

ATSC 3.0 기반 3계층 LDM-MIMO 시스템의 각 계층 별 수신 성능 분석

권순영*, 김호재*, 배재휘**, 허남호**, 김형남^o

Reception Performance Analysis of Each Layer for ATSC 3.0 Three-Layer LDM-MIMO System

Soon-Young Kwon*, Ho Jae Kim*, JaeHwui Bae**, Namho Hur**, Hyoung-Nam Kim^o

요 약

전 세계의 다양한 국가에서 초고화질(ultra high definition, UHD)급 화질의 디지털 방송 콘텐츠를 지상파에서 전송하기 위해 차세대 지상파 디지털 방송 시스템의 기술 개발 및 표준화를 진행하고 있다. 북미의 디지털 방송 표준화 기구인 ATSC(Advanced Television Systems Committee)는 주파수 효율을 극대화하는 차세대 디지털 방송 표준인 ATSC 3.0을 표준으로 제정하였다. ATSC 3.0에는 데이터 전송 용량을 증대시키기 위해 2개의 방송 서비스를 동시 송출하는 계층 분할 다중화(layered division multiplexing, LDM) 시스템과 2×2 다중 입출력(multiple input multiple output, MIMO) 시스템 등이 포함되어 있지만, 8K-UHD와 같은 초고품질의 방송 서비스를 제공하기 위해서는 디지털 방송 환경에서의 추가적인 전송 용량 증대가 필수적이다. 이에 본 논문은 3계층 LDM과 2×2 MIMO 기술을 결합하여 만든 3계층 LDM-MIMO 시스템에 대해 설명하고, 모의실험을 통해 채널 추정을 위한 파일럿 패턴과 파일럿 신호에 의한 채널 보간 방법에 따른 시스템의 각 계층별 수신 성능을 분석한다. 분석 결과, 고정 수신을 목표로 하는 하위 계층은 WH-DFT(Walsh Hadamard - discrete Fourier transform) 방법의 채널 추정을 통한 수신 성능이 가장 우수하고, 이동 수신을 목표로 하는 상위 계층과 중간 계층은 WH-Linear 방법의 채널 추정을 통한 수신 성능이 우수함을 확인하였다.

Key Words : ATSC 3.0, digital broadcasting, three-layer LDM, MIMO

ABSTRACT

In various countries, the development and standardization of next-generation terrestrial broadcasting systems for transmitting digital broadcasting contents having ultra high definition (UHD) quality are underway. The North American standardization organization, Advanced Television Systems Committee (ATSC), has established ATSC 3.0, the next-generation digital broadcasting standard. Although ATSC 3.0 includes a two-layer layered division multiplexing (LDM) system and 2×2 multiple-input multiple-output (MIMO) system, it is necessary to

※ 이 논문은 2017년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기획평가원(IITP)의 지원을 받아 수행된 연구임[2017-0-00081, 초고품질UHD(UHQ)전송기술개발]

※ 본 논문은 BK21플러스, 4차산업혁명ICT융합미래인재교육연구단에 의하여 지원되었음

• First Author : Department of Electrical and Electronics Engineering, Pusan National University, ysk1680@pusan.ac.kr, 학생(석박통합과정), 학생회원

^o Corresponding Author : Department of Electronics Engineering, Pusan National University, hkim@pusan.ac.kr, 정교수, 중신회원

* Department of Electrical and Electronics Engineering, Pusan National University, kkhjj007@pusan.ac.kr, 학생(박사과정), 학생회원

** Electronics and Telecommunications Research Institute, {jhae, namho}@etri.re.kr, 정회원

논문번호 : 202007-171-A-RN, Received July 29, 2020; Revised September 7, 2020; Accepted September 14, 2020

increase additional transmission capacity for 8K-UHD TV. This paper describes a three-layer LDM-MIMO system made by combining a three-layer LDM system and MIMO technology to increase transmission capacity. Through simulation, the reception performance of each layer of the system according to a pilot pattern for channel estimation and a pilot signal interpolation method is analyzed. Simulation results show that the lower layer targeting fixed reception has excellent performance with the use of the Walsh Hadamard - discrete Fourier transform (WH-DFT) method, and the upper layer and middle layer targeting mobile reception have excellent performance for the WH-Linear method.

1. 서 론

통신 및 방송 기술의 발전으로 다양한 분야에서 초고화질(ultra high definition, UHD)급 대용량 멀티미디어 콘텐츠를 서비스하기 위하여 전송 효율 향상에 대한 연구가 전 세계적으로 활발히 이루어지고 있다^[1,2]. 북미의 디지털 방송 표준기구인 ATSC(advanced television systems committee)는 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM), 다중 입출력(multiple-input multiple-output, MIMO) 및 계층 분할 다중화(layered division multiplexing, LDM) 기술 등, 주파수 효율을 향상시키는 여러 기술을 포함하고 있는 차세대 디지털 방송 표준 ATSC 3.0을 제정하였다^[3].

시간 자원을 나누어 사용하는 시 분할 다중화(time division multiplexing, TDM)나 주파수 자원을 나누어 사용하는 주파수 분할 다중화(frequency division multiplexing, FDM)와는 달리 LDM은 신호의 전력을 나누어 사용하는 비직교 다중 접속(non-orthogonal multiple access, NOMA) 기술이다^[4]. 이러한 LDM 기술은 TDM, FDM보다 시간 및 주파수 자원을 효율적으로 사용할 수 있으며, 전송 용량이 크다는 장점이 있다^[5].

ATSC 3.0 시스템에는 2개의 서비스를 한 번에 송출하는 2계층 LDM이 표준으로 채택되어 있으며^[3], UHD급 고정 방송 서비스와 고화질(high definition, HD)급 이동 방송 서비스의 동시 송출을 목표로 한다. 두 개의 계층 중 전력이 높은 계층을 상위 계층(upper layer, UL) 또는 핵심 계층(core layer, CL), 전력이 낮은 계층을 하위 계층(lower layer, LL) 또는 향상 계층(enhanced layer, EL)이라고 한다. 각 계층의 신호는 서비스 목적에 따라 서로 다른 차수의 변조 방식을 사용하며, 일반적으로 상위 계층은 4진 직교 진폭 변조(quadrature amplitude modulation, QAM)와 같은 낮은 변조 차수를, 하위 계층은 64-QAM과 같은 높은 변조 차수를 사용한다^[5].

ATSC 3.0 시스템은 초기 디지털 방송 표준인 ATSC 1.0 시스템보다 전송 효율이 30% 이상 향상되고, 유럽의 디지털 방송 표준인 DVB-T2^[6]/NGH^[7]보다 개선된 성능, 유연한 서비스를 제공하는 시스템이다^[8]. ATSC 3.0 시스템의 표준에는 전송 용량의 향상을 위하여 송신기와 수신기를 각각 2개씩 사용하는 2×2 MIMO 시스템이 선택사항으로 포함되어 있다^[3]. 이 시스템은 두 개의 송신 안테나를 통해 독립된 여러 신호들을 단일 라디오 주파수(radio frequency, RF) 대역으로 전송하는 시스템으로, 여러 개의 안테나를 통해 공간 다중화 이득을 얻을 수 있다^[9]. 2×2 MIMO 시스템을 사용할 경우 채널 추정을 하기 위한 파일럿 패턴이 기존의 단일 입출력(single-input single-output, SISO) 시스템과 다른 패턴을 사용한다^[9]. ATSC 3.0에는 널 파일럿(null pilot, NP) 패턴과 월시-하다마드(Walsh-Hadamard, WH) 패턴이 표준으로 채택되어 있다^[3]. 이러한 파일럿 패턴과 채널에 따라 계층 별 수신 성능의 차이가 발생한다^[9].

