



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

# ATSC 3.0 시스템의 2x2 MIMO 방식에 대한 분석

Analysis of 2x2 MIMO scheme of ATSC 3.0 systems



지도교수 김 정 창

2018 년 2 월

한국해양대학교 대학원

전 자 통 신 공 학 과  
이 운 현

본 논문을 이운현의 공학석사 학위논문으로 인준함.

위원장      박 동 국      (인)

위    원      김 정 창      (인)

위    원      손 경 락      (인)



2017년 12월 26일

1945

한국해양대학교 대학원

# 목 차

List of Tables .....	iv
List of Figures .....	v
Abbreviation .....	vii
Abstract .....	viii
1. 서 론 .....	1
2. ATSC 3.0 2x2 MIMO 송신기 .....	3
2.1 ATSC 3.0 2x2 MIMO 송신기 개요 .....	3
2.2 2x2 MIMO 역다중화기 .....	4
2.3 2x2 MIMO 프리코더 .....	5
2.4 SISO 파일럿 삽입 .....	16
2.5 2x2 MIMO 파일럿 삽입 .....	24
3. ATSC 3.0 2x2 MIMO 수신기 .....	34
3.1 ATSC 3.0 2x2 MIMO 수신기 개요 .....	34
3.2 2x2 MIMO 채널 .....	35
3.3 2x2 MIMO 채널 추정 .....	36
3.4 LLR 계산 .....	38
4. 전산 실험 결과 .....	40
5. 결론 .....	60

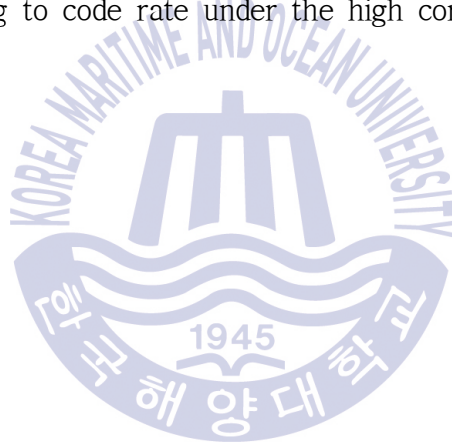
## List of Tables

<b>Table 1</b> Rotation angle for stream combining .....	6
<b>Table 2</b> Pilot types can be applied to symbol types .....	17
<b>Table 3</b> Scattered pilot pattern for each combination of FFT size and GI length .....	18
<b>Table 4</b> Power(dB) and amplitudes of the preamble pilot .....	21
<b>Table 5</b> Allowed scattered pilot pattern for each combination of FFT size and guard interval pattern in MIMO mode .....	25
<b>Table 6</b> Additional scattered pilot bearing continual pilot relative carrier indices for each FFT size and scattered pilot pattern combination .....	28
<b>Table 7</b> Simulation main parameter (No correlation) .....	40
<b>Table 8</b> Simulation main parameter .....	50

## List of Figures

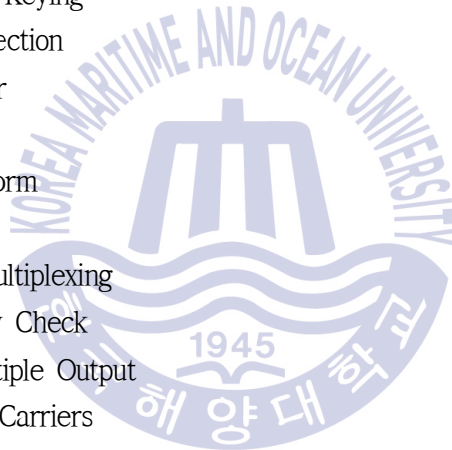
Fig. 1 Structure of 2x2 MIMO transmitter .....	3
Fig. 2 Structure of MIMO demultiplexer and mapper .....	4
Fig. 3 Bit array in MIMO demultiplexer .....	5
Fig. 4 Structure of MIMO precoder .....	6
Fig. 5 Constellation of $y_i$ for QPSK .....	8
Fig. 6 Constellation of $z_i$ for QPSK .....	9
Fig. 7 Constellation of $s_i$ for QPSK .....	11
Fig. 8 Constellation of $y_i$ for 16QAM .....	13
Fig. 9 Constellation of $z_i$ for 16QAM .....	14
Fig. 10 Constellation of $s_i$ for 16QAM .....	15
Fig. 11 ATSC 3.0 frame .....	16
Fig. 12 PN sequence generator .....	19
Fig. 13 SISO pilot insertion .....	23
Fig. 14 MIMO pilot insertion (Walsh Hadamard) .....	29
Fig. 15 MIMO pilot insertion (Null-Pilot) .....	32
Fig. 16 2x2 MIMO Receiver Structure .....	34
Fig. 17 Received signal model in the frequency domain .....	35
Fig. 18 Modulation symbol constellation (code rate 4/15, QPSK) .....	42
Fig. 19 Precoded symbol constellation (code rate 4/15, QPSK) .....	42
Fig. 20 Modulation symbol constellation (code rate 10/15, 64QAM) .....	43
Fig. 21 Precoded symbol constellation (code rate 10/15, 64QAM) .....	43
Fig. 22 Channel gain fFrequency response of channel gain (No correlation) .....	45
Fig. 23 Comparison of BER (code rate 4/15 QPSK, No correlation) .....	46
Fig. 24 Comparison of BER (code rate 10/15 64QAM, No correlation) .....	47
Fig. 25 Comparison of channel capacity (code rate 4/15 QPSK, No correlation) .....	48
Fig. 26 Comparison of channel capacity	

(code rate 10/15 64QAM, No correlation) .....	49
<b>Fig. 27</b> Frequency response of channel gain under the high correlation channel .....	51
<b>Fig. 28</b> BER according to correlation (code rate 4/15 QPSK) .....	52
<b>Fig. 29</b> BER according to correlation (code rate 10/15 64QAM) .....	53
<b>Fig. 30</b> Channel capacity under the high correlation (code rate 4/15 QPSK) ..	54
<b>Fig. 31</b> Channel capacity under the high correlation (code rate 10/15 64QAM)	55
<b>Fig. 32</b> BER according to precoding under the high correlation (code rate 4/15 QPSK) .....	56
<b>Fig. 33</b> BER according to precoding under the high correlation (code rate 10/15 64QAM) .....	57
<b>Fig. 34</b> BER according to code rate under the high correlation (QPSK) .....	58



## Abbreviation

<b>8K</b>	8192 point FFT size
<b>16K</b>	16384 point FFT size
<b>32K</b>	32768 point FFT size
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise
<b>BCH</b>	Bose, Chaudhuri, Hocquenghem
<b>BICM</b>	Bit-Interleaved and Coded Modulation
<b>bpcu</b>	bits per cell unit
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying
<b>FEC</b>	Forward Error Correction
<b>FI</b>	Frequency Interleaver
<b>GI</b>	Guard Interval
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>L1</b>	Layer 1
<b>LDM</b>	Layered Division Multiplexing
<b>LDPC</b>	Low-Density Parity Check
<b>MIMO</b>	Multiple Input Multiple Output
<b>NoC</b>	Number of (useful) Carriers
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<b>PAPR</b>	Peak-to-Average Power Ratio
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying
<b>SBS</b>	Subframe Boundary Symbol
<b>SFN</b>	Single Frequency Network
<b>SISO</b>	Single Input Single Output
<b>SNR</b>	Signal-to-Noise Ratio
<b>SP</b>	Scattered Pilot
<b>TI</b>	Time Interleaver





# Analysis of 2x2 MIMO scheme of ATSC 3.0 systems

Lee, Woon Hyun

Department of Electronics & Communications Engineering  
Graduate School of Korea Maritime University

## Abstract

In ATSC 3.0 multiple-input multiple-output (MIMO) system, spatial diversity and multiplexing gains can be obtained using the spatial demultiplexer and MIMO precoder. In this thesis, the transmitting and receiving simulator of 2x2 MIMO system for ATSC 3.0 is implemented and the performance of 2x2 MIMO system is analyzed using the implemented simulator. The computer simulations are performed with various system parameters under severe channel condition. Simulation results show that the MIMO system of ATSC 3.0 can improve the capacity.

**KEY WORDS:** ATSC 3.0; detection; LLR; MIMO; precoding

# ATSC 3.0 시스템의 2x2 MIMO 방식에 대한 분석

이운현

한국해양대학교 전자전기정보공학부

## 요약

본 논문에서는 ATSC 3.0 시스템의 2x2 multiple-input multiple-output (MIMO) 송신기를 구현하였으며 이에 따른 수신기 구조를 설계하고 성능을 분석한다. ATSC 3.0 시스템의 MIMO 방식은 송신기에서 입력 스트림의 역다중화 (demultiplexing) 및 프리코딩 (precoding)을 통하여 공간 다이버시티 (spatial diversity) 및 공간 다중화 (spatial multiplexing) 이득을 얻을 수 있다. 또한, 전산 실험을 통하여 부호율, 프리코딩, 채널 상관에 따른 성능 결과를 제시한다.

**키워드:** ATSC 3.0; 검출; LLR; MIMO; 프리코딩

## 제 1 장 서 론

오늘날, 지상파 방송 기술은 UHDTV (ultra high definition TV), HD (high definition)급 이동 서비스 등의 분야에 적용하기 위하여 더 많은 대역폭 사용량이 요구되며 한정된 주파수 자원을 효율적으로 사용하는 방안을 모색하고 있다[1]. ATSC (advanced television systems committee)는 방송사 및 사용자들의 요구사항을 충족시키기 위한 차세대 지상파 방송 규격으로서 기존 ATSC 표준과의 하위 호환성 제약이 없는 ATSC 3.0 표준을 마련하였다[2]-[4]. 그리고 ATSC 3.0 표준은 기존의 ATSC 1.0 표준에 비하여 같은 SNR에서 채널 용량이 증가 되거나 같은 채널 용량일 때 보다 낮은 SNR (signal to noise ratio)에서도 동작이 가능하다[5].

전반적인 ATSC 3.0 표준 프로젝트는 물리계층, 관리계층, 전송계층 프로토콜과 함께 응용 프로그램 계층을 포함한 완벽한 기술 표준을 제공한다[3]. 특히, ATSC 3.0 표준의 물리계층 규격에는 옵션 기술로서 다중 입력 다중 출력 (multiple-input multiple-output: MIMO) 기술이 채택되었다. MIMO 기술사용의 목적은 한정된 전력과 대역폭을 이용하여 보다 많은 데이터를 동시에 전송하는 것이다. 기존 송신기의 전력세기, 대역폭, 그리고 복잡도의 한계 때문에 데이터율을 올리는데 많은 제약이 있었으나 MIMO 기술을 송수신기에 사용함으로써 데이터율을 효율적으로 올릴 수 있게 되었다[7]. 이 기술은 단일 RF (radio frequency) 채널에서 서로 다른 2개의 송신 안테나를 사용하게 된다. 안테나의 간섭 정도는 송수신 채널 환경, 송수신기간의 거리, 안테나의 특성, 도플러 효과 등에 의해 극적으로 바뀐다[8]. ATSC 3.0 표준의 MIMO 기술에 적용되는 2개의 송수신 안테나는 교차 편파 안테나로 구성되어 있으며 이는 안테나 서로의 간섭을 최소화 하는데 사용된다. 2개의 교차 편파 송신 안테나는 2개의 독립적인 데이터 스트림을 동시에 전송함으로써 공간 다중화 (spatial multiplexing) 이득을 얻을 수 있으며 이로 인해 채널 용량을 증가시킬 수 있다[3][5]. 또한, MIMO 프리코더 (precoder)를 적용하여 공간 다이버시티 (spatial diversity) 이득을 얻음으로써 페이딩에 대한 강인성을 증대시킬 수 있다[5]. ATSC 3.0의 MIMO 기술은 부트스트랩 (bootstrap) 및 프리앰블 (preamble) 심볼 (symbol)에는 적용되지 않고 프레임 내 각 부 프레임 (subframe)에 선택적으로 적용될 수 있다[3].

ATSC 3.0의 MIMO 기술에 사용되는 모든 파일럿 패턴은 동일한 도플러 및 에코 허용 오차를 유지하도록 SISO와 동일한 파일럿 패턴을 가진다. 또한, 수신기가 MIMO 채널을 추정할 수 있도록 모든 MIMO 파일럿 밀도는 두배가 되게 한다[6][8].

본 논문에서는 ATSC 3.0 시스템의 2x2 MIMO 방식을 적용한 수신기를 설계하고 전산실험을 통하여 그 성능을 분석한다. ATSC 3.0 표준의 2x2 MIMO 송신기는 기존의 단일 입력 단일 출력 (single-input single-output: SISO) 시스템의 구성을 기본으로 하여 일부 블록의 변형 및 추가된 형태로 적용된다. 2x2 MIMO를 위한 별도의 프리코더 및 BICM (bit-interleaved coded modulation)에 MIMO 역다중화기 (demultiplexer)가 포함되며, BICM 이후 프레임링 (framing), 성상 매핑 (constellation mapping), 인터리버 (interleaver), 파일럿 삽입 (pilot insertion) 등도 모두 2x2 MIMO 구조에 따라 적용된다. 특히, 역다중화기는 BICM 인코더를 통과한 FEC (forward error correction) 블록을 변조 차수 (modulation order) 및 송신 안테나 수에 따라 병렬 데이터 스트림으로 분할한다. 또한, 3개의 세부 블록으로 구성된 MIMO 프리코더는 두 데이터 스트림 간에 연산을 수행함으로써 추가적인 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 또한, ATSC 3.0 시스템은 2x2 MIMO 시스템의 채널 추정을 위하여 Walsh-Hadamard 인코딩과 널 파일럿 (Null pilot) 인코딩의 2가지 종류의 파일럿 인코딩 방법을 제공한다.

ATSC 3.0 표준의 2x2 MIMO 송신기에 따라 구성된 수신기는 OFDM 복조, 파일럿 추출 및 채널 추정, 디인터리빙, LLR (log likelihood ratio)계산, 디프레이밍 (de-framing) 등으로 구성되어 있으며 수신된 신호를 복조하게 된다. 수신기 또한 2x2 MIMO 송신기와 같이 일부 블록이 변형 및 추가되어 적용된다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2장에서는 ATSC 3.0의 2x2 MIMO 송신기 구조를 설명하며, 3장에서는 수신기 구조를 제시한다. 4장에서는 전산실험을 통한 2x2 MIMO 성능 결과를 제시하고, 5장에서 결론을 맺는다.

## 제 2 장 ATSC 3.0 2x2 MIMO 송신기

### 2.1 ATSC 3.0 2x2 MIMO 송신기 개요

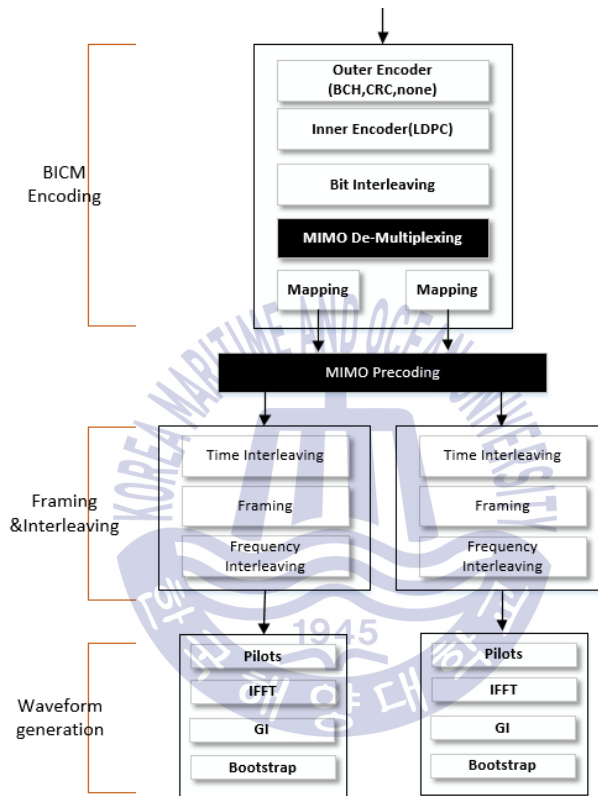


Fig. 1 Structure of 2x2 MIMO transmitter

Fig. 1은 ATSC 3.0의 2x2 MIMO 방식을 적용한 송신기 구조를 나타낸다. ATSC 3.0 2x2 MIMO 시스템의 송신기는 전체적으로 BICM 인코딩, MIMO 프리코더, 프레임링/인터리빙, 파형생성으로 구성된다. 맵퍼와 프리코딩 이후의 프레임링/인터리빙 및 파형생성 블록은 2개로 분리되어 사용된다[3]. BICM은 페이딩 전송 채널에서 채널 변조와 디지털 변조를 결합하며 오류정정코드, 비트 인터리버 및 성상 맵퍼로 구성된다[5]. BICM 인코더에 입력된 데이터는 FEC 블록 단위로 나뉘어져 외부 부호

인코더 (outer encoder)와 내부 부호 인코더 (inner encoder)를 차례대로 거친 후 비트 인터리빙된다. 비트 인터리빙된 하나의 FEC 블록은 64800 비트 또는 16200 비트의 길이를 갖는다. 또한, 2x2 MIMO 송신기는 각각의 안테나로 데이터 스트림을 동시에 전송할 수 있으므로 SISO에 비해 BICM 블록은 2배의 FEC 블록을 처리하게 된다. 처리된 FEC 블록은 MIMO 역다중화기에서 2개의 병렬 데이터 스트림으로 나뉘어진다.

