

논문 2015-52-5-2

# 사이드홀 시스템에서 안테나 배열 설계 및 하이브리드 수신기

## ( Design of Antenna Array and Hybrid Receiver in Sidehaul System )

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

( Sangmi Moon, Hun Choe, Myeonghun Chu, Daejin Kim, Cheol-Sung Kim, and Intae Hwang<sup>Ⓢ</sup>)

### 요 약

이최근, 3GPP (3rd Generation Partnership Project)에서는 폭발적으로 증가하고 있는 모바일 데이터 트래픽을 수용하기 위하여 사이드홀 (Sidehaul) 시스템을 개발하고 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 사이드홀 시스템은 낮은 PAPR (Peak to Average Power Ratio)을 위해 SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)를 기반으로 한다. 또한 제한된 공간에서 안테나 배열을 사용함으로써 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 전송이 가능하게 한다. 본 논문에서는 사이드홀 시스템에서 ULA (Uniform Linear Array), UCA (Uniform Circular Array) 및 UPA (Uniform Planar Array)에 대한 안테나 배열을 설계하고 성능을 분석한다. 또한, 이웃셀로부터 간섭의 영향을 줄이기 위하여 새로운 하이브리드 수신기 FSC (Full Suppression Cancellation)를 제안한다. 제안한 수신기는 IRC (Interference Rejection Combining)와 SIC (Successive Interference Cancellation)를 결합하여 간섭을 억제 및 제거 할 수 있다.

### Abstract

Recently, 3rd Generation Partnership Project (3GPP) has developed sidehaul system to cope with the explosively increasing mobile data traffic. The sidehaul system is based on single carrier-frequency division multiple access (SC-FDMA) due to its low peak to average power ratio (PAPR). Also, antenna array is designed to support multiple input multiple output (MIMO) in a restricted space. In this paper, we design the antenna array about uniform linear array (ULA), uniform circular array (UCA) and uniform planar array (UPA), and analysis the performance in sidehaul system. In addition, we propose the novel hybrid receiver full suppression cancellation (FSC) to reduce the interference from neighbor cell in sidehaul system. The proposed receiver can suppress and cancel the interference by combining interference rejection combining (IRC) with successive interference cancellation (SIC).

**Keywords** : Antenna Array, FSC, Hybrid Receiver, Sidehaul System

\* 학생회원, \*\* 평생회원, 전남대학교 전자컴퓨터공학과  
(School of Electronics & Computer Engineering Chonnam National University)

Ⓢ 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 ; February 05, 2015 Revised ; February 25, 2015 Accepted ; April 26, 2015

## I. 서 론

최근 3GPP (3rd Generation Partnership Project) 표준단체를 비롯하여 다수의 주요 연구기관에서는 폭증하고 있는 모바일 트래픽을 수용하기 위하여, 다수의 소형셀들을 매크로 셀 내에 배치하는 방안이 관련 중점적으로 고려하고 있다<sup>[1~3]</sup>. 하지만, 이러한 방안은 배치되는 소형셀 수에 따라 소형셀 설치 및 운용 비용이 비례적으로 증가하는 문제점이 있다. 특히, 유동인구의 증가로 인해 지역별로 최대 트래픽 량이 시간대별로 변화하는 환경에서는 설치 및 운용 비용 측면에서 고정형 소형셀 설치 방안은 비효율적이다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여, 매크로 기지국과 Gbps급 무선 백홀로 연결 가능하며 사용자들에 의해 이동이 가능한 이동형 소형셀 기술 개발이 필요하다.

하지만, 무선 백홀 기술은 매크로 기지국의 무선 백홀 용량에 의해 네트워크 용량이 제한되기 때문에 Gbps급 무선 백홀 기술만으로는 네트워크 용량을 증대시키는데 한계가 있다. 이러한 이유로, 이동형 소형셀 간 사이드홀이 필요하며 사이드홀을 통해 이동형 소형셀은 주변 소형셀과 통신이 가능하다.

사이드홀은 낮은 PAPR (Peak to Average Power Ratio)을 위해 SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)를 기반으로 한다<sup>[4]</sup>. 또한, 사이드홀에서 reference signal은 DMRS (DeModulation Reference Signal)를 사용하며, 이는 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 전송을 지원가능하게 한다. 하지만 소형셀에서 배치되는 안테나의 공간이 제한적일 수 있다. 따라서 ULA (Uniform Linear Array) 비해 길이가 작은 UCA (Uniform Circular Array) 또는 UPA (Uniform Planar Array) 방식으로 안테나를 배열 할 수 있다.

하지만, 이동형 소형셀은 주변 소형셀로부터 셀 간 간섭의 영향을 받을 확률이 커지게 되었다. 특히 셀 경계 영역 단말기에 대한 간섭 문제를 해결하려는 연구는 셀 간 협력 처리 기술과 같이 기지국 송신기에서 간섭을 줄이는 전송 방법과 고성능 수신 알고리즘을 적용하여 수신기에서 간섭을 처리하는 방법으로 분류할 수 있다. 그런데 전자의 경우 간섭 처리를 위해 각 단말은 채널 정보를 피드백 해야 한다. 안테나 개수의 증가에 따른 피드백 오버헤드와 피드백 정보의 부정확함을 고려

할 때, 피드백을 필요로 하는 송신기 간섭 처리 방법에는 제약이 따른다. 반면 수신기에서 간섭을 처리 하는 방법은 피드백을 필요로 하지 않으므로 최근 3GPP에서 주목을 받고 있다.

간섭 영향을 줄일 수 있는 고성능 수신 알고리즘은 크게 간섭 억제 수신기와 간섭 제거 수신기로 분류할 수 있으며, 이러한 NAICS (Network Assisted Interference Cancellation and Suppression) 연구는 고성능 수신기 알고리즘과 이와 관련된 네트워크 지원 방법으로 분류될 수 있다. 다중 셀 환경에서 간섭제거 및 용량 개선 관점에서 MMSE (Minimum Mean Square Error)에 기반한 수신기 알고리즘들이 활발하게 제시되고 있으며, 3GPP Release-12에서는 NAICS가 SI (Study Item)로 승인되어 네트워크 지원과 관련하여 성능 개선, 지원 정보 종류, 오버헤드 등이 논의되었다<sup>[5]</sup>.

본 논문에서는 안테나 배열 방식인 ULA, UCA 및 UPA에 대하여 살펴보고 이에 따른 무선 채널에 대하여 알아본다. 또한, 이웃셀로부터 간섭의 영향을 줄일 수 있는 기존의 수신기에 대하여 살펴보고, IRC (Interference Rejection Combining)와 SIC (Successive Interference Cancellation)를 결합한 향상된 수신기를 제안한다.

논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 사이드홀 시스템의 전송 구조에 대하여 기술한다. 제 III장에서는 안테나 배열 방식에 대하여 기술하고 이에 따른 무선 채널에 대하여 알아본다. 제 IV장에서는 기존의 수신기에 대하여 기술하고, 새로운 하이브리드 수신기 FSC (Full Suppression and Cancellation)에 대하여 제안한다. 제 V장에서 모의실험을 통해 제안 기법의 성능을 분석하고, 마지막으로 제 VI장에서 결론을 맺는다.

## II. 사이드홀 시스템 전송 구조

사이드홀 시스템의 송·수신단 구조는 3GPP LTE-Advanced를 기반으로 설계하였다<sup>[6]</sup>. 사이드홀 물리 채널 (physical channel)의 기저대역 신호 (baseband signal)는 다음과 같은 단계로 구성된다.