최근 방송 미디어 서비스 분야에서는 딥 러닝을 이용한 통신 시스템이 연구되면서 주파수 효율을 향상시키는 기술에 대한 연구도 함께 진행되고 있다^[10]. 주파수 효율을 높이기 위해, 2계층 LDM 시스템에 새로운 계층을 추가한 3계층 LDM 시스템 구축이 가능하다. 3계층 LDM 시스템을 구축할 경우, 3개의 물리 계층 파이프(physical layer pipe, PLP)를 동시에 보낼 수 있기 때문에 한정된 주파수 자원을 효율적으로 사용할 수 있다^[11]. 대표적으로 추가적인 전송 용량이 필요한 경우인 재난 방송, 동시 방송 서비스, 긴급 뉴스와 같은 상황에서 3계층 LDM을 활용할 수 있다.

디지털 방송 시스템에서 전송 효율을 높이기 위해 다양한 연구가 진행되고 있으며, 그 중 2계층 LDM-MIMO 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.^[12] HD급 이동 방송을 포함하는 두 가지 서비스에 높은 전송 용량이 필요한 UHD급 고정 방송을 동시에 서비스하기 위해, 2계층 LDM-MIMO 시스템에 하나의 계층을 확장한 시스템인 3계층 LDM-MIMO

시스템을 고려할 수 있다. 3계층 LDM-MIMO 시스템은 연속 간섭 제거(successive interference cancellation, SIC) 기술을 사용하기 때문에, 시스템의 계층이 늘어날수록 하위 계층의 간섭 제거 오류가 증가하여 파일럿 패턴 및 변조 차수와 같은 변수들에 더욱 민감하게 반응한다. 따라서 3계층 LDM-MIMO 시스템을 구축할 경우, 채널 추정 성능 등의 변인 요소에 따른 새로운 수신 성능 분석이 필요하다. 본 논문은 모의실험을 통해 이동 수신 채널과 고정 수신 채널에서 파일럿 패턴과 파일럿 신호에 의한 채널 보간 방법에 따른 수신 성능 분석을 위해 각 계층 별 요구 신호 대 잡음 비(signal-to-noise ratio, SNR)를 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 II장에서는 3계층 LDM-MIMO 시스템에 대해 설명한다. 2.1절에서는 송수신 블록도를 통해 3계층 LDM-MIMO 신호의 생성과 복조 방법에 대해 설명하고, 2.2절에서는 MIMO 시스템의 채널 추정을 위한 파일럿 패턴에 대해 설명한다. III장에서는 파일럿 패턴과 파일럿 신호에 의한 보간 방법에 따른 성능 분석을 위한 모의실험을 진행하여 계층 별 요구 SNR을 도출하고, IV장에서는 결론을 맺는다.

II. 3계층 LDM-MIMO 시스템

2.1 3계층 LDM-MIMO 시스템

3계층 LDM-MIMO 시스템은 3계층 LDM 시스템과 MIMO 시스템이 결합된 시스템으로, 여러 개의 PLP를 동시에 전송할 수 있는 LDM과¹³⁾, 공간 다중화 이득을 이용하여 전송 용량을 높이는 MIMO를 결합한 시스템이다. ATSC 3.0 표준의 일부로 채택되어 있는 LDM 계층의 개수는 2개이므로, 2개의 PLP를 동시에 전송할 수 있다¹³⁾. LDM의 계층 수를 2계층에서 3계층으로 확장할 경우, 3개의 PLP를 동시에 전송할 수 있게 되어 한정된 주파수 대역에서 효율적인 스펙트럼 사용이 가능하다.

3계층 LDM 신호의 스펙트럼은 그림 1과 같다. 3개의 계층 신호는 각각 다른 변조 차수 및 부호화율(code rate)을 사용할 수 있으며, 스펙트럼 전력이 가장 강한 빨강 신호를 상위 계층(upper layer, UL), 파랑 신호를 중간 계층(middle layer, ML), 스펙트럼 전력이 가장 약한 노랑 신호를 하위 계층(lower layer, LL)이라 한다. 여기서 α_1 은 상위 계층과 중간 계층의 전력 차이, α_2 는 중간 계층과 하위 계층의 전력 차이를 의미한다. 일반적으로 강건한 변조 방식을 사용하

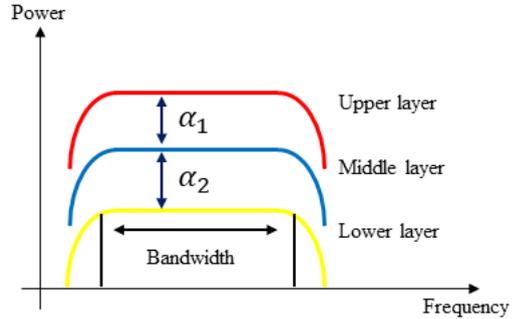


그림 1. 3계층 LDM 신호의 스펙트럼
Fig. 1. Spectrum of three-layer LDM signal.

는 상위 계층 및 중간 계층은 HD급 이동 수신 서비스를 목표로, 상대적으로 높은 SNR을 요구하는 하위 계층은 UHD급 고정 수신 서비스를 목표로 한다.

2x2 MIMO 시스템의 경우 공간 다중화를 위해 이중 편파 다중안테나를 사용하며, 편광된 신호를 수신하기 위해서는 수신 안테나의 극이 고정되어 있어야 한다. 이동 수신 서비스의 경우 안테나 극의 고정이 어려우므로, 3계층 LDM-MIMO 시스템에서는 3개 계층의 신호 중 고용량 고정 수신 서비스를 목표로 하는 하위 계층 신호만 MIMO를 적용한다⁹⁾.

3계층 LDM-MIMO 시스템의 송신 블록도는 그림 2와 같다. 우선 스트림C(하위 계층 신호)에 오류 정정 부호(forward error correction, FEC)와 비트 인터리버(bit interleaver, BI) 과정이 적용된다. 그 후, MIMO 역다중화(demux)를 통해 Tx1 안테나로 전송될 신호와 Tx2 안테나로 전송될 신호를 나누고, 매핑(mapping)과 MIMO 전처리기(precoder)를 통해 2개의 하위 계층 송신 신호를 만든다. 만들어진 2개의 하위 계층 신호의 전력을 α_2 로 조절한 후, 중간 계층 비트 인터리브 된 부호화 변조(bit interleaved coded modulation, BICM)를 통과한 스트림B(중간 계층 신호) 신호는 하위 계층 신호와 더해지고 신호의 전력을 α_1 로 조절한다. 이 신호와 상위 계층 BICM을 수행한 스트림A(상위 계층 신호)를 더한 후, 신호 전력 정규화, 파일럿 삽입과 OFDM 변조를 통하여 2개의 신호를 전송한다. 이렇게 만들어진 Tx1과 Tx2를 통해 전송되는 신호의 수식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \beta(x_{UL}(t) + \alpha_1 x_{ML}(t) + \alpha_1 \alpha_2 x_{LL,1}(t)) \\ x_2(t) &= \beta(x_{UL}(t) + \alpha_1 x_{ML}(t) + \alpha_1 \alpha_2 x_{LL,2}(t)). \end{aligned} \quad (1)$$

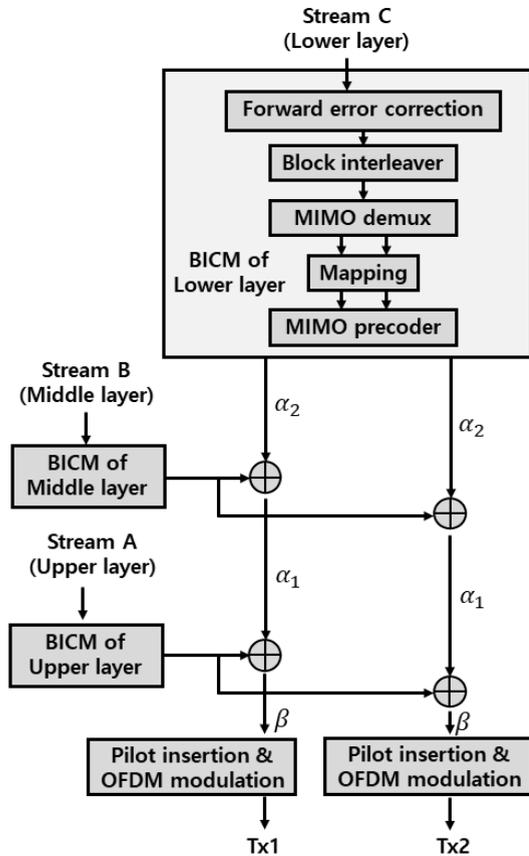


그림 2. 3계층 LDM-MIMO 시스템의 송신 블록도
 Fig. 2. Transmitter block diagram of three-layer LDM-MIMO system.

