

논문 2015-52-12-3

# D2D 통신에서 사이드링크를 위한 DFT 기반 채널 추정 기법

## ( DFT-based Channel Estimation Scheme for Sidelink in D2D Communication )

문 상 미\*, 추 명 훈\*, 김 한 중\*\*, 김 대 진\*\*\*, 김 철 성\*\*\*, 황 인 태\*\*\*

( Sangmi Moon, Myeonghun Chu, Hanjong Kim, Daejin Kim, Cheolsung Kim, and Intae Hwang<sup>©</sup> )

### 요 약

최근, 3GPP (3rd Generation Partnership Project)에서는 폭발적으로 증가하고 있는 모바일 데이터 트래픽을 수용하기 위하여 기기 간 직접(Device-to-Device, D2D) 통신을 개발하고 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. D2D 통신을 위해 이용되는 링크를 사이드링크라 하며, 사이드링크는 낮은 PAPR (Peak to Average Power Ratio)을 위해 SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)를 기반으로 한다. 또한, DMRS (DeModulation Reference Signal)를 사용함으로써 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 전송이 가능하게 한다. 본 논문에서는 D2D 통신에서 사이드링크를 위한 DFT 기반 채널 추정 기법을 제안한다. 제안 기법은 빠른 속도로 움직이는 사용자의 채널 추정이 가능하도록 2-D MMSE (2-Dimensional Minimum Mean Square Error) 보간 기법을 사용한다. 시스템 레벨 시뮬레이션은 3GPP LTE-Advanced 시스템의 20MHz 대역을 기반으로 이루어졌으며, 시뮬레이션 결과 제안한 채널 추정 기법을 통해 기존 기법보다 SINR(Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio), 전송률 및 스펙트럼 효율 측면에서 성능 향상을 가져다주는 것을 확인하였다.

### Abstract

Recently, 3rd Generation Partnership Project (3GPP) has developed device-to-device (D2D) communication to cope with the explosively increasing mobile data traffic. The D2D communication uses sidelink based on single carrier-frequency division multiple access (SC-FDMA) due to its low peak-to-average power ratio (PAPR). In addition, demodulation reference signal (DMRS) is designed to support multiple input multiple output (MIMO). In this paper, we propose the DFT-based channel estimation scheme for sidelink in D2D communication. The proposed scheme uses the 2-Dimensional Minimum Mean Square Error (2-D MMSE) interpolation scheme for the user moving at a high speed. We perform the system level simulation based on 20MHz bandwidth of 3GPP LTE-Advanced system. Simulation results show that the proposed channel estimation scheme can improve signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR), throughput and spectral efficiency of conventional scheme.

**Keywords :** 2-D MMSE, D2D, DFT-based Channel Estimation, Sidelink, System Level Simulation

\* 학생회원, \*\*\* 평생회원, 전남대학교 전자컴퓨터공학부

(School of Electronics & Computer Engineering Chonnam National University)

\*\* 평생회원, 한국기술교육대학 정보기술공학부

(School of Electrical, Electronics & Communication Engineering, Korea University of Technology and Education)

<sup>©</sup> Corresponding Author(E-mail: hit@jnu.ac.kr)

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 정보통신·방송 연구개발 사업의 일환으로 수행하였음.  
[14-000-04-001, 초연결 스마트 모바일 서비스를 위한 5G 이동통신 핵심기술 개발]

※ 이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임  
(2013R1A1A2007779)

※ 이 논문(저서)은 2014년 교육부와 한국연구재단의 지역혁신창의인력양성사업의 지원을 받아 수행된 연구임  
(NRF-2014H1C1A1066568).

Received ; September 21, 2015 Revised ; November 14, 2015 Accepted ; November 17, 2015

## I. 서 론

최근 스마트 단말의 보급으로 무선 통신과 대용량 멀티미디어 통신이 활발히 이루어짐에 따라 데이터 트래픽에 대한 수요가 급증하여 한정된 자원을 가진 기지국이 이를 수용하기에 많은 어려움이 따르고 있다. 새로운 모바일 멀티미디어 서비스는 많은 사람들에게 제공되기 위해 높은 데이터 속도와 많은 양의 무선 액세스를 계속해서 요구하고 있다. 이러한 이유로 데이터 속도 향상과 높은 시스템 용량 처리를 가져올 차세대 무선 통신 기술의 연구가 활발히 이루어지고 있다. 그리고 이러한 요구사항을 만족하는 시스템 설계를 통한 연구로 최근 셀룰러 시스템에서 기지국의 과부하를 줄이고 주파수 부족 현상을 완화시킬 수 있는 단말 간 직접 통신을 하는 D2D (Device-to-Device) 통신 기술이 출현하였다. 이 기술은 통신을 원하는 이동통신 단말 간에 기지국을 거치지 않고 직접 통신하는 기술로 기지국의 과부하를 줄여 트래픽 수용 능력을 증가시킬 수 있는 기술이다<sup>[1~6]</sup>.

D2D 통신을 위해 이용되는 링크를 사이드링크라 하며, 사이드링크는 낮은 PAPR (Peak to Average Power Ratio)을 위해 SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)를 기반으로 한다<sup>[7~8]</sup>. 또한, 사이드링크에서 참조신호로 DMRS (DeModulation Reference Signal)를 사용하며, 이는 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 전송을 지원가능하게 한다. 본 논문에서는 DMRS 설계와 이와 관련된 채널 추정에 대하여 자세히 살펴보고 고속 페이딩 채널에서 적용 가능한 DFT 기반 채널 추정 기법을 제안한다.

논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 사이드링크의 참조신호에 대하여 기술하였다. 그리고 제 III장에서는 채널 추정 기법에 대하여 제안하고 제 IV장에서 L2S(Link to System) 모델에 대하여 기술하였다. 제 V장에서는 모의실험을 통해 제안 기법의 성능을 분석하고 마지막으로 제 VI장에서 결론을 맺는다.