## 2.2 2x2 MIMO 역다중화기

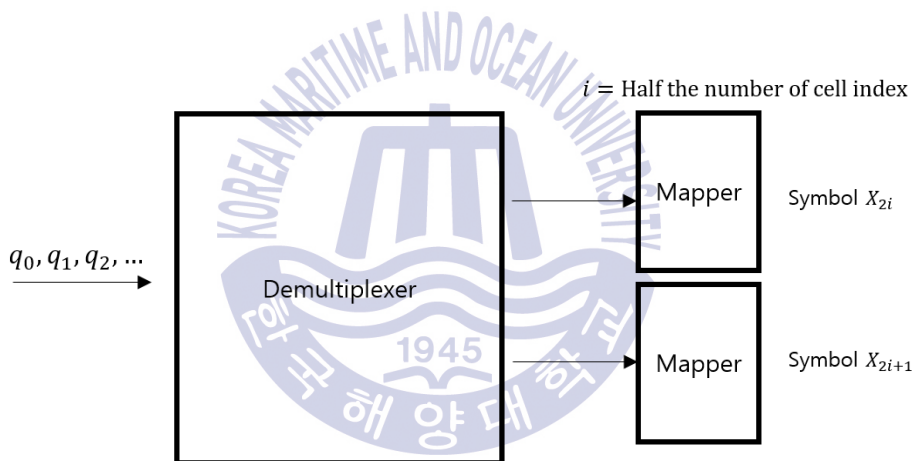


Fig. 2 Structure of MIMO demultiplexer and mapper

Fig. 2는 MIMO 역다중화기의 구조를 나타낸다. 비트 인터리버의 출력 비트열 스트림은 역다중화기에서 두 개의 부 비트열 스트림으로 역다중화되며 매핑을 통하여 심볼 벡터  $\mathbf{x}_i = \begin{bmatrix} X_{2i} \\ X_{2i+1} \end{bmatrix}$ 로 나가게 된다. Fig. 3은 입력된 비트가 MIMO 역다중화기의 내부 구조에서 역다중화되는 과정을 나타낸 것이다.

$\eta_{MOD} = \# \text{ of bit per symbol}$

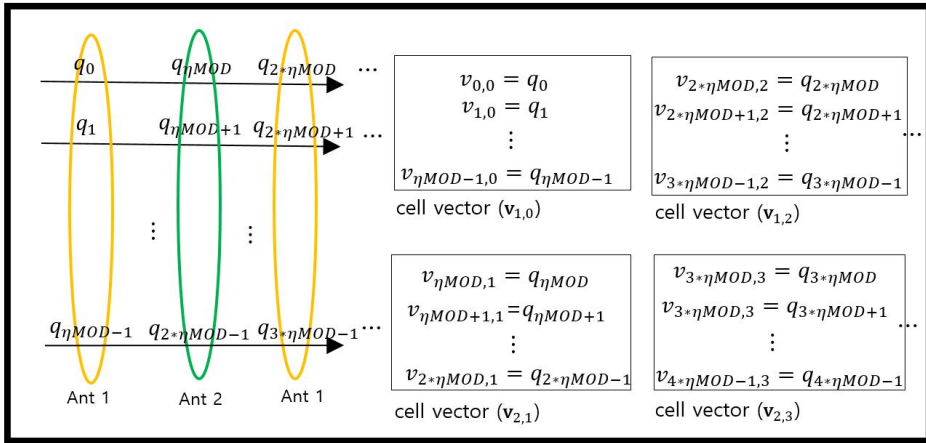


Fig. 3 Bit array in MIMO demultiplexer

역다중화기의 출력은 송신 안테나 인덱스와 변조 지수에 맞추어 병렬로 배치되며 병렬로 배치된 셀들을 셀 벡터 (cell vector)  $\mathbf{v}_{m_t, i}$  으로 정의한다 ( $m_t = 1, 2, i = 0, 1, 2, \dots$ ). 여기서,  $\mathbf{v}_{m_t, i} = (v_{i\eta_{MOD}, m_t}, v_{(i+1)\eta_{MOD}, m_t}, \dots, v_{(i+1)\eta_{MOD}-1, m_t})$  는  $i$  번째 셀 벡터로서  $m_t$  번째 송신 안테나에 맵핑된다. 송신 안테나 1과 2의 맵핑은 동일한 변조 차수를 갖는다. 각 송신 안테나의 맵핑에서 사용하는 성상은 L1 시그널링 (signaling)에서 정의되며, ATSC 3.0 표준에서는 두 개의 송신 안테나에 대해 동일한 변조 차수를 갖도록 정의되어 있다. 이후 각 셀 스트림은 MIMO 프리코딩을 거치게 된다.

### 2.3 2x2 MIMO 프리코더

Fig. 4는 MIMO 프리코더의 구조를 나타낸다. MIMO 프리코더는 스트림 결합기 (stream combining), IQ 편파 인터리빙 (I/Q polarization interleaving), 위상 홉핑부 (phase hopping)로 구성되어 있다.

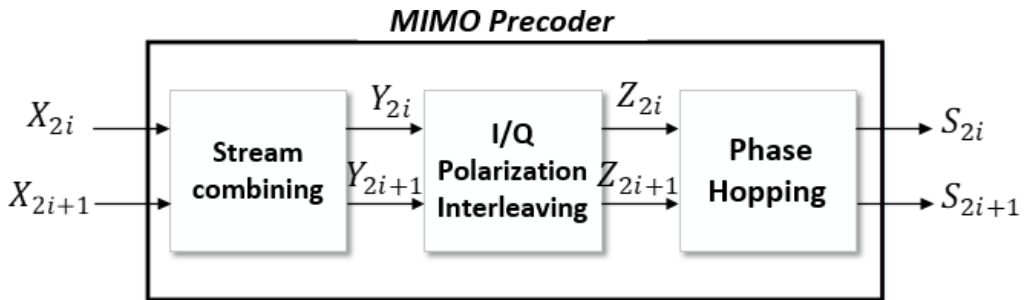


Fig. 4 Structure of MIMO precoder

스트림 결합기는 MIMO 역다중화기의 출력 셀에 대해 수식 (1)과 같은 행렬 연산을 수행한다.

$$y_i = \begin{bmatrix} Y_{2i} \\ Y_{2i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{2i} \\ X_{2i+1} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,  $\theta$ 값은 위상 회전 값을 나타내며, BICM에 적용되는 부호율 (code rate)과 변조 차수에 따라 규격에 미리 정의된 값이 사용된다.

Table 1 Rotation angle for stream combining

Code rate	QPSK	16QAM	64QAM	256QAM	1kQAM	4kQAM
2/15	0°	0°	0°	0°	0°	0°
3/15	0°	0°	0°	0°	0°	0°
4/15	0°	0°	0°	0°	0°	0°
5/15	0°	0°	0°	0°	0°	0°
6/15	5°	0°	0°	0°	0°	0°
7/15	5°	0°	0°	0°	0°	0°
8/15	20°	0°	0°	0°	0°	0°
9/15	20°	0°	0°	0°	0°	0°
10/15	35°	0°	0°	0°	0°	0°
11/15	35°	5°	0°	0°	0°	0°
12/15	35°	5°	0°	0°	0°	0°
13/15	45°	5°	0°	0°	0°	0°



Table 1은 부호율과 성상에 따른 위상 회전값을 나타낸 것이다. 위상 회전 값은  $0^\circ$ ,  $5^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $35^\circ$ ,  $45^\circ$  의 총 5가지로 정의된다.

Fig. 5는 QPSK일 때 5가지의 위상 회전 값에 따른  $y_i$ 의 성상을 나타낸 것이다.  $0^\circ$  일 때에는  $y_i = \begin{bmatrix} Y_{2i} \\ Y_{2i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{2i} \\ X_{2i+1} \end{bmatrix}$  이 되어 QPSK와 동일한 성상을 갖는다.  $0^\circ$  가 아닌 다른 회전 값을 가질 때에는 회전된 성상을 가지며 더 많은 성상 값들을 가진다. 이는 변조 심볼  $X_{2i}$ 와  $X_{2i+1}$ 의 조합으로  $y_i$ 가 결정되기 때문에  $y_i$ 의 성상 값들의 개수는  $X_{2i}$ 과  $X_{2i+1}$  심볼의 개수의 곱으로 나타나게 되기 때문이다.

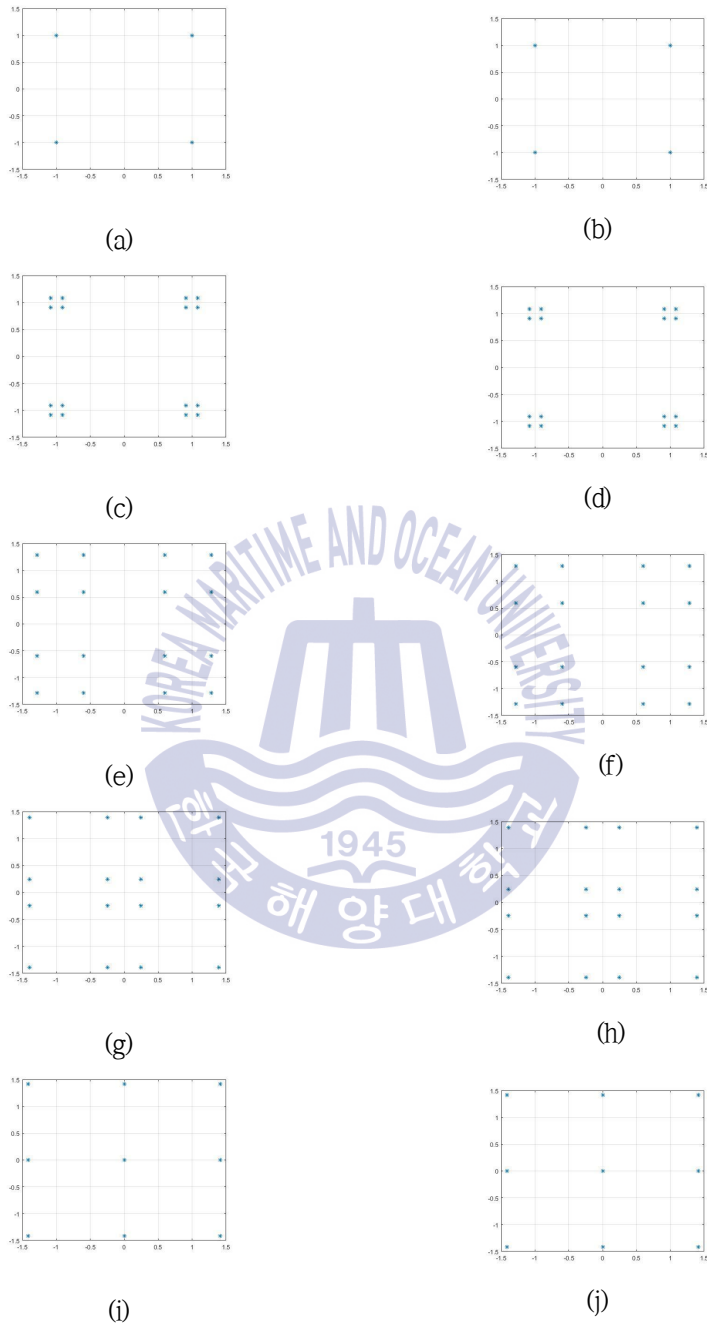
I/Q 편파 인터리버는 다음과 같이 한 쌍의 입력 셀에 대해 직각 위상 성분 (quadrature-phase)을 서로 교환하여 출력 셀을 생성한다.

$$Z_{2i} = \text{Re}\{Y_{2i}\} + j \cdot \text{Im}\{Y_{2i+1}\} \quad (2)$$

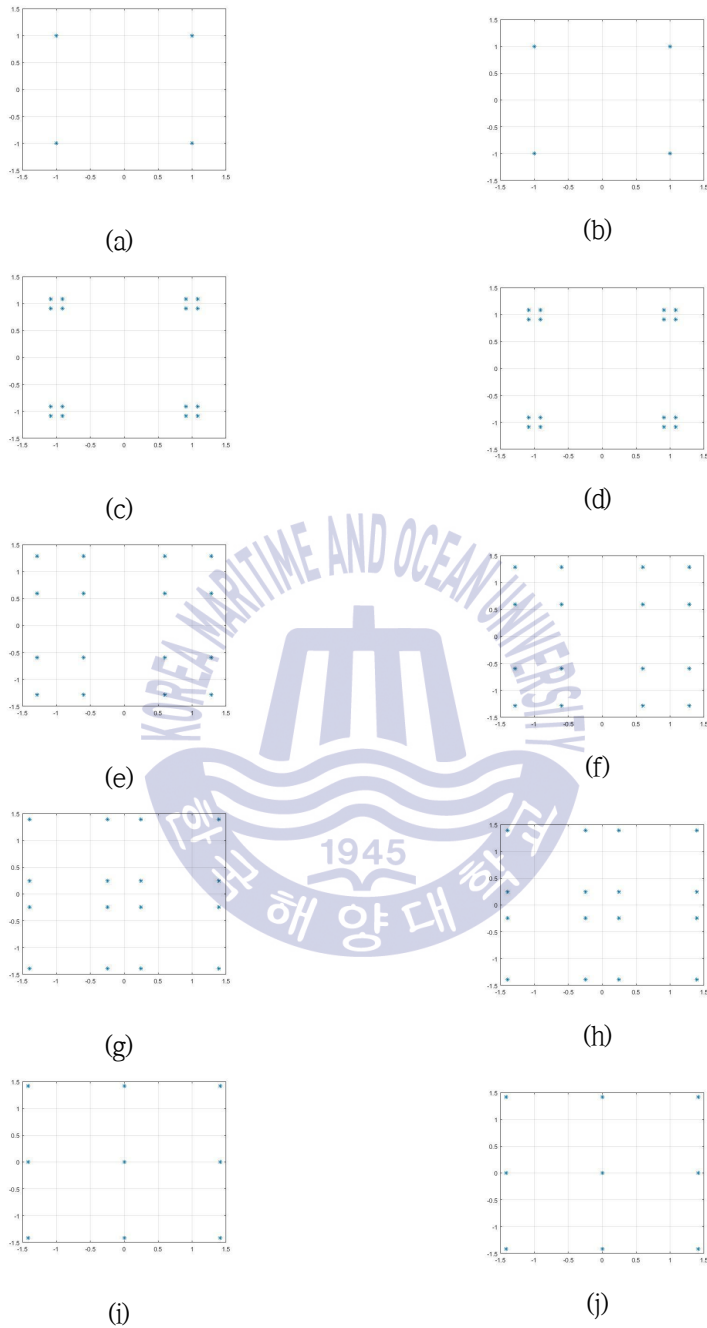
$$Z_{2i+1} = \text{Re}\{Y_{2i+1}\} + j \cdot \text{Im}\{Y_{2i}\}$$

여기서,  $j = \sqrt{-1}$ 을 나타내고,  $\text{Re}\{\cdot\}$ 와  $\text{Im}\{\cdot\}$ 은 각각 실수부와 허수부를 의미한다.

Fig. 6은 QPSK일 때 5가지의 위상 회전 값에 따른  $z_i$ 의 성상을 나타낸 것이다.  $Y_{2i}$ 와  $Y_{2i+1}$ 의 성상이 동일하기 때문에 두 성상의 직각 위상 성분을 서로 교환하여 출력해도 동일한 성상이 나오게 된다.



**Fig. 5** Constellation of  $\mathbf{y}_i$  for QPSK (a)  $\mathbf{Y}_{2i}(\theta = 0^\circ)$ , (b)  $\mathbf{Y}_{2i+1}(\theta = 0^\circ)$ , (c)  $\mathbf{Y}_{2i}(\theta = 5^\circ)$ , (d)  $\mathbf{Y}_{2i+1}(\theta = 5^\circ)$ , (e)  $\mathbf{Y}_{2i}(\theta = 20^\circ)$ , (f)  $\mathbf{Y}_{2i+1}(\theta = 20^\circ)$ , (g)  $\mathbf{Y}_{2i}(\theta = 35^\circ)$ , (h)  $\mathbf{Y}_{2i+1}(\theta = 35^\circ)$ , (i)  $\mathbf{Y}_{2i}(\theta = 45^\circ)$ , (j)  $\mathbf{Y}_{2i+1}(\theta = 45^\circ)$



**Fig. 6** Constellation of  $\mathbf{z}_i$  for QPSK (a)  $Z_{2i}(\theta = 0^\circ)$ , (b)  $Z_{2i+1}(\theta = 0^\circ)$ , (c)  $Z_{2i}(\theta = 5^\circ)$ , (d)  $Z_{2i+1}(\theta = 5^\circ)$ , (e)  $Z_{2i}(\theta = 20^\circ)$ , (f)  $Z_{2i+1}(\theta = 20^\circ)$ , (g)  $Z_{2i}(\theta = 35^\circ)$ , (h)  $Z_{2i+1}(\theta = 35^\circ)$ , (i)  $Z_{2i}(\theta = 45^\circ)$ , (j)  $Z_{2i+1}(\theta = 45^\circ)$

위상 호핑 블록은 두번째 안테나에서 전송되는 신호의 위상만을 회전시킨다. 여기서,  $\text{Re}\{Y_{2i}\}$ 과  $\text{Im}\{Y_{2i}\}$ 값은 첫 번째 안테나의 동상 성분 (in-phase)과 직각 위상 성분을 나타내며,  $\text{Re}\{Y_{2i+1}\}$ 과  $\text{Im}\{Y_{2i+1}\}$ 값은 두 번째 안테나의 동상 성분과 직각 위상 성분을 의미한다. 위상 호핑 블록을 행렬 연산으로 나타내면 다음과 같이  $S_{2i}$ 와  $S_{2i+1}$ 의 출력으로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{s}_i = \begin{bmatrix} S_{2i} \\ S_{2i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\phi(i)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{2i} \\ Z_{2i+1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

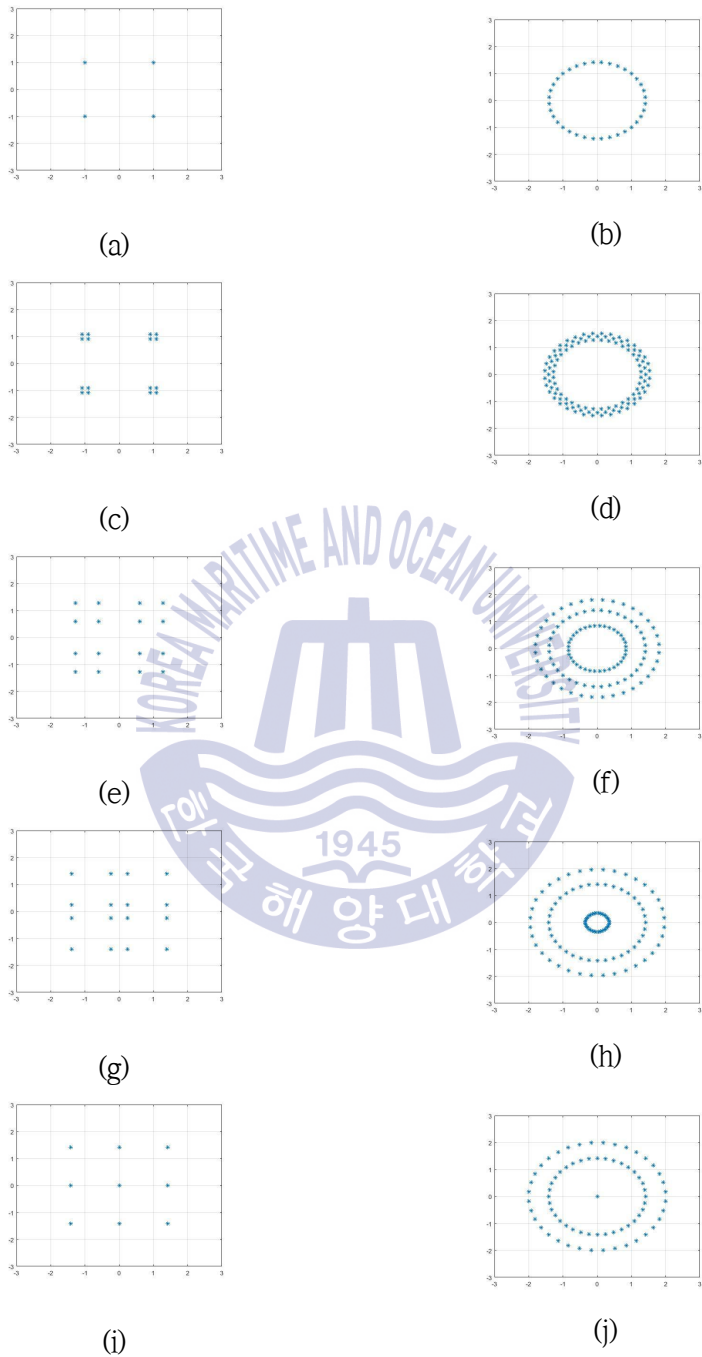
여기서,  $\phi(i)$ 는 두 번째 안테나에 대한  $i$  번째 출력 셀의 위상 회전 값을 나타낸다.