- Physical channel에서 전송되는 각각의 코드 워드는 채널 코딩을 통과한 후, 비트 단위로 스크램블링 (scrambling) 된다.

- Complex-valued 심볼을 생성하기 위해 scrambled bits를 modulation 한다.
- 하나 또는 몇 개의 송신 레이어(layer)에 complex-valued modulation 심볼을 매핑한다.
- Complex-valued 심볼에 대해 transform precoding을 수행한다.
- 안테나 포트를 통하여 전송하기 위해 각 layer의 심볼을 precoding한다.
- 심볼을 각 안테나 포트의 RE (Resource Element)에 매핑한다.
- 각 안테나 포트에 complex-valued 시간 도메인

SC-FDMA 신호를 생성한다.

수신단에서는 SC-FDMA 복조 후 수신된 데이터는 채널에 의하여 크기와 위상이 왜곡되어 있으므로 reference signal을 사용하여 채널 추정 후 등화기를 거쳐 채널 보상이 이루어진다. SC-FDMA 기술은 송신단 변조과정에서 IFFT 입력 전에 layer 별로 M-point FFT 처리과정을 수행하고, 수신단 복조과정에서 FFT 출력신호를 N-point IFFT 처리함으로써 송신단에서 발생할 수 있는 PAPR을 최소화하여 단말의 전력소모를 줄이기 때문에 사이드홀 무선 접속 기술로 SC-FDMA

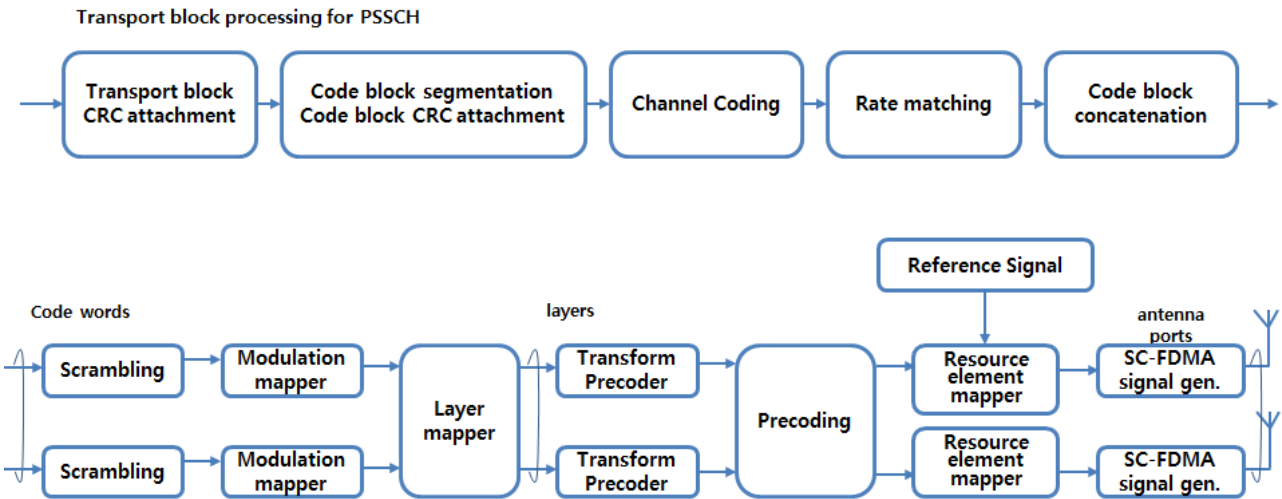


그림 1. 사이드홀 시스템 송신단 블록도  
 Fig. 1. Block diagram of transmitter in sidehaul system.

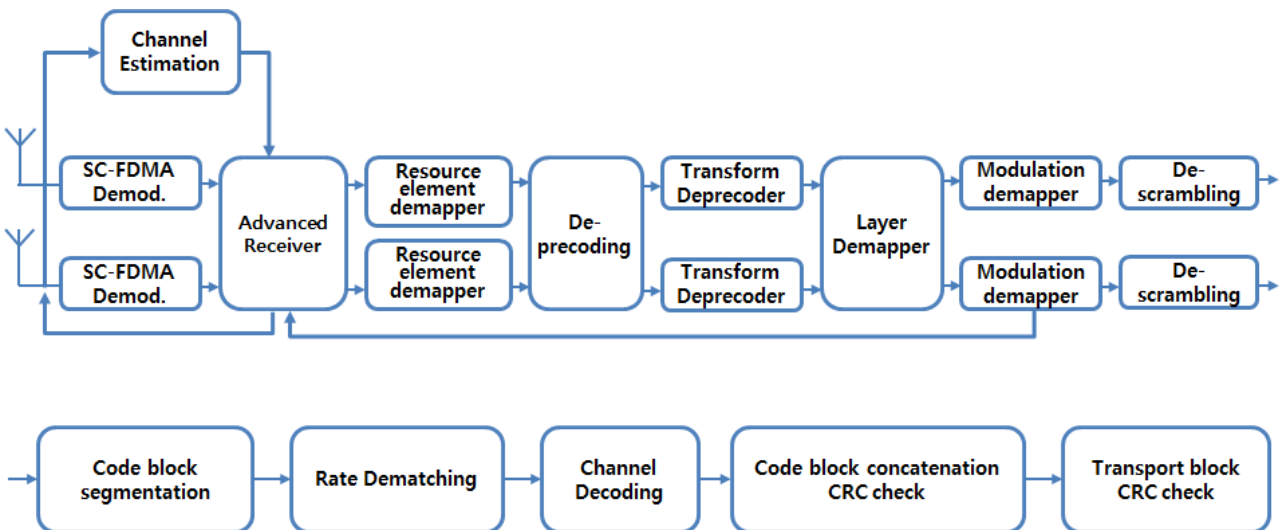


그림 2. 사이드홀 시스템 수신단 블록도  
 Fig. 2. Block diagram of receiver in sidehaul system.

를 사용한다. 여기서 N-point IFFT의 '부반송파 간격'은 15kHz이다. 그림 1과 2는 각각 사이드홀 시스템의 송신단과 수신단 구조를 나타낸다.

### III. MIMO 채널 모델 및 안테나 배열

안테나 배열 구성 방식은 공간적 배치 구조(선형, 원형, 사각형 등)와 안테나 소자 간 거리에 따라 구분할 수 있다. 본 장에서는 안테나 배열 방식인 ULA, UCA 및 UPA에 대하여 살펴보고, 이에 따른 무선 채널에 대하여 알아본다. 또한, 본 논문에서 고려하는 사이드홀 시스템에서의 안테나 구성은 표 1과 같고, 반송파 주파수( $f_c$ )는 2.6GHz를 사용한다.

표 1. 사이드홀 시스템에서 안테나 구성  
Table 1. Antenna Configuration in Sidehaul System.

Antenna Configuration	Array Type
2×2	(Tx) ULA (Rx) ULA
2×4	(Tx) ULA (Rx) ULA, UCA, UPA
2×8	(Tx) ULA (Rx) ULA, UCA, UPA
2×16	(Tx) ULA (Rx) ULA, UCA, UPA

#### 1. MIMO 채널 모델

본 절에서는 다중 안테나 페이딩 채널 환경에서 Ray 기반의 SCM (Spatial Channel Model)에 대하여 살펴본다.