## II. 사이드링크의 참조신호 설계 기법

PSSCH (Physical Sidelink Shared CHannel)는 사이드링크 데이터 전송에 사용되는 채널이고, DMRS는 PSSCH 데이터 검출에 사용되는 채널 추정 값을 획득

하기 위한 참조신호이다.

### 1. Demodulation Reference Signal 설계

DMRS 시퀀스는 CDM (Code Division Multiplex)을 통해 각 단말의 신호를 구분하기 위하여 CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto Correlation) 시퀀스를 사용하여 생성된다<sup>[9]</sup>. DMRS 시퀀스  $r_{u,v}^{\alpha}(n)$ 는 base 시퀀스  $\bar{r}_{u,v}(n)$ 의 순환 shift  $\alpha$ 로부터 정의되며, 그 수식은 다음과 같다.

$$r_{u,v}^{\alpha}(n) = e^{j\alpha n} \bar{r}(n), 0 \leq n < M_{sc}^{RS} \quad (1)$$

여기서  $M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$ 는 DMRS 시퀀스 길이,  $m$ 은 RB의 수이고  $N_{sc}^{RB}$ 는 각 RB (Resource Block) 내에 부반송파의 수이다. 다수의 DMRS 시퀀스는 다른  $\alpha$  값을 통해 단일 base 시퀀스로부터 얻을 수 있다.

Base 시퀀스의 정의는 시퀀스 길이에 따라 달라진다. DMRS 길이가 3RB 이상인 경우 ( $M_{sc}^{RS} \geq 3N_{sc}^{RB}$ ), CAZAC 시퀀스의 일종인 extended Zadoff-Chu 시퀀스로부터 생성된다.

$$\bar{r}_{u,v}(n) = x_q(n \bmod N_{sc}^{RS}), 0 \leq n < M_{sc}^{RS} \quad (2)$$

한 DMRS 길이가 3RB 보다 작은 경우 ( $M_{sc}^{RS} < 3N_{sc}^{RB}$ ), CG-CAZAC (Computer Generated-CAZAC) 시퀀스를 이용하여 생성한다.

$$\bar{r}_{u,v}(n) = e^{j\phi(n)\pi/4}, 0 \leq n < M_{sc}^{RS} \quad (3)$$

DMRS 한 셀 내의 단말들이 DMRS 생성에 사용하는 base 시퀀스는 base 시퀀스 그룹 중 하나의 그룹 내에 존재하는 base 시퀀스이다.

DMRS는 간섭을 완화하기 위하여 두 가지 기술을 사용한다. 첫 번째는 그룹 hopping으로써 base 시퀀스 그룹 인덱스 값이 슬롯 단위로 변화하면서 셀 간 간섭을 랜덤화 하는 효과를 얻는 방법이다. Hopping 패턴은 17개의 랜덤 호핑 패턴을 기반으로 생성되며, 각 패턴은 30개의 그룹으로 이루어져 있으며 각 패턴 별로 30가지의 그룹 인덱스 값이 가능하다. 따라서 이 조합으로 504개의 패턴을 이용하여 504개의 셀 ID에 대한 hopping 패턴을 표현한다.

두 번째는 시퀀스 hopping으로써 DMRS 길이가

5RB 보다 큰 경우 한 서브프레임 내에서 슬롯 단위로 base 시퀀스 그룹 내의 두 base 시퀀스 인덱스 간 hopping이 이루어진다. 만일 DMRS 길이가 5RB 이하인 경우 base 시퀀스 그룹 내에 base 시퀀스가 한 개 존재하므로 시퀀스 hopping은 발생하지 않는다.

사이드링크에서는 MIMO 전송을 지원한다. 따라서 안테나별로 다른 순환 shift 값을 갖는 CAZAC 시퀀스를 DMRS에 사용함으로써 안테나간의 DMRS 직교화가 가능하다. DMRS 시퀀스  $r_{PSSCH}^{(\lambda)}(\cdot)$ 는 송신 안테나  $i = 0, 1, \dots, N_t - 1$  와 연관 있으며, 다음 식을 통해 정의된다.

$$r_{PSSCH}^{(i)}(n) = e^{j\alpha_i n} \bar{r}_{u,v}(n), \quad n = 0, \dots, M_{sc}^{RS} - 1 \quad (4)$$

여기서 순환 shift  $\alpha_i$ 는 아래 식과 같고

$$\alpha_i = 2\pi n_{cs,i}/12 \quad (5)$$

$n_{cs,i}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$n_{cs,i} = \left( n_{cs,0} + \frac{12}{N_t} \cdot i \right) \text{mod} 12 \quad (6)$$

따라서 식 (5)와 (6)을 통해 안테나간의 DMRS 직교화 함으로써 채널을 분리 할 수 있다.

## 2. DMRS 매핑

DMRS는 그림 1과 같이 SC-FDMA 한 심볼에 대하여 전 주파수 대역에 걸쳐 존재하고, 시간영역에서 일정한 간격을 두고 DMRS 신호가 배치되는 형태를 갖는

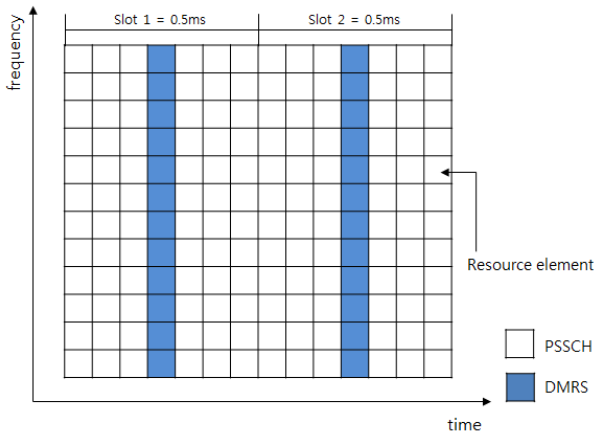


그림 1. DMRS 매핑  
Fig. 1. Mapping of DMRS.