여기서 $x_1(t)$ 는 Tx1의 송신 신호이고, $x_2(t)$ 는 Tx2의 송신 신호이다. $x_{UL}(t)$ 는 상위 계층 신호, $x_{ML}(t)$ 는 중간 계층 신호이고, $x_{LL,1}(t)$ 와 $x_{LL,2}(t)$ 는 각각 Tx1 신호와 Tx2 신호의 하위 계층 신호이다. 그리고 β 는 신호의 전력을 정규화 해주는 정규화 요소이다. 최종적으로 송신되는 $x_1(t)$ 와 $x_2(t)$ 의 하위 계층은 2×2 MIMO 시스템을 사용하는 고정 수신 서비스를 목표로 하기 때문에 서로 다른 신호를 전송하고, 상위 계층과 중간 계층은 2×2 MIMO 시스템을 사용할 경우 안테나의 극을 고정시키기 어려운 이동 수신 서비스를 목표로 하기 때문에 서로 같은 신호를 전송한다.

이상적인 MIMO 시스템은 수신 안테나 Rx1은 Tx1 신호를, Rx2는 Tx2 신호를 수신해야 하지만, 일반적인 MIMO 시스템에서 Tx1 신호와 Tx2 신호는 같은

대역을 사용하기 때문에 서로 간섭이 일어난다. Tx1 신호와 Tx2 신호 사이에서 발생하는 간섭은 높은 교차 편파 분리도(cross polarization discrimination, XPD)를 가지는 안테나를 사용하여 간섭을 최소화할 수 있다. 고정 수신인 경우 수신 안테나의 위치나 극이 고정되기 때문에 편파의 분리가 가능하지만, 이동 수신인 경우 안테나의 위치나 극이 시간에 따라 변하기 때문에 편파의 분리가 어렵다. 따라서 교차 편파 분리도가 높은 고정 안테나를 사용하는 하위 계층 신호만 MIMO를 적용하고, 이동 안테나를 사용하는 상위 계층과 중간 계층은 다중 입력 단일 출력(multiple-input single-input, MISO)을 적용한다.

수신된 3계층 LDM-MIMO 신호의 수신은 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned}
 y_1(t) &= h_{1,1} * x_1(t) + h_{1,2} * x_2(t) + n_1(t) \\
 y_2(t) &= h_{2,1} * x_1(t) + h_{2,2} * x_2(t) + n_2(t).
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

여기서 $y_i(t)$ 는 i 번째 안테나에 수신된 시간 영역 수신 신호이고, $h_{i,j}(t)$ 는 j 번째 Tx 송신 안테나에서 i 번째 Rx 수신 안테나 사이의 시간 영역 채널을 의미한다. 그리고 $n_i(t)$ 는 i 번째 수신 안테나에서 잡음을 의미하고 *기호는 컨볼루션을 의미한다.

3계층 LDM-MIMO 시스템의 수신 시스템은 그림 3과 같다. 먼저 각각의 안테나로 수신된 신호를 OFDM 복조를 진행한다. OFDM 복조를 진행한 주파수 영역 신호의 수신은 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned}
 Y_1[k] &= H_{1,1}[k]X_1[k] + H_{1,2}[k]X_2[k] + N_1[k] \\
 Y_2[k] &= H_{2,1}[k]X_1[k] + H_{2,2}[k]X_2[k] + N_2[k].
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

여기서 Y_i 는 i 번째 안테나의 주파수 영역 수신 신호를 의미하고, $H_{i,j}$ 는 j 번째 송신 안테나에서 i 번째 수신 안테나 사이의 주파수 영역 채널을 의미한다. X_i 는 i 번째 송신 안테나의 주파수 영역 송신 신호를 의미하고, N_i 는 i 번째 수신 안테나의 주파수 영역 가산 백색 가우스 잡음(additive white Gaussian noise, AWGN)을 의미한다. 그리고 k 는 주파수 인덱스를 의미한다.

3개 계층의 신호를 모두 복조하기 위해서는 연속 간섭 제거 기법이 필요하다. 상위 계층 신호의 전력이 가장 크기 때문에 상위 계층 신호의 복조가 가장 먼저

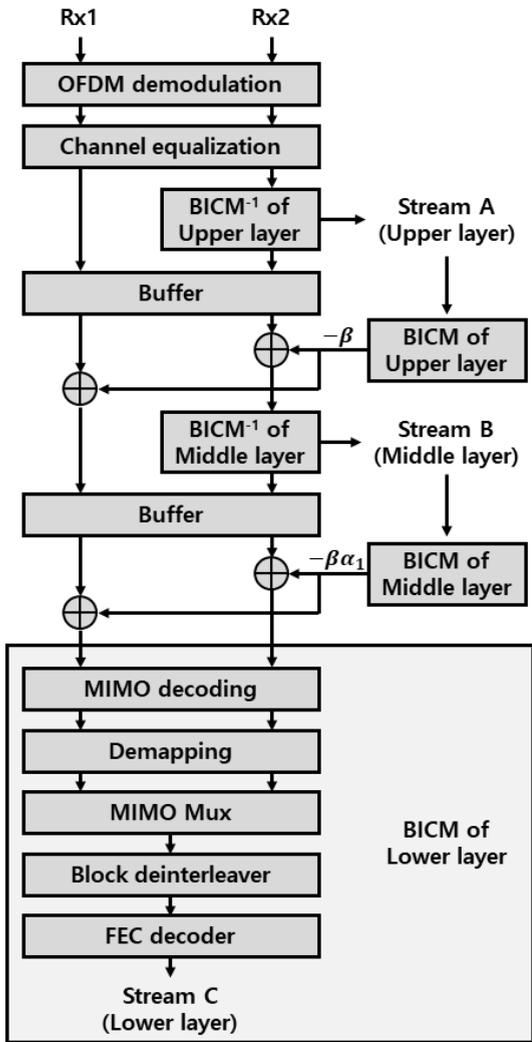


그림 3. 3계층 LDM-MIMO 시스템의 수신 블록도
Fig. 3. Receiver block diagram of three-layer LDM-MIMO system.

이루어져야 하며, 중간 계층과 하위 계층은 잡음으로 가정하여 상위 계층 신호의 복조가 이루어진다. Rx1과 Rx2의 상위 계층 신호는 같은 신호이기 때문에 두 신호 중 임의로 선택하여 신호 복조를 진행한다. 선택된 신호에 BICM 복조과정을 수행하면, 상위 계층 신호인 스트림A를 얻을 수 있다.

중간 계층 신호를 획득하기 위해서는 상위 계층 신호의 제거가 필요하다. 상위 계층 신호의 제거를 위해 복조된 스트림A에 다시 BICM을 수행한 후, 정규화 요소인 β 를 곱하여 첫 번째 버퍼에 저장된 신호와 차를 구하면 상위 계층 신호를 제거할 수 있다. 중간 계층 신호의 복조는 상위 계층 신호 복조 과정과 유사하

게 하위 계층 신호를 잡음으로 가정한다. 따라서 상위 계층이 제거된 신호를 이용하여 중간 계층 BICM 복조과정을 수행하면 중간 계층 신호인 스트림B를 얻을 수 있다.

마지막으로 하위 계층 신호를 얻기 위해 중간 계층 신호를 다시 복조한 후 $\beta\alpha_1$ 을 곱하여 두 번째 버퍼에 저장된 신호와의 차를 구하면 중간 계층 신호를 제거할 수 있다. 하위 계층 신호는 MIMO 신호이기 때문에 상위 계층과 중간 계층과는 다른 BICM 복조 과정이 필요하다. 먼저 MIMO 복조를 수행한 후 두 개의 신호의 역매핑 과정을 수행한다. 그 후 MIMO 다중화(mux) 과정을 수행하여 두 개였던 신호를 하나의 신호로 결합하고, 하위 계층 BICM 복조 과정을 거치면 스트림C를 얻을 수 있다.