위상 회전 값  $\phi(i)$ 는 수식 (4)와 같이 정의되며 매 셀마다  $2\pi/9$ 씩 증가한다.

$$\phi(i) = \frac{2\pi}{9}i, i = 0, \dots, \frac{N_{cells}}{2} - 1 \quad (4)$$

여기서,  $N_{cells}$ 는 전체 셀 개수를 나타내며, 위상 회전 값  $\phi(i)$ 는 매 FEC 블록마다 0으로 초기화된다.

Fig. 7은 QPSK일 때 5가지의 위상 회전 값에 따른  $\mathbf{s}_i$ 의 성상을 나타낸 것이다. 셀 전체에 같은 연산이 적용되는  $\mathbf{y}_i$ ,  $\mathbf{z}_i$ 와는 다르게  $\mathbf{s}_i$ 는 매 셀마다 위상 회전 값  $\phi$ 에 따라 성상의 위치가 바뀌게 된다. 수식 (4)에 따라  $\phi$ 값은 9번째 마다 같은 값을 가지게 되며  $S_{2i+1}$  값 또한 9번째마다 동일한 값을 가지고 반복된다. 결과적으로 프리코더를 지난 심볼들의 성상은 Fig. 7과 같이 표현된다. 이는  $X_{2i}$ 와  $X_{2i+1}$ 의 입력 조합으로 모두 나타낼 수 있다.

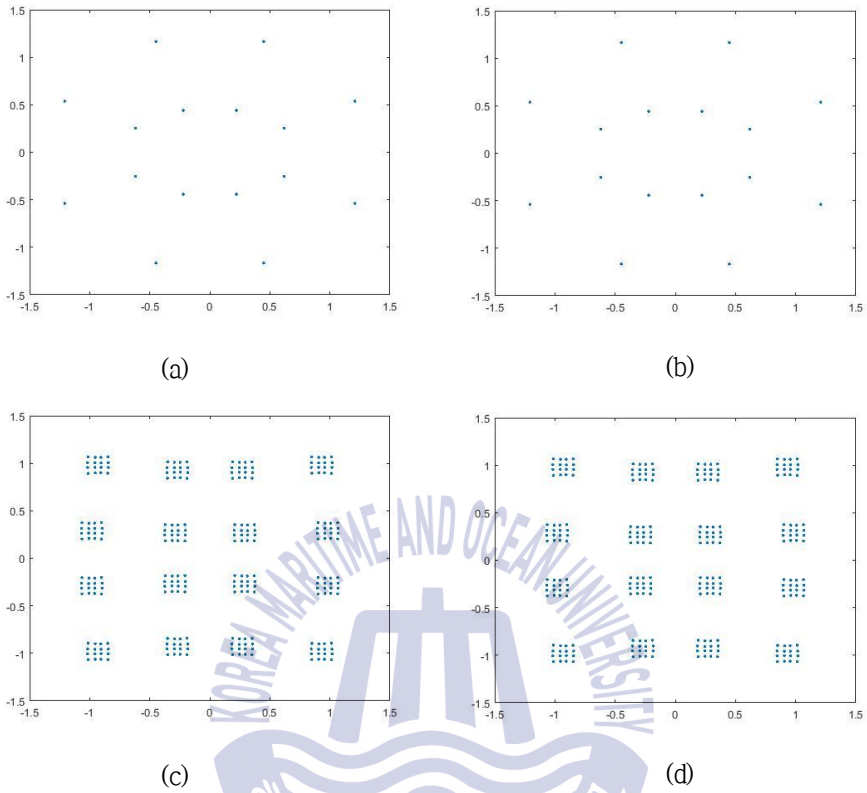


**Fig. 7** Constellation of  $s_i$  for QPSK (a)  $S_{2i}(\theta = 0^\circ)$ , (b)  $S_{2i+1}(\theta = 0^\circ)$ , (c)  $S_{2i}(\theta = 5^\circ)$ , (d)  $S_{2i+1}(\theta = 5^\circ)$ , (e)  $S_{2i}(\theta = 20^\circ)$ , (f)  $S_{2i+1}(\theta = 20^\circ)$ , (g)  $S_{2i}(\theta = 35^\circ)$ , (h)  $S_{2i+1}(\theta = 35^\circ)$ , (i)  $S_{2i}(\theta = 45^\circ)$ , (j)  $S_{2i+1}(\theta = 45^\circ)$

Fig. 8은 스트림 결합기를 지난 16QAM의 성상  $y_i$ 를 회전 값에 따라 나타내었다. 16QAM의 경우 Table 1에 정의된 회전 값에 따라 총 2가지의 경우의 성상이 있다. 부호율이 2/15~10/15 일 때  $0^\circ$ , 부호율이 11/15~13/15일 때  $5^\circ$  이다. ATSC 3.0에서 정의된 16QAM의 성상은 비균일 성상이며 부호율에 따라 달라진다.  $0^\circ$  는 부호율 10/15,  $5^\circ$  는 11/15 기준으로 살펴보았다. 회전각이  $0^\circ$  일 때는 변조 심볼과 동일하게 나타나지만 각이  $5^\circ$  일 때는 성상이 회전되어 나타난다. 회전 값이 작기 때문에 하나의 점 주위로 분산된 형태로 나타나게 된다.

Fig. 9와 Fig. 10은 각각 IQ 편파 인터리빙 및 위상 호핑을 지난 성상을 나타내며 이전 스트림 결합기의 각도에 따라 달라지는 성상을 나타내었다. IQ 편파 인터리빙 이후 성상은  $y_i$  성상과 많이 달라지지 않으나 위상 호핑을 지난 후 성상인  $S_{2i+1}$  에서 가장 많은 변화를 보인다.





**Fig. 8** Constellation of  $\mathbf{y}_i$  for 16QAM

(a)  $\mathbf{Y}_{2i}(\theta = 0^\circ)$ , (b)  $\mathbf{Y}_{2i+1}(\theta = 0^\circ)$ , (c)  $\mathbf{Y}_{2i}(\theta = 5^\circ)$ , (d)  $\mathbf{Y}_{2i+1}(\theta = 5^\circ)$

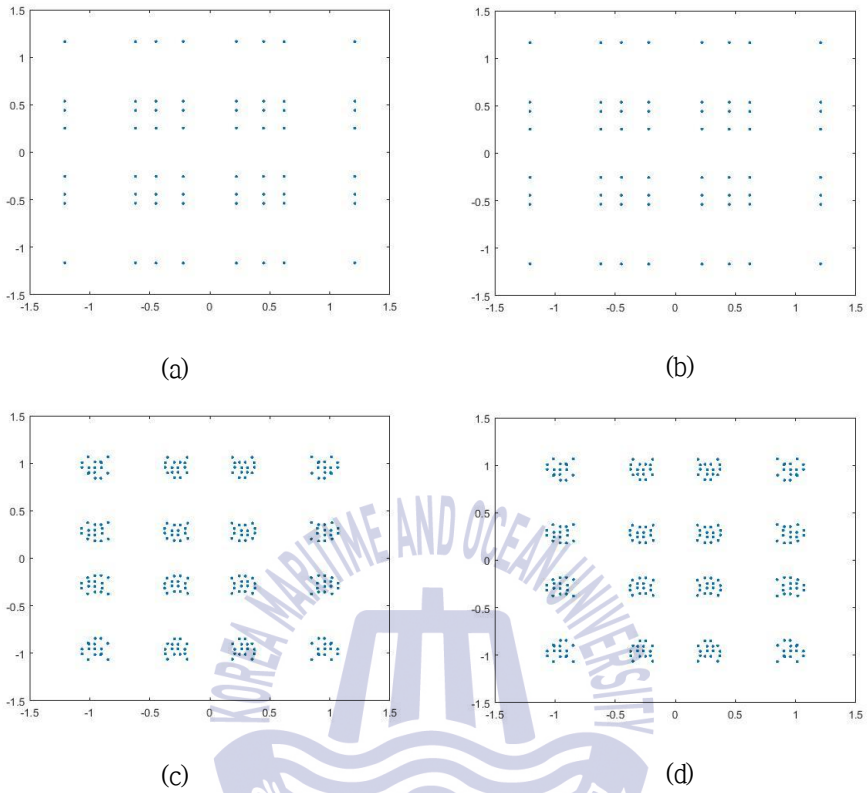
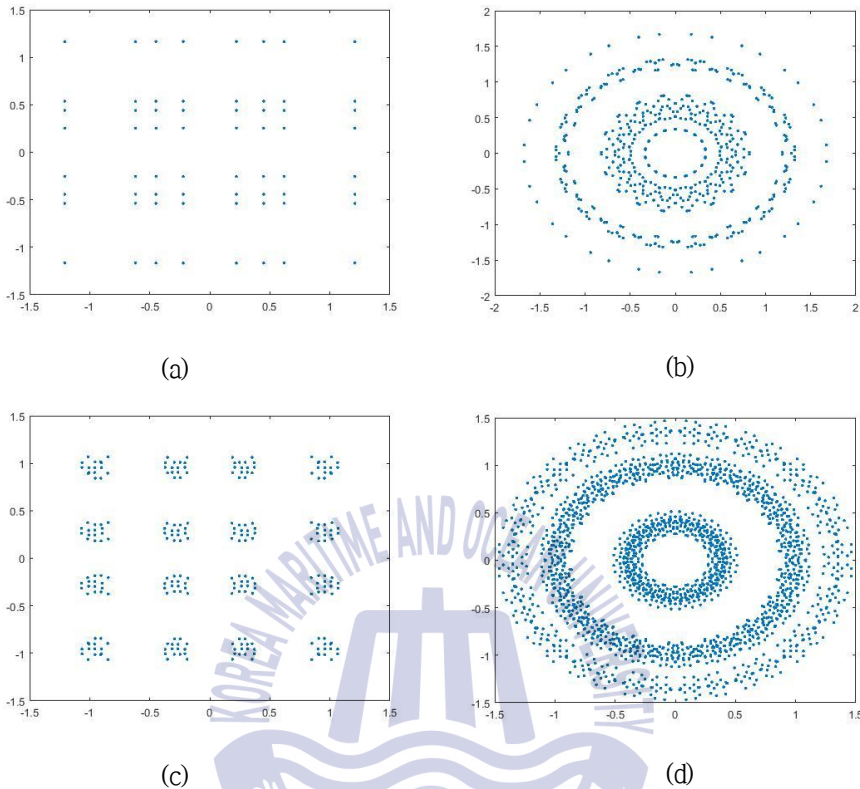


Fig. 9 Constellation of  $z_i$  for 16QAM

(a)  $Z_{2i}(\theta = 0^\circ)$ , (b)  $Z_{2i+1}(\theta = 0^\circ)$ , (c)  $Z_{2i}(\theta = 5^\circ)$ , (d)  $Z_{2i+1}(\theta = 5^\circ)$





**Fig. 10** Constellation of  $s_i$  for 16QAM

(a)  $S_{2i}(\theta = 0^\circ)$ , (b)  $S_{2i+1}(\theta = 0^\circ)$ , (c)  $S_{2i}(\theta = 5^\circ)$ , (d)  $S_{2i+1}(\theta = 5^\circ)$

프리코더를 지난 셀들은 프레임/인터리빙 블록을 거친다. 프레임/인터리빙 블록은 시간 인터리빙 (time interleaving), 프레임, 주파수 인터리빙 (frequency interleaving)의 세부 블록으로 구성된다.

시간 인터리빙은 컨벌루션 시간 인터리버 모드 (CTI mode: convolutional time interleaver mode) 또는 하이브리드 시간 인터리버 모드 (hybrid time interleaver mode)를 사용하거나 사용하지 않을 수 있다. 시간 인터리버 모드에 대한 정보는 L1-Detail 시그널링 필드 L1D-plp\_TI\_mode에 실려 있다.

프레임 블록은 심볼로 구성된 여러 개의 물리계층 파이프 (PLP: physical layer pipe)를 프레임 심볼로 출력한다. 부 프레임은 시간과 주파수 영역으로 표현된다. 부

프레임의 주파수 영역은 부반송파 (subcarrier)가 모든 영역을 사용한다. 시간 영역에서는 정수 개의 OFDM 심볼로 구성된다.

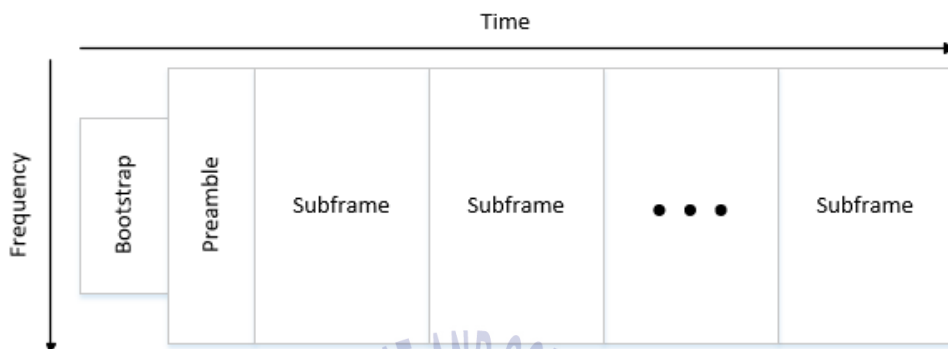


Fig. 11 ATSC 3.0 frame

Fig. 11은 ATSC 3.0 프레임을 나타낸 것이다. 부트스트랩, 프리앰블, 그리고 부프레임들로 구성된다. 프레임링을 지난 셀들은 Fig. 11과 같이 재구성된 후 주파수 인터리버 블록을 통과한다.

주파수 인터리버는 하나의 OFDM 심볼 내 데이터 셀에 대하여 동작하며 부 프레임 경계 심볼과 데이터 심볼에 있는 데이터 셀 또한 인터리빙 될 수 있다.

프레이밍/인터리빙 블록을 거친 셀들에 대하여 파일럿 삽입을 한다.

## 2.4 SISO 파일럿 삽입

OFDM 프레임의 파일럿들은 송수신부에 알려진 정보를 이용하여 증폭 및 변조되며 채널 동기, 채널 추정, 위상 잡음 추정 등으로 이용될 수 있다. 규격에 정의된 파일럿의 종류는 총 6가지이며 이는 프리앰블 파일럿 (preamble pilot), 분산 파일럿 (scattered

pilot), 추가 연속 파일럿 (additional continual pilot), 엣지 파일럿 (edge pilot), 부 프레임 경계 파일럿 (subframe boundary pilot), 공통 연속 파일럿 (common continual pilot)이다. 이 파일럿들은 종류에 따라 다른 심볼 타입에 적용될 수 있다 [3].

Table 2 Pilot types can be applied to symbol types

	Preamble	Data	Subframe boundary
Preamble pilot	●		
Scattered pilot		●	
Additional continual pilot		●	●
Edge pilot		●	●
Subframe boundary pilot			●
Common continual pilot	●	●	●

Table 2는 심볼 타입에 적용될 수 있는 파일럿 타입을 나타낸 것이다. 프리앰블 심볼 타입의 경우 프리앰블 파일럿과 공통 연속 파일럿을 사용한다. 데이터 심볼 타입의 경우에는 프리앰블 파일럿과 부 프레임 경계 파일럿을 제외한 모든 파일럿이 사용된다. 부 프레임 경계 심볼에는 프리앰블 파일럿과 분산 파일럿을 제외한 나머지 파일럿이 사용된다. 분산 파일럿의 위치는  $k \bmod(D_X \cdot D_Y) = D_X(l \bmod D_Y)$ 을 만족시키는 k번째 부반송파에 위치한다. 여기서,  $D_X$ 와  $D_Y$ 는 각각 파일럿 간 부반송파 이격 거리와 OFDM 심볼 간격을 의미한다.

