 없기에 의사 역행렬을 구해야 한다는 점과 잡음을 크게 증폭시킬 수 있다는 단점이 있다. 이러한 단점을 해결하기 위해 <sup>[9]</sup>에서 비교적 단순한 구조의 수신 형태를 이용한 것과는 달리 <sup>[16]</sup>에서는 Successive Interference Cancellation(SIC)를 이용하여 양 옆의 부반송파로부터의 간섭, 즉 자기 간섭을 제거하여 BER을 감소시킨 연구가 있었다.

GFDM의 또 다른 문제로는 송신 행렬을 구현하는데 필요한 높은 복잡도가 있다. GFDM의 송신 행렬을 이전 절에서 소개한 방식으로 구현할 때의 복잡도는  $C_{GFDM,A} = K^2 M^2$ 이다. OFDM의 복잡도가  $C_{OFDM} = KM \log_2 K$ 인 것과 비교하면 GFDM의 복잡도가 매우 큰 것을 확인할 수 있다. GFDM의 경우 부반송파와 부심볼의 개수에 따라 비선형으로 복잡도가 증가하기 때문에 실제 하드웨어에서 이러한 연산을 구현하는 것을 문제가 있다. 또한 모든 데이터에 GFDM 필터를 적용하여 처리하는 방식은 송신단의 복잡도를 증가시키는 또 다른 요인이 된다. 따라서 <sup>[17]</sup>에서는 시간 영역에서 GFDM을 송수신하는 것이 아닌 주파수 영역에서 식(22)와 같이 DFT를 이용하여 송수신하는 방안을 제안했다.

$$\vec{x} = W_N^H \sum_k P^{(k)} I R^{(L)} W_M d_k . \quad (22)$$

위 식(22)를 좀 더 풀어서 설명하면 다음의 절차와 같다.

1. 부반송파 데이터  $d_k$ 를 M-point DFT하여 주파수 영역으로 변환( $W_M$ )
2. 반복 행렬을 통하여 시간 영역의 업샘플링을 구현( $R^{(L)}$ )

3. 주파수 영역 필터 적용( $I$ )
4. 데이터를 원하는 주파수 위치로 변환( $P^{(k)}$ )
5. 송신을 위하여 시간 영역으로 전환( $W_N^{H}$ )

좀 더 자세한 각각의 행렬의 구성은 [17]을 참고하길 바란다. [그림 5]은 식(22)를 블록도로 나타낸 것이다.

FFT를 이용하여 주파수 영역에서 GFDM을 처리한 식(21)의 복잡도는 아래와 같다.

$$C_{GFDM,FFT} = MK \log_2 K + (K + MK) M \log_2 M + KLM \quad (23)$$

$L$ 은 오버샘플링 팩터이다. 일반적으로 Raised Cosine(RC), Root Raised Cosine(RRC)를 사용하는 경우  $L=2$ 이다. [그림 6]은 각 기술들의 복잡도를 나타낸 것이다.  $C_{GFDM,A}$ 에 비해  $C_{GFDM,FFT}$ 의 복잡도가 크게 감소한 것을 확인 할 수 있다.

수신단에서의 GFDM 주파수 영역 처리과정은 송신단에서의 과정을 반대로 처리하는 과정과 동일하므로 설명을 생략한다.

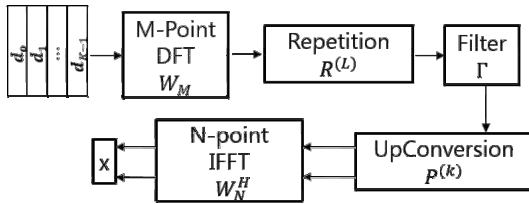


그림 5. 주파수 영역 GFDM 처리  
Fig. 5. Frequency domain GFDM processing

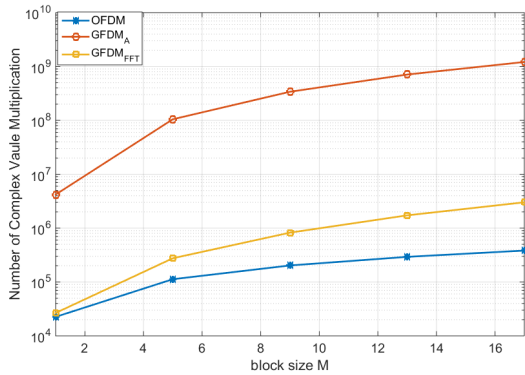


그림 6. GFDM 구현 방법에 따른 복잡도 비교  
Fig. 6. Comparison of complexity with different method for GFDM

