

고속 이동체를 위한 상향링크 주파수 오프셋 보상 방법

최 성 우*, 김 일 규*, 안 재 민^o

Uplink Frequency Offset Compensation Scheme for High-Speed Moving Terminals

Sung-woo Choi*, Ilgyu Kim*, Jae Min Ahn^o

요 약

고속열차와 같은 이동체는 높은 도플러 주파수 천이가 발생하고, 이에 따라 높은 캐리어 주파수 오프셋이 생겨서 이를 보상하지 않으면 통신 성능의 열화를 가져온다. OFDMA 방식의 다중 단말 접속 방식에서 기지국이 상향링크 주파수 오프셋을 보상하기 위해서 복잡한 하드웨어가 필요하다. 본 논문은 기지국의 부담을 줄이고, 간단하게 주파수 오프셋 추정 및 보상을 하기 위한 방법을 제안한다. 제안한 방법은 주파수 오프셋 보상을 위해 하드웨어로 단말은 추가로 곱셈기 하나만 필요하여, 기지국 직접 보상에 비해서 많은 하드웨어를 감소시킬 수 있다. 제안한 방법은 밀리미터 통신 기반 고속철도 통신 시스템 환경에서 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션을 통해서 제안한 방법이 5G 이동통신의 요구사항인 500 km/h 속도의 높은 도플러 주파수 천이 상황에서도 효과적으로 동작함을 확인 하였다.

Key Words : frequency offset compensation, Doppler frequency, millimeter wave communication

ABSTRACT

Moving terminals like high-speed-train undergo high Doppler frequency shift, and this leads to carrier frequency offsets that have to be compensated to avoid degradation of communication performance. In multiple access mechanism like OFDMA, base-stations need complex hardware to compensate the uplink frequency offset. In this paper, we propose a method, which can reduce burden of the base-station and makes frequency offset estimation and compensation simple. This method contains transmitting new synchronization signal, estimating frequency offsets in base-station, transmitting feedback information to terminal, and compensating the offset in uplink transmission. Simulation results show the proposed method operates well in high Doppler frequency shift conditions of 500 km/h which is the requirements of 5G mobile communication.

I. 서 론

스마트폰의 보급을 통해서 사용자는 언제 어디서나

인터넷을 접속하거나, 원격 데이터에 접속하기를 원하게 되었다. 미국, 유럽, 아시아 주요 국가들은 열차나 버스 같은 대중교통을 이용하는 승객들에게 Wi-Fi를

※ 본 논문은 2015년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 정보통신기술진흥센터의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. R0101-15-244, 초연결 스마트 모바일 서비스를 위한 5G 이동통신 핵심기술 개발)

• First Author : Electronics and Telecommunications Research Institute, Chungnam National University Department of Information and communication, csw9908@etri.re.kr, 정희원

o Corresponding Author : Chungnam National University Department of Information and communication, jmahn@cnu.ac.kr, 종신희원

* Electronics and Telecommunications Research Institute, igkim@etri.re.kr

논문번호 : KICS2015-08-251, Received August 13, 2015; Revised September 3, 2015; Accepted September 3, 2015

통한 인터넷 서비스를 제공하고 있다. 이 때, 지하철, 고속열차, 버스는 인터넷 망과 연결되는 무선 링크를 가져야 한다. 이 연결을 위한 무선 링크를 백홀이라 한다. 예를 들어, 우리나라 일부 지하철은 백홀 용도로 Wibro를 사용하고 있으며, KTX는 LTE를 사용하고 있다. 그런데 Wibro나 LTE를 사용한 백홀 링크는 개인에 제공되는 데이터 속도가 적어 사용자들의 요구를 충족하지 못하고 있다.^[1] 따라서 대중교통과 같은 이동체에 높은 전송 속도를 제공하기 위한 기술 개발이 활발히 진행 중이다. 이중 LTE 기술을 기반으로 하는 LTE-R 기술이 전 세계적으로 각광 받고 있다. 그런데 LTE-advanced 규격은 정지 상태에서 1 Gbps를 보장하고, 100 km/h 이동중에는 100 Mbps를 보장하는 것이 목적이다. 즉 LTE-advanced를 백홀로 사용하더라도 100 Mbps 백홀 링크 성능을 가진다. 이 용량은 다수 이용자를 수용하기에는 부족하다. 최신 이동 무선 백홀 기술로써, 미국, 중국 등 국가에서 고속 열차를 위한 백홀 전송기술이 발표 되었으며, 최대 430 km/h 에서 100 Mbps급 전송을 보고하였다.^[1]

한편, ITU-R은 5G를 정의하기 위해서 8개의 핵심 성능 지표 (Key Performance Indicators)를 발표 하였다. 그 중 두 가지는 500 km/h의 이동성 지원과 최대 데이터 용량 20 Gbps 이다.^[2] 이 두 가지 성능 지표는 매우 도전적인 목표임에 틀림없다. 하지만 고속 열차 기술의 발전에 따라서 500 km/h 속도의 열차가 곧 상용화 될 것이고, 이 열차에 Gbps급의 데이터 용량 지원하려는 목표는 5G로 향하는 중간 단계의 중요한 마일스톤이 될 것이다. 그러나 현재 무선 백홀을 위한 기술은 최대 100 Mbps 급이고, 현재의 주파수 환경에서는 Gbps 급을 지원하기 쉽지 않다. 따라서 데이터 용량을 획기적으로 개선할 새로운 규격이 필요한 시점이다.

데이터 전송 용량을 증가시키기 위해서 밀리미터파 주파수의 넓은 대역을 사용하기 위한 기술이 개발 중에 있다. 그동안 밀리미터파는 주로 고정통신 용도로 사용되고 있었으나, 빔포밍 및 MIMO 기술의 발전에 따라서 이동 통신으로 활용하기 위한 연구가 활발하다. 우리나라는 현재, 고속 이동체를 위한 백홀 기술인 밀리미터파 기반 MHN (mobile hotspot network) 기술을 개발 중이다. 그런데 고속 이동체를 위한 통신의 문제점 중 하나는 단말의 속도에 따라 높은 도플러 주파수 천이가가 발생하는 것이다.^[3] 이 주파수 오프셋은 보상되지 않으면, 통신의 성능의 저하를 일으키며, 추정 범위 이상의 도플러 천이는 통신 두절을 가져온다.

