

# 시변 채널 환경에서 PN 수열 파일럿을 활용한 다중 셀 신호의 채널 추정 및 검출 방법

준회원 김성민\*, 장재원\*, 종신회원 성원진\*

## A Channel Estimation and Detection Method for Multi-Cell Signals Using the PN Sequence Pilot in Time-Varying Channel Environments

Seongmin Kim\*, Jaewon Chang\* Associate Members, Wonjin Sung\* Lifelong Member

### 요 약

주파수 재사용을 사용하는 셀룰러 시스템에서 단말은 셀 경계로 이동할수록 인접 셀로부터 오는 간섭 신호의 세기가 커지게 되어 낮은 신호 대 간섭 비를 갖게 되고 채널 추정 및 수신 성능이 열화되는 경향을 보인다. 각 셀에 할당된 프리앰블 파일럿이 상호 직교적인 관계이거나 disjoint한 위치에 있는 경우, 각 셀로부터의 채널을 추정하여 이를 간섭 제거에 활용할 수 있다. 도플러 확산에 의한 채널의 시간 변화율이 큰 경우에는 데이터 파일럿의 사용이 필요하나, 다수의 셀로부터 전송되는 데이터 파일럿이 모든 셀에서 동일한 위치에 배치되어 있는 경우, 간섭에 의한 영향으로 채널 추정 성능의 열화를 겪는다. 본 논문에서는 인접 셀 간섭의 영향을 고려한 의사 잡음(pseudonoise: PN) 수열이 적용된 데이터 심볼에서, 간섭 신호로 인한 성능 열화를 줄일 수 있는 채널 추정 방법을 설명하고, 셀 경계 지역에서 수신 신호 검출 성능을 평가한다. 특히 최대비 결합과 셀 간 공간 역다중화 검출 방식에 활용 시, 도플러 주파수와 간섭 신호의 세기에 따른 전송 효율을 산출하여 성능 이득을 정량적으로 제시한다.

**Key Words** : Channel estimation, PN sequence, Maximal ratio combining, Inter-cell spatial multiplexing, Time-varying channels

### ABSTRACT

In cellular mobile radio systems with frequency reuse, the interference signals degrade the channel estimation and signal detection performance due to the low signal-to-interference ratio near coverage boundaries. When the preamble pilot sequences from different cells are orthogonal or located in disjointed positions, they can be used for multi-cell channel estimation and interference cancellation. In time-varying channels caused by Doppler spread, data pilot symbols are needed for channel estimations. However, data pilot symbols are usually located in identical positions for the overhead reduction, which degrades the channel estimation performance. In this paper, we demonstrate a significant amount of performance improvement is achieved by multiplying different pseudonoise (PN) sequences to the data pilot symbols from adjacent interference cells. In particular, for detection scheme using maximal ratio combining (MRC) and inter-cell spatial demultiplexing (ISD), quantitative performance gain of spectral efficiency for different values of Doppler frequency and interference power is presented.

\* 서강대학교 전자공학과 디지털전송연구실 (wsung@sogang.ac.kr)  
논문번호 : KICS208-03-129, 접수일자 : 2008년 3월 17일, 최종논문접수일자 : 2008년 4월 24일

## I. 서론

셀룰러 시스템에서 단말에 수신되는 하향링크 신호는 여러 개의 인접 셀로부터 오는 간섭 신호의 영향을 받게 되며, 특히 단말이 셀 외각에 위치하고 인접 셀에서 동일한 주파수를 사용할 경우 심한 채널 추정 및 수신 성능 열화를 겪는다<sup>[1]</sup>. 이러한 간섭 신호의 영향을 감소시키기 위한 방안은 크게 간섭 신호의 랜덤화, 주파수 재사용 계수의 감소를 통한 간섭 회피, 간섭 제거 등이 존재한다<sup>[2]</sup>. 간섭 제거 기술로는 단일 안테나 환경에서 스케줄링 또는 기회적 빔포밍을 이용한 방식<sup>[3]</sup>, 다중 안테나를 가진 단말을 활용한 최적 결합 (optimum combining: OC) 방식, 셀 간 공간 역다중화 (intercell spatial demultiplexing: ISD) 방식 등이 연구된 바 있다<sup>[4][5]</sup>. OC와 ISD와 같은 간섭 제거 기법은 다중 셀 신호의 채널을 추정하고 이를 신호 검출에 이용함으로써 셀 경계에서 단말의 수신 성능을 향상시킬 수 있는 기술들이다.

다중 셀 환경에서 수신 신호의 채널 추정은 일반적으로 파일럿 신호를 이용하며<sup>[6][7]</sup>, 단말의 이동 및 다중 경로 페이딩으로 인하여 발생하는 채널 변화율, 간섭 신호의 크기 및 단말에서의 백색잡음 (additive white gaussian noise: AWGN) 등에 의해 그 추정 성능이 열화된다. IEEE 802.16e 시스템에서는 파일럿으로 사용 가능한 프리앰블 시퀀스를 인접 셀 간에 서로 다른 위치에 삽입시키고 각 셀마다 고유한 랜덤 시퀀스를 할당함으로써, 인접 셀의 기지국으로부터 전송되는 간섭 신호에 의한 채널 추정 성능의 열화를 최소화하고 각 셀에서 전송된 신호를 구별하는 것이 가능하다<sup>[8]</sup>. 채널의 시변 특성이 거의 없는 nomadic 환경에서는 프리앰블만을 사용하여 추정한 채널로 데이터 심볼의 복원이 가능한 반면, 단말의 이동성이 존재할 때에는 채널의 시변 특성을 채널 추정에 반영하기 위하여 데이터 심볼 파일럿의 사용이 필요하다. IEEE 802.16e 시스템의 경우 데이터 심볼 파일럿은 프리앰블의 파일럿과 달리 모든 셀에서 같은 위치에 배치되어 있어 셀 경계에서 심각한 채널 추정 성능 열화의 원인이 된다. 이와 같은 성능 열화를 감소시키기 위하여 주파수 특성이 동일한 부채널 단위로 각 셀마다 고유한 의사 잡음 (pseudonoise: PN) 수열이 데이터 심볼의 파일럿에 할당된다.

