

## SDR 기반 Cell-Free MIMO 테스트베드 개발

하명찬\*, 최주영\*, 이미현\*, 최계원°

Implementation and Experiment of a Software Defined  
Radio-Based Cell-Free MIMO Testbed

Myeong Chan Ha\*, Ju Young Choi\*, Mi Hyun Lee\*, Kae Won Choi°

## 요약

본 논문에서는 사용자의 관점에서 셀 경계가 존재하지 않는 Cell-free MIMO 테스트베드를 설계하였다. Downlink 전송을 위한 기능적 모듈로 동기화(Synchronization), 채널 추정(Channel Estimation), ZF(Zero-Forcing) 프리코딩 등이 적용되어 있으며 실제 응용에서 생성된 데이터 패킷의 송수신을 확인하기 위해 채널 코딩, 업 링크와 채널 보정(Calibration) 그리고 비디오 전송을 위한 UDP 프로토콜을 구현하였다. 해당 데이터 처리 과정은 고속 처리를 위해 FPGA(Field Programmable Gate Array)에 설계하였다. 하드웨어 및 소프트웨어 플랫폼으로 각각 USRP 및 NI LabVIEW NXG 5.0v를 사용하였다. 해당 테스트베드의 결과로 사용자 단말의 신호 대 잡음 비(SNR:Signal-to-Noise), 비트에러율(BER:Bit Error Rate) 및 성상도(Constellation)를 확인할 수 있으며 그 외에 채널 이득(Channel Gain)과 동기 상관관계(Sync Correlation) 등을 확인할 수 있다.

**Key Words** : Cell-Free MIMO, Zero-Forcing Precoding, Software-Defined Radio(SDR), LabVIEW, Field Programmable Gate Array(FPGA)

## ABSTRACT

In this paper, we design a Cell-free MIMO Testbed in which no cell boundaries exist from the user's point of view. Synchronization, Channel Estimation, and Zero-Forcing Precoding are applied for downlink, and Channel Coding, Uplink, Channel Calibration, and UDP protocol for video transmission are implemented to verify the transmission and reception of data packets generated from real-world applications. The corresponding data processing are designed in Field Programmable Gate Array (FPGA) for fast processing. We used USRP and NI LabVIEW NXG 5.0v as hardware and software platforms, respectively. As a result of this testbed, the Signal-to-Noise Rate (SNR), Bit Error Rate (BER), and Constellation of the user equipment can be determined, as well as Channel Gain and Synchronous Correlation.

※ 이 논문은 2021년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기획평가원의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2018-0-01659, 5G NR기반 지능형 오픈 스텔셀 기술 개발)

• First Author : Sungkyunkwan University Department of Electrical and Computer Engineering, clark1324@g.skku.edu, 학생회원

° Corresponding Author : Sungkyunkwan University Department of Electrical and Computer Engineering, kaewonchoi@skku.edu, 종신회원

\* Sungkyunkwan University, Department of Electrical and Computer Engineering, 학생회원

논문번호 : 202105-098-D-RE, Received April 28, 2021; Revised June 7, 2021; Accepted June 9, 2021

## I. 서 론

Cell-Free MIMO 시스템은 많은 수의 분산된 AP로 구성되며 상대적으로 적은 수의 사용자에게 서비스를 제공하는 분산형 MIMO 시스템이다<sup>[1]</sup>. 해당 시스템에서는 셀이나 셀 경계선이 없으며 TDD (Time-Division Duplex)를 통해 모든 사용자에게 동일한 시간과 주파수 자원을 제공한다. Cell-Free라는 단어는 모든 AP가 공동으로 사용자 중심(User-Centric) 방식으로 사용자에게 서비스를 제공하기 때문에 사용자의 관점에서 데이터 전송 중 셀 경계가 존재하지 않음을 나타낸다. CF MIMO 구조인 그림 1에서는 다수의 AP들이 하나의 중앙처리 장치로 묶여져 있고, 대용량 프린트 홀을 이용하여 지역 내의 여러 사용자들 동시에 서비스한다. 기존의 하나의 기지국에서 일정 서비스의 지역을 담당하는 셀 형태의 네트워크 구조와는 다르게 명확한 서비스 경계가 구분되지 않는다.

CF MIMO는 다수의 AP를 넓은 지역에 퍼뜨려 다양한 경로를 통해 신호를 전송하는 방식으로 사용자에게 다이버시티 이득을 극대화하고, 넓은 서비스 지역을 형성한다. 밀집 배치된 소형셀들 간의 협력이 없는 경우와 비교하면 CF MIMO가 상대적으로 더 많은 백홀 자원을 필요로 하지만 현저히 뛰어난 성능을 제공한다.

본 논문에서는 소프트웨어 정의 라디오(SDR)를 활용하여 Downlink 전송을 위한 CF MIMO 테스트베드를 제작하고 성능을 검증한다. SDR은 하드웨어로 신호처리 등의 구성을 하는 전통적인 방식 대신에 컴퓨터 또는 임베디드 시스템의 소프트웨어를 통해 구현되는 무선 통신 시스템이다. 본 논문에서 제시한 테스트베드는 USRP(Universal Software Radio Peripheral)와 NI LabVIEW NXG를 테스트베드 구현을 위한 하드웨어 및 소프트웨어 플랫폼으로 사용하였다.

[2]에서 제시한 SDR 테스트베드에는 동기화, 채널

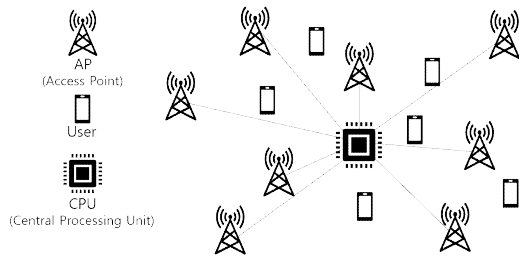


그림 1. Cell-free MIMO 시스템  
Fig. 1. Cell-free MIMO System

추정, ZF 프리코딩 등 기능적 모듈이 적용되어 있지만 FPGA 코드가 아닌 Host 코드에만 구현되어 있어 고속연산이 불가능하다. 게다가 물리계층의 구현만이 완료된 상태로 실제 응용에서 생성된 데이터 패킷의 송수신이 불가하며 실제 데이터 전송이 원활하게 이루어지는지 확인할 수 없다. 따라서 이번에 제시하는 테스트베드에는 FPGA 코드로 이루어진 동기화, 채널 추정, ZF 프리코딩을 구현하였으며 초고밀도 환경(Ultra Dense Network)의 실제 환경과 CF MIMO의 성능을 검증하고 가능성을 확인하기 위해 오류 정정을 위한 채널 코딩 알고리즘, 업 링크 구현과 채널 보정 그리고 UDP 기반의 비디오 전송기능을 FPGA에 구현하였다. 채널 코딩 알고리즘으로는 순환 중복 검사(Cyclic Redundancy Check)와 유사순환 저밀도 패리티 검사(Quasi-Cyclic Low Density Parity Check)를 활용하였으며 채널 보정의 기법으로는 Relative Calibration을 사용하였다. 또한 비디오 전송기능을 구현하기 위하여 UDP 통신을 지원하는 VLC Media Player를 소프트웨어 플랫폼으로 사용하였다.