OFDMA(orthogonal frequency division multiple access) 혹은 SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access)를 사용하는 LTE나 MHN 같은 시스템은 상향링크 주파수 오프셋 보상이 쉽지 않다. 하향링크의 경우 단말이 주파수 오프셋을 추정하고, 추정된 만큼 반송파 주파수를 조절하면 쉽게 보상된다. 하지만, 상향링크는 다중 단말이 연결되어 있으므로, 반송파 주파수 조절을 할 수 없다. 따라서 이 문제를 해결하기 위한 방법들이 제시 되었다.^[4-6] 하지만, 대부분의 방법들이 복잡한 신호처리를 필요로 하고, 알고리즘에 따라서는 실시간 동작이 어려운 문제점이 있다. 이런 문제를 해결하기 위해서, 본 논문은 상향링크 주파수 오프셋을 간단하게 추정하고 보상하기 위한 방법을 제시한다. 그리고 제안한 방법을 고속철도용 MHN 시스템에 적용함으로써, 500 km/h 이동시 발생하는 도플러 주파수 천이를 보상할 수 있음을 설명한다.

본 논문은 다음과 같은 구성을 가진다. II장은 MHN 시스템의 네트워크 구성과 주요 규격 및 동작 환경에 대해서 설명한다. III 장은 최근 규격인 LTE 및 MHN의 상향링크 주파수 오프셋 보상 방법에 대해서 설명한다. IV에서는 제안하는 상향링크 주파수 오프셋 보상 방법에 대해서 설명한다. V장은 제안한 보상 방법의 성능 시뮬레이션 결과를 보이고, VI장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

2.1 네트워크 구성

그림 1은 철도 통신을 위한 MHN 네트워크의 구성을 나타낸다. 전체 네트워크는 밀리미터파 백홀 링크와 6GHz 이하의 주파수를 사용하는 액세스 링크로 구성되는 2계위 시스템이다.^[7] 사용자 단말은 교통수단내부의 단말장치 TE (terminal equipment)에 Wi-Fi

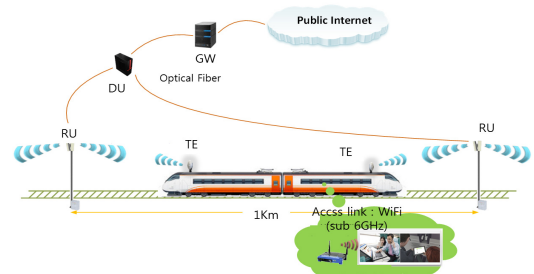


그림 1. 철도 통신을 위한 네트워크 구조
Fig. 1. Network Architecture for railway communication

등을 사용하여 연결되고, TE는 철로변에 위치한 라디오 유닛 (RU: radio unit)을 통해서 디지털 유닛 (digital unit)과 통신한다. RU는 안테나와 RF 모듈로 구성되며 광케이블로 디지털 유닛과 연결된다. 디지털 유닛은 게이트웨이를 통해서 인터넷 망과 연결된다. 그림 1과 같이 각 RU는 고유의 셀 영역을 가지며, 셀 영역내의 TE와 통신 링크를 형성한다. 그런데 밀리미터파와 통신의 특성상 자유공간 손실이 심하고, 회절이나 투과에 의한 손실이 크기 때문에 거의 Line of sight 환경의 통신에 주로 이용된다. 이 경우 커버리지를 확보하기 위해서 빔포밍을 하거나 안테나 이득을 높인 고 지향성 안테나를 사용한다. RU는 셀 영역내부 다중 TE를 지원해야 한다. 열차에 적용된 MHN 시스템의 경우 동시 접속 TE는 수 개 미만이지만, 만약 도로에 적용한다면, 다중 접속할 TE는 증가할 것이다.

2.2 MHN 물리계층 전송

MHN은 물리계층 전송방식으로 OFDM을 사용하고, 다중 접속을 위해서 OFDMA를 사용한다. 이 방식은 3GPP LTE 규격과 유사하며, PDSCH (physical downlink shared channel), PUSCH (physical uplink shared channel) 등 물리계층 전송 채널도 같은 의미로 정의되었다. 주요 차이점은 밀리미터파 주파수 특성에 맞도록 프레임 규격을 변경한 것이다. 밀리미터파는 현재 이동통신 대역 (<3GHz) 보다 높은 자유공간 손실과 대기 손실 때문에 셀 반경이 줄어든다. 그리고 전파의 직진성이 강하고, 자유공간에서 멀티패스 효과가 적다. 이러한 채널 특징을 고려하여, 서브캐리어 대역폭과 cyclic prefix 길이를 결정하였고, 저 지연 전송을 위해서 스케줄링 단위인 슬롯의 시간을 줄였다. MHN은 캐리어 주파수는 밀리미터 주파수 (30~300GHz) 중에서 낮은 대역인 30 GHz 대역으로 가정한다. 한 서브밴드의 전송 대역폭은 125 MHz 이며, 최대 4개의 서브밴드까지 확장이 가능하다. MHN 물리계층 전송 관련 주요 규격은 표 1과 같다.

MHN 시스템은 TDD를 기본 프레임 구조로 사용하며, FDD도 지원한다. 그림 2에 프레임 구조를 나타냈다. 한 라디오 프레임은 2 ms의 서브프레임 5개로 구성된다. 한 서브프레임은 250 us 길이의 슬롯 8개로 구성된다. 여기서, 슬롯은 스케줄링의 기본이 되는 시간 단위 TTI (transmission time interval) 이다. 한 슬롯은 40개의 OFDM 심볼로 구성된다. TDD 모드에서 세 번째, 네 번째, 다섯 번째 슬롯은 상향링크로 할당될 수 있다. 그림 3은 TDD 모드 1번 일 때, 서브프레임

표 1. 물리계층 주요 규격
Table 1. Summary of Physical Layer Specification

Parameters	Value
Size of FFT	1024
Subcarrier spacing	180 kHz
Sampling frequency	184.32 MHz
Cyclic prefix	0.59 μ s
Carrier frequency	31.5 - 31.75 GHz
Symbol duration	6.25 μ s
Channel coding	Turbo Decoding
Modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM
Sub-band bandwidth	125 MHz
Peak data rate	250 Mbps per sub-band

임 구조를 보인다. 두 번째 슬롯은 스페셜 슬롯으로 앞 34개는 하향링크(DnPTS)로 할당되고, 4개는 DL-UL 스위칭, 마지막 4개는 상향링크(UpPTS)로 할당한다. 이 상향링크 구간에는 상향링크 채널 상태를 검사하기 위한 SRS (sounding reference signal)를 전송한다.

현재, MHN 규격은 최대 주파수 효율 2 bps/Hz로 전송이 가능하며, 두 서브밴드를 사용하면 500 Mbps 급 백홀 전송용량을 지원한다. 그리고 그림 1과 같이 열차에 2 개의 TE를 사용하면, 열차 당 1 Gbps 전송도 가능하다.