SISO 시스템에서 분산 파일럿 패턴은 SPa\_b로 정의된다. 여기서,  $a=D_X$ ,  $b=D_Y$ 를 의미하며 FFT 크기 및 보호 구간을 고려한 분산 파일럿 패턴을 Table 3에 나타내었다. FFT 크기가 커질수록 파일럿의 간격이 넓어지는 것을 알 수 있다. 고정된 대역폭 하에서 FFT 크기가 증가하면 부반송파 간격이 줄어들게 된다. 분산 파일럿 사이의 실제 주파수 간격을 유지하기 위하여 FFT 크기가 증가할수록 분산 파일럿 패턴이 넓어진다. 또한 보호 구간 (guard interval: GI)이 커질수록 파일럿의 간격이 좁아지는 것을 알 수 있다. 이는 딜레이가 커질수록 주파수 선택적 채널임을 고려하여 채널 추정을 더 잘하기 위함이다.

**Table 3** Scattered pilot pattern for each combination of FFT size and GI length

GI	Samples	FFT size(=8K)	FFT size(=16K)	FFT size(=32K)
GI1_192	192	SP32_2, SP32_4, SP16_2, SP16_4	SP32_2, SP32_4	SP32_2
GI2_384	384	SP16_2, SP16_4, SP8_2, SP8_4	SP32_2, SP32_4, SP16_2, SP16_4	SP32_2
GI3_512	512	SP12_2, SP12_4, SP6_2, SP6_4	SP24_2, SP24_4, SP12_2, SP12_4	SP24_2
GI4_768	768	SP8_2, SP8_4, SP4_2, SP4_4	SP16_2, SP16_4, SP8_2, SP8_4	SP32_2, SP16_2
GI5_1024	1024	SP6_2, SP6_4, SP3_2, SP3_4	SP12_2, SP12_4, SP6_2, SP6_4	SP24_2, SP12_2
GI6_1536	1536	SP4_2, SP4_4	SP8_2, SP8_4, SP4_2, SP4_4	SP16_2, SP8_2
GI7_2048	2048	SP3_2, SP3_4	SP6_2, SP6_4, SP3_2, SP3_4	SP12_2, SP6_2
GI8_2432	2432	N/A	SP6_2, SP6_4, SP3_2, SP3_4	SP12_2, SP6_2
GI9_3072	3072	N/A	SP4_2, SP4_4	SP8_2, SP3_2
GI10_3648	3648	N/A	SP4_2, SP4_4	SP8_2, SP3_2
GI11_4096	4096	N/A	SP3_2, SP3_4	SP6_2, SP3_2
GI12_4864	4864	N/A	N/A	SP6_2, SP3_2

분산 파일럿은 수식 (5)와 같이 변조된다.

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \cdot A_{SP}(1/2 - r_k) \quad (5)$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

여기서,  $m, l, k$ 는 각각 부 프레임, 심볼, 부반송파 인덱스를 나타내며 모든 프레임과 OFDM 심볼에 대해서 동일한 PN 수열 (PN sequence)  $r_k$ 를 사용하여 생성된다.  $A_{sp}$ 는

분산 파일럿의 크기를 나타내며 시그널링 정보 L1D-scattered\_pilot\_boost로부터 알 수 있다.

PN 수열  $r_k$ 를 생성하기 위하여 사용되는 PN 수열 발생기의 블록도를 Fig. 12에 나타내었다. PN 수열 발생기  $G(\alpha)$ 는 수식 (6)으로 정의되며 초기 값은 0000000011011이다[3].

$$G(\alpha) = 1 + \alpha^9 + \alpha^{10} + \alpha^{12} + \alpha^{13} \quad (6)$$

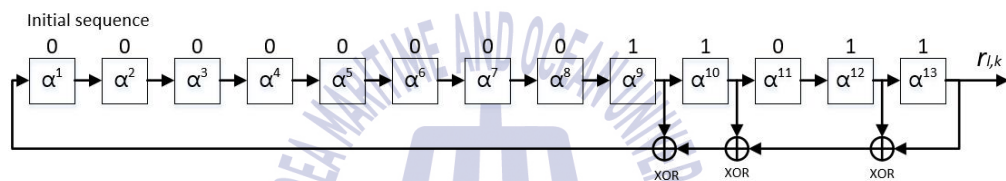


Fig. 12 PN sequence generator

SISO 시스템에서 연속 파일럿은 프리앰블 심볼, 부 프레임 경계 심볼 및 프레임 내 각 심볼에 변조되어 사용되며 공통 연속 파일럿과 추가 연속 파일럿으로 나뉜다. 추가 연속 파일럿은 데이터 심볼내 유효 데이터 부반송파 개수를 일정하게 유지하게 하기 위하여 삽입된다. 공통 연속 파일럿은 분산 파일럿과 겹치지 않도록 설계되었다. 연속 파일럿의 크기는  $A_{CP}$ 로 나타내며 모든 FFT 크기에 대하여 동일하게 2.67의 값을 가진다. 연속 파일럿은 수식 (7)과 같이 분산 파일럿과 유사하게 변조된다.

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \cdot A_{CP}(1/2 - r_k) \quad (7)$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

SISO 시스템에서 엿지 파일럿은 프리앰블 심볼을 제외한 모든 심볼에 적용되며, 수식 (8)과 같이 분산 파일럿과 동일하게 변조된다.

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \cdot A_{SP}(1/2 - r_k) \quad (8)$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

SISO 시스템에서 프리앰블 파일럿은  $k \bmod D_X = 0$ 을 만족하며 동일한 프레임의 첫 번째 부 프레임에 삽입되는 분산 파일럿의  $D_X$ 값에 비해 같거나 작은 값이 사용된다. 프리앰블 파일럿의 패턴에서 심볼간 이격 거리는 1이며 부반송파 이격 거리는 시그널링 정보 `preamble_structure`에 의해 수신부에 전달된다.

프리앰블 파일럿의 변조는 수식 (9)와 같이 이루어지며 프리앰블 파일럿의 크기는  $A_{Preamble}$ 로써 Table 4에 정의되어 있다.

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \cdot A_{Preamble}(1/2 - r_k) \quad (9)$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

부 프레임 경계 심볼 파일럿의 크기는 분산 파일럿 크기와 같은  $A_{SP}$ 를 사용하며 위치는  $k \bmod D_X = 0$ 을 만족하는 상대적 부반송파 인덱스에 위치한다. 또한  $D_X$ 는 분산 파일럿에 정의한 값을 이용하며 부반송파의 첫 번째와 마지막번째 인덱스에는 엿지 파일럿이 위치한다. 부 프레임 경계 심볼 파일럿의 변조는 수식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \cdot A_{SP}(1/2 - r_k) \quad (10)$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

**Table 4** Power(dB) and amplitudes of the preamble pilot

FFT Size	GI Length (samples)	$D_x$	Power (dB)	$A_{preamble}$
8K	192	16	5.3	1.841
8K	384	8	3.6	1.514
8K	512	6	2.9	1.396
8K	768	4	1.8	1.230
8K	1024	3	0.9	1.109
8K	1536	4	1.8	1.230
8K	2048	3	0.9	1.109
16K	192	32	6.8	2.188
16K	384	16	5.3	1.841
16K	512	12	4.6	1.698
16K	768	8	3.6	1.514
16K	1024	6	2.9	1.396
16K	1536	4	2.1	1.274
16K	2048	3	1.3	1.161
16K	2432	3	1.3	1.161
16K	3072	4	2.1	1.274
16K	3648	4	2.1	1.274
16K	4096	3	1.3	1.161
32K	192	32	6.8	2.188
32K	384	32	6.8	2.188
32K	512	24	6.2	2.042
32K	768	16	5.3	1.841
32K	1024	12	4.6	1.698
32K	1536	8	4.0	1.585
32K	2048	6	3.2	1.445
32K	2432	6	3.2	1.445
32K	3072	8	4.0	1.585
32K	3072	3	1.3	1.161
32K	3648	8	4.0	1.585
32K	3648	3	1.3	1.161
32K	4096	3	1.3	1.161
32K	4864	3	1.3	1.161

Fig. 13은 FFT 크기가 8K인 SISO 시스템의 부 프레임에 삽입된 SP6\_4 패턴의 파일럿의 예시를 나타낸다. 첫 번째부터 세 번째 OFDM 심볼에는 프리앰블 파일럿이 삽입되며 부반송과 간격은 6이다. 부반송과 경계 파일럿이 삽입된 이후 심볼에는 분산 파일럿이 삽입된다. 또한 부반송과의 처음과 끝에는 엷지 파일럿이 위치한다. SP6\_4패턴을 적용하였을 때 FFT 크기가 8K이면 추가 연속 파일럿과 겹치는 분산 파일럿 인덱스는 1734, 2892, 5730으로 총 3개이다. 이 3개의 파일럿을 사용함으로써 매 데이터 심볼내 유효 데이터 부반송과 개수가 일정하도록 만든다.





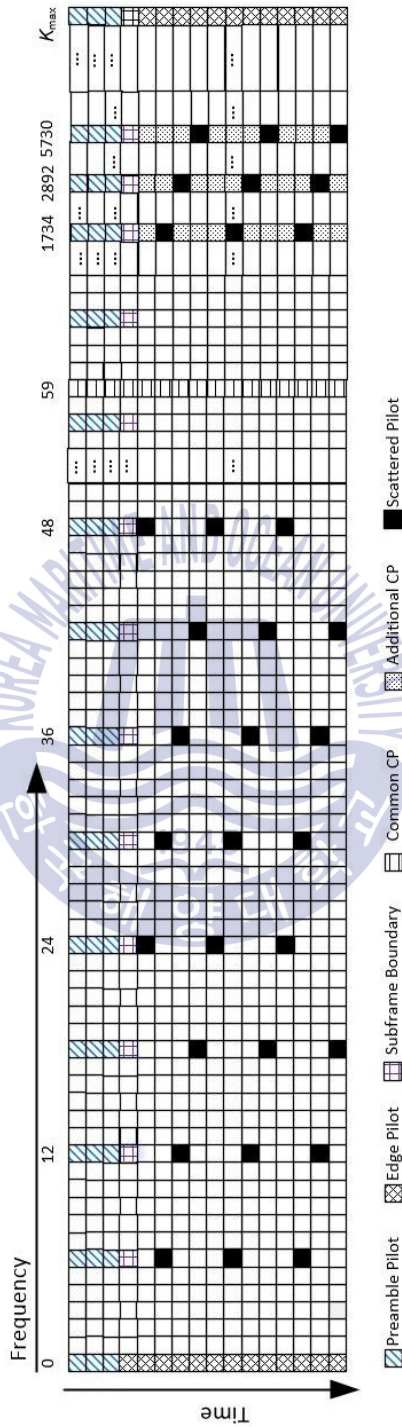


Fig. 13 SISO pilot insertion

## 2.5 2x2 MIMO 파일럿 삽입

MIMO 시스템에서 적용되는 분산 파일럿 패턴은 SISO에서 정의된 분산 파일럿 패턴에 기반하여 정의된다. MIMO 시스템에서 분산 파일럿 패턴은 MPa\_b로 정의되며, a와 b는 SISO와 동일한 의미로 정의된다. 파일럿 패턴에 따른 전력 크기는 SISO와 동일하게 L1 시그널링 값에 따라 정의된다[3]. 또한 FFT 크기와 보호구간을 고려하여 적용되는 분산 파일럿 패턴은 Table 5와 같다. N/A라고 표기되어 있는 부분은 표준에서 지원하지 않는다.

MIMO 시스템에 적용되는 분산 파일럿, 추가 연속 파일럿, 엣지 파일럿, 부 프레임 경계 파일럿의 경우에는 한쪽 안테나에서만 크기와 위상을 변형하며 공통 연속 파일럿의 경우에는 각 안테나에 SISO와 동일하게 적용된다. MIMO 시스템에 적용되는 파일럿 인코딩 방법은 모두 두 가지가 있으며 Walsh-Hadamard 인코딩 방법, 널 파일럿 인코딩 방법이 있다. 파일럿 인코딩 방법의 선택은 L1 시그널링 정보에 포함되어 있으며 전체 프레임에 대해서 동일한 파일럿 인코딩 방법이 적용된다.

Walsh-Hadamard 인코딩 방법에서 안테나 1은 SISO와 동일하게 파일럿이 생성되어 삽입되고, 안테나 2는 전체 파일럿을 2개의 그룹(각각 그룹 1, 그룹 2)으로 나누어 그룹에 따라 삽입되는 파일럿의 부호를 반전한다. 여기서, 부호가 변화하지 않는 파일럿들은 그룹 1에 속하고, 부호가 변화하는 파일럿들은 그룹 2에 속하게 된다. 분산 파일럿, 추가 연속 파일럿, 엣지 파일럿, 부 프레임 경계 파일럿에 대하여 그룹 2에 속한 파일럿의 부호를 안테나 1과 동일한 부반송파 인덱스에 위치하는 파일럿에 비해 부호를 반전시킨다.

수식 (11)은 Walsh-Hadamard 인코딩 방법을 사용하여 생성되는 안테나 2로 전송되는 그룹 1과 그룹 2의 분산 파일럿을 나타낸다.

$$\operatorname{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \cdot (-1)^{k/D_x} \cdot A_{SP}(1/2 - r_k) \quad (11)$$

$$\operatorname{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

**Table 5** Allowed scattered pilot pattern for each combination of FFT size and guard interval pattern in MIMO mode

GI	Samples	FFT size(=8K)	FFT size(=16K)	FFT size(=32K)
GI1_192	192	MP32_2, MP32_4, MP16_2, MP16_4	MP32_2, MP32_4	MP32_2
GI2_384	384	MP16_2, MP16_4, MP8_2, MP8_4	MP32_2, MP32_4, MP16_2, MP16_4	MP32_2
GI3_512	512	MP12_2, MP12_4, MP6_2, MP6_4	MP24_2, MP24_4, MP12_2, MP12_4	MP24_2
GI4_768	768	MP8_2, MP8_4, MP4_2, MP4_4	MP16_2, MP16_4, MP8_2, MP8_4	MP32_2, MP16_2
GI5_1024	1024	MP6_2, MP6_4, MP3_2, MP3_4	MP12_2, MP12_4, MP6_2, MP6_4	MP24_2, MP12_2
GI6_1536	1536	MP4_2, MP4_4	MP8_2, MP8_4, MP4_2, MP4_4	MP16_2, MP8_2
GI7_2048	2048	MP3_2, MP3_4	MP6_2, MP6_4, MP3_2, MP3_4	MP12_2, MP6_2
GI8_2432	2432	N/A	MP6_2, MP6_4, MP3_2, MP3_4	MP12_2, MP6_2
GI9_3072	3072	N/A	MP4_2, MP4_4	MP8_2, MP3_2
GI10_3648	3648	N/A	MP4_2, MP4_4	MP8_2, MP3_2
GI11_4096	4096	N/A	MP3_2, MP3_4	MP6_2, MP3_2
GI12_4864	4864	N/A	N/A	MP6_2, MP3_2

여기서,  $D_X$ 는 분산 파일럿의 부반송과간 이격 거리를 의미하고,  $A_{sp}$ 는 분산 파일럿의 크기를 나타낸다. 파일럿 부반송과의 위치가  $D_X$ 의 홀수 배에 해당하는 경우 분산 파일럿의 부호가 음으로 바뀌게 된다.

Walsh-Hadamard 인코딩 방법을 이용한 안테나 2로 전송되는 그룹 1과 그룹 2의 추가 연속 파일럿 생성 방법은 다음과 같다.

$$\operatorname{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \cdot (-1)^{k/D_X} \cdot A_{SP}(1/2 - r_k) \text{ for } k \bmod D_X = 0 \quad (12)$$

$$\operatorname{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \cdot A_{CP} \cdot (1/2 - r_k) \quad \textit{otherwise}$$

$$\operatorname{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

분산 파일럿의 부반송과 인덱스에 위치하는 추가 연속 파일럿의 경우 파일럿의 부호를 반전시키고 나머지는 부호를 반전하지 않는다.

Walsh-Hadamard 인코딩 방법을 이용한 엷지 파일럿 삽입은 수식 (13)과 같이 수행된다.

$$\operatorname{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \cdot (-1)^l \cdot A_{SP}(1/2 - r_k) \quad (13)$$

$$\operatorname{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

엷지 파일럿은 프레임의 홀수 번째 OFDM 심볼의 경우에만 부호를 반전시킨다.

Walsh-Hadamard 인코딩 방법을 이용한 부 프레임 경계 파일럿 삽입은 분산 파일럿과 동일하며 수식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2 \cdot (-1)^{k/D_x} \cdot A_{SP}(1/2 - r_k) \quad (14)$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

Fig. 14는 Walsh hadamard 인코딩 방법을 사용하여 안테나 1과 안테나 2의 부프레임에 파일럿 삽입만을 나타낸 예시이다. FFT 크기는 8K이며 파일럿 패턴은 MP6\_4이다. 분산 파일럿은 그룹 1과 그룹 2로 나뉜다. 수식 (10)으로부터 그룹 1의 분산 파일럿의 부반송파 인덱스는 6, 18, 30, ... 이며 그룹 2의 분산 파일럿의 부반송파 인덱스는 12, 24, 36, ...으로 나타난다. 이 중 안테나 2의 그룹2에 해당되는 분산 파일럿의 부호가 반대가 된다. 분산 파일럿의 심볼간 이격 거리는 SISO의 분산 파일럿과 동일하다. 추가 연속 파일럿과 겹치는 분산 파일럿 인덱스는 FFT 크기에 따라서 달라지며 Table 6에 나타내었다[3].