본 논문에서 제시한 테스트베드를 활용하여 실험을 진행하였으며 사용자 단말의 안테나 배치에 따라 1) 각 수신 단말의 신호 정상도(Constellation), 2) 수신 단말들의 위치 변화에 따른 신호 대 잡음비(SNR)과 비트에러율(BER) 변화, 3) 수신한 동영상과 블록에러율(BLER) 등의 결과를 도출하였다. 동영상<sup>[3]</sup>에 본 UDN 테스트베드를 활용한 실험 영상을 제시하였다.

## II. CF MIMO 테스트베드 구현 기술 배경

### 2.1 동기화(Synchronization)

해당 테스트베드에는 PSS(Primary Synchronization Signal)을 사용하였다. PSS는 무선 다운링크 프레임 동기화에 사용되는 특정 물리계층 신호이며 본 테스트베드에서 프레임의 첫 번째 심볼에 삽입한다. PSS에는 62개의 Zadoff-chu 시퀀스 값으로 구성되어 있으며 이는 D.C. Chu에 의해 정의된 Frank-Zadoff 시

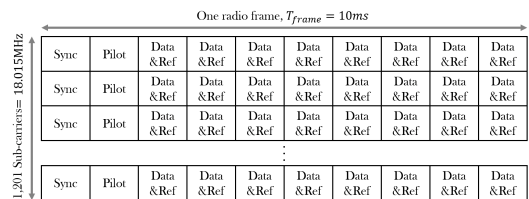


그림 2. 프레임 구조  
Fig. 2. Frame Architecture

퀀스의 구성이다<sup>4)</sup>. 시퀀스 PSS에 사용된  $d_u(n)$ 는 다음 방정식에 따라 생성된다.

$$d_u(n) = e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{63}}, \text{ for } n = 0, 1, \dots, 30 \quad (1)$$

$$d_u(n) = e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{63}}, \text{ for } n = 31, 32, \dots, 62$$

위의 방정식에서  $u$ 는 Zadoff-chu 루트 시퀀스 인덱스이며 표 1에서 볼 수 있듯이,  $N_{ID}^{(2)}$ 의 값에 따라 다르다.

이 코드는 0이 아닌 모든 지연에서 zero cyclic autocorrelation을 갖는 유용한 특성을 갖고 있다. 그림 3에서처럼 동기화 코드로서 사용될 때, 이상적인 시퀀스와 수신된 시퀀스 사이의 correlation은 지연이 0일 때 가장 크게 나타난다. 그리고 두 시퀀스 간에 지연이 발생하게 되면 correlation은 0을 나타낸다.

표 1. Zadoff-Chu root index  
Table 1. Zadoff-Chu root index

$N_{ID}^{(2)}$	Root index $u$
0	25
1	29
2	34

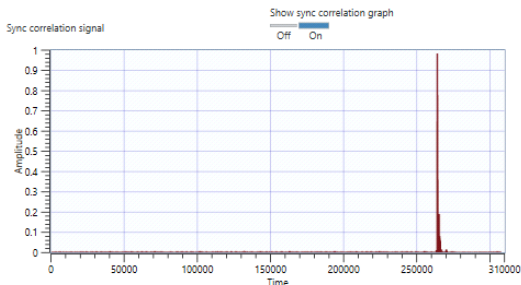


그림 3. Sync Correlation  
Fig. 3. Sync Correlation

### 2.2 채널 추정(Channel Estimation)

참조 신호를 이용한 채널 추정을 이용하여 채널의 페이딩과 잡음에 따른 왜곡된 신호를 복구하고 시스템의 오류율을 줄이는 방법을 사용한다. 무선 채널은 주파수에 따른 딜레이가 시간에 따라 지속적으로 변하기 때문에 이동 통신 시스템을 위한 OFDM 신호의 복조를 수행하기 전, 각각의 Sub Channel의 동적 추정이 필요하다<sup>5)</sup>. 채널 추정은 지속적으로 OFDM 심

볼의 모든 Sub Channel에 참조 심볼을 삽입하여 수행할 수 있다. 신호를 전달하는 채널의 주파수에 의한 딜레이를  $h$ 라고 했을 때,  $h$ 는 시간에 따라 계속 변하지만 잡음에 비해 상대적으로 천천히 변한다. 그러나 이러한 변화를 예측할 수 없기 때문에 참조 심볼을 주기적으로 전송하여 각 Sub Channel에 대하여  $h$ 를 지속적으로 확인한다. 참조 심볼에 대하여 수신한 신호를 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$Y_p(k) = X_p(k)H(k) + N \quad (2)$$

여기서  $N$ 은 부가 잡음을 의미하며 잡음의 영향을 무시했을 때,  $H(k) = Y_p(k)/X_p(k)$ 를 통하여 구할 수 있다. 같은 Sub Channel에서 전송된 데이터 심볼은  $Y_d(k) = X_d(k)H(k) + N$ 으로 나타낼 수 있다. 참조 심볼을 이용하여 구한  $H(k)$ 를 이용하여 추정된  $\hat{X}_d(k)$ 는  $\hat{X}_d = \frac{Y_d}{H} + \frac{N}{H}$ 를 이용하여 얻을 수 있다.

### 2.3 ZF 프리코딩(Zero-Forcing Precoding)

본 테스트베드에는 논문<sup>6)</sup>에서 제안한 Zero-Forcing Methods를 사용한다.  $n_T$  송신기 및  $n_R$  수신기를 갖는 플랫 페이딩 MIMO 채널은 전형적으로  $n_T \times n_R$  행렬  $H$ 에 의해 모델링되어, 수신된 신호  $y$ 는  $y = Hs + n$ 이다. 여기서  $s$ 는 송신한 신호 벡터이고  $n$ 은 부가 잡음을 나타낸다.  $H$ 의 각 요소는 송신 안테나들 중 하나와 수신 안테나 중 하나를 연결하는 송신 계수로 간주한다.