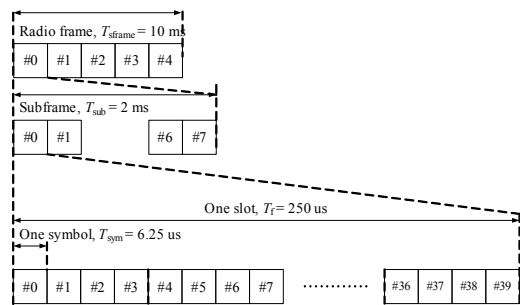


그림 2. MHN 프레임 구조
Fig. 2. Frame architecture of MHN

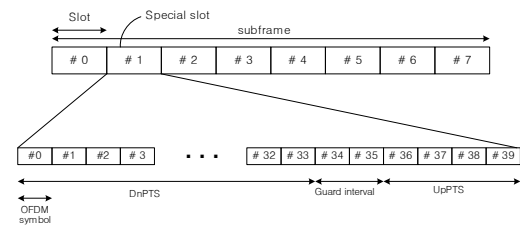


그림 3. MHN의 TDD 서브프레임 구조
Fig. 3. Subframe architecture of MHN TDD

2.3 채널 모델

전파의 자유공간 손실은 다음식과 같다.^[8] 30 GHz 대역은 3 GHz 미만을 사용하는 기존 셀룰러 통신에 비해서 20 dB 이상의 경로 손실을 더 가짐을 알 수 있다.

$$L_s[\text{dB}] = 20\log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) \quad (1)$$

$$= 92.4 + 10\log_{10}D(\text{km}) + 20\log_{10}f(\text{GHz})$$

이동성을 가지는 TE는 속도에 따라서 도플러 주파수 천이가 발생하고, 이 주파수 천이는 캐리어 주파수 옵셋을 발생시킨다. 고속으로 이동하는 단말이 있는 경우, 이 도플러 주파수 천이는 성능을 열화 시키는 주요 원인이 된다. 최대 도플러 주파수 천이는 다음 식으로 주어진다.

$$f_{d,\text{max}} = f_c \cdot \frac{v}{c} \quad (2)$$

여기서, f_c 는 캐리어 주파수(Hz) 이고, v 는 이동체 속도이며, c 는 빛의 속도이다. 캐리어 주파수 30 GHz 이고, 이동체의 속도가 500 km/h 이면, 도플러 시프트 값은 13.9 kHz 이다. 이 값은 부채널 대역폭의 7.7 %에 해당되며, 수신기에서 꼭 제거해야 데이터 복조가 가능해진다. 도플러 효과로 인한 위상 변화로 인해 수신 신호에는 시간에 따라 선형적으로 변화하는 위상 오차가 발생하게 된다. 그런데 상향링크는 $2 \times f_{d,\text{max}}$ 의 도플러 주파수 천이가 발생한다. 단말이 하향링크 캐리어 주파수 포착과정에 $f_{d,\text{max}}$ 의 도플러 주파수 시프트를 겪게 되고, 기지국이 다시 상향링크에서 $f_{d,\text{max}}$ 의 주파수 시프트를 겪기 때문이다.

3GPP는 고속 열차 (High speed trains : HST)를

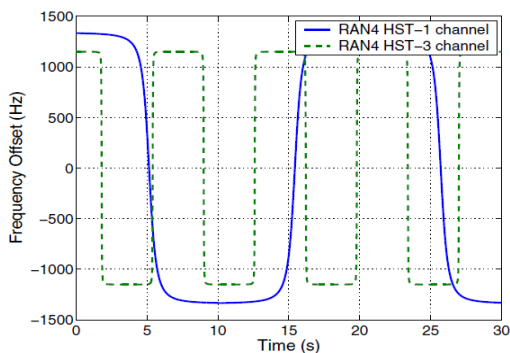


그림 4. HST 채널에서 시간경과에 따른 주파수 옵셋
Fig. 4. Frequency offset time behavior of HST channels

위한 주파수 옵셋 채널 모델을 제시하였다.^[9] 이 모델은 고속 열차가 진행할 때 기지국과 열차의 위치에 따른 주파수 옵셋을 모델링 하였다. 이 모델에 의한 2가지 경우의 주파수 옵셋은 그림4와 같다. 그림에서 HST-1과 HST-3은 각각 open space와 터널을 가정한 시나리오이다. HST-1의 경우 열차의 속도는 350 km/h 이고, 기지국은 철로에서 50 m 떨어져 설치되며, 셀 반경은 1 km 을 가정한다. HST-3의 경우 열차 속도는 300 km/h 이고, 기지국 안테나는 철로에서 2 m 떨어져 설치되며, 안테나 셀 반경은 300 m 이다. 그림에서 도플러 주파수 천이는 일정하다가 급격하게 반대 방향으로 급변한다. 이것은 열차가 기지국을 지나칠 때, 도플러의 천이의 극성이 바뀌기 때문이다. 본 논문의 MHN 시스템은 5G 요구사항인 500 km/h의 이동체 속도를 가정한다. 그리고 RU와 철로의 거리는 2 m, 안테나의 셀 커버리지는 1 km를 가정한다.

MHN 통신 시스템은 대부분의 경우 LOS를 확보한 상황에서 전송이 이루어진다. LOS 인 경우 페이딩 채널은 Rician 분포를 따른다. Rician 채널은 K-factor에 의해서 결정된다. K-factor는 NLOS 성분에 대한 LOS 성분의 비율로 설명된다. 연구 논문들에 따르면 밀리미터파 전송에서 장애물이 없는 실외의 경우 K-factor는 10 dB 이상으로 볼 수 있다.^[10]

III. 상향링크 캐리어 주파수 옵셋 추정 및 보상

OFDMA 혹은 SC-FDMA와 같은 다중 접속 시스템에서 상향링크 캐리어 주파수 동기는 하향링크 캐리어 주파수 동기보다 구현이 어렵다. 왜냐하면, 하나의 OFDM 심볼이 여러 사용자들의 데이터를 포함하고 있기 때문에, 기지국에서 한 단말을 위해서 주파수 옵셋을 보상하면 모든 다른 신호에 영향을 준다. 그리고 단말들의 서브 캐리어 간에 간섭이 존재 하므로, 상향링크 주파수 옵셋 추정 자체가 복잡하다.

3GPP LTE는 다운링크 동기채널을 이용하여 coarse 주파수 옵셋을 추정하고 보상한다. 본 논문은 LTE와 같이 다운링크 주파수 옵셋 획득과정에서 coarse 주파수 옵셋이 보상된 것으로 가정한다. 따라서 정수배의 주파수 옵셋이 보상되고 남은 주파수 옵셋, 즉 서브캐리어 간격보다 작은 주파수 옵셋에 대한 것이다.