S개의 송신 안테나와 U개의 수신 안테나를 가정할

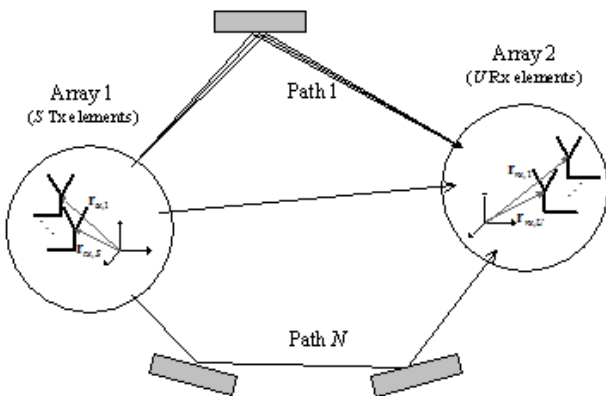


그림 3. MIMO 채널  
Fig. 3. MIMO Channel.

때, 그림 3은 MIMO 채널을 보여주고 있으며 U×S MIMO 채널의 시변 임펄스 응답 행렬은 다음 식과 같다.

$$\mathbf{H}(t;\tau) = \sum_{n=1}^N \mathbf{H}_n(t;\tau) \quad (1)$$

여기서  $t$ 는 시간,  $\tau$ 는 지연,  $N$ 은 path의 수,  $n$ 은 path의 인덱스이다. 또한 채널은 송신기(Tx)와 수신기(Rx)의 안테나 배열 응답 행렬  $F_{tx}$ 와  $F_{rx}$ 로 구성되고, 클러스터  $n$ 의 듀얼-편광 전파 채널 응답 행렬  $H_n$ 은 다음과 같다.

$$\mathbf{H}_n(t;\tau) = \iint \mathbf{F}_{rx}(\varphi) \mathbf{h}_n(t;\tau;\phi,\varphi) \mathbf{F}_{tx}^T(\phi) d\phi d\varphi \quad (2)$$

ULA로 구성된  $s$ 번째 송신 안테나와  $u$ 번째 수신 안테나 사이의  $n$ 번째 클러스터의 채널은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} H_{u,s,n}(t;\tau) = & \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\varphi_{n,m}) \\ F_{rx,u,H}(\varphi_{n,m}) \end{bmatrix}^T \\ & \begin{bmatrix} \alpha_{n,m,VV} & \alpha_{n,m,VH} \\ \alpha_{n,m,HV} & \alpha_{n,m,HH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\phi_{n,m}) \\ F_{tx,s,H}(\phi_{n,m}) \end{bmatrix} \\ & \times \exp(j2\pi\lambda_0^{-1}(\bar{\varphi}_{n,m} \bar{r}_{rx,u})) \exp(j2\pi\lambda_0^{-1}(\bar{\phi}_{n,m} \bar{r}_{tx,s})) \\ & \times \exp(j2\pi v_{n,m} t) \delta(\tau - \tau_{n,m}) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $F_{rx,u,V}$ 와  $F_{rx,u,H}$ 는 각각  $u$ 번째 안테나에서 수직 및 수평 편파의 필드 패턴이고,  $\alpha_{n,m,VV}$ 와  $\alpha_{n,m,VH}$ 는 각각  $n$ 번째 클러스터의  $m$ 번째 ray에서 수직 대 수직 및 수직 대 수평 편파의 complex gain이다.  $\lambda_0$ 는 반송파 주파수의 파장,  $\phi_{n,m}$ 은 AOD (Angle of Departure) unit 벡터,  $\varphi_{n,m}$ 는 AOA (Angle of Arrival) unit 벡터이다.  $\bar{r}_{tx,s}$ 와  $\bar{r}_{rx,u}$ 는  $s$ 와  $u$ 번째 안테나의 위치 벡터이고,  $v_{n,m}$ 은  $n$ 번째 클러스터의  $m$ 번째 ray에서 도플러 주파수 성분이다.

#### 2. ULA

ULA는 안테나 소자(antenna element)들이 직선을 따라 놓이며 그림 4는 안테나 소자가 4개일 때 ULA 안테나의 수신 신호를 보여준다.

여기서 안테나 소자들 간의 거리  $d$ 는 반파장 (half wavelength,  $\lambda/2$ ) 값을 가지며,  $u = 1, 2, \dots, U$ 이고  $U$ 는 안테나 소자의 수이다.  $\varphi$ 는 Azimuth AoA이고  $u$ 번째 안테나 소자에서 위상천이 (phase shift,  $\phi_u$ )는 아래 식과 같다.

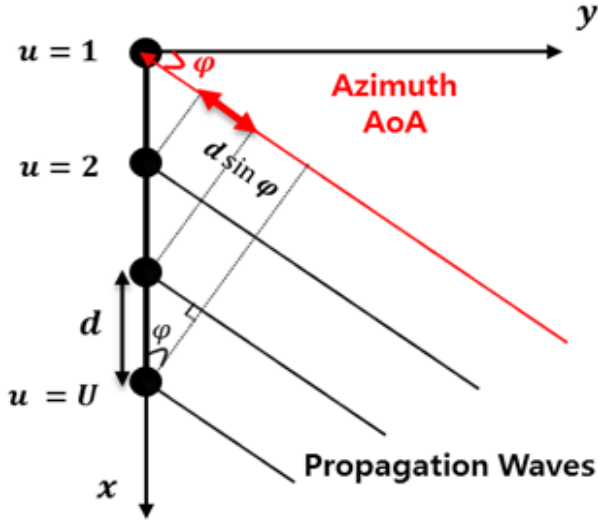


그림 4. ULA 안테나의 수신 신호

Fig. 4. Received Signal of ULA Antenna.

표 2. ULA 파라미터

Table 2. ULA Parameter.

Parameter	Value
Distance between elements	$d = 5.77\text{cm}$ ( $\lambda = c/f, d = \lambda/2$ )
Total Array Elements = 2	MAX Length = 5.77cm
Total Array Elements = 4	MAX Length = 17.31cm
Total Array Elements = 8	MAX Length = 40.38cm
Total Array Elements = 16	MAX Length = 86.54cm

\* Speed of light ( $c = 3 \times 10^8 \text{m/s}$ ), Carrier frequency ( $f_c = 2.6 \text{GHz}$ )

$$\phi_u(\varphi) = kd(u-1)\sin(\varphi) \quad (4)$$

여기서  $k$ 는 파수(wave number,  $2\pi/\lambda$ )이고 ULA의 자세한 파라미터는 표 2와 같다.

ULA로 구성된  $s$  번째 송신 안테나와  $u$  번째 수신 안테나 사이의  $n$  번째 클러스터의 NLOS와 LOS 채널은 각각 수식 (5)와 (6)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{u,s,n}(t) = & \sqrt{P_n} \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\varphi_{n,m}) \\ F_{rx,u,H}(\varphi_{n,m}) \end{bmatrix}^T \\ & \begin{bmatrix} \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) & \sqrt{\kappa^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) \\ \sqrt{\kappa^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\phi_{n,m}) \\ F_{tx,s,H}(\phi_{n,m}) \end{bmatrix} \\ & \times \exp(jd_s 2\pi\lambda_0^{-1} \sin(\phi_{n,m})) \\ & \exp(jd_u 2\pi\lambda_0^{-1} \sin(\varphi_{n,m})) \exp(j2\pi\nu_{n,m}t) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{u,s,n}(t) = & \sqrt{\frac{1}{K_R+1}} \mathbf{H}'_{u,s,n}(t) \\ & + \delta(n-1) \sqrt{\frac{K_R}{K_R+1}} \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\varphi_{LOS}) \\ F_{rx,u,H}(\varphi_{LOS}) \end{bmatrix}^T \\ & \begin{bmatrix} \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) & 0 \\ 0 & \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\phi_{LOS}) \\ F_{tx,s,H}(\phi_{LOS}) \end{bmatrix} \quad (6) \\ & \times \exp(jd_s 2\pi\lambda_0^{-1} \sin(\phi_{LOS})) \\ & \exp(jd_u 2\pi\lambda_0^{-1} \sin(\varphi_{LOS})) \exp(j2\pi\nu_{LOS}t) \end{aligned}$$

### 3. UCA

UCA는 안테나 소자들이 평면상에 원형을 따라 놓여지며 그림 5는 안테나 소자가 4개일 때 UCA 안테나의 수신 신호를 보여준다.

