일반논문 (Regular Paper)
방송공학회논문지 제24권 제5호, 2019년 9월 (JBE Vol. 24, No. 5, September 2019)
https://doi.org/10.5909/JBE.2019.24.5.879
ISSN 2287-9137 (Online) ISSN 1226-7953 (Print)

고정 수신 환경에서 ATSC 3.0 MIMO의 채널 추정 방법에 따른 성능 평가

김 형 석[a], 염 명 길[b], 김 정 창[a]‡, 박 성 익[c], 정 회 윤[c], 허 남 호[c]

Performance Evaluation of Channel Estimation Scheme for ATSC 3.0 MIMO under Fixed Reception Environment

Hyeongseok Kim[a], Myeonggil Yeom[b], Jeongchang Kim[a]‡, Sung-Ik Park[c], Hoiyoon Jung[c], and Namho Hur[c]

요 약

본 논문에서는 고정 수신 환경에서 ATSC(Advanced Television Systems Committee) 3.0 MIMO(multiple-input multiple-output)의 채널 추정 방법에 따른 성능 평가를 제시하였다. ATSC 3.0 MIMO 시스템은 기존의 지상파 방송 시스템에 비해 높은 주파수 효율성(spectral efficiency)과 향상된 수신 성능을 얻을 수 있다. ATSC 3.0 MIMO의 파일럿 인코딩 알고리즘(pilot encoding algorithm)으로서 Walsh-Hadamard 인코딩과 널 파일럿(null pilot) 인코딩이 정의되어 있고, 단일 입력 단일 출력(single-input single-output)에 비해 크기와 위상이 달라진다. 수신기에서 파일럿 신호에 대한 채널 추정 후 데이터 신호에 대한 채널 추정을 위한 보간(interpolation)이 수행되는데, 이 때 시간 축과 주파수 축에 대해 선형 보간과 DFT(discrete Fourier transform) 기반 보간 방법을 적용할 수 있다. 본 논문에서는 시간 축과 주파수 축에 대해 가능한 보간 방법의 조합을 구성한 뒤, 전산 실험을 통해 다양한 보간 방법의 성능을 분석하였다. 전산 실험 결과는 시간 축으로 선형 보간을 먼저 수행한 후 주파수 축으로 DFT 기반 보간을 수행하는 조합이 가장 좋은 성능을 얻을 수 있음을 보여준다.

Abstract

This paper provides performance evaluations of various channel estimation schemes for Advanced Television Systems Committee (ATSC) 3.0 multiple-input multiple-output (MIMO) system under a fixed reception environment. ATSC 3.0 MIMO system can obtain high spectral efficiency and improved reception performance compared to conventional terrestrial broadcasting systems. The ATSC 3.0 MIMO defines Walsh-Hadamard and null pilot encoding algorithms and the amplitude and phase of MIMO pilots are different from those of single-input single-output pilots. At the receiver, linear and discrete Fourier transform (DFT)-based interpolations can be used for the channel estimation. This paper provides the various combinations of the interpolation schemes for channel estimation in time and frequency dimensions, and then analyzes the performance of the various combinations through the computer simulation. The results of computer simulation show that the combination of the linear interpolation in the time dimension and then DFT-based interpolation in the frequency dimension can obtain the best performance among the considered combinations.

Keyword : ATSC 3.0, channel estimation, interpolation, MIMO, pilot

Copyright Ⓒ 2016 Korean Institute of Broadcast and Media Engineers. All rights reserved.
"This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons BY-NC-ND (http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited and not altered."

I. 서 론

ATSC(Advance Television System Committee) 3.0은 고품질 음성 및 영상 서비스에 대한 방송 사업자의 요구사항을 충족시키기 위해 개발된, 기존 ATSC 표준과 하위 호환성에 제약이 없는 차세대 지상파 방송 표준이다[1]. 그 중, 2016년 9월에 승인된 A/322: “Physical Layer Protocol”은 전반적인 ATSC 3.0의 물리 계층(physical layer) 시스템에 대한 내용을 정의하고 있다[2]. ATSC 3.0 물리 계층 시스템은 데이터의 강건성(robustness)과 주파수 효율성(spectrum efficiency)을 위한 다양한 전송 기술과 파라미터 조합을 지원한다. 또한, 시간 분할 다중화(time division multiplexing: TDM)와 주파수 분할 다중화(frequency division multiplexing: FDM), 계층 분할 다중화(layered division multiplexing: LDM) 방식을 지원함으로써 다양한 서비스를 단일 RF(radio frequency)로 전송할 수 있다[3-9]. 안테나 전송 기술에는 옵션 기술로서 채널 본딩(channel bonding), 다중 입력 단일 출력(multiple-input single-output: MISO), 다중 입력 다중 출력(multiple-input multiple-output: MIMO)을 지원한다[10-12]. 여기서 채널 본딩과 MISO는 TDM, FDM, LDM이 모두 사용 가능하지만 MIMO는 LDM과 같이 사용할 수 없다.

ATSC 3.0 MIMO 시스템은 단일 RF 채널에서 두 개의 교차 편파 안테나(cross-polarized antenna)를 사용하여 두 안테나 사이의 간섭을 최소화시키면서 송수신이 가능하다. 또한, MIMO 시스템은 단일 입력 단일 출력(single-input single-output: SISO) 시스템에서 MIMO 역다중화기(demultiplexer)와 MIMO 프리코더(precoder)가 추가된 형태를 갖는다. MIMO 역다중화기로부터 단일 데이터 스트림을 두 개의 독립적인 데이터 스트림으로 변환하여 전송함으로써 공간 다중화(spatial multiplexing) 이득으로 인한 증가된 채널 용량(channel capacity)을 얻을 수 있고, MIMO 프리코더로부터 공간 다이버시티(spatial diversity) 이득을 얻음으로써 페이딩(fading) 환경에 대한 강인성을 증대시킬 수 있다[12].

ATSC 3.0에서 사용되는 파일럿(pilot)은 크게 분산 파일럿(scattered pilot), 연속 파일럿(continual pilot), 엣지 파일럿(edge pilot), 부프레임 경계 파일럿(subframe boundary pilot), 프리앰블 파일럿(preamble pilot)이 있으며, 연속 파일럿은 다시 공통 연속 파일럿(common continual pilot)과 추가 연속 파일럿(additional continual pilot)으로 나뉜다. MIMO가 사용되면 공통 연속 파일럿과 프리앰블 파일럿을 제외한 나머지 파일럿은 SISO 시스템에서의 파일럿과 동일한 위치를 갖지만 크기(magnitude)와 위상(phase)이 달라진다. 또한, MIMO 시스템에서 분산 파일럿은 Walsh-Hadamard (WH) 인코딩 방법과 널 파일럿(null pilot: NP) 인코딩 방법의 두 가지 파일럿 안테나 인코딩(pilot antenna encoding) 방법을 지원한다. 그리고 ATSC 3.0 SISO 시스템에서는 SP3_2부터 SP32_2까지 16가지의 파일럿 패턴(pilot pattern)을 지원하고, MIMO 시스템에서 널 파일럿 인코딩 방법의 경우에는 SISO에서 제공되는 16가지의 모든 파일럿 패턴을 사용할 수 있지만 Walsh-Hadamard 인코딩 방법의 경우 12가지의 파일럿 패턴만 지원한다.