OFDM 시스템에서 정규화 주파수 옵셋 ϵ 를 다음과 같이 정의하자. $\epsilon = \Delta f / f_s$. 여기서 f_s 는 서브캐리어 주파수 폭, Δf 는 주파수 옵셋이다. 주파수 옵셋

추정을 위해서 일반적으로 correlation 방법을 사용한다.^[11,12] 이 방법은 파일럿 신호의 correlation을 통해서 수신된 OFDM 심볼간 위상 차 $\hat{\theta}$ 를 구할 수 있다. 이 위상 차를 이용하여, 주파수 오프셋은 다음 식을 사용하여 구할 수 있다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{N_{\text{FFT}} \cdot \hat{\theta}}{2\pi \cdot L} \quad (3)$$

여기서 N_{FFT} 는 FFT 포인트 수이며, $\hat{\theta}$ 는 파일럿 심볼간 위상 차, L 은 파일럿 심볼간 시간 샘플 간격이다. 상기 방법에서 파일럿 심볼의 간격이 가까울수록 주파수 오프셋 추정 범위가 증가함을 알 수 있다. 주파수 오프셋 추정 성능은 파일럿 심볼의 횟수가 많을수록 좋고, 최대 오차 추정 범위는 파일럿 심볼의 시간 간격이 적을수록 넓다.

본 장은 고속 이동체를 위해 사용중인 표준 기술을 분석하고, 높은 도플러 주파수 천이 상황에서의 주파수 오프셋 보상 방법을 소개한다.

3.1 3GPP LTE 상향링크

최근 널리 사용되고 있는 LTE advanced 규격은 하향링크에서 120 km/h 이동중 100 Mbps급 데이터 전송을 목표로 하고, 상향링크는 하향링크의 1/2을 목표로 한다. LTE는 상향링크에서 OFDMA와 유사한 SC-FDMA를 사용한다. LTE 상향링크 일 때 시간-주파수 리소스 맵핑의 예를 그림 5에 나타냈다. 그림은 한 단말을 위한 상향링크 데이터 채널 (PUSCH)과 상향링크 제어 채널 (PUCCH)을 포함한다. 그림 5를 참고하면, PUSCH 일 때, 상향링크 복조 신호 (DMRS:demodulation reference signal)는 각 슬롯에서 1번 전송되며, 이 DMRS 신호를 이용하여, 주파수

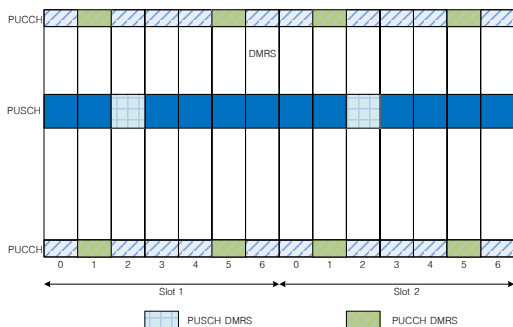


그림 5. LTE 규격에서 서브프레임 내부 PUSCH 및 PUCCH의 주파수 심볼 할당
Fig. 5. Frequency-symbol allocation of a PUSCH and a PUCCH in a subframe of LTE

오프셋을 구할 수 있다.^[13] PUCCH 인 경우, DMRS는 각 슬롯에서 2 심볼 전송된다.

PUSCH의 경우 식 (3)의 correlation 방법을 사용하면, 0.5 ms마다 DMRS가 전송되므로, (-1000, 1000) Hz 구간의 주파수 오프셋을 추정할 수 있다. 그런데 캐리어 주파수 2.5 GHz를 사용하며, 고속열차 속도가 500 km/h 인 경우 식 (2)를 이용한 최대 도플러 주파수 편이는 1157 Hz이고, 상향링크이므로 최대 도플러 시프트 값은 두 배가 된다. 따라서 DMRS를 이용한 correlation 방법은 이 주파수 오프셋을 추정할 수 없다. 이 문제점을 해결하기 위해서, LTE 시스템에서 400 km/h 이상 이동하는 다중 단말을 위한 상향링크 주파수 오프셋 추정 방법이 제안되었다.^[5] 이 방법은 OFDM 심볼 내부 Cyclic-Prefix를 이용하고, FFT를 추가로 이용하는 방법이다. 그리고 이 방법은 단말의 개수만큼 partial-FFT와 correlator가 필요하다. 이 방법은 cyclic-prefix에 남아 있는 다중 사용자 간섭의 영향을 받으므로, 간섭에 의한 성능 제한을 개선하고 하드웨어 복잡성을 개선한 maximum likelihood 기반 주파수 오프셋 추정 방법이 제안되었다.^[6] 그러나 이 방법도 여러 가지 주파수 오프셋 가정에 대한 테스트가 필요하므로, correlation 방법보다 복잡하다.

LTE의 상향링크의 주파수 오프셋의 보상은 전적으로 기지국이 신호처리를 해야 하는 상황이다. 그러므로 기지국 수신부는 단말의 개수에 비례해서 복잡해진다. 하지만, 120 km/h 정도의 속도에서는 정규화된 도플러 시프트 주파수 오프셋이 0.037 이 되어, 약간의 에러율 증가를 감안하고 별도의 처리를 하지 않는 방법도 있다. 실제로 상향링크 데이터 전송율은 하향링크에 비해서 상당히 낮다.

3.2 MHN 상향링크

밀리미터 기반 이동 무선 백홀 MHN의 PUSCH 채널의 시간-주파수 심볼 할당은 그림 6와 같다.^[7] 그림에서 0~39의 OFDM 심볼 인덱스 중에서 2, 5, 14, 23, 32 번은 DMRS 신호가 전송된다. 높은 도플러 시프트 상황에서 주파수 오프셋을 추정하기 위해서, 2, 5 번 OFDM 심볼에 전송되는 DMRS는 다른 DMRS들에 비해서 간격이 짧다. MHN 규격을 토대로 분석하면, correlation 방법으로 검출 가능한 최대 정규화 주파수 오프셋은 다음과 같다.

$$\hat{\epsilon} = \frac{N_{\text{FFT}} \cdot \hat{\theta}}{2\pi \cdot L} = \frac{1024 \cdot \pi}{2\pi \cdot 3 \cdot (1024 + 128)} = 0.148 \quad (4)$$

서브캐리어 주파수폭 180 kHz를 곱하면, 추정 가능 최대 주파수 오프셋은 26,666 Hz 이다. 30 GHz 대역을 사용하는 MHN 시스템을 가정하면, 단말의 속도가 500 km/h 일 경우 최대 도플러 주파수 편이는 상향링크에서 $27,666 (=2 \times f_{d,max})$ Hz 이다. 이 값은 주파수 오차 추정 범위를 넘어선다. 따라서 앞 서 설명한 일반적인 correlation 방법을 사용하여 500 km/h의 주파수 오프셋을 추정하기 위해서는 다른 프레임 구조가 필요하다.

다른 방안으로 이동체가 RU에 근접하면 주파수 편이가 DMRS를 이용한 추정 범위 이내에 들어오므로, 이 때 주파수 오프셋을 추정하고, 이후는 tracking에 의해서 이전 추정값에 대한 상대적인 주파수 편이를 보정해주는 방식을 사용할 수 있다. 또한 해당 기지국으로 핸드오버되어 첫 RU로 근접하는 경우에도, 상향링크 RSSI 측정 등을 통해 고속열차와의 거리를 추정하여 오픈루프 방식으로 주파수 편이를 조정할 수도 있다. 그 밖에 단말 시스템이 많지 않은 MHN 시스템의 특징을 고려하여, 앞 절에서 설명한 Cyclic-prefix 추정 방법이나 maximum likelihood 방법도 사용할 수 있다.

