

실감형 원격 영상회의를 위한 시선 맞춤 기술

Generalized Frequency Division Multiplex Access (GFDMA)

I. 5세대 이동통신의 VISION

4G, 4세대 통신은 3.5 세대 통신으로부터 주파수 자원의 효율성, 통신 속도 측면에서 획기적인 발전을 이루었다. 현재 우리가 사용하는 LTE-A 기술이 대표적인 4G 기술이다. 특히 우리나라의 LTE 보급률은 최상위권에 속하고 사용자의 통신 서비스 이용도 매우 빈번하게 이루어지고 있다.^[그림 1]

그러나 기술 발전과 함께 무선통신 서비스의 이용자 수는 많아지게 되고, SNS, 동영상 스트리밍, email 등과 같은 각종 데이터 서비스에 대한 수요가 급증하면서 통신 기술의 기술적 발전을 요구하고 있다.^[1] 또한 Internet of things (이하 IoT)를 위한 사물인터넷은 미래 산업의 핵심 기술인데, 이때 모든 사물들이 서로 통신할 것으로 보고 있기 때문에 기하급수적인 트래픽 증가가 예상 된다.

이러한 변화를 수용하기 위해 5세대 이동통신기술이 유럽, 미국, 한국을 중심으로 연구되고 있으며 다양한 컨셉의 기술들이 언급되고 있는 시점이다. 특히 유럽에서는 2012년부터 METIS나 5G NOW 등의 큰 프로젝트 기반 단체를 중심으로 세계 시장에서 5G 기술 선점을 꾀하고 있다.^{[3][4]}

2014년 발표된 “International Mobile Telecommunication-2020” (이하 IMT-2020)에서는 5G의 기술적 목표를 다음과 같이 제안하고 있다.^[5]

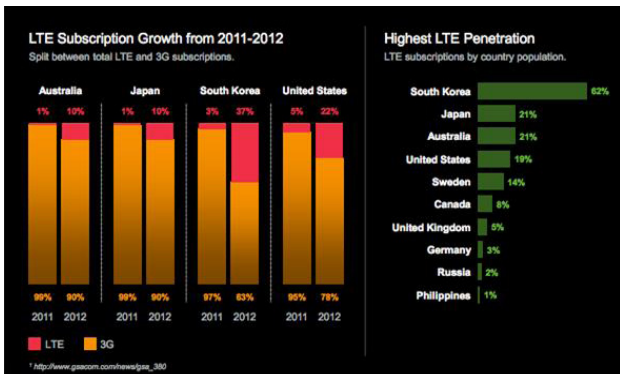
- 1-10Gbps connections to end points in the field (i.e. not theoretical maximum)
- 1 millisecond end-to-end round trip delay (latency)
- 1000x bandwidth per unit area
- 10-100x number of connected devices



양현종
울산과학기술대학교
전기전자공학부



오현명
울산과학기술대학교
전기전자공학부



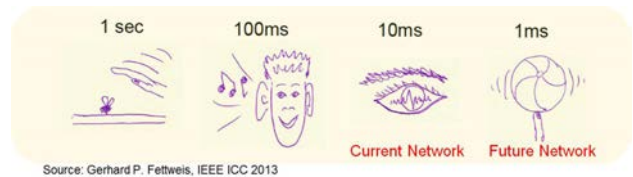
〈그림 1〉 Global LTE Penetration (Sep. 2013 -GSACom.com)^[2]

- (Perception of) 99.999% availability
- (Perception of) 100% coverage
- 90% reduction in network energy usage
- Up to ten year battery life for low power, machine-type devices

이중에서도 특히 통신 전소 속도와 지연시간에 집중해서 살펴보면, 우리가 사용하고 있는 LTE 표준은 100Mbps의 downlink, 50Mbps의 uplink, 1.4~20MHz의 대역폭을 가진다. LTE-A는 여러 개의 LTE 대역을 묶는 carrier aggregation을 사용할 수 있어 보다 넓은 대역폭, 즉 빠른 전송 속도를 보여준다.^[6]

5G에서는 현재보다 1000배 빠른 통신 전송 속도를 목표로 하고 있고, carrier 주파수를 수십 GHz대역으로 옮기면서 사용 대역폭도 GHz 단위로 늘리는 것도 고려하고 있다. 주파수가 올라가면서 대역폭을 늘리기는 수월하지만, coverage도 지속적으로 감소하기 때문에 적절한 trade-off 또는 coverage를 늘리는 핵심 기술의 개발이 필요하다. 한 가지 대안으로 다수의 안테나를 활용하는 Massive MIMO 기술을 이용하여 GHz대역에서 빔포밍 이득을 극대화 하는 방법이 연구되고 있다.

이와 같이 전송 속도에 대한 기술적 발전은 꾸준히 이루어 지고 있으나, 지연시간 감소의 경우에는 그 중요성에 대한 인식이 최근 급격하게 생겨나고 있다. 지연시간은 사람의 인지속도가 가장 직접적으로 영향을 미치는 부



〈그림 2〉 일반적인 감각의 인식 지연시간. Gerhard P. Fettweis, IEEE ICC 2013^[7]

분으로 실감형 콘텐츠의 사용자 경험을 위해 매우 중요한 요소이다. 실제로 사람은 음성을 인식하는데 100ms의 지연시간이, 시각정보를 인식하는데 10ms의 지연시간이, 촉각을 인식할 때는 1ms의 지연시간이 존재한다.^[8]

5G에서 제시된 1ms의 목표는 가장 낮은 지연 시간을 요구하는 실시간 촉각 콘텐츠를 목표로 한 것이다. 만약 1ms 미만의 지연시간을 가진다면, 원격 로봇 등을 조종하여 로봇 손가락 위에 공을 놓고 균형을 잡을 수 있을 정도로, 완전히 현실과 같은 실감형 서비스를 제공할 수 있다. 이러한 이유로 5G는 vivid network라고도 불리기도 한다.