기존에 연구된 내용으로서 [13]에서는 ATSC 3.0 SISO 시스템에서 분산 파일럿을 이용한 채널 추정(channel estimation) 성능을 분석하였고 [14]에서는 ATSC 3.0 MIMO 시스템에서 분산 파일럿을 이용한 채널 추정 성능과 주파수 축에서의 보간(interpolation) 방법에 따른 성능을 분석하였다. 그러나 엣지 파일럿과 부프레임 경계 파일럿까지 이용한 채널 추정의 성능 및 시간 축에서의 보간 방법에 대한 성능은 분석되지 않았다. 본 논문에서는 고정 수신 환경에서 ATSC 3.0 규격을 따르는 2x2 MIMO 수신기의 다양한 채널 추정 방법에 따른 성능을 분석한다. Walsh-Hadamard 인코딩 방법과 널 파일럿 인코딩 방법에 대해서 각각 파일럿 신호에 대한 채널 이득을 추정하고, 추정된 파

a) 한국해양대학교(Korea Maritime and Ocean University)
b) ㈜한화(Hanwha Corporation)
c) 한국전자통신연구원(Electronics and Telecomunications Research Institute)
‡ Corresponding Author : Jeongchang Kim
E-mail: jchkim@kmou.ac.kr
Tel: +82-51-410-4315
ORCID: https://orcid.org/0000-0002-8612-9360
※본 연구는 과학기술정보통신부 및 정보통신기획평가원의 정보통신·방송 연구개발 사업의 일환으로 수행되었음 [Development of Transmission Technology for Ultra High Quality UHD, 2017-0-00081].(This work was supported by the Institute of Information and Communications Technology Planning and Evaluation Grant funded by the Korea Government(MSIT))
· Manuscript received July 26, 2019; Revised September 4, 2019; Accepted September 4, 2019.

일럿 신호에 대한 채널 이득 값 사이를 보간함으로써 두 개의 파일럿 신호 사이에 있는 데이터 신호에 대한 채널 이득을 추정할 수 있다. 이 때, 보간 방법으로서 시간 축으로 선형 보간(linear interpolation) 방법을 사용할 수 있고, 주파수 축으로 선형 보간 방법과 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform: DFT)을 기반으로 한 보간 방법을 사용할 수 있다[15][16]. 시간 및 주파수 축에서 사용 가능한 보간 방법은 총 4 가지의 조합이 있을 수 있으며 각각에 대한 성능 결과를 제시한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서 ATSC 3.0 2x2 MIMO 시스템의 송신기와 수신기 구조를 설명하고, 파일럿을 이용한 채널 추정 및 보간 방법을 3장에 제시하였다. 4장에서 다양한 채널 추정 방법에 대한 전산 실험 결과를 제시하고, 5장에서 결론을 맺는다.

II. ATSC 3.0 2x2 MIMO 시스템

그림 1은 ATSC 3.0 2x2 MIMO 송신기의 블록 다이어그램을 나타낸다. 2x2 MIMO 송신기에서는 입력 포맷팅(input formatting), BICM(bit-interleaved coded modulation), MIMO 프리코딩, 프레이밍 및 인터리빙(framing & interleaving), 파형 생성(waveform generation)이 차례로 수행된다. 입력 포맷팅 블록으로부터 생성된 기저대역 신호(baseband signal)는 BICM 블록 내의 FEC(forward error correction)와 비트 인터리버(bit interleaver)를 거쳐서 비트 인터리빙된 단일 직렬 비트 스트림이 만들어지고, MIMO 역다중화기에 의해 단일 직렬 비트 스트림이 두 개의 병렬 비트 스트림으로 나뉘어진다. 나뉘어진 두 개의 병렬 비트 스트림은 각 RF에 해당하는 맵퍼(mapper)로 입력되어 변조 심볼로 맵핑된다. 맵핑된 두 개의 병렬 심볼 스트림은 하나의 MIMO 프리코더 블록에서 프리코딩되고, 이어서 각 RF에 대한 프레이밍 및 인터리빙 블록과 파형 생성 블록을 거쳐서 최종 송신 신호가 생성된다.

그림 2는 MIMO가 사용되었을 때의 파형 생성 과정을 나타낸다. 프레이밍 및 인터리빙 블록의 출력 신호는 파형 생성 블록 내에서 차례로 파일럿 삽입(pilot insertion), IFFT (inverse fast Fourier transform), 보호 구간 삽입(guard interval insertion: GI), 부트스트랩(bootstrap) 추가가 수행된다. 앞에서 언급한 바와 같이 ATSC 3.0에서 사용되는 파일럿은 프리앰블 파일럿, 분산 파일럿, 부프레임 경계 파일럿, 공통 연속 파일럿, 추가 연속 파일럿, 엣지 파일럿까지 총 6 가지 종류의 파일럿이 있다. 또한, ATSC 3.0 프레임은 크게 부트스트랩과 프리앰블 심볼(preamble symbol: PS),

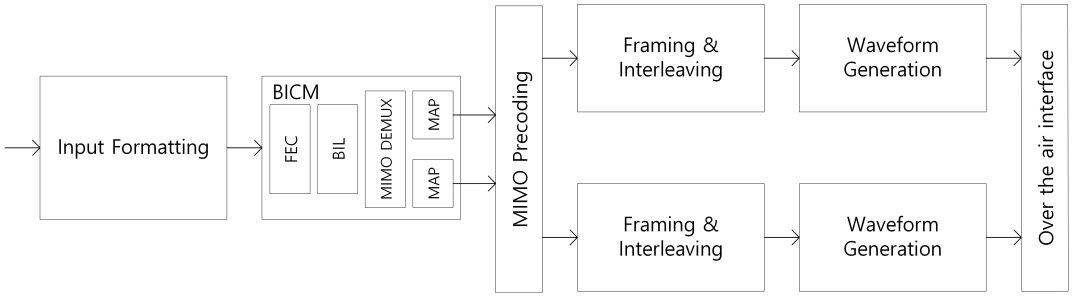


그림 1. ATSC 3.0 2x2 MIMO 송신기의 블록 다이어그램
Fig. 1. Block diagram of the transmitter for ATSC 3.0 2x2 MIMO

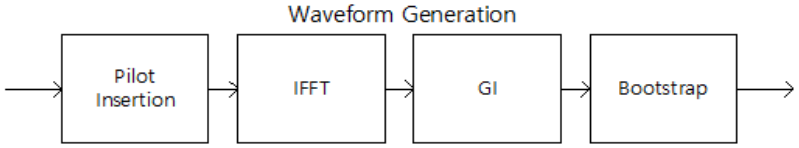


그림 2. 파형 생성의 블록 다이어그램
Fig. 2. Block diagram of waveform generation

부프레임(subframe)으로 이루어져 있으며, 부프레임은 데이터 심볼(data symbol: DS)과 부프레임 경계 심볼(subframe boundary symbol: SBS)로 나눌 수 있다. 부트스트랩에는 파일럿이 존재하지 않고 프리앰블에는 오직 프리앰블 파일럿만 존재하며, 부프레임 내의 데이터 심볼과 부프레임 경계 심볼에 존재할 수 있는 파일럿 종류는 표 1과 같다.

MIMO 시스템에서 분산 파일럿은 Walsh-Hadamard 인코딩 방법 또는 널 파일럿 인코딩 방법으로 인코딩 되어 삽입된다. 두 개의 인코딩 방법 중 하나가 선택되었을 때, 각 안테나에 삽입되는 분산 파일럿의 인코딩 방법은 해당 안테나 인덱스(index)에 의해 결정된다. 표 2는 부프레임에 삽입되는 파일럿 중, 공통 연속 파일럿을 제외한 나머지 파일럿의 인코딩 방법을 안테나 인덱스에 따라 나타낸 것이다. 공통 연속 파일럿은 안테나 인덱스에 관계없이 항상 SISO와 동일한 파일럿이 삽입된다. 표 2에서 부프레임 경계 파일럿과 엣지 파일럿은 분산 파일럿의 인코딩 방법에 관계없이 항상 같은 인코딩 방법이 적용된다.

