

## 이동무선백홀을 위한 상향링크 파일럿 신호 설계

최 승 남\*, 김 일 규\*, 김 대 진<sup>o</sup>

## Uplink Pilot Signal Design for Mobile Wireless Backhaul

Seung Nam Choi\*, Ilgyu Kim\*, Dae Jin Kim<sup>o</sup>

## 요 약

본 논문에서는 밀리미터파를 활용한 이동무선백홀에서 상향링크의 파일럿 신호 구조를 제안하였다. Zadoff-Chu 시퀀스를 이용하여 생성된 파일럿 신호는 두 개의 안테나 포트에 대한 송신 다이버시티를 위하여 주파수 축 상에서 교차 매핑 또는 연속 매핑되는 구조가 가능하며, 파일럿 신호의 매핑 방법에 따라 채널 추정 알고리즘이 달라진다. 시뮬레이션을 통해 지하철 환경을 가정한 레일리 페이딩 채널에서 성능을 분석한 결과, 교차 매핑 방법이 연속 매핑 방법에 비해 채널 추정의 성능 열화가 없었고 이 방법을 사용하여 상향링크 채널 추정기의 구현 복잡도를 줄일 수 있었다.

**Key Words** : millimeter wave communication, mobile wireless backhaul, pilot signal, channel estimation

## ABSTRACT

In this paper, an uplink pilot signal structure is proposed for millimeter wave(mmWave)-based mobile wireless backhaul. For the transmit diversity of two antenna ports, uplink pilot signals generated from the Zadoff-Chu sequence can be mapped in an interleaved mode or continuous mode on the frequency axis, and channel estimation algorithms are different depending on the pilot signal mapping schemes. Through a simulation under Rayleigh fading channel assuming a subway scenario, the interleaved mapping scheme showed no performance degradation compared to the continuous mapping scheme and the implementation complexity of the uplink channel estimator was reduced due to the interleaved mapping scheme.

## I. 서 론

고속으로 이동하는 이동체 내의 승객들은 셀룰러 이동통신 망을 통해 매우 열악한 모바일 인터넷 서비스와 빈번한 끊김현상을 겪게 된다. 그 이유는 협소한 셀룰러 대역폭, 도플러 문제에 취약한 상향링크 채널,

그리고 훨씬 더 자주 동시에 일어나는 수많은 이용자들의 핸드오버로 인한 것이다. 특히 상향링크는 망 용량의 병목현상을 유발하는 원인이 되어 셀룰러 통신의 주파수 효율을 떨어뜨린다. 그래서 ITU-R의 IMT-Advanced가 요구하는 주파수 효율(bps/Hz)은 실내에서는 1.0이지만 120~350km/h에서는 0.25이다<sup>[1]</sup>. 또한 3GPP에서 1x4 안테나 및 LOS(Line Of

\* 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 : Giga Communication System Research Section 2, Electronics and Telecommunications Research Institute, choisn@etri.re.kr, 정회원

<sup>o</sup> Corresponding Author : School of Electronics and Computer Engineering, Chonnam National University, djinkim@jnu.ac.kr, 중신회원

\* Giga Communication System Research Section 2, Electronics and Telecommunications Research Institute, igkim@etri.re.kr  
논문번호 : KICS2015-03-075, Received March 26, 2015; Revised June 5, 2015; Accepted June 5, 2015

Sight) 조건에서 LTE(Long Term Evolution)의 주파수 효율(bps/Hz)을 평가한 결과, 실내에서 3.15(FDD)와 3.11(TDD)이었고 120~350km/h에서는 1.45(FDD)와 1.38(TDD)이었다<sup>2)</sup>. 결국 고속 이동환경에서는 셀룰러 이동통신 시스템의 성능이 크게 감소함을 알 수 있다.

최근에 DAS(Distributed Antenna System)를 셀룰러 시스템에 적용하여 셀 경계에서의 성능을 개선하고 주파수 효율을 대폭 향상시키기 위한 연구들이 진행되었다. DAS는 원래 무선통신 시스템의 실내 커버리지를 개선하기 위해 제안되었다<sup>3)</sup>. DAS는 RoF(Radio over Fiber) 기술과 결합되어 송신기와 수신기간의 거리를 줄임으로써 안정적으로 높은 데이터 전송 서비스를 제공할 수 있다<sup>4)</sup>. 이로 인해 셀룰러 이동통신 시스템의 성능은 개선되고 있지만 여전히 수많은 승객들이 동시에 이동하는 이동체에서 발생하는 모바일 트래픽 용량을 충족시키기에는 부족하다. 그래서 이 문제의 해결 방안으로 밀리미터파 통신을 DAS와 결합한 무선백홀 구조가 소개되었다<sup>5)</sup>. 이 구조의 장점은 광대역 주파수 확보가 가능한 10GHz 이상의 밀리미터파 대역을 무선백홀에 활용하고, DAS를 이용한 빔포밍 기술에 의해 다중 무선링크 연결이 가능하여 시스템의 전송 용량을 크게 늘릴 수 있다는 것이다.

본 논문은 밀리미터파를 활용한 이동무선백홀에서 상향링크의 파일럿 신호 구조에 관한 것이다. 일반적으로 파일럿 신호는 채널 추정을 위해 사용되며 시스템에 따라 구조가 각기 다르다. LTE에서 상향링크의 파일럿 신호는 Zadoff-Chu 시퀀스로부터 만들어지고 파일럿 전용의 OFDM 심볼이 있으며 주파수 축 상에서 연속적으로 매핑된다. 또한 하향링크는 PN(Pseudo Noise) 시퀀스로 파일럿 신호를 만들고, 파일럿을 포함하는 OFDM 심볼의 주파수 축 상에서 6개의 부반송파 간격으로 매핑된다<sup>6)</sup>. 이에 기초하여 본 논문은 밀리미터파를 사용하는 이동무선백홀에 적합하도록 채널 추정 성능을 확보하면서 채널 추정기의 구현 복잡도를 낮출 수 있는 상향링크 파일럿 구조를 설계하고, 지하철 환경을 가정한 레일리 페이딩 채널에서 성능을 분석하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 이동무선백홀 구조 및 상향링크 구조를 설명한다. III장에서는 상향링크의 파일럿 신호 구조를 설계하고, IV장에서는 파일럿 매핑 방법에 의한 채널 추정 성능을 분석한다. 마지막으로 V장에서는 결론을 맺는다.