2.2 MIMO 채널 추정 방법

디지털 방송 통신 환경에서 수신 신호를 정상적으로 복조하기 위해서는 정확한 채널 추정이 필요하다. SISO 시스템을 사용하는 경우 안테나가 한 쌍이므로 하나의 채널만 추정하면 되지만, 2x2 MIMO 시스템은 안테나가 두 쌍이므로 4개의 채널을 추정해야 한다⁹⁾. ATSC 3.0 시스템은 채널 추정을 위해 파일럿을 삽입하며, 파일럿을 삽입하는 패턴에 따라 WH 패턴과 NP 패턴으로 구분한다³⁾.

그림 4는 x축 간격이 3이고, y축 간격이 2인 WH 파일럿 패턴을 나타낸 그림이다. WH 패턴은 기본 파일럿과 부호 반전 파일럿을 사용한다. 첫 번째 안테나에서는 모든 파일럿 위치에 기본 파일럿이 사용된다. 두 번째 안테나에서는 홀수 번째 줄의 파일럿 위치에는 기본 파일럿, 짝수 번째 줄의 파일럿 위치에는 부호 반전 파일럿이 사용된다. 채널 추정 시 두 번째 안테나의 기본 파일럿과 부호 반전 파일럿은 서로 다른 채널을 추정하므로, WH의 x축 간격은 두 배로 계산된다⁹⁾.

두 번째 안테나의 기본 파일럿 위치에서 X_1 과 X_2 의 파일럿 부호가 같기 때문에 식 (4)를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_1^+ [k] &= \frac{Y_1 [k]}{X_1 [k]} = \hat{H}_{1,1} [k] + \hat{H}_{1,2} [k], \\ \hat{H}_2^+ [k] &= \frac{Y_2 [k]}{X_1 [k]} = \hat{H}_{2,1} [k] + \hat{H}_{2,2} [k]. \end{aligned} \tag{4}$$

여기서 $\hat{H}_{i,j}$ 는 WH 파일럿 패턴으로 추정된 채널 값이며, \hat{H}_i^+ 는 두 번째 안테나의 기본 파일럿 위치의

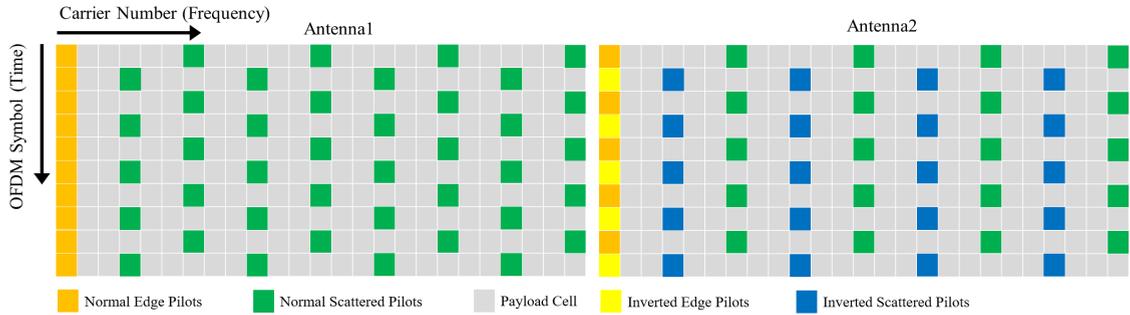


그림 4. Walsh-Hadamard 파일럿 패턴
Fig. 4. Walsh-Hadamard pilot pattern.

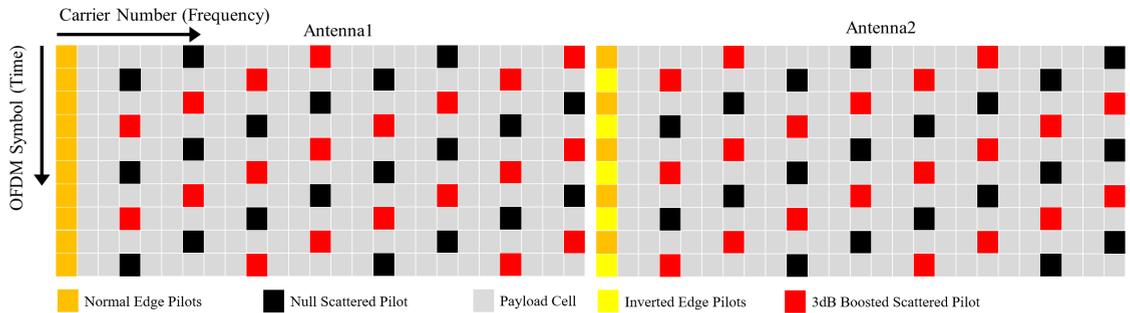


그림 5. Null 파일럿 패턴
Fig. 5. Null pilot pattern.

채널 추정 값이다. 두 번째 안테나의 부호 반전 파일럿 위치에서는 X_1 과 X_2 의 부호가 반대이기 때문에 식 (5)를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_1^- [k] &= \frac{Y_1 [k]}{X_1 [k]} = \hat{H}_{1,1} [k] - \hat{H}_{1,2} [k] \\ \hat{H}_2^- [k] &= \frac{Y_2 [k]}{X_1 [k]} = \hat{H}_{2,1} [k] - \hat{H}_{2,2} [k]. \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 \hat{H}_1^- 는 두 번째 안테나의 부호 반전 파일럿 위치의 채널 추정 값이다. 식 (4)와 (5)를 이용해 식 (6)과 같이 4개의 채널을 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{H}_{1,1} [k] &= \frac{\hat{H}_1^+ [k] + \hat{H}_1^- [k]}{2}, \quad \hat{H}_{1,2} [k] = \frac{\hat{H}_1^+ [k] - \hat{H}_1^- [k]}{2}, \\ \hat{H}_{2,1} [k] &= \frac{\hat{H}_2^+ [k] + \hat{H}_2^- [k]}{2}, \quad \hat{H}_{2,2} [k] = \frac{\hat{H}_2^+ [k] - \hat{H}_2^- [k]}{2}. \end{aligned} \quad (6)$$

그림 5는 x축 간격이 3이고, y축 간격이 2인 NP 패턴을 나타낸 그림이다. NP 패턴의 채널 추정 방법은

널 파일럿과 3 dB 강한 파일럿을 이용한다. 채널 추정 시 널 파일럿과 3 dB 강한 파일럿은 서로 다른 채널을 추정하므로, NP 패턴의 y축 간격은 두 배로 계산된다⁹⁾. 첫 번째 안테나에서 3 dB 강한 파일럿 위치의 X_2 는 크기가 0이기 때문에, X_2 가 사라지고 식 (7)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{Y_1 [k]}{X_1 [k]} &= \frac{\tilde{H}_{1,1} [k] X_1 [k]}{X_1 [k]} + \frac{\tilde{H}_{1,2} [k] X_2 [k]}{X_1 [k]} = \tilde{H}_{1,1} [k], \\ \frac{Y_2 [k]}{X_1 [k]} &= \frac{\tilde{H}_{2,1} [k] X_1 [k]}{X_1 [k]} + \frac{\tilde{H}_{2,2} [k] X_2 [k]}{X_1 [k]} = \tilde{H}_{2,1} [k]. \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $\tilde{H}_{i,j}$ 는 NP 패턴으로 추정된 채널을 의미한다. 두 번째 안테나에서 3 dB 강한 파일럿 위치의 X_1 은 크기가 0이기 때문에 사라지게 되고, 식 (8)이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \frac{Y_1 [k]}{X_2 [k]} &= \frac{\tilde{H}_{1,1} [k] X_1 [k]}{X_2 [k]} + \frac{\tilde{H}_{1,2} [k] X_2 [k]}{X_2 [k]} = \tilde{H}_{1,2} [k], \\ \frac{Y_2 [k]}{X_2 [k]} &= \frac{\tilde{H}_{2,1} [k] X_1 [k]}{X_2 [k]} + \frac{\tilde{H}_{2,2} [k] X_2 [k]}{X_2 [k]} = \tilde{H}_{2,2} [k]. \end{aligned} \quad (8)$$