만약 1ms 이내의 지연시간을 만족하는 통신 기술을 개발 한다면, 다양한 융합 분야의 발전 및 새로운 시장 창출에 대한 효과를 볼 수 있을 것으로 예측 된다.^[그림 3] 특히 클라우드 서비스, 클라우드 게이밍과 같은 산업은 이미 그 수요가 급증하고 있으며 가까운 미래에 세계적으로 시장

5G에서 제시된 1ms의 목표는 가장 낮은 지연 시간을 요구하는 실시간 촉각 콘텐츠를 목표로 한 것이다.

규모가 급증할 것으로 전망되고 있다. 클라우드 게이밍이란 클라이언트는 디스플레이와 조작부만을 가지고, 모든 연산은 원격 서버에서 수행되는 기술이다. 따라서 클라이언트와 서버간 통신이 준 실시간 급으로 수행되어야만 원활한 게임 플레이가 가능해진다. 현재도 해외의 NVIDIA나 onlive, 또는 국내 통신사에서 서비스하고 있는 c-games등 클라우드 게이밍 서비스가 제공되기 시작하고 있다. 하지만 FPS나 대전 액션 게임과 같이 초당 60프레임으로 구동되고 한 조작이 게임 플레이에 큰 영향을 미치는 경우에는 기존의 LTE 통신 망을 이용해서는 지연시간 요구조건을 만족 시킬 수 없다.

이러한 클라우드 게이밍 산업은 2014년 말 3000만명



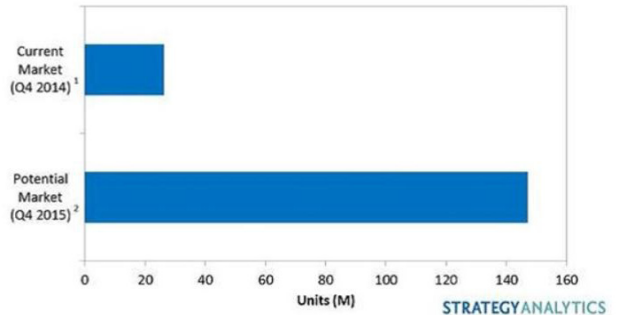
〈그림 3〉 Typical Scenarios and Services, 2014 IMT-2020(5G) promotion group^[5]

의 이용자 수가 집계되었고 15년 말에는 1억 5천만명까지 급증 할 것으로 예상된다. (〈그림 4〉 참조 [8])

저 지연 통신 기술의 두 번째 기대 산업은 IoT이다. 일반 개인 가정에서도 냉장고, 컴퓨터, TV 등의 다양한 제품들이 존재하고, 크게는 신호등, 차량 간 통신, 가로등과 같이 도시 곳곳에 깔려 있는 전자 기기 또한 통신 모듈을 탑재함으로써 능동적인 제어가 가능하다. 이러한 공공 자원의 능동적인 모니터링 및 제어를 통해 환경 오염을 억제하고, 자원 활용을 극대화 하며 또한 서비스 품질을 향상 시키는 다양한 이득을 기대 할 수 있다. 특히 스마트 시티 및 스마트 로드에서 차량 간 통신을 위한 기지국이나 relay 까지 생각한다면, IoT 단말산업도 고려하면, 시장규모는 상상하기 힘들 정도의 성장세를 보일 것이다. 현재는 헬스 케어 상품이 IoT 통신 기술과 접목되어 빠르게 성장하고 있으며, 2013년 메르세데스 벤츠사가 13년 9월 프랑크푸르트의 국제 모터쇼에서 선보인 자율주행 기술 역시 IoT 통신 기술의 발전을 보여주고 있는 예이다.^[9]

또한 증강현실이나 원격 의료 기술에도 큰 영향을 미칠 것이다. International Federation of Robotics (IFR)의 연례 보고서에 따르면 Medical Robotic System Market은 2010년부터 꾸준히 증가세를 보이며, 2018년에는 시장규모가 100억 달러까지 성장할 것으로 전망하고 있다. 이에 따라 관련 기술인 Remote surgery의 경우 장거리

Sony and NVIDIA Cloud Gaming Services Installed Base



〈그림 4〉 클라우드 게임 유저 전망
Strategy Analytics, 2014.11

원격 수술에서 나타난 약 155ms가량의 지연시간이 완화되어 10ms에 근접한 결과를 얻는다면 세계 어디에서든 각지의 우수한 의료진으로부터 수술 등의 조치를 받을 수 있는 시대가 올 것으로 예측되고 있다.

그러나 현재 무선 통신 기술로서는 아직 문제점인 부분이 존재한다. 특히 지연 시간에 대한 기술적 한계는 분명하게 나타난다. 〈그림 5〉는 2013년 독일에서 시간대별로 LTE의 지연시간을 측정 한 조사 결과이다. 대략적으로 20ms 이상의 지연이 존재하며, 높게는 40ms 까지도 지연시간이 관측 된다.^[10] 현재 5G의 목표치인 1ms와 상당히 큰 차이가 있으며, End to end의 총 지연시간이 100ms 내외라는 점을 생각해 보더라도 무선 접속단의 지연시간은 적지 않은 부분을 차지한다는 점을 알 수 있다.