본 논문에서는 IEEE 802.16e 시스템 환경에서 채널이 시변 특성을 가질 경우, 각 셀 고유의 PN

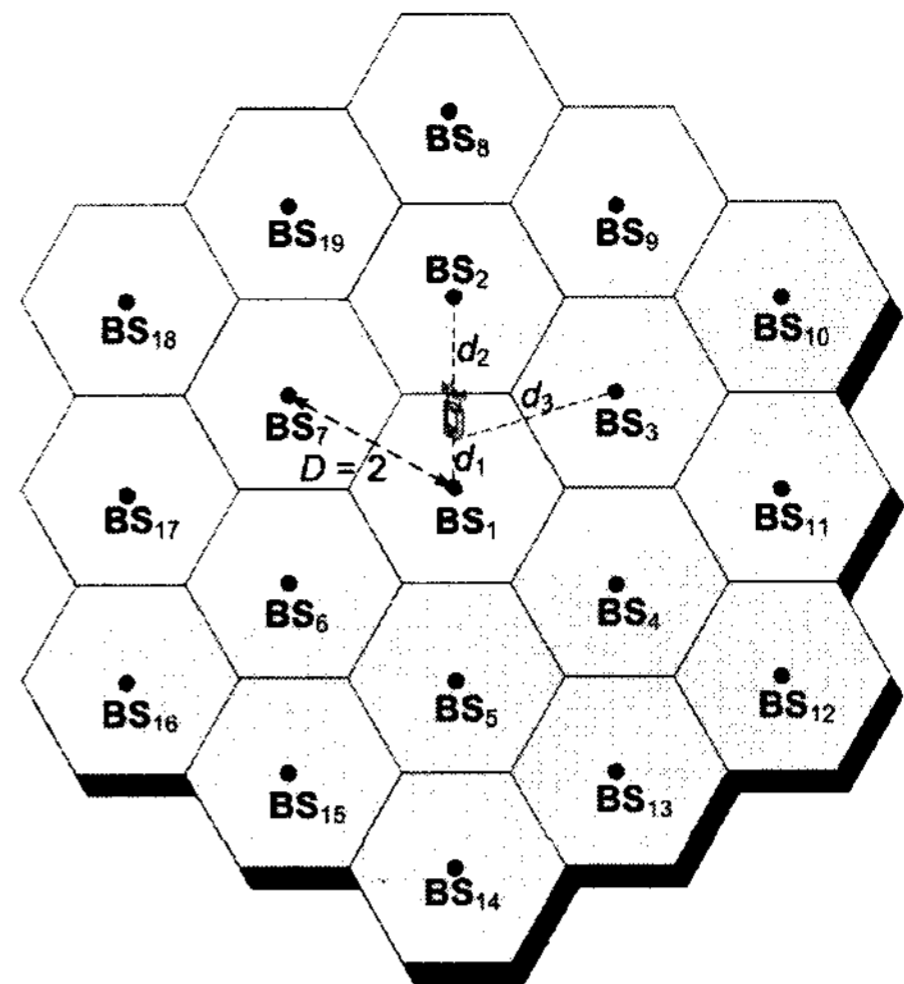


그림 1. 다중 셀 환경에서 신호 전송 모델

수열이 할당된 데이터 심볼의 파일럿을 이용하여 다중 셀 신호의 영향을 줄일 수 있는 채널 추정 방식을 설명하고, 도플러 주파수의 증가에 따른 NMSE (normalized mean square error)와 적응적 변조 및 코딩 (adaptive modulation and coding: AMC)을 적용한 단말의 전송 효율을 통하여 성능을 검증한다. 신호의 검출 방식은 AWGN 환경에서 최적의 성능을 갖는 최대비 결합 (maximal ratio combining: MRC)과 셀 경계에서 다중 셀 신호 채널 추정을 수행하는 ISD 검출 방식을 적용하고, 각 방식에 PN 수열을 사용한 파일럿을 이용하여 채널을 추정할 경우 단말의 수신 성능이 향상될 수 있음을 보인다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 모의 실험에 사용된 셀의 구성과 프레임 구조를 기술하고, III장에서는 PN 수열 파일럿을 활용한 다중 셀 채널 추정 방식의 채널 추정 성능 이득을 기술한다. IV장에서는 설명된 채널 추정 방법을 ISD 및 MRC 검출 방식에 적용 시 하향 링크의 전송 효율 산출 결과를 기술한다. V장에서는 논문의 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델

### 2.1 셀 구성 및 신호 모델

모의 실험에 사용된 셀의 구성은 그림 1과 같은  $Q = 19$  셀 모델을 고려한다.  $Q$ 는 기지국의 총 개수이고 각 기지국의 명칭은  $BS_q$  ( $q = 1, \dots, Q$ )로 정의한다. 각 기지국 간의 거리는  $D = 2$ 로 정규화하며 기지국은 단일 송신 안테나, 단말은  $N$  개의

수신 안테나를 갖는다. 임의의 기지국  $BS_q$ 로부터 단말에 수신되는 신호의 전력을  $P_q = Pd_q^\gamma$ 로 나타낼 때  $P$ 는 기지국의 송신 신호 전력이며,  $d_q$ 는  $BS_q$ 와 단말 간 정규 거리,  $\gamma$ 는 기지국과 단말 간 거리에 따른 경로 손실 지수이다. 단말이  $BS_1$ 과 통신 중임을 가정할 때, 단말에 수신된 다중 반송파 신호 벡터  $Y[k] = [Y_1[k] Y_2[k] \dots Y_N[k]]^T$ 는

$$Y[k] = \sqrt{P_1} H_1[k] X_1[k] + \sum_{q=2}^Q \sqrt{P_q} H_q[k] X_q[k] + V[k], \quad 0 \leq k \leq K-1 \quad (1)$$

와 같이 모델할 수 있다.  $k$ 는 부반송파 인덱스,  $K$ 는 부반송파 개수를 나타내며,  $H_q[k]$ 는  $BS_q$ 와 단말 사이의 채널 벡터로 분산 값이 1인 복소 가우시안 변수  $H_{q,i}(k)$  ( $1 \leq i \leq N$ )를 원소로 가지는 채널 벡터이다.  $X_q[k]$ 는  $BS_q$ 에서 전송되는 심볼이고,  $V[k] = [V_1[k] V_2[k] \dots V_N[k]]^T$ 는 수신 안테나의 열잡음 벡터이며, 각 원소는 평균이 0이고 분산이  $\sigma_v^2$ 인 복소 가우시안 변수이다.

### 2.2 프레임 구조

표 1은 IEEE 802.16e 시스템의 하향 링크 프레임 임의의 심볼 파라미터를 나타내며, 그림 2는 프레임의 구조를 보여준다. 각 프레임은 1개의 프리앰블 심볼 ( $l = 0$ )과 24개의 데이터 심볼 ( $l = 1, \dots, 24$ )로 구성된다. 프리앰블의 경우, 표 1의 기지국 그룹 인덱스  $m$ 의 값에 따라 파일럿 부반송파 시작 위치가 결정되며, 프리앰블 심볼의 파일럿 부반송파 인덱스를  $k_p$ 라 할 때  $q = 1, 9, 11, 13, 15, 17, 19$ 인 기지국 ( $m = 0$ )은  $k_p = 86$ 부터,  $q = 2, 4, 6, 10, 14, 18$ 인 기지국 ( $m = 1$ )은  $k_p = 87$ 부터,  $q = 3, 5, 7, 8, 12, 16$ 인 기지국 ( $m = 2$ )은  $k_p = 88$ 부터 3개 부반송파 간격으로 disjoint하게 배치된다. 또한 프리앰블의 채널 추정에 영향을 미치는 간섭의 영향을 감소시키고 다중 셀 채널 추정을 위하여 모든 기지국이 다른 PN 수열을 갖도록 할당된다<sup>(8)</sup>. 단말의 이동성이 매우 낮아 프레임 내에서 채널이 시간적으로 거의 변하지 않는 경우에는 프리앰블에서 추정된 채널 추정 값을 데이터 심볼의 채널 추정에 이용할 수 있다. 그러나 단말의 이동 속도가 증가함에 따라 프레임 내 채널의 시간적 변화율이 증가하므로 데이터 심볼의 파일럿을 이용한 채널 추정이 필요하다. 그러나 각 기지국은 데이터 심볼의 파일럿을 인덱스 할당 규칙에 따라 프리앰블 심볼과 달

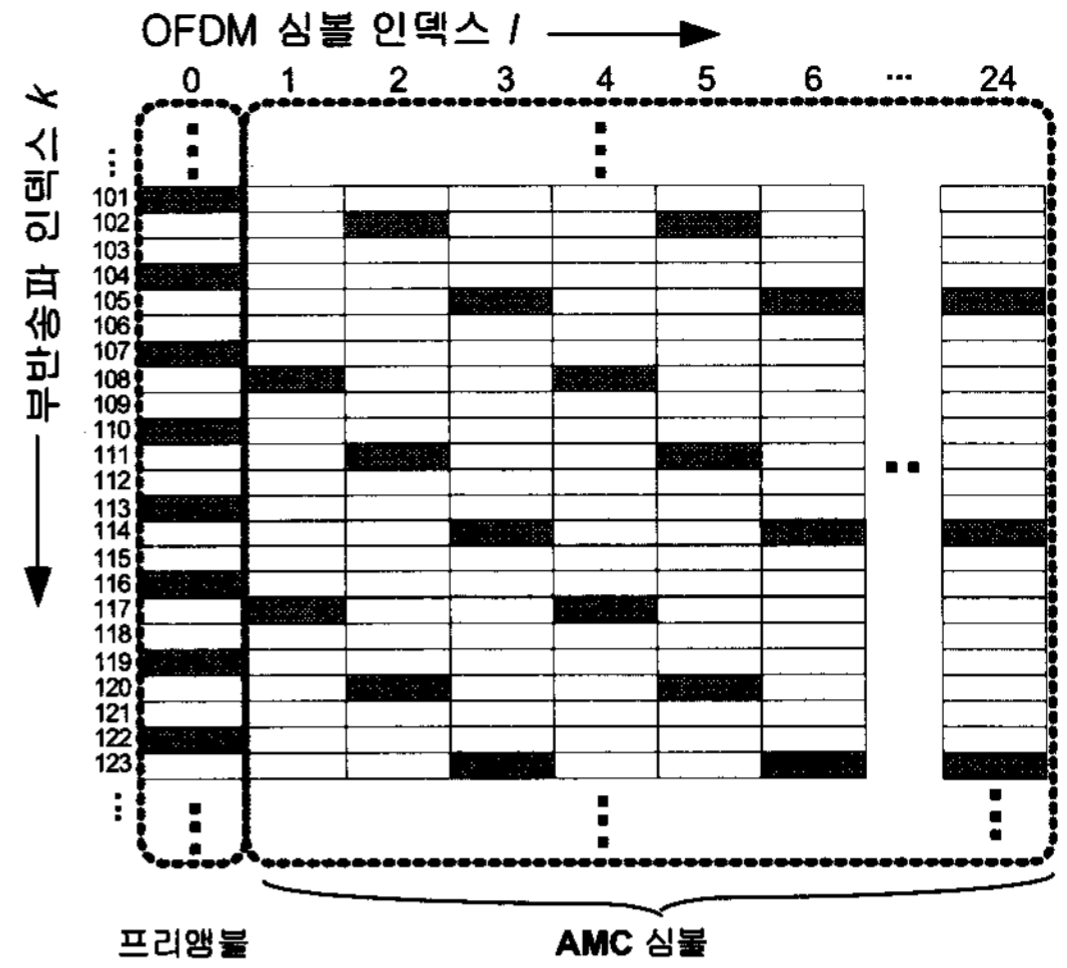


그림 2. 하향링크 프레임 구조 (기지국 그룹 인덱스  $m = 0$ 인 경우)