식 (4)~(8)을 통해 파일럿 위치의 채널을 추정할 수 있지만, 정상적인 방송 통신을 위해서는 파일럿을 포함한 모든 데이터 위치의 채널을 추정해야 한다. 그림 4와 그림 5에서 데이터는 파일럿 사이에 위치해 있으므로, 데이터 위치의 채널은 파일럿 위치의 채널 사이를 보간하는 방식으로 추정한다. 파일럿 위치에서 최소 자승법(least square)을 사용하여 채널을 추정한 후, 이산 푸리에 변환(discrete Fourier transform, DFT) 보간 방법과 선형(linear) 보간 방법을 사용하여 데이터 위치의 채널을 추정한다. DFT 보간 방식은 우선 역 이산 푸리에 변환(inverse discrete Fourier transform, IDFT)을 통해 주파수 영역의 파일럿 위치 채널 추정 값을 시간 영역으로 변환한다. 시간 영역의 채널 추정 값에 데이터 크기만큼 제로 패딩을 한 후 DFT를 수행하여 데이터 위치의 채널을 추정한다^[14]. 선형 보간은 파일럿 위치 채널 추정 값을 직선으로 연결하여 데이터 위치의 값을 샘플링하여 채널을 추정한다^[15]. 모의실험을 통해 두 가지 파일럿 위치의 채널 추정 방법과 두 가지 데이터 위치의 채널 보간 방법을 조합하여 채널 상황에 따른 수신 성능을 분석한다.

III. 모의실험

3계층 LDM-MIMO 시스템의 수신 성능을 분석하기 위해 다양한 채널 상황을 반영하여 모의실험을 진행하였다. 3계층 LDM-MIMO 시스템은 동시에 전송하는 PLP의 개수가 3개이므로 제공하는 서비스의 목표를 3개로 정하였다. 상위 계층 신호와 중간 계층 신호는 이동 수신 서비스를 목표로 하기 때문에, 도플러 주파수가 존재하는 이동 채널인 TU-6 채널을 적용하였다. 하위 계층 신호는 2x2 MIMO 시스템을 사용했고, 고정 수신 서비스를 목표로 하기 때문에 단일 주파수 망(single frequency network, SFN) 채널을 적용하였다. 모의실험 진행 시 고속 푸리에 변환(fast Fourier transform, FFT) 크기는 8K를, 보호 구간은 FFT 크기의 1/16을 사용하였다. α_1, α_2 는 각각 2 dB로 설정하였으며, 중심주파수는 600 MHz를 사용하였다. 오류 정정 부호는 ATSC 3.0의 저밀도 패리티 검사(low density parity check, LDPC) 부호를 사용하였으며 길이는 64800 비트를 사용하였다. 상위, 중간, 하위 계층의 성상은 각각 4-QAM, 4-QAM, 64-QAM을 사용했고, 부호화율은 각각 2/15, 3/15, 10/15를 사용하였다. 파일럿 사이의 간격은 x축 간격 3, y축 간격 2를 사용하였다. 상위 계층과 중간 계층은 XPD 6

dB를 사용하였고, 하위 계층은 XPD 18 dB를 사용하였다.

채널 추정 성능은 평균 제곱 오차(mean square error, MSE) 값을 통해 분석하였고, MSE는 식(9)와 같이 정의하였다.

$$MSE = E \left[\frac{1}{4} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 |\hat{H}_{i,j}[k] - H_{i,j}[k]|^2 \right]. \quad (9)$$

여기서 $\hat{H}_{i,j}$ 는 추정된 채널 값이고, $H_{i,j}$ 는 실제 채널 값이다.

그림 6은 수신기의 속도가 60 km/h인 경우의 TU-6 채널의 채널 추정 성능을 나타낸 모의실험 결과이다. 수신기의 속도가 60 km/h인 경우 발생하는 최대 도플러 주파수는 33.3 Hz이고, 이동 수신 채널이기 때문에 XPD 값은 고정 수신보다 낮은 값인 6 dB로 설정하였다. 모의실험 결과 SNR 10 dB 이하에서는 선형 보간 방법이 DFT 보간 방법보다 채널 추정 성능이 약 3 dB 우수하였고, SNR 10 dB 이상에서는 WH 방법이 NP 방법보다 채널 추정 성능이 약 6 dB 우수하였다.

그림 7은 XPD 값에 따른 TU-6 채널의 채널 추정 성능을 나타낸 모의실험 결과이다. 최대 도플러 주파수는 33.3 Hz이고, SNR은 6 dB로 설정하였다. 모의실험 결과 선형 보간 방법이 DFT 보간 방법보다 채널 추정 성능이 우수하였다. NP 패턴은 파일럿 사이의 y축 간격이 두 배로 계산되기 때문에, 이동 수신 채널 추정 시 도플러 주파수에 의해 채널 추정 오류가 증가한다. 이동 수신 서비스의 목표 XPD 값인 6 dB에서는 파일럿 사이의 y축 간격이 두 배로 계산되지 않는

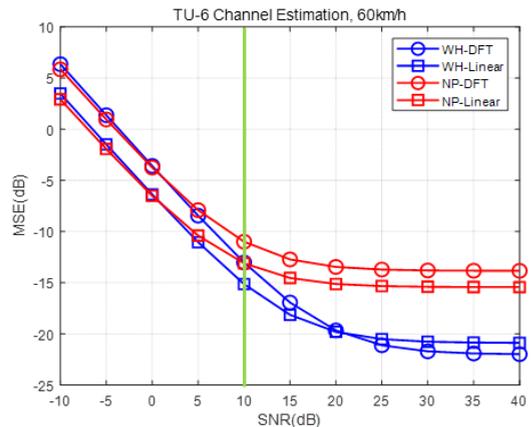


그림 6. TU-6 채널의 채널 추정 성능
Fig. 6. Channel estimation results for TU-6.

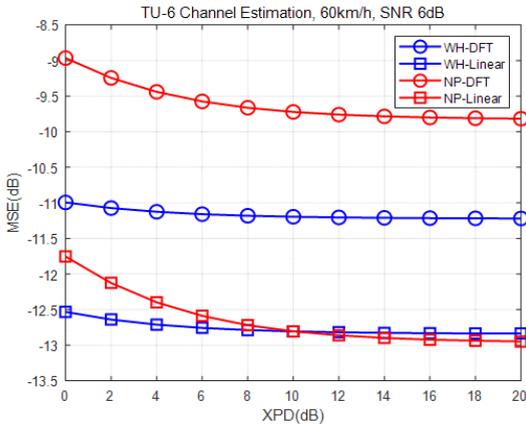


그림 7. XPD에 따른 TU-6 채널 추정 성능
Fig. 7. Channel estimation results for TU-6 according to XPD.

WH-Linear의 채널 추정 성능이 가장 우수하였다.

그림 8, 9, 10은 다양한 수신기 속도에서 TU-6 채널의 상위 계층과 중간 계층의 비트 오류율(bit error rate, BER) 분석 결과 그래프이다. 그림 8의 수신기 속도는 시내 차량 속도인 60 km/h로 모의실험을 진행하였고, 그림 9는 고속도로 차량 속도인 120 km/h, 그림 10은 KTX의 속도인 300 km/h로 모의실험을 진행하였다.

그림 8은 수신기의 속도가 60 km/h인 경우의 TU-6 채널에서 상위 계층 신호와 중간 계층 신호의 SNR에 따른 BER 수신 성능 분석 결과이다. 상위 계층과 중간 계층 신호 모두 선형 보간 방법이 DFT 보간 방법보다 수신 성능이 약 1.5 dB 우수하였다. 상위 계층에서는 WH 방법과 NP 방법의 성능이 유사하였으나,

중간 계층에서는 WH-DFT 방법이 NP-DFT 방법보다 수신 성능이 약 0.5 dB 우수하였다.