여기서  $d$ 는 안테나 소자간의 거리,  $R$ 은 원형의 반지름이며,  $u=1,2,\dots,U$ 이고  $U$ 는 안테나 소자의 수이다.  $\varphi$ 는 Azimuth AoA이고  $u$  번째 안테나 소자에서 위상차는 아래 식과 같다.

$$\phi_u(\varphi) = kR\cos(\varphi - \varphi_u) \quad (7)$$

여기서  $\varphi_u$ 는  $(u-1)\varphi_s$ 이고  $\varphi_s$ 는 UCA에서 안테나

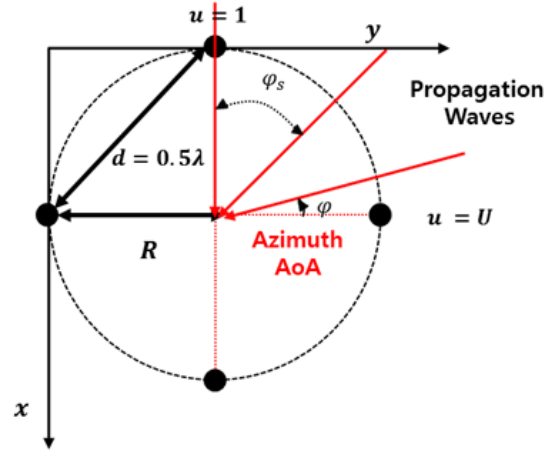


그림 5. UCA 안테나의 수신 신호

Fig. 5. Received Signal of UCA Antenna.

표 3. 안테나 소자  $U$  값에 따른  $\varphi_s$ Table 3.  $\varphi_s$  according to antenna element  $U$  value.

Number of Elements(U)	$\varphi_s$
4	$\pi/2$
8	$\pi/4$
16	$\pi/8$

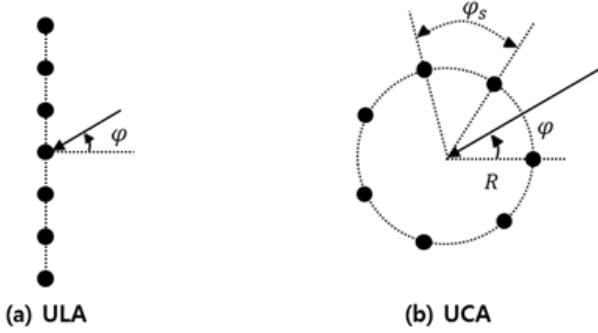


그림 6. ULA 및 UCA 구성, 7-소자 경우  
Fig. 6. ULA and UCA configurations, 7-element case.

표 4. UCA 파라미터  
Table 4. UCA Parameter.

Parameter	Value
Distance between elements	$d = 5.77\text{cm}$ ( $\lambda = c/f, d = \lambda/2$ )
Total Array Elements = 4	Radius (R) = 3.67cm MAX Length (2R) = 7.34cm Area = 42.31cm <sup>2</sup>
Total Array Elements = 8	Radius (R) = 7.35cm MAX Length (2R) = 14.70cm Area = 169.71cm <sup>2</sup>
Total Array Elements = 16	Radius (R) = 14.69cm MAX Length (2R) = 29.38cm Area = 677.94cm <sup>2</sup>

\* Speed of light ( $c = 3 \times 10^8 \text{m/s}$ ), Carrier frequency ( $f_c = 2.6 \text{GHz}$ )

두 소자 간의 AoA 값을 나타낸다. 표 3은 안테나 소자  $U$  값에 따른  $\varphi_s$  계산 값을 보여준다.

그림 6은 안테나 소자가 7개인 경우 ULA와 UCA 구성을 보여준다.

또한, UCA 원형의 반지름은 다음 식을 통해 계산할 수 있다.

$$R = \frac{\lambda}{2\theta} = \frac{2d}{2\theta} = \frac{(Total\ Array\ Elements) \times d}{2\pi} \quad (8)$$

여기서  $\theta = 2\pi / Total\ Array\ Elements$ 이다. UCA의 자세한 파라미터는 표 4와 같다.

ULA로 구성된  $s$ 번째 송신 안테나와 UCA로 구성된  $u$ 번째 수신 안테나 사이의  $n$ 번째 클러스터의 NLOS와 LOS 채널은 각각 수식 (9)과 (10)로 표현된다.

$$\mathbf{H}_{u,s,n}(t) = \sqrt{P_n} \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\varphi_{n,m}) \\ F_{rx,u,H}(\varphi_{n,m}) \\ \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) \\ \sqrt{\kappa^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) \\ \sqrt{\kappa^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) \\ \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) \\ F_{tx,s,V}(\phi_{n,m}) \\ F_{tx,s,H}(\phi_{n,m}) \end{bmatrix}^T \times \exp(j(s_x - 1)d_s 2\pi\lambda_0^{-1} \sin(\phi_{n,m})) \exp(j2\pi\lambda_0^{-1} R \cos(\varphi_{n,m} - \varphi_u)) \exp(j2\pi v_{n,m} t) \quad (9)$$

$$\mathbf{H}_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{1}{K_R + 1}} \mathbf{H}'_{u,s,n}(t) + \delta(n-1) \sqrt{\frac{K_R}{K_R + 1}} \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\varphi_{LOS}) \\ F_{rx,u,H}(\varphi_{LOS}) \\ \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) \\ 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\phi_{LOS}) \\ F_{tx,s,H}(\phi_{LOS}) \end{bmatrix} \times \exp(j(s_x - 1)d_s 2\pi\lambda_0^{-1} \sin(\phi_{LOS})) \exp(jd_u 2\pi\lambda_0^{-1} R \cos(\varphi_{LOS} - \varphi_u)) \exp(j2\pi v_{LOS} t) \quad (10)$$

#### 4. UPA

UPA는 안테나 소자들이 평면상에 사각형을 따라 놓이며 그림 7은  $x$ 축과  $y$ 축에 각각 안테나 소자가 4개 일 때 UPA 안테나의 수신 신호를 보여준다.

여기서  $d_x$ 와  $d_y$ 는 각각  $x$ 축과  $y$ 축에서 안테나 소자간의 거리,  $u = 1, 2, \dots, U$ 이고  $U$ 는  $x$ 축과  $y$ 축에서 안테나 소자의 수이다.  $\varphi$ 는 Azimuth AoA이고  $u$ 번째 안테나 소자에서 위상차이는 아래 식과 같다.

$$\phi_u(\varphi) = kd(u-1)\sin(\varphi) \quad (11)$$

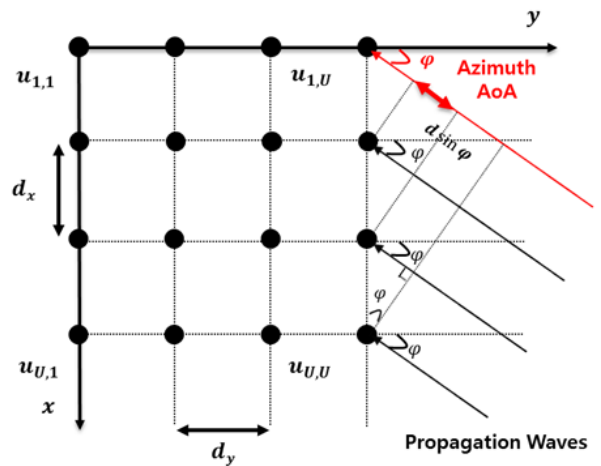


그림 7. UPA 안테나의 수신 신호  
Fig. 7. Received Signal of UPA Antenna.