MIMO 시스템에서 파일럿은 각 안테나마다 그룹 1과 그룹 2로 나눌 수 있다. 표 2에서 Walsh-Hadamard 인코딩 방법의 경우, 분산 파일럿 및 부프레임 경계 파일럿은 안테나 #1에서 그룹 1과 그룹 2 모두 SISO에서의 파일럿과 동일한 크기와 위상을 갖고, 안테나 #2에서는 Walsh-Hadamard 인코딩 방법이 적용되어 그룹 1과 그룹 2의 파일럿이 크기는 동일하고 부호가 반전된 형태를 갖는다. 안테나 #2에서 그룹 1과 그룹 2의 분산 파일럿 및 부프레임 경계 파일럿은 다음 수식으로 계산될 수 있다[2].

$$\begin{aligned}\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} &= 2\times(-1)^{\frac{k}{D_X}}\times A_{\mathrm{SP}}\left(\frac{1}{2}-r_k\right)\\ \mathrm{Im}\{c_{m,l,k}\} &= 0\end{aligned} \tag{1}$$

여기서, m,l,k는 각각 부프레임, 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 심볼, 부반송파(subcarrier)의 인덱스를 나타낸다. 또한, r_k는 의사 잡음(pseudo-noise: PN) 수열을 나타내고, D_X와 A_{SP}는 각각 주파수 축에서 분산 파일럿의 이격 거리와 파일럿의 크기(amplitude)를 의미한다. 부반송파 경계 심볼의 경우 분산 파일럿의 크기 A_{SP}와 동일한 크기 값을 사용한다. 추가 연속 파일럿은 안테나 #2에 대해서 분산 파일럿과 삽입 위치가 겹치는 경우에만 Walsh-Hadamard 인코딩 방법이 적용된다. Walsh-Hadamard 인코딩 방법이 적용되면 안테나 #2에서 그룹 1은 SISO와 동일한 파일럿이 삽입되지만 그룹 2의 경우 SISO 파일럿과 비교하여 크기는 동일하고 부호가 반전된 파일럿이 삽입된다. 안테나 #2에서 그룹 1과 그룹 2의 추가 연속 파일럿은 다음 수식으로 계산될 수 있다[2].

$$\begin{aligned}&\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2\times(-1)^{\frac{k}{D_X}}\times A_{\mathrm{SP}}\left(\frac{1}{2}-r_k\right),\ k \bmod D_X = 0\\ &\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} = 2\times A_{\mathrm{SP}}\left(\frac{1}{2}-r_k\right),\ \text{otherwise}\\ &\mathrm{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0\end{aligned} \tag{2}$$

표 1. 심볼 종류에 따른 다양한 파일럿의 존재
Table 1. Presence of the various pilot in symbol type

Symbol Type	Scattered pilot	Subframe boundary pilot	Common continual pilot	Additional continual pilot	Edge pilot
Data symbol	O		O	O	O
Subframe boundary symbol		O	O	O	O

표 2. 안테나에 따른 파일럿 인코딩 방법
Table 2. Pilot encoding algorithm for each antenna

Pilot encoding algorithm & Antenna index		Scattered pilot	Subframe boundary pilot	Additional continual pilot	Edge pilot
Walsh-Hadamard encoding	#1	SISO	SISO	SISO	SISO
	#2	WH	WH	SISO/WH	WH
Null pilot encoding	#1	NP	SISO	SISO/NP	SISO
	#2	NP	WH	SISO/NP	WH

여기서, $k \bmod D_X = 0$을 만족하면 분산 파일럿의 삽입 위치와 겹치게 되어 분산 파일럿의 형태로 계산된다. 엣지 파일럿은 부프레임 내의 모든 OFDM 심볼에 대해서 첫 번째와 마지막 부반송파에 삽입되는 파일럿으로서, 안테나 #2에 대해서 Walsh- Hadamard 인코딩 방법이 적용되므로 홀수 번째 OFDM 심볼에 삽입되는 엣지 파일럿이 그룹 2가 되어 SISO 파일럿에 비해 부호가 반전된 파일럿이 삽입된다. Walsh- Hadamard 인코딩 방법이 적용된 엣지 파일럿은 다음 수식으로 계산될 수 있다[2].

$$\begin{aligned} \mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} &= 2\times(-1)^{l}\times A_{\mathrm{SP}}\left(\frac{1}{2}-r_k\right) \\ \mathrm{Im}\{c_{m,l,k}\} &= 0 \end{aligned} \tag{3}$$

널 파일럿 인코딩 방법은 그룹 1과 그룹 2의 전송 전력을 다르게 하여 전송하는 방법으로서, 안테나 #1과 #2에 각각 적용된다. 안테나 #1의 그룹 1과 안테나 #2의 그룹 2에 삽입되는 파일럿은 각각 전송 전력을 3 dB 만큼 더 증가시켜 전송하고, 안테나 #1의 그룹 2와 안테나 #2의 그룹 1에 삽입되는 파일럿은 전송 전력을 0으로 설정하여 해당 파일럿은 전송되지 않는다. 널 파일럿 인코딩 방법은 오직 분산 파일럿에만 적용되며, 추가 연속 파일럿에서 분산 파일럿과 겹치는 경우에는 분산 파일럿과 동일한 파일럿이 삽입되므로 이 경우도 널 파일럿 인코딩 방법이 적용된다. 널 파일럿 인코딩 방법이 적용되었을 때, 안테나 #1에서의 분산 파일럿은 다음 수식으로부터 계산될 수 있다[2].

$$\begin{aligned} &\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} \\ &= \sqrt{2}\times\left(1+(-1)^{\frac{k}{D_X D_Y}+\frac{(D_Y-1)l}{D_Y}}\right)\times A_{\mathrm{SP}}\left(\frac{1}{2}-r_k\right) \\ &\mathrm{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0 \end{aligned} \tag{4}$$

계속해서 안테나 #2에서의 분산 파일럿은 다음 수식으로부터 계산될 수 있다[2].

$$\begin{aligned} &\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} \\ &= \sqrt{2}\times\left(1+(-1)^{\frac{k}{D_X D_Y}+\frac{(D_Y-1)l}{D_Y}+1}\right)\times A_{\mathrm{SP}}\left(\frac{1}{2}-r_k\right) \\ &\mathrm{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0 \end{aligned} \tag{5}$$

엣지 파일럿과 부프레임 경계 파일럿은 널 파일럿 인코딩 방법이 사용되더라도 Walsh-Hadamard 인코딩 방법이 적용되며, 각각 수식 (1)과 수식 (3)으로부터 얻을 수 있다.

그림 3은 ATSC 3.0 2x2 MIMO 수신기의 블록 다이어그램을 나타낸다[17]. 두 개의 수신 안테나로부터 수신된 신호는 OFDM 복조(demodulation) 블록에서 동기(synchronization) 획득, FFT, 파일럿 검출(detection) 및 채널 추정(channel estimation)이 이루어진다. 본 논문에서 송신기와 수신기 사이의 동기는 완벽하다고 가정하고, 파일럿 검출 및 채널 추정은 3 장에서 자세히 설명한다. OFDM 복조 이후에는 역프레이밍 및 역인터리빙(de-framing & de-interleaving), MIMO 디코딩(decoding), BICM 디코딩이 차례로 수행된다. BICM 디코더 내부에는 두 개의 RF로부터 수신한 신호의 역맵핑(de-mapping) 과정이 각각 수행되고,

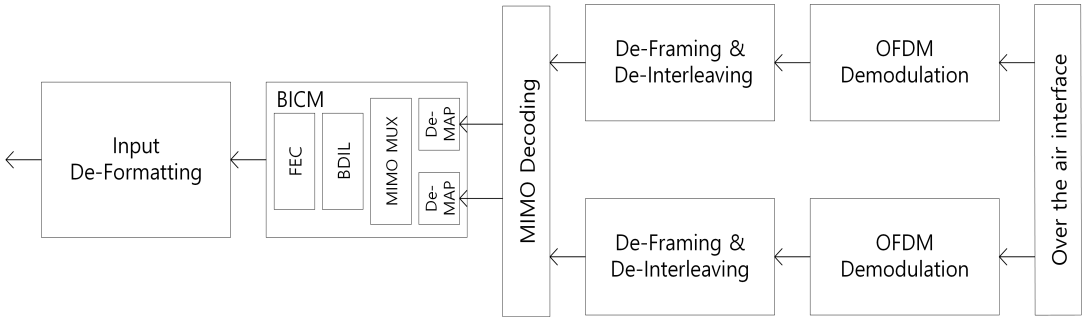


그림 3. ATSC 3.0 2x2 MIMO 수신기의 블록 다이어그램
Fig. 3. Block diagram of the receiver for ATSC 3.0 2x2 MIMO

MIMO 다중화기(multiplexer)를 통해 두 개의 병렬 비트 스트림이 단일 비트 스트림으로 변환된다. 변환된 스트림은 비트 역인터리버(bit de-interleaver)와 내부 및 외부 부호 디코더(inner & outer code decoder)를 거쳐 입력 역포맷팅(input de-formatting) 블록으로 입력된다.