$K$  사용자와 단일 기지국을 사용하는 다중 사용자 다운 링크 채널을 고려하면 기지국은  $n_T$ 개의 안테나를 갖고,  $j$ 번째의 수신기는  $n_{Rj}$ 개의 안테나를 갖는다. 모든 수신기에서의 총 안테나 수는  $n_R = \sum n_{Rj}$ 로 정의된다. 또한  $\{n_{R1}, \dots, n_{Rk}\} \times n_T$ 와 같이 채널을 나타낼 수 있다. 기지국에서  $j$ 번째 사용자까지의 채널 행렬은  $H_j$ 로 표시된다. 따라서  $j$ 번째 수신기의 신호는 다음과 같다.

$$y_j = \sum_{i=1}^K H_j s_i + n_j = H_j s_j + H_j \tilde{s}_j + n_j \quad (3)$$

여기서,  $\tilde{s}_j$ 는 각각 사용자  $j$  이외의 모든 사용자에게 대한 송신 벡터로 정의된다.

$$\tilde{s}_j = [s_1 \dots s_{j-1} s_{j+1} \dots s_K] \quad (4)$$

송신기와 K개의 단일 수신기 사이에 배열이 있는 다중 사용자 시스템의 경우, 수신기 간의 조정이 불가능하므로 프리코딩은 송신기에 의해 수행되어야 한다. 이상적인 프리코딩은  $n_T \geq K$  일 경우에만 가능하며 채널 반전을 사용하여 구할 수 있다. 예를 들어, 가역 행렬이 아닌 채널 H의 의사역행렬인  $H^+$ 를 구하여 프리코딩을 수행한다. 의사역행렬을 수행하기 위해 특이값 분해(SVD)를 사용한다. SVD는 다음과 같이 정의된다.

$$\tilde{H}_j = \tilde{U}_j \tilde{\Sigma}_j [\tilde{V}_j^{(1)} \tilde{V}_j^{(0)}]^* \quad (5)$$

여기서  $\tilde{V}_j^{(1)}$ 는 첫 번째  $\tilde{L}_j$  오른쪽 특이 벡터를 갖고,  $\tilde{V}_j^{(0)}$ 는 마지막  $(n^T - \tilde{L}_j)$ 개의 오른쪽 특이 벡터를 갖는다.  $\tilde{L}_j = \text{rank}(\tilde{H}_j) \leq n_R - n_{Rj}$ 라 할 수 있고, 따라서  $\tilde{V}_j^{(0)}$ 는  $\tilde{H}_j$ 의 Null space에 대한 직교를 형성한다.

Null space를 이용해 다른 수신기로의 간섭을 최소화하며 원하는 수신기로의 전력을 최대화하는 가중치를 곱해 전송한다.

## 2.4 채널코딩 알고리즘

### 2.4.1. 순환 중복 검사(Cyclic Redundancy Check)

CRC는 전송된 데이터에 오류가 있는지 확인하기 위해 체크값을 결정하는 기술을 말한다.

송신단에서 인코딩하는 경우 Binary (N,k) code에서 N bit를 가지는 CRC code bit는 다음과 같이 표현한다.

$$\begin{aligned} C(X) &= X^n m(X) + R(X) \\ &= [c_{N-1} c_{N-2} \dots c_1 c_0] \\ &= [m_{k-1} m_{k-2} \dots m_1 m_0 r_{n-1} r_{n-2} \dots r_1 r_0] \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 다항식  $m(X)$ 는 k bit를 가지는 message bit를 나타내고 다항식  $R(X)$ 는 n=N-k bit를 가지는 appended bit를 나타낸다.

위의 식에서 다항식  $R(X)$ 를 구하기 위해 생성 다항식  $g(X)$ 를 사용한다. k message bit  $m(X)$ 에 n개의 0 bit가 추가된 다항식  $X^n m(X)$ 를  $g(X)$ 로 모듈

러-2 나눗셈 연산을 한 뒤 나머지  $R(X)$ 를 구한다.  $R(X)$ 는 message bit에 추가되어 CRC code bit가 된다. 위의 연산은 다음과 같이 표현한다.

$$X^n m(X) = p(X)g(X) + R(X) \quad (7)$$

수신된 codeword  $T(X)$ 는 에러가 없을 경우  $T(X) = C(X)$ 가 성립한다.  $T(X)$ 와 송신단에서 동일하게 사용한 생성 다항식  $g(X)$ 로 모듈러-2 나눗셈 연산을 거치면 에러가 있는 경우 나머지가 0이 아니고, 에러가 없을 경우 나머지가 0이 된다.

본 테스트베드에는 Code Block(CB), Transport Block(TB)의 크기에 따라 24 bit로 구성된 생성 다항식  $g_{24A}$ ,  $g_{24B}$ 를 사용하였으며<sup>[7]</sup> Unfolding 알고리즘을 사용하여 처리량을 8배로 늘렸다.

### 2.4.2 유사순환 저밀도 패리티 체크코드(QC-LDPC)

LDPC 코드는 오류 정정을 위한 선형 블록 부호의 일종으로 전송된 데이터의 오류를 수정하는 기술을 말한다.

LDPC 코드는  $m \times n$  패리티 검사행렬(PCM) H의 Null space로서 m은 Check node(CN) 또는 패리티 비트 수를 나타내고 n은 Variable node(VN) 또는 codeword 비트의 수를 나타낸다.  $H(i,j) = 1$ 일 때 i번째 CN은 j번째 VN과 연결되어 있다고 본다.

QC-LDPC는 무작위하게 구성된 LDPC 코드에 비해 성능을 크게 손상시키지 않는 구조화된 에러 정정 코드 종류에 속한다<sup>[8]</sup>. QC-LDPC 코드는 Base Matrix라 불리는  $m_b \times n_b$   $H_b$ 로 이루어져 있으며 하위 행렬로  $z \times z$  크기의 순환 우향 자리 이동 항등 행렬과 영행렬로 구성된다. 여기서  $z \in \mathbb{Z}^+$ ,  $0 \leq i_b \leq (m_b - 1), 0 \leq j_b \leq (n_b - 1)$ 를 만족하며 우향 자리 이동의 값은  $s = H_b(i_b, j_b) \in S = \{-1\} \cup \{0, \dots, z-1\}$ 를 만족한다. PCM H는 다음과 같은 매핑을 사용하여  $H_b$ 를 확장하여 얻는다.

$$s \rightarrow \begin{cases} \mathbf{I}_z, & s \in S \setminus -1 \\ \mathbf{0}, & s = -1 \end{cases} \quad (8)$$

여기서  $\mathbf{I}_z$ 는 크기  $z \times z$ 의  $s = H_b(i_b, j_b)$ 에 구성하는 순환 우향 자리 이동 항등 행렬이며  $\mathbf{0}$ 은 크기  $z \times z$ 의 영행렬이다. 행렬  $H_b$ 는  $m = m_b z$ 의 행과  $n = n_b z$ 개의 열을 가진다. 그림 4는 QC-LDPC Base

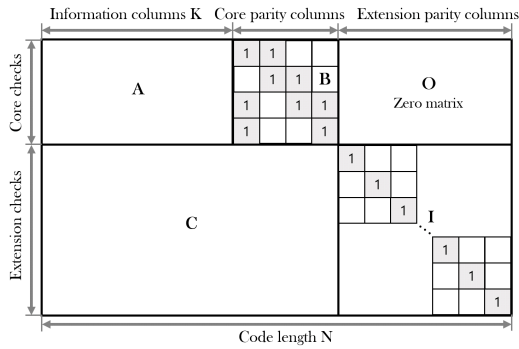


그림 4. QC-LDPC의 일반적 구조  
Fig. 4. Sketch of base matrix structure for the QC-LDPC codes

Matrix의 일반적인 구조를 보여준다.