다. DMRS는 한 슬롯 당 4번째 SC-FDMA 심볼에 위치한다.

## IV. DFT 기반 채널 추정 기법

본 장에서는 DFT 기반 채널 추정 기법에 대하여 살펴보고, 고속 페이딩 채널에서 발생하는 ICI (Inter-Channel Interference)의 영향을 보상하기 위해, 2-D MMSE (2-Dimensional Minimum Mean Square Error) 채널 추정 기법을 제안한다.

$j$ 번째 수신 안테나에서  $k$ 번째 부반송파와  $l$ 번째 SC-FDMA 심볼에 실려 수신된 신호는 다음과 같다.

$$X_j(k,l) = \sum_{i=0}^{N_t-1} H_{j,i}(k,l) S_i(k,l) + N_j(k,l) \quad (7)$$

여기서  $S_i(k,l)$ 은  $i$ 번째 송신 안테나에서  $k$ 번째 부반송파와  $l$ 번째 SC-FDMA 심볼의 송신 신호이고,  $H_{j,i}(k,l)$ 은  $i$ 번째 송신 안테나와  $j$ 번째 수신 안테나 사이의 채널이며,  $N_j(k,l)$ 은  $j$ 번째 수신 안테나에서 받은 가우시안 분포를 갖는 잡음이다.

### 1. DFT 기반 채널 추정

본 절에서는 DFT 기반 채널 추정 기법에 대하여 살펴본다. 그림 1에서 볼 수 있듯이,  $S_i(k,3)$ 과  $X_i(k,10)$ 은 DMRS이다. 따라서 채널 추정은  $X_j(k,3)$ 과  $X_j(k,10)$ 에서 이루어지며, DFT 기반 채널 추정 단계는 다음과 같다.

1) 수신 신호  $X(k,3)$ 과 DMRS 시퀀스  $r_0(k)$ 의 conjugate를 곱한다.

$$\tilde{H}(k,3) = X(k,3)r_0(k)^* \quad (8)$$

2)  $\tilde{H}(k,3)$ 에 대하여 N-point IFFT를 수행하여 시간영역으로 변환한다.

$$\tilde{h}(n,3) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{H}(k,3) e^{j2\pi kn/N} \quad (9)$$

여기서  $0 \leq n \leq N-1$ 이다.

3) 시간 영역에서의 채널 임펄스 응답 대하여 Window function을 이용하여 Windowing 한다.

$$\tilde{h}_w(n,3) = \begin{cases} \tilde{h}(n,3), & N - N_{win}^{neg} \leq n < N_{win}^{pos} \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (10)$$

여기서 Window 파라미터  $N_{win}^{pos}$  와  $N_{win}^{neg}$  는 각각 window function의 positive region과 negative region의 샘플 수로, 채널의 delay spread와 그 크기를 고려하여 설정한다.

4) 각 송신 안테나에 대하여 시간 영역 채널을 분리한다.

$$h_i(n,3) = \tilde{h}_w\left(n + \frac{n_{cs,i}N}{12} \bmod(N), 3\right) \quad (11)$$

5) 각 송신안테나의  $h_i(n,3)$ 에 대하여 N-point FFT를 수행하여 최종 채널 주파수 응답 찾는다.

$$\hat{H}_{i,DFT}(k,3) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} h_i(n,3) e^{-j2\pi kn/N} \quad (12)$$

나머지  $X(k,10)$ 에 대하여 위와 같은 과정을 수행하여 채널 주파수 응답을 찾는다.

## 2. 보간 기법

DFT 기반 채널 추정으로부터 얻은 채널 주파수 응답은 7개 SC-FDMA 심볼 간격으로 떨어져 있으므로, 서로 인접한 채널 주파수 응답으로부터 보간을 수행한다.

### 가. 선형 보간 기법

선형 보간 기법은 구현이 가장 간단한 보간 기법이다. DFT 기반 채널 추정으로부터 얻은 채널 주파수 응답으로부터 직선의 방정식을 구할 수 있다<sup>[10]</sup>.

$$\begin{aligned} \hat{H}_{Linear}(l,k) &= \hat{H}_{i,DFT}(k,3) \\ &+ \frac{m}{6}(\hat{H}_{i,DFT}(k,10) - \hat{H}_{i,DFT}(k,3)) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서  $m = 0, 1, \dots, M-1$  이고  $M = 7$ 이다.

### 나. 2-D MMSE 보간 기법

선형 보간 기법은 한 SC-FDMA 심볼 구간 동안 채널 특성이 변하지 않는다는 가정하에서 이루어진다. 그러나 고속으로 이동하는 단말의 경우에는 한 SC-FDMA 심볼 구간 내에서 채널이 변할 수 있으며, 이러한 시변 채널은 SC-FDMA 부반송파 간의 직교성

을 파괴하여 ICI를 발생시킨다. 따라서 시변 채널의 영향을 고려하여 채널 추정 및 보상이 이루어져야 한다.

따라서 본 절에서는 주파수와 시간 영역에서의 보간을 적용한 2-D MMSE 보간 기법을 제안한다.

먼저 DMRS 신호를 포함한 SC-FDMA 심볼에 대하여 주파수 영역에서 채널 추정을 업데이트 한다.

$$H_{2-D,MMSE}^f = R_{hp}^f \left[ R_{pp}^f + \frac{1}{SNR} I_p \right]^{-1} \widehat{H}_{DFT}^f \quad (14)$$

이후 시간 영역에서 MMSE를 적용하여 전체 SC-FDMA 심볼에 대한 전체 채널 주파수를 추정한다.

$$H_{2-D,MMSE}^t = R_{hp}^t \left[ R_{pp}^t + \frac{1}{SNR} I_p \right]^{-1} \widehat{H}_{2D-MMSE}^t \quad (15)$$

여기서  $R_{hp}$ 는 채널 H와 추정 채널  $\hat{H}$  사이의 상호상관행렬이고,  $R_{pp}$ 는 추정 채널  $\hat{H}$ 의 자기 상관 행렬이다.