III. 채널 추정 방법

ATSC 3.0 MIMO 수신기에서는 두 개의 안테나로부터 수신된 신호의 파일럿을 이용하여 전체 신호에 대한 채널 추정이 수행된다. 채널 추정은 크게 파일럿 신호에 대한 채널 추정과 데이터 신호에 대한 채널 추정으로 나눌 수 있으며 데이터 신호에 대한 채널 추정은 파일럿 신호에 대한 추정된 채널 이득 값 사이를 보간함으로써 얻을 수 있다.

1. 파일럿 신호에 대한 채널 추정 방법

ATSC 3.0 MIMO 수신기에서는 송신기에서 사용된 파일럿 인코딩 방법에 따라 파일럿 신호에 대한 채널 추정 방법이 다르게 적용된다. 먼저, 본 논문에서는 Walsh-Hadamard 인코딩 방법을 사용할 경우 시간 축에 대해서 연속하는 두 개의 OFDM 심볼 사이의 채널 이득과 주파수 축에 대해서 만큼 떨어진 부반송파 사이의 채널 이득이 모두 준정상(quasi-static)이라고 가정한다. 수신 안테나 #1로부터 수신된 그룹 1과 그룹 2의 파일럿 신호 벡터 $[U_{1,g1}, U_{1,g2}]^T$를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix}U_{1,g1}\\U_{1,g2}\end{bmatrix} &= \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}h_{11}p_{1,g1}+h_{12}p_{2,g1}\\h_{11}p_{1,g2}-h_{12}p_{2,g2}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}n_{1,g1}\\n_{1,g2}\end{bmatrix}\\ &= \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}p_{1,g1} & p_{2,g1}\\p_{1,g2} & -p_{2,g2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}h_{11}\\h_{12}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}n_{1,g1}\\n_{1,g2}\end{bmatrix}\\ &= \mathrm{P}\begin{bmatrix}h_{11}\\h_{12}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}n_{1,g1}\\n_{1,g2}\end{bmatrix}\end{aligned} \quad (6)$$

여기서 h_{nm}은 m번째 송신 안테나와 n번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 의미하고, $[n_{1,g1}\ n_{1,g2}]^T$은 수신 안테나 #1에 대한 그룹 1과 그룹 2의 부가 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise: AWGN)을 의미한다. 그리고, $\mathrm{P}=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}p_{1,g_1} & p_{2,g1}\\p_{1,g2} & -p_{2,g2}\end{bmatrix}$는 송신 안테나 #1과 #2에 대한 그룹 1과 그룹 2의 파일럿 행렬을 의미하고, $\mathrm{P}^{\mathrm{T}}\mathrm{P}=(A_{\mathrm{SP}})^2\mathrm{I}$를 만족하는 직교 행렬(orthogonal matrix)이다. 이를 이용하여 파일럿 신호에 대한 각 송신 안테나와 수신 안테나 #1 사이의 채널 이득 벡터 $[\tilde{h}_{11}\ \tilde{h}_{12}]^T$는 다음과 같이 계산할 수 있다[17].

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix}\tilde{h}_{11}\\\tilde{h}_{12}\end{bmatrix} &= \frac{1}{(A_{\mathrm{SP}})^2}\mathrm{P}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix}U_{1,g1}\\U_{1,g2}\end{bmatrix}\\ &= \begin{bmatrix}h_{11}\\h_{12}\end{bmatrix}+\frac{1}{(A_{\mathrm{SP}})^2}\mathrm{P}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix}n_{1,g1}\\n_{1,g2}\end{bmatrix}\end{aligned} \quad (7)$$

Walsh-Hadamard 인코딩 방법은 송신 안테나 #1과 #2에서 동일한 위치를 갖는 서로 인접한 두 개의 파일럿을 이용하여 채널 추정을 할 수 있다. 이 때, 부반송파 경계 심볼을 포함한 모든 OFDM 심볼의 개수 N_s 및 D_Y 개의 연속하는 OFDM 심볼 내에 존재하는 분산 파일럿의 개수 N_p에 따라서 파일럿 행렬 P를 구성하는 파일럿의 조합이 달라질 수 있다. 본 논문에서는 추정한 채널 이득의 신뢰도를 향상시키기 위해서 분산 파일럿뿐만 아니라 엣지 파일럿과 부프레임 경계 파일럿까지 이용한 파일럿 조합을 제시하였다. 그림 4는 Walsh-Hadamard 인코딩 방법에서 파일럿 패턴이 MP6_4일 경우 부반송파 경계 심볼을 포함한 모든 OFDM 심볼의 개수 N_s 및 D_Y 개의 OFDM 심볼 내에 존재하는 분산 파일럿의 개수 N_p에 따른 분산 파일럿과 엣지 파일럿, 부프레임 경계 파일럿을 모두 이용한 파일럿 조합 방법을 나타낸다. 파일럿 조합은 엣지 파일럿과 부프레임 경계 파일럿을 먼저 그룹핑한 후에 분산 파일럿을 그룹핑한다. 이 때 분산 파일럿의 완벽한 그룹핑을 위해 엣지 파일럿 또는 부프레임 경계 파일럿의 일부를 중복하여 활용할 수 있다. 엣지 파일럿과 부프레임 경계 파일럿의 파일럿 조합 방법은 l와 k가 각각 시간 축의 OFDM 심볼 인덱스와 주파수 축의 부반송파 인덱스를 의미할 때, (l,k)위치의 파일럿을 기준으로 각각 $(l+1,k)$ 위치와 $(l,k+D_X)$ 위치의 파일럿을 그룹핑하는 것을 기본으로 한다. 그리고 분산 파일럿의 파일럿 조합 방법은 (l,k)위치의 파일럿을 기준으로 $(l+1,k+D_X)$ 위치의 파일럿을 그룹핑하는 것을 기본으로 한다.