그림에서 볼 수 있듯이 Base Matrix는 5개의 하위 행렬 A, B, O, C, I로 구성된다<sup>9)</sup>. 하위 행렬 A는 체계적 비트에 해당한다. B는 패리티 비트의 첫 번째 집합에 해당하며 이중 대각선 구조를 가진 정사각형 행렬이며 O는 영행렬이다. C는 SPC 행에 해당하며 I는 두 번째 패리티 비트 집합, 즉 SPC 확장자에 해당하는 항등행렬이다.

인코딩 과정으로는 다음과 같은 순환 코드의 성질을 이용한다.

$$H \times c^T = 0 \quad (9)$$

여기서  $H$ 는 PCM(Base Matrix),  $c^T$ 는 codeword의 전치행렬이다. 패리티 비트를 구하기 위해 하위 행렬 B를 이용한다. message bit  $m$ 과 parity bit  $p$ 로 구성된 codeword  $c$ 에서 패리티 비트는 미지수로 지정하고  $H \times c^T$ 를 계산하면 다음과 같은 방정식이 나타난다.

$$\begin{cases} C_1 + I_1 \cdot p_1 + I_1 \cdot p_2 = 0 \\ C_2 + I_1 \cdot p_2 + I_1 \cdot p_3 = 0 \\ C_3 + I_1 \cdot p_1 + I_1 \cdot p_3 + I_1 \cdot p_4 = 0 \\ C_4 + I_1 \cdot p_1 + I_1 \cdot p_4 = 0 \end{cases} \quad (10)$$

여기서  $C_i$ 는 하위 행렬 A와  $m$ 을 곱하여 나온 상수이다. 위의 방정식을 모듈러-2 덧셈 연산으로 모두 더하면 첫 번째 parity bit  $p_1$ 만이 남게되어  $p_1$ 의 값을 알 수 있다. 이후  $p_2, p_3, p_4$ 를 구하고 하위 행렬 I을 통해  $p_4$  이후의 parity bit를 구할 수 있다.

디코딩 과정에서는 경관정 알고리즘을 사용한다.

수신기에서 수신한 신호  $y$ 는 송신기에서 동일하게 사용한  $H$ 와 곱하여 VN과 연결된 CN으로 정보를 전송한다. 수신 신호  $y$ 는 codeword  $c$ 에 부가 잡음이 추가된 신호이다. 이후 모든 CN이 VN에 응답하기 위해 XOR을 통해 패리티 검사를 수행한다. 패리티 검사 후 오류를 내포하고 있는 비트를 VN으로 보내기 위해  $H$ 와 곱한다.  $H$ 는 우향 자리 이동의 값  $s$ 를 -1을 제외하고  $\bar{s} = z - s$ 로 변환한다. 이상적인 신호라면 모든 비트는 0일 것이다. VN은 CN으로부터 받은 메시지를 사용하여 다수결로 비트가 0인지 1인지 결정한다. 경관정을 통하여 오류가 있다면 bit flipping을 수행하여 오류를 수정한다.

### 2.5 상위 계층 구현

해당 테스트베드에는 UM(Unacknowledged Mode) RLC를 사용하여 헤더를 추가하여 실제 데이터를 전송할 수 있도록 한다. UM모드란 ARQ를 사용하지 않는 모드를 말하며 비디오, 오디오 등과 같은 실시간 데이터를 전송하는 데에 적합하다. 또한 RLC 계층의 기능으로써 상위 계층에서의 SDU를 송신단에서 분할하여 전송하고(Segmentation) 수신단에서 이를 재조립(Concatenation)하여 상위 계층으로 전달하는 기능을 지원한다. 다만 해당 테스트베드에서는 VLC Media Player에서 전송하는 데이터 패킷이 TB의 크기보다 작아 구현하지 않았다.

### 2.6 채널 보정

본 테스트베드에서 수신기의 Uplink 구현을 통해 CSI 피드백 과정을 구현하였다. 채널 보정은 RF 하드웨어의 랜덤 위상변화로 인해 동일한 CSI를 만들지 못하기 때문에 채널의 동등한 상태로 보정하는 과정이다.

$M$ 개의 안테나를 가진 기지국에서  $K$ 개의 사용자 단말에게 빔형성을 하기 위해서 기지국은 Downlink CSI  $\hat{h}_{m \rightarrow k} (m = 1, 2, \dots, M, k = 1, 2, \dots, K)$ 를 구해야 한다. 핵심 과제는 Uplink CSI, 즉 Uplink Pilot 신호  $\hat{h}_{k \rightarrow m}$ 에서  $\hat{h}_{m \rightarrow k}$ 를 구하는 것이다.

Uplink와 Downlink 채널 사이에는 송신 하드웨어, 물리적 무선 채널, 수신 하드웨어가 존재한다. 이는 Downlink 채널의 CSI를 아래의 수식으로 확인할 수 있다.

$$\hat{h}_{i \rightarrow j} = t_i \cdot h_{i \rightarrow j} \cdot r_j \quad (11)$$

여기서  $t_{i,j}$ 와  $r_{i,j}$ 는 온도나 RF 하드웨어로 인해 발생한 랜덤 위상이다. reciprocal한 채널, 즉 Uplink 채널  $\hat{h}_{j \rightarrow i}$ 를 구하기 위해서 보정 계수  $b_{i \rightarrow j}$ 를 사용한다.

$$b_{i \rightarrow j} = \frac{\hat{h}_{i \rightarrow j}}{\hat{h}_{j \rightarrow i}} = \frac{t_i \cdot h_{i \rightarrow j} \cdot r_j}{r_i \cdot h_{j \rightarrow i} \cdot t_j} = \frac{t_i \cdot r_j}{r_i \cdot t_j} = \frac{1}{b_{j \rightarrow i}} \quad (12)$$

물리적 채널의 reciprocity 성질에 의하여 채널이 일관된 시간에서 측정된다면  $h_{i \rightarrow j} = h_{j \rightarrow i}$ 이 성립한다. 만약 보정 계수를 알고 있다면 두 송수신기 사이의 채널을 알 수 있다.

$$\hat{h}_{i \rightarrow j} = b_{i \rightarrow j} \cdot \hat{h}_{j \rightarrow i} \text{ or } \hat{h}_{j \rightarrow i} = \frac{\hat{h}_{i \rightarrow j}}{b_{i \rightarrow j}} \quad (13)$$

위와 같은 수식을 이용하여 실제 환경에서 기지국의 M개 안테나와 K개 사용자 단말이 존재한다면 Downlink CSI  $\hat{h}_{m \rightarrow k}$ 는 Uplink CSI  $\hat{h}_{k \rightarrow m}$ 를 통해 추정할 수 있어야 한다. 하지만 이를 하기 위해서는 모든 보정 계수  $b_{m \rightarrow k}$ 를 알아야 하는데, 이는 각 단말이 모든 기지국 안테나에게 Pilot 신호를 전송해야 함을 의미하며 실제 환경에서는 실용적이지 않다. 게다가 기지국과 단말이 동일한 클럭을 사용하지 않는 한 송수신하는 하드웨어는 상대적으로 변이된 채널을 사용하기에 보정이 더욱 많이 필요하게 된다.