## IV. L2S 모델

시스템 레벨 시뮬레이션에서 정확한 결과를 얻기 위해서 출력 SINR (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio)로부터 유효 SINR을 계산할 수 있다.

### 1. 출력 SINR

본 논문에서는 향상된 수신기로 MMSE를 적용한다. MMSE는 간섭 제거를 위한 일반적인 방식으로, 간섭을 백색 잡음으로 간주한다<sup>[11]</sup>. 따라서 MMSE 방식 적용을 위해 간섭 및 잡음 파워  $\sigma_{I+N}^2$ 이 요구되며, MMSE 수신기는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{x} = \widehat{H}^H (\widehat{H} \widehat{H}^H + \sigma_{I+N}^2 I)^{-1} y \quad (16)$$

채널 추정을 적용한 경우, 셀룰러 단말에서 MMSE의 가중치 행렬은 다음 식과 같다.

$$W_{real,MMSE} = \frac{P_{C_q}}{N_{stream,C_q}} \widehat{H}_{C_q}^H \left( \frac{P_{C_q}}{N_{stream,C_q}} \widehat{H}_{C_q} \widehat{H}_{C_q}^H + (\sigma_I^2 + \sigma_N^2) I \right)^{-1} \quad (17)$$

$P_{C_q}$ 는 셀룰러 단말의 신호 전력을 나타내고,  $\sigma_N^2$ 과  $\sigma_I^2$ 은 잡음과 간섭 전력을 말한다. 그리고  $N_{stream,C_q}$ 는 셀룰러 단말의  $q$ 번째 셀 전송 스트림 개수를 의미하고

$\widehat{H}_{C_q}$ 는  $q$ 번째 셀의 셀룰러 단말의 추정된 채널 행렬을 나타낸다.

이에 대한 출력 SINR 값은 다음 식을 통해 계산된다.

$$SINR_{out,n} = \frac{\frac{P_{C_q}}{N_{stream,C_q}} W_{real,MMSE,C_q,n} \widehat{H}_{C_q,n} \widehat{H}_{C_q,n}^H W_{real,MMSE,C_q,n}^H}{W_{real,MMSE,C_q,n} (R_{intra} + R_{inter} + R_{D2B} + \sigma_N^2) W_{real,MMSE,C_q,n}^H} \quad (18)$$

이때 셀 내, 셀 간 (C2B: Cellular UE to Base station) 간섭 공분산 그리고 D2B (D2D to Base station) 간섭 공분산은 다음과 같다.

$$R_{intra} = \sum_{n'=1, n' \neq n}^{N_{stream}} \frac{P_{C_0}}{N_{stream,C_0}} \widehat{H}_{C_0,n'} \widehat{H}_{C_0,n'}^H \quad (19)$$

$$R_{inter} = \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{C_q}}{N_{stream,C_q}} \widehat{H}_{C_q,n} \widehat{H}_{C_q,n}^H \quad (20)$$

$$R_{D2B} = \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{D_{q,d}}}{N_{stream,D_{q,d}}} \widehat{H}_{D_{q,d},n} \widehat{H}_{D_{q,d},n}^H \quad (21)$$

이상적인 채널 추정을 적용한 경우, D2D 단말에서 MMSE의 가중치 행렬은 다음 식과 같다.

$$W_{real,MMSE} = \frac{P_{D_0}}{N_{stream,D_0}} \widehat{H}_{D_0}^H \left( \frac{P_{D_0}}{N_{stream,D_0}} \widehat{H}_{D_0} \widehat{H}_{D_0}^H + (\sigma_I^2 + \sigma_N^2) I \right)^{-1} \quad (22)$$

$P_{D_{q,d}}$ 는  $q$ 번째 셀의 D2D 송신 단말의 신호 전력을 나타내고,  $\sigma_N^2$ 과  $\sigma_I^2$ 는 잡음과 간섭 전력을 말한다. 그리고  $N_{stream,C_{d,q}}$ 는 송신 단말의  $q$ 번째 셀 전송 스트림 개수를 의미하고  $\widehat{H}_{D_{q,d}}$ 는  $q$ 번째 셀의 D2D 송신 단말의 추정된 채널 행렬을 나타낸다.

이에 대한 출력 SINR 값은 다음 식을 통해 계산된다.

$$SINR_{out,n} = \frac{\frac{P_{D_0}}{N_{stream,D_0}} W_{real,MMSE,D_0,n} \widehat{H}_{D_0,n} \widehat{H}_{D_0,n}^H W_{real,MMSE,D_0,n}^H}{W_{real,MMSE,D_0,n} (R_{intra} + R_{inter} + R_{D2D} + \sigma_N^2) W_{real,MMSE,D_0,n}^H} \quad (23)$$

이때 셀 내, 셀 간(D2D: D2D to D2D) 간섭 공분산 그리고 C2D (Cellular UE to D2D) 간섭 공분산은 다음과 같다.

$$R_{intra} = \sum_{n'=1, n' \neq n}^{N_{stream}} \frac{P_{D_0}}{N_{stream,D_0}} \widehat{H}_{D_0,n'} \widehat{H}_{D_0,n'}^H + \sum_{d \neq 0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{D_{d,0}}}{N_{stream,D_{d,0}}} \widehat{H}_{D_{d,0},n} \widehat{H}_{D_{d,0},n}^H \quad (24)$$

$$R_{inter} = \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{D_{q,d,n}}}{N_{stream,D_{q,d,n}}} \widehat{H}_{D_{q,d,n}} \widehat{H}_{D_{q,d,n}}^H \quad (25)$$