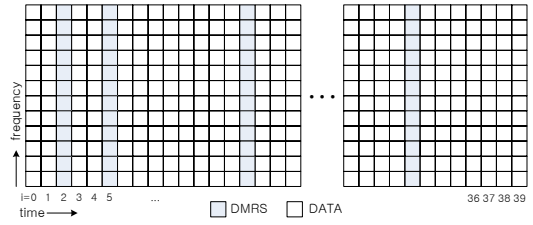


그림 6. MHN PUSCH의 슬롯 내부 시간-주파수 심볼 할당
Fig. 6. Time-frequency symbol allocation in a slot of MHN PUSCH

3.3 상향링크 캐리어 주파수 오프셋 보상
상향링크 주파수 오프셋 보상은 하향링크 적용 방식과 다르다. 일반적으로 하향링크에서는 각 단말이 주파수 오프셋을 측정하면, 이를 보상하기 위해서 수신부 RF단의 주파수를 바꿔준다. 그러나 상향링크는 다중 단말이 접속하기에 이 주파수를 변경할 수 없다. OFDMA 일 때, 상향링크 주파수 오프셋을 보상하는 여러 방법들이 제안되었다. 이 방법들을 분류하면 기지국에서 직접 신호처리로 보상하는 방법과 기지국이 주파수 오프셋을 단말로 피드백하고 단말이 보상하는 feedback-adjust 방법으로 나눌 수 있다.

기지국 처리 방법은 단말에게 서브캐리어를 할당하는 방식에 따라서 알고리즘이 결정된다. 서브-밴드 기

반 서브캐리어 할당 방식은 밴드패스 필터를 사용하여 사용자들의 단말을 구분하고, 각기 서브밴드에 대해서 주파수 오프셋 보상을 한다. 대표적으로 보상을 위해서 단말별로 circular convolution을 사용하는 방식이 있다.^[4] 이 방식은 circular convolution을 구현하기 위해서 복소수 곱셈이 많이 필요하게 되고, 다양한 주파수 블록 크기를 고려해서 circular convolution 블록을 설계해야하는 단점이 있다.

기지국에서 처리를 위해서 좀 더 진화된 신호처리를 수행하는 간섭제거 방식이 발표되었다. 간섭제거 방식은 간섭 매트릭스를 생성하고, 이 매트릭스를 전송된 신호에 곱해서 주파수 오프셋의 영향을 표현한다. 그리고 Least Square (LS)나 Minimum Mean Square Error (MMSE) 알고리즘을 사용하여 이 간섭을 제거한다.^[14] 이 방법은 할당된 서브캐리어에 비례한 크기의 매트릭스 역변환이 필요한 단점이 있다. 이러한 복잡성을 해결하기 위해서 successive interference cancellation 방법 등이 제안되었다.^[15-16] 하지만 이러한 방법들도 앞에서 설명한 서브밴드 기반 신호처리 방식에 비해서 복잡성이 높다.

Feedback-adjust 방법에서 기지국은 주파수 오프셋 추정만 수행하고, 주파수 오프셋의 보상은 기지국의 제어 채널 명령을 받아서 단말에서 수행한다. Feedback-adjust 방법은 기지국과 단말의 확립된 연결이 필요하다. 따라서 이동 단말은 갱신된 주파수 오프셋 조정값을 주기적으로 기지국으로부터 꼭 제공받아야 한다. 그런데 만약 어떤 상황에서 단말이 제공 받는것에 실패하면, 상당한 throughput 감소를 일으킬 것이다. 그리고 이 방법은 주파수 오프셋 예측과 보상 사이에 지연이 존재하므로 도플러 주파수 효과의 변화가 크게 발생하면, 주파수 오프셋 예측값이 보상시점과 상이할 수 있다.

IV. 제안된 상향링크 주파수 오프셋 보상 방법

본 장은 다중 사용자 상향링크에서 주파수 오프셋을 추정 및 보상하기 위한 새로운 방법을 제시한다. 제시하는 방법은 주파수 오프셋을 보상하기 위해서 feedback-adjust 방법을 기반으로 한다. 제안한 방법은 FDD 및 TDD에 모두 적용가능하며, 본 논문은 MHN 시스템의 기본 형식인 TDD를 가정하였다.

제안하는 주파수 오프셋 보상 방법은 다음과 같이 요약할 수 있다. 단말은 스페셜 슬롯의 상향링크 (UpPTS) 구간에 기지국으로 주파수 오프셋 측정을 위한 상향링크 동기 신호 USS(uplink synchronization signal)을 지속적으로 보낸다. 기지국은 USS를 이용

하여 주파수 오프셋을 측정한다. 기지국은 다운링크 제어 채널을 이용하여, 주파수 오프셋의 측정량을 단말로 보낸다. 단말은 다음 상향링크 송신 구간에서 주파수 오프셋을 보정한 신호를 송신한다. 본 장은 제시한 방법이 동작하기 위한 물리채널 전송 구조, 추정 방법, 통신 채널 설계 및 보상 방법에 대해서 차례대로 설명한다.

4.1 물리채널 전송 구조

제안하는 방법은 기존 MHN의 상향링크(UpPTS) 구간을 활용한다. 그림 3을 참조하면, UpPTS 구간은 4개의 OFDM 심볼 구간이다. UpPTS 구간은 주로 sounding reference signal이 할당 되어 있다. 그 구간의 상향링크 주파수 리소스 가운데 PUCCH로 할당된 리소스 블록 (12 서브캐리어)에 상향링크 동기 신호(USS)를 할당한다. USS는 PUCCH 채널과 마찬가지로 주파수 리소스를 다중 단말이 cyclic-shift CDMA를 이용하여 다중화 된다. 길이 12의 Zadoff-Chu 시퀀스를 사용하여 1리소스 블록당 12개 단말의 USS가 다중화 될 수 있다.

PUCCH 리소스 블록은 PUSCH 리소스와 달리 밴드가 정해져 있으므로, SRS를 통한 채널 상태를 측정할 필요가 없는 부분이다. 이 리소스를 활용하여, 한 서브프레임에서 4 OFDM 심볼만 전송에 할애함으로, 주파수 오프셋을 추정범위를 넓힐 수 있다.