2장에서는 이러한 지연 시간에 가장 큰 영향을 미치는 무선 접속 기술에 대해 알아본다. 현재 쓰이고 있는 무선 접속 기술에 대해 문제점을 파악하고, 차세대 기술로써 대두 되고 있는 무선 접속 기술에 대해 고찰한다.

II. 차세대 무선접속 기술

1. OFMDA와 비동기식 무선 접속 기술의 필요성

현재 4G의 핵심 기술 중 하나인 Orthogonal frequency division multiplex access (이하 OFDM)는 주파수 영역에서 부반송파들 간의 중첩을 허용하면서도, 실제적인 간섭은 최소화함으로써 주파수 자원의 효율을



〈그림 5〉 Custom Experience in LTE, LTE 'Real World' Performance Study (TellaSonera)

획기적으로 높일 수 있었다. ^{[그림 6] [11][12]}

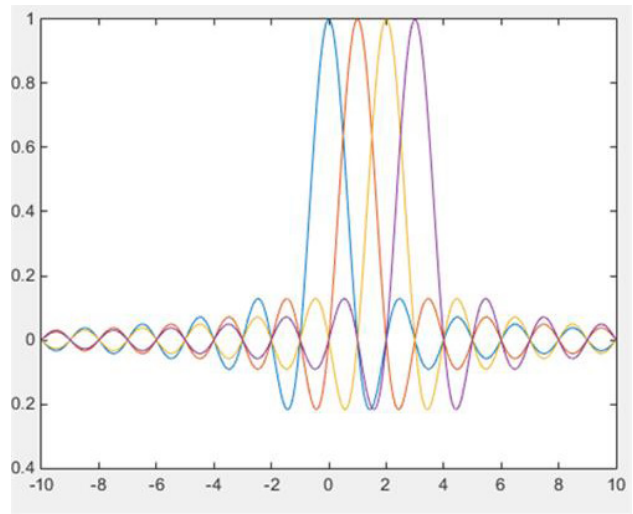
그러나 이 모든 부반송파들이 만들어 내는 시간 영역의 신호들은 동시에 받고 동시에 보내야만 수신 단에서 수신 신호를 푸리에 변환을 통해 변환하여 inter-carrier ineterference를 제거할 수 있다.

따라서 상향 링크 상황에서 여러 사용자들이 서로 다른 부반송파를 이용해 신호를 전송하게 되는데, 기지국에서는 각 사용자들 간의 송신을 동시에 할 수 있도록 조절하게 된다. 이것을 동기화라고 부르며, 이것을 동기화라고 부르며, 이러한 OFDMA structure에서 상당한 대기시간을 가진다. 예를 들어 한 사용자가 실시간으로 전송하고자 하는 데이터가 발생하더라도, 실제 전송을 위해서는 기지국으로부터 자원을 할당 받고 다른 사용자들과의 frame 시작에 맞춰 전송을 하게 되므로, 상당한 지연시간을 초래하게 된다.

따라서 이렇게 동기화가 필요한 OFDMA는 높은 지연시간으로 인해 사용자 별로 burst한 실시간 데이터가 발생하는 IoT와 같은 미래형 콘텐츠에는 적합하지 않다. 따라서 동기화가 필요하지 않은, 비동기식 무선 접속 기술에 대한 필요성이 대두 되었다.

2. GFDMA에 관한 고찰

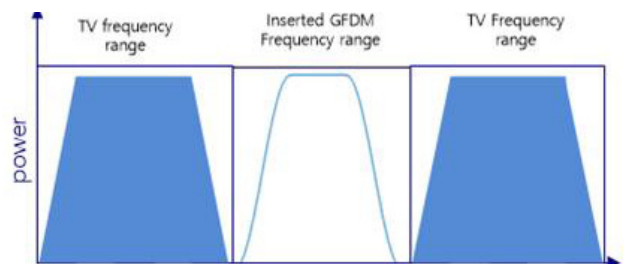
Generalized FDMA (GFDMA)는 이전 아날로그 TV



〈그림 6〉 sinc-함수 with orthogonality

채널들이 디지털 영역의 주파수영역으로 이동함에 따라 비게 된 채널 (white space)을 사용하기 위해 제시된 기술이었다. ^{[그림7][13]}

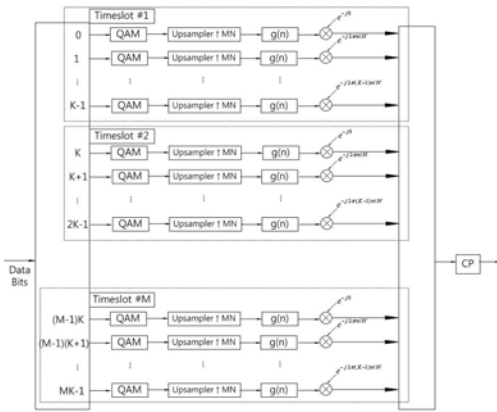
이 경우 각각 조각난 작은 주파수대역에 기존 OFDMA와 같이 sinc 함수형태의 스펙트럼을 사용하면, sinc 함수의 out of band emission에 의해 사용되고 있는 다른 주파수 대역을 침범하면서 간섭으로 작용하게 된다. ^[14] 만약 비어있는 주파수 영역을 rectangular 형태로 설계한다면, 시간 영역에서는 sinc 함수 형태로 나타나게 된다. 하지만 시간 영역에서 sinc 함수 형태는 inter-심볼 간섭을 초래하게 되고, 이는 성능 저하의 원인이 된다. 따라서 이러한 주파수 영역의 spectrum 및 시간 영역의 waveform 디자인을 일반화 하며 설계 할 수 있는 framework가 제안 되었는데,



〈그림 7〉 OFDM BW 사이에 삽입된 GFDMA 채널



바로 GFDM 기술이다.