## II. 밀리미터파를 활용한 이동무선백홀

### 2.1 모바일 핫스팟 네트워크 구조

국내에서는 2014년 1월에 미래창조과학부가 전파진흥 기본계획에 초고주파 이용 활성화를 위한 “Free Band” 확대 정책(안)에 17.1~17.2GHz 및 31.5~33.5GHz 대역을 FACS(Flexible Access Common Spectrum) 주파수로 활용하는 것을 포함하였다<sup>7)</sup>. 그림 1은 31.5GHz의 밀리미터파(mmWave) 주파수를 이용하여 기차 또는 지하철 환경에 적용될 수 있는 모바일 핫스팟 네트워크의 구조를 나타낸다. 이것은 밀리미터파를 사용하는 차량 외부의 이동무선백홀 링크와 6GHz 이하 주파수를 사용하는 차량 내부의 무선랜/웹도셀과 같은 액세스 링크로 구성된 2계층 구조를 갖는다.

밀리미터파는 셀룰러 주파수와는 다르게 직진성이 강하고 경로 손실이 매우 큰 전파 특성이 있으므로, 밀리미터파 이동무선백홀 링크의 QoS(Quality of Service)를 확보하기 위해서 이동체의 이동경로 주변에 안테나를 분산 배치하는 DAS 기술을 사용한다<sup>8)</sup>. 즉, 밀리미터파 신호를 송수신하는 각각의 mRU는 고유한 셀 식별자를 가지며 셀 커버리지 영역에 따라 일정한 간격으로 분산 배치된다. mRU간의 거리는 셀룰러 시스템의 셀 반경보다 작아야만 밀리미터파의 전파 특성을 극복할 수 있다. 그림 1은 전파 장애물이 없는 LOS 환경에서는 셀 반경이 1km까지 가능하고, LOS를 확보하기 어렵거나 무선채널 환경이 나쁜 경

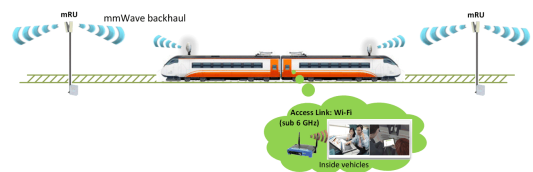


그림 1. 모바일 핫스팟 네트워크 구조  
Fig. 1. Mobile hotspot network structure

표 1. 시스템 파라미터  
Table 1. System parameters related to OFDM

Parameter	Value
Bandwidth	125MHz
Sampling rate	184.32MHz
Subcarrier spacing	180kHz
FFT size	1024
CP length	128
Slot length	46080
Number of OFDM symbols per slot	40

우에는 mRU간의 거리를 더 짧게 하여 안정된 무선링크 환경을 확보한다. 이동체는 앞단과 뒷단에 mRU와 통신하는 단말이 설치되고, mRU와 단말은 모두 고정형 빔포밍 기술을 사용한다.

이동무선백홀 링크는 OFDM 기반의 광대역 무선 전송 방식을 사용하며, 관련된 시스템 파라미터는 표 1과 같다. 주파수 대역폭은 125MHz이고 반송파 결합에 의해 대역폭은 확장될 수 있다. 부반송파 간격은 180kHz이고 FFT 크기는 1024를 사용한다. 길이 250us의 슬롯은 데이터 송수신의 기본 단위로써 40개의 OFDM 심볼로 구성된다. CP(Cyclic Prefix) 길이는 OFDM 심볼 길이의 1/8에 해당하는 128개의 샘플을 차지한다<sup>9)</sup>.

### 2.2 상향링크 구조

상향링크 슬롯에 실리는 전송 신호는 부반송파 개수  $N_{RB}^{UL}N_{sc}^{RB}$  와 OFDM 심볼 개수  $N_{symp}^{UL}$  의 자원 격자로 표현된다. 여기서 상향링크의 RB(Resource Block) 개수  $N_{RB}^{UL}$  는 50이며 이것은 상향링크 전송 대역폭을 의미한다. 각 슬롯의 OFDM 심볼 개수  $N_{symp}^{UL}$  는 40이고, 각 RB의 부반송파 개수  $N_{sc}^{RB}$  는 12이다. 따라서 50개의 RB는 600개의 부반송파로 구성된다<sup>10)</sup>.

RE(Resource Element)는 자원 격자의 각 구성 요소를 말하며, 슬롯에서 인덱스  $(k, l)$  로 고유하게 정의된다.  $k = 0, \dots, N_{RB}^{UL}N_{sc}^{RB} - 1$  는 주파수 영역의 인덱스이고,  $l = 0, \dots, N_{symp}^{UL} - 1$  는 시간 영역의 인덱스이다. 안테나 포트  $p$  의 RE  $(k, l)$  은 복소수  $a_{k,l}^{(p)}$  의 값을 가지며, 신호의 전송에 사용되지 않는 RE의  $a_{k,l}^{(p)}$  는 0으로 채워진다. 이러한 자원 격자는 안테나 포트마다 존재한다.

RB는 시간 영역에서  $N_{symp}^{UL}$  의 연속적인 OFDM 심볼과 주파수 영역에서  $N_{sc}^{RB}$  의 연속적인 부반송파로 정의된다. 따라서 상향링크의 각 RB는  $N_{symp}^{UL} \times N_{sc}^{RB}$  의 RE로 구성된다. 이것은 시간 영역에

서는 한 개의 슬롯 그리고 주파수 영역에서는 2.16MHz(12×180 kHz)에 해당한다.