#### IV. 5G 적합성 분석

FBMC, UFMC, GFDM은 서로 다른 필터를 통하여 모두 대역 외 방사를 줄임으로써 ISI, ICI에 견고하다. 하지만 실제 5G에 적합한 파형을 선정하기 위하여, 동일한 상황에서의 3가지 기술을 비교할 필요가 있다. 5G 주요 시나리오로 MTC로 대표되는 짧은 패킷 형태가 존재한다. 본 절에서는 각 파형이 MTC 환경에 어울리는 지를 평가하기 위해 짧은 패킷 전송 가능성과 비동기 신호에 얼마나 영향을 받는 지에 대해 평가할 것이다. 또한 기본적인 각 파형의 BER 비교도 후보 기술들을 평가하는 데 필수적인 요소이므로 이에 대한 평가도 진행할 것이다. 5G 적합성 분석 실험에 있어서 각 파형의 기본적 송/수신 구조는 II, III장의 내용을 따른다. 각 절에서 비교/분석을 위해 수행하는 실험 환경은 각 절의 도입부에서 자세하게 서술 할 것이다.

##### 4.1 Short burst transmission

먼저 short burst transmission이란 측면에서 각 후보 기술에 대한 비교를 위하여 시간-주파수 효율을 다음과 같이 정의한다.

$$r_{TF} = r_T r_F = \frac{L_D}{L_D + L_T} \frac{N_u}{N} \quad (24)$$

여기서  $r_T$ 는 시간 영역에서의 효율로써 데이터가 전송되는 길이( $L_D$ )와 각 기술의 필터 또는 CP로 인하여 발생하는 redundancy( $L_T$ )로 표현된다. 또한 주파수 영역의 효율을 의미하는  $r_F$ 는 주어진 대역에서 정해진 부반송파 간격으로부터 계산되는 전체 부반송파 수( $N$ )와 실제 사용가능한 부반송파의 수( $N_u$ )의 비율로 표현된다. 즉, 주어진 시간-주파수 블록에서 얼마나 많은 데이터 심볼이 전송될 수 있는지를 의미하는 것이 시간-주파수 효율의 정의이다.

OFDM에서 발생하는 시간영역 redundancy는 심볼마다 발생하는 CP의 길이로써,  $L_{CP}$ 라 정의한다.  $M$ 을 FFT 크기라 정의하면, FBMC/OQAM에서 발생하는 redundancy는 overlapping factor  $K$ 와 1/2 샘플만큼 오프셋된 것에 영향을 받아  $(K - \frac{1}{2})M$ 로 정의되고, UFMC는 각 심볼마다 필터 길이  $L$ 에 해당하는 redundancy가 발생하며, GFDM은 전체 심볼 블록 최초에 붙는 CP에 대해서만 발생하게 된다.



다음으로 주파수 영역의 효율을 살펴보면, 전체 대역을 10MHz로 가정하고, 부반송파 간격을 15kHz로 하였을 때, 전체 부반송파의 수는 666개임을 알 수 있다. OFDM은 스펙트럼 양 끝단에 가드밴드를 두는 것을 고려하여 사용가능한 부반송파 수를 계산한다. FBMC와 GFDM은 전체 주파수 대역에서 다수의 사용자가 스펙트럼을 나눠 가질 때 사용자간의 가드 부반송파를 고려하여 사용가능한 부반송파 수를 계산한다. 하지만 GFDM의 경우, FFT 크기가 정해져있을 때 부심볼의 개수가 증가하면 부반송파의 개수는 감소하기 때문에 부심볼 개수에 따른 부반송파 수를 정의 할 필요가 있다. 본 절에서는 부심볼의 개수가  $S \in [2, 4]$ 개 일 때, GFDM의 부반송파 수  $N_u = 331, 164$ 로 정의한다.  $S=2, 4$ 일 때 전체 부반송파 수는 각각 333, 166이다. 만약 GFDM의 FFT 크기를  $(1024 * S)$ 만큼 증가시킨다면 시간 영역의 효율이 대폭 낮아지는 단점이 존재하지만 GFDM의 주파수 해상도가 증가하여 성능은 증가한다.