주파수 오프셋의 추정은 연속되는 4 OFDM 심볼간에 correlation 방법을 사용한다. 기지국에서 단말 i 에 대해서 추정한 주파수 오프셋은 다음식과 같이 계산한다.

$$\hat{\epsilon}_i = \angle \left(\sum_{m=0}^2 \left(\sum_{k=0}^{11} Y_{m,k} \cdot D_{i,m,k}^* \right) \cdot \left(\sum_{k=0}^{11} Y_{m+1,k} \cdot D_{i,m+1,k}^* \right)^* \right) \cdot \frac{1024}{2\pi \cdot 3 \cdot 1152} \quad (5)$$

여기서, $Y_{m,k}$ 와 $Y_{m+1,k}$ 는 각각 m 번째와 $m+1$ 번째 USS 심볼의 k 서브캐리어의 DFT 출력 값을 나타낸다. $D_{i,m,k}$ 와 $D_{i,m+1,k}$ 는 단말 i 의 스프레딩 코드로써, cyclic-shift 된 zadoff-chu 시퀀스를 나타낸다. 식 (5)는 디스프레딩 이후, 디스프레딩된 신호간 위상각을 구하는 과정을 포함하고 있다.

4.2 피드백 채널 설계

기지국에서 각 단말에 대해서 측정한 주파수 오프셋은 기존 채널을 통해서 전송하는 것이 새로운 채널을 생성하여 사용하는 것 보다 효율적이다. 3GPP 기반

규격들은 단말이 상향링크로 데이터를 전송하기 전에, 기지국이 상향링크에 대한 정보를 전달하도록 한다. PUSCH 채널을 위한 제어 정보는 PDCCH 채널을 통해서 기지국이 단말에 전달한다. MHN의 경우 PUSCH 제어 정보는 표 2와 같다. 제안하는 피드백 채널은 기존 PDCCH 채널에 4 비트의 정보 비트를 추가하여 전송한다. 그것을 위해서 주파수 오프셋을 16개로 양자화 한다. 그런데, 이 4 비트 정보를 다른 정보와 동시에 전달이 가능하면, 그 만큼 PDCCH의 성능에 영향을 안 줄 수 있다. 표 2에서 공유 할 수 있는 정보는 CS shift 값이 가능하다. 이 CS shift 값은 DMRS를 위한 값이며, 다중단말의 spatial division multiplexing에서 DMRS간 간섭을 제거하기 위해서 사용된다. 사용 단말 차량이 제한 적인 MHN 같은 상황에서는 FDMA로 단말간 구분이 이루어지므로, cyclic-shift값은 무관할 것으로 보인다. 따라서 CS shift 필드의 3비트를 업링크 주파수 오프셋 전달을 위해서 동시에 사용하도록 한다. 결국 1비트의 정보만 추가하면 된다.

표 2. MHN PDCCH format 1 정보
Table 2. Information bits of MHN PUCCH format 1

Fields	# of bits	Information
Resource allocation	12	frequency bands
MCS	5	modulation & coding scheme
NDI	1	new data indicator
TPC	2	transmit power control
CS shift	3	cyclic shift value of DMRS

4.3 주파수 오프셋 보상

그림 3을 참고하면, USS는 슬롯 1에만 전송 되므로, 2 ms 간격으로 측정된다. PUSCH 전송에 앞서 4번째 슬롯의 PDCCH를 통해서 PUSCH를 위한 제어 정보가 전송된다. 즉, 슬롯 2, 3, 4 로 전송되는 PUSCH는 슬롯 6, 7, 0의 PDCCH를 통해서 제어 정보를 받는다. PUSCH에서 적용되는 시점은 최초 USS 이후, PUSCH 슬롯 2, 3, 4가 각각 2 ms, 2.25 ms, 2.5 ms 이후 이다. 전달받은 오프셋을 $\check{\epsilon}_i$ 라 하고, 단말 i 의 l 번째 슬롯의 k 번째 IDFT 심볼 출력을 $x_{i,k,k}$ 라 하면, 주파수 오프셋 보상된 신호 $\hat{x}_{i,l,k}$ 는 다음과 같다.

$$\hat{x}_{i,l,k} = \sum_{k=0}^{N_{slot,up} - 1} x_{i,l,k} \cdot \exp\left(\frac{j \cdot 2\pi \cdot \check{\epsilon}_i \cdot k}{1024}\right) \quad (6)$$

보상을 위해서 단말 별로 복소수 곱셈기 하나가 필요하다. 기지국에서 주파수 옵셋을 추정하는 것은 복잡한 하드웨어가 필요하지 않다. 왜냐하면, 식(5)의 디스프레딩과 correlation은 PUCCH의 채널 추정을 위한 회로이므로 재활용하면 된다. 따라서, 기지국은 미리 계산된 arctan 테이블만 있으면 된다. 만들어진 새로운 동기 신호와 피드백 비트수를 추가로 사용하는 대가로, III 장에서 설명한 기지국 보상 방법에 비해 적은 하드웨어로 구현할 수 있다.

V. 시뮬레이션

제안된 상향링크 주파수 옵셋 보상 방법의 성능과 구현성을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하였다. 본 장은 시뮬레이션 환경을 설명하고, 성능을 밝힌다.

5.1 주파수 옵셋 추정 방법 검증

본 논문은 시뮬레이션 검증을 위해서 MHN 상향링크 제어채널(PUCCH)을 사용하였다. PUCCH도 PUSCH와 같이 도플러 주파수 옵셋에 의한 영향을 받는다. PUCCH는 한 리소스 블록을 사용하여, 한 슬롯동안 HARQ-ACK과 CQI를 포함하여 총 12비트를 전송하는 채널이다. PUCCH는 8개의 DMRS와 32개의 데이터 심볼로 구성된다. 시뮬레이션을 위하여 PUSCH와 같이 DMRS를 최소 간격이 3 OFDM 심볼 구간이 되도록 설정하였다. 채널 코드로 (32, 12) Reed-Muller 코드를 사용하여, 32 비트로 인코딩 된다. 인코딩 된 각 비트는 12 서브캐리어에 cyclic-shift 값으로 스프레딩 되어, 각 데이터 심볼로 전송된다. 스프레딩 코드를 사용하여 한 리소스 블록당 12 사용자가 멀티플렉싱 될 수 있으며, 스프레딩 factor만큼 낮은 SNR에서 동작한다.