이동무선백홀을 위한 상향링크 전송채널(PUSCH)의 기저대역 신호는 그림 2처럼 입력 신호의 스크램블링, 복소수 심볼 생성을 위한 스크램블된 비트들의 변조, 한 개 또는 두 개의 전송 레이어에 복소수 변조 심볼들의 매핑, 안테나 포트에 전송을 위하여 각 레이어에 복소수 변조 심볼들의 프리코딩, 각 안테나 포트에 대한 프리코딩된 복소수 변조 심볼들의 RE로의 매핑, 그리고 각 안테나 포트에 대한 시간 영역의 복소수 OFDM 신호 생성으로 정의된다. 상향링크의 송신 안테나 개수는 2개이고 수신 안테나 개수는 1개이다.

상향링크에 전송될 비트 블록  $b(0), \dots, b(M_{bit} - 1)$  은 변조되기 전에 단말-특정 스크램블링 시퀀스로 스크램블링되어 비트 블록  $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{bit} - 1)$  이 된다.  $M_{bit}$  은 상향링크의 한 슬롯에 전송되는 데이터의 총 비트 수를 의미한다. 스크램블링 출력은  $\tilde{b}(i) = (b(i) + c(i)) \bmod 2 (i = 0, 1, \dots, M_{bit} - 1)$  이다. 여기서 스크램블링 시퀀스  $c(i)$  는 길이가 31인 골드 시퀀스 발생기로부터 생성된다<sup>6,10)</sup>.

스크램블링된 비트 블록  $\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(M_{bit} - 1)$  은 변조 방식에 따라 심볼 매핑되어 복소수 심볼 블록  $d(0), \dots, d(M_{symp} - 1)$  을 생성한다.  $M_{symp}$  은 복소수 변조 심볼의 총 개수이다. PUSCH의 변조 방식은 QPSK, 16QAM, 64QAM이다.

변조된 심볼은 한 개 또는 두 개의 레이어에 매핑된다. 복소수 변조 심볼  $d(0), \dots, d(M_{symp} - 1)$  은 레이어  $x(i) = [x^{(0)}(i) \dots x^{(v-1)}(i)]^T$  에 매핑된다. 여기서  $i = 0, 1, \dots, M_{symp}^{layer} - 1$ ,  $v$  는 레이어 개수,  $M_{symp}^{layer}$  은 레이어의 변조 심볼 개수이다.

안테나 포트 2개에 대한 송신 다이버시티의 레이어 매핑은  $x^{(0)}(i) = d(2i)$ ,  $x^{(1)}(i) = d(2i + 1)$  과 같이 이루어진다. 여기서 레이어 개수  $v = 2$  이고  $M_{symp}^{layer} = M_{symp}/2$  이다.

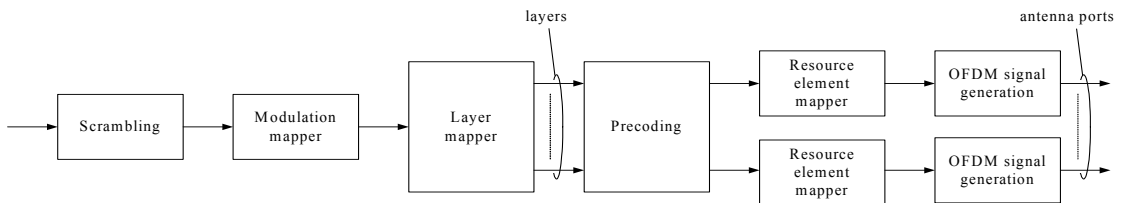


그림 2. 이동무선백홀의 상향링크 변조기  
Fig. 2. Uplink modulator of mobile wireless backhaul

프리코더는 벡터  $x(i) = [x^{(0)}(i) \dots x^{(v-1)}(i)]^T$ ,  $i = 0, 1, \dots, M_{\text{layer}}^{ap} - 1$ 를 레이어 매핑으로부터 입력받아 벡터  $z(i) = [\dots z^{(p)}(i) \dots]^T$ 를 생성하고, 이 벡터 신호를 각 안테나 포트의 자원에 매핑한다. 여기서  $i = 0, 1, \dots, M_{\text{layer}}^{ap} - 1$ ,  $z^{(p)}(i)$ 는 안테나 포트  $p$ 의 신호를 나타낸다.

송신 다이버시티의 프리코딩은 앞서 설명한 송신 다이버시티의 레이어 매핑과 함께 사용된다. 안테나 포트가 2개일 때, 송신 다이버시티의 프리코딩 출력 신호  $z(i) = [z^{(0)}(i) \ z^{(1)}(i)]^T$ 는 식 (1)과 같이 정의된다. 여기서  $p \in \{0, 1\}$ 는 안테나 포트 번호이고,  $i = 0, 1, \dots, M_{\text{layer}}^{ap} - 1$ ,  $M_{\text{layer}}^{ap} = 2M_{\text{layer}}^{ap}$ 이다.

$$\begin{bmatrix} z^{(0)}(2i) \\ z^{(1)}(2i) \\ z^{(0)}(2i+1) \\ z^{(1)}(2i+1) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & -1 & 0 & j \\ 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Re}(x^{(1)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(0)}(i)) \\ \text{Im}(x^{(1)}(i)) \end{bmatrix} \quad (1)$$

PUSCH에 사용되는 각 안테나 포트  $p$ 에 대하여, 복소수 심볼 블록  $z^{(p)}(0), \dots, z^{(p)}(M_{\text{layer}}^{ap} - 1)$ 은 안테나 포트  $p$ 의 RB에  $z^{(p)}(0)$ 부터 매핑된다. 상향링크에 할당된 RB에 속해 있는 RE  $(k, l)$ 로의 매핑 과정 순서는 가장 먼저 인덱스  $k$ 의 오름 차순으로 이루어지고, 그 다음에는 인덱스  $l$ 의 오름 차순으로 이루어진다. 이때 RS(Reference Signal)의 전송을 위해 예약된 RE에는 이러한 매핑을 하지 않는다.