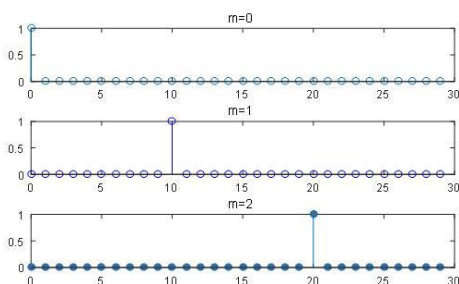
〈그림 8〉 GFDM block diagram

GFDM 신호 생성 블록 다이어그램은 〈그림8〉과 같다. OFDM에서는 K개의 심볼들을 K개의 부반송파에 곁해 전송하는 반면, 위의 블록 다이어 그램과 같이 GFDM은 KM개의 심볼을 K 개의 부반송파로 전송한다.

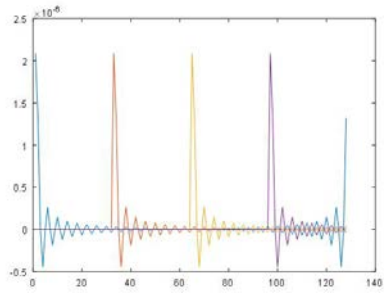
KM개의 전송 심볼들은 다음과 같은 행렬로 나타낼 수 있다.

$$S = \begin{bmatrix} s_{0,0} & s_{0,1} & s_{0,2} & \cdots & s_{0,M-1} \\ s_{1,0} & s_{1,1} & s_{1,2} & \cdots & s_{1,M-1} \\ s_{2,0} & s_{2,1} & s_{2,2} & \cdots & s_{2,M-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{K-1,0} & s_{K-1,1} & s_{K-1,2} & \cdots & s_{K-1,M-1} \end{bmatrix}$$

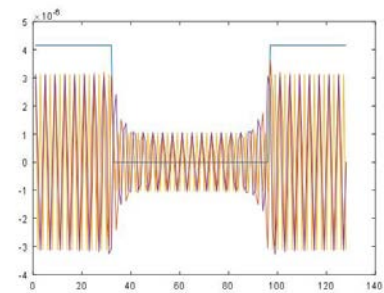
시간 영역에서 GFDM 신호는 NM개의 point들을 가지 게 되는데, 이를 위해 우선 $s_{k,m}$ 의 각 심볼을 upsampling



〈그림 9〉 Upsampled 심볼s



〈그림 10〉 시간 영역에서 shift 된 g(n) 신호들



〈그림 11〉 주파수 영역에서 각 shift 된 g(n)에 대한 스펙트럼

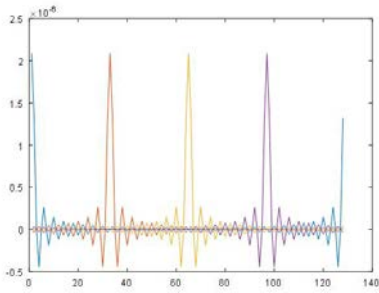
하게 된다. 각 심볼들에 대해 〈그림 9〉에서와 같이 NM-point upsampling을 하게 되는데, 심볼 index에 따라 N-point 만큼 shift를 시킨다.

따라서 shift 된 심볼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

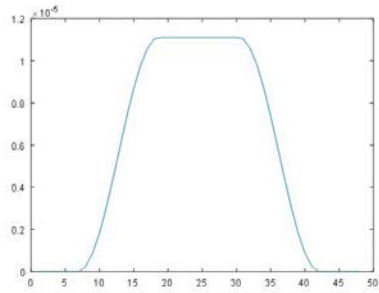
$$s_{k,m}(n) = s_{k,m}\delta(n - mN)$$

먼저 언급되었던 GFDM의 용도를 생각해볼 때, 먼저 주파수 영역에서 필터를 썩은 것처럼 Out-of-band emission을 최소화 시키는 것이 목적이다. 원하는 주파수 스펙트럼을 설계한 후 역푸리에 변환을 이용하여 시간 영역에서의 waveform g(n)을 얻을 수 있다. 이렇게 만들어진 필터를 시간 축에서 up-sampled 된 심볼에 convolution하게 되면, 각 심볼에 대한 최종 waveform을 얻을 수 있다.