위와 같은 문제를 위해 본 테스트베드에는 Relative Calibration 기법을 사용한다<sup>[10]</sup>. 이는 완벽히 일치하는 Downlink CSI  $\hat{h}_{m \rightarrow k}$ 를 추정하는 방법이 필요 없는 선형 프리코딩을 이용해 다중 사용자 빔포밍 기술을 사용하는 경우 적절하다. Relative Calibration 기법은 상대적으로 정확한 채널 추정만으로도 빔포밍을 하는 경우에 이미 충분하다. 각 기지국의 안테나들은 실제 CSI를 사용해 채널 추정을 하더라도 다중 사용자 빔포밍은 여전히 동일한 빔 패턴을 나타낼 것이다. 두 안테나가 같은 위상 오프셋이 일어나더라도 공간적 빔 패턴은 동일하게 유지된다. 그러므로  $b_{1 \rightarrow k} = 1$ 이라고 가정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{h}_{m \rightarrow k} &= \hat{h}_{k \rightarrow m} \cdot \frac{b_{1 \rightarrow k}}{b_{1 \rightarrow m}} \\ \hat{h}'_{m \rightarrow k} &= \frac{\hat{h}_{k \rightarrow m}}{b_{1 \rightarrow m}} = \hat{h}_{k \rightarrow m} \cdot b_{m \rightarrow 1} \end{aligned} \quad (14)$$

이는 상대적인 Downlink CSI  $\hat{h}'_{m \rightarrow k}$ 를 피드백 없이 단지 Uplink Pilot 신호를 통해 구할 수 있다는 것을 의미한다.

### 2.7 비디오 전송

해당 테스트베드는 실제 응용에서 생성된 데이터 패킷의 송수신을 확인하기 위해 FHD 비디오 파일을 스트리밍한다. 비디오 송수신을 위한 프로그램은 VLC Media Player로 UDP 스트리밍 방법을 사용하였다. VLC Media Player는 IPv4 및 IPv6 네트워크에서 스트리밍 서버로 활동할 수 있으며 비디오 파일을 스트림 포맷 데이터로 변환해주는 기능을 한다. UDP 스트리밍을 사용하여 전송 중 손상된 데이터도 수신 가능하며 신뢰성보다는 속도 중점의 설계가 가능하다. 데이터의 전송과정은 VLC 프로그램에서 비디오 파일을 스트림 데이터로 변환하여 지정한 UDP Port로 전송한다. LabVIEW Application에서 지정한 UDP Port로 데이터를 받아 USRP를 이용한 RF 신호로 전송한다. 수신 USRP에서 전파된 RF 신호를 수신한 후 LabVIEW Application에서 지정한 UDP Port로 스트림 데이터를 전송하여 수신 VLC 프로그램에서 실시간으로 비디오를 스트리밍한다.



그림 5. 수신한 비디오 데이터  
Fig. 5. Received Video data

## III. SDR 플랫폼 하드웨어 및 소프트웨어 구성

### 3.1 SDR 플랫폼 하드웨어 구성

그림 6은 테스트베드 기기로서 USRP RIO, PXI-e Chassis와 Octoclock을 나타낸다. SDR 시스템의 각 안테나는 RF 동축 케이블을 통해 공간적으로 떨어진 장소에 분산되어 배치된다. SDR 플랫폼의 각 구성 요소에 대한 설명은 다음과 같다.



그림 6. 테스트베드 기기  
Fig. 6. Testbed equipments

- USRP (Universal Software Radio Peripheral) RIO: 2x2 MIMO RF 트랜시버와 LabVIEW로 프로그래밍 가능한 DSP 기반 Kintex 7 FPGA를 탑재하고 있으며 테스트베드에서는 FPGA를 이용한 신호처리 및 기저대역 디지털 신호와 RF(radio frequency) 신호의 변환을 수행한다.
- PXI Express Chassis: 다수의 안테나로 구성된 송수신단을 구현하기 위해 다수의 USRP를 사용하였으며 PXI Express Chassis는 이들 USRP를 통합하여 Host PC와 연결하는 역할을 수행한다.
- Octoclock: 각 USRP는 자체 로컬 발진기(local oscillator)를 이용해 클락을 생성하므로 USRP 간에 샘플 및 주파수 동기가 맞지 않을 수 있다. Octoclock에서 클락을 생성하여 각 USRP에 분배함으로써 동기화를 제공한다.

그림 7에는 CF MIMO SDR 시스템의 하드웨어 구성도를 제시하였다. 해당 테스트베드에는 CF MIMO의 성능을 시험하기 위해 USRP RIO 10기와 PXI Chassis, Octoclock, 안테나 16개로 구성된 CF MIMO 테스트베드를 구현하였다. 안테나 16개 중 12개는 송신용으로 분산안테나 구조의 기지국을 구성하여 나머지 4개는 각각 별도의 수신 UE를 구성한다. 각 안테나는 5-6미터 케이블로 USRP RIO로부터 연결되어 있어 공간상에 분산 배치가 가능하다. 셀경계

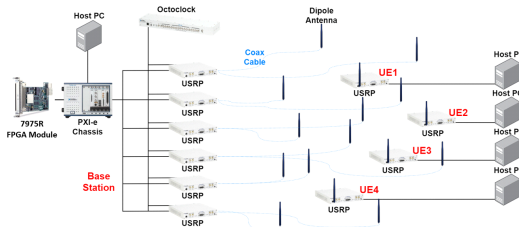


그림 7. CF MIMO SDR 시스템 구성도  
Fig. 7. CF MIMO SDR System Architecture

의 스펙트럼 효율을 파악하기 위해 UE 안테나를 어떤 안테나와도 가깝지 않은 위치에 배치해두어 실험을 진행하였다.

### 3.2 소프트웨어 구성

전체 LabVIEW VI 코드들은 크게 Host / FPGA BS / FPGA UE로 크게 세 분류로 나누어지며, 각 최상위 VI와 많은 Sub VI들로 구성되어 있다.