마지막으로 UFMC의 경우 필터의 길이와 side lobe level(SLA)에 따라 이용 가능한 부반송파의 수가 달라지는데, 본 논문에서는 서로 다른 파형의 동등한 상황에서 비교하기 위하여 SLA는 FBMC와 같은 60dB로 설정하고, 필터의 길이는 OFDM의 CP길이와 비슷한 128으로 고려하였다. [표 1]은 시간-주파수의 효율을 비교하기 위하여 고려한 파라미터 값을 정리한 것이다.

[표 1]의 파라미터 값을 통하여 계산되는 시간-주파수 효율은 최종적으로 [그림 7]로 도식화 할 수 있다. 먼저 OFDM은 다른 파형과는 달리 어떠한 windowing 과정도 거치지 않았기 때문에 주파수 측면의 효율에서는 손해를 보게 된다. 하지만 windowing에 의한 심볼 길이가 길어지는 것을 차단하기 때문에 시간효율 측면에서는 이득으로 작용한다. FBMC는 주파수 측면의 효율은 좋지만 시간효율

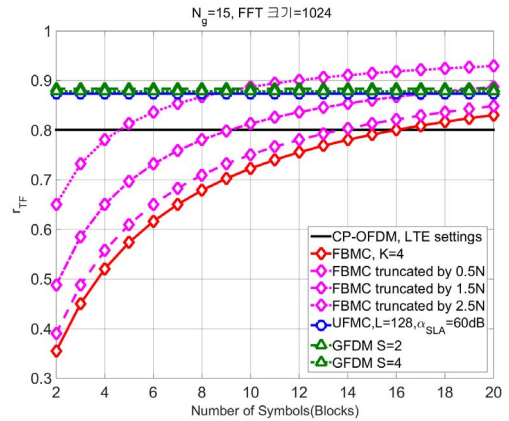


그림 7. 각 파형의 시간-주파수 효율 비교  
Fig. 7. Comparison of time-frequency efficiency for each waveform

측면에서 FFT 크기에 의존적인 값을 지니기 때문에 짧은 패킷에 적합하지 않음을 확인 할 수 있다. 여기서 제시한 Truncated FBMC는 FBMC의 시간 측면의 redundancy를 잘라서 계산한 결과로써 시간영역의 효율을 증가시키지만, FBMC의 수신 신호의 에러를 증가시키는 단점이 존재한다. OFDM의 CP길이와 UFMC의 Filter 길이가 동일하기 때문에 시간영역에서의 효율은 동일하다. 반면, 대역 외 방사크기의 차이로 인하여 사용가능한 부반송파 수의 차이가 [표 1]에서와 같이 발생하고 이로 인한 주파수 측면의 효율은 UFMC가 OFDM에 비하여 더 높음을 확인 할 수 있다. GFDM의 경우 블록 형태로 데이터를 전송하며 OFDM에 비해 CP를 적게 사용하기 때문에 시간 영역에서의 시간 효율이 매우 높다. 또한 FBMC와 같이 부반송파 별 필터를 적용하기 때문에 대역 외 방사가 낮아 FBMC와 동일한 부반송파 수를 사용 할 수 있다. GFDM의 경우, 하나의 전송 블록에 하나의 CP를 덧붙이고 부반송파간 비직교성 때문에 높은 시간-주파수 효율을 갖는다.

표 1. 시간-주파수 효율 계산 파라미터  
Table 1. Parameters of time-frequency efficiency calculation

	$L_T$	$N_u$	SLA / RO	FFT size
OFDM	$N_{LCP}$	600	-	1024
FBMC	$(K - \frac{1}{2})M$	$664 - (N_g - 1)$	60dB	1024
UFMC	$N(L - 1)$	654	60dB	1024
GFDM	$N_{LCP}$	$N_s - (N_g - 1)$	0.2	1024

#### 4.2 Synchronization

sporadic packet을 발생시키는 장치들은 대표적으로 센서 장치이다. 또한 IoT로 대변되는 수 많은 장치들이 랜덤 액세스를 시도한다면, 기존 LTE처럼 엄격한 동기를 유지하기 위해서는 많은 양의 오버헤드를 발생시킨다. 또한 closed-loop timing advance를 위한 장치는 저 비용을 지향하는 센서 장치들에게 매우 치명적이다. 따라서, [18]에서는 ATA(Autonomous Timing Advance)라는 open loop synchronization을 제시하고 있다. 이러한 open loop synchronization에

서는 timing misalignment가 발생하기 때문에, OFDM과 같이 타이밍 오프셋에 민감한 파형은 5G 요구조건을 만족하기 힘들다. 마지막으로 센서 장치들은 값싼 발진기를 사용하므로 기기 간 주파수 동기화 맞추지 않을 가능성이 높다. 따라서 본 절에서는 각 파형에 따라 동기화 민감도를 비교한다.