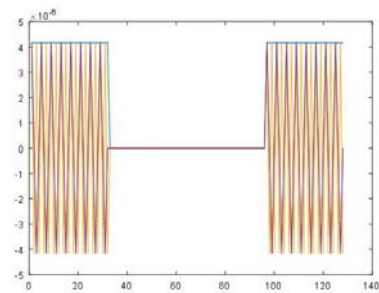
그런데, waveform g(n)을 심볼 index에 따라 N*m-point 만큼 shift를 시켜주게 되는데, 이때 shift가 됨에 따라 필요한 전송 시간이 길어지게 된다. 그렇다고 해서 shift된 이 NM 시간 구간을 넘어간 부분을 제거 하는 경우, 주파수 영역에서는 원하는 스펙트럼이 나오지 않고 out of band가 매우 커져 다른 주파수를 사용하는 신호



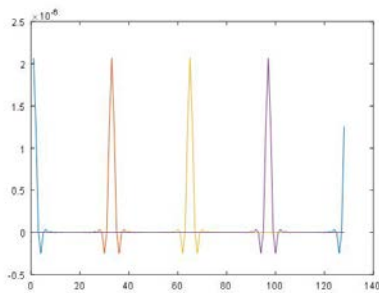
〈그림 12〉 Circular convolution을 이용한 waveform design



〈그림 14〉 Raised cosine을 사용했을 때 주파수 스펙트럼



〈그림 13〉 각 waveform에 대한 주파수 영역에서 스펙트럼

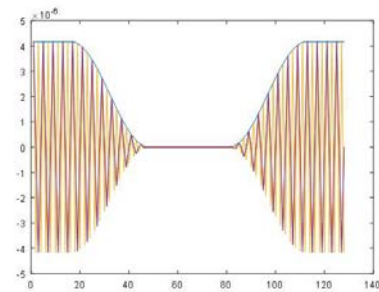


〈그림 15〉 Circular convolution을 이용한 raised cosine waveform design

에 큰 interference로 작용한다. 〈그림 10〉은 시간 영역에서 sync 함수의 $g(n)$ 을 고려했을 때 심볼 index에 따라 shift되는 모습을 나타내며, 〈그림 11〉는 각 shift 된 $g(n)$ 에 대한 스펙트럼이다. 보라색과 같이 shift된 $g(n)$ 에 NM영역을 넘어가는 부분을 강제로 제거하여 전체 전송 시간을 맞춰주면, 〈그림 11〉에서와 같이 스펙트럼이 넓어지게 되고 원래의 GFDM사용 취지와 맞지 않는 현상이 발생한다.

이 문제를 해결하기 위해서 circular convolution의 개념을 적용한다. 일반적인 convolution을 할 때 시간 축에서 $NM-1$ 이 넘어가게 되는데, 넘어간 값들을 다시 앞으로 modulo 연산을 통해 돌려 shift된 함수 역시 0부터 $NM-1$ 까지 circular 하게 만들어 convolution을 취하는 방법이다. 따라서 마치 tail-biting^[15]을 취한 것과 같은 효과를 얻을 수 있다.

각각의 심볼들은 delta-fuction이므로 주파수 영역에서 스펙트럼이 rectangular 함수이라면, 시간 축에서



〈그림 16〉 생성된 raised cosine waveform 에 대한 주파수 스펙트럼

GFDM은 주파수 영역의 스펙트럼과 시간 영역의 waveform을 동시에 고려하는 OFDM의 일반화된 기술로써, out-of-band emission을 최소화 하면 비동기식 다중 접속에 용이하다.

는 waveform이 sinc 함수로 나타나게 되며, 각 서로 다른 m 에 대해 시간 축에서 그래프는 분리되어 나타나게 되며, 같은 주파수의 부분 송파에 대해서 time shift만 것이기 때문에 주파수 영역에서 모양은

바뀌지만 대역폭은 바뀌지 않는다. ^{[그림 12, 13] 스펙트럼의 절대값은 여전히 변하지 않는다)}

기존의 OFDM에서는 직교성을 유지해야하는 반면 GFDM에서는 직교성을 가지지 않는다. 따라서 filter를 설계할 때 자유도가 더 높다. 그런데 〈그림 13〉에서



볼 수 있듯이 완전한 rectangular 형태의 스펙트럼을 사용하면 시간 영역에서는 sinc 함수로, 많은 전송 속도를 필요로 하고 inter-심볼 간섭도 커지게 된다. <그림 12> 때문에 주파수 영역에서 out-of-band emission을 줄이면서도, 성능을 극대화 하는 스펙트럼 디자인 또는 waveform 디자인이 필요하다. 한 가지 예로써 시간 영역에서 raised cosine 형태의 waveform을 사용하면, 주파수 영역에서는 모서리가 둥근 rectangular 형태가 나오게 되며 <그림 14>, 완전한 rectangular 보다 나은 성능을 보여준다. 본 기고문에서는 raised cosine waveform에 대한 간단한 성능 검증을 수행해 GFDM의 가능성에 대해 고찰한다.

Raised cosine을 사용하면 <그림 13, 14>와 같이 waveform 및 스펙트럼이 나타나게 된다.

이전 rectangular 형태 주파수 영역 필터와 비교했을 때 시간 축에서 다른 raised cosine과의 interference가 거의 없고 rectangular 형태보다 out of band emission이 커졌다는 차이점을 확인할 수 있다. 이렇게 만들어진 각각의 filter impulse response에 K개의 부반송파

$$p_k(n) = e^{-j2\pi k \frac{n}{N}}$$

를 곱하면, 다음과 같은 GFDM waveform을 얻는다:

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} s_{k,m} \otimes g(\langle n - mN \rangle_{NM-1}) p_k(n)$$

$$s_{k,m}(n) = s_{k,m} \delta(n - mN)$$

각 심볼이 delta-함수기 때문에 위 식은

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} s_{k,m} g_m(n) p_k(n)$$

로 표현할 수 있다. 이때 sample 개수 N은 aliasing을 피하기 위해 $N=K$ 의 조건을 만족해야 한다. $x(n)$ 으로 이루어진 row 벡터는 아래와 같이 표현이 가능하다.

