

일반논문 (Regular Paper)

방송공학회논문지 제24권 제6호, 2019년 11월 (JBE Vol. 24, No. 6, November 2019)

<https://doi.org/10.5909/JBE.2019.24.6.1143>

ISSN 2287-9137 (Online) ISSN 1226-7953 (Print)

2X2 MIMO를 적용한 63Mbps급 단일 반송파 변조 방식의 일대일 영상전송 무선방식

백 정 훈^{a)‡}, 김 남 호^{b)}, 김 영 우^{b)}, 황 용 승^{b)}

63Mbps One-to-One Video Transmission Wireless Scheme in a Single-carrier Modulation with 2X2 Multiple Input Multiple Output

Junghoon Paik^{a)‡}, Namho Kim^{b)}, Young Woo Kim^{b)}, and Yongseong Hwang^{b)}

요 약

본 논문에서는 단일 반송파 변조방식에서 주파수 대역폭 당 전송효율을 극대화하는 무선전송 방식을 제안한다. 제안된 방식은 파일럿(pilot) 신호 및 전송 프레임 내에서 심벌(symbol)간 보호 구간(guard interval)을 제거하기 위하여 의사 결정 채널 추적(decision directed channel tracking) 기법을 적용하며 롤 오프율(roll-off factor)이 0.05인 레이즈드 코사인(raised cosine) 펄스 정형 기능을 수행한다. 또한, 두 개의 편파 안테나를 사용한 2X2 다중입출력(MIMO) 방식을 적용하며 등화와 신호 분리를 주파수 영역에서 수행한다. 이상의 기술이 적용된 무선 모델은 5MHz 주파수 대역폭 하에서 최대 63.3Mbps의 전송속도가 달성됨을 확인한다.

Abstract

In this paper, we propose a wireless transmission scheme that maximizes transmission efficiency per frequency bandwidth in a single carrier modulation scheme. The proposed scheme employs a decision directed channel tracking technique to remove both pilot signal and the guard interval signal between symbols in frames. It performs a raised cosine pulse shaping function with an roll-off factor of 0.05. In addition, 2X2 multiple input and multiple output using two polarized antennas is applied and both equalization and signal separation are performed in the frequency domain. The wireless modem with this technology confirms that the transmission speed of up to 63.3Mbps is achieved under the 5MHz frequency bandwidth

Keyword : wireless video transmission, time division duplex, multiple input multiple output, single carrier modulation

a) 동아방송예술대학교 방송기술계열(Department of Broadcasting Technology, Dong-Ah Institute of Media and Arts)

b) (주)위즈노바(Wiznova)

‡ Corresponding Author : 백정훈(Junghoon Paik)

E-mail: jhpaik@daum.net

Tel: +82-31-670-6734

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2022-1487>

· Manuscript received September 5, 2019; Revised October 1, 2019; Accepted October 1, 2019.

I. 서론

무선 통신 데이터의 폭증으로 한정된 주파수 자원을 효율적으로 사용하기 위한 노력은 무선 통신의 전송속도를 높이기 위한 시도와 함께 그 중요성이 높아지고 있다. 특히 동일한 지역에서 다수의 영상 카메라 데이터를 계속해서 수집해야하는 CCTV(Closed Circuit Television)의 경우에는 제한된 주파수 자원으로 인하여 동일한 공간에 설치할 수 있는 카메라 대수의 제약과 무선 신호 간의 간섭으로 인한 영상 품질의 저하가 문제가 되기도 한다.

전송효율을 높이기 위한 방안으로 안테나 간에 통신 채널 응답이 서로 상이한 특성을 활용하는 다중 입출력(MIMO, Multiple Input Multiple Output) 방식을 여러 통신 규격에서 채용하고 있다^[1]. 특히, 가시선(LoS, Line of Sight) 통신 환경에서는 안테나간의 채널 응답의 차이가 미미하여 안테나의 편파 특성을 이용한 2X2 다중입출력 방식이 활용되고 있으며^[2], 편파 안테나를 이용한 가시선 채널 환경에서는 두 개의 채널 간 간섭이 크지 않기 때문에 최소 평균 제곱 오차(MMSE, Minimum Mean Square Error) MIMO 수신 방식이 활용되고 있다^[3]. 전송 효율을 높이기 위한 또 다른 접근방식으로 단위 심벌 당 전송되는 비트수를 증대시켜 높은 차수의 변조 신호를 사용하고 있으며, 송신 신호에서의 유효 데이터 이외의 오버헤드(overhead)를 최소화 하는 방안도 활용되고 있다.