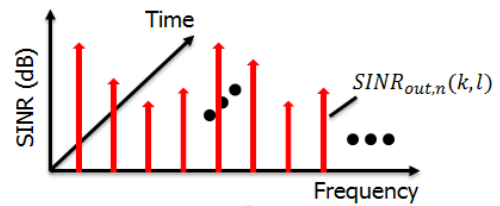
$$R_{C2D} = \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{C_q}}{N_{stream,C_q}} \widehat{H}_{C_q,n} \widehat{H}_{C_q,n}^H \quad (26)$$

## 2. 유효 SINR

유효 SINR은 그림 2에서 보여주는 두 단계에 기초하여 출력 SINR로부터 얻을 수 있다. 먼저 수신 처리 후의 각 부반송과 및 OFDM 심볼에 대한 각각의 전송 스트림의 출력 SINR을 계산한다. 그 후 EESM(Effective Exponential SNR Mapping)과 같은 모델 함수를 사용하여 출력 SINR로부터 유효 SINR을 계산한다.

시스템 레벨 시뮬레이션의 자원 스케줄링 및 링크 적응 (Link Adaptation) 성능 평가는 순시 채널 및 간섭 조건에 대한 더 정확한 링크 성능 통계 모델을 필요로 한다. 낮은 복잡도와 효율적인 성능 모델을 얻기 위해서는 아래 수식을 통해 유효 SINR을 계산한다<sup>[12]</sup>.

**Step 1 : Calculate output SINR,  $SINR_{out,n}(k,l)$**



**Step 2 : Calculate effective SINR,  $SINR_{eff,n}$**

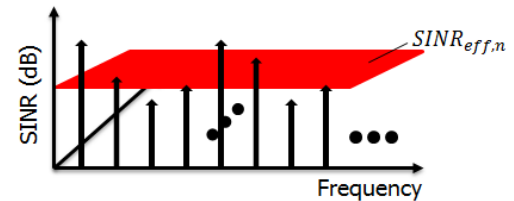


그림 2. 링크 성능 모델

Fig. 2. Link performance model.

$$SINR_{eff} = I^{-1} \left( \frac{1}{N} \sum_N I(SINR_N) \right) \quad (27)$$

여기서  $I$ 는 모델 특성 함수이고  $I^{-1}$ 는 역함수이다. 그리고  $N$ 은 사용된 부반송파의 수를 나타낸다. 아래 식들은 각각 CESM(Capacity Effective SINR Metric), EESM 그리고 LESM(Logarithmic Effective SINR Metric) 방식을 보여주고 있다.

$$I(\gamma) = \log_2(1 + \gamma) \quad (28)$$

$$I(\gamma) = \exp(-\gamma) \quad (29)$$

$$I(\gamma) = \log_{10}(\gamma) \quad (30)$$

본 논문에서는 MIESM(Mutual Information Effective SINR Metric)을 사용하며, 다음 식과 같다.

$$I_k(\gamma) = k - E \left\{ \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \sum_{z \in \chi_b^i} \log \frac{\sum_{\hat{x} \in \chi} \exp(-|Y - \sqrt{\gamma}(\hat{x} - z)|^2)}{\sum_{\hat{x} \in \chi_b^i} \exp(-|Y - \sqrt{\gamma}(\hat{x} - z)|^2)} \right\} \quad (31)$$

여기서  $\chi$ 는  $2^k$  성상도 심볼 세트이다.  $\chi_b^i$ 는 비트  $i$ 와  $b$ 가 같은 심볼 세트이고,  $Y$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 복소 정규이다.

그림 3은 L2S 모델에 대해 링크 성능 모델 내에서의 SINR 압축 단계를 보여주고 있다. 여기서 링크 품질(Link Quality) 모델은 링크 적응 및 자원 할당을 측정하는데 사용되며, 데이터 심볼들의 사후 등화 SINR로서 수신되는 신호 품질을 측정한다. 그리고 링크 성능 모델에서 출력은 할당된 자원 RB, 변조, 코드율, TB(Transport Block) 사이즈를 기반으로 BLER (Block

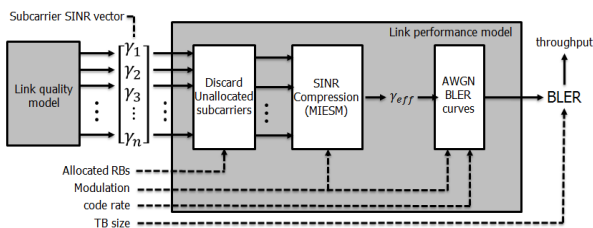


그림 3. L2S 모델  
Fig. 3. L2S Model.

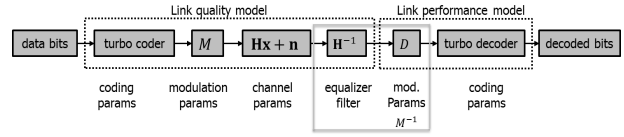


그림 4. 사이드링크의 PHY 절차.  
Fig. 4. PHY processing of sidelink.

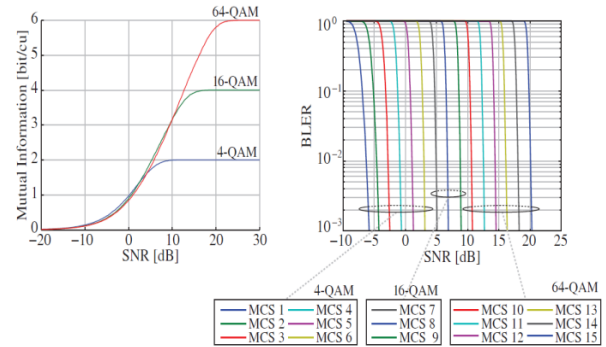


그림 5. BICM 용량 곡선  
Fig. 5. BICM capacity curves.

Error Rate) 및 전송율을 계산한다.

사이드 링크는 링크 품질 및 링크 성능 모델로 구성 되어 있다. 입력 파라미터는 각 단계의 PHY 절차로 모델링되며 그림 4와 같다.