그림 4(a)는 N_s와 N_p가 모두 짝수인 경우로서 앞에서 언급한 기본적인 그룹핑 방법으로 파일럿 조합을 얻을 수

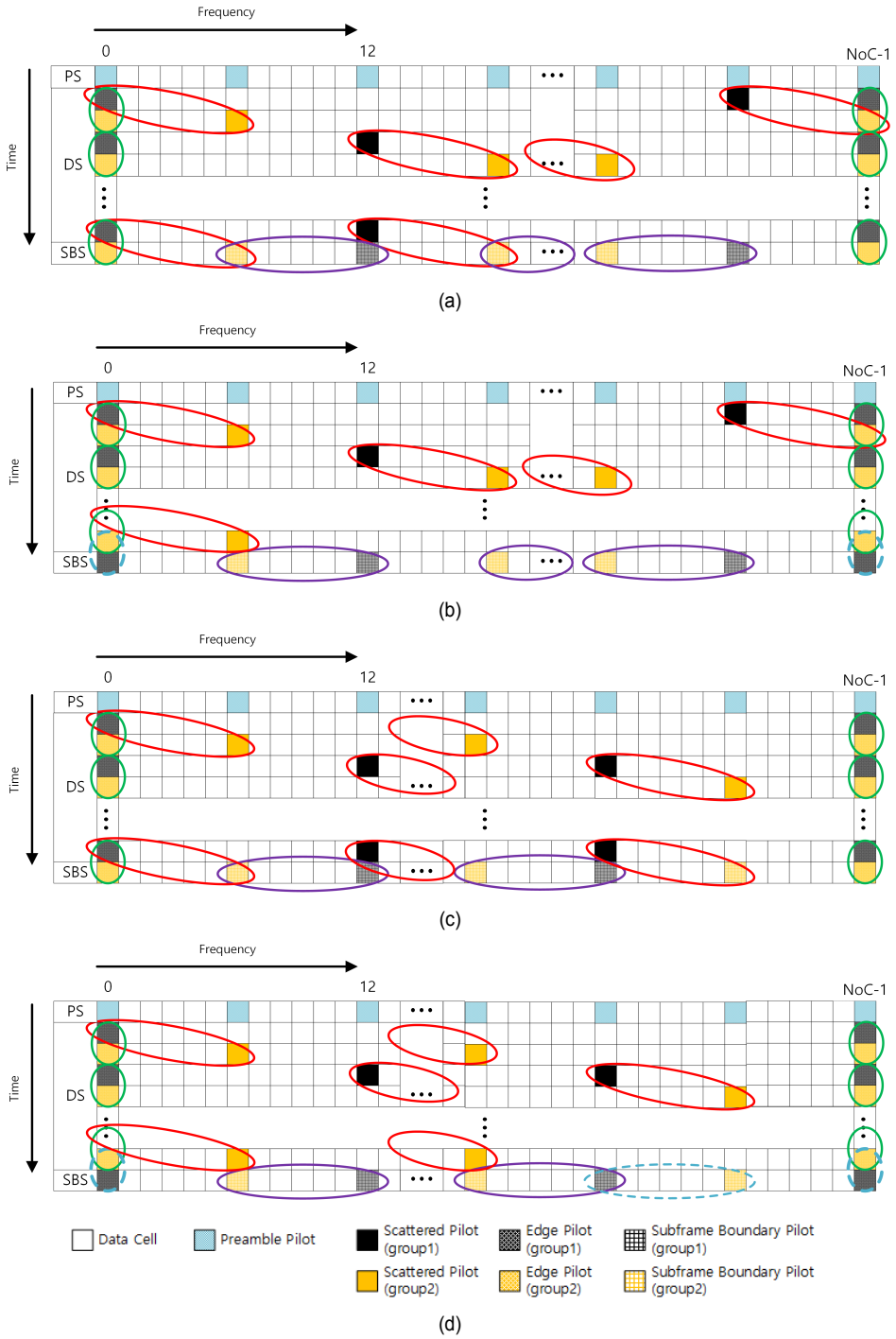


그림 4. Walsh-Hadamard 인코딩 방법에서 파일럿 패턴이 MP6_4인 경우의 파일럿 조합 방법 (송신 안테나 #1), (a) N_s:짝수, N_p:짝수, (b) N_s:홀수, N_p:짝수, (c) N_s:짝수, N_p:홀수, (d) N_s:홀수, N_p:홀수

Fig. 4. Pilot grouping method when pilot pattern is MP6_4 using Walsh-Hadamard encoding scheme (transmit antenna #1), (a) N_s:even number, N_p:even number, (b) N_s:odd number, N_p:even number, (c) N_s:even number, N_p:odd number, (d) N_s:odd number, N_p:odd number

있다. 그림 4(b)는 N_s가 홀수이고 N_p가 짝수인 경우로서 부프레임 경계 파일럿과 분산 파일럿은 기본적인 그룹핑 방법으로 파일럿 조합을 얻을 수 있지만, 엣지 파일럿의 경우에는 OFDM 심볼 개수 N_s가 홀수이므로 마지막 심볼의 엣지 파일럿은 그룹핑될 다음 엣지 파일럿이 존재하지 않는다. 이런 경우에는 점선으로 표현한 것과 같이 마지막 심볼의 엣지 파일럿과 이전 심볼의 엣지 파일럿을 그룹핑해서 파일럿 조합을 얻을 수 있다. 그림 4(c)는 N_s가 짝수이고 N_p가 홀수인 경우로서 그림 4(a)와 유사한 방법으로 그룹핑하여 파일럿 조합을 만들 수 있다. 이 경우에는 엣지 파일럿은 짝수 개가 되므로 파일럿 그룹핑이 바로 가능하지만, 부프레임 경계 파일럿은 홀수 개가 되므로 마지막 하나의 파일럿이 그룹핑 되지 않는다. 그러나 분산 파일럿까지 적용하면 완벽하게 그룹핑을 할 수 있다. 그림 4(d)는 N_s와 N_p가 모두 홀수인 경우로서 분산 파일럿은 기본적인 그룹핑 방법으로 파일럿 조합을 얻을 수 있지만, 엣지 파일럿과 부프레임 경계 파일럿의 경우에는 마지막 위치의 파일럿이 하나씩 남게 된다. 이런 경우에는 그림 4(b)의 경우와 유사하게 점선으로 표현한 것과 같이 이전 위치의 파일럿과 그룹핑해서 파일럿 조합을 얻을 수 있다. 또한, 부프레임 경계 심볼을 사용하지 않을 때, 마지막 OFDM 심볼에서 (N_s, k) 위치의 분산 파일럿이 남는 경우에는 앞의 예외 경우와 유사하게 이전 심볼에서 $(N_s-1, k-D_X)$ 위치의 분산 파일럿과 그룹핑을 하여 모든 경우에 대한 파일럿 조합이 가능하다.

널 파일럿 인코딩 방법은 송신 안테나 #1에서 그룹 1에 해당하는 파일럿 신호만 송신하고 송신 안테나 #2에서는 그룹 2에 해당하는 파일럿 신호만 송신한다. 이 때, 송신 안테나 #1의 그룹 1과 송신 안테나 #2의 그룹 2는 서로 위치가 다르므로 하나의 수신 안테나로 수신되었을 때 서로 영향을 주지 않는다. 널 파일럿 인코딩 방법을 사용할 경우, 수신 안테나 #1로부터 수신된 그룹 1과 그룹 2의 파일럿 신호 $U_{1,g1}$, $U_{1,g2}$를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} U_{1,g1} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\sqrt{2}h_{11}p_{1,g1} + 0 \cdot h_{12}p_{2,g1}) + n_{1,g1} \\ &= h_{11}p_{1,g1} + n_{1,g1} \\ U_{1,g2} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(0 \cdot h_{11}p_{1,g2} + \sqrt{2}h_{12}p_{2,g2}) + n_{1,g2} \\ &= h_{12}p_{2,g2} + n_{1,g2} \end{aligned} \tag{8}$$

널 파일럿 인코딩 방법은 그룹 1과 그룹 2의 파일럿 신호들이 서로 영향을 주지 않으므로 수신기에서는 SISO 시스템과 같은 형태를 갖게 되며, 최소 제곱법(least square)을 이용하여 채널 추정을 할 수 있다. 그러므로 파일럿 신호에 대한 각 송신 안테나와 수신 안테나 #1 사이의 채널 이득 $\tilde{h}_{11}$, $\tilde{h}_{12}$은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{h}_{11} &= \frac{1}{p_{1,g1}}U_{1,g1} = h_{11} + \frac{1}{p_{1,g1}} \cdot n_{1,g1} \\ \tilde{h}_{12} &= \frac{1}{p_{2,g2}}U_{1,g2} = h_{12} + \frac{1}{p_{2,g2}} \cdot n_{1,g2} \end{aligned} \tag{9}$$

널 파일럿 인코딩 방법은 각 송신 안테나로부터 송신된 파일럿 신호들이 서로 간섭하지 않으므로 Walsh-Hadamard 인코딩 방법에서 필요한 두 개의 연속하는 OFDM 심볼 사이의 채널 이득과 D_X 만큼 떨어진 부반송파 사이의 채널 이득이 모두 준정상이라는 가정이 필요하지 않다는 장점이 있다. 그러나 각 송신 안테나를 기준으로 볼 때 파일럿 신호의 간격은 시간 및 주파수 축에 대해서 SISO 또는 Walsh-Hadamard 인코딩 방법의 경우보다 두 배가 된다. 수신 안테나 #2로부터 수신한 신호에 대해서는 위의 수신 안테나 #1과 동일한 방법으로 채널 추정을 수행한다.