본 절에서는 두 명의 사용자가 기지국으로 신호를 전송하는 상향링크 상황에서 타이밍 오프셋과 주파수 오프셋의 영향에 대해 분석한다.

먼저 Symbol Timing Offset(STO)는 두 명의 사용자가 각각의 심볼을 상향 전송하여 기지국에 도달 할 때, 시간 영역에서 심볼 사이에 동기 되지 않은 상황을 의미한다. 타이밍 오프셋은 각 파형의 심볼이 다음 심볼에 완전히 겹쳐진 경우를 1로 가정하였고, 이전 심볼에 완전히 겹쳐진 경우를 -1로 가정하여, 평균화된 타이밍 오프셋에 따른 Mean Square Error(MSE)를 계산한다. Mean Square Error(MSE)는 다음과 같이 계산한다.

$$MSE = E[|y - \hat{y}|^2] \quad (25)$$

y는 오프셋이 없을 때 복조한 기준 사용자의 신호,  $\hat{y}$ 은 오프셋이 있을 때 복조한 기준 사용자의 신호이다.

Carrier Frequency Offset(CFO)는 송신단과 수신단의 주파수 오프셋을  $(-\pi, \pi)$ 이내에서 발생시켜 IFFT, FFT를 수행함으로써 발생하는 MSE를 측정하였다.

우리는 위와 같은 실험을 위하여, 전체 부반송파 수는 256, 각 사용자가 사용하는 부반송파는 36이며 두 명의 사용자가 사용하는 부반송파 사이에는 한 개의 가드 부반송파가 있는 상황을 가정하였다. [표 2]는 타이밍 오프셋과 주파수 오프셋의 영향을 살펴보기 위한 실험에서 고려된 파라미터 값을 정리한 것이다. GFDM의 경우 부심볼의 수를 7로 설정하였다.

STO 실험결과는 [그림 8]과 같다. FBMC/OQAM는 인접 부반송파간의 중첩이 존재함을 III장에서 언급하였다. 따라서, AWGN 채널에서 타이밍 오프셋에 의한 부반송파간 간섭은 인접 부반송파의 영향만 존재한다. 하지만, OQAM은 실수와 허수의 구분으로 인접 부반송파간의 직교성을 유지하기 때문에 STO에 매우 강인함을 확인 할 수 있다. UFMC는 모든 경향이 OFDM과 동일하지만 서브밴드별 필터링으로 인한 인접 밴드간의 간섭을 크게 줄일 수 있으므로 OFDM에 비하여 타이밍 오프셋에 덜 민감한 것으로 나타난다. GFDM의 경우, 펄스 성형에 의한 부반송파간 비

표 2. STO, CFO의 영향 실험 파라미터  
Table 2. Simulation parameters of STO, CFO effect

	OFDM	FBMC	UFMC	GFDM
FFT size	256			
Number of subcarriers / UE	36			
Number of UEs	2			
Filter	-	PHYDYAS	Dolph	RRC
Filter property	-	overlapping factor:4	SLA :40dB length :25	Roll off : 0.2
CP length	32	-	-	32
Receiver type	FFT	PPN	Zero -forcing	Zero -forcing

직교성 때문에 CP가 존재함에도 불구하고 CP영역 안에서 간섭이 발생하는 것을 확인 할 수 있다. 하지만 GFDM은 본질적으로 비직교 부반송파를 변-복조 할 수 있도록 설계되어있으므로 OFDM보다는 STO에 강인한 것을 확인 할 수 있다. [그림 9]은 네 가지 기술들에 대한 CFO 영향을 평균화된 오프셋(-0.5,0.5)에 대한 영향으로 나타내었다. 기본적인 실험 파라미터는 STO를 구했을 때와 동일하다. 각 파형의 CFO에 대한 영향은 STO 영향을 설명 한 것과 동일하게 원인을 찾을 수 있다. FBMC는 STO와 동일하게 CFO에서도 매우 강인하다. 하지만 UFMC의 경우 STO의 결과와는 다른 경향을 보이는데, 이는 UFMC가 각 서브밴드 안에서의 주파수 오프셋은 OFDM과 비슷하게 발생하겠지만, 서브밴드간의 CFO의 영향은 서브밴드 단위의 필터링으로 인하여 위의 그래프와 같이 매우 낮다.