유효 SINR은 다음 MCS(Modulation and Coding Scheme)에 따라 대응하는 AWGN의 BLER 곡선에 맵핑된다. 그림 5에서 사이드링크 시스템에서 사용되는 4-, 16-, 64-QAM 변조 방식에 대한 BICM (Bit-Interleaved Coded Modulation) 용량 곡선과 15 MCS 레벨에 대한 AWGN SNR-to-BLER 곡선을 보여 주고 있다.

## V. 모의실험 결과 및 분석

본 장에서는 채널 추정 기법의 SINR, 전송률 및 스펙트럼 효율에 대하여 성능 분석이 이루어졌다. 이에 대한 모의실험 모델 및 파라미터와 모의실험 결과는 다음과 같다.

### 1. 모의실험 모델 및 파라미터

모의실험은 매크로셀은 3개의 섹터로 구분되고, 19개로 구성된 시스템 레벨 모의실험이 이루어졌으며, 사용된 파라미터에 대하여 표 1과 같이 정리하였다<sup>[13]</sup>.

표 1. 모의실험 파라미터  
Table 1. Simulation Parameters.

Parameter	Value
Cell Structure	Hexagonal grid, 2-tier, 19 cell sites, 3 Sectors per site
No. of UE / Sector	21 UEs
No. of D2D Pair	2 Pairs (2 Tx D2DUE, 2 Rx D2D UE)
Distance between D2D	25m
No. of D2D RBs	4 RBs
Antenna Configuration	BS: 2 , MS: 2
Channel Model	WINNER Channel Models, UMi - NLoS
Doppler Velocity	300Hz
UE Max TX Power	23 dBm
Center Frequency	2.6 GHz
Bandwidth (No. of RBs)	20 MHz (100RBs)
Scheduling	Round Robin
Traffic Model	Full Buffer
Cell Radius (R) = ISD/ROOT3	[Case 1] 500/ROOT3=289m
BS antenna gain plus cable loss	14 dBi for micro, macro cell case
Antenna Pattern	$A_H(\varphi) = -\min \left[ 12 \left( \frac{\varphi}{\varphi_{3dB}} \right)^2, A_m \right]$ , $\varphi_{3dB} = 70 \text{ degrees}, A_m = 25dB$
Path Loss Model	$PL = 130.5 + 37.6 \cdot \log_{10}(R)$
Shadow Std. Deviation	10 dB
Penetration Loss	20 dB
UE Noise Level	174dBm/Hz
UE Noise Figure	9 dB
Correlation distance of shadowing	50 m
Shadowing correlation between cells/sectors	0.5 / 1.0
Minimum distance between UE and cell	>= 35 meters
Channel Estimation	Ideal, 2-D MMSE, Linear
Advanced Receiver	MMSE

2. 모의실험 결과 및 성능 분석

본 절에서는 Ideal, 2-D MMSE, Linear 채널 추정 기법에 대하여 성능 분석을 한다. 성능 분석시 할당된 RB, 모듈레이션, 코드율 및 TB 사이즈를 기반으로 전송률 및 스펙트럼 효율을 계산한다.

표 2. 채널 추정 기법에 따른 전송률  
Table 2. Throughput according to channel estimation scheme.

Channel Estimation	Link	Average Cell Throughput (Mbps)	Average UE Throughput (Mbps/Users)
Linear	Cellular	24.55	1.169
	D2D	1.99	0.995
	Total	26.55	2.164
2-D MMSE	Cellular	26.36	1.255
	D2D	2.14	1.070
	Total	28.5	2.325
Ideal	Cellular	27.336	1.302
	D2D	2.219	1.110
	Total	29.555	2.411

표 3. 채널 추정 기법에 따른 스펙트럼 효율  
Table 3. Spectral efficiency according to channel estimation scheme.

Channel Estimation	Link	Average Cell Spectral Efficiency (bps/Hz)	Average UE Spectral Efficiency (bps/Hz/Users)
Linear	Cellular	1.51	0.072
	D2D	0.17	0.085
	Total	1.68	0.157
2-D MMSE	Cellular	1.62	0.077
	D2D	0.18	0.090
	Total	1.8	0.167
Ideal	Cellular	1.678	0.080
	D2D	0.191	0.096
	Total	1.869	0.175

표 2와 3은 각각 채널 추정 기법에 따른 전송률과 스펙트럼 효율 성능을 보여준다.  $l = 3$  과  $l = 10$  을 제외하고 DMRS가 존재하지 않은 SC-FDMA 심볼의 채널을 추정하기 위한 2-D MMSE interpolation 기법은 추정하고자 하는 채널의 상관특성을 사용하여 채널 추정이 이루어진다. 따라서 2-D MMSE interpolation 기법은 고속으로 움직이는 사용자의 채널 추정이 가능하며, Linear interpolation 기법 보다 성능이 향상된 것을 알 수 있다.

그림 6, 7 및 8은 각각 채널 추정 기법에 따른 평균 Cellular Link SINR, Throughput 및 Spectral Efficiency를 나타낸다. Linear, 2-D MMSE, Ideal 순으로 성능이 향상된 것을 볼 수 있다.

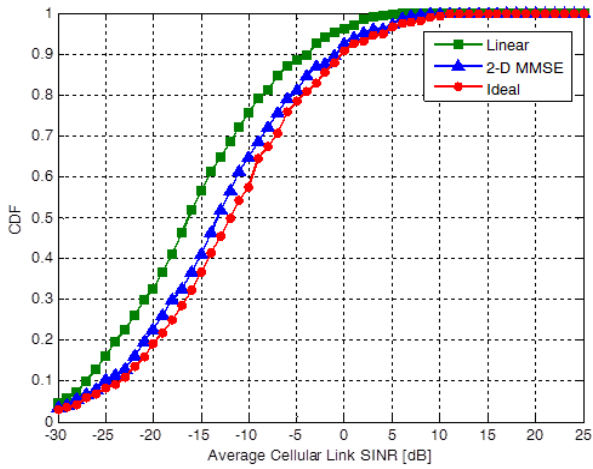


그림 6. 셀룰러 링크의 평균 SINR  
 Fig. 6. Average SINR of cellular link.