표 1. 하향링크 프레임 파라미터

파라미터	프리앰블 심볼	데이터 심볼 (AMC)
좌측 가드 부반송파 수	86	80
우측 가드 부반송파 수	85	79
DC 부반송파 수	1	1
사용된 부반송파 수	852	864
데이터 부반송파 수	0	768
파일럿 부반송파 수	284	96
파일럿 부반송파 인덱스	CarrierSet <sub>m+1</sub> = (N <sub>left</sub> +m)+3k' for k' = 0, ..., 283 m = 0, 1, 2	N <sub>left</sub> +9k'+3m+1, for k' = 0, ..., 95 m = (symbol index) mod 3

리 동일한 부반송파 위치에 전송하기 때문에, 셀 경계에 위치한 단말의 채널 추정에 있어서 성능 열화가 발생한다. 이러한 셀 경계 단말의 채널 추정 성능 향상을 위하여, 데이터 심볼의 파일럿에는 주파수 특성이 동일한 부채널 단위로 PN 수열이 할당되어 있다.

### III. PN 수열 파일럿을 활용한 채널 추정

IEEE 802.16e 시스템에서 데이터 심볼의 파일럿에 인접 셀 간섭으로 인하여 발생하는 성능 열화를 최소화하기 위하여 PN 수열이 할당된 경우, 이에 적합한 채널 추정 방식을 설명하고 수신 신호의 검출 성능을 평가한다. 기지국별 프리앰블 구조와 데이터 심볼 구조는 참고문헌 [8]을 바탕으로 구성하였으며, 주파수 특성이 동일한 부채널 단위로 데이터 심볼의 파일럿에 PN 수열이 적용된 구조를 사

용하였다. 모의실험을 위하여 채널 추정 방식으로 시간축으로 1차원 선형 보간 방식<sup>(9)</sup>과 주파수축으로 이산 푸리에 변환 (discrete Fourier transform: DFT) 기반의 채널 추정 방식<sup>(10)</sup>을 적용하였다. DFT 기반 채널 추정 방식은 시간축으로 신호 변환 후 영 삽입 (zero-padding)을 수행하여 저역 통과 필터링 (low-pass filtering) 효과를 적용하는 것이 가능하고, 인접 셀 간섭 신호 성분의 제거를 통한 채널 추정 성능의 개선이 가능하다.

### 3.1 채널 추정 방식

시변하는 채널 환경에서 인접 셀 간섭 신호로 인한 성능 열화를 최소화하기 위하여, 데이터 심볼에 PN 수열이 적용된 프레임을 이용한 채널 추정 과정은 다음과 같다.

#### Step 1. 프리앰블 심볼의 DFT 기반 채널 추정

파일럿 간 채널 보간에 앞서 파일럿 위치에서의 채널 값을 추정한다. 프리앰블 심볼의 수신 신호 벡터를 식 (1)과 같이 표현하고, PN 수열이 할당되어 전송된 프리앰블 심볼의  $k_p$ 번째 부반송파에 위치한 파일럿 신호를  $X_{1,PN}[k_p]$ 라 할 때, 단말에서는 수신 신호 벡터에  $BS_1$ 에 해당하는 파일럿 신호  $X_{1,PN}[k_p]$ 로 나누어 다음의 채널 추정 벡터 값을 얻는다.

$$\bar{\mathbf{H}}_1[k_p] = \frac{\mathbf{Y}[k_p]}{X_{1,PN}[k_p]} = \sqrt{P_1}\mathbf{H}_1[k_p] + \mathbf{V}[k_p],$$

$$\mathbf{V}[k_p] = \left( \sum_{q=2}^Q \sqrt{P_q}\mathbf{H}_q[k_p]X_q[k_p] + \mathbf{V}[k_p] \right) / X_{1,PN}[k_p]$$

(2)

$\mathbf{V}[k_p]$  는 인접 셀 간섭과 열잡음으로 인한 채널 추정 오차에 해당한다. 수신 안테나별로 정규화된 채널 값으로 이루어진 식 (2)의 채널 벡터  $\bar{\mathbf{H}}_1[k_p]$ 에  $M$ - point IDFT (inverse discrete Fourier transform) 연산을 수신 안테나 별로 각각 수행하여,  $k_p$ 를 포함한 모든  $k$ 에 대하여 시간축 신호로 변환하면

$$\bar{h}_1[n] = \sum_{k=86}^{86+M-1} \bar{\mathbf{H}}_1[k] e^{j2\pi nk/M}, \quad 0 \leq n \leq M-1$$

(3)

의 채널 임펄스 응답 벡터로 표현된다. 이때 채널 추정을 수행하는 영역인 부반송파 인덱스  $k$ 의 범위는 OFDM 심볼의 좌측 가드 부반송파 구역 ( $k = 0 \sim 85$ ) 을 제외한  $M$ 개의 부반송파 영역으로 결정된다.  $n$ 은 시간상에서의 샘플 인덱스이며, 식 (3)의 시간축 신호 벡터에 영 삽입 (zero-padding)을 통하

여 다음의 식 (4)와 같이 다중 셀 신호 및 열잡음 및 간섭 신호를 제거한다.

$$\hat{h}_1[n] = \begin{cases} \bar{h}_1[n], & 0 \leq n < p_c \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

(4)

$p_c$ 는 영 삽입의 시작 위치를 의미하며  $BS_1$ 과 단말기 사이 채널의 최대 지연시간  $\tau_{max}$  보다 큰 값으로 정한다.  $p_c$ 이 작을수록 열잡음과 간섭 신호 성분의 제거 효과가 큰 반면, 지연된 채널 임펄스 성분의 정보가 함께 제거될 수 있으므로 채널 환경에 따라 적절한 조정이 필요한 파라미터이다. 모의 실험에서는 1-tap flat fading 환경을 고려한 값으로  $p_c = 1$ 을 사용하였다. 마지막으로 식 (5)와 같이  $M$ -point DFT를 수행함으로써 파일럿 사이의 채널 값을 보간하여, OFDM 심볼의 좌측 보호구역을 제외한  $M$ 개 부반송파 영역의 채널을 추정한다.

$$\hat{\mathbf{H}}_1[k] = \sum_{n=0}^{M-1} \hat{h}_1[n] e^{-j2\pi nk/M}, \quad 86 \leq k \leq 86+M-1$$

(5)

따라서 DFT 기반 채널 추정 방식은 시간축에서의 영 삽입과 정규화된 수신 신호 채널 값의 저역 통과 필터링을 통하여 부반송파 인덱스  $k_p$ 사이의 보간 효과 및 인접 셀 간섭의 제거 효과를 얻을 수 있다.

#### Step 2. 데이터 심볼의 시간축 선형 보간 채널 추정

IEEE 802.16e 시스템의 하향링크 프레임 구조상 한 개의 데이터 심볼에는 9개의 부반송파 간격으로 파일럿이 위치해 있다. 채널의 시변 특성을 반영하기 위하여 프리앰블 심볼과 각 데이터 심볼 별로 같은 주파수 인덱스에 있는 파일럿을 선형 보간하여 채널 추정을 수행하게 된다. 이에 앞서 한 개의 데이터 심볼 단위로, PN수열을 이용한 데이터 심볼의 파일럿을  $X_{1,PN}$ 로 나누어 데이터 심볼의 파일럿을 정규화한다. 한 개의 정규화된 데이터 심볼에 9개의 부반송파 간격으로 채널을 추정할 수 있으며, 각 데이터 심볼 별로 같은 주파수 인덱스에 있는 파일럿을 시간축으로 선형 보간할 경우 한 개의 데이터 심볼에 3개 부반송파 간격으로 채널을 추정하는 것이 가능하다.