제안하는 USS를 사용하는 주파수 옵셋 추정과 PUCCH의 DMRS를 이용한 주파수 옵셋 추정의 도플러 시프트 환경에서 평균 제곱 오차(mean squared error)는 그림 7과 같다. DMRS를 이용한 추정은 USS 방법과 같은 간격으로 주파수 옵셋을 갱신하기 위해서 8 슬롯마다 평균한 값을 사용하였다. 그림에서 USS 사용한 방법은 SNR 증가에 따라서 주파수 옵셋 추정의 MSE가 감소하는 반면에, DMRS를 사용한 방법은 예상대로 500 km/h에서 제대로 주파수 옵셋 추정이 되지 않음을 확인 할 수 있다. 한편, 400 km/h의 도플러 시프트 환경에서는 DMRS를 사용한 것이 더 우수한다, 이것은 주파수 옵셋 추정을 위해서 사용하

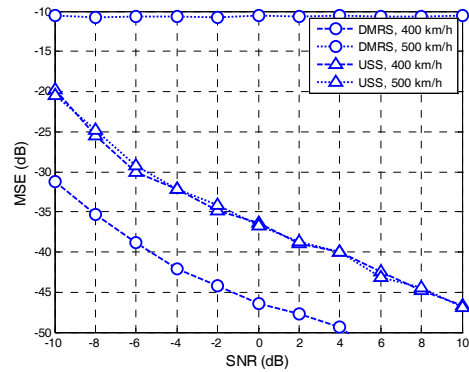


그림 7. 주파수 옵셋 추정 방법에 따른 주파수 옵셋 평균 제곱 오차
Fig. 7. Mean squared error according to frequency offset estimation method

는 심볼의 개수가 USS의 경우보다 많기 때문이다. USS는 한 서브프레임에서 4개 심볼을 사용하여 3번 추정 후 평균값을 사용하고, DMRS는 2개 심볼을 사용하여 8번 추정 후 평균값을 사용한다.

AWGN 환경에서 도플러 시프트에 따른 DMRS 방법과 제안한 USS 방법의 PUCCH 복조 성능은 그림 8과 같다. 두 방법 모두 기지국의 주파수 옵셋 블록에서 추정한 주파수 옵셋을 단말의 IFFT 출력 이후에 보상하였다. DMRS 사용 시 주파수 옵셋 추정에 실패한 500 km/h 에서 수신이 되지 않음을 알 수 있다. 400 km/h의 도플러 상황에서는 DMRS 추정 방법이 USS 방법에 비해서 더 좋은 BER 성능을 나타낸다. 이는 그림 7에서 보듯이 DMRS 추정이 더 작은 추정오차를 가지기 때문이다.

5.2 고속 열차 환경에서의 성능 검증

II장에서 살펴본 것과 같이, 철도통신 전용 시스템의 구조적 특징으로 인해서, 도플러 주파수 시프트는 거의 변화가 없는 일정한 구간과 반대방향으로 급격히 변화하는 구간으로 구성된다. 이런 급변 현상은 단말이 기지국을 지나칠 때 발생하는 것으로, 도플러 주파수가 반대 방향으로 변하는 역변 현상이 발생한다. 참고문헌 [9]의 HST 주파수 채널 모델을 이용하여, 셀 반경 1km와 기지국-철로 간격 2 m를 고려하면, 역변현상의 99%가 발생하는 구간을 계산할 수 있다. 계산 결과를 살펴보면, 이 구간은 단말이 14.03 m 진행하는 구간이며, 500 km/h의 속도로 진행하면 0.1 초 걸리는 시간이다. 즉, 위상이 180도 바뀌는데 0.1 초 걸린다. 본 논문의 시뮬레이션을 위해서 변화하는 주파수 옵셋은 그림 9와 같은 cos 함수로 모델링 하였

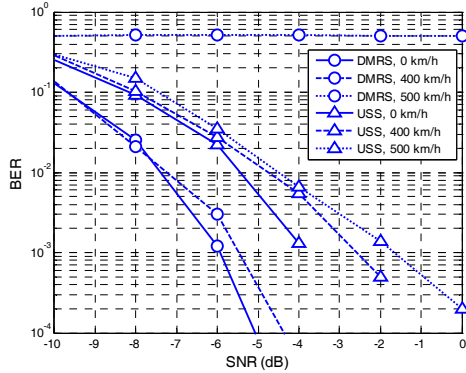


그림 8. TE의 속도에 따른 PUCCH의 비트에러율
Fig. 8. Bit error rate of PUCCH according to speed of TE

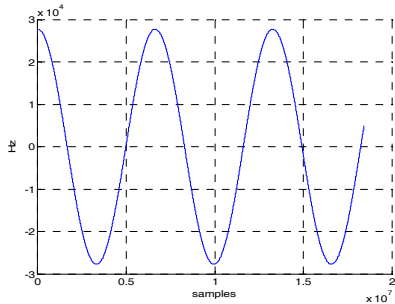


그림 9. 시뮬레이션을 위한 도플러 주파수 천이 모델
Fig. 9. Doppler frequency shift model for simulation

다. 그림은 0.1 초에 해당하는 샘플까지의 cos 함수의 변화이다. 그림을 통해 알 수 있듯이, 0.1초 내에 5.5 회의 역변 현상이 나타난다. 즉, 본 논문의 고속 열차를 위한 시뮬레이션 모델은 도플러 시프트 안정구간은 제외하고, 도플러 주파수 역변 구간만을 반복적으로 나타내며, 변화 속도는 5.5배 이상 빠르게 모델링한 것이다.

기지국은 USS를 이용하여, 주파수 오프셋을 추정한다. 단말은 추정된 오프셋을 전달받기 위해서, 일정한 시간을 보내야 하고, 상향링크 슬롯이 올 때까지 기다려야한다. 즉, 추정과 보상사이에는 시간적인 차이가 발생한다. III.3절에서 MHN 기준 최대 간격은 2.5 ms이며, 이 시간은 10개의 슬롯 구간에 해당한다. 그림 10은 이 시간 간격을 적용한 주파수 추정의 평균 제공 오차를 계산하였다. 시뮬레이션은 부동 소수점 피드백 및 4 비트 양자화 피드백의 2가지 경우에 대해 수행하였다. 그림에서 두 가지 경우의 추정 오차를 확인하였고, 추정 및 보상에 의한 시간차이로 인해서 그림 7과 달리 평균 제공 오차가 제한됨을 나타낸다.

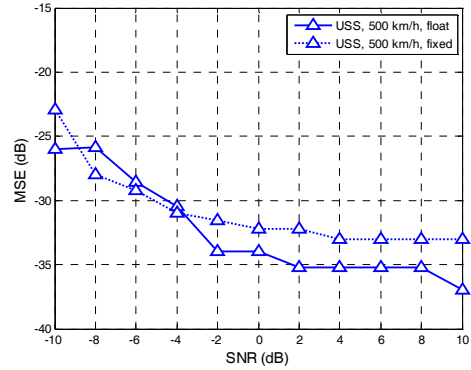


그림 10. 추정-보상 시간차가 있는 경우의 주파수 오프셋 추정값의 평균 제공 에러
Fig. 10. Mean squared error of frequency offset estimation in the case of time difference between estimation and compensation

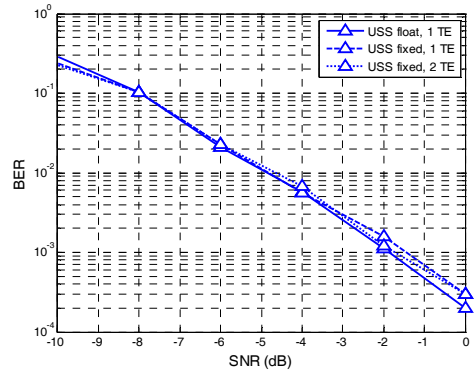


그림 11. 제안한 방법을 사용한 MHN 시스템의 PUCCH 비트 에러율
Fig. 11. Bit error rate of PUCCH of the MHN system using proposed method

그림 11은 이동체가 500 km/h로 이동할 때, 그림 9의 도플러 주파수 천이 모델을 적용하고, 추정과 보상 사이의 시간 이격을 고려한 PUCCH 채널의 시뮬레이션 결과를 나타냈다. 제시한 주파수 오프셋 추정 방법은 USS 신호 영역에서 다중 단말의 멀티플렉싱이 가능하므로, 이를 검증하기 위해서 TE 2개가 같은 주파수를 사용하여 USS를 전송하는 경우도 시뮬레이션 하였다.