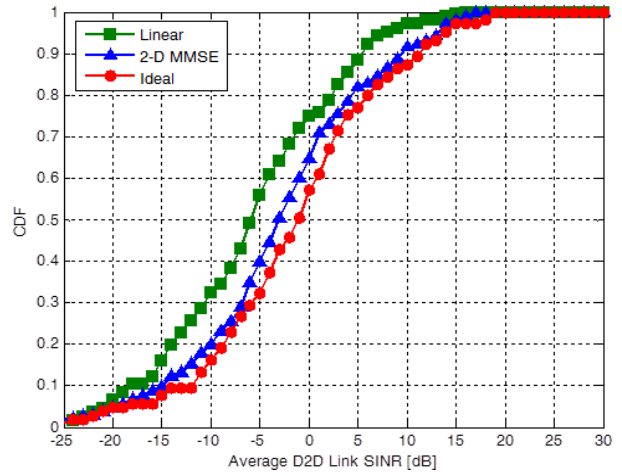


그림 9. D2D 링크의 평균 SINR  
 Fig. 9. Average SINR of D2D link.

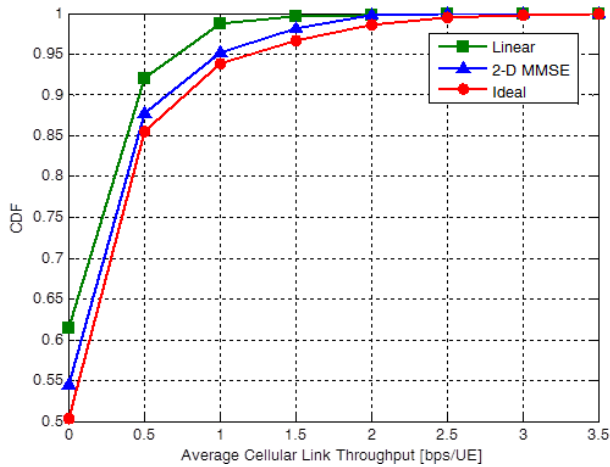


그림 7. 셀룰러 링크의 평균 전송률  
 Fig. 7. Average throughput of cellular link.

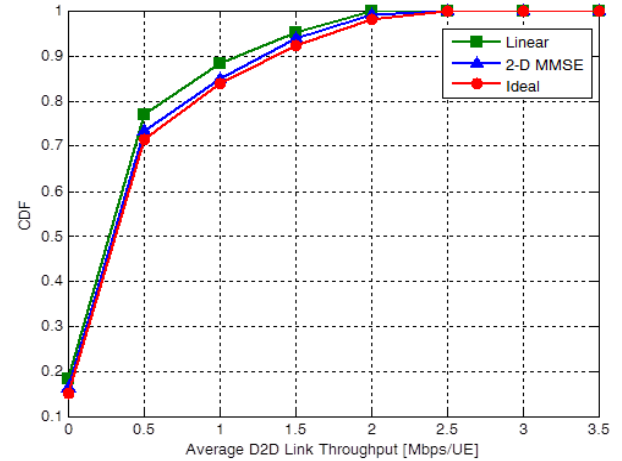


그림 10. D2D 링크의 평균 전송률  
 Fig. 10. Average throughput of D2D link.

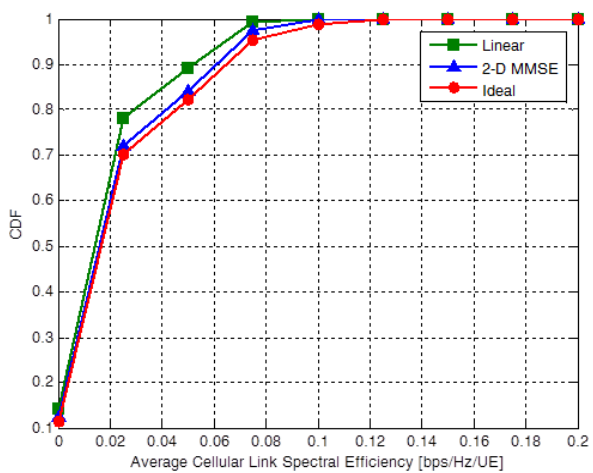


그림 8. 셀룰러 링크의 평균 스펙트럼 효율  
 Fig. 8. Spectral efficiency of cellular link.

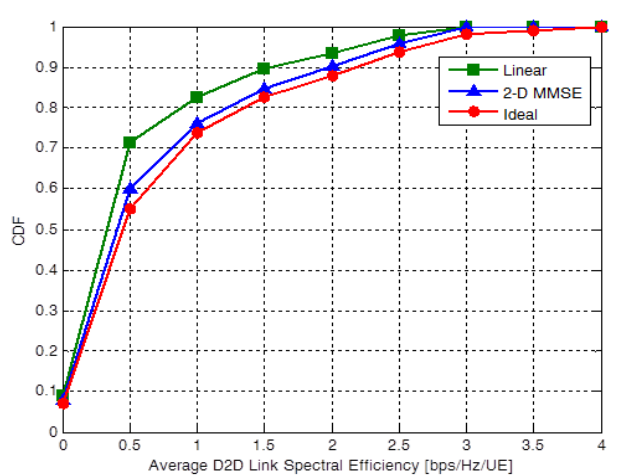


그림 11. D2D 링크의 평균 스펙트럼 효율  
 Fig. 11. Spectral efficiency of D2D link.