#### Step 3. 데이터 심볼별 DFT 기반 채널 추정

시간축 선형 보간을 수행한 뒤, 3개의 부반송파

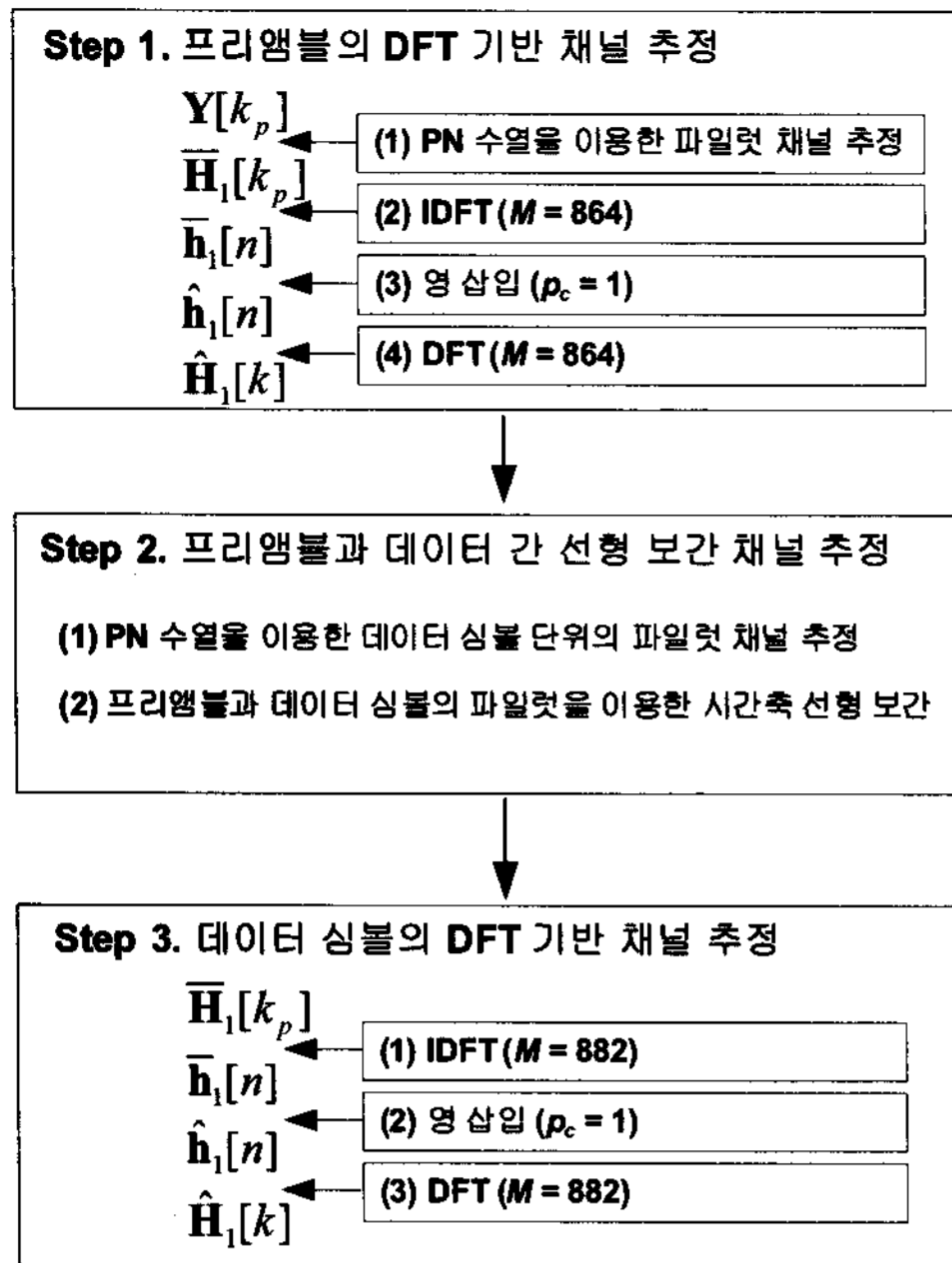


그림 3. 채널 추정 과정

간격으로 채널 정보를 얻는 것이 가능한 각각의 데이터 심볼은 프리앰블 심볼과 동일한 방법으로 채널 정보를 얻는 것이 가능하다. 프리앰블 심볼을 이용한 step 1의 채널추정 과정에 사용된 DFT 기반 채널 추정을 이용하여 데이터 심볼의 채널 추정을 동일하게 수행하면 최종적인 채널 추정 값을 얻을 수 있다. 그림 3은 채널 추정에 사용된 각 파라미터와 과정을 정리한 순서도이다. 프리앰블 심볼의 경우 사용 부반송파 개수 852개와 extrapolation (좌우측 각 6-point)을 고려하여 864-point IDFT/DFT를 수행하였고, 데이터 심볼은 사용 부반송파 개수 864개와 extrapolation (좌우측 각 9-point)을 고려하여 882-point IDFT/DFT를 사용하였다.

### 3.2 추정 방식 별 NMSE 성능

PN 수열을 활용한 파일럿을 사용할 경우 얻을 수 있는 채널 추정 성능을 모의 실험을 통하여 얻은 결과를 그림 4에 나타내었다. 그림 4는 단말의 위치 (또는 간섭 신호의 크기) 변화와 도플러 주파수의 변화에 따른 채널 추정 성능을 나타내며, 성능 지표로서 사용된 NMSE는 다음과 같이 추정 오차의 전력 평균과 채널 전력 평균의 비로 다음과 같이 정의한다.

$$NMSE = \frac{E[|H_1[k] - \hat{H}_1[k]|^2]}{E[|H_1[k]|^2]} \quad (6)$$

표 2. 모의 실험 파라미터

파라미터	값
전송 방식	OFDM ( $K = 1024$ )
셀의 개수 $Q$	19
기지국 안테나 수	1
단말의 안테나 수	2
채널 모델	Flat fading
채널 코딩	Convolutional coding ( $K = 7$ )
중심 주파수	2.4 GHz
단말의 이동 속도 (도플러 주파수)	3 km/h ( $f_d = 6.4$ Hz) 60 km/h ( $f_d = 128$ Hz) 120 km/h ( $f_d = 256$ Hz)
경로 손실 지수 $\gamma$	3.76
기지국 간 거리	2 km
기지국 송신 전력 $P$	43 dBm

모의 실험의 기본 환경은 표 2와 같으며 변조 방식은 QPSK, 채널 코딩은 convolutional code ( $K = 7$ )의 부호율  $R = 1/2$ 을 사용하였다. 그림 1의 경우에서 서비스 기지국이  $BS_1$ 일 때  $d_1$ 은  $BS_1$ 과 단말과의 거리를 나타내고,  $BS_1$ 에서 셀 경계 지점 ( $BS_1$ 과  $BS_2$  사이의 중심) 까지 거리를 1.0으로 정규화 할 때 단말이 0.1부터 1.0까지로 이동하는 경우를 고려한다. PN 수열을 사용한 데이터 심볼 파일럿 (preamble+pilot (PN))을 사용할 경우의 성능을 비교하기 위하여 프리앰블 심볼의 채널 추정 값만을 모든 데이터 심볼의 신호 검출에 사용한 경우 (preamble only)와 프리앰블 및 PN 수열을 적용하지 않은 데이터 심볼 파일럿의 채널 추정 값을 사용한 경우 (preamble+pilot)에 대하여 실험을 수행하였다. 그림에서 프리앰블 심볼만을 사용한 경우 (preamble only) 단말의 이동 속도가 저속일 때 (3 km/h,  $f_d = 6.4$  Hz), 모든 위치에서 NMSE 값의 변동이 없으나, 단말의 이동 속도가 증가함에 따라 급격히 성능이 열화되는 것을 알 수 있다. 이는 시변하는 채널의 변화율이 이동 속도가 증가함에 따라 커지기 때문에, 프리앰블 심볼과 데이터 심볼 간 채널 추정 오차가 커지기 때문이다. 따라서 고속의 환경에서 프리앰블 심볼만을 이용한 채널 추정 값은 데이터 심볼의 채널 추정에 이용하는 것이 불가능하다. 채널의 시변성을 반영하기 위하여 데이터 파일럿을 채널 추정에 이용할 경우 (preamble+pilot), 고속 채널의 추정 성능이 향상되지만 셀 경계로 이동할수록 기지국간 같은 위치에 배치된 파일럿으로 인한 인접 셀 간섭의 영향이 커지게 되고, 이로 인한 채널 오차로 인하여 채널 추정 성능이 급격히 열화된다. 이러한 셀 경계에서의 성능 열화는 저속 환경인  $f_d = 6.4$  Hz에서도 심각하게 발생