$$\mathbf{x} = \text{diag}(\mathbf{PSG})$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0(0) & g_0(1) & \cdots & g_0(NM-1) \\ g_1(0) & g_1(1) & & g_1(NM-1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ g_{M-1}(0) & g_{M-1}(1) & \cdots & g_{M-1}(NM-1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_0(0) & p_1(0) & \cdots & p_{K-1}(0) \\ p_0(1) & p_1(1) & \cdots & p_{K-1}(1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ p_0(NM-1) & p_1(NM-1) & \cdots & p_{K-1}(NM-1) \end{bmatrix}$$

행렬 G는 M by NM 크기의 필터 행렬이고, P는 NM by K의 주파수 성분을 가진 부반송파 행렬이라고 볼 수 있다. 각각의 대각 성분을 더 보기 쉽게 표현하기 위해서 row 벡터 \mathbf{x} 를

$$\mathbf{x} = (\mathbf{Ad})^T$$

의 형태로 나타내게 되면, 각각은 다음과 같은 행렬과 벡터로 나타난다.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} g_0(0)p_0(0) & \cdots & g_0(NM-1)p_0(NM-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_0(0)p_{K-1}(0) & & g_0(NM-1)p_{K-1}(NM-1) \\ g_1(0)p_0(0) & & g_1(NM-1)p_0(NM-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_1(0)p_{K-1}(0) & & g_1(NM-1)p_{K-1}(NM-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{M-1}(0)p_{K-1}(0) & \cdots & g_{M-1}(NM-1)p_{K-1}(NM-1) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{d} = \begin{bmatrix} s_{0,0} \\ \vdots \\ s_{K-1,0} \\ s_{0,1} \\ \vdots \\ s_{K-1,M-1} \end{bmatrix}$$

이렇게 생성된 NM 길이의 신호는 multi-path를 통해서 수신안테나로 전달된다. 즉, multi-path에 의해서 convolution된 형태로 도달하므로 전송한 NM길이보다 길어진다. 따라서 inter-심볼 간섭을 최소화 하기 위해, 다음 신호를 보내기 전 guard time이 필요하다. 이 guard time은 일반적으로 아무것도 보내지 않는 대기 시간이지만, cyclic prefix로더 효율적인 활용이 가능하다.

cyclic prefix란 먼저 NM 길이의 신호의 p길이의 뒷부분을 벡터 \mathbf{x} 의 앞에 붙인다. 따라서 새로 만들어진 \mathbf{x} 의 길이는 총 NM+p로서, multi-path를 통해 지연되어도 다음 신호에 영향을 주지 않는 것이 가능하다. 이러한 cyclic prefix를 통한 inter-심볼 간섭 제거에 대한 부분은 OFDM의 그것과 완전히 동일하다. 기존 OFDM에서도 사용되는 방식이나, OFDM에서는 각 심볼마다 cyclic prefix가 필요한 반면 GFDM에서는 M개의 심볼을 묶어

서 한 개의 cyclic prefix를 붙이므로, 자원 효율성이 증가하게 된다.

수신 신호로부터, 채널과 잡음의 영향을 고려하면 받아진 신호는 down-convert와 sampling, 그리고 cyclic prefix를 제거 후 푸리에 변환을 통해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{x} + \mathbf{w}$$

$$= \mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{w}$$

이때 \mathbf{F} 는 $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ 인 FFT 행렬이다. OFDM에서는 행렬 \mathbf{A} 가 IFFT 행렬로, 다음과 같이 얻어지게 된다:

$$\mathbf{A} = \mathbf{F}^H$$

이때, OFDM에서는 cyclic prefix를 제거하면서 채널 행렬 부분이 circulant하므로 $\mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{A}$ 항이 대각화 되면서 inter-carrier 간섭이 0이 된다. 그러나 GFDM에서는 $\mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{A}$ 항이 일반적으로 대각화되지 않고 off-diagonal 항들이 0이 되지 않아 inter-carrier 간섭이 생긴다.

이렇게 얻어진 신호로부터 원래의 \mathbf{d} 를 얻는 방법은 크게 두 가지로 생각해볼 수 있다. 한 가지는 maximum likelihood (ML)로서 모든 가능한 심볼의 조합에 대해서 잡음을 고려한 확률을 구해 가장 확률이 높은 값을 선정하는 방법이다. 그러나 심볼의 조합이 기하 급수적으로 늘어나고, dimension도 NM 으로 주어지므로, N 또는 M 의 값이 커질수록 계산량이 기하급수적으로 증가한다는 문제점이 존재한다. ML 방식의 복원된 신호 \mathbf{d} 는

$$\mathbf{d}^* = \arg \min_{\mathbf{d}} \|\mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{A}\mathbf{d} - \mathbf{y}\|^2$$

로 나타낼 수 있다. 이때 ML의 전송 속도는 Shannon의 capacity 분석을 통해 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$C_{ML} = \log \det \left(\frac{(\mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{A})^H (\mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{A})}{N_0} + \mathbf{I} \right)$$

이때 N_0 는 Gaussian 잡음 분산, \mathbf{F} 는 $NM \times NM$ 크기의 고속 푸리에 변환 행렬을 나타낸다.