그림 9는 수신기의 속도가 120 km/h 인 경우의 상위 계층과 중간 계층의 BER 성능 분석 결과이다. 수신기의 속도가 120 km/h인 경우의 최대 도플러 주파수는 66.6 Hz이다. 상위 계층에서는 WH 방법이 NP 방법보다 수신 성능이 약 0.3 dB 우수하였고, 선형 보간 방법이 DFT 보간 방법보다 수신 성능이 약 0.1 dB 우수하였으며, WH-Linear의 수신 성능이 가장 우수하였다. 중간 계층에서도 상위 계층과 유사하게 WH 방법이 NP 방법보다 수신 성능이 약 0.3 dB 우수하였고, 선형 보간 방법이 DFT 보간 방법보다 수신 성능이 약 1.1 dB 우수하였으며, WH-Linear의 수신 성능이 가장 우수하였다.

그림 10은 수신기의 속도가 300 km/h인 경우의 상위 계층과 중간 계층의 BER 수신 성능 분석 결과이다. 수신기의 속도가 300 km/h인 경우의 최대 도플러 주파수는 166.7 Hz이다. 모의실험 결과 WH 방법은 수신에 가능하지만, NP 방법은 신호의 복구가 불가능하였다. 상위 계층에서는 WH-Linear 방법이 WH-DFT 방법보다 수신 성능이 약 0.5 dB 우수하였고, WH-Linear의 수신 성능이 가장 우수하였다. 중간 계층에서는 WH-DFT 방법이 WH-Linear 방법 보다 수신 성능이 약 0.5 dB 우수하였고, WH-DFT의 수신 성능이 가장 우수하였다.

그림 11은 SFN 채널에서 하위 계층 신호의 채널 추정 성능을 분석한 모의실험 결과이다. SFN 채널은 2-tap 채널을 적용하였고, 고정 수신을 목표로 하기 때문에 XPD 값을 이동 수신 상황보다 높은 값인 18

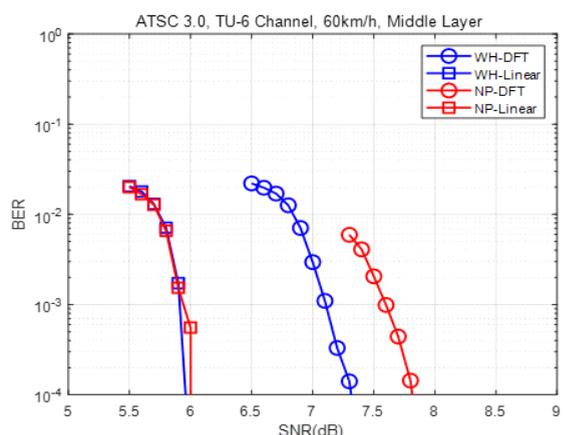
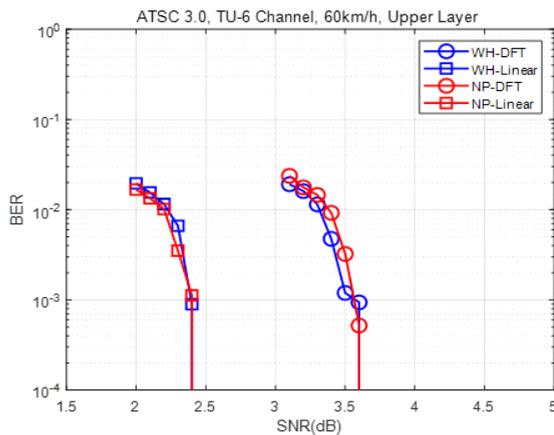


그림 8. 수신기 속도가 60 km/h인 TU-6채널의 상위 계층(왼쪽)과 중간 계층(오른쪽)의 BER 분석
Fig. 8. BER analysis of UL(left) and ML(right) of TU-6 channel with receiver speed of 60 km/h.

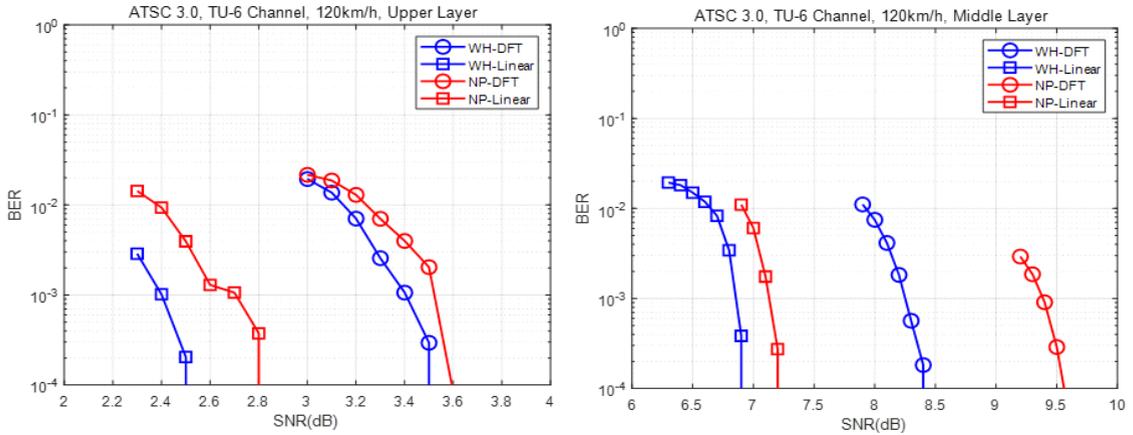


그림 9. 수신기 속도가 120 km/h인 TU-6 채널의 상위 계층(왼쪽)과 중간 계층(오른쪽)의 BER 분석
 Fig. 9. BER analysis of UL(left) and ML(right) of TU-6 channel with receiver speed of 120 km/h.

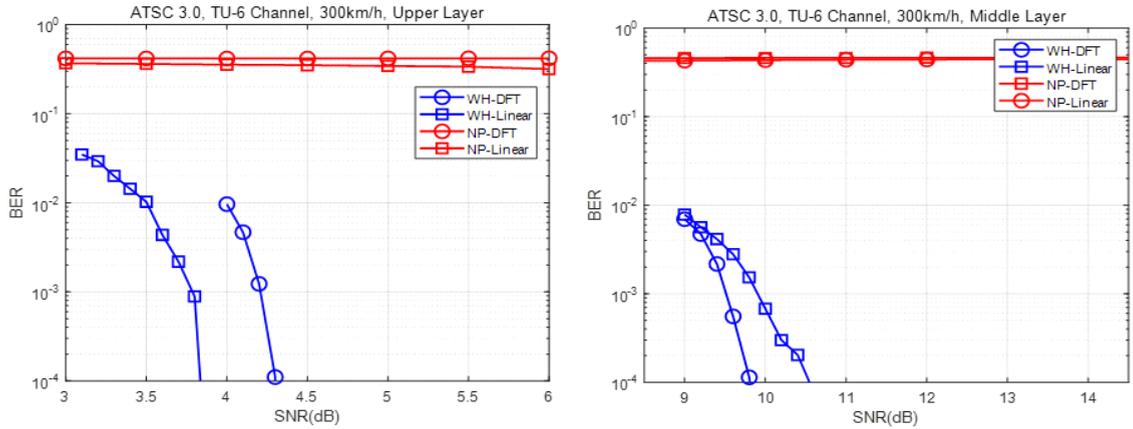


그림 10. 수신기 속도가 300 km/h인 TU-6 채널의 상위 계층(왼쪽)과 중간 계층(오른쪽)의 BER 분석
 Fig. 10. BER analysis of UL(left) and ML(right) of TU-6 channel with receiver speed of 300 km/h.

dB로 설정하였다. SFN 채널의 두 번째 탭 딜레이는 $0.5 \times$ 보호 구간(guard interval, GI)으로 설정하였다. 모의실험 결과 SNR 17 dB 이하에서는 선형 보간 방법이 DFT 보간 방법보다 채널 추정 성능이 약 2 dB 우수하였지만, SNR이 증가하면서 WH-Linear, NP-Linear 순으로 성능이 열화되었다.