본 논문에서는 가시선(line-of-sight) 통신 환경에서 단일 반송파 변조방식을 활용하여 단위 주파수당 데이터 전송 효율을 높이기 위한 전송 방식을 제안하고, 모델 하드웨어를 구현한다. 제안하는 전송방식은 높은 차수의 변조방식을 채택하여 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying), 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation), 64QAM, 256QAM 방식을 적용한다. 기존의 통신 규격에서는 채널의 가변 특성을 추적하기 위한 방안으로 파일럿(pilot) 신호를 사용하지만^[4] 본 논문에서는 의사 결정 채널 추적 방식을 사용함으로써 파일럿 신호를 송신하지 않는 것을 특징으로 한다. 또한, 기존의 통신 규격에서는 채널 등화를 위해 직교 주파수 분할 다중 방식(OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing)에서 사용하는 주기적 전치부호(cyclic prefix)를 적용하거나^[3] 심벌 간 가드(guard) 인터벌 등을 사용하

고 있다^[4]. 본 논문에서는 이러한 오버헤드를 제거하기 위하여 주파수 영역에서의 선형 채널 등화 방식을 사용하여 채널 등화와 안테나 사이의 신호 구분을 시도한다^[5]. 또한, 직교 주파수 분할 다중 방식의 단점 중 하나인 첨두 전력 대 평균 전력비(PAPR, Peak to Average Power Ratio)의 증대로 인한 송신기 전력 증폭기의 비효율성을 개선하기 위하여 본 논문에서는 단일 반송파 변조 방식을 사용하고 이로 인하여 유발되는 주파수 효율의 저감 현상을 최소화하기 위하여 채널 정형 필터로 롤-오프율(roll-off factor)이 0.05인 함수를 사용한다. 이상의 무선 전송방식을 적용하여 무선모형을 제작하고 전송거리에 의한 전송률 성능을 측정한다.

본 논문의 구성은 II장에서 무선 영상 전송 방식을 제시하고, III장에서는 실험을 통해 측정된 송수신 신호를 나타낸다. IV장에서는 실외 통신 환경에서의 시험 결과를 제시하고, V장에서 결론을 기술한다.

II. 무선 영상 전송 방식

1. 모델 구조

그림 1은 무선모형의 구조를 나타낸다. 이더넷 인터페이스는 이더넷 물리계층(E-PHY, Ethernet Physical Layer)과 이더넷 매체 접근 계층(E-MAC, Ethernet Medium Access Control) 블록으로 구성된다. MAC(Medium Access Control) 블록은 무선 매체 접근 제어를 수행하는 부분으로 시분할의 일대일 송수신 동작을 제어한다. 베이스밴드(Baseband) 블록은 MAC 블록으로부터 제공된 송신 데이터를 두 개의 단일 반송파 변조 신호로 변환하여 각각의 안테나 신호 경로에 공급하고, 두 개의 안테나로부터 수신된 신호를 복조하여 단일 스트림의 데이터로 변환하여 MAC 블록으로 전달한다. 두 개의 기저대역 디지털 송신 신호는 각각 DAC(Digital to Analog Converter)를 통하여 아날로그 신호로 변환되고, 그 출력은 RF(Radio Frequency) 블록에서 반송파 주파수로 변환되어 무선 송신된다. 안테나로부터 수신된 RF 신호는 RF 블록에서 기저 대역 신호로 변환되고, 아날로그 기저대역 신호는 ADC(Analog to Digital

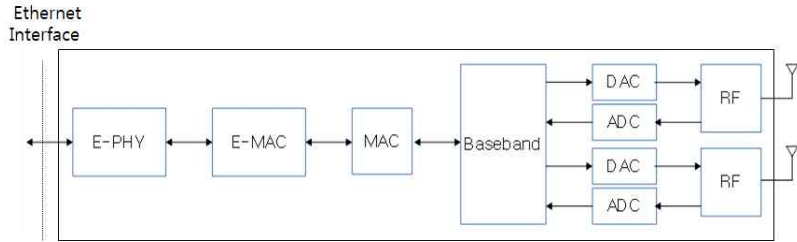


그림 1. 무선모뎀 블록도
Fig. 1. Block Diagram of Wireless Modem

Converter)를 통하여 디지털 신호로 변환된다. RF 반송파 주파수는 5.8GHz 대역을 사용한다.