표 5. UPA 파라미터  
Table 5. UPA Parameter.

Parameter	Value
Distance between elements	$d = 5.77\text{cm}$ ( $\lambda = c/f, d = \lambda/2$ )
Total Array Elements = 4	M = 2, N = 2, MAX Length = 5.77cm, Area = 33.29cm <sup>2</sup>
Total Array Elements = 8	M = 3, N = 3, MAX Length = 11.54cm, Area = 133.17cm <sup>2</sup>
Total Array Elements = 16	M = 4, N = 4, MAX Length = 17.31cm, Area = 299.63cm <sup>2</sup>

\* M/N: Number of antenna element in  $x/y$ -axis.

\* Speed of light ( $c = 3 \times 10^8 \text{m/s}$ ), Carrier frequency ( $f_c = 2.6 \text{GHz}$ )

UPA의 자세한 파라미터는 표 5와 같다.

ULA로 구성된  $s$ 번째 송신 안테나와 UPA로 구성된  $u$ 번째 수신 안테나 사이의  $n$ 번째 클러스터의 NLOS와 LOS 채널은 각각 수식 (12)와 (13)으로 표현된다.

$$\mathbf{H}_{u,s,n}(t) = \sqrt{P_n} \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\varphi_{n,m}) \\ F_{rx,u,H}(\varphi_{n,m}) \\ \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) & \sqrt{\kappa^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) \\ \sqrt{\kappa^{-1}} \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) & \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) \\ F_{tx,s,V}(\phi_{n,m}) \\ F_{tx,s,H}(\phi_{n,m}) \end{bmatrix} \times \exp(j(s_x - 1)d_s 2\pi\lambda_0^{-1} \sin(\phi_{n,m})) \exp(j2\pi\lambda_0^{-1} \left\{ (u_x - 1)d_{ux} \sin(\varphi_{n,m}) + (u_y - 1)d_{uy} \sin(\varphi_{n,m}) \right\}) \exp(j2\pi v_{n,m} t) \quad (12)$$

$$\mathbf{H}_{u,s,n}(t) = \sqrt{\frac{1}{K_R + 1}} \mathbf{H}'_{u,s,n}(t) + \delta(n-1) \sqrt{\frac{K_R}{K_R + 1}} \begin{bmatrix} F_{rx,u,V}(\varphi_{LOS}) \\ F_{rx,u,H}(\varphi_{LOS}) \\ \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) & 0 \\ 0 & \exp(j\Phi_{n,m}^{vv}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{tx,s,V}(\phi_{LOS}) \\ F_{tx,s,H}(\phi_{LOS}) \end{bmatrix} \times \exp(j(s_x - 1)d_s 2\pi\lambda_0^{-1} \sin(\phi_{LOS})) \exp(j2\pi\lambda_0^{-1} \left\{ (u_x - 1)d_{ux} \sin(\varphi_{LOS}) + (u_y - 1)d_{uy} \sin(\varphi_{LOS}) \right\}) \exp(j2\pi v_{n,m} t) \quad (13)$$

#### IV. 향상된 수신기

본 장에서는 기존 수신기에 대하여 살펴 본 후 IRC와 SIC를 결합한 향상된 수신기를 제안한다.

##### 1. 기존 수신기

본 절에서는 기존 수신기 방식인 MMSE, IRC, SIC 및 ML (Maximum Likelihood)에 대하여 살펴본다. 사이드홀 시스템의 RE에서 수신 신호는 다음 식과 같다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \sum_{i=1}^p \mathbf{H}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{n} \quad (14)$$

여기서  $\mathbf{s}$ 와  $\mathbf{H}$ 는 각각 서빙 셀 (serving cell)의 신호와 해당 전파 채널이다.  $\mathbf{s}_i$ 와  $\mathbf{H}_i$  ( $i = 1, 2, \dots, p$ )는 각각  $p$ 번째 인접 셀 (inter cell)의 신호와 해당 전파 채널이고  $\mathbf{n}$ 은 잡음이다<sup>[7]</sup>.

##### 가. MMSE

MMSE는 간섭 제거를 위한 일반적인 방식으로, 간섭을 백색 잡음으로 간주한다. 따라서 MMSE 방식 적용을 위해 간섭 및 잡음 파워  $\sigma_{I+n}^2$ 가 요구되며, MMSE 수신기는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_{I+n}^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{x} \quad (15)$$

##### 나. IRC

IRC 수신기는 간섭이 강한 시나리오에서 MMSE 수신기보다 성능이 우수하며 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_{I+n})^{-1} \mathbf{x} \quad (16)$$

이때,  $\mathbf{R}_{I+n}$ 은 간섭 및 잡음 공분산 행렬 (covariance matrix) 값으로, 아래 식을 통해 계산되며,  $r_0$ 는 serving 셀의 DMRS 시퀀스를 의미한다.

$$\mathbf{R}_{I+N} = E[\tilde{\mathbf{x}}(k,l)\tilde{\mathbf{x}}^H(k,l)] \quad (17)$$

$$\tilde{\mathbf{x}}(k,l) = \mathbf{x}(k,l) - \hat{\mathbf{H}}_0(k,l)r_0(k,l) \quad (18)$$

##### 다. SIC

SIC 기법을 적용할 경우 간섭 신호에 대한 변조 차수 및 간섭을 일으키는 채널 행렬에 대한 정보가 요구된다. SIC 수신기는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} (\mathbf{x} - \sum_{i=1}^p \mathbf{H}_i \tilde{\mathbf{s}}_i) \quad (19)$$



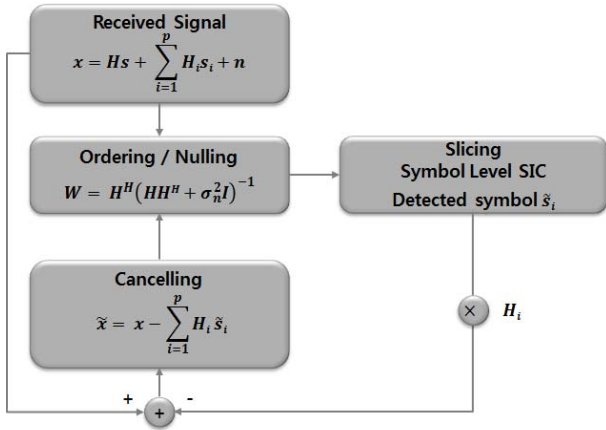


그림 8. SIC 수신기의 흐름도  
Fig. 8. Flow chart of SIC receiver.

이때,  $\tilde{s}_i$ 는 간섭 신호  $s_i$ 에 대한 양자화된 추정값이다. SIC 수신기에 대한 흐름도는 그림 8과 같다.

수신된 신호에 대하여 Ordering 및 Nulling이 이루어지며, 이후 경관정 기반의 심볼 레벨 SIC 적용하여 Slicing이 이루어진다. 이를 통해 간섭 신호에 대한 추정값을 얻음으로써, 수신 신호와의 Cancelling 과정을 통해 원하는 신호를 계산하는 작업이 이루어진다.