그림 12는 XPD 값에 따른 SFN 채널의 채널 추정 성능을 나타낸 모의실험 결과이다. 두 번째 탭 채널 지연 시간은 $0.5 \times$ GI 이고, SNR은 25 dB로 설정하였다. XPD 6 dB 이하에서 WH-DFT 방법의 채널 추정 성능이 가장 우수하였고, XPD 6 dB 이상에서는 NP-Linear 방법의 채널 추정 성능이 가장 우수하였다. WH 패턴은 파일럿 사이의 x축 간격이 두 배로 계산되기 때문에, SFN 채널 추정 시 채널 지연 시간의

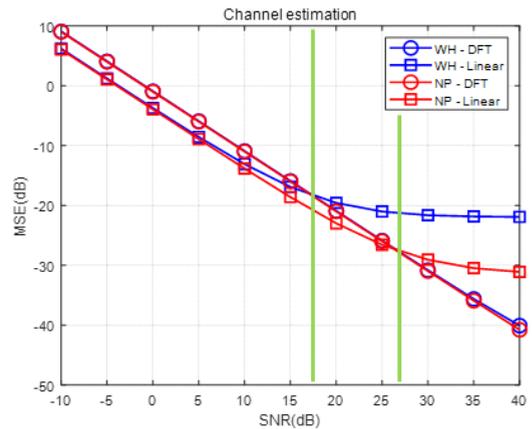


그림 11. SFN 채널의 채널 추정 성능
 Fig. 11. Channel estimation result for SFN channel.

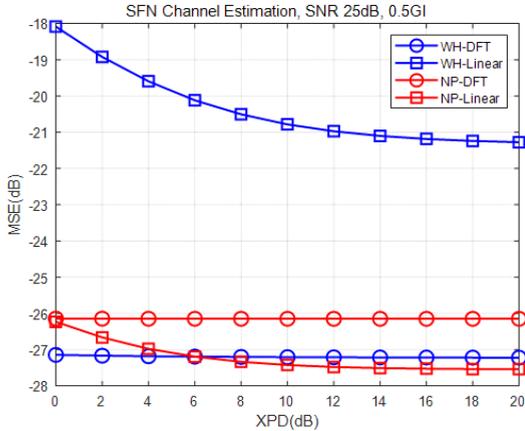


그림 12. XPD에 따른 SFN 채널의 채널 추정 성능
Fig. 12. Channel estimation result for SFN according to XPD.

해 채널 추정 오류가 증가한다. 고정 수신 서비스의 목표 XPD 값인 18 dB에서, 채널 지연 시간이 크지 않고 파일럿 사이의 x축 간격이 두 배로 계산되지 않는 NP-Linear 패턴의 채널 추정 성능이 가장 우수하였다.

그림 13은 채널 지연 시간이 $0.5 \times GI$ 인 경우와 $0.9 \times GI$ 인 경우의 하위 계층 신호의 BER 분석 결과이다. 채널 지연 시간이 $0.5 \times GI$ 인 경우에는 NP-Linear의 수신 성능이 가장 우수하지만, 채널 지연 시간이 $0.9 \times GI$ 인 경우에는 NP-Linear의 신호가 복구되지 않아 NP-DFT의 수신 성능이 가장 우수하였다.

그림 14는 채널 지연 시간에 따른 채널 추정 성능

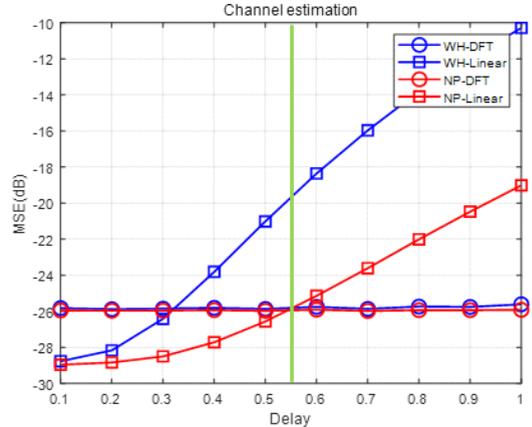
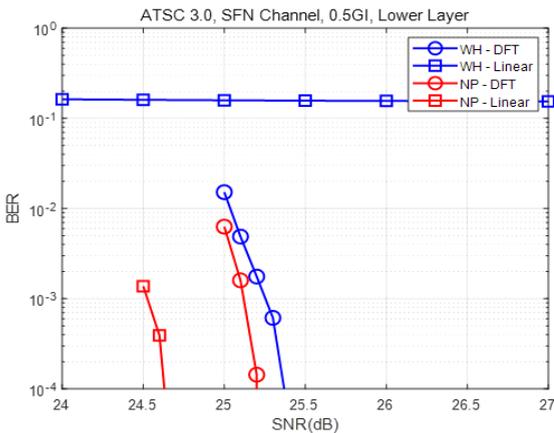


그림 14. 채널 지연 시간에 따른 채널 추정 성능 분석
Fig. 14. Channel estimation analysis for SFN channel according to channel delay time.

을 분석한 결과이다. 분석 결과, 채널 지연 시간이 약 $0.55 \times GI$ 이하인 경우에는 NP-Linear의 수신 성능이 가장 우수하였지만, 채널 지연 시간이 증가하여 $0.55 \times GI$ 이상이 되면 NP-Linear의 성능이 열화되기 시작하여 DFT 보간 방법의 수신 성능이 가장 우수하였다. SFN 채널에서는 주파수 선택적 페이딩이 발생하며, 채널 지연 시간이 길어질 경우 주파수 선택적 페이딩 현상이 여러 주파수 대역에서 나타난다¹¹⁾. 이 경우 선형 보간은 깊은 페이딩의 추정이 어려우므로 채널 지연에 따른 오차가 증가하는 것을 확인할 수 있다. 반면에, DFT 보간의 채널 추정 방식은 채널 지연 시간이 GI 범위 내에 들어올 경우 체로 페이딩을 통하여 깊은 페이딩 위치에서도 정확한 채널 추정이 가능

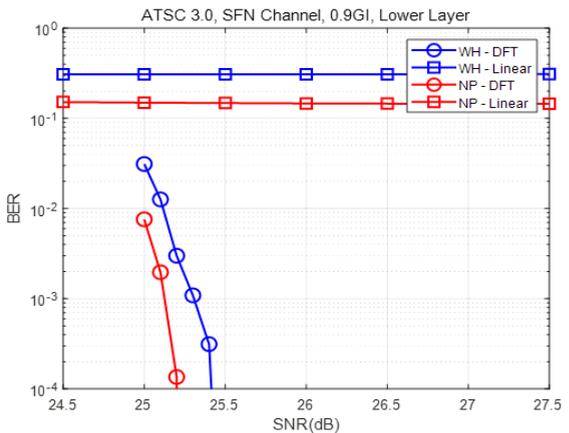


그림 13. 채널 지연 시간에 따른 SFN 채널의 하위 계층 BER 분석 결과
Fig. 13. Lower layer BER analysis of SFN channel according to channel delay time.

하다.