**Table 6** Additional scattered pilot bearing continual pilot relative carrier indices for each FFT size and scattered pilot pattern combination[3]

Pilot pattern	FFT size(=32K)	FFT size(=16K)	FFT size(=8K)
MP3_2	6939	3471	1731
MP3_4	N/A	3471,5778,11469	1731,2886,5733
MP4_2	N/A	3460	1732
MP4_4	N/A	3460,5768,11452	1732,2888,5724
MP6_2	6942	3462	1734
MP6_4	N/A	3462,5772,11466	1734,2892,5730
MP8_2	6920	3464	1736
MP8_4	N/A	3464,5776,11448	1736,2896,5720
MP12_2	6924	3468	1740
MP12_4	N/A	3468,5784,11460	1740,2904,5748
MP16_2	6928	3472	1744
MP16_4	N/A	3472,5792,11440	1744,2912,5744
MP24_2	6936	3480	N/A
MP24_4	N/A	3480,5808,11496	N/A
MP32_2	6944	3488	1696
MP32_4	N/A	3488,5824,11488	1696,2880,5728

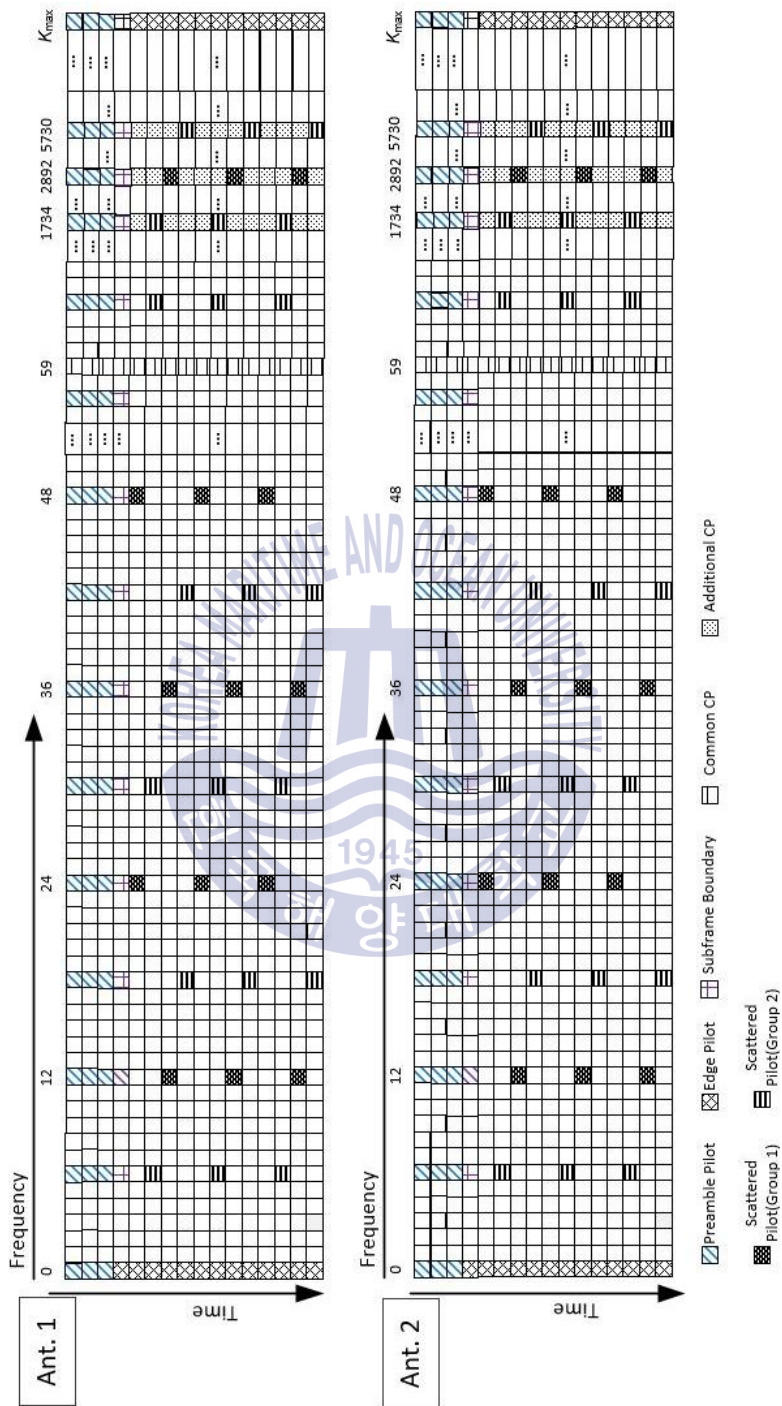


Fig. 14 MIMO pilot insertion (Walsh Hadamard)

널 파일럿 인코딩은 Walsh-Hadamard 방법과는 다르게 파일럿의 전송 전력을 다르게 하여 전송하는 방법이다. 파일럿에 해당하는 부반송파를 두 개의 그룹 (그룹 1과 그룹 2)으로 나누어 안테나 1에서 그룹 1의 부반송파에는 파일럿을 3dB 부스팅 (boosting)하여 전송하고, 그룹 2의 부반송파에는 어떤 신호도 전송하지 않는다. 반면, 안테나 2에서는 그룹 1의 부반송파는 안테나 1과 겹치지 않도록 아무런 신호도 전송하지 않고, 그룹 2의 부반송파에만 파일럿을 3dB 부스팅하여 전송한다. 즉, 널 파일럿 인코딩은 두 개의 안테나에 서로 동시에 겹치지 않도록 파일럿을 배치하는 방식이다.

안테나 1에 대한 널 파일럿 인코딩 방식의 그룹 1과 그룹 2의 분산 파일럿은 수식 (15)와 같이 만들어진다.

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = \sqrt{2} \cdot (1 + (-1)^{k/D_x D_y + (D_y - 1)l/D_y}) \cdot A_{SP}(1/2 - r_k) \quad (15)$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

반면, 안테나 2에 대한 널 파일럿 인코딩 방식의 그룹 1과 2의 분산 파일럿은 수식 (16)과 같이 만들어진다.

$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = \sqrt{2} \cdot (1 + (-1)^{k/D_x D_y + (D_y - 1)l/D_y + 1}) \cdot A_{SP}(1/2 - r_k) \quad (16)$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0$$

널 파일럿 인코딩에 대한 엿지 파일럿과 부 프레임 경계 파일럿은 Walsh-Hadamard 인코딩 방식이 그대로 적용된다.

Fig. 15는 안테나 1과 안테나 2의 부 프레임에 삽입되는 널 파일럿의 예시이다. FFT 크기는 8K, 파일럿 패턴은 MP6\_4로 Fig. 8에 나타낸 부 프레임 구성과 동일하며 그룹

1과 그룹 2의 분산 파일럿 배치 또한 동일하다. 널 파일럿 특성상 안테나 1에서 그룹 2에 해당하는 분산 파일럿의 전력을 0으로 하면 안테나 2의 그룹1에 해당하는 분산 파일럿의 전력이 0이 된다. Fig. 15는 실질적으로 전력 0의 파일럿을 제외한 나머지 파일럿들을 나타낸 것이다. 부 프레임 경계 파일럿 또한 분산 파일럿과 동일하므로 안테나 1의 그룹 2와 안테나 2의 그룹 1의 부 프레임 경계 파일럿의 전력은 0이 된다.





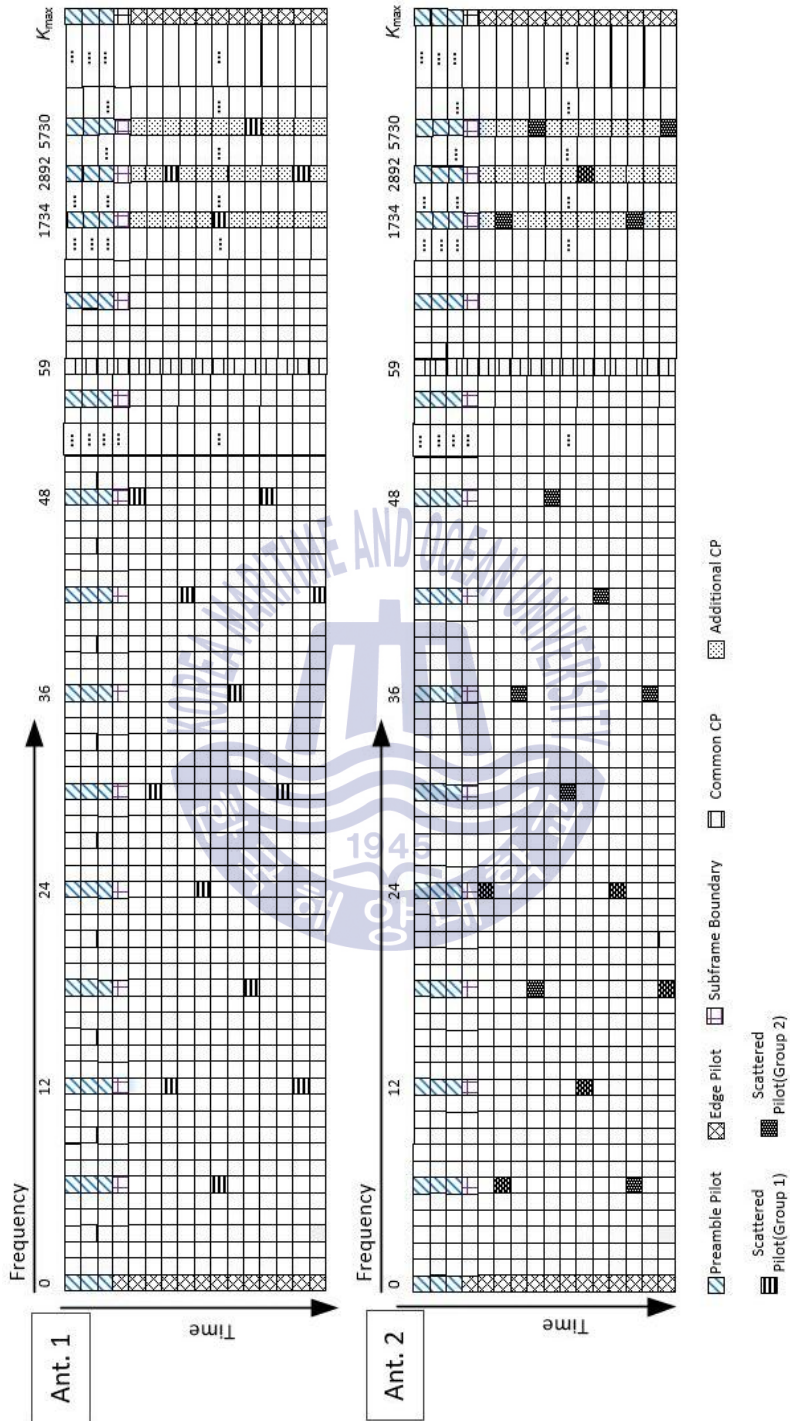


Fig. 15 MIMO pilot insertion (Null-Pilot)

파일럿이 삽입된 이후 프레임은 IFFT 블록을 지나 시간영역의 신호로 표현된다. 또한 시간 영역의 신호에서 인접 심볼 간섭 (ISI : inter symbol interference)의 영향을 최소화하기 위하여 보호 구간을 삽입한다.

보호 구간 삽입이 끝난 프레임 심볼들은 부트스트랩 신호가 합쳐져 송신된다. 부트스트랩은 다수의 심볼로 구성되며 신호 감지, 기본적 동기 검출, 주파수 오프셋 추정, 초기 채널 추정에 이용되며 프리앰블 복조를 위한 정보 또한 들어있다. 또한 송신 시 송신기의 전체 전력은 SISO와 동일하게 하며 이에 따라 각 안테나에서의 전력은 전체 송신 전력의 절반이 된다.



## 제 3 장 ATSC 3.0 2x2 MIMO 수신기

### 3.1 ATSC 3.0 2x2 MIMO 수신기 개요

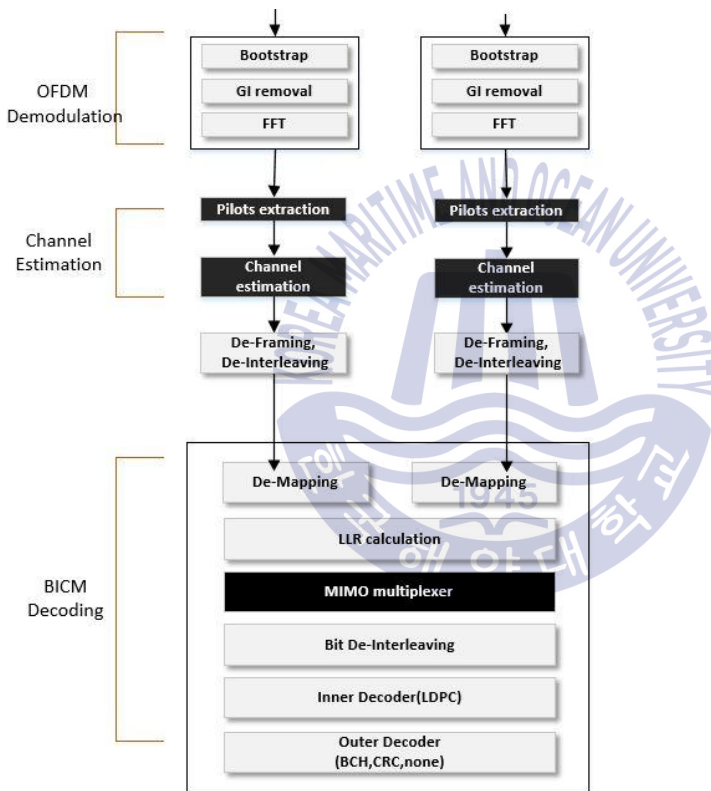


Fig. 16 2x2 MIMO Receiver Structure

Fig. 16은 제안하는 2x2 MIMO 수신기 구조를 나타낸다. 2x2 MIMO 수신기는 크게 OFDM 복조 과정과 MIMO 채널 추정, BICM 디코딩 부분으로 나뉜다. 송신 신호는 채널을 거쳐 수신기에 수신되며, 수신된 신호는 FFT (fast Fourier transform) 과정을

거쳐 주파수 영역으로 표현이 가능하다. 본 논문에서는 송수신기 사이의 동기가 완벽하다고 가정한다. FFT 이후 수신 신호의 주파수 영역 신호는 Fig. 17과 같이 표현될 수 있다[9].

### 3.2 2x2 MIMO 채널

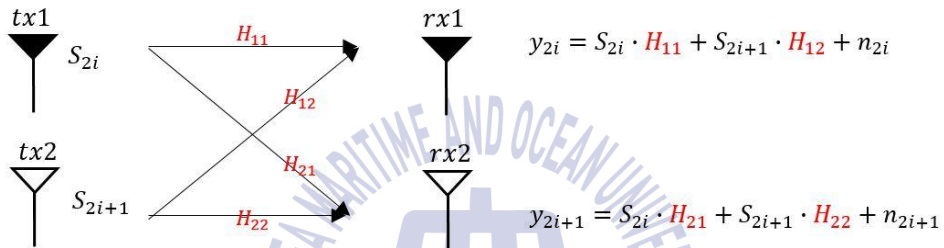


Fig. 17 Received signal model in the frequency domain

송신 안테나 1과 2에서  $i$ 번째 송신 벡터  $\mathbf{s}_i = (S_{2i}, S_{2i+1})$ 가 전송될 때 수신 신호  $y_{2i}$ 와  $y_{2i+1}$ 는 수식 (17)과 같이 벡터로 나타낼 수 있다[10].

$$\mathbf{y}_i = \begin{bmatrix} y_{2i} \\ y_{2i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{2i} \\ S_{2i+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{2i} \\ n_{2i+1} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$= \mathbf{H}\mathbf{s}_i + \mathbf{n}_i$$

여기서,  $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix}$ 는 2x2 채널 행렬 (channel matrix)을 나타내고,  $H_{m_r, m_t}$ 은  $m_t$ 번째 송신 안테나와  $m_r$ 번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 나타낸다.

또한,  $\mathbf{n}_i = [n_{2i} \ n_{2i+1}]^T$ 는 잡음 벡터이고,  $n_{2i}$ ,  $n_{2i+1}$ 은 가산 백색 가우시안 잡음

(additive white Gaussian noise: AWGN)을 나타낸다.

수식 (1), (2), (3)을 이용하여 FFT 이후 수신 신호  $y_{2i}$ 와  $y_{2i+1}$ 를 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_{2i} \\ y_{2i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}\{X_{2i}\cos\theta + X_{2i+1}\sin\theta\} + j \cdot \text{Im}\{X_{2i}\sin\theta - X_{2i+1}\cos\theta\} \\ (\text{Re}\{X_{2i}\sin\theta - X_{2i+1}\cos\theta\} + j \cdot \text{Im}\{X_{2i}\cos\theta + X_{2i+1}\sin\theta\})e^{j\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{2i} \\ n_{2i+1} \end{bmatrix} \quad (18)$$

### 3.3 2x2 MIMO 채널 추정

수신기에서는 인접한 OFDM 심볼 및 부반송파의 분산 파일럿들을 이용하여 채널을 추정한다. 인접한 OFDM 심볼 및 분산 파일럿 부반송파에 대해서 채널이 거의 일정한 준정상 (quasi-static) 채널을 가정한다. 그러면, 그룹 1의 파일럿과 인접한 그룹 2의 파일럿에 대한 수신 신호를 각각  $y_{G_1,2q}$ ,  $y_{G_2,2q+1}$ 라고 하고, 파일럿 값을 각각  $p_{G_1,2q}$ ,  $p_{G_2,2q+1}$ 라고 하면 수신 신호는 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_{G_1,2q} \\ y_{G_2,2q+1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (H_{m_r,1} + H_{m_r,2})p_{G_1,2q} \\ (H_{m_r,1} - H_{m_r,2})p_{G_2,2q+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{G_1,2q} \\ n_{G_2,2q+1} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} p_{G_1,2q} & p_{G_1,2q} \\ p_{G_2,2q+1} & -p_{G_2,2q+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{m_r,1} \\ H_{m_r,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{G_1,2q} \\ n_{G_2,2q+1} \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{P} \begin{bmatrix} H_{m_r,1} \\ H_{m_r,2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{G_1,2q} \\ n_{G_2,2q+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

여기서, 행렬  $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{G_1,2q} & p_{G_1,2q} \\ p_{G_2,2q+1} & -p_{G_2,2q+1} \end{bmatrix}$ 는 직교 (orthogonal) 행렬이고  $\mathbf{P}^T\mathbf{P} = (A_{SP}^2)\mathbf{I}$ 와

같으며  $\mathbf{I}$ 는  $2 \times 2$  단위행렬이다. 그러면, 다음과 같이 채널 추정이 가능하다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{H}_{m_r,1} \\ \hat{H}_{m_r,2} \end{bmatrix} &= (1/A_{SP}^2) \mathbf{P}^T \begin{bmatrix} y_{G_1,2q} \\ y_{G_2,2q+1} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} H_{m_r,1} \\ H_{m_r,2} \end{bmatrix} + (1/A_{SP}^2) \mathbf{P}^T \begin{bmatrix} n_{G_1,2q} \\ n_{G_2,2q+1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

다음으로 널 파일럿 인코딩 방법의 경우에는 두 개의 송신 안테나 중 항상 어느 한 쪽의 파일럿 전력이 0이기 때문에 주어진 시간 및 주파수에 대해 다른 송신 안테나가 간섭으로 작용하지 않는다.