그림 2는 구현된 무선모뎀을 나타낸다. 그림의 왼쪽에 두 개의 안테나 연결 단자가 있으며, 오른쪽에 이더넷 단자와 전원 연결 단자가 있다. E-PHY 블록은 단일 칩을 사용하였으며, E-MAC, MAC, 그리고 베이스밴드 블록은 하나의 FPGA(Field Programmable Gate Array) 칩에 구현하였다.



그림 2. 무선모뎀
Fig. 2. Wireless Modem

2. MAC

MAC 블록은 일대일의 모뎀 간 무선통신을 위하여 그림 3의 타이밍과 같이 각 모뎀의 송수신을 제어한다. 두 대의 모뎀은 송수신 시간의 기준을 제공하는 마스터(master) 모뎀과 마스터 모뎀의 시간에 따라 송수신을 제어하는 슬레이브(slave) 모뎀으로 구분된다. 마스터 모뎀은 자기 클럭을 이용하여 임의의 시간에 송신을 시작하며, 그 송신 구간의 길이는 사전에 설정된 값에 따른다. 송신이 완료되면 슬레이브 모뎀으로부터 송신된 신호의 수신을 시도한다. 슬레이브 모뎀의 매체 접근은 마스터 모뎀으로부터 무선 신호를 수신하여 송수신의 기준이 되는 시간 정보를 얻는다. 이 시간 정보를 이용하여 마스터 모뎀 송신 구간에 수신을 시

도하고, 마스터 모뎀의 수신 구간에 신호를 송신한다. 마스터 모뎀의 송신과 수신 기간의 합을 프레임 길이라고 하며, 이 시간 구분을 무한 반복하여 송수신을 수행한다.

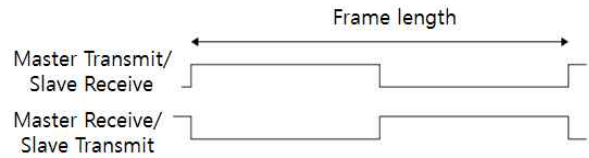


그림 3. 매체 접근 타이밍도
Fig. 3. Medium Access Timing Diagram

MAC 블록의 구조는 그림 4와 같다. TRX control 블록은 데이터의 송수신 시간을 제어한다. 이더넷 인터페이스로부터 제공된 송신 데이터는 송신 메모리(transmit memory)에 저장된다. TRX control 블록의 송신 제어 신호에 따라 송신 데이터를 메모리에서 읽고, 이를 이용하여 수신기에서 오류 검출을 위해 사용할 순환 중복 검사(CRC, Cyclic Redundancy Check) 패리티 비트를 계산하고, 이를 송신 데이터에 추가하여 송신 데이터와 함께 베이스밴드 블록으로 전달한다. 베이스밴드 블록으로부터 수신된 데이터는 먼저 CRC 검사(check) 블록에서 오류 검출을 하고, 수신된

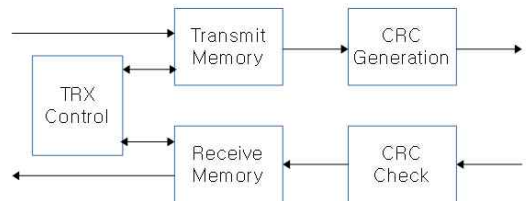


그림 4. 매체 접근 제어 블록의 구조도
Fig. 4. Structure of medium access control block

데이터에 오류가 없으면 수신 메모리(receive memory)에 수신 데이터를 저장한다. 저장된 데이터는 이더넷 인터페이스를 통하여 외부로 전달된다.