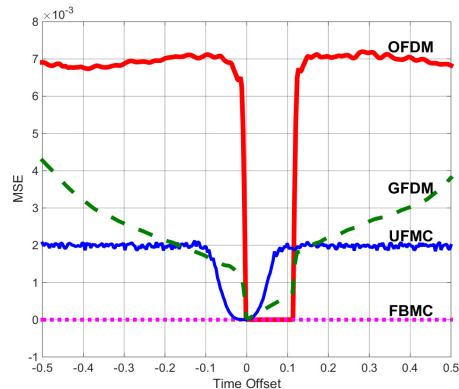


그림 8. STO의 영향  
Fig. 8. Effect of STO

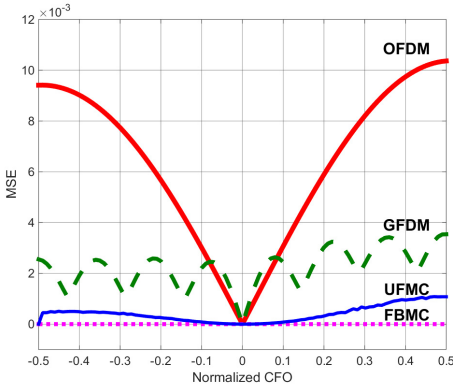


그림 9. CFO의 영향  
Fig. 9. Effect of CFO

마지막으로 GFDM의 경우, 평준화된 주파수 오프셋이 [-0.1, 0.1]로 존재할 경우, OFDM보다 성능이 안 좋지만 그 이외의 영역에서는 성능이 좋은 것을 확인할 수 있다. 또한 GFDM이 CFO가 증가함에 따라 주기적인 모습을 보이는 이유는 GFDM의 원형 구조 때문에 나타난다. 보다 자세히 설명하면, GFDM의 경우 한 부반송파 내부에  $M$ 개의 주파수 샘플이 포함되어 있고, 이 주파수 샘플들이 주파수 오프셋이 발생하면 원형으로 움직이기 때문에  $M\epsilon$ 가 정수일 때마다 기준으로 주기적인 모습을 보이는 것이다.

#### 4.3 다중경로 페이딩 채널에서의 BER 비교

[그림 10]은 앞서 설명한 기술들의 BER을 ITU-R Ped-B 채널에서 비교한 것이다. 위 실험에서 사용한 전체 부반송파의 개수는 1024이며 변조방식은 16QAM이다. OFDM과 GFDM의 경우 CP는 (전체 부반송파 개수)\*1/8 샘플을 사용했다. GFDM은 roll-off factor가 0.1, 0.9인 RC 필터를 사용했으며 수 신단에서 zero forcing 방식을 사용한다. GFDM의 FFT 크기가 1024인 경우, 128개의 부반송파와 8개의 부심볼을 사용했다. 또한, GFDM의 부반송파 간격을 15KHz로 고정하기 위하여 사용한 부반송파와 부심볼의 개수는 1024, 9이다. UPMC는 길이가 127인 Dolph-chebyshev 필터를 사용하고 FBMC는 overlapping factor가 4인 PHYDYAS 필터를 적용하여 실험을 진행하였다.

FBMC의 경우, 다중경로 페이딩 채널에 의해 OQAM의 직교성을 유지할 수 없어 BER이 높은 것을 확인할 수 있다. Roll-off factor의 값이 0.1인 GFDM의 경우, OFDM과 거의 유사한 성능을 보이는 것을 확인할 수 있는데, 그 이유는 한 개의 부반송파

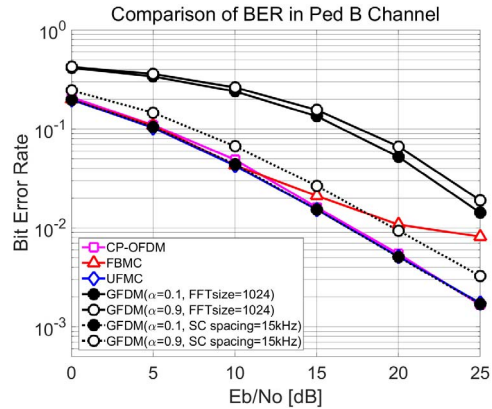


그림 10. Ped. B 채널에서의 BER 비교  
Fig. 10. Comparison of BER in Ped. B channel

에 여러 개의 샘플이 포함되어 주파수 해상도가 증가하기 때문이다. 하지만 이 때, GFDM의 FFT 크기는 (다른 파형들의 FFT 크기)\*(GFDM 부심볼 개수)로 증가한다.