#### 라. ML

ML 기법은 가장 이상적인 성능을 보이는 기법으로, 복잡도가 가장 높은 단점을 갖고 있다. ML 수신기는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{s}, \hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_p = \arg \min_{s, s_1, s_2, \dots, s_p \in \Omega} \|x - Hs - \sum_{i=1}^p H_i s_i\|^2 \quad (20)$$

이때,  $\Omega$ 는 원하는 신호와 간섭 신호에 사용되는 변조 방식의 constellation points set을 나타낸다.

#### 2. 제안 수신기

본 절에서는 IRC와 SIC 수신기를 결합한 향상된 수신기로 FSC 수신기를 제안한다. 제안한 FSC 수신기의 흐름도는 그림 9와 같다.

사이드홀 시스템의 수신된 신호의 SIR (Signal to Interference Ratio)를 계산한다. SIR이 0보다 작을 경우, 즉 간섭 신호의 크기가 클 경우 IRC를 통해 간섭 신호  $\tilde{s}_i$ 를 검출 하며 다음과 같이 표현된다.

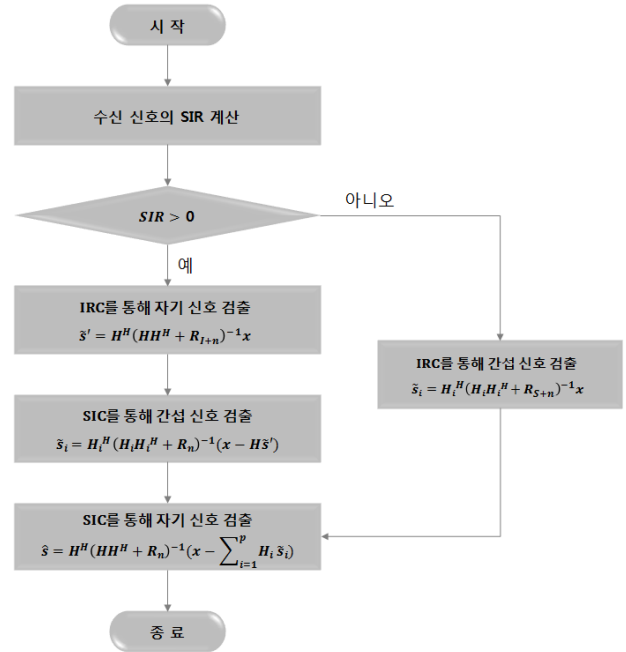


그림 9. FSC 수신기의 흐름도  
Fig. 9. Flow chart of FSC receiver.

$$\tilde{s}_i = H_i^H (H_i H_i^H + R_{S+n})^{-1} x \quad (21)$$

여기서  $R_{S+n}$ 는 자기신호 및 잡음의 공분산 행렬이다. 최종적으로 SIC를 통해 자기 신호를 검출하며 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{s} = H^H (H H^H + R_n)^{-1} (x - \sum_{i=1}^p H_i \tilde{s}_i) \quad (22)$$

여기서  $R_n$ 은 잡음의 공분산 행렬이다.

반대로 SIR이 0보다 클 경우, 즉 자기 신호의 크기가 클 경우 두 단계를 걸쳐 자기 신호를 검출한다.

먼저, IRC를 통해 자기 신호  $\tilde{s}'$ 를 검출 후 SIC를 통해 간섭 신호를 검출하며 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{s}' = H^H (H H^H + R_{I+n})^{-1} x \quad (23)$$

그 후 SIC를 통해 간섭 신호를 검출하며 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{s}_i = H_i^H (H_i H_i^H + R_n)^{-1} (x - H \tilde{s}') \quad (24)$$

검출된 간섭 신호를 수신신호에서 제거하기 위하여 최종적으로 SIC를 통해 간섭 신호를 자기 신호를 검출 하며 식 (22)와 같이 표현된다.



V. 모의실험 결과 및 분석

본 장에서는 안테나 배열 및 향상된 수신기에 관한 모의실험 결과를 제시하고, 이에 대한 분석을 수행한다.

1. 모의실험 파라미터

표 6은 모의실험 파라미터를 나타내고 있으며 3GPP LTE-Advanced 시스템의 20MHz 대역을 기반으로 구성하였다. 또한, 서빙 셀 신호의 경우 표 7과 같이 MCS 인덱스 27을 사용하여 모듈레이션은 64QAM이고 code rate는 5/6이고 code word 수는 2개이며, layer 4개에 spatial multiplexing 전송 방식이 적용되었다. 간섭신호의 경우 시스템 복잡성을 고려하여 채널 코딩은 이루어지지 않았으며 modulation으로 64QAM을 사용하였고, code word 수는 2개이며 layer 4개에 spatial multiplexing 전송방식이 적용되었다.

채널 환경은 WINNER 채널 모델인 UMi(Urban Micro)의 NLoS이고 최대 도플러 주파수 ( $f_d$ )가 300Hz 인 시변 주파수 선택적 채널이다<sup>[8]</sup>.

표 6. 모의실험 파라미터  
Table 6. Simulation parameters.

Parameter	Value
Carrier frequency	2.6 GHz
Bandwidth	20 MHz
Sample frequency	30.72 MHz
Subframe duration	1 ms
Subcarrier spacing	15 kHz
FFT size	2048
Occupied subcarriers	1200
No. of subcarriers/PRB	12
Cyclic Prefix (CP)	Normal CP
No. of OFDM symbols/subframe	14 (Normal CP)
Channel Model	UMi-NLoS, $f_d = 300\text{Hz}$
MIMO Configuration	2x2, 2x8
Channel Estimation	Ideal
Receiver	Conventional Receiver: MMSE, IRC, SIC, ML, Proposed Receiver: FSC

표 7. 채널 코딩 파라미터: MCS 인덱스 27  
Table 7. Channel Coding Parameter: MCS Index 27.

MCS Index	27
CQI Index	14
Modulation	64QAM
Target code rate	0.8525 (5/6)
Information bit payload	63776
Binary channel bits per subframe	75600

2. 안테나 배열

본 절에서는 수신단의 안테나 배열에 따른 성능 평가를 위해 채널 코딩 기법이 적용되지 않은 간단한 구조로, 64QAM과 MIMO가 적용되었다. 또한, 인접 셀

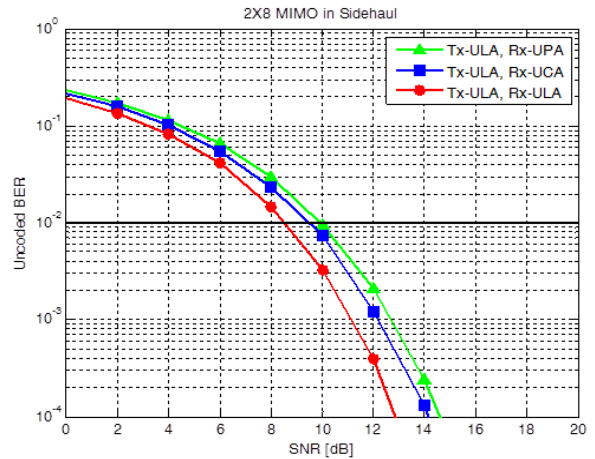


그림 10. 안테나 배열에 따른 BER 성능  
Fig. 10. BER performance according to antenna array.