2. 보간 방법

파일럿 신호에 대한 추정된 채널 이득을 얻은 후, 데이터 신호에 대한 채널 이득을 추정하기 위해 다양한 보간 방법을 사용할 수 있다. 본 논문에서는 보간의 계산 복잡도를 줄이기 위해서 시간 축과 주파수 축을 분리하여 두 번의 1차원 보간을 병렬로 수행하였고, 보간 방법으로는 선형 보간 방법과 DFT 기반 보간 방법을 사용하였다. 선형 보간 방법은 일정한 간격만큼 배치된 파일럿 신호의 사이를 선형적으로 추정하는 방법으로서 낮은 복잡도를 갖지만 빠른 페이딩 환경에서는 채널 이득의 변화를 잘 추정하지 못하기 때문에 좋지 않은 성능을 보인다. 선형 보간 방법은 시간 축과 주파수 축 모두에서 사용이 가능하다. DFT 기반 보간 방법은 먼저 하나의 OFDM 심볼 내에서 일정한 간격만큼의 반복 주기를 갖는 추정된 파일럿 신호에 대한 채널 이득 벡터를 IDFT(inverse discrete Fourier transform)를 통해 시

간 영역으로 변환한다. 변환한 결과는 추정된 채널 이득의 간격만큼 반복 패턴이 나타나며, ATSC 3.0 MIMO 시스템에서 Walsh-Hadamard 인코딩 방법을 사용한 경우와 널 파일럿 인코딩 방법을 사용한 경우 각각 $(D_X \cdot D_Y)$ 개와 $(2 \cdot D_X \cdot D_Y)$ 개의 반복 패턴이 나타난다. 그리고 반복 패턴에 대해 zero-padding을 수행한 후 DFT를 통해 다시 주파수 영역으로 변환함으로써 데이터 신호에 대한 추정된 채널 이득을 얻을 수 있다. DFT 기반 보간 방법은 주파수 축에서만 사용이 가능하다.

앞에서 언급한 것과 같이 보간은 시간 축과 주파수 축을 분리하여 두 번의 1차원 보간을 병렬로 수행하였다. 이 때 시간 축과 주파수 축 모두 첫 번째로 보간이 수행될 수 있다. 주파수 축에 대한 보간이 첫 번째로 수행되면 모든 OFDM 심볼에 대해서 추정된 채널 이득 값을 얻을 수 있기 때문에 시간 축에 대한 보간은 수행되지 않아도 무방하다. 반대로, 시간 축에 대한 보간이 첫 번째로 수행되면 주파수 축에 대한 보간이 수행될 때 추정된 채널 이득의 간격이 두 가지 인코딩 방법 모두 D_X로 변화한다. 즉, 주파수 축에 대한 보간을 시간 축보다 먼저 수행하는 경우보다 더 높은 밀도를 갖는 추정된 채널 이득 값을 이용하여 보간을 수행할 수 있다.

IV. 전산 실험 결과

본 장에서는 ATSC 3.0 MIMO 시스템에서 두 가지 파일럿 인코딩 방법과 보간 방법의 조합에 대한 BER(bit error rate) 성능을 제시한다. 이 때, 송수신기 사이의 동기는 완벽하다고 가정한다. 전산 실험은 ATSC 3.0 물리 계층 표준을 만족하는 MATLAB 기반 시뮬레이터를 사용하였고, 전산 실험을 위한 파라미터 조합은 표 3과 같다. 전산 실험을 위한 시간 및 주파수 축에서의 보간 방법의 조합은 보간 순서와 방법에 따라서 총 4 가지가 있을 수 있으며 표 4와 같다. 시간 축에서는 선형 보간이 사용된다.

표 3. 전산 실험을 위한 파라미터 조합
Table 3. Parameter set for computer simulation

Parameter	Value
FFT size	32768 (32k)
Modulation order	QPSK
Code rate	4/15
GI	GI7_2048
Pilot encoding algorithm	Walsh-Hadamard (WH) encoding Null pilot (NP) encoding
Pilot pattern	WH: MP3_2 NP: MP6_2
Pilot boosting	0

표 4. 전산 실험을 위한 시간 및 주파수 축에서의 보간 방법 조합
Table 4. The combinations of the Interpolation schemes in the time and frequency dimensions for computer simulation

Case	Description
Case 1	Only frequency dimension (linear interpolation)
Case 2	Only frequency dimension (DFT-based interpolation)
Case 3	1st: Time dimension 2nd: Frequency dimension (linear interpolation)
Case 4	1st: Time dimension 2nd: Frequency dimension (DFT-based interpolation)

본 논문에서는 고정 수신 환경에서의 성능 비교를 위해 AWGN 채널과 MGM(modified Guildford model) 기반 채널 하에서 전산 실험을 진행하였다. MGM 채널은 BBC (British Broadcasting Cooperation)로부터 나온 고정 루프탑 환경(fixed rooftop environment)으로서, LoS(line-of-sight) 성분과 Rayleigh 성분이 더해진 첫 번째 경로와 Rayleigh 성분으로만 이루어진 나머지 7개의 다중 경로(multi-path)로 구성된다[18-20]. 본 논문에서 MGM 채널의 m번째 송신 안테나와 n번째 수신 안테나 사이의 Ricean K-factor, K_{mn}은 각각 $K_{11} = K_{22} = 5$와 $K_{12} = K_{21} = 2.5$로 설정하였

표 5. MGM 기반 채널의 채널 프로파일
Table 5. Channel profile of MGM-based channel

Tap number	Excess delay [us]	$\lvert h_{11}\rvert^2, \lvert h_{22}\rvert^2$ [dB]	$\lvert h_{12}\rvert^2, \lvert h_{21}\rvert^2$ [dB]
1	0	-0.029042	-14.638
2	0.2632	-22.82	-32.092
3	0.5264	-32.119	-38.937
4	0.7896	-35.436	-41.331
5	1.4480	-36.833	-42.482
6	2.5010	-38.366	-43.937
7	3.5540	-40.728	-46.129
8	4.6070	-43.791	-48.842

다. 본 논문에서 사용한 MGM 기반 채널의 프로파일(profile)은 표 5와 같다.

그림 5-6은 AWGN 채널 하에서 Walsh-Hadamard 인코딩 방법과 널 파일럿 인코딩 방법에 대한 다양한 채널 추정 방법의 BER 성능을 나타낸다. Case 4와 같이 시간 축에 대해서 먼저 보간을 수행하고 주파수 축에 대해서 DFT 기반 보간을 수행하는 방법이 Case 1과 3에 비해 BER=10^{-4}에서 약 3.3 dB의 SNR(signal-to-noise ratio) 이득을 얻을 수 있다. 또한, 주파수 축에서 선형 보간을 하는 Case 1과 3은 두 가지 파일럿 인코딩 방법에서 모두 서로 유사한 성능을 보이므로 이 경우 시간 축에 대한 보간의 수행 여부는 성능에 영향이 거의 없다는 것을 알 수 있다. 반면에, Case 4는 Walsh-Hadamard 인코딩 방법의 경우 Case 2와 유사한 성능을 보이지만, 널 파일럿 인코딩 방법의 경우 약 0.7 dB의 SNR 이득이 있다. Walsh-Hadamard 인코딩 방법과 널 파일럿 인코딩 방법에서 파일럿 패턴이 MP $D_X_D_Y$일 때, 주파수 축에 대한 파일럿 간격은 각각 $(D_X \cdot D_Y)$와 $(2 \cdot D_X \cdot D_Y)$이다. Case 4에서 주파수 축에 대한 DFT 기반 보간을 수행하기 전에 시간 축에서 선형 보간을 수행함으로써 선형 보간된 부반송파에 대한 채널 값을 추가로 얻을 수 있으므로 두 가지 인코딩 방법 모두 주파수 축에서 D_X 값에 해당하는 부반송파 간격마다 채널 값을 가지고 주파수 축에서 채널 추정을 수행하게 된다. 여기서, 두 가지 인코딩 방법 모두 동일한 D_Y 값을 갖는 파일럿 패턴을 사용한다면, Walsh- Hadamard 인코딩 방법보다 널 파일럿 인코딩 방법에서 선형 보간으로 인하여 추가로 얻을 수 있는 채널 값이 더 많으므로 Walsh-Hadamard 인코딩 방법보다 널 파일럿 인코딩 방법에서 Case 2와 4의 성능 차이가 더 크게 나타난다.