그림 11을 보면, 높은 SNR에서 float인 경우 가장 성능이 좋고, fixed인 두 가지 경우는 비슷한 성능을 보임을 알 수 있다. 그런데 낮은 SNR에서 float인 경우에 fixed에 비해서 성능이 좋지 않은 부분이 존재한다. 그 원인은 낮은 SNR에서 추정오차가 크게 발생할 수 있는데, float 경우는 그 에러가 제한되지 않기 때문이다. 본 장에서 제시한 시뮬레이션 결과들은 제시

한 상향링크 주파수 보상 방법이 실제 적용 가능성을 증명하고 있다.

VI. 결 론

본 논문은 OFDMA와 같은 다중접속 시스템에서 상향링크 주파수 옵셋을 보상하는 새로운 주파수 옵셋 보상 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 상향링크 동기 채널을 정의하여 주파수 옵셋을 추정하도록 하고, 추정 값을 피드백하여 단말이 주파수 옵셋을 보상하도록 한다. 제안된 상향링크 동기 채널은 여러 이동체가 최소한의 시간-주파수 자원을 동시에 사용하도록 설계하였고, 피드백 되는 정보량을 최소화 할 수 있는 방안을 제시하였다. 제안한 방법은 고속열차용 MHN 시스템 환경에서 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과는 제안된 방법이 500 km/h의 이동체 속도에서 도플러 주파수 천이에 의한 주파수 옵셋을 보상함을 보였다. 제안한 방법은 OFDMA 방식 기반의 통신 시스템에서 상향링크 주파수 옵셋을 보상하는 방법으로 적용이 가능하다.

References

[1] H. S. Cheong, et al., "Trend analysis of moving wireless backhaul technologies for mobile hotspot networks," *Electron. Telecommun. Trend*, vol. 30, no. 1, pp. 12-20, Feb. 2015.

[2] A preliminary draft new Recommendation ITU-R M.[IMT.VISION], *Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond*, Auckland, New Zealand, Feb. 2015.

[3] S. G. Park, J. W. Lee, and T. H. Jeon, "Performance comparison of space-time block coding in high-speed railway channel," *J. KICS*, vol. 39C, no. 3, pp. 291-297, 2014.

[4] J. Choi, C. Lee, H. W. Jung, and Y. H. Lee, "Carrier frequency offset compensations for uplink of OFDM-FDMA systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, No. 12, pp. 414-416, Dec. 2000.

[5] H. Cheon, "Frequency offset estimation for high speed users in E-UTRA uplink," in *Proc. 18th Annu. IEEE Int. Symp. Personal, Indoor Mob. Radio Commun.*, Athens, Greece, Sept.

2007.

[6] P. Bertrand, "Frequency offset estimation in 3G LTE," in *Proc. VTC*, Taipei, Taiwan, May 2010.

[7] S. Choi, I. G. Kim, and D. J. Kim, "Uplink pilot signal design for mobile wireless backhaul," *J. KICS*, vol. 40, no. 6, pp. 1005-1013, 2015.

[8] ITU-R Recommendation P.525.2, *Calculation of free-space attenuation*, 1994.

[9] 3GPP TS 36.104 v8.4.0, 2008-12, *Technical specification group radio access network; evolved universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (Release 8)*

[10] Z. Muhi-Eldeen, L. P. Ivriissimtzis, and M. Al-Nuaimi, "Modelling and measurements of millimetre wavelength propagation in urban environments," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 9, pp. 1300-1309, 2010.

[11] P. H. Moose, "A technique for orthogonal division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, 1994.

[12] M. Morelli, C. C. J. Kuo, and M.-O. Pun, "Synchronization techniques for orthogonal division multiple access (OFDMA): A tutorial review," in *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 7, pp. 1394-1425, Jul. 2007.

[13] K. J. Kim, K. J. Choi, and K. S. Kim, "DFT-Based channel estimation scheme for the uplink of LTE-A systems," *J. KICS*, vol. 40, no. 2, pp. 307-309, 2015.

[14] Z. Cao, U. Tureli, Y.-D. Yao, and P. Honan, "Frequency synchronization for generalized OFDMA uplink," in *Global Telecommun. Conf.*, vol. 2, pp. 1071-1075, Nov. 2004.

[15] T. Yucek and H. Arslan, "Carrier frequency offset compensation with successive cancellation in uplink OFDMA systems," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 6, no. 10, pp. 3546-3551, Oct. 2007.

[16] B. Aziz, I. Fijalkow, and M. Ariaido, "Joint estimation of channel and carrier frequency offset from the emitter, in an uplink OFDMA

system,” in *ICASSP*, pp. 3492-3495, Prague, Czech Republic, May 2011.

최 성 우 (Sung-woo Choi)



1999년 2월 : 전북대학교 전자공학과 학사
2001년 2월 : 전북대학교 전자공학과 석사
2013년 3월~현재 : 충남대학교 정보통신공학과 박사과정
2001년 3월~현재 : ETRI Giga 통신연구2실 선임연구원

<관심분야> 이동통신, mmWave 통신, 신호처리 설계, 5G 통신

안 재 민 (Jae Min Ahn)



1987년 2월 : 서울대학교 전자공학과 학사
1989년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
1994년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사
1994년~1999년 : 삼성전자 선임연구원

2007년~2008년 : 정보통신연구진흥원 차세대이동통신 사업단장, 정보통신부 차세대 이동통신 PM
1999년~현재 : 충남대학교 전파정보통신공학과 교수
<관심분야> 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio Resource management

김 일 규 (Ilgyu Kim)



1993년 : 서울시립대학교 전자공학과 학사
1995년 : 서울시립대학교 전자공학과 석사
2009년 : KAIST 정보통신공학과 박사
1997년~1999년 : (주)신세기통신 주임연구원

1999년~현재 : ETRI Giga 통신연구2실 실장
<관심분야> WCDMA, LTE/LTE-A, MIMO, mmWave 통신, 5G 이동통신