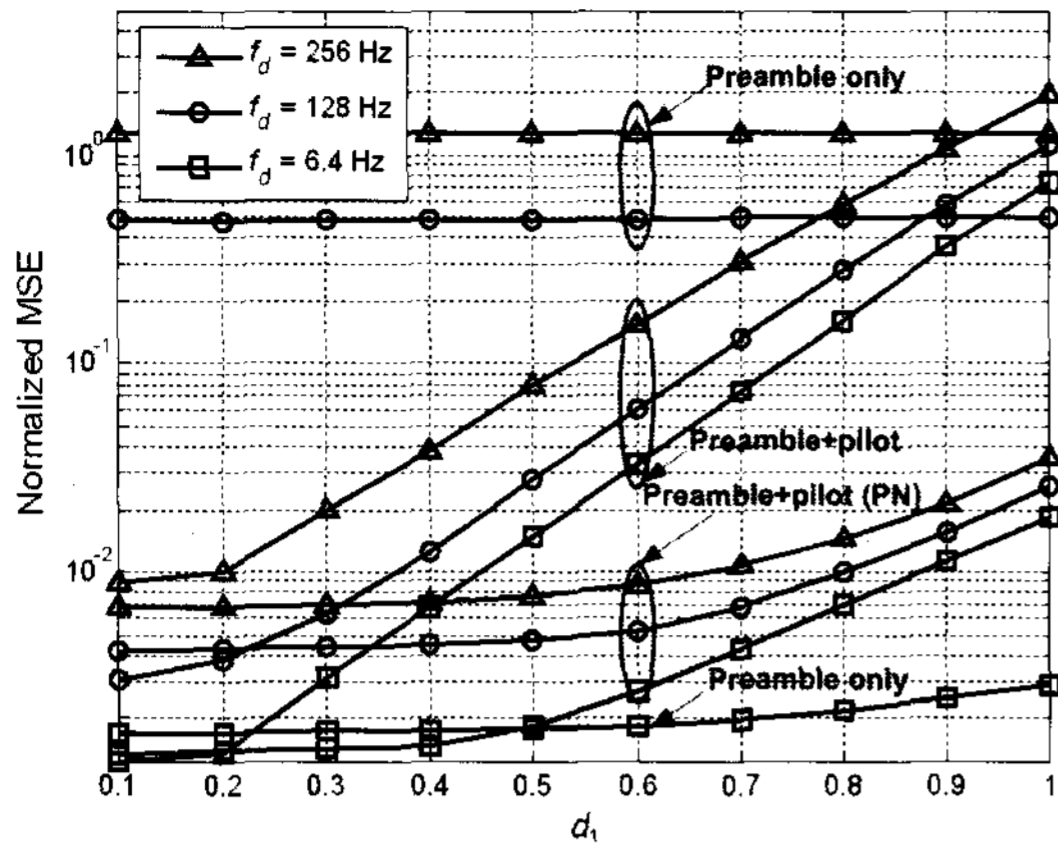


그림 4. 파일럿 심볼 및 PN 수열 활용 방식에 따른 채널 추정 성능

한다. PN 수열을 사용한 데이터 심볼 파일럿 (preamble+pilot (PN))은 PN 수열을 통한 직교성을 인접한 기지국 신호사이에 부여함으로써 간섭 신호의 영향이 감소되는 효과를 보이게 되어 채널 추정 오차를 감소시킬 수 있다. NMSE 성능 비교를 통하여 저속의 환경뿐만 아니라 단말의 고속 이동시 ( $f_d = 256$  Hz)에도 preamble+pilot를 사용할 경우보다 성능이 우월함을 알 수 있다. 또한 도플러 주파수 증가에 NMSE 증가폭이 PN 수열을 할당하지 않은 경우에 비해 작음을 확인할 수 있다.

주파수 선택성이 큰 (frequency-selective fading) 환경에서의 채널 추정 성능을 검증할 경우, 할당된 PN 수열의 직교성이 유지되지 않기 때문에 추가적인 채널 추정 성능의 열화가 발생하게 된다. 따라서 주파수 선택성이 큰 환경에서 주파수 특성이 동일한 부채널 단위로 PN 수열이 할당된 경우, 채널 추정은 전체 주파수 대역에서 동일한 PN 수열이 할당된 부채널의 채널 정보만을 이용하여 수행되어야만 인접 셀 간섭의 영향을 최소화할 수 있다.

#### IV. 검출 방식 및 전송 효율

##### 4.1 MRC 및 ISD 검출 방식

다중 안테나 단말 ( $N = 2$ )과 통신 중인 단일 안테나 기지국을  $BS_1$ 이라고 가정할 때, MRC 검출 방식과 ISD 검출 방식<sup>(5)</sup>의 전송 환경은 그림 5와 같이 표현된다. MRC 검출 방식은 일반적으로 수신 안테나의 개수가 2개 이상인 환경에서 수신 다이버시티 이득을 얻기 위한 검출 방식으로, 수신 안테나의 개수에 비례하는 신호 대 잡음비 이득을 얻을