TU-6 채널에서 상위 계층과 중간 계층의 수신기의 속도에 따른 모의실험 결과, 수신기의 속도가 60 km/h인 경우 WH 방법과 NP 방법의 수신 성능이 유사하였다. 수신기의 속도가 120 km/h, 300 km/h에서는 채널에 도플러 효과가 크게 작용하여 파일럿의 y 축 간격이 두 배로 계산되는 NP 방법의 성능이 열화되기 때문에, WH의 성능이 우수하였다. SFN 채널에서는 채널 지연 시간이 증가할수록 채널 페이딩에 의한 스펙트럼 왜곡이 증가한다. 채널 왜곡 현상으로 인하여 발생하는 주파수 선택적 페이딩의 경우 파일럿 위치에서 추정된 채널 값을 이용하여 데이터 위치의 채널 추정 값을 선형적으로 추정하는 선형 보간을 이용하면 페이딩이 발생한 위치에서 채널의 변화를 추정하지 못한다. 반면에 DFT 보간의 경우 파일럿 위치에서 추정된 채널 값을 이용하여 IDFT를 수행한 후 제로 패딩과 DFT를 수행하여 데이터 위치의 채널 추정 값을 반환하므로 선택적 페이딩이 발생하더라도 선형 보간보다 채널 추정 성능이 우수하였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 3계층 LDM-MIMO 시스템을 제안하고, 시스템의 각 계층별 성능을 분석하기 위해 채널의 다양한 상황을 반영하여 모의실험을 진행하였다. 모의실험 결과 이동 수신 채널을 목표로 하는 상위 계층과 중간 계층은 WH-Linear의 수신 성능이 가장 우수하였고, 수신기의 속도가 빠른 상황인 300 km/h에서는 NP의 신호가 복구되지 않는 것을 확인하였다. 고정 수신 서비스를 목표로 하는 하위 계층에서는 채널 지연 시간이 작은 경우에는 NP-Linear의 수신 성능이 가장 우수하고 WH-Linear의 신호는 복구되지 않았다. 채널 지연 시간이 큰 경우에는 NP-Linear의 신호가 복구되지 않아 NP-DFT의 수신 성능이 가장 우수하였다. 고정 수신 채널에서는 NP의 수신 성능이 우수하나 고속 이동 상황에서는 NP의 신호가 복구되지 않기 때문에 3계층 LDM-MIMO 신호 송신 시 파일럿 패턴은 WH를 사용하는 것이 적합하다.

모든 모의실험 상황을 종합했을 때, 이동 수신을 목표로 하는 상위 계층과 중간 계층은 WH-Linear 방법을 사용하는 것이 적합하고, 고정 수신을 목표로 하는 하위 계층은 WH-DFT 방법이 적합하였다. 따라서 3계층 LDM-MIMO 시스템의 송신기에서는 WH 파일럿 패턴을 사용하여 신호를 송신하고, 상위 계층과 중간

계층의 수신기는 선형 보간 방법을 이용하여 채널 추정을, 하위 계층의 수신기는 DFT 보간 방법을 이용하여 채널 추정을 하는 것이 수신 성능이 우수함을 확인하였다.

References

- [1] E. Stare, J. J. Gimenez, and P. Klenner, "WIB: A new system concept for digital terrestrial television(DTT)," *IBC 2016 Conf.*, Amsterdam, Netherlands, Sep. 2016.
- [2] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 186-195, Feb. 2014.
- [3] *ATSC Standard: Physical Layer Protocol (A/322)*, Advanced Television Systems Committee, Jun. 2017.
- [4] L. Zhang, W. Li, Y. Wu, X. Wang, S.-I. Park, H. M. Kim, J.-Y. Lee, P. Angueira, and J. Montalban, "Layered-Division-Multiplexing: Theory and practice," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 62, no. 1, pp. 216-232, Mar. 2016.
- [5] H. J. Kim, S.-Y. Kwon, H.-N. Kim, J. Bae, Y. Kim, and N. Hur, "Analysis of channel capacity for three-layer signals in layered division multiplexing system," in *Proc. IEEE BMSB'2019*, Jeju, Korea, Jun. 2019.
- [6] DVB-T2, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2)," ETSI EN 302 755, v.1.3.1, Apr. 2012.
- [7] DVB-NGH, "Digital Video Broadcasting (DVB); Next Generation broadcasting system to Handheld, physical layer specification (DVB-NGH)," Draft ETSI EN 303 105, v.1.1.1, Nov. 2012.
- [8] S.-Y. Kwon, H. J. Kim, J. Bae, N. Hur, and H.-N. Kim, "LLR calculation and its performance analysis of the three layer LDM system," in *Proc. KICS Summer Conf.*, pp. 714-715, Jeju, Jun. 2019.
- [9] T. Shitomi, E. Garro, K. Murayama, and D.

Gomez-Barquero, "MIMO scattered pilot performance and optimization for ATSC 3.0," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 64, no. 2, pp. 188-200, Jun. 2018.

[10] C.-H. Chu, X. Lu, A. A. Awan, H. Subramoni, J. Hashmi, B. Elton, and D. K. Panda, "Efficient and scalable multi-source streaming broadcast on GPU clusters for deep learning," in *2017 46th ICPP*, Aug. 2017.

[11] S.-Y. Kwon, H. J. Kim, H.-N. Kim, J. Bae, Y. Kim, and N. Hur, "Performance analysis on three-layered division multiplexing transmission," in *Proc. ICEIC 2019*, Auckland, New Zealand, Jan. 2019.

[12] E. Garro, C. Barjau, D. Gomez-Barquero, J. Kim, S. Park, and N. Hur, "Layered division multiplexing with co-located multiple-input multiple-output schemes," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 66, no. 1, pp. 9-20, Mar. 2020.

[13] Y. Wu, et al., "Cloud transmission: A new spectrum-reuse friendly digital terrestrial broadcasting transmission system," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 58, no. 3, pp. 329-337, Sep. 2012.

[14] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 48, pp. 223-229, Sep. 2002.

[15] X. Dong, W.-S. Lu, and A. C. K. Soong, "Linear interpolation in pilot symbol assisted channel estimation for OFDM," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 6, pp. 1910-1920, May 2007.

[16] Bernard Sklar, *Digital Communication*, Prentice Hall, 2001.

권 순 영 (Soon-Young Kwon)



2018년 2월: 부산대학교 전자공학과 학사 졸업
 2018년 3월~현재: 부산대학교 전기전자공학부 석박통합과정
 <관심분야> 디지털 방송신호처리, 레이더 신호처리

[ORCID:0000-0002-7280-8549]

김 호 재 (Ho Jae Kim)



2015년 2월: 부산대학교 전자전기공학부 학사 졸업
 2017년 2월: 부산대학교 전기전자컴퓨터공학과 석사 졸업
 2017년 3월~현재: 부산대학교 전기전자컴퓨터공학과 박사과정

<관심분야> 디지털 방송신호처리, 레이더 신호처리

[ORCID:0000-0002-6665-7078]

배 재 휘 (JaeHwui Bae)



1991년 3월: 경북대학교 공과대학 전자공학과 학사 졸업
 1993년 3월: 경북대학교 대학원 전자공학과 석사 졸업
 1993년 5월~2000년 12월: 국방과학연구소
 2010년 3월: 경북대학교 대학원 전자공학과 박사 졸업

2001년 1월~현재: 한국전자통신연구원 통신미디어 연구소

<관심분야> 유·무선 방송전송기술, 초고품질방송 전송기술

[ORCID:0000-0002-6209-9857]

허 남 호 (Namho Hur)



1992년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 학사
1994년 2월 : 포항공과대학교
대학원 전자전기공학과 석
사
2000년 2월 : 포항공과대학교
대학원 전자전기공학과 박
사

2003년 10월~2004년 9월 : CRC Canada Visiting
Research Scientist

2000년 4월~현재 : 한국전자통신연구원 통신미디어
연구소

<관심분야> 디지털 방송시스템 및 응용, 초고품질
방송시스템, 실감방송기술

[ORCID:0000-0002-0437-0047]

김 형 남 (Hyoung-Nam Kim)



1993년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 학사 졸업
1995년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 석사 졸업
2000년 2월 : 포항공과대학교
전자전기공학과 박사 졸업
2000년 5월 : 포항공과대학교
전자컴퓨터공학부 박사 후 연구원

2000년 5월~2003년 2월 : 한국전자통신연구원 무선
방송연구소 선임 연구원

2003년 3월~2007년 2월 : 부산대학교 전자전기통신
공학부 조교수

2007년 3월~2012년 2월 : 부산대학교 전자전기통신
공학부 부교수

2009년 2월~2010년 2월 : Johns Hopkins Univ.
Visiting Scholar

2015년 9월~2016년 8월 : Univ. of Southampton
Visiting Professor

2012년~현재 : 부산대학교 전자공학과 교수

<관심분야> 적응신호처리, 레이더 및 소나 신호처
리, 디지털 방송 신호처리, 생체 신호처리

[ORCID:0000-0003-3841-448X]