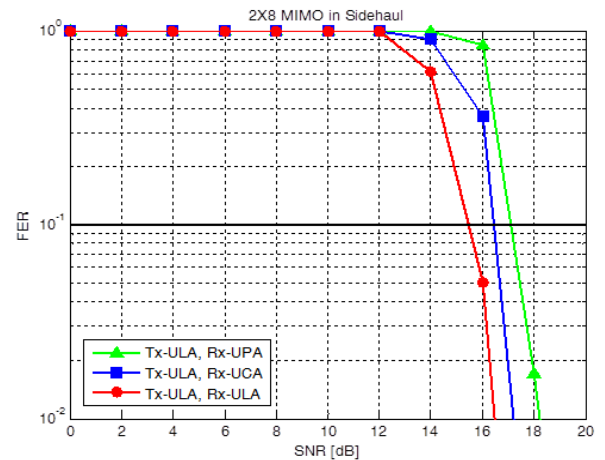


그림 11. 안테나 배열에 따른 FER 성능  
Fig. 11. FER performance according to antenna array.

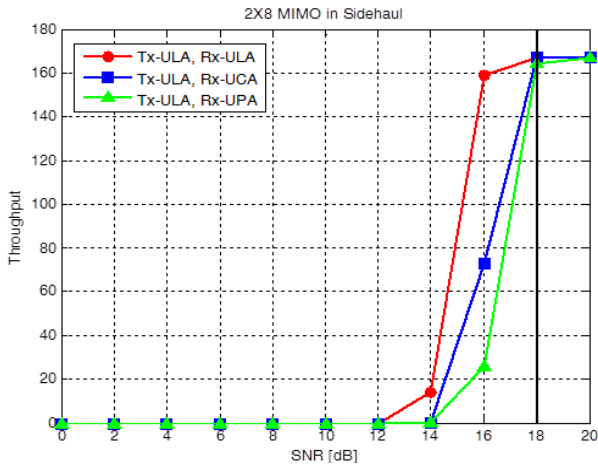


그림 12. 안테나 배열에 따른 Throughput 성능  
Fig. 12. Throughput performance according to antenna array.

로부터 간섭이 없는 경우로 수신기는 MMSE가 적용되었다.

그림 10은 서로 다른 안테나 배열을 이용한 BER(Bit Error Rate) 성능을 보여준다. BER  $10^{-2}$ 을 기준으로, 이를 만족시키기 위하여 Rx 안테나 배열 ULA, UCA, UPA의 경우 각각 SNR이 최소 8.5dB, 9.5dB, 9.9dB 이상을 요구한다.

그림 11은 서로 다른 안테나 배열을 이용한 FER(Frame Error Rate) 성능을 보여준다. FER  $10^{-1}$ 을 기준으로, 이를 만족시키기 위한 최소 SNR은 Rx 안테나 배열 ULA, UCA, UPA의 경우 각각 16.5dB, 17.2dB, 18.2dB 이상을 요구한다.

그림 12는 서로 다른 안테나 배열을 이용한 Throughput 성능을 보여준다. 최대 데이터율이 167.15Mbps일 때 SNR 18dB를 기준으로 Rx 안테나 배열 ULA, UCA, UPA의 경우 각각 167.15Mbps, 167.15Mbps, 164.30Mbps까지 도달한 것을 알 수 있다.

### 3. 향상된 수신기

본 절에서는 서빙 셀 이외의 인접 셀이 존재하는 간섭 시나리오에서 향상된 수신기의 성능을 분석한다. 본 논문에서는 간섭의 영향을 주는 인접 셀 수는 하나이며 인접 셀 수는 확장 가능하다. 또한, SNR (Signal to Noise Ratio) 범위는 15dB ~ 40dB 이며 SIR은 24dB이다.

그림 13은 수신기에 따른 BER 성능이다. BER  $10^{-2}$ 을 기준으로 이를 만족시키기 위하여 수신기에 따라 요

구되는 SNR은 표 8에서 보이고 있다. MMSE와 IRC는 간섭 신호의 영향이 크기 때문에 비트 에러가 많이 발생한 것을 볼 수 있으며 MMSE보다 IRC의 성능이 우수한 것을 볼 수 있다. SIC, FSC 및 ML의 경우 간섭

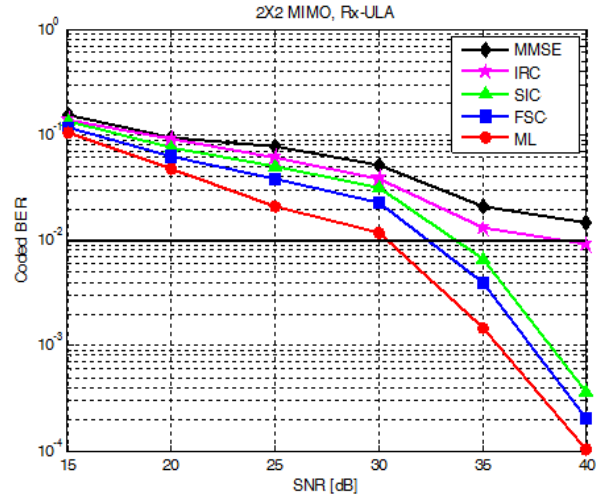


그림 13. 수신기에 따른 BER 성능  
Fig. 13. BER performance according to receiver.

표 8. 수신기에 따른 요구 SNR (BER)  
Table 8. Requirement SNR according to receiver (BER).

Performance Evaluation (BER < 1%)	SNR
MMSE	43 dB
IRC	39 dB
SIC	33.7 dB
FSC	32.3 dB
ML	30.3 dB

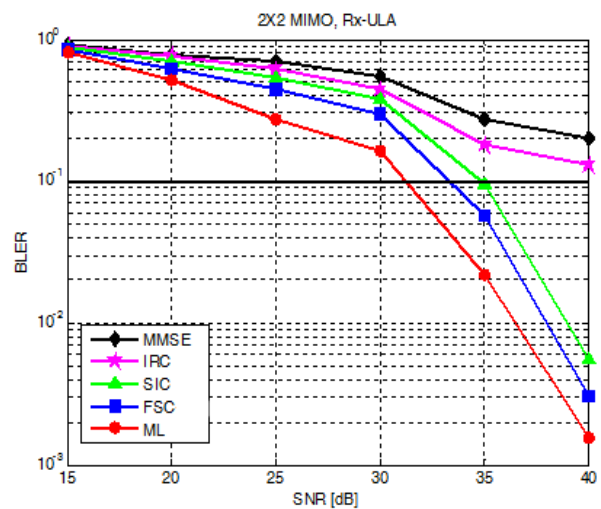


그림 14. 수신기에 따른 BLER 성능  
Fig. 14. BLER performance according to receiver.

표 9. 수신기에 따른 요구 SNR (BLER)  
Table 9. Requirement SNR according to receiver (BLER).

Performance Evaluation (BLER < 10%)	SNR
MMSE	40dB 이상
IRC	40dB 이상
SIC	34.8 dB
FSC	33.3 dB
ML	31.2 dB

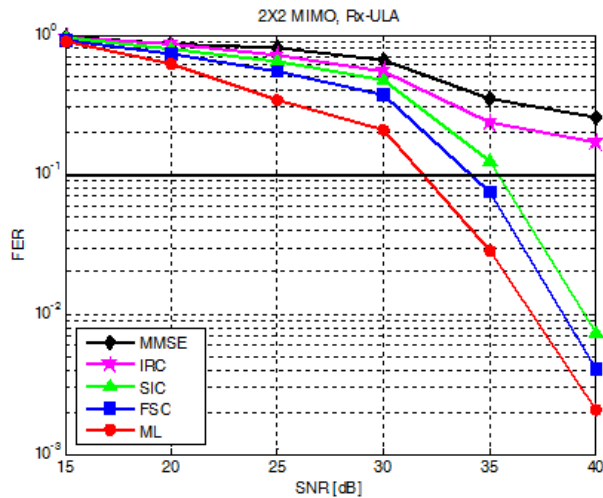


그림 15. 수신기에 따른 FER 성능  
Fig. 15. FER performance according to receiver.