Fig. 15와 같이 송신 안테나 1에서 분산 파일럿 그룹 2의 전력을 0으로 하였을 때 안테나 2에서는 분산 파일럿 그룹 1의 전력을 0으로 한다. 수신 안테나 1에서 수신된 그룹 1의 분산 파일럿은  $H_{11}$ 을 지난 안테나 1의 그룹 1에 해당하는 분산 파일럿이다. 또한 수신 안테나 1에서 수신된 그룹 2의 분산 파일럿은  $H_{12}$ 를 지난 안테나 2의 그룹 2에 해당하는 분산 파일럿이다. 이와 같이 수신 안테나 2에서 수신된 그룹 1의 분산 파일럿은  $H_{21}$ 을 지난 송신 안테나 1의 그룹 1에 해당하는 분산 파일럿이고 수신 안테나 2에서 수신된 그룹 2에 해당되는 분산 파일럿은  $H_{22}$ 를 지난 송신 안테나 2의 그룹 2에 해당하는 분산 파일럿이다.

수신된 분산 파일럿들은 송신된 분산 파일럿으로부터 구할 수 있으며 수식 (21)과 같이 나타낼 수 있다. 안테나  $m_r$ 에서 수신된 파일럿을  $\mathbf{y}_{m_r} = [y_{m_r,G_1,w} \ y_{m_r,G_2,w}]^T$ 라고 하였을 때  $y_{m_r,G_1,w}$ 와  $y_{m_r,G_2,w}$ 는 널 파일럿의 그룹 1, 2의 분산 파일럿이며  $G_{1,w}$ 와  $G_{2,w}$ 는  $w$ 번 째 심볼에서 그룹 1, 2에 해당하는 분산 파일럿 인덱스이다.  $w$ 는 심볼 인덱스이다.

$$\begin{aligned} y_{m_r,G_1,w} &= H_{m_r,1} \cdot p_{G_1,w} + n_w \\ y_{m_r,G_2,w} &= H_{m_r,2} \cdot p_{G_2,w} + n_w \end{aligned} \quad (21)$$

그러므로 채널 이득을 구하기 위하여 최소 제곱 추정법 (least square estimation)을 사용하면 수식 (22)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \hat{H}_{m,r,1} &= \frac{y_{m,r,G_{1,w}}}{p_{G_{1,w}}} \\
 &= H_{m,r,1} + \frac{n_w}{p_{G_{1,w}}} \\
 \hat{H}_{m,r,2} &= \frac{y_{m,r,G_{2,w}}}{p_{G_{2,w}}} \\
 &= H_{m,r,2} + \frac{n_w}{p_{G_{2,w}}}
 \end{aligned} \tag{22}$$

각 파일럿 부반송파의 채널 이득을 추정한 후 시간 영역 및 주파수 영역 보간 (interpolation)을 통하여 전체 채널을 추정할 수 있다. 본 논문에서는 구체적인 채널 추정 방법에 대해서는 다루지 않는다.

### 3.4 LLR 계산

수신 벡터  $\mathbf{y}_i$ 에 대해서  $n$  번째 비트의 LLR 값은 다음과 같이 주어진다.

$$LLR(b_i^n) = \ln \left\{ \frac{P(b_i^n = 0 | \mathbf{y}_i, \mathbf{H})}{P(b_i^n = 1 | \mathbf{y}_i, \mathbf{H})} \right\} \tag{23}$$

최적의 ML (maximum likelihood) 메트릭을 얻기 위하여 수식 (23)은 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$LLR(b_i^n) = \frac{1}{\sigma^2} \left\{ \ln \left\{ \sum_{\tilde{\mathbf{s}}_i \in \chi_{s_i,0}^n} \|\mathbf{y}_i - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{s}}_i\|^2 \right\} - \ln \left\{ \sum_{\tilde{\mathbf{s}}_i \in \chi_{s_i,1}^n} \|\mathbf{y}_i - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{s}}_i\|^2 \right\} \right\} \quad (24)$$

여기서,  $\sigma^2$ 은 잡음의 분산을 나타내고,  $\chi_{s_i,0}^n$ 과  $\chi_{s_i,1}^n$ 은 모든 가능한 송신 벡터  $\mathbf{s}_i$ 의  $n$  번째 비트가 각각 0과 1인 벡터들의 집합을 나타낸다.

LLR 계산 결과는 MIMO 역다중화기를 거쳐 하나의 스트림으로 만들어진다. MIMO 역다중화기는 수신된 각 안테나의 신호를 번갈아가며 셀 벡터에 채워놓은 후 하나의 스트림으로 묶는다. 이후 비트 역인터리빙 블록을 지나 내부 부호 및 외부 부호 디코딩을 차례대로 수행함으로써 송신 데이터가 복원된다.





## 제 4 장 전산 실험 결과

앞서 제시한 수신기 구조에 대한 전산 실험을 수행하였다. 본 논문에서 송수신기 사이의 동기는 완벽하다고 가정한다. 전산 실험을 위한 주요 시스템 파라미터는 Table 7과 같다. 본 논문에서는 고정 수신 환경에서 단일 주파수망 (single frequency network: SFN) 채널을 가정한다[11].

Table 7 Simulation main parameter (No correlation)

Outer code coding	BCH	
Inner code encoding	LDPC	
Code length	64800	
Constellation	QPSK	64QAM
Code rate	4/15	10/15
Precoder	Stream combining, IQ interleaving, Phase hopping	
FFT size	32k	
GI pattern	GI7_2048	
Pilot pattern	MP6_2	
Frame length (ms)	92.7	
Channel correlation	No	

서로 다른 두 개의 송신기가 동일한 주파수로 동일한 방송을 서비스하고, 두 개의 방송 커버리지 (coverage)가 겹치는 지역에 수신기가 위치한다고 가정한다. 이 경우, 수신기에서는 동일한 방송 신호가 서로 다른 지연 시간 (delay time) 및 서로 다른 전력으로 신호가 수신된다. 본 논문에서는 이러한 SFN 채널을 모델링하기 위하여 2개의 다중 경로를 갖는 채널로 모델링하였다. ISI가 발생하지 않기 위해서 두 경로의 상대적 지연 시간은 OFDM 심볼의 보호구간보다 짧아야 하기 때문에 보호 구간의 90%로 설정하였다. 실제 채널에서 LOS (line of sight)를 제외한 경로는 감쇠가 있기 때문에 시간 지연된 경로의 평균 전력은 -3dB로 설정하였다.

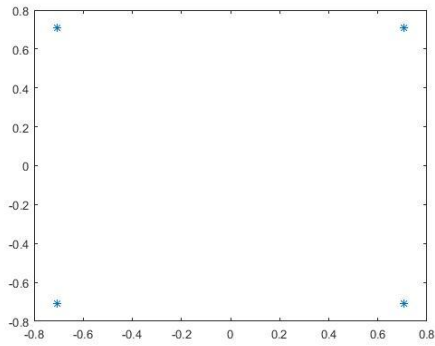
수신 채널 환경이 좋지 않을 때를 고려하여 낮은 부호율 4/15와 성상 차수 QPSK를 사용하여 신호의 세기가 약할 때도 잘 동작하는 상황을 설정하였다. 이와 반대로 수신 채널 환경이 좋을 경우를 고려하여 높은 부호율인 10/15와 성상 차수 64QAM을

사용하여 높은 데이터율을 지원하는 상황을 설정하였다.

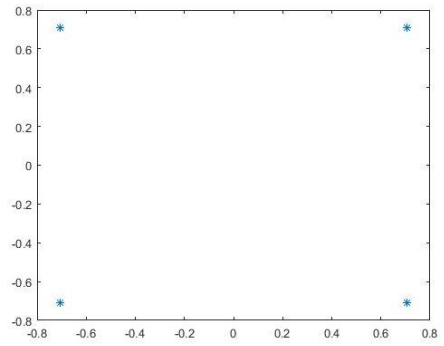
본 전산 실험은 각각 수직/수평 편파된 교차 편파 송수신 안테나를 사용하며[12], 안테나 사이의 상관 (correlation)은 전혀 없다고 가정한다. 또한, 프리앰블의 L1 시그널링 정보는 완벽하게 디코딩된다고 가정하며, 완벽한 채널 추정을 가정한다.

전산 실험에서 사용되는 송신 신호는 Table 7을 바탕으로 생성하였다. Fig. 18은 부호율 4/15, QPSK에 대한 성상을 나타낸 것이다. Fig. 18(a)는 변조 심볼의 홀수 번째 심볼인  $X_{2i}$ 의 성상을 나타낸다. Fig. 18(b)는 변조 심볼의 짝수 번째 심볼인  $X_{2i+1}$ 의 성상을 나타낸다.  $X_{2i}$ 과  $X_{2i+1}$ 는 안테나 1번으로 전송 될 심볼들로 부호율은 4/15이고 QPSK 변조 방식이므로 4개의 성상으로 나타난다. Fig. 19(a) 및 Fig. 19(b)는 프리코딩 이후 심볼의 성상  $S_{2i}$ 과  $S_{2i+1}$ 을 나타낸다. Table 1에 따라 부호율 4/15의 스트림 결합기의 회전 값은  $0^\circ$  이다. 스트림 결합기와 I/Q 인터리빙을 지난  $X_{2i}$ 의 성상과  $X_{2i+1}$ 의 성상이 변하지 않기 때문에 프리코더를 지난  $S_{2i}$ 의 성상은  $X_{2i}$ 와  $X_{2i+1}$ 의 성상과 동일하다.  $S_{2i+1}$ 의 성상은 위상 홉핑에 의해 매 심볼마다 회전되는 성상을 나타내고 있다.

Fig. 20은 부호율 10/15, 64QAM에 대한 성상을 나타낸 것이다. Table 7에 따라 회전 값은  $0^\circ$  이다. 부호율 10/15 64QAM의 성상은 불균일 성상이다. 그러므로 스트림 결합기 이후의 안테나 1과 2의 심볼이 같지만 I/Q 인터리빙 이후 성상  $S_{2i}$ 가  $X_{2i}$ 이나  $X_{2i+1}$ 과 다르다. Fig. 21(b)의  $S_{2i+1}$  또한 위상 홉핑에 의해 매 심볼마다 회전되는 성상을 나타내고 있다.



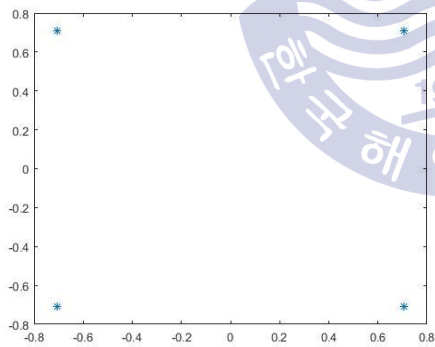
(a)



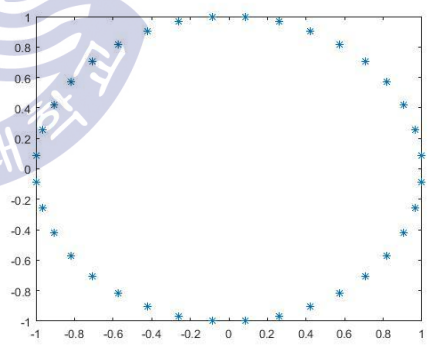
(b)

**Fig. 18** Modulation symbol  $x_i$  constellation (code rate 4/15, QPSK)

(a)  $X_{2i}$  (b)  $X_{2i+1}$



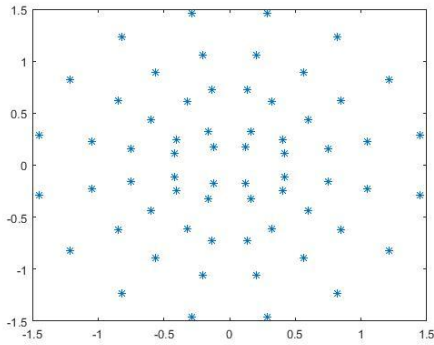
(a)



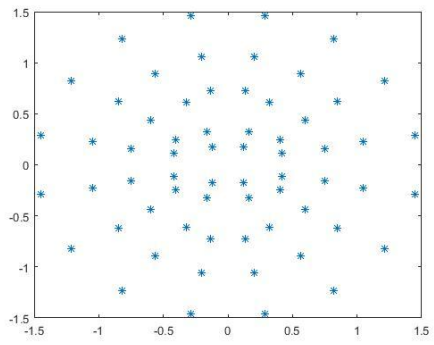
(b)

**Fig. 19** Precoded symbol  $s_i$  constellation (code rate 4/15, QPSK)

(a)  $S_{2i}$  (b)  $S_{2i+1}$



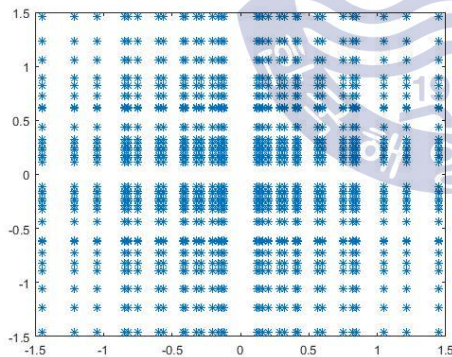
(a)



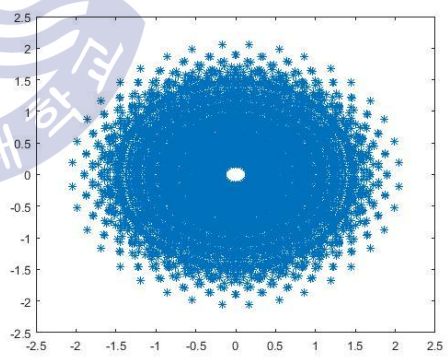
(b)

Fig. 20 Modulation symbol  $x_i$  constellation (code rate 10/15, 64QAM)

(a)  $X_{2i}$  (b)  $X_{2i+1}$



(a)



(b)

Fig. 21 Precoded symbol  $s_i$  constellation (code rate 10/15, 64QAM)

(a)  $S_{2i}$  (b)  $S_{2i+1}$

Fig. 17의 구조를 바탕으로 표현된 채널은 주파수 영역의 신호로 나타낼 수 있다. 잡음이 없는 이상적인 채널의 주파수 응답을 표현하면 Fig. 22와 같다. Fig. 22의 (a), (b), (c), (d)는 각각  $H_{11}, H_{12}, H_{21}, H_{22}$ 이며 부반송파의 인덱스에 따른 크기를 나타낸 것이다. 사용된 채널은 딜레이가 매우 큰 채널이기 때문에 널(null)이 많이 나타나는 것을 알 수 있다. 송신 안테나 1에서 수신 안테나 1의 채널 이득  $H_{11}$ 와 송신 안테나 2에서 수신 안테나 2의 채널 이득  $H_{22}$ 은 동일하게 나타난다. 송신 안테나 2에서 수신안테나 1의 채널 이득  $H_{12}$ 와 송신 안테나 1에서 수신안테나 2의 채널 이득  $H_{21}$ 은 0이다. 이는 송신 안테나1과 송신 안테나 2가 각각 수직, 수평 편파를 사용하여 송신하며 간섭이 없다고 가정하였기 때문이다.



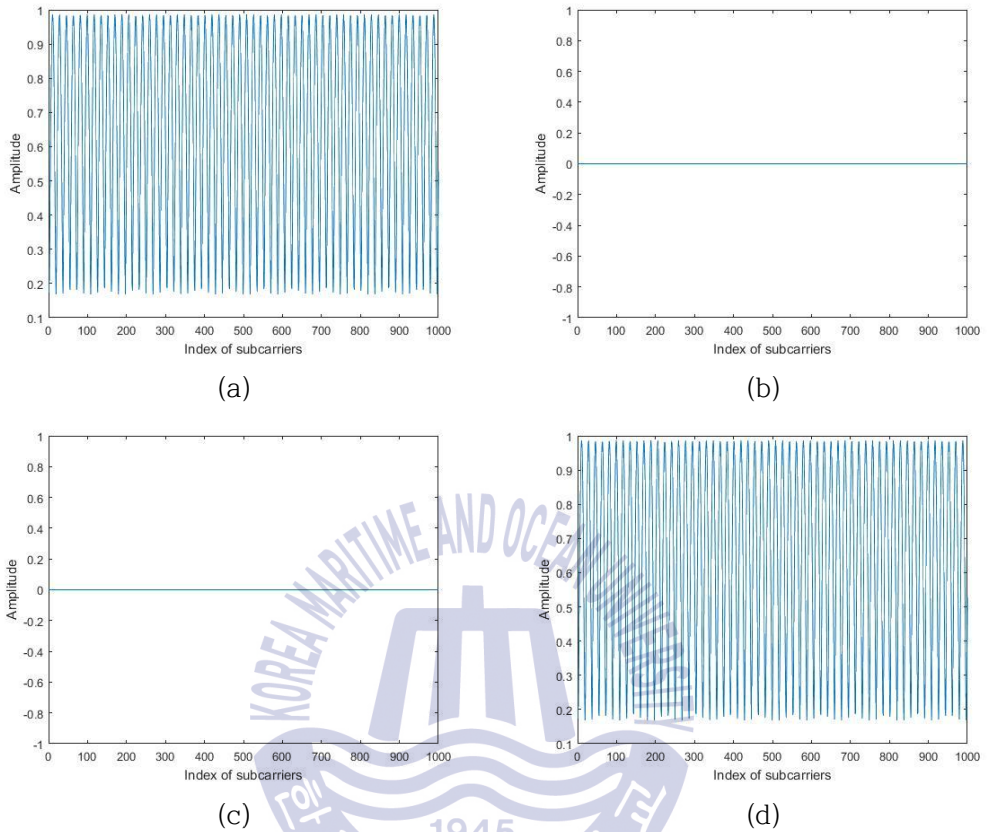


Fig. 22 Frequency response of channel gain (No correlation)

(a) $H_{11}$  (b) $H_{12}$  (c) $H_{21}$  (d) $H_{22}$

Fig. 23과 Fig. 24는 BCH 디코딩 이후 비트 오류 성능 (bit error rate: BER)을 나타낸다. SFN 채널 환경에서 부호율 4/15와 정상 차수 QPSK를 사용하였을 때 MIMO의 경우 요구 SNR은 약 0.0dB임을 알 수 있다. 같은 부호율과 정상 차수를 적용하였을 때 SISO의 경우 -3dB에서 BER이 0이 되는 것을 알 수 있다. 송신기의 전력이 일정하기 때문에 1개의 송신기에 2개의 안테나를 쓰는 MIMO 방식의 경우 수신되는 신호가 절반이 되며 SISO방식과 3dB 차이가 나게 된다.