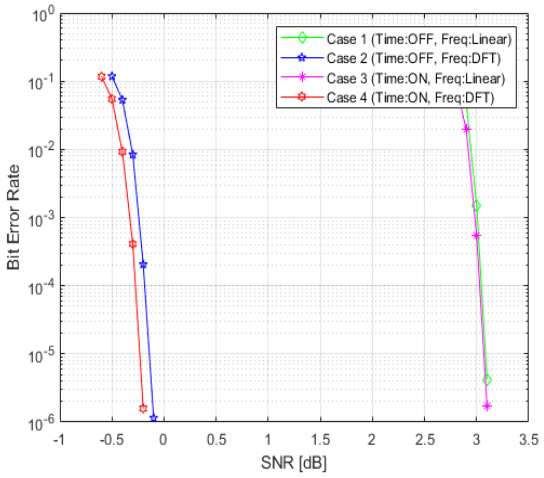


그림 5. AWGN 채널 하에서 Walsh-Hadamard 인코딩 방법에 대한 다양한 채널 추정 방법의 BER 성능
Fig. 5. BER performance of various channel estimation scheme for Walsh-Hadamard encoding under AWGN channel

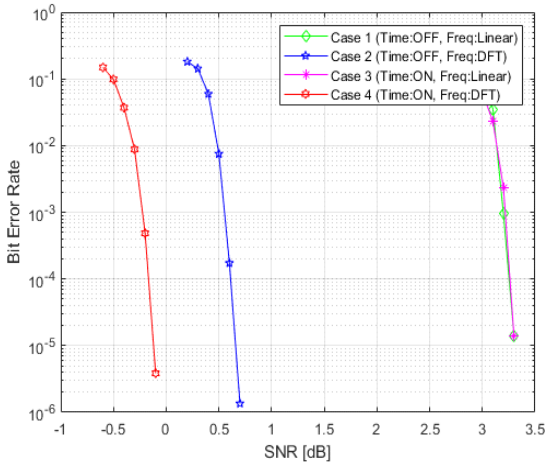


그림 6. AWGN 채널 하에서 널 파일럿 인코딩 방법에 대한 다양한 채널 추정 방법의 BER 성능
Fig. 6. BER performance of various channel estimation scheme for null pilot encoding under AWGN channel

그림 7-8은 MGM 기반 채널 하에서 Walsh-Hadamard 인코딩 방법과 널 파일럿 인코딩 방법에 대한 다양한 채널 추정 방법의 BER 성능을 나타낸다. AWGN 채널의 경우와 유사하게 Case 4의 경우가 Case 1과 3에 비해 BER=10^{-4}에서 약 4 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 또한, Case 1과 3은 두 가지 파일럿 인코딩 방법에서 모두 서로 유사한 성능을 보이므로 이 경우 시간 축에 대한 보간의 수행 여부는 성능에 영향이 거의 없다는 것을 알 수 있다. 그리고 AWGN 채널의 경우와 동일한 이유로, Case 4는 Walsh-Hadamard 인코딩 방법의 경우 Case 2와 유사한 성능을 보이지만, 널 파일럿 인코딩 방법의 경우 약 1.0 dB의 SNR 이득이 있다. 즉, MGM 기반 채널에서도 Case 4를 적용했을 때 주파수 축에서의 유효 파일럿 밀도의 증가량이 동일한 D_Y 값을 갖는 Walsh-Hadamard 인코딩 방법보다 널 파

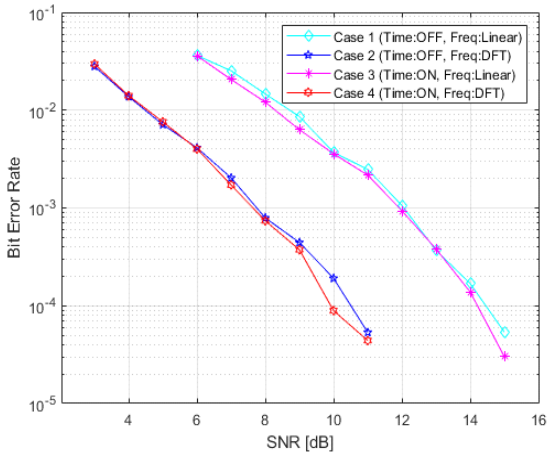


그림 7. MGM 기반 채널 하에서 Walsh-Hadamard 인코딩 방법에 대한 다양한 채널 추정 방법의 BER 성능
Fig. 7. BER performance of various channel estimation scheme for Walsh-Hadamard encoding under MGM-based channel

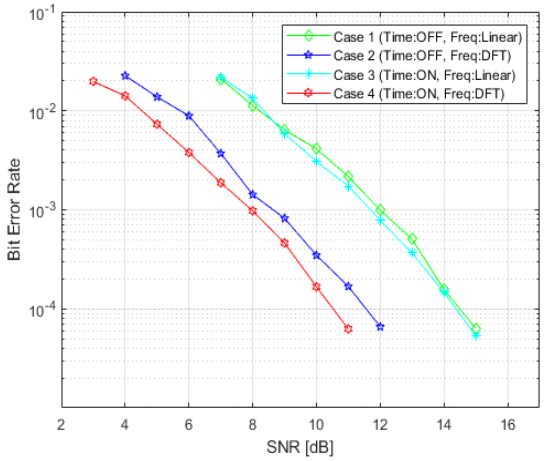


그림 8. MGM 기반 채널 하에서 널 파일럿 인코딩 방법에 대한 다양한 채널 추정 방법의 BER 성능
Fig. 8. BER performance of various channel estimation scheme for null pilot encoding under MGM-based channel

일럿 인코딩 방법에서 더 크기 때문에, Case 2에 비해 Case 4에서 얻을 수 있는 추가 성능 이득은 널 파일럿 인코딩 방법에서 더 크게 나타난다.

V. 결 론

본 논문에서는 고정 수신 환경에서 ATSC 3.0 MIMO의 채널 추정 방법에 따른 성능 평가를 제시하였다. 먼저, ATSC 3.0 MIMO 송수신기 구조를 간략하게 제시하였고, ATSC 3.0 MIMO에서 파일럿 인코딩 알고리즘으로서 정의된 Walsh-Hadamard 인코딩과 널 파일럿 인코딩을 적용하는 방법에 대해서 설명하였다. 또한, 본 논문에서는 Walsh-Hadamard 인코딩과 널 파일럿 인코딩이 적용된 파일럿이 수신되었을 때 파일럿 신호에 대한 채널 추정을 위한 방법을 제안하였다. 먼저, Walsh-Hadamard 인코딩의 경우 파일럿 그룹핑을 할 때 분산 파일럿뿐만 아니라 엣지 파일럿과 부프레임 경계 파일럿까지 모두 활용하여 다양한 상황에서 최적의 파일럿 그룹핑 조합을 만드는 방법을 본 논문에서 제시하였다. 널 파일럿 인코딩은 특정 위치의 파일럿을 2배 증가시킨 크기로 전송하는 대신 나머지 위치의 파일럿은 전송하지 않는 방법으로서, 최소 제곱법을 사용하여 채널 추정을 할 수 있다. 추가로, 파일럿 신호에 대한 채널 추정 이후, 데이터 신호에 대한 채널 추정을 위해 시간 축과 주파수 축의 보간을 독립적으로 수행하여 총 4 가지의 보간 조합을 구성하였다. 전산 실험 결과는 시간 축으로 먼저 선형 보간을 수행한 후 주파수 축으로 DFT 기반 보간을 수행하는 조합이 다른 조합에 비해 가장 좋은 성능을 얻을 수 있다는 것을 보여준다.