상향링크 슬롯마다 각 안테나 포트  $p$ 에 할당된 OFDM 심볼  $l$ 의 시간 연속적인 신호  $s_l^{(p)}(t)$ 는  $0 \leq t < (N_{\text{CP},l} + N)T_s$ 에 대해서 식 (2)와 같이 정의된다.

$$s_l^{(p)}(t) = \sum_{k=-\lfloor N_{\text{RB}}^{UL} N_{\text{sc}}^{RB} / 2 \rfloor}^{\lfloor N_{\text{RB}}^{UL} N_{\text{sc}}^{RB} / 2 \rfloor - 1} a_{k^{(-)},l}^{(p)} e^{j2\pi(k+1/2)\Delta f(t - N_{\text{CP},l}T_s)} \quad (2)$$

여기서  $k^{(-)} = k + \lfloor N_{\text{RB}}^{UL} N_{\text{sc}}^{RB} / 2 \rfloor$  이고,  $a_{k^{(-)},l}^{(p)}$ 는 안테나 포트  $p$ 의 RE  $(k, l)$ 의 내용이다. FFT 크기  $N$ 은 1024이고, 부반송파 간격  $\Delta f$ 는 180kHz이다. 또한 CP 길이  $N_{\text{CP},l}$  ( $l = 0, 1, \dots, 39$ )는 128이다.

### III. 상향링크의 파일럿 신호 설계

DMRS(Demodulation Reference Signal) 신호는 PUSCH에 대한 코히런트 복조를 위하여 기지국이 채

널 추정을 하는데 사용되는 상향링크의 파일럿 신호로써 PUSCH와 동일한 대역폭으로 항상 같이 전송된다<sup>[11]</sup>.

DMRS 시퀀스  $r^{(\alpha)}(n)$ 은 식 (3)과 같이 기본 시퀀스  $\bar{r}(n)$ 의 cyclic shift  $\alpha$ 에 의해 정의된다.

$$r^{(\alpha)}(n) = e^{j\alpha n} \bar{r}(n), \quad 0 \leq n < M_{\text{sc}}^{RS} \quad (3)$$

여기서  $M_{\text{sc}}^{RS} = mN_{\text{sc}}^{RB}$ 는 DMRS 시퀀스의 길이이다 ( $1 \leq m \leq N_{\text{RB}}^{UL}$ ). 서로 다른  $\alpha$ 에 의해 한 개의 기본 시퀀스로부터 여러 개의 DMRS 시퀀스들이 만들어진다.

기본 시퀀스  $\bar{r}(0), \dots, \bar{r}(M_{\text{sc}}^{RS} - 1)$ 는 식 (4)와 같다.

$$\bar{r}(n) = x_u(n \bmod N_{\text{ZC}}^{RS}), \quad 0 \leq n < M_{\text{sc}}^{RS} \quad (4)$$

여기서  $u^{\text{th}}$  root의 Zadoff-Chu 시퀀스  $x_u(m)$ 은 식 (5)와 같이 정의된다<sup>[12]</sup>. Zadoff-Chu 시퀀스 길이  $N_{\text{ZC}}^{RS}$ 는  $M_{\text{sc}}^{RS}$ 보다 작은 가장 큰 소수(prime number)이다.

$$x_u(m) = e^{-j\pi u m(m+1)/N_{\text{ZC}}^{RS}}, \quad 0 \leq m < N_{\text{ZC}}^{RS} \quad (5)$$

PUSCH의 DMRS 시퀀스  $r(\cdot)$ 은 식 (3)의  $r^{(\alpha)}(n)$ 으로부터 식 (6)과 같이 정의된다.

$$r(mM_{\text{sc}}^{RS} + n) = r^{(\alpha)}(n) \quad (6)$$

여기서  $m = 0, 1, 2, 3, 4$ 이고,  $n = 0, 1, \dots, M_{\text{sc}}^{RS} - 1$ 이고,  $M_{\text{sc}}^{RS}$ 는 PUSCH에 할당된 부반송파 개수를 의미한다. 그리고 cyclic shift  $\alpha = 2\pi n_{\text{cs}}/12$ 이고,  $n_{\text{cs}}$ 는 0부터 11의 값을 갖는다.

그림 3과 그림 4는 안테나 포트가 2개일 때 PUSCH 채널에 매핑되는 DMRS 구조를 보여준다. 이 구조에서 DMRS 전송에 사용되는 OFDM 심볼 개수는 5개이고, 심볼 번호는 2, 5, 14, 23, 32이다. 여기서  $R_0$ 는 안테나 포트 0의 DMRS이고,  $R_1$ 는 안테나 포트 1의 DMRS를 의미한다. 그런데 시간 축 상에서 DMRS 심볼의 간격이 일정하지 않은 이유는, 특히 심볼 2와 5의 간격이 좁은 이유는 DMRS를 이용하여 고속이동환경에서 발생하는 큰 값의 주파수 오프셋을 추정하여 보상할 수 있도록 하기 위해서다.

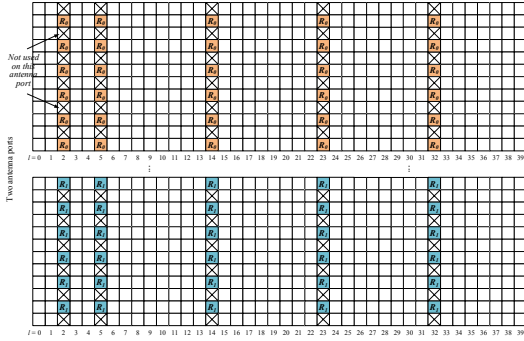


그림 3. 한 RB 내에서 교차 매핑의 DMRS 구조  
Fig. 3. Interleaved mapping structure of DMRS

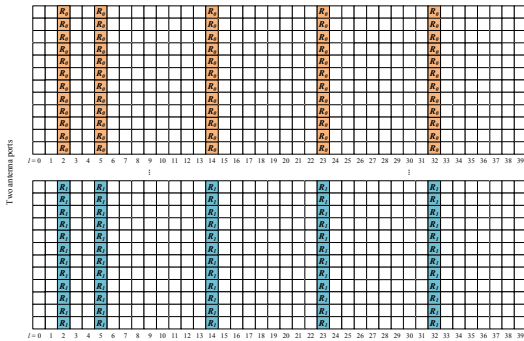


그림 4. 한 RB 내에서 연속 매핑의 DMRS 구조  
Fig. 4. Continuous mapping structure of DMRS

그림 3은 각 안테나 포트의 DMRS가 주파수 축 상에서 서로 겹치지 않도록 빗살(comb) 형태로 주파수 다중화한 것이다. 송신 다이버시티의 경우( $p=0,1$ ), DMRS 신호  $r^{(p)}(i)$ 의 교차 매핑 방법은 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} r^{(0)}(2i) &= r(2i), r^{(0)}(2i+1) = 0 \\ r^{(1)}(2i) &= 0, r^{(1)}(2i+1) = r(2i+1) \end{aligned} \quad (7)$$