표 10. 수신기에 따른 요구 SNR (FER)  
Table 10. Requirement SNR according to receiver(FER).

Performance Evaluation (FER < 10%)	SNR
MMSE	40dB 이상
IRC	40dB 이상
SIC	35.4 dB
FSC	34.1 dB
ML	31.8 dB

신호를 제거하여 MMSE와 IRC보다 성능이 우수한 것을 볼 수 있으며 SIC, FSC, ML 순으로 성능이 향상된 것을 볼 수 있다.

그림 14는 수신기에 따른 BLER 성능이다. BLER  $10^{-1}$ 을 기준으로 이를 만족시키기 위하여 수신기에 따라 요구되는 SNR은 표 9에서 보이고 있다. BER과 비교하였을 때, 전체적인 에러율은 증가하였지만 BER 분석과 크게 다르지 않음을 볼 수 있다.

그림 15는 수신기에 따른 FER 성능이다. FER  $10^{-1}$ 을

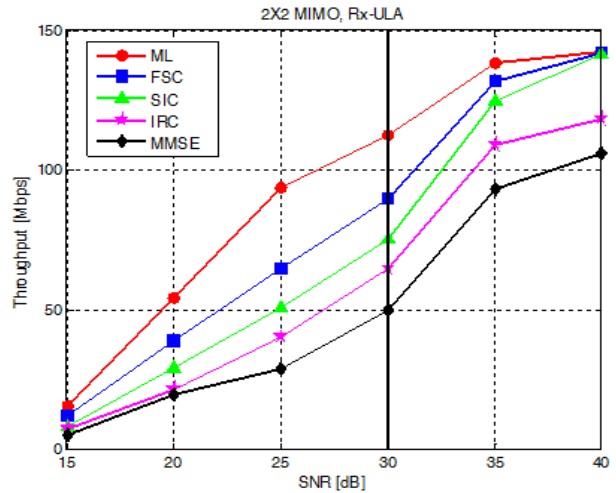


그림 16. 수신기에 따른 Throughput 성능  
Fig. 16. Throughput performance according to receiver.

표 11. 수신기에 따른 throughput  
Table 11. Throughput according to receiver.

Max. Data Rate Throughput [Mbps] = 142.50 Mbps (theory)	SNR	
	30 dB	40 dB
MMSE	49.77 Mbps	105.95 Mbps
IRC	64.81 Mbps	118.19 Mbps
SIC	75.19 Mbps	141.46 Mbps
FSC	89.50 Mbps	141.91 Mbps
ML	122.56 Mbps	142.19 Mbps

기준으로 이를 만족시키기 위하여 수신기에 따라 요구되는 SNR은 표 10에서 보이고 있다. BLER과 비교하였을 때, 에러율  $10^{-1}$ 을 만족시키기 위해 약 1~2dB의 높은 SNR을 요구하는 것을 볼 수 있다.

그림 16은 수신기에 따른 Throughput 성능이다. 수신기에 따른 Throughput은 표 11에서 보이고 있다. MCS 인덱스 27을 사용하였을 때, reference signal과 control channel을 고려한 이론적인 최대 데이터율은 142.5 Mbps이다. 평균 throughput은 MMSE, IRC, SIC, FSC, ML 순으로 성능이 향상된 것을 볼 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 고속 및 대용량의 데이터 전송을 위한 이동형 소형셀 간 사이드홀 시스템의 제한된 공간에서 MIMO 전송을 지원하기 위해 안테나 배열을 설계하였다. 안테나 배열 구성 방식은 공간적 배치 구조와 안테

나 소자 간 거리에 따라 구분할 수 있다. 본 논문에서는 안테나 배열 방식인 ULA, UCA 및 UPA에 대하여 살펴보고, 이에 따른 무선 채널에 대하여 설계하였다. 모의실험 결과 ULA의 성능이 가장 우수한 것을 알 수 있다. 하지만 ULA의 안테나 배열의 크기는 매우 크기 때문에 사이드홀 시스템과 같이 안테나의 배치가 제한된 공간에서 UCA 및 UPA를 사용함으로써 작은 크기로 ULA와 비슷한 성능을 가져다 주는 것을 알 수 있다.

또한, 이웃셀로부터 간섭의 영향을 줄일 수 있는 향상된 수신기 FSC를 제안하였다. FSC는 IRC와 SIC를 결합함으로써, 간섭을 억제 및 제거 할 수 있다. 모의실험 결과, 제안한 수신기를 통해 기존 기법보다 에러율 및 전송률 측면에서 성능 향상을 가져다주는 것을 확인할 수 있었다.

향후 연구 과제로 사이드홀 시스템의 최대 데이터율을 향상시키기 위해 새로운 향상된 수신기 및 프레임 구조를 설계한다면, 더 효율적인 차세대 무선 통신 환경인 사이드홀 시스템을 구성한다는 점에서 좋은 연구가 될 것이라 고려된다.

## REFERENCES

- [1] Qualcomm, "1000x: More Small Cells - Taking HetNets to the Next Level," (<http://www.qualcomm.com/media/documents/files/1000x-more-smallcells-web-.pdf>)
- [2] J. Hamalainen (Ericsson), "Towards Heterogeneous Networks," 2012.2. (<http://bnrg.cs.berkeley.edu/~randy/Courses/CS294.S13/13.3.pdf>)
- [3] T. Nakamura (NTT Docomo), "Further LTE Enhancements toward Future Radio Access", 2012.
- [4] 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.
- [5] 3GPP TR 36.866, "Study on Network-Assisted Interference Cancellation and Suppression (NAICS) for LTE," V12.0.1, March 2014.
- [6] 3GPP, TS 36.211, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation," V11.4.0, Sept. 2013.
- [7] R4-131291, "Discussion on Reference IC/IS Receivers for NAICS", Chicago, IL, US, 15-19 Apr., 2013.

- [8] WINNER+ Final Channel Models, available at [http://projects.celtic-initiative.org/winner%2B/WINNER+%20Deliverables/D5.3\\_v1.0.pdf](http://projects.celtic-initiative.org/winner%2B/WINNER+%20Deliverables/D5.3_v1.0.pdf).

저 자 소 개



문 상 미(학생회원)  
2012년 2월 전남대학교  
전자컴퓨터공학부 학사  
2012년 3월~현재 전남대학교  
전자컴퓨터공학과  
석사과정

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



최 훈(학생회원)  
2015년 2월 전남대학교  
전자컴퓨터공학부 학사  
2015년 3월~현재 전남대학교  
전자컴퓨터공학과  
석박사통합과정

<주관심분야: 이동통신, MIMO- OFDM, 3D MIMO>



추 명 훈(학생회원)  
2015년 3월~현재 전남대학교  
전자컴퓨터공학부  
학사과정  
<주관심분야: 이동통신, MIMO, OFDM>



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 멀티미디어연구소 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 전자컴  
퓨터공학부 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, 차세대이동통신, MIMO, OFDM, MIMO-OFDM, Relay, ICIM, CoMP, D2D, SCE, MTC