참 고 문 헌 (References)

[1] L. Fay, L. Michael, D. Gómez-Barquero, N. Ammar, and M. W. Caldwell, “An overview of the ATSC 3.0 physical layer specification,” IEEE Trans. Broadcast., Vol. 62, No. 1, pp.159-171, Mar. 2016.
[2] Physical Layer Protocol, document A/322, Adv. Tv Syst. Committee, Washington, DC, USA, Sep. 2016.
[3] L. Zhang et al., “Layered-division-multiplexing: theory and practice,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 62, no. 1, pp. 216-232, Mar. 2016.
[4] S. I. Park et al., “Low complexity layered division multiplexing for ATSC 3.0,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 62, no. 1, pp. 233-243, Mar. 2016.
[5] C. Regueiro et al., "LDM core services performance in ATSC 3.0," IEEE Trans. Broadcast., vol. 62, no. 1, pp. 244-252, Mar 2016.

[6] S. I. Park et al., “Field test results of layered division multiplexing for the next generation DTV system,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 63, no. 1, pp. 260-266, Mar. 2017.
[7] J. Y. Lee et al., “Multiple service configurations based on layered division multiplexing,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 63, no. 1, pp. 267-274, Mar. 2017.
[8] S. I. Park et al., “Field comparison tests of LDM and TDM in ATSC 3.0,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 64, no. 3, pp. 637-647, Sept. 2018.
[9] J. Y. Lee et al., “Layered Division Multiplexing for ATSC 3.0: Implementation and Memory Use Aspects,” Accepted for publication in IEEE Trans. Broadcast.
[10] L. Stadelmeier, D. Schneider, J. Zöllner, and J. J. Gimenez, “Channel bonding for ATSC3.0,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 62, no. 1, pp. 289-297, Mar. 2016.
[11] S. LoPresto, R. Citta, D. Vargas, and D. Gómez-Barquero, “Transmit diversity code filter sets (TDCFSs), an MISO antenna frequency predistortion scheme for ATSC 3.0,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 62, no. 1, pp. 271-280, Mar. 2016.
[12] D. Gómez-Barquero et al., “MIMO for ATSC 3.0,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 62, no. 1, pp. 298 - 305, Mar. 2016.
[13] E. Garro, J. J. Gimenez, S. I. Park, and D. Gómez-Barquero, "Scattered pilot performance and optimization for ATSC 3.0," IEEE Trans. Broadcast., vol. 63, no. 1, pp. 282-292, Mar. 2017.
[14] T. Shitomi, E. Garro, K. Murayama, and D. Gómez-Barquero, “MIMO scattered pilot performance and optimization for ATSC 3.0,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 64, no. 2, pp. 188-200, Jun. 2018.
[15] M. J. Fernandez-Getino Garcia, J. M. Paez-Borrallo, and S. Zazo, “DFT-based channel estimation in 2D pilot symbol aided OFDM wireless systems,” in Proc. IEEE VTC Spring 2001, pp. 810-814, 2001.
[16] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, “Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems,” IEEE Trans. Broadcast., vol. 48, no. 3, pp. 223-229, Sep. 2002.
[17] W. H. Lee, J. Kim, S. I. Park, and N. Hur, “Study on 2x2 MIMO Detection in ATSC 3.0 Systems,” Journal of Broadcast Engineering, vol. 22, no. 6, pp. 755-764, Nov. 2017.
[18] 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. [Online]. Available: http://www.bbc.co.uk/rd/publications/
[19] J. Boyer et al., “MIMO for broadcast-results from a high-power UK trial,” Dept. Res. Develop., Brit. Broadcast. Corp., London, U.K., Tech. Rep. WHP 157, Jan. 2007. [Online]. Available: http://www.bbc.co.uk/rd/publications/
[20] P. Moss, “MIMO technology in broadcasting – And an application in programme-making,” in Proc. IEEE Broadcast Technol. Soc. Gold Workshop Next Gener. Broadcast., Cagliari, Italy, Mar. 2013.

저 자 소 개

김 형 석

- 2016년 8월 : 한국해양대학교 전자전기정보공학부 (공학사)
- 2018년 8월 : 한국해양대학교 전자통신공학과 (공학석사)
- 2018년 9월 ~ 2019년 2월 : 한국해양대학교 전자통신공학과 수료 후 연구생
- 2019년 3월 ~ 현재 : 한국해양대학교 전자통신공학과 박사과정
- ORCID : https://orcid.org/0000-0003-0474-101X
- 주관심분야 : 디지털신호처리, 디지털통신시스템, 디지털방송시스템, MIMO, IoT

염 명 길

- 2017년 8월 : 한국해양대학교 전자통신학과(공학사)
- 2019년 2월 : 한국해양대학교 전자통신학과(공학석사)
- 2019년 1월 ~ 현재 : ㈜한화 연구원
- ORCID : https://orcid.org/0000-0001-8181-7765
- 주관심분야 : 디지털신호처리, 디지털통신시스템, 딥러닝

저 자 소 개

김 정 창

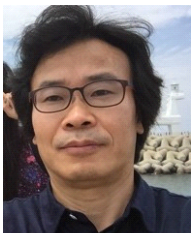
- 2000년 2월 : 한양대학교 전자·전자통신·전파공학과군(공학사)
- 2002년 2월 : 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부(공학석사)
- 2006년 8월 : 포항공과대학교 전자컴퓨터공학부(공학박사)
- 2006년 9월 ~ 2008년 5월 : 포항공과대학교 정보통신연구소 전임연구원
- 2008년 5월 ~ 2009년 8월 : 포항공과대학교 미래정보기술사업단 연구조교수
- 2009년 8월 ~ 2010년 8월 : 한국전자통신연구원 선임연구원
- 2010년 9월 ~ 현재 : 한국해양대학교 전자전기정보공학부 교수
- 2017년 ~ 현재 : ETRI Journal, 편집위원
- 2018년 ~ 현재 : IEEE Transactions on Broadcasting, Associate Editor
- ORCID : https://orcid.org/0000-0002-8612-9360
- 주관심분야 : 디지털통신시스템, 디지털방송 전송시스템, 디지털신호처리, MIMO

박 성 익

- 2000년 2월 : 한양대학교 전자·전자통신·전파공학과군 (공학사)
- 2002년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
- 2011년 2월 : 충남대학교 정보통신공학과 (공학박사)
- 2002년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 미디어방송연구실 책임연구원
- 2013년 3월 ~ 현재 : IEEE Transactions on Broadcasting 편집위원
- 2014년 11월 ~ 현재 : IEEE 방송기술회 Distinguished Lecturer
- 2016년 3월 ~ 현재 : ETRI Journal 편집위원
- ORCID : https://orcid.org/0000-0001-6283-2986
- 주관심분야 : 오류정정부호, 디지털 방송시스템, 디지털 신호처리

정 회 윤

- 2006년 2월 : 한국과학기술원 정보통신공학과 (공학사)
- 2008년 2월 : 한국과학기술원 정보통신공학과 (공학석사)
- 2008년 2월 ~ 현재: 한국전자통신연구원 미디어방송연구실 선임연구원
- ORCID : https://orcid.org/0000-0002-6167-0425
- 주관심분야 : 디지털 방송시스템, 이동통신 시스템, LTE, 5G, 3GPP 표준



허 남 호

- 1992년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학사)
- 1994년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
- 2000년 2월 : 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학박사)
- 2000년 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 미디어방송연구실 책임연구원
- ORCID : https://orcid.org/0000-0002-0437-0047
- 주관심분야 : 디지털 방송 시스템, 차세대 DTV, 모바일 및 3DTV 방송