두 번째 방법은 행렬 \mathbf{A} 의 pseudo 역행렬 \mathbf{A}^+ 를 곱해 equalization을 수행한 후 \mathbf{d} 를 구하는 zero-forcing (ZF) 기법이다. pseudo 역행렬은 정사각행렬이 아닌 경우에도 역행렬을 구할 수 있는 방법 중 하나로

$$\mathbf{A}^+ = \mathbf{A}^* (\mathbf{A}\mathbf{A}^*)^{-1}$$

로 표현할 수 있다. 잡음을 고려하지 않을 때는 zero-forcing을 통해서 바로 심볼 벡터 \mathbf{d} 를 구할 수 있다.

그러나 실제로 잡음이 포함되기 때문에 잡음을 고려한 수신 신호와 심볼 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{r}_{ZF} = (\mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{A})^\dagger \mathbf{y}$$

$$d_i^* = \arg \min_{d_i} |\mathbf{r}_{ZF}(i) - d_i|^2$$

이로부터 구할 수 있는 ZF의 전송 속도는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_{ZF} = \sum_i \log \left(1 + \frac{1}{[\mathbf{R}_w]_{i,i}} \right) \mathbf{A}$$

$$(\mathbf{R}_w = N_0 (\mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{A})^\dagger (\mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{A})^H)$$

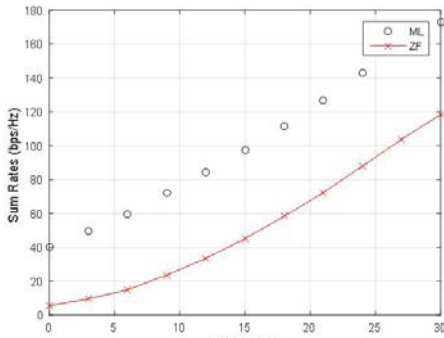
계산 복잡도 측면에서는 ML 방법보다 ZF가 좋지만, NM 의 값이 커지면서 effective 채널 행렬인 $\mathbf{F}\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{A}$ 가 ill-conditioned 되고 이는 심각한 잡음 증폭을 초래한다. 따라서 성능 측면에서는 ML이 ZF보다 우월한 성능을 보이게 된다.

GFDM의 수신기 구조 중 maximum likelihood (ML) 기법은 최적의 성능을 보여 주지만 계산 복잡도가 매우 높고, zero-forcing (ZF) 수신기는 계산 복잡도는 비교적 낮지만 부반송파의 개수나 심볼 개수가 많아짐에 따라 성능이 감소한다.

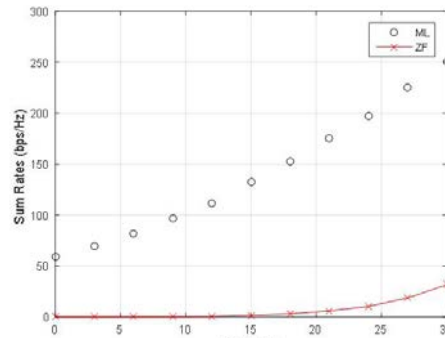
III. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 Rayleigh fading과 3개의 multi-path tap을 가정하여 진행하였다. $g(n)$ 은 rised cosine 디자인을 통해 구현되었으며, roll-off factor는 0.5이다.

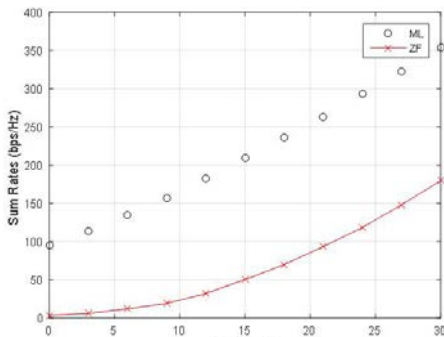
<그림 17, 18>에서와 같이 aggregation하는 심볼 개수 M 이 증가함에 따라 cyclic prefix에 대한 효율성이 증가하지만, ZF의 경우 effective 채널 행렬의 dimension이 커지면서 ill-conditioned될 확률이 높아진다. 따라서



〈그림 17〉 ML과 ZF기법의 GFDM 전송 속도 (M=2, N=8, K=8)



〈그림 19〉 ML과 ZF기법의 GFDM 전송 속도 (M=4, N=16, K=16)



〈그림 18〉 ML과 ZF기법의 GFDM 전송 속도 (M=4, N=8, K=8)

ML과의 성능 격차가 커지는 것을 알 수 있다.

〈그림 18, 19〉에서와 같이 N과 M의 값을 동시에 크게 하면 ZF의 경우는 거의 사용하지 못할 정도의 성능을 보여주는 것을 알 수 있다. 따라서 K, M에 대한 적절한 파라미터 디자인이 수반되어야만 ZF 기술을 사용할 수 있는 것을 알 수 있다.

하지만 기본적으로 ML기술은 구현 불가능한 계산 복잡도를 가지기 때문에, ZF 기술 정도가 구현을 위한 타협점이라고 봤을 때, 부반송파의 개수가 늘어남에 따라 ZF 기술의 성능을 끌어올리는 기술의 발전이 필수적인 것을 알 수 있다.