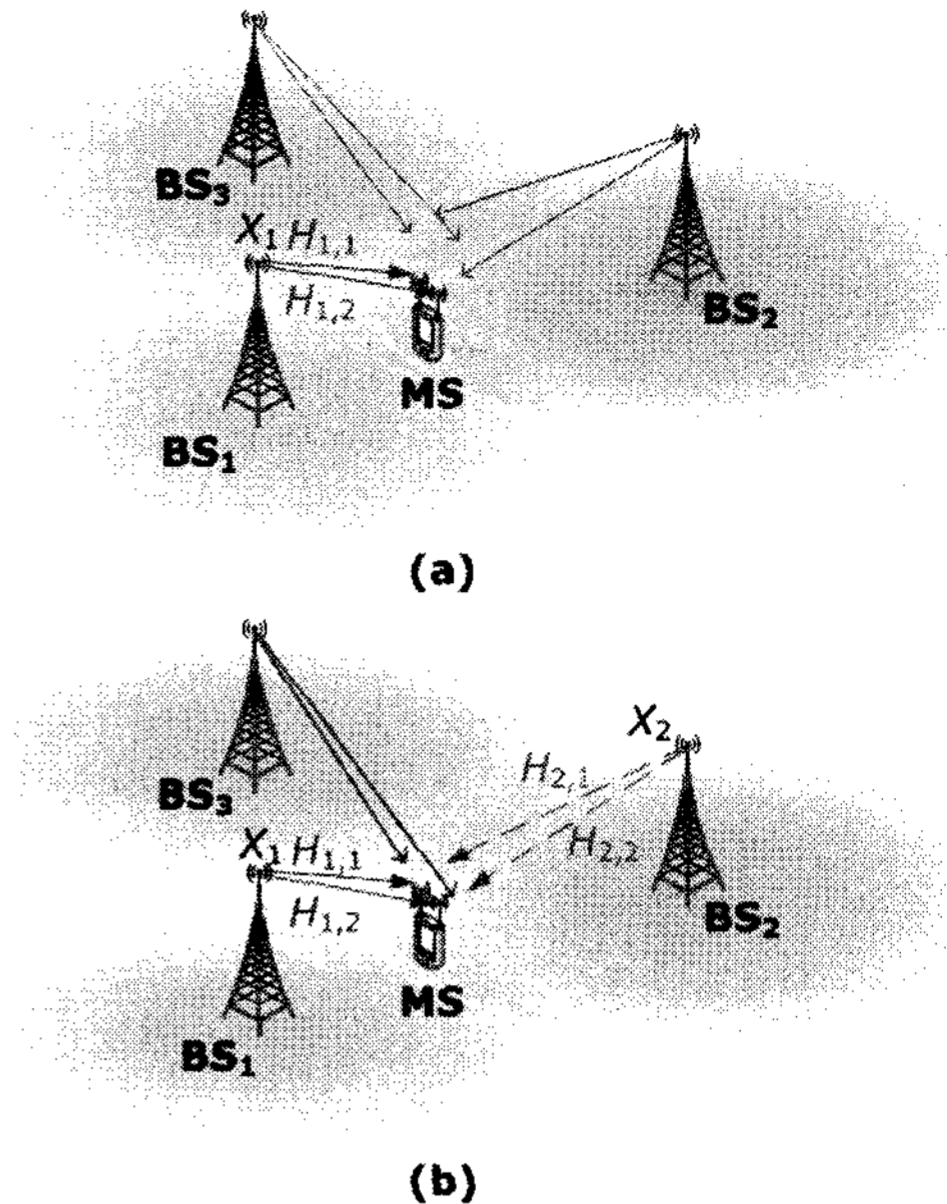


그림 5. 검출 방식별 채널 모델링 (a) MRC 검출 방식, (b) ISD 검출 방식

수 있다. 식 (1)의 수신 신호를 단말에서 MRC 방식으로 검출할 경우, 수신기를 통과한 신호는 통신 중인 기지국  $BS_1$ 과 단말 사이의 채널 벡터  $\mathbf{H}_1$ 을 정규화한 수신 가중치 벡터<sup>(11)</sup>  $\mathbf{W}_{MRC} = \mathbf{H}_1^H / \|\mathbf{H}_1\|$ 를 이용하여

$$R_{MRC} = \mathbf{W}_{MRC} \mathbf{Y} \tag{7}$$

$$= \sqrt{P_1} \mathbf{W}_{MRC} \mathbf{H}_1 X_1 + \mathbf{W}_{MRC} \left( \sum_{q=2}^Q \sqrt{P_q} \mathbf{H}_q X_q + \mathbf{V} \right)$$

로 얻어진다. 여기서 표기상 간결성을 위하여 부반송파 인덱스  $k$ 는 생략되었다. MRC 검출 방식은 간섭 신호의 채널 추정을 수행하지 않으며,  $BS_1$ 과 단말 사이의 채널  $H_{1,1}$ 과  $H_{1,2}$ 만을 추정한다.

ISD 방식으로 신호를 검출할 경우,  $N = 2$  환경에서 식 (1)의 수신 신호는 간섭신호를 고려한 형태로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \sqrt{P_1} \mathbf{H}_1 X_1 + \sqrt{P_2} \mathbf{H}_2 X_2 + \sum_{q=3}^Q \sqrt{P_q} \mathbf{H}_q X_q + \mathbf{V} \tag{8}$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{P_1} \mathbf{H}_1 & \sqrt{P_2} \mathbf{H}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \sum_{q=3}^Q \sqrt{P_q} \mathbf{H}_q X_q + \mathbf{V}$$

$$= \mathbf{G}_{2 \times 2} \mathbf{X}_{2 \times 1} + \tilde{\mathbf{V}}_{2 \times 1}$$

통신 중인 기지국 ( $BS_1$ )과 가장 큰 세기의 간섭신호를 전송하는 기지국 ( $BS_2$ ), 다중 수신 안테나 단

말 사이의 2x2 채널 행렬을  $G_{2 \times 2}$ 로 나타내며,  $X_{2 \times 1}$ 은  $BS_1$ 과  $BS_2$ 가 전송하는 송신신호 벡터이다.  $\tilde{V}_{2 \times 1}$ 은 두 개의 단말 안테나에 수신되는 나머지 간섭 신호 및 열잡음 성분의 합을 나타낸다. 이 때, ISD 수신 방식을 적용하기 위하여 다음과 같은 2x2 가중치 행렬

$$W = (G_{2 \times 2}^H G_{2 \times 2})^{-1} G_{2 \times 2}^H = \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

을 이용한다. 위와 같이 생성된  $W$  행렬의 첫 번째 행 성분을 이용하여 ISD 수신 방식을 위한 수신 가중치 벡터  $W_{ISD} = W_1 / |W_1|$  를 생성하고, 이를 이용한 수신기를 통과한 신호는

$$R_{ISD} = W_{ISD} Y \quad (10)$$

$$= \sqrt{P_1} W_{ISD} H_1 X_1 + W_{ISD} \left( \sum_{q=3}^Q \sqrt{P_q} H_q X_q + V \right)$$

와 같이 유도된다. 통신 중인 기지국으로 부터의 수신 신호와 과 간섭 신호 성분을 고려한  $G_{2 \times 2}$  행렬의 의사 역행렬 (pseudo-inverse)을 이용함으로써, 가장 큰 전력을 가진 간섭 신호 ( $\sqrt{P_2} H_2 X_2$ )의 분리 및 제거가 가능하게 되고 수신하고자 하는  $BS_1$ 의 신호만 남게 된다. 이와 같이 ISD 검출 방식은 가중치 행렬 생성 시 간섭 신호의 채널이 필요하기 때문에, 간섭 신호의 채널 추정이 필수적이며 셀 경계에서의 채널 추정 성능은 ISD 검출 성능에 큰 영향을 미치게 된다.

MRC 및 ISD 검출 방식은 단일 안테나 기지국과 다중 안테나 단말이 적용된 경우를 기준으로 설명되었다. 이와 같은 MRC 및 ISD 검출 방식은 다중 안테나 기지국이 적용된 시스템에서 셀 경계에 위치한 단말에 적용하는 것도 가능하다. 셀 경계에 위치한 단말은 STC (space-time coding), CDD (cyclic delay diversity) 와 같은 공간 다이버시티 (transmit diversity) 기법이 적용되어 기지국에서 전송된 신호를 수신하게 된다. 기지국에서 공간 전송 효율 1의 공간 다이버시티를 셀 경계 단말에 전송하는 경우, 단말에 수신된 신호는 단일 송신 안테나를 적용한 시스템과 같이 모델링하는 것이 가능하게 되어 앞서 설명된 MRC 및 ISD 검출 방식을 전송 방식에 적합하게 변형하여 적용하는 것이 가능하다[13]. 본 논문에서는 실험은 단일 송신 안테나를 적용한 기지국을 고려한다.

#### 4.2 AMC를 적용한 전송 효율

PN 수열 파일럿과 III장에서 기술된 채널 추정 방법을 이용하여 MRC와 ISD 검출 방식으로 수신 신호를 검출 할 경우의 수신 성능을 전송 효율 측면에서 평가한다. 전송 효율 산출에는 AMC (adaptive modulation and coding) 이 적용되었으며 오류가 발생하지 않은 프레임에 대하여 다음과 같이 전송 효율 산출에 적용된다.

$$\eta = \frac{\sum_{s=1}^S \sum_{p=0}^9 b_{s,p} R_{s,p}}{t_{tot}/BW} \quad [\text{bps/Hz}] \quad (11)$$

여기서  $s$  ( $= 1, \dots, S$ )는 전송 프레임 인덱스이며,  $S$ 는 총 전송 프레임 개수이다.  $t_{tot}$ 는 총 전송 시간을 나타내며,  $p$ 는 선택된 MCS (modulation and coding scheme) 레벨 인덱스이다.  $b_{s,p}$ 는  $s$  번째 전송 프레임에서 선택된 MCS 레벨  $p$ 에서의 심볼 당 비트수를 의미하고  $R_{s,p}$ 는 해당 MCS 레벨에서의 부호율을 의미하고,  $BW$ 는 전송 대역폭을 나타낸다. MCS 테이블의 결정을 위해서는 유효 지수 신호 대 잡음비 사상 (EESM: effective exponential signal-to-noise ratio mapping) 방식<sup>[15]</sup>을 사용하였다. EESM은 변조 방식, 채널 부호 및 부호율, 안테나 구성 등 다양한 링크 파라미터를 반영한 무선 채널 환경에서의 FER (frame error rate)을 AWGN 채널 환경의 FER 성능으로 매핑시키는 방법이다. 모의 실험 환경은 표 2와 같고, 표 3은 AMC를 위하여 사용된 MCS 테이블과 1% FER을 만족하는 MCS 레벨별  $E_s/N_0$ 를 나타낸다.