#### 3.2.1 Host 최상위 VI

그림 8 및 그림 9는 Host 최상위 VI인 Host Base Station Top VI와 Host User Equipment Top VI이다. 해당 VI들은 USRP 설정 및 전반적인 송/수신 처리 과정들이 구현되어 있다. Host Base Station Top VI

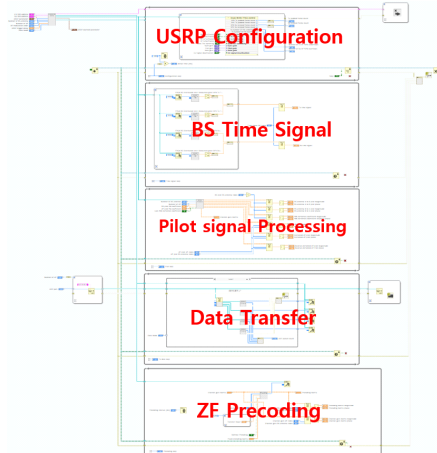


그림 8. Host Base Station Top.vi Diagram  
Fig. 8. Host Base Station Top.vi Diagram

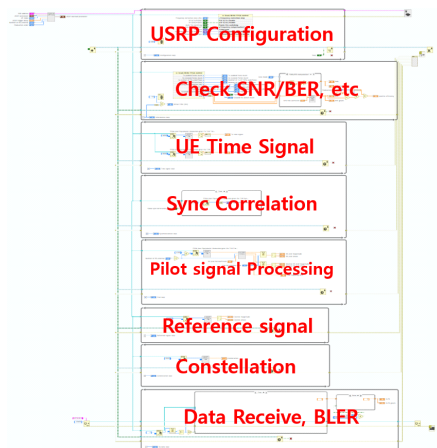


그림 9. Host User Equipment Top.vi Diagram  
Fig. 9. Host User Equipment Top.vi Diagram

에는 송신 및 수신 신호 처리, 채널 보정과 ZF 프리코딩 등이 병렬로 처리된다. Host User Equipment Top VI에는 수신 신호 처리와 BER, BLER, SNR 및 Constellation 등을 나타낸다.

### 3.2.2 FPGA BS 최상위 VI

기지국에서의 송신 코드는 Centralized Unit(CU)과 Distributed Unit(DU)으로 구분되어있다. FPGA BS Centralized Unit Top VI는 PXI-e Chassis에서 7975 FPGA Module에 의해 처리된다. CU에는 채널코딩과 데이터 변조, 참조 신호 삽입 이후 프리코딩을 수행하여 DU로 데이터를 전송한다. 해당 코드에는 4개의 비디오 데이터를 DMA FIFO를 통해 받아 2개의 안테나를 가지고 있는 USRP 6개로 전송한다.

DU에는 BS 신호를 송신하는 코드와 BS/UE의 Pilot 신호를 수신하는 코드로 구성되어 있다. BS 신호를 송신할 때는 CU에서 전송받은 데이터에 Pilot 신호, Sync 신호를 삽입한 뒤 IFFT 과정을 거쳐 RF 신호로 송신한다. BS/UE Pilot 신호를 수신할 때는 FFT 처리를 한 뒤 Sync 신호를 제거하여 Host Base Station Top VI로 전송하여 채널 보정을 거치게 된다.

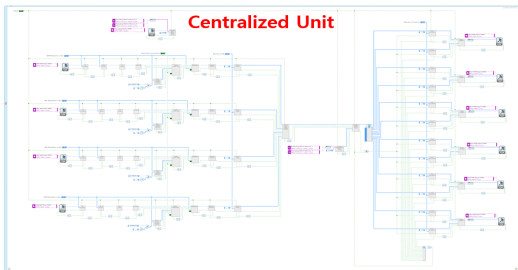


그림 10. FPGA BS Centralized Unit Top.gvi Diagram  
Fig. 10. FPGA BS Centralized Unit Top.gvi Diagram

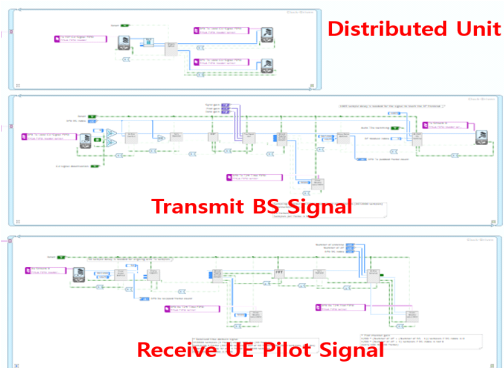


그림 11. FPGA BS Distributed Unit Top.gvi Diagram  
Fig. 11. FPGA BS Distributed Unit Top.gvi Diagram

### 3.2.3 FPGA UE 최상위 VI

사용자 단말의 수신 최상위 코드는 FPGA User Equipment Top VI이다. 해당 코드에는 BS 신호를 수신하는 부분과 Pilot 신호를 송신하는 부분으로 구성되어 있다. BS 신호를 수신하는 과정은 동기화와 FFT, 채널 추정, 데이터 복조, 채널 디코딩 등을 통하여 데이터를 Host User Equipment Top VI로 전송한다. Pilot 신호를 송신하는 코드는 UE Pilot 신호를 삽입한 뒤 IFFT 처리를 거쳐 RF 신호로 송신한다.

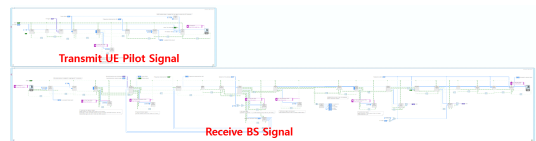


그림 12. FPGA User Equipment Top.gvi Diagram  
Fig. 12. FPGA User Equipment Top.gvi Diagram

## IV. 실험 결과

본 실험에서 사용된 테스트베드를 그림 13, 14, 15에 나타내었다. 그림 13, 14, 15은 테스트베드의 안테나

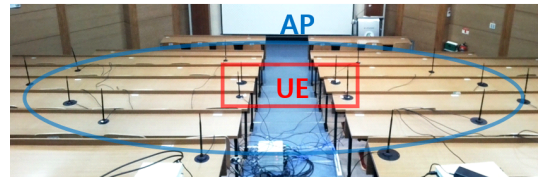


그림 13. 테스트베드 안테나 배치 1  
Fig. 13. Testbed antenna configuration 1

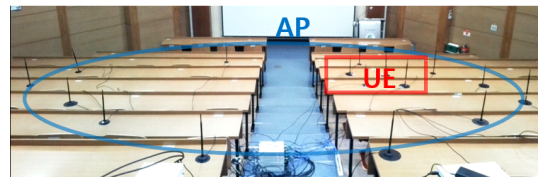


그림 14. 테스트베드 안테나 배치 2  
Fig. 14. Testbed antenna configuration 2

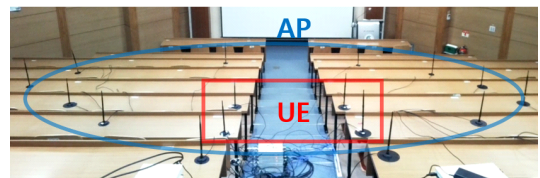


그림 15. 테스트베드 안테나 배치 3  
Fig. 15. Testbed antenna configuration 3



나 배치로서 그림 13는 가운데에 사용자 단말 4개를 배치하고 그림 14는 중앙에서 오른쪽으로 배치, 그림 15는 중앙에서 위쪽으로 사용자 단말을 배치하였다. 실험 환경은 계단식 구조이며 사용자 단말의 주변을 12개의 기지국 안테나가 둘러싸게 하였다.