그림 9, 10 및 11은 각각 채널 추정 기법에 따른 평균 D2D Link SINR, Throughput 및 Spectral Efficiency를 나타낸다. Linear, 2-D MMSE, Ideal 순으로 성능이 향상된 것을 볼 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 고속 및 대용량의 데이터 전송을 위한 D2D 통신의 사이드링크에서 MIMO 전송을 지원하기 위해 DMRS를 설계하고 DFT 기반 채널 추정 기법을 제안하였다. 제안된 채널 추정 기법은 고속으로 움직이는 사용자의 채널 추정이 가능하도록 2-D MMSE 보간 기법을 사용한다.

시스템 레벨 시뮬레이션은 3GPP LTE-A 상향링크 시스템의 20MHz 대역을 기반으로 이루어 졌으며, 시뮬레이션 결과 제안한 채널 추정 기법을 통해 기존 기법보다 SINR, 전송률 및 스펙트럼 효율 측면에서 성능 향상을 가져다주는 것을 확인하였다.

## REFERENCES

- [1] Mohammad Zulhasnine, Changcheng Huang, Anand Srinivasan, "Efficient Resource Allocation for Device-to-Device Communication Underlying LTE Network," IEEE 6th WiMob, Oct. 2010.
- [2] H. Wang and X. Chu, "Distance-constrained resource-sharing criteria for device-to-device communications underlying cellular networks," IET Electron. Lett., vol. 48, no. 9, pp. 528-530, Apr. 2012.
- [3] Hongnian Xing, and Sami Hakola, "The Investigation of Power Control Schemes for a Device-to-Device Communication integrated into OFDMA Cellular System," 2010 IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), September 2010.
- [4] Hyunkee Min, Woohyun Seo, Jemin Lee, Sungsoo Park, and Daesik Hong, "Reliability Improvement Using Receive Mode Selection in the Device-to-Device Uplink Period Underlying Cellular Networks," IEEE Transactions on Wireless Communications, VOL. 10, NO. 2, Feb. 2011.
- [5] Sungsoo Park, Keukjoon Bang, and Daesik Hong, "Beamforming and User Scheduling for Device-to-Device Underlying Cellular Networks," Journal of IEIE, vol. 49, no. 2, 2012. 2.
- [6] Woojin Kim, Seongkyu Choi, "Interference Alignment for device to device communication in MIMO cellular network," 2012 IEIE Autumn Conference, 2012. 11.
- [7] H. G. Myung, J. Lim and D. J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," IEEE Veh. Techno. Mag., vol. 1, no. 3, pp. 30-38, Sept. 2006.
- [8] Minjoong Rim and Chul Ryu, "A Pilot Symbol Insertion Method for SC-FDMA Mobile Communication Systems," Journal of IEIE, vol. 44 no. 6, pp. 48-56, 2017. 6.
- [9] 3GPP, TS 36.211, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation," V11.4.0, Sept. 2013.
- [10] Hyundong Kim, Sangho Choe, "Channel Prediction and Estimation based Feedback Overhead Reduction for Adaptive OFDM System," 2006 IEIE Summer Conference, 2006. 06.
- [11] Yusuke Ohwatari, Nobuhiko Miki, Takahiro Asai, Tetsushi Abe, and Hidekazu Taoka, "Performance of Advanced Receiver Employing Interference Rejection Combining to Suppress Inter-Cell Interference in LTE-Advanced Downlink," 2011 IEEE VCT, Sept. 2011.
- [12] Zakaria Hanzaz, Hans Dieter Schotten, "Analysis of Effective SINR Mapping Models for MIMO OFDM in LTE System," 2013 9th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 1-5 July 2013.
- [13] 3GPP TR 36.814, Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release 9), V9.0.0 (2010-03).

저 자 소 개



문 상 미(학생회원)  
2012년 2월 전남대학교  
전자컴퓨터공학부 학사  
2014년 8월 전남대학교 전자컴퓨터  
공학 석사  
2014년 9월~현재 전남대학교  
전자컴퓨터공학과  
박사과정

<주관심분야 : 이동통신, ICIM, MIMO-OFDM,  
D2D, SCE>



추 명 훈(학생회원)  
2015년 8월 전남대학교  
전자컴퓨터공학부 학사  
2015년 9월~현재 전남대학교  
전자컴퓨터공학과  
석사과정

<주관심분야 : 이동통신, MIMO, OFDM>



김 한 종(평생회원)  
1986년 2월 한양대학교  
전자공학과 학사  
1988년 8월 연세대학교  
전자공학과 석사  
1988년 9월~1994년 2월  
연세대학교 전자공학과  
박사

1994년 9월~현재 한국기술교육대학교 전기전자  
통신공학부 교수

<주관심분야: 디지털통신, 무선통신시스템, 방송  
시스템, 신호처리 및 마이크로 프로세서 응용>



김 대 진(평생회원)  
1984년 서울대학교  
전자공학과 학사  
1986년 한국과학기술원  
전기 및 전자공학과 석사  
1991년 한국과학기술원  
전기 및 전자공학과 박사

1991년 7월 1996년 12월 LG전자 멀티미디어  
연구소 책임연구원

1997년~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부 교수

<주관심분야 : 디지털 통신, 디지털 방송>



김 철 성(평생회원)  
1987년 Univ. of Arizona (박사)  
1987년~1989년 한국전자통신  
연구원  
1989년~현재 전남대학교  
전자컴퓨터공학부 교수

<주관심분야 : 이동통신, 디지털통신, MIMO,  
OFDM, RFID>



황 인 태(평생회원)  
1990년 2월 전남대학교  
전자공학과 학사  
1992년 8월 연세대학교  
전자공학과 석사  
1999년 9월~2004년 2월 연세대학  
교 전기전자공학과 박사

1992년 8월~2006년 2월 LG전자 책임 연구원  
2006년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부  
교수

<주관심분야 : 디지털통신, 무선통신시스템, 차세  
대이동통신, MIMO, OFDM, MIMO-OFDM,  
Relay, ICIM, CoMP, D2D, SCE, MTC>