만약 GFDM의 FFT 크기를 다른 파형들과 동일한 크기로 유지한다면 GFDM의 부반송파 간격은 (다른 파형이 사용하는 부반송파 간격)\*(GFDM 부심볼 개수)로 증가하여 다중경로 페이딩 채널의 영향을 크게 받는다. 이러한 점들이 반영되어 [그림 10]에서의 GFDM BER 다른 파형보다 높은 것을 확인할 수 있다.

#### 4.4 각 파형의 적합성 비교

5G 물리 계층 후보로 제시되고 있는 새로운 파형들은 서로 다른 측면에서 장단점을 지니고 있다. 앞의 실험은 이러한 장단점을 동일한 환경에서 구체적으로 제시하기 위한 것이었다면, 본 절에서는 위에서 구한 결과들을 바탕으로 peak data rate, 비용, 새로운 통신 형태에 대한 적응성과 같은 큰 측면에서 각각의 파형을 비교하고자 한다. Peak data rate 측면에서 BER과 기존 MIMO 기술이 적용 가능 한지에 대해 비교하고, 비용 측면에서는 구현 복잡도와 STO, CFO에 대한 강인성을 비교한다. 마지막으로 새로운 통신 형태 (fragmented spectrum, MTC)로의 적응성은 대역 외 방사와 short burst, STO와 CFO에 대한 강인성을 비교한다. 다음의 [표 3]은 이러한 비교 항목 별로 각 파형의 성능을 정리한 결과이다.

첫 번째 분석 항목인 대역 외 방사 항목에 대한 비교 및 분석결과는 다음과 같다. 세 가지 5G 물리 계층의 후보 파형들은 부반송파별 또는 서브밴드별로 필터를 적용하기 때문에 OFDM보다 낮은 대역 외 방사를 갖는다. 이러한 장점은 각 파형이 fragmented

표 3. OFDM, FBMC, UFMC, GFDM 성능  
Table 3. Performance of OFDM, FBMC, UFMC, GFDM

	OFDM	FBMC	UFMC	GFDM
OOB emission	High	Negligible	Reduced	Negligible
BER	Medium	High	Medium	High/Medium
Implementation Complexity	Low	High	Medium	(*Very) High
Short Burst	No	No	Yes	Yes
Robust to SIO & CFO	Poor	Good	Good	(*Partially) Good
MIMO extension	Yes	No	Yes	Yes

spectrum 환경에서 요구하는 주변 대역 또는 주변 사용자로의 간섭을 최소화하는 역할을 수행할 수 있게 만드는 중요한 요인이 된다.

두 번째 평가항목인 ITU-R Ped-B 채널에서의 BER의 경우, FBMC는 OQAM의 직교성을 유지할 수 없기에 OFDM보다 BER이 증가하는 구간이 존재한다. GFDM은 FFT 크기가 다른 파형과 동일한 경우와 부반송파 간격이 다른 파형과 동일한 경우에 따라 BER이 달라진다. 다른 파형과 같은 FFT 크기를 사용할 경우, GFDM의 부반송파 간격이 증가하여 주파수 선택적인 채널에서의 BER이 증가한다. 반면에 GFDM의 FFT 크기를 (다른 파형의 FFT 크기)\*(GFDM 부심볼 개수)만큼 증가시켜 GFDM 부반송파 간격을 다른 파형의 부반송파 간격과 동일하게 맞춘 경우에는 오히려 주파수 해상도가 증가하기 때문에 OFDM보다 BER이 감소한다.

MTC 장비들은 대부분 저가이기 때문에 각 파형들을 구현하는 데 필요한 하드웨어의 구현 복잡도가 중요한 요소로 작용한다. FBMC는 부반송파별 필터 적용과 ISI, ICI를 제거하기 위한 필터 설계 및 구현으로 인한 시간영역 필터 임펄스 응답 길이의 증가를 해결하기 위한 PPN 구조로 인하여 구현 복잡도가 높다. UFMC 서브밴드 별로 필터를 적용하기 때문에 FBMC보다는 구현 복잡도가 낮지만 여전히 OFDM보다는 구현 복잡도가 높다. GFDM의 경우, 송신 행렬 A를 이용하여 구현할 경우 구현 복잡도가 높으며 앞서 설명한 주파수 영역 처리를 할 경우 상대적으로 구현 복잡도가 낮다. 하지만 어느 영역에서 처리하더라도 BER이 높은 문제를 해결하기 위해서는 앞서 설명

한 SIC 또는 추가적인 수신단 처리가 필요하다. 추가적인 처리는 구현 복잡도를 크게 증가시킬 수 있다. GFDM의 수신 구조에 따라 구현 복잡도가 크게 증가하는 것을 (\*)로 표시했다.