부호율 10/15와 정상 차수 64QAM을 사용하였을 때는 17.4dB 에서 BER이 0이 되는

것을 알 수 있다. 같은 부호율과 성상 차수를 적용하였을 때 SISO의 경우 14.4dB에서 BER이 0이 되는 것을 알 수 있다. Fig. 23에서 보이는 결과와 마찬가지로 송신되는 전력은 일정하기 때문에 SISO와 MIMO 방식의 BER 성능 차이는 3dB가 나는 것을 알 수 있다.

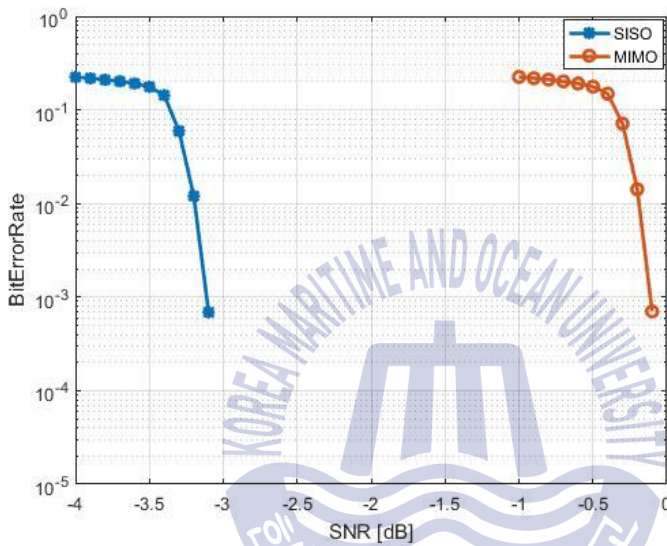


Fig. 23 Comparison of BER (code rate 4/15 QPSK, No correlation)

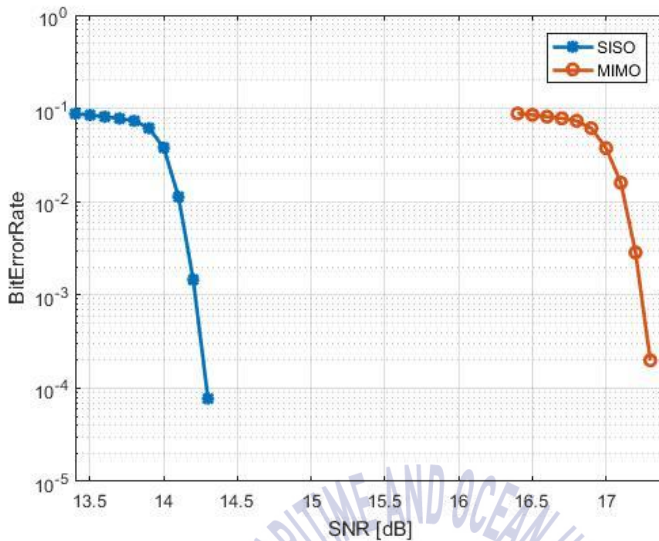


Fig. 24 Comparison of BER (code rate 10/15 64QAM, No correlation)

Fig. 23과 Fig. 24는 SISO와 안테나의 간섭이 없을 때 MIMO의 채널 용량을 신호 대 잡음비 (SNR: signal to noise ratio)에 따라 비교한 것이다. 채널 용량은 점유 대역폭 당 비트 올 (bps/Hz)을 나타내며 하나의 전송 프레임의 길이는 92.7ms이다. 채널 환경은 BER 성능 관찰 실험과 동일하며, SISO와 MIMO는 Table 7의 BICM 및 OFDM 파라미터를 사용한다. Fig. 25는 4/15, QPSK을 적용하였을 때 SNR에 따른 채널 용량을 나타낸 것이다.

점유 대역폭과 프레임 길이가 일정할 때 정상적으로 수신기에서 복조된 비트의 개수가 많을수록 채널 용량이 증가하게 되며 수신된 비트의 에러가 없을 때 최대 채널 용량이 된다. Fig. 23과 Fig. 24를 바탕으로 SNR이 증가할수록 BER이 감소하는 것을 알 수 있고 이에 따라 BER이 0이 되는 지점이 채널 용량이 최대가 되는 지점이다. SISO의 채널 용량은 SNR이 높아질수록 증가하며 0.1581 bps/Hz가 되며 증가하지 않는다. MIMO의 채널 용량 또한 SNR이 높아질수록 채널 용량이 증가하며 특정 SNR 이후 0.3162 bps/Hz 값으로 일정하다. 동일한 BICM 및 OFDM 파라미터를 사용할 경우 공간



다중화 이득을 얻을 수 있으며 이로 인해 MIMO가 SISO에 비해 2배의 채널 용량을 달성할 수 있음을 알 수 있다.

Fig. 26은 부호 율 10/15와 성상 64QAM을 적용하였을 때 채널 용량을 나타낸 것이다. Fig. 25와 유사하게 SNR이 높아짐에 따라 채널 용량이 증가하는 것을 알 수 있다. SISO의 채널 용량은 1.194 bps/Hz, MIMO의 채널 용량은 2.387 bps/Hz로 포화되는 곡선을 나타낸다.

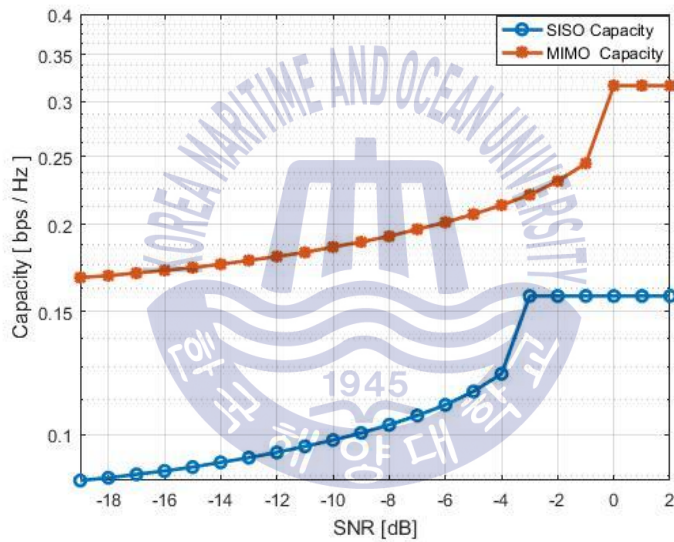


Fig. 25 Comparison of channel capacity (code rate 4/15 QPSK, No correlation)

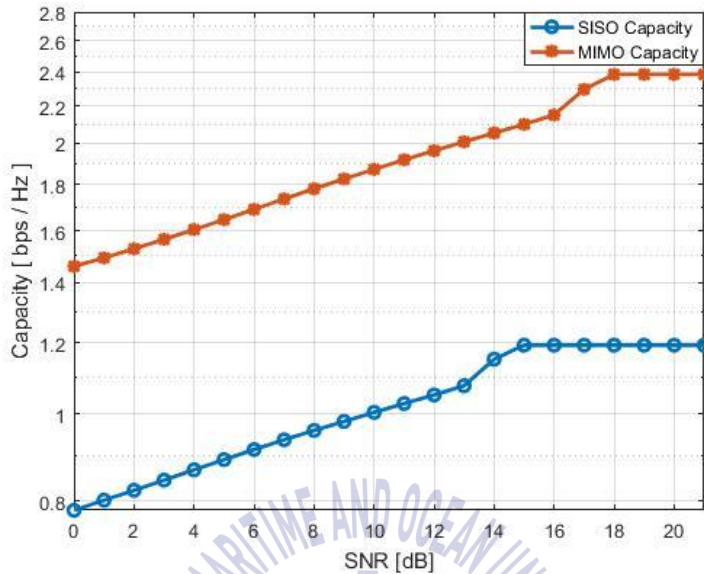


Fig. 26 Comparison of channel capacity (code rate 10/15 64QAM, No correlation)

Fig. 23과 Fig. 24는 완벽한 교차 편파 송수신 안테나 사용으로 인해 채널 간 간섭이 없다고 가정하여 송신된 신호를 수신기에서 복조하여 비트 오류율을 나타낸 것이다. 하지만 실제 송수신 상황에서는 교차 편파 송수신 안테나를 사용하더라도 채널 간 간섭이 존재한다. Fig. 23, Fig. 24는 2x2 MIMO 시스템으로 부터 구현 가능한 가장 좋은 비트 오류율을 나타낸 것이라면 Fig. 28, Fig. 29는 교차 편파 송수신안테나를 사용하지 않고 채널 간 간섭이 최대로 될 때의 성능을 나타낸다.

교차 편파 안테나를 사용하지 않은 전산 실험의 주요 파라미터는 Table 8에 나타냈다. 모든 파라미터는 Table 7과 동일하지만 송수신 안테나의 간섭이 있도록 설정하였다.

**Table 8** Simulation main parameter

Outer code coding	BCH	
Inner code encoding	LDPC	
Code length	64800	
Constellation	QPSK	64QAM
Code rate	4/15	10/15
Precoder	Stream combining, IQ interleaving, Phase hopping	
FFT size	32k	
GI pattern	GI7_2048	
Pilot pattern	MP6_2	
Frame length (ms)	92.7	
Channel correlation	Maximum	

교차 편파 송수신 안테나를 사용하지 않은 전산 실험의 수신된 채널 이득을 Fig. 27 (a), (b), (c), (d)에 나타내었다. 이는 각각  $H_{11}, H_{12}, H_{21}, H_{22}$ 이며 부반송파에 따른 크기를 나타낸 것이다. Fig. 17에 나타낸 것과 같이 1개의 수신 안테나는 2개의 송신 신호를 받게 된다. 2개의 송신 신호는 서로 더해져서 각각의 수신기에 입력된다. 4개의 채널이 동일하므로  $H_{11}, H_{12}, H_{21}, H_{22}$ 가 동일하게 나타나는 것을 알 수 있다.

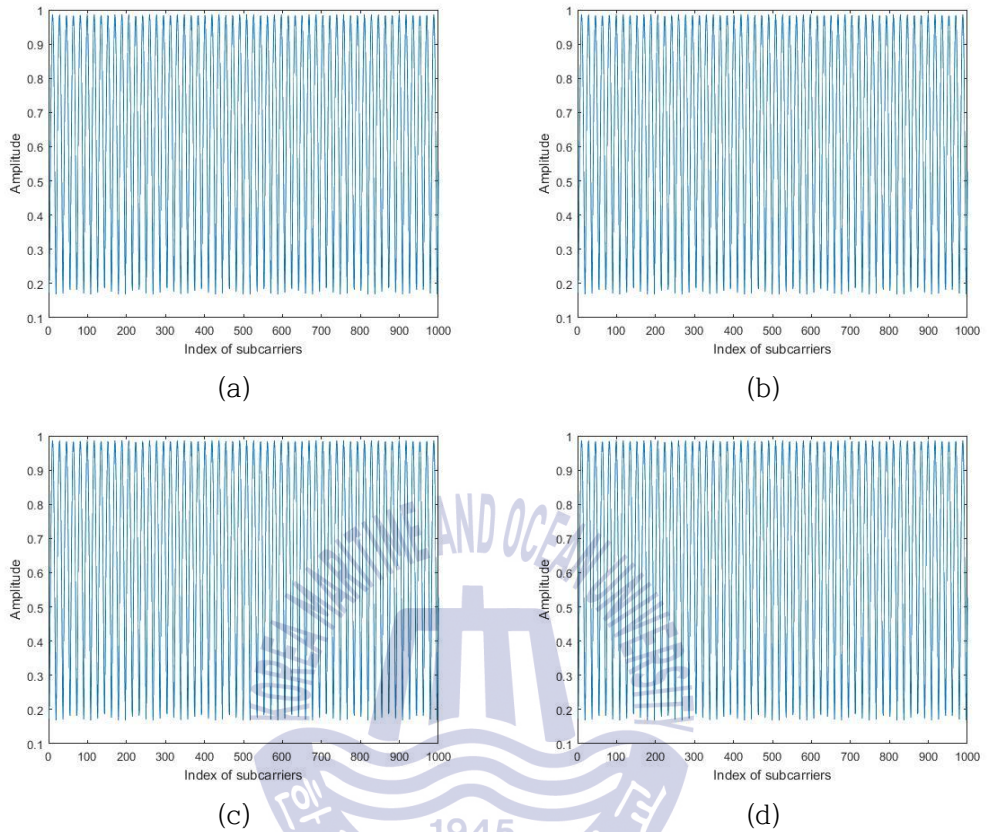


Fig. 27 Frequency response of channel gain under the high correlation

(a)  $H_{11}$  (b)  $H_{12}$  (c)  $H_{21}$  (d)  $H_{22}$

Fig. 28, Fig. 29은 채널간의 간섭이 있을 때와 없을때의 BCH 디코딩 이후 BER 성능을 비교한 것이다. Fig. 28에서 채널 간섭이 있을 경우의 에러가 0이 되는 지점은 0.9dB이다. 채널 간섭이 없을 때와 비교하였을 때 약 0.9dB 정도 성능이 좋지 않다는 것을 알 수 있다. Fig. 29에서 채널 간섭이 있을 경우의 에러가 0이 되는 지점은 37.6dB이다. 채널 간섭이 없을 때와 비교하였을 때 20.2dB 정도 성능이 좋지 않다는 것을 알 수 있다. 채널 간섭이 있을 경우 부호율과 성상도 차수가 높을수록 성능이 좋지 않다.

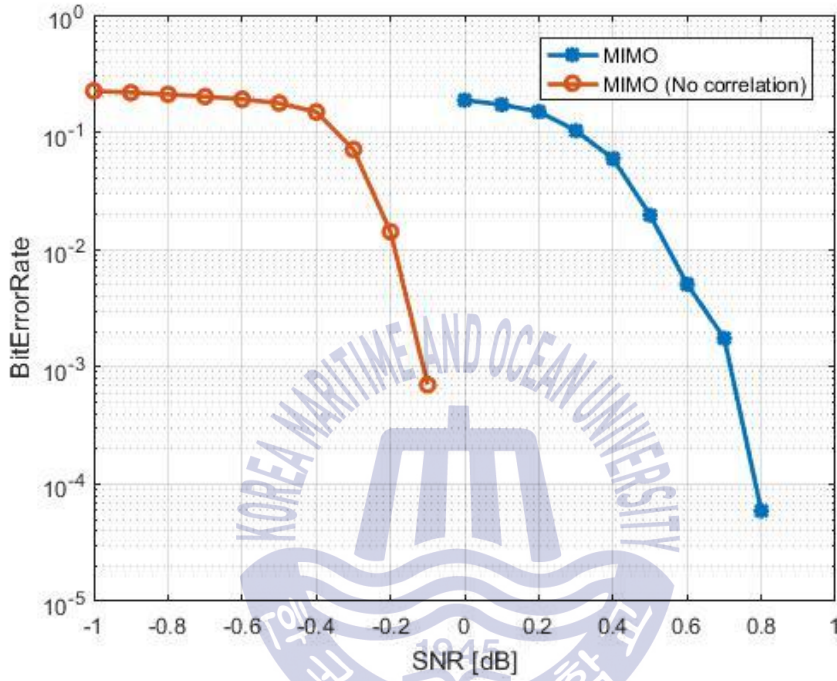


Fig. 28 BER according to correlation (code rate 4/15 QPSK)

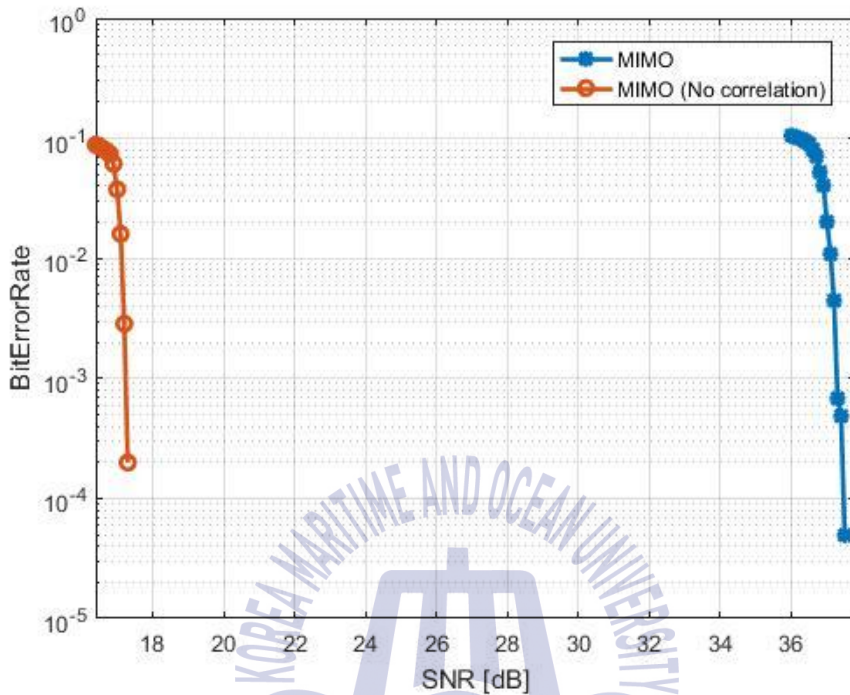


Fig. 29 BER according to correlation (code rate 10/15 64QAM)

실제 실험 환경에서는 교차 편파 송수신 안테나를 사용하였을 경우에도 채널간의 간섭이 있을 수 있다. 그러므로 채널간 간섭이 없을 때 최대의 성능을 나타내며 채널간 간섭이 최대가 될 때 최소 성능을 나타낸다. 2x2 MIMO 송수신 성능은 4/15, QPSK를 적용하였을 때 0~0.9dB에서 동작하는 것을 알 수 있고 10/15, 64QAM를 적용하였을 때는 17.3~37.5dB에서 동작하는 것을 알 수 있다.