4.1 수신기 배치와 변조 방식에 따른 성상도

본 테스트베드에는 QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM의 변조 방식을 사용할 수 있으며 64QAM 까지 성상도를 구하였다. 4개의 수신기를 사용하여 측정하였으며 아래 그림의 좌측부터 UE 1~4번을 나타내었다.

수신기가 정중앙에 배치된 안테나 배치 1에서 가장 명확하게 나타나는 것을 확인하였다. 안테나 배치 2와 3의 성상도는 사용자 단말과 기지국 안테나와 가까운 이유로 서로 간의 간섭이 일어난 상태이다.

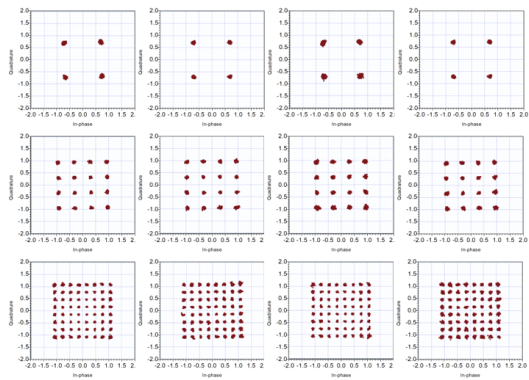


그림 16. 안테나 배치 1의 성상도  
Fig. 16. Constellation of antenna configuration 1

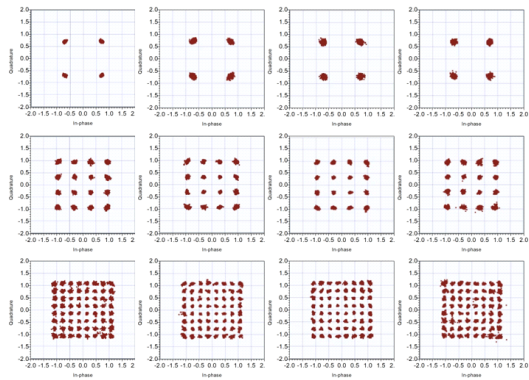


그림 17. 안테나 배치 2의 성상도  
Fig. 17. Constellation of antenna configuration 2

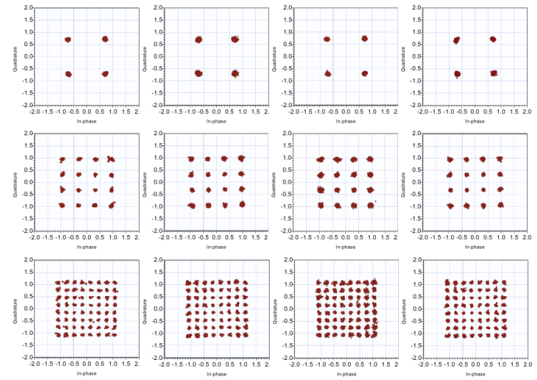


그림 18. 안테나 배치 3의 성상도  
Fig. 18. Constellation of antenna configuration 3

4.2 수신기의 배치에 따른 SNR과 BER

안테나 배치 1의 경우 모든 변조 방식에서 SNR은 30dB에 근접하며 BER은  $10^{-7}$ 이하를 나타내었다.

안테나 배치 2의 경우 모든 변조 방식에서 SNR은 30dB에 근접하나 BER은 64QAM부터  $10^{-6} \sim 10^{-4}$ 를 나타내었다.

안테나 배치 3의 경우 모든 변조 방식에서 SNR은 30dB에 근접하나 BER은 64QAM부터  $10^{-6} \sim 10^{-4}$ 를 나타내었다.

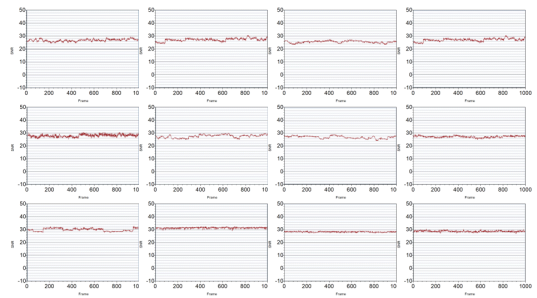


그림 19. 안테나 배치 1의 SNR  
Fig. 19. SNR of antenna configuration 1

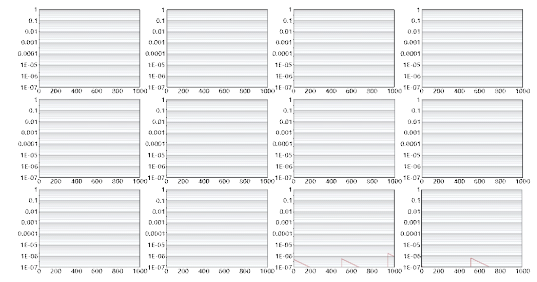


그림 20. 안테나 배치 1의 BER  
Fig. 20. BER of antenna configuration 1

안테나 배치 2와 3의 경우 안테나 배치 1과 대비하여 BER의 크기가 SNR에 비해 차이가 크다. 이는 안테나 배치상의 채널 상태와 위상 잡음에 의해 나타난

결과이다.

4.3 수신기의 배치에 따른 수신 동영상과 BLER 실험에 사용한 비디오 데이터는 FHD 비디오를 사용하였고 변조 방식은 전송 속도를 고려해 16QAM을 사용하였다.