MTC 장비들이 전송하는 short burst 패킷을 전송하기 위해 각 파형들의 시간-주파수 효율을 검토하는 것은 필수적인 고려사항이다. 앞서 실험 결과에서도 알 수 있듯이 가장 시간-주파수 효율이 높은 파형은 GFDM이다. GFDM은 전송블록에 단 하나의 CP를 덧붙여 시간 효율을 증가시키고 부반송파가 부분적으로 중첩되게 보내기에 주파수 효율도 매우 높다. UFMC의 경우, 시간 효율 측면에서 OFDM과 다를 것이 없으며 서브밴드별 필터링을 통해 주파수 효율을 증가시켰기 때문에 short burst 패킷 전송에 적합하다고 할 수 있다. FBMC는 주파수 효율 측면에서 매우 높은 효율을 갖지만 시간 효율 측면에서 FFT 크기에 의존적인 면이 있기에 short burst 패킷 전송에는 적합하지 못하다.

저가의 MTC 장비들은 저렴한 발진기를 사용하며 동기를 맞추기 위한 장비들을 갖추기 어려우므로 STO나 CFO를 발생시킬 가능성이 높다. 따라서 5G 파형들은 두 가지 오프셋에 대해 강인함을 갖고 있어야 한다. FBMC는 OQAM을 이용하여 간섭을 최소화했기 때문에 두 가지 오프셋에 가장 강인한 것을 확인할 수 있었다. UFMC의 경우, 서브밴드 필터링은 STO와 CFO의 효과를 최소화하는 역할을 수행하기 때문에 역시 STO와 CFO에 대한 강인함을 보인다. GFDM은 비 직교 부반송파에 의해 CFO가 [-0.1, 0.1]에 존재 할 경우, OFDM보다 CFO의 영향을 더 크게 받는 것으로 확인되었기 때문에 [표 3]에 (\*)를 통해 부분적으로 CFO에 강인하다는 것을 표시했다.

마지막으로 세 가지 파형 중 FBMC만이 각 파형들이 OFDM에서 이용하고 있는 MIMO 기술을 사용할 수 없다. FBMC의 경우 OQAM을 사용하기 때문에 무선 채널과 MIMO를 적용했을 때 OQAM 심볼간 직교성이 매우 쉽게 깨지기 때문이다. 반면에 UFMC와 GFDM은 QAM 심볼을 사용할 수 있고 특히 GFDM은 블록 단위로 데이터를 전송하기 때문에 기존 MIMO 기술을 적용하는 데에 큰 무리가 없다.

## V. 결론

본 논문에서는 5G의 기반 기술이 되는 새로운 파형들에 대하여 소개하고, 어떤 기술이 5세대 이동통신의 요구조건에 부합하는지에 대하여 분석하였다. 각

파형들이 주장하고 있는 장점을 비교하기 위하여 5G 요구조건에 해당하는 비교 파라미터들을 설정하고 동일한 조건 아래에서 실험과 수학적 방법을 활용하여 비교하였다. 비교항목은 크게 peak data rate, 저 지연, 비용과 같은 항목으로 각각에 대하여 세부적인 항목들을 제시하였다. 이와 같은 5G 요구조건을 모두 만족하는 파형은 존재하지 않았다. 하지만 특정 조건 아래에서는 가장 적절한 파형들을 선택할 수 있음을 확인할 수 있었다. 따라서 각 5G의 사용 환경에 따라 적절한 파형을 선택하는 것이 중요하며, 각 파형들의 단점을 극복할 수 있는 추가적인 기술 연구가 필요하다.