VI. 향후 연구 및 결론

본 기고문에서는 차세대 실감형 콘텐츠를 위한 무선 접속기술에 대한 지연 측면에서의 고찰과, 한 가지 예로 GFDM 신호 생성에 대해 알아보았다. OFDM 기술은 비동기 식으로 사용하기에는 inter-carrier 간섭으로 인해

부적절하고, GFDM 기술이 차세대 무선 접속 기술의 해결 방안으로 주목을 받고 있다. GFDM은 주파수/시간 영역을 동시에 최적화 하는 비동기식 multi-carrier 무선 접속 기술로써, 비동기식 디자인이 용이하다.

그러나 GFDM의 수신기 구조가 OFDM에 비해 크게 증가하고, 부반송파의 개수가 늘어남에 따라 ML은 물론 ZF 수신기의 계산 복잡도도 역행렬을 구해야 하기 때문에 크게 증가한다. 또한, ZF의 경우 부반송파 개수가 늘어나면서 성능이 크게 저하되는데 이를 개선하기 위한 수신기 기술이 필요하다.

참고 문헌

- [1] Andrews, Jeffrey G., et al. "An overview of load balancing in HetNets: Old myths and open problems." *Wireless Communications, IEEE 21,2* (2014): 18–25.
- [2] <https://gigaom.com/2013/09/20/mapping-out-the-worlds-lte-coverage-its-in-fewer-places-than-you-think/>
- [3] Wunder, Gerhard, et al. "5GNOW: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications." *IEEE Communications Magazine 52,2* (2014): 97–105.
- [4] H. Tullberg, P. Popovski, D. Gozalvez-Serrano, P. Fertl, A. Hoglund, O. Queseth, M. Fallgren, T. Rosowski, O. Bulakci, Z. Li, M. A. Uusitalo, K. Pawlak, G. Mange, "The METIS 5G System Concept", *EuCNC 2015*, June 29 – July 2, 2015, Paris, France
- [5] IMT-2020 (5G) Promotion Group. "IMT Vision towards 2020 and Beyond", 2014
- [6] Ghosh, Amitava, et al. "LTE-advanced: next-generation

wireless broadband technology [Invited Paper].” Wireless Communications, IEEE 17,3 (2010): 10–22.

[7] Gerhard P. Fettweis, “A 5G Wireless Communications Vision”, Microwave Journal, 2012.

[8] 한국콘텐츠진흥원, “클라우드 게임 스트리밍 서비스 사례와 동향”, 2015, 22–34.

[9] KOSEN” 사물인터넷(IoT) 산업의 주요동향”, 2013
[http://www.kosen21.org/work/03_information/0302_gtbReports/file_download1.jsp?bid=0000000759588&filename=08-201306-ITRandD%EC%A0%95%EC%B1%85%EB%8F%99%ED%96%A5-%EC%82%AC%EB%AC%BC%EC%9D%B8%ED%84%B0%EB%84%B7\(Internet_of_Things\)%EC%82%B0%EC%97%85%EC%9D%98%EC%A3%BC%EC%9A%94%EB%8F%99%ED%96%A5.pdf&year=2013](http://www.kosen21.org/work/03_information/0302_gtbReports/file_download1.jsp?bid=0000000759588&filename=08-201306-ITRandD%EC%A0%95%EC%B1%85%EB%8F%99%ED%96%A5-%EC%82%AC%EB%AC%BC%EC%9D%B8%ED%84%B0%EB%84%B7(Internet_of_Things)%EC%82%B0%EC%97%85%EC%9D%98%EC%A3%BC%EC%9A%94%EB%8F%99%ED%96%A5.pdf&year=2013)

[10] TeliaSonera, LTE ‘Real World’ Performance Study, 2012

[11] S. B. Weinstein and P. M. Ebert, BData transmission by frequency division multiplexing using the discrete 푸리에 변환, IEEE Trans. Commun., vol. COM-19, no. 10, pp. 628–634, Oct. 1971.

[12] J. A. C. Bingham, BMulticarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come, IEEE Commun. Mag., vol. 28, pp. 5–14, May 1990.

[13] Harrison, Kate, Shridhar Mubaraq Mishra, and Anant Sahai. “How much white-space capacity is there?.” New Frontiers in Dynamic 스펙트럼, 2010 IEEE Symposium on, IEEE, 2010.

[14] Van De Beek, Jaap, and Fredrik Berggren. “Out-of-band power suppression in OFDM.” IEEE communications letters 12,9 (2008): 609–611.

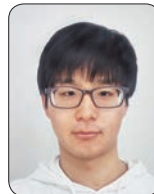
[15] Fettweis, Gerhard, Marco Krondorf, and Steffen Bittner. “GFDM-generalized frequency division multiplexing.” Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th, IEEE, 2009.



양현종

- 2013. 09~현재 UNIST 전기전자컴퓨터공학부 조교수
- 2012. 10~2013.08 Broadcom Corporation, Sunnyvale, CA, Staff II Systems Design Engineer
- 2011. 10~2012.10 Stanford University, CA, Post Doctoral Scholar
- 2010. 08~2011.08 한국해양연구원 박사 후 연구원
- 2010. 08 KAIST 전기및전자공학과 공학박사
- 2006. 02 KAIST 전기및전자공학과 공학석사
- 2004. 02 KAIST 전기및전자공학과 공학학사

〈관심분야〉
 3GPP LTE, 5세대 이동통신, 통신 신호 처리 및 정보이론



오현명

- 2015. 08~현재 UNIST 전기전자컴퓨터 공학부 석박통합 과정
- 2015. 08 UNIST 전기전자컴퓨터 공학부 공학석사

〈관심분야〉
 셀룰라 다중 접속, 다중 안테나 기술