이때  $i=0,1,\dots,M_{RS_{sc}}^{ap}-1$ ,  $M_{RS_{sc}}^{ap} = L_{symb}^{RS} M_{sc}^{RS}/2$ ,  $L_{symb}^{RS} = 5$ 는 DMRS를 전송하는 OFDM 심볼 개수를 의미한다. 그림 3의 방법은 각 DMRS가 한 부반송파 건너 하나씩의 부반송파에 전송되므로, 수신단에서 각 안테나 포트의 DMRS는 주파수 영역에서 쉽게 구별된다.

그림 4는 DMRS 구조의 다른 방법을 예시한 것이다. 이 방법은 각 안테나 포트의 DMRS가 서로 동일한 주파수 대역의 부반송파에 연속적으로 매핑되고 DMRS의 구별은 서로 다른 위상회전을 주는 cyclic

shift  $\alpha_0, \alpha_1$ 에 의해 DMRS가 서로 직교하도록 함으로써 가능하다. 송신 다이버시티의 경우, 안테나 포트  $p \in \{0,1\}$ 에 대한 DMRS 신호  $r^{(p)}(i)$ 의 연속 매핑 방법은 식 (8)과 같다.

$$\begin{aligned} r^{(0)}(i) &= r(i) \text{ with } \alpha_0 \\ r^{(1)}(i) &= r(i) \text{ with } \alpha_1 \end{aligned} \quad (8)$$

이때  $i=0,1,\dots,M_{RS_{sc}}^{ap}-1$ ,  $M_{RS_{sc}}^{ap} = L_{symb}^{RS} M_{sc}^{RS}$ 이다.

식 (7)에서는 DMRS 신호가 동일한 cyclic shift를 갖지만, 식 (8)은 DMRS 신호가 서로 다른 두 개의 cyclic shift를 갖는다. 이렇게 DMRS 매핑 방법이 다르므로 인해 그림 3과 그림 4의 수신단에서의 채널 추정 방법도 달라지게 된다.

채널 추정은 주파수 영역 또는 시간 영역에서 이루어지며, 주파수 영역에서 수행되는 파일럿 심볼 기반의 채널 추정 방법은 구현이 쉽기 때문에 많이 사용되고 있다<sup>[13,14]</sup>. 그림 3과 같이 주파수 다중화된 DMRS 구조에 대한 채널 추정기의 구조는 그림 5처럼, 수신된 DMRS와 복조기에서 알고 있는 DMRS를 이용하여 LS(Least Squares) 추정과 주파수 영역에서의 잡음 평탄화(smoothing), 시간 영역에서의 보간법(interpolation) 과정으로 이루어진다. 그러나 그림 4와 같이 서로 다른 cyclic shift에 의해 구별되는 DMRS에 대한 채널 추정은 smoothing 대신 그림 6과 같이 DFT-based 시간 영역 필터링 방법에 의해 이루어진다<sup>[15]</sup>. LS 추정된 채널은 IDFT에 의해 시간 영역의 신호로 변환된 후 windowing을 통해 양 끝에 있는 원하는 신호만 뽑아낸다. 다른 cyclic shift를 갖는 DMRS 수신신호(다른 안테나 포트에서 전송된 신호)는 IDFT를 거치게 되면 잡음 성분처럼 변하며, 윈도우 안의 신호는 그대로 남기고 윈도우 밖의 신호를 모



그림 5. 주파수 영역 필터링의 채널 추정기  
Fig. 5. Channel estimator of frequency domain filtering

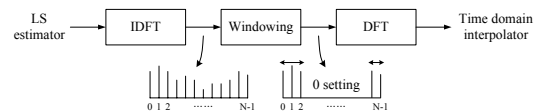


그림 6. DFT-based 시간 영역 필터링의 채널 추정기  
Fig. 6. Channel estimator of DFT-based time domain filtering

두 0으로 대체하는 것이 시간 영역 필터링이다. 이때 윈도우 크기는 채널 추정 성능에 영향을 주는 변수가 된다. 필터링된 신호는 다시 DFT에 의해 주파수 영역의 신호로 변환되고 이 신호는 곧 주파수 영역에서의 채널 응답이 된다.

그림 5의 LS 추정과 주파수 영역 필터링에 의한 채널 추정 방법은 다음과 같이 이루어진다. OFDM 복조를 거친 신호 중에서 DMRS가 전송된 OFDM 심볼에서의 수신신호를  $y_{i,k}$  ( $i=0 \sim 4$ )라고 할 때, 수신된 DMRS 신호는 식 (9)와 같이 표현될 수 있다.

$$y_{i,k} = h_{i,k}x_{i,k} + w_{i,k}, \quad k = 0, 1, \dots, M_{sc}^{PUSCH} - 1 \quad (9)$$

여기서  $h_{i,k}$ 는 채널,  $x_{i,k}$ 는 송신신호,  $w_{i,k}$ 는 가우시안 잡음,  $M_{sc}^{PUSCH}$ 는 PUSCH 전송에 할당된 부반송파 개수를 의미한다. LS 추정법은 수신된 DMRS 신호를 복조기에서 미리 알고 있는 DMRS 신호로 나눔으로써 채널의 임시 주파수 응답을 추정하는 것이다.