## References

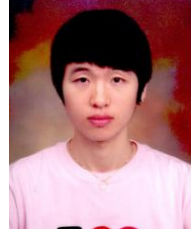
- [1] T. Barnett, Jr., *VNI Global Mobile Data Traffic Forecast 2013-2018*, Retrieved Sept. 07 from <http://blogs.cisco.com>
- [2] J. Bradley, J. Loucks, and J. Macaulay, et al., *Internet of Everything value index*, Retrieved Sept. 07 From <http://internetofeverything.cisco.com>
- [3] ITU-R, *IMT Vision-Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond*, ITU, Feb. 2014
- [4] G. Fettweis, "The tactile internet: applications and challenges," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 9 no. 1, pp. 64-70, Mar. 2014.
- [5] Y. J. Cho, H. S. No, and D. J. Shin, "Low complexity PTS scheme for reducing PAPR in OFDM," *J. KICS*, vol. 38, no. 2, pp. 201-208, Feb. 2013.
- [6] J. G. Shim, S. H. Yoon, K. S. Kim, and S. R. Lee, "ML-based and blind frequency offset estimators robust to non-gaussian noise in OFDM systems," *J. KICS*, vol. 38, no. 4, pp. 365-370, Apr. 2013.
- [7] J. H. Lee, B. S. Kim, and K. H. Choi, "Capacity comparison of two uplink OFDMA systems considering synchronization error among multiple users and nonlinear distortion of amplifiers," *J. KICS*, vol. 39, no. 5, pp. 258-270, May 2014.
- [8] H. Ma and J. K. Wolf, "On tail biting convolutional codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, no. 2, Feb. 1986.
- [9] G. Fettweis, M. Krondorf, and S. Bittner, "GFDM-generalized frequency division multiplexing," *IEEE VTC Spring*, pp. 1-4, Barcelona, Apr. 2009.
- [10] B. Farhang-Boroujeny, "OFDM versus filter bank multicarrier," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 28, no. 3, pp. 92-112, May 2011.
- [11] T. Wild, 5GNOW, Deliverable 3.1, *5G Waveform Candidate Selection*, Mar. 2015.
- [12] N. Michailow, et al., "Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 9, Sept. 2014.
- [13] N. Michailow, S. Krone, M. Lentmaier, and G. Fettweis, "Bit error rate performance of generalized frequency division multiplexing," *IEEE VTC Fall*, pp. 1-5, Quebec City, QC, Sept. 2012.
- [14] A. Sahin, I. Guvenc, and H. Arslan, "A survey on multicarrier communications: Prototype filters, lattice structures, and implementation aspects," *IEEE Commun. Surveys & Tuts.*, vol. 16, no. 3, pp. 1312-1338, Dec. 2013.
- [15] B. Farhang-Boroujeny and C. H. Yeun, "Cosine modulated and offset QAM filter bank multicarrier techniques : a continuous time prospect," *EURASIP J. Advances in Signal Process.*, vol. 2010, no. 6, Jan. 2010.
- [16] R. Datta, N. Michailow, M. Lentmaier, and G. Fettweis, "GFDM interference cancellation for flexible cognitive radio PHY design," *IEEE VTC Fall*, pp. 1-5, Quebec City, QC, Sept. 2012.
- [17] I. Gaspar, et al., "Low complexity GFDM receiver based on sparse frequency domain processing," *IEEE VTC Spring*, pp. 1-6, Dresden, Jun. 2013.
- [18] T. Wild, F. Schaich, and C. Yejian, "5G air interface design based on universal filtered (UF-)OFDM," *IEEE DSP*, pp. 699-704, Hong Kong, Aug. 2014.

강 현 수 (Hyeon Su Kang)



2014년 8월 : 인하대학교 정보  
통신공학과 졸업  
2014년 9월~현재 : 인하대학교  
정보통신공학과 석사과정  
<관심분야> LTE/LTE-A, 5G,  
이동통신

권 도 일 (Doyle Kwon)



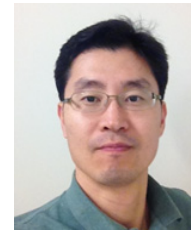
2015년 2월 : 인하대학교 정보  
통신공학과 졸업  
2015년 3월~현재 : 인하대학교  
정보통신공학과 박사과정  
<관심분야> LTE/LTE-A, 5G,  
이동통신

송 영 배 (Young Bae Song)



2015년 2월 : 인하대학교 정보  
통신공학과 졸업  
2015년 3월~현재 : 인하대학교  
정보통신공학과 석사과정  
<관심분야> LTE/LTE-A, 5G,  
이동통신

김 덕 경 (Duk Kyung Kim)



1999년 2월 : KAIST 전기및전  
자공학과 박사  
1999년 3월~2000년 2월 : 일본  
NTT DoCoMo, Postdoc 연  
구원  
2000년 3월~2002년 2월 : SK  
Telecom, 선임연구원

2002년~현재 : 인하대학교 정보통신공학과 교수  
<관심분야> LTE/LTE-A, 5G, 이동통신