그림 6은 단말이 채널 정보를 완벽히 알고 있는 경우 (CSI: channel state information), PN 수열을 활용한 데이터 파일럿을 채널 추정에 사용하는 경우 (preamble+pilot (PN))와 데이터 파일럿에 PN 수열을 사용하지 않는 프레임 구조를 사용하는 경

표 3. MCS 테이블

MCS 레벨		$E_s/N_0$ [dB]
MCS 0	QPSK, $R = 1/12$	-5.512
MCS 1	QPSK, $R = 1/8$	-3.712
MCS 2	QPSK, $R = 1/4$	-0.648
MCS 3	QPSK, $R = 1/2$	2.304
MCS 4	QPSK, $R = 3/4$	5.334
MCS 5	16-QAM, $R = 1/2$	8.908
MCS 6	16-QAM, $R = 3/4$	12.192
MCS 7	64-QAM, $R = 1/2$	14.490
MCS 8	64-QAM, $R = 2/3$	16.762
MCS 9	64-QAM, $R = 3/4$	18.149

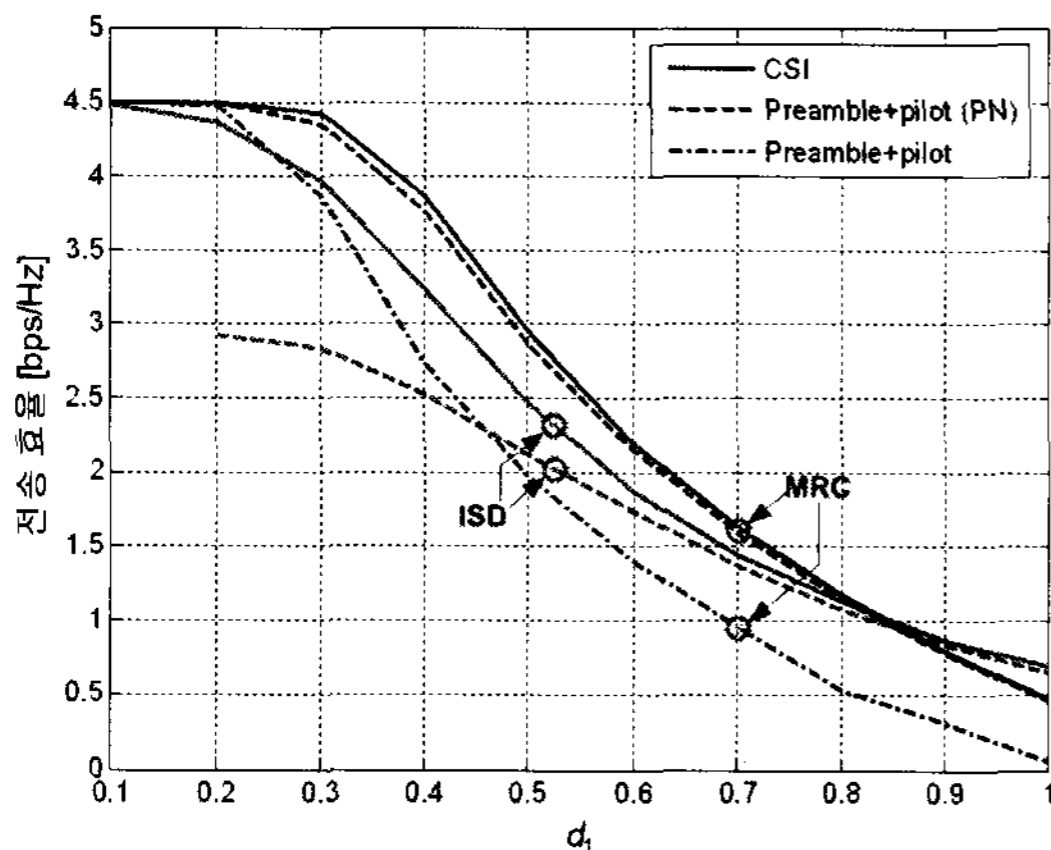


그림 6. AMC 적용 시 검출 방식 별 주파수 효율 ( $f_d = 6.4$  Hz)

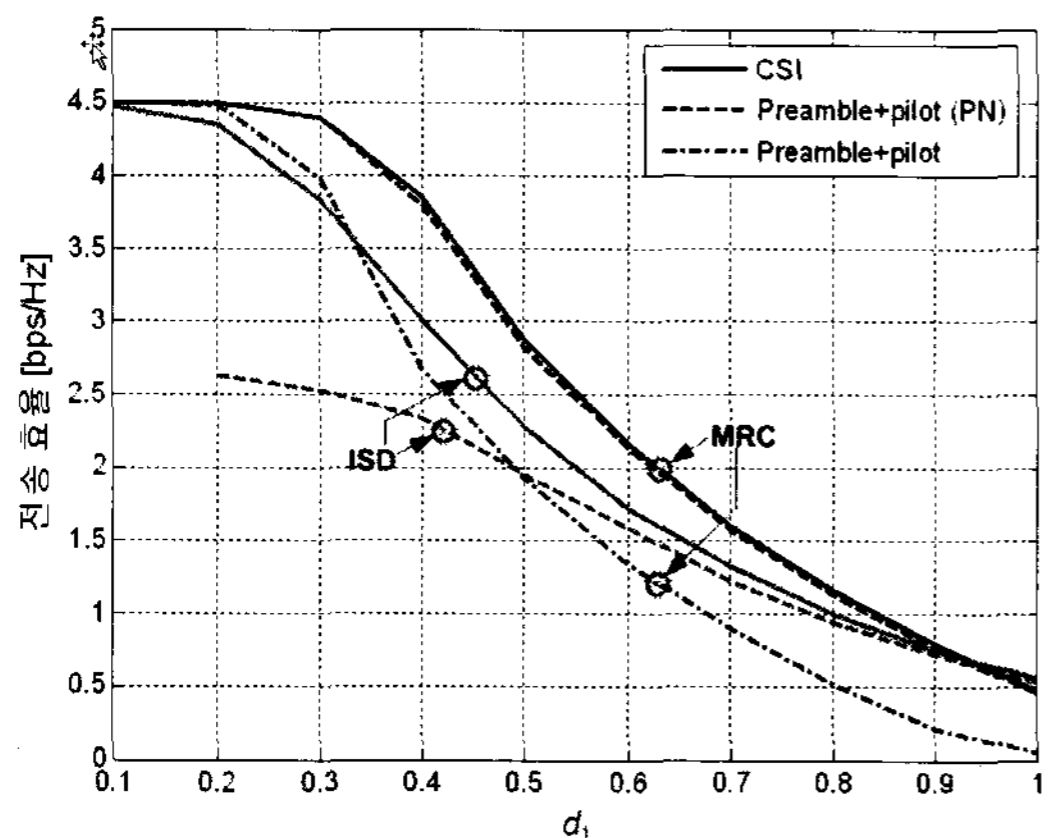


그림 7. AMC 적용 시 검출 방식 별 주파수 효율 ( $f_d = 128$  Hz)

우 (preamble+pilot) 2.3 GHz 반송파 주파수 사용 시 3 km/h에 해당하는 저속 환경 ( $f_d = 6.4$  Hz) 에서의 전송 효율 결과를 나타낸다. MRC 검출 방식 사용 시, preamble+pilot (PN)는 셀 안의 모든 영역에서 CSI에 거의 근접한 성능을 보인다. 그러나 preamble+pilot의 경우에는 셀 경계로 이동함에 따라 인접 셀 간섭으로 인한 성능 열화가 심각하게 발생되고,  $d_1 = 1.0$  지점에서는 대부분의 프레임에 오류가 발생하여 0에 가까운 전송 효율을 보이고 있다. 통신 중인 기지국 단말기 사이의 채널 정보와 인접 셀 간섭 신호가 가장 큰 기지국과 단말기 사이의 채널 정보가 모두 필요한 ISD 검출 방식을 사용할 경우, 셀 중심으로 이동할수록 간섭 신호의 세기가 매우 작고 통신 중인 기지국 신호의 크기가 상대적으로 매우 크기 때문에 간섭 신호의 채널 추정 성능이 열화된다. 그러나 셀 경계 지역에서는 통신 중인 기지국과 단말기 사이의 채널과 간섭 신호