송신안테나 포트  $p \in \{0, 1\}$ 에 대하여  $i$ 번째 DMRS와  $k$ 번째 부반송파에서의 LS 추정치  $\hat{h}_{i,k}^{(p)}$ 는 식 (10)과 같이 계산된다. 이것은  $p=0$ 에 대해서는 짝수 번호의 부반송파에 대하여 LS 추정을 수행하고,  $p=1$ 에 대해서는 홀수 번호의 부반송파에 대하여 LS 추정을 수행한 것이다.  $x_{i,k}$ 는 복조기에서 미리 알고 있는 DMRS 신호를 의미한다.

$$\begin{aligned} \hat{h}_{i,k}^{(0)} &= \frac{y_{i,k}}{x_{i,k}}, \quad k = 0, 2, \dots, M_{sc}^{PUSCH} - 2 \\ \hat{h}_{i,k}^{(1)} &= \frac{y_{i,k}}{x_{i,k}}, \quad k = 1, 3, \dots, M_{sc}^{PUSCH} - 1 \end{aligned} \quad (10)$$

LS 추정된 채널  $\hat{h}_{i,k}^{(p)}$ 는 잡음 성분을 포함하고 있기 때문에, 잡음의 영향을 줄이기 위해서 추가적으로 잡음 평탄화 처리를 한다. 잡음 평탄화는 주파수 영역에

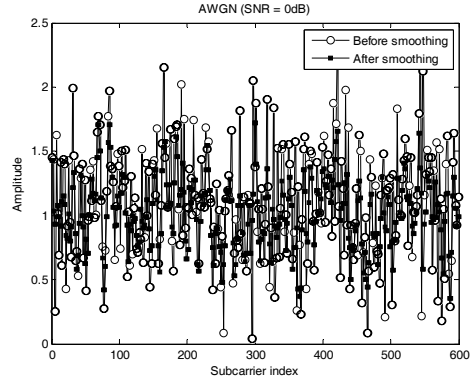


그림 7. 채널 주파수 응답의 잡음 평탄화  
Fig. 7. Noise smoothing of channel frequency response

서의 필터로 구현되며,  $\hat{h}_{i,k}^{(p)}$ 에 대한 잡음 평탄화 필터링은 식 (11)과 같이 이루어진다. 이때 가중치  $w$ 는 0.375이다.

LS 추정된 채널  $\hat{h}_{i,k}^{(p)}$ 는 잡음 성분을 포함하고 있기 때문에, 잡음의 영향을 줄이기 위해서 추가적으로 잡음 평탄화 처리를 한다. 잡음 평탄화는 주파수 영역에서의 필터로 구현되며,  $\hat{h}_{i,k}^{(p)}$ 에 대한 잡음 평탄화 필터링은 식 (11)과 같이 이루어진다. 이때 가중치  $w$ 는 0.375이다.

그림 7은 LS 추정된 채널에 잡음 평탄화를 하기 전과 후의 결과를 비교한 것이다. 그림에서 보듯이, 평탄화 필터링을 통하여 잡음이 제거되고 더 평탄한 채널 응답을 얻을 수 있었다.

그림 6의 DFT-based 시간 영역 필터링에 의한 채널 추정 방법은 다음과 같다. 먼저 LS 추정된 채널  $\hat{h}_{i,k}^{(p)}$ 를 식 (12)와 같이 N-point IDFT를 하여 시간 영역으로 변환된 채널 응답  $g_{i,n}^{(p)}$ 을 구한다.

$$g_{i,n}^{(p)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{h}_{i,k}^{(p)} e^{j2\pi kn/N} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \bar{h}_{i,k}^{(0)} &= \begin{cases} (w + (1-w)/2)\hat{h}_{i,k}^{(0)} + ((1-w)/2)\hat{h}_{i,k+2}^{(0)}, & k = 0 \\ ((1-w)/2)\hat{h}_{i,k-2}^{(0)} + w\hat{h}_{i,k}^{(0)} + ((1-w)/2)\hat{h}_{i,k+2}^{(0)}, & k = 2, 4, \dots, M_{sc}^{PUSCH} - 4 \\ ((1-w)/2)\hat{h}_{i,k-2}^{(0)} + (w + (1-w)/2)\hat{h}_{i,k}^{(0)}, & k = M_{sc}^{PUSCH} - 2 \\ \bar{h}_{i,k-1}^{(0)}, & otherwise \end{cases} \\ \bar{h}_{i,k}^{(1)} &= \begin{cases} (w + (1-w)/2)\hat{h}_{i,k+1}^{(1)} + ((1-w)/2)\hat{h}_{i,k+3}^{(1)}, & k = 0 \\ ((1-w)/2)\hat{h}_{i,k-1}^{(1)} + w\hat{h}_{i,k+1}^{(1)} + ((1-w)/2)\hat{h}_{i,k+3}^{(1)}, & k = 2, 4, \dots, M_{sc}^{PUSCH} - 4 \\ ((1-w)/2)\hat{h}_{i,k-1}^{(1)} + (w + (1-w)/2)\hat{h}_{i,k+1}^{(1)}, & k = M_{sc}^{PUSCH} - 2 \\ \bar{h}_{i,k-1}^{(1)}, & otherwise \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

Windowing은 시간 영역의 채널 응답  $g_{i,n}^{(p)}$ 에서 윈도우 함수( $N_{win}^{pos}, N_{win}^{neg}$ ) 안에 maximum delay spread 정도의 채널 응답이 들어갈 수 있도록 식 (13)과 같이 윈도우를 취한다.

$$\tilde{g}_{i,n}^{(p)} = \begin{cases} g_{i,n}^{(p)}, n < N_{win}^{pos} \text{ or } n \geq N - N_{win}^{neg} \\ 0, \text{ otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

식 (13)처럼 윈도우를 취하고 나면, 윈도우 안의 채널 응답들은 그대로 값을 유지하고 윈도우 밖의 채널 응답들은 모두 0이 된다. 이때 윈도우 안의 채널 응답들에 대하여 시간영역 문턱값을 추가적으로 적용하면 채널 추정 성능이 향상된다<sup>16)</sup>.