실험을 통해 BLER의 값이  $10^{-7}$  이하를 나타내는 것을 확인할 수 있다. 또한 VLC Media Player가 양

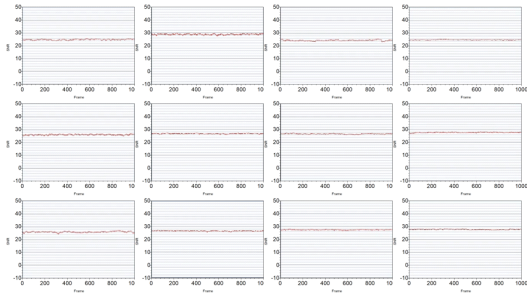


그림 21. 안테나 배치 2의 SNR  
Fig. 21. SNR of antenna configuration 2

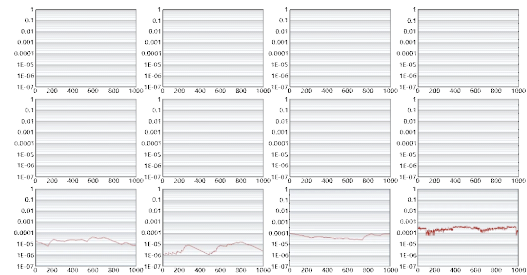


그림 22. 안테나 배치 2의 BER  
Fig. 22. BER of antenna configuration 2

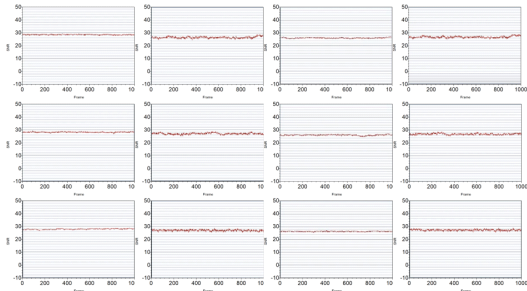


그림 23. 안테나 배치 3의 SNR  
Fig. 23. SNR of antenna configuration 3

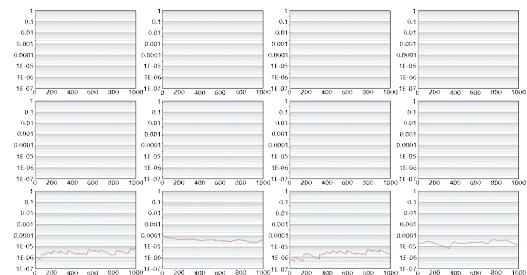


그림 24. 안테나 배치 3의 BER  
Fig. 24. BER of antenna configuration 3

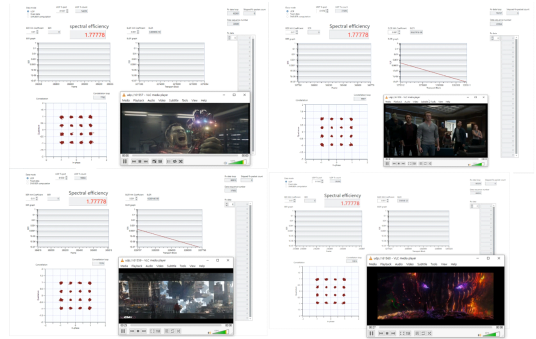


그림 25. 안테나 배치 1의 동영상 전송 결과  
Fig. 25. Video transmission of antenna configuration 1

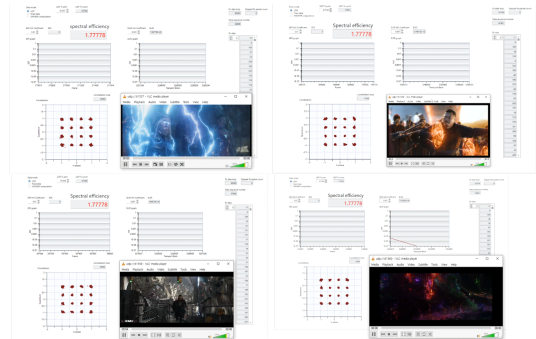


그림 26. 안테나 배치 2의 동영상 전송 결과  
Fig. 26. Video transmission of antenna configuration 2

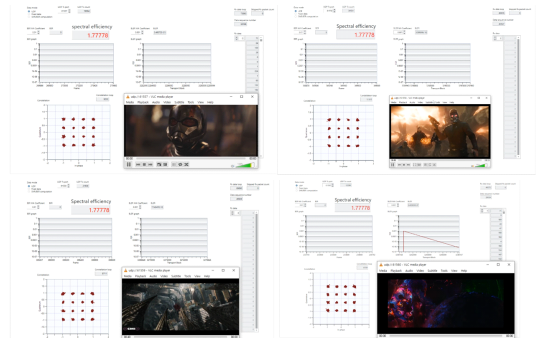


그림 27. 안테나 배치 3의 동영상 전송 결과  
Fig. 27. Video transmission of antenna configuration 3

호하게 비디오 데이터를 수신하는 것을 확인할 수 있다.

### V. 결론

CF MIMO는 셀 경계 영역에 존재하는 사용자에게도 높은 QoS로 서비스할 수 있는 네트워크 구조이다. 본 논문에서는 LabVIEW로 CF MIMO 소프트웨어를 제작하고 USRP SDR 플랫폼 하드웨어를 이용하여 CF MIMO 테스트베드를 구축하였다. 셀 경계에서 ZF 빔포밍 기법이 적용되어 각 단말 간의 간섭을 제거하는 것을 확인하였다. 이 연구를 통해 CF MIMO의 기술적 구현이 가능함을 확인하였으며 해당 테스트베드를 통해 보다 발전된 형태의 차세대 이동 통신 시스템의 구현을 기대할 수 있다. 추후에는 해당 테스트베드를 활용하여 CF MIMO에 적합한 분산적인 MMSE 프리코딩과 10Gbps 이더넷을 통해 보다 분산적인 형태의 기지국을 구축하는 연구를 수행할 예정이다.

### References

[1] H. Q. Ngo, et al., "Cell-Free massive MIMO versus small cells," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 16, no. 3, pp. 1834-1850, Mar. 2017.

[2] D. S. Kang and K. W. Choi, "Development of SDR testbed for ultra-dense networks," *J. KICS*, vol. 44, no. 6, pp. 1181-1187, Jun. 2019.

[3] M. C. Ha and K. W. Choi, *Cell-Free MIMO Technique*, Accessed: 2021-06-07. [Online]. Available: <https://youtu.be/sUgWlkwGL8Q>

[4] M. M. U. Gul, S. Lee, and X. Ma, "Robust synchronization for OFDM employing Zadoff-Chu sequence," *2012 46th Annu. CISS*, pp. 1-6, Princeton, USA, Mar. 2012.

[5] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 48, no. 3, pp. 223-229, Sep. 2002.

[6] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Sign. Process.*, vol.

52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.

[7] H. Wu, *A Brief Overview of CRC Implementation for 5G NR*, Moving Broadband Mobile Communications Forward-Intelligent Technologies for 5G and Beyond, 2020.

[8] L. Chen, et al., "Near-Shannon-limit quasi-cyclic low-density parity-check codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 7, pp. 1038-1042, Jul. 2004.

[9] H. Li, et al., "Algebra-assisted construction of quasi-cyclic LDPC codes for 5G new radio," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 50229-50244, Sep. 2018.

[10] C. Shepard, et al., "Argos: Practical many-antenna base stations," in *Proc. 18th Annu. Int. Conf. Mob. Comput. and Netw.*, pp. 53-64, Istanbul, Turkey, Aug. 2012.

#### 하 명 찬 (Myeong Chan Ha)



2020년 2월 : 세종대학교 전자공학과 졸업  
 2020년 3월~현재 : 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정  
 <관심분야> Ultra-Dense Networks, CF MIMO

[ORCID:0000-0003-4472-4302]

#### 최 주 영 (Ju Young Choi)



2020년 2월 : 가천대학교 전자공학과 졸업  
 2020년 3월~현재 : 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정  
 <관심분야> Ultra-Dense Networks, RF system design

[ORCID:0000-0003-0740-7316]

이 미 현 (Mi Hyun Lee)



2016년 3월~현재 : 성균관대학교 전자전기공학부 학사과정  
<관심분야> Ultra-Dense Networks

[ORCID:0000-0002-1356-3254]

최 계 원 (Kae Won Choi)



2007년 8월 : 서울대학교 전기컴퓨터공학부 박사  
2010년 9월~2016년 8월 : 서울과학기술대학교 컴퓨터공학과 조교수  
2016년 9월~현재 : 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 부교수

<관심분야> 무선통신, 무선전력전송

[ORCID:0000-0002-3680-1403]