를 전송하는 기지국과 단말기 사이의 채널 추정 성능이 우수함으로 인해 전송 효율 성능이 크게 개선된다. 셀 중심 지역인  $d_1 = 0.2$ 에서 약 2.92 bps/Hz 까지 ISD 검출 방식의 전송 효율이 감소되지만, 셀 경계로 이동할수록 간섭 신호의 채널 추정 성능이 향상되어 CSI와 근접한 성능을 갖는다. PN 수열을 사용하지 않는 프레임 구조를 이용하는 경우, 데이터 심볼의 파일럿으로 통신 중인 기지국 신호와 간섭 신호의 분리가 하는 것이 불가능하기 때문에 인접 셀 간섭 신호의 채널 정보를 이용하여 ISD 검출 방식을 적용하는 것이 불가능하다. ISD 검출 방식은 CSI의 경우  $d_1 = [0.83, 1.0]$ , preamble+pilot (PN)에서는  $d_1 = [0.85, 1.0]$  구간에서 MRC보다 좋은 성능을 보이며 셀 경계에서 MRC 대비 42.6% 이상 증가한 전송 효율 이득을 갖는다. 60 km/h에 해당하는 고속 환경 ( $f_d = 128$  Hz) 에서의 전송 효율 결과인 그림 7에서는 그림 6과 성능 우위의 경향이 유사하게 나타나고 있으며, MRC와 ISD 검출 방식의 성능 교차지점이 CSI에서  $d_1 = 0.93$ , preamble+pilot (PN)은  $d_1 = 0.94$ 에서 발생하고 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 모든 기지국이 같은 위치에 데이터 파일럿을 배치하고 간섭 신호의 영향을 최소화하기 위하여 기지국마다 다른 PN 수열을 데이터 파일럿에 할당하여 전송하는 IEEE 802.16e 하향링크 프레임 구조에 적합한 채널 추정 방법을 설명하고, 간섭 신호의 세기와 도플러 주파수의 증가에 따른 채널 추정 오율과 전송 효율을 비교 평가하였다. 프리앰블 심볼의 파일럿만을 이용한 채널 추정 성능과 프리앰블과 데이터 심볼의 파일럿을 함께 이용한 채널 추정 성능, 그리고 PN 수열을 데이터 심볼의 파일럿에 할당한 프레임 구조에서의 채널 추정 성능을 NMSE 측면에서 비교하였다. 또한 PN 수열을 이용한 프레임 구조를 이용하여 채널 추정을 수행할 경우, MRC 및 ISD 검출기에서 이용한 전송 효율을 산출하였다. 프리앰블만을 이용한 채널 추정 값을 신호 검출에 사용한 경우 단말의 이동성이 없는 환경에서는 우수한 성능을 보이지만 고속으로 이동하는 경우 심각한 성능 열화를 발생한다. 이러한 시변하는 채널을 추정하기 위하여 데이터 심볼의 파일럿 사용이 필수적이고 인접 셀 간섭의 영향을 최소화하기 위해서 데이터 심볼의 파일럿에 PN 수열을 적용하는 것이 더욱 효과적이다. PN 수



열이 적용되지 않은 구조를 사용할 때 셀 경계 지점에서 심각한 전송 효율 열화가 발생하는 것과 달리, 간섭 신호의 분리가 가능도록 데이터 심볼의 파일럿에 PN 수열을 할당하는 프레임 구조를 사용할 경우 채널 추정을 통한 전송 효율은 MRC 검출 방식을 사용할 때 CSI와 거의 근접한 성능을 보이고 ISD 검출 방식은 셀 중심에서 성능 열화를 보이지만, 셀 경계에서 간섭 신호의 채널 추정 성능이 향상됨에 따라 CSI에 근접한 전송 효율 값을 보임을 확인하였다.

### 참고 문헌

- [1] J. Zhu, G. Liu, Y. Wang, and P. Zhang, "A hybrid intercell interference mitigation scheme for OFDMA based E-UTRA downlink," in *Proc. IEEE APCC'06*, Aug. 2006, pp.1-5.
- [2] R. Bachl, P. Gunreben, S. Das, and Said Tatesh, "The long term evolution towards a new 3GPP Air Interface Standard," *Bell Labs Technical Journal*, Vol.11, 2007, pp.25-51.
- [3] M. Vemula, D. Avidor, J. Ling, and C. Papadias, "Inter-cell coordination, opportunistic beamforming and scheduling," in *Proc. IEEE ICC'06*, Vol.12, June 2006, pp.5319-5324.
- [4] M. Chiani, M. Z. Win, A. Zanella, R. K. Mallik, and J. H. Winters, "Bounds and approximations for optimum combining of signals in the presence of multiple cochannel interferers and thermal noise," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.51, Feb., 2003, pp.296-307.
- [5] S. Kim, G. Jin, J. Chang, B. Ihm, and W. Sung, "Receiver performance improvement via intercell spatial demultiplexing for low C/I terminals in MIMO Systems," in *Proc. IEEE CCNC'08*, Jan. 2008, pp.560-563.
- [6] S. Song and A. C. Singer, "Pilot-aided OFDM channel estimation in the presence of the guard band," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.55, Aug. 2007, pp.1459-1465.
- [7] C. Fragouli, A. Dhahir, and W. Turin, "Training-based channel estimation for multiple-antenna broadband transmission," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.2, Mar. 2003, pp.384-391.
- [8] Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, *IEEE Standard 802.16e/D10*, 2005.
- [9] X. Dong, W. Lu, and A. C. K. Soong, "Linear interpolation in pilot symbol assisted channel estimation for OFDM," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.6, May 2007, pp.1910-1920.
- [10] C. An, S. Jang, J. Lee, and D. Kim, "DFT-based channel estimation using CIR adaptation in OFDM systems," in *Proc. IEEE ICACT'07*, Vol.1, Feb. 2007, pp.12-14.
- [11] J. Proakis, *Digital Communications*, 4/e. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [12] S. Catreux, P. F. Driessen, and L. J. Greenstein, "Data throughputs using multiple-input multiple-output (MIMO) techniques in a noise-limited cellular environment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.1, April 2002, pp.226-235.
- [13] S. Kim, G. Jin, J. Chang, B. C. Ihm, and W. Sung, "Receiver performance improvement via intercell spatial demultiplexing for low C/I terminals in MIMO systems," in *Proc. IEEE CCNC'08*, Jan 2008, pp.560-563.
- [14] P. Li, R. Narasimhan, and J. Cioffi, "On the distribution of SINR for the MMSE MIMO receiver and performance analysis," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.52, Jan. 2006, pp.271-286.
- [15] L. Hao, C. Liyu, Y. Hongwei, and L. Dong, "EESM based link error prediction for adaptive MIMO-OFDM systems," in *Proc. IEEE VTC'07*, April 2007, pp.559-563.
- [16] W. Zhi, F. Chin, and C. C. Ko, "Capacity comparison of multi-element antenna systems," in *Proc. IEEE VTC'03*, Vol.1, April 2003, pp.85-88.
- [17] C. An, S. Jang, J. Lee, and D. Kim, "DFT-based channel estimation using CIR adaptation in OFDM systems," in *Proc. IEEE ICACT'07*, Vol.1, Feb. 2007, pp.12-14.

**김 성 민 (Seongmin Kim)**

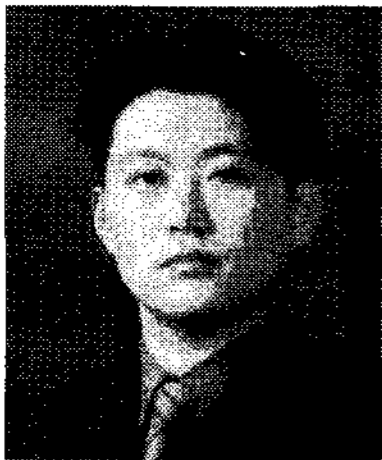
준회원



2006년 2월 서강대학교 전자공학  
과 학사  
2008년 2월 서강대학교 전자공학  
과 석사  
2008년 3월~현재 삼성전자 정보  
통신총괄 연구원  
<관심분야> MIMO, OFDM, 통  
신공학

**장 재 원 (Jaewon Chang)**

준회원



2003년 2월 서강대학교 전자공학  
과 학사  
2005년 2월 서강대학교 전자공학  
과 석사  
2005년 2월~2007년 3월 LG전자  
이동통신기술 연구소 주임연구원  
2007년 3월~현재 서강대학교 전

자공학과 박사과정

<관심분야> 디지털 통신, MIMO, 간섭 분석

**성 원 진 (Wonjin Sung)**

종신회원



1990년 2월 서울대학교 전자공학  
과 학사  
1992년 5월 Univ. of Michigan  
전기공학과 석사  
1995년 12월 Univ. of Michigan  
전기공학과 박사  
1996년 1월~2000년 8월 Hughes

Network Systems사 책임연구원

2000년 9월~현재 서강대학교 전자공학과 부교수

<관심분야> 이동무선통신, 통계적통신이론, MIMO,  
위성모뎀