Fig. 30과 Fig. 31은 채널의 간섭이 있을 때 MIMO의 채널 용량을 SNR에 따라 비교한 것이다. 채널 용량은 점유 대역폭 당 비트 율 (bps/Hz)을 나타내며 하나의 전송 프레임의 길이는 92.7ms이다. 채널 환경은 BER 성능 관찰 실험과 동일하며, SISO와 MIMO는 Table 8의 BICM 및 OFDM 파라미터를 사용한다.

Fig. 30은 4/15, QPSK를 적용하였을 때 SNR에 따른 채널 용량을 나타낸 것이다.

MIMO의 채널 용량은 SNR이 높아질수록 증가하며 특정 SNR 이후 0.3162 bps/Hz 값으로 일정하다. 이 값은 채널 간 간섭이 없을 때의 최대 채널 용량과 일치한다.

Fig. 31는 10/15, 64QAM으로 전산 실험 하였을 때 채널 용량을 나타낸 것이다. Fig. 30과 유사하게 SNR이 높아짐에 따라 채널 용량이 증가하는 것을 알 수 있다. MIMO의 채널 용량은 2.387 bps/Hz로 포화되는 곡선을 그린다. 이 값 또한 채널 간 간섭이 없을 때의 최대 채널 용량과 일치한다.

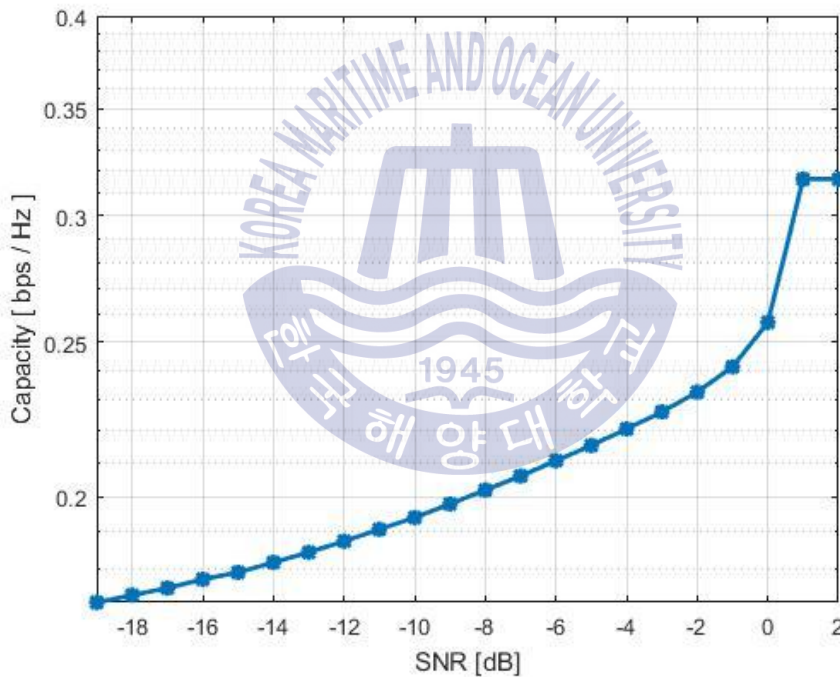


Fig. 30 Channel capacity under the high correlation

(code rate 4/15 QPSK)

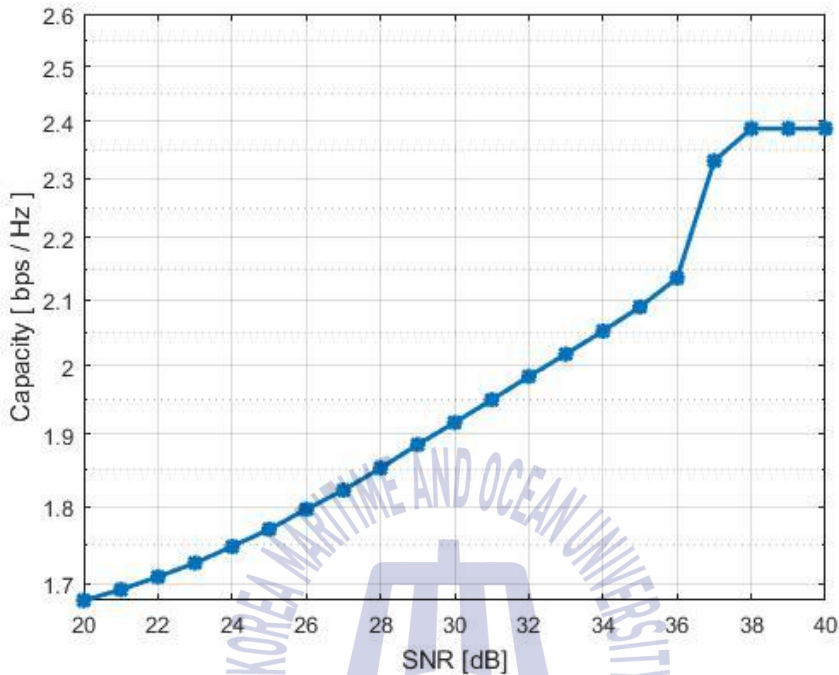


Fig. 31 Channel capacity under the high correlation  
(code rate 10/15 64QAM)

Fig. 32와 Fig. 33은 채널간 간섭이 최대로 될 때 프리코더의 사용 유무에 따라 BER 결과를 나타낸 것이다. Fig. 32는 부호율 4/15과 성상도 차수 QPSK를 적용하였을 때의 결과이다. 프리코딩을 하지 않았을 때 BER이 0이되는 지점은 1.1dB로 프리코딩을 적용하였을 때 보다 0.1dB 좋지 않다. Fig. 33은 부호율 10/15과 성상도 차수 64QAM을 적용하였을 때의 결과이다. 프리코딩 하였을 때는 37.6dB에서 성능을 가지지만 프리코딩을 적용하지 않았을 때에는 복조가 불가능하다.



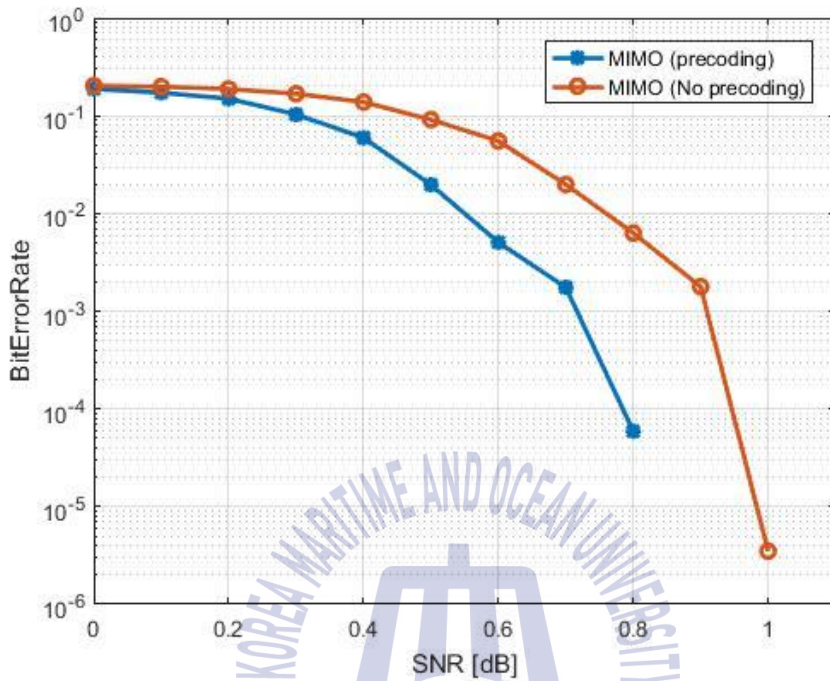


Fig. 32 BER according to precoding under the high correlation  
(code rate 4/15 QPSK)

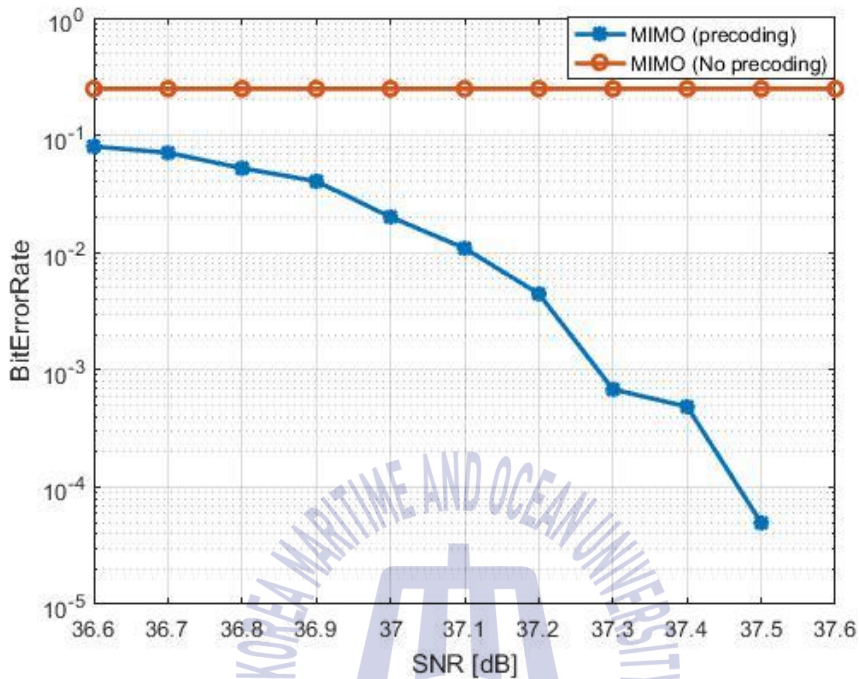


Fig. 33 BER according to precoding under the high correlation channel  
(code rate 10/15 64QAM)

Fig. 34는 채널 간 간섭이 최대 일 경우 QPSK 성상을 적용하였을 때 프리코더 사용 여부와 부호율에 따라 BER 성능을 나타낸 것이다. 주요 파라미터 및 채널은 Table 8과 동일하다. 프리코더를 사용하지 않았을 때 부호율 4/15, 5/15, 6/15는 복조되는 반면, 7/15는 복조되지 않았다. 채널 간 간섭이 심한 환경에서도 낮은 부호율일 때에는 프리코더를 적용하지 않아도 복조가 되는 것을 알 수 있다. 하지만 부호율이 높아질수록 동작 SNR이 높아지는 것을 알 수 있으며 채널 간 간섭에 영향을 많이 받게 된다.

프리코더를 사용하였을 경우에는 채널 간 간섭이 심할 때 높은 부호율임에도 불구하고 복조가 되는 것을 알 수 있다. 채널 간 간섭이 최대일 때에 7/15의 부호율일 때에는 프리코더를 사용하면 복조가 가능하다. 또한 4/15, 5/15, 6/15의 부호율을 적용하였을 때

프리코더를 사용하면 각각 0.1dB, 0.8dB, 4.7dB의 성능 이득이 있는 것을 알 수 있다.

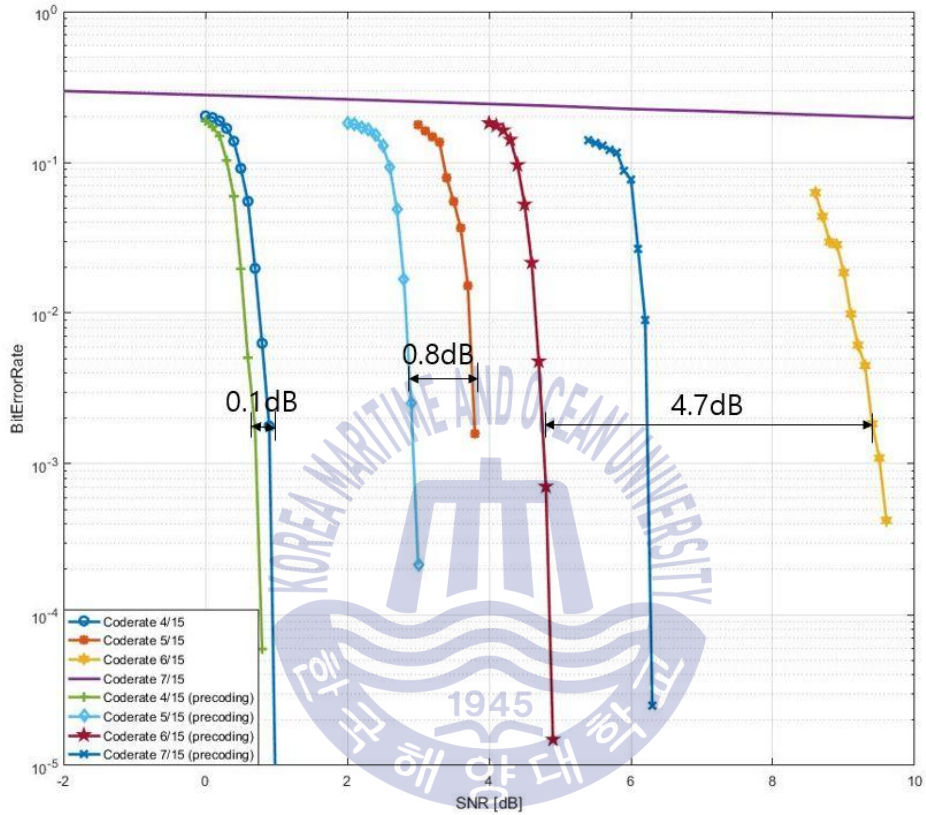


Fig. 34 BER according to code rate under the high correlation (QPSK)

## 제 5 장 결론

본 논문에서는 ATSC 3.0 시스템의 2x2 MIMO 방식을 적용한 송신기를 구현하였으며 이에 따른 수신기를 설계 및 구현하였다. 특히 기존 SISO 방식과 비교하여 새롭게 추가되는 MIMO 역다중화기, MIMO 프리코더에 대하여 자세히 설명하고 수식으로 표현하였으며 이로 인해 달라지는 성상들을 관찰 하였다. 또한 송신부 파일럿의 생성 및 삽입에 대하여 분석하였으며 MIMO 파일럿의 두 가지 채널 추정 방법에 대하여 수학적으로 제시하였다. 구현된 2x2 MIMO 송수신기를 통하여 송신 신호의 성상을 알 수 있었으며 SISO와 MIMO의 성능 비교를 위하여 SNR에 따른 BER을 검출하였고 채널 용량을 관찰하였다. 또한 실제 2x2 MIMO의 성능을 관찰하기 위하여 채널 간 간섭, 프리코더의 유무, 부호율에 따른 BER성능을 각각 분석하였다. 채널간 간섭이 없으며 동일한 채널을 적용하였을 때 MIMO의 최대 채널 용량은 SISO의 2배가 되는 것을 확인하였다. 이로써 MIMO의 데이터율은 SISO의 2배가 된다는 것을 알 수 있다. 또한 BER 검출을 통하여 SISO와 MIMO 방식의 송수신 시스템 동작 SNR을 알 수 있었으며 채널 간 간섭이 있을 경우 MIMO 방식의 송수신 시스템의 동작 SNR이 높아지는 것을 알 수 있었다. 위 결과들을 바탕으로 ATSC 3.0 시스템에서 MIMO 방식을 적용함으로써 데이터율을 2배로 증대시킬 수 있어 현재 UHD 서비스 이후 대두될 보다 향상된 화질의 서비스 요구를 충족하기 위한 방송 시스템에 적용이 가능할 것이다.

## 참고문헌

- [1] Vargas, David, et al. "A MIMO-channel-precoding scheme for next generation terrestrial broadcast TV systems." *IEEE Transactions on Broadcasting* Vol. 61, no. 3, pp.445-456, 2015.
- [2] F. Luke, et al., "An overview of the ATSC 3.0 physical layer specification," *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol.62, No.1, pp.159-171, 2016.
- [3] ATSC, "ATSC Standard: Physical Layer Protocol," Doc.A/322, Feb. 2017.
- [4] J. Kim, H. Kim, I. Park, and H. M. Kim, "Study on synchronization using bootstrap signals for ATSC 3.0 systems," *Journal of Broadcasting*, vol. 21, no. 6, pp. 899-912, Nov. 2016.
- [5] Michael, Lachlan, and David Gómez-Barquero. "Bit-interleaved coded modulation (BICM) for ATSC 3.0." *IEEE Transactions on Broadcasting* vol. 62, no. 1, pp.181-188, 2016.
- [6] Gómez-Barquero, David, et al., "MIMO for ATSC 3.0," in *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 62, no. 1, pp. 298-305, March 2016.
- [7] Goldsmith, Andrea, et al. "Capacity limits of MIMO channels." *IEEE Journal on selected areas in Communications* vol. 21, no. 5, pp.684-702, 2003.
- [8] Garro, Eduardo, et al. "Scattered Pilot Performance and Optimization for ATSC 3.0." *IEEE Transactions on Broadcasting* Vol. 63, no. 1, pp.282-292, 2017.
- [9] J. Seo, H. Kim and D. Han, "Study on Improved Polarized 2x2 MIMO Spatial Multiplexing Method for DVB-NGH System," *Journal of broadcast engineering*, Vol. 20, No. 1, pp. 3-15, 2015.
- [10] M. Park and D. Han, "Analysis of Spatial Modulation MIMO Reception Performance for UHD TV Broadcasting," *Journal of broadcast engineering*, Vol. 20, No. 6, pp. 837-847, 2015.
- [11] S. Park, Y. Jo, D. Kim and G. Park, "A Study on Terrestrial UHD TV Broadcasting and Construction of Direct Reception Environment by DVB-T2," *Journal of broadcast engineering*, Vol. 18, No. 4, pp. 572-588, 2013.
- [12] P. N. Moss, "2-by-2 MIMO fixed reception channel model for dual-polar

terrestrial transmission,” Dept. Res. Develop., Brit. Broadcast. Corp., London, U.K., Tech. Rep. WHP 161, Jan. 2008.