Windowing된 채널 응답  $\tilde{g}_{i,n}^{(p)}$ 은 다시 식 (14)와 같이 N-point DFT에 의해 주파수 영역의 신호로 변환된다.

$$\bar{h}_{i,k}^{(p)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{g}_{i,n}^{(p)} e^{-j2\pi kn/N} \quad (14)$$

마지막으로, 시간 영역의 보간법은  $\bar{h}_{i,k}^{(p)}$ 를 이용하여 DMRS 심볼 사이에 위치한 OFDM 심볼들에 대한 채널 응답을 부분송파별로 선형 보간법을 이용하여 구한다.

지금까지 설명한 두 개의 채널 추정 방법을 비교하면, 주파수 영역 필터링 방법이 DFT-based 시간 영역 필터링 방법보다 훨씬 간단함을 알 수 있다. 이것은 주파수 영역에서 DMRS 신호의 매핑 차이에 의한 것이다.

#### IV. 성능 분석

그림 8은 상향링크 채널 추정 방법의 MSE(Mean Square Error) 성능을 비교한 것이다. MSE는 채널 추정 성능을 평가하는 방법으로써 실제로 추정된 채널과 이상적인 채널 추정과의 차이를 나타낸다. 표 2는 성능 분석을 위해 사용된 시뮬레이션 파라미터들이다.

그림 3(교차 매핑, Inter.)과 그림 4(연속 매핑, Conti.)의 DMRS 구조에 대하여 레일리 페이딩 채널에서의 시뮬레이션 결과, 송신안테나가 1개일 때의 성능이 송신안테나가 2개일 때의 성능보다 좋았고, 송신안테나가 1개일 때는 교차 매핑의 성능이 연속 매핑보다 더 좋았으며, 송신안테나가 2개일 때는 주파수 영역 필터링 방법이 DFT-based 시간 영역 필터링 방

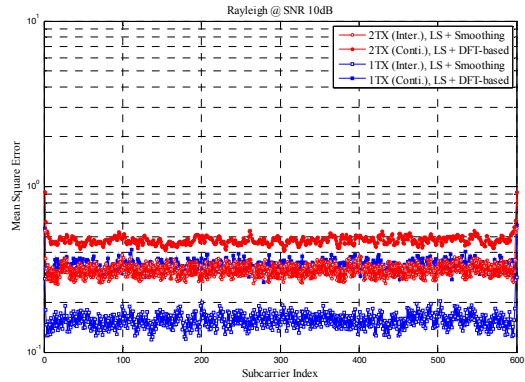


그림 8. 상향링크 채널 추정 방법의 MSE 성능  
Fig. 8. MSE performance of uplink channel estimation

표 2. 시뮬레이션 파라미터  
Table 2. Simulation parameters

Parameter	Value
Carrier frequency	31.5GHz
Bandwidth	125MHz
Channel code	Turbo code
Antenna configuration	2x1
Wireless channel model	Rayleigh fading
Velocity	80km/h
Multipath	2
Multipath delay	100ns

법보다 성능이 좋았다. DFT-based 시간 영역 필터링의 경우에 부분송파와 양쪽 끝부분에서 MSE 값이 증가하였다. 만약 구형 복잡도를 줄이고자 DFT 대신에 FFT를 사용한다면 부분송파와 양쪽 끝부분에서의 MSE 값은 더 증가한다.

송신안테나 개수에 상관없이 DMRS의 주파수 축상에서 교차 매핑의 성능이 연속 매핑의 성능보다 더 좋은 것은 채널의 페이딩이 심하지 않기 때문인 것으로 분석된다. 또한 DMRS를 구성하는 Zadoff-Chu 신호가 교차 매핑 방식으로 사용하더라도 직교성을 잃지 않음을 보여준다.

그림 9와 그림 10은 2x1 안테나에서 상향링크 채널 추정의 uncoded BER(Bit Error Rate)과 BLER(Block Error Rate) 성능을 비교한 결과이다. 그림 9를 보면 AWGN 채널에서 채널 추정 성능은 이론치와 uncoded BER 차이가 거의 없었으며, 교차(Inter.) 매핑과 연속(Conti.) 매핑의 DMRS 구조에 대한 채널 추정 성능은 서로 비슷하였다. 이것은 채널 추정에 문제가 없음을 의미한다. 그림 10은 다중경로가 2개인 레일리 페이딩 채널 조건에서 채널 추정의 BLER 성능을 구한 것이다. 속도는 80km/이고 터보

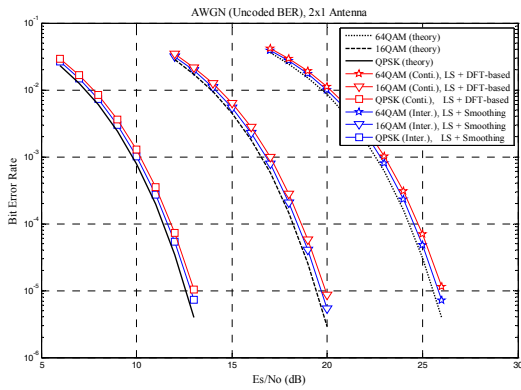


그림 9. AWGN 채널에서 상향링크 채널 추정기의 uncoded BER 성능  
 Fig. 9. Uncoded BER performance of uplink channel estimation under AWGN channel

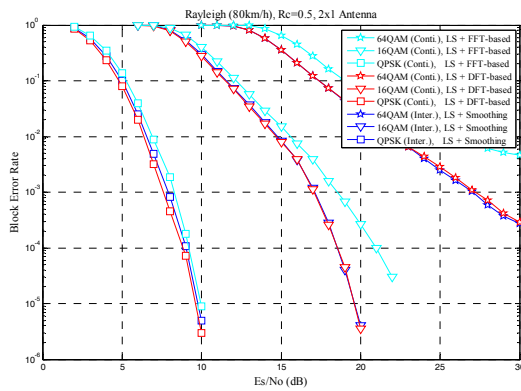


그림 10. 레일리 페이딩 채널에서 상향링크 채널 추정기의 BLER 성능  
 Fig. 10. BLER performance of uplink channel estimation under Rayleigh fading channel

코드의 코드율(Rc)은 0.5를 사용하였다. 마찬가지로 교차 매핑과 연속 매핑의 DMRS 구조에 대한 채널 추정의 BLER 성능은 거의 동일함을 알 수 있다. 그런데 DFT-based 시간 영역 필터링 방법에서 DFT 대신 FFT를 사용하게 되면 DFT를 사용한 것보다 성능이 나빴다. 이것은 부반송파 양쪽 끝부분에서 DFT일 때보다 더 증가한 MSE 값이 채널 추정 성능을 떨어뜨렸기 때문이다. 만약 구현 측면에서 FFT를 사용하려면, 채널 추정 성능의 개선을 위해서 부반송파 양쪽 끝부분에서의 성능 열화를 보상할 수 있는 추가적인 처리가 필요하다.

따라서 상향링크의 DMRS는 성능 열화가 없고 채널 추정 방법이 간단한 그림 3의 구조를 사용하면 채널 추정기의 구현 복잡도도 줄일 수 있어서 상향링크의 DMRS 구조로 선택하였다.

## V. 결론

본 논문에서는 모바일 핫스팟 네트워크의 밀리미터 파 이동무선백홀을 위한 상향링크의 DMRS 신호를 설계하였다. 송신 다이버시티를 위하여 주파수 영역에서 교차 매핑된 DMRS 구조는 연속 매핑된 구조와 비교하여 채널 추정 성능의 열화가 없음을 레일리 페이딩 채널에서 시뮬레이션으로 확인할 수 있었다. 이 구조는 채널 추정에서 DFT-based 시간 영역 필터링을 사용하지 않고 주파수 영역 필터링을 사용하기 때문에 채널 추정이 간단하여 채널 추정기의 구현 복잡도를 줄일 수 있는 장점을 갖는다.

## References

- [1] Rep. ITU-R M.2134, "Requirements related to technical performance for IMT-Advanced radio interface(s)," 2008.
- [2] 3GPP TR 36.912 v10.0.0, "Feasibility study for further advancements for E-UTRA (LTE-Advanced) (Release 10)," Mar. 2011.
- [3] A. A. M. Saleh, A. J. Rustako, and R. S. Roman, "Distributed antennas for indoor radio communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 35, no. 12, pp. 1245-1251, Dec. 1987.
- [4] X. You, D. Wang, B. Sheng, X. Gao, X. Zhao, and M. Chen, "Cooperative distributed antenna systems for mobile communications," *IEEE Wireless Commun.*, pp. 35-43, Jun. 2010.
- [5] J. Kim and I. Kim, "Distributed antenna system-based millimeter-wave mobile broadband communication system for high speed trains," *Int. Conf. ICT Convergence*, pp. 218-222, Jeju Island, Korea, Oct. 2013.
- [6] ETSI TS 136 211 v8.7.0, "LTE; Evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); physical channels and modulation," Jun. 2009.
- [7] Ministry of Science, ICT and Future Planning, *Radio promotion master plan*, Korea, Jan. 2014.
- [8] J. Wang, H. Zhu, and N. J. Gomes, "Distributed antenna systems for mobile communications in high speed trains," *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, vol. 30, no. 4, pp. 675-683, May 2012.



- [9] S. N. Choi, D. You, I. Kim, and D. J. Kim, "Uplink design of millimeter-wave mobile communication systems for high-speed trains," *IEEE VTC Spring*, pp. 1-5, Seoul, Korea, May 2014.
- [10] S. N. Choi, J. Kim, I. Kim, and D. J. Kim, "Development of millimeter-wave communication modem for mobile wireless backhaul in mobile hotspot network," *IEIE Trans. Smart Proc. and Comp.*, vol. 3, no. 4, pp. 212-220, Aug. 2014.
- [11] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker, *LTE - The UMTS long term evolution: from theory to practice*, John Wiley & Sons Ltd., 2009.
- [12] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 18, no. 4, pp. 531-532, Jul. 1972.
- [13] J. W. Wee and Y. S. Cho, "A modified pilot symbol based channel estimation technique using cross-correlation for OFDM systems," *J. KICS*, vol. 36, no. 7, pp. 467-474, Jul. 2011.
- [14] Y. Kim, N. Kim, and E. Yoon, "Pilot assisted channel frequency response estimation for an OFDM system with a comb-type pilot pattern," *J. KICS*, vol. 39A, no. 6, pp. 333-342, Jun. 2014.
- [15] B. Yang, Z. Cao, and K. B. Letaief, "Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 11, pp. 1977-1987, Nov. 2001.
- [16] Y. Lee and H. Kim, "Performance improvement of channel estimation based on time-domain threshold for OFDM systems," *J. KICS*, vol. 33, no. 9, pp. 720-724, Sept. 2008.

최 승 남 (Seung Nam Choi)



1998년 : 전남대학교 전자공학과 학사  
 2000년 : 전남대학교 전자공학과 석사  
 2000년~현재 : 한국전자통신연구원 책임연구원

<관심분야> LTE/LTE-A, mmWave 통신, 5G 이동통신

김 일 규 (Ilgyu Kim)



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

신 주임연구원  
 1999년~현재 : 한국전자통신연구원 Giga통신연구2실 실장  
 <관심분야> WCDMA, LTE/LTE-A, MIMO, mmWave 통신, 5G 이동통신

김 대 진 (Dae Jin Kim)



1984년 : 서울대학교 전자공학과 학사  
 1986년 : KAIST 전기 및 전자공학과 석사  
 1991년 : KAIST 전기 및 전자공학과 박사  
 1991년~1996년 : LG전자 멀티

미디어연구소 책임연구원  
 1997년~현재 : 전남대학교 전자컴퓨터공학부 교수  
 2009년~2011년 : 지식경제부/한국산업기술평가관리원 DTV/방송 PD  
 <관심분야> 디지털 통신, 디지털 방송