3. 베이스밴드 송신부

그림 5는 베이스밴드 블록내의 송신부 구조를 나타낸다. 프레임링(framing) 블록은 수신된 MAC 프레임에 헤더(header)를 추가하여 패킷을 구성하며 길쌈 부호화(convolutional encoder)는 오류정정을 위한 바이트를 패킷에 추가한다. 역다중화기(Demux)는 길쌈 부호화의 출력을 두 개의 비트 스트림(bit stream)으로 분리하며, 혼화기(scrambler)는 연속적인 비트 1과 0의 형태를 방지하기 위하여 입력되는 비트열을 난수화한다. 매퍼(mapper)는 입력되는 비트열을 변조신호의 심벌(symbol)에 대응시키며 펄스 정형화(pulse shaping)에서는 스펙트럼 제어를 위한 송신 신호 필터링을 수행한다. 프리앰블 생성(Preamble generation)에서는 수신측에서의 신호 검출과 이득 제어, 프레임 동기,

반송파 주파수 획득 및 채널 추정을 위하여 프리앰블을 추가한다. 출력되는 두 개의 신호 중 하나의 신호에 대한 프리앰블은 다른 신호에 대하여 32개의 심벌만큼 순환적으로 시프트(shift) 된다.

4. 베이스밴드 수신부

그림 6은 베이스밴드 블록내의 수신부 구조를 나타낸다.

반송파 감지(carrier sense)에서는 수신 신호를 검출하며, 이득 제어(gain control)는 수신 신호의 세기를 수신 회로의 동적 범위에 부합시키기 위한 이득 조절 기능을 수행한다. 송신측과 수신측간의 주파수 차이인 반송파 주파수 오프셋(CFO, carrier frequency offset)은 반송파 주파수 오프셋 추정(CFO estimate)과 반송파 주파수 정정(CFO correct)에 의해 각각 추정되고 보정된다. 프레임 동기(Frame synch)에서는 프레임의 경계를 식별하고, 심벌의 경계에 근거하여 프리앰블을 통한 채널 응답이 예측된다. 고속 푸리에 변환(FFT, Fast Fourier Transform)에 의해 수신된 신호는 주파

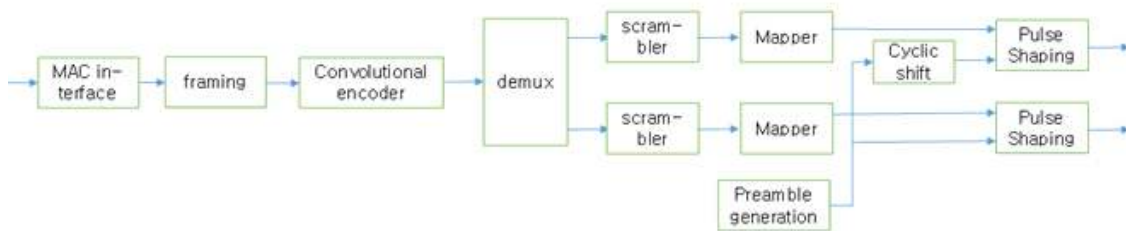


그림 5. 송신 블록 구조

Fig. 5. Structure of Transmit Block

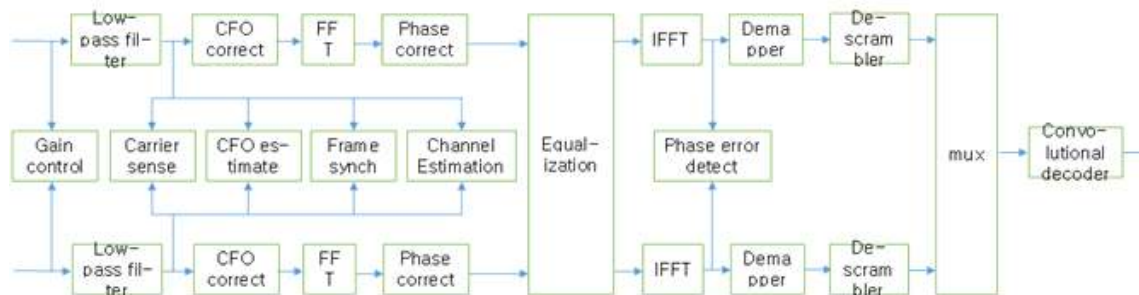


그림 6. 수신 블록 구조

Fig. 6. Structure of Receive Block

수 영역의 신호로 변환된다. 채널 등화(equalization)에서는 주파수 영역 신호에 대하여 채널 등화와 신호 분리를 수행하고, 이 신호는 역 고속 푸리에 변환(iFFT, inverse FFT)을 통해 시간 영역 신호로 변환된다. 반송파와 심벌의 위상 오차는 등화된 시간 영역 신호를 사용하여 추정되며 주파수 영역에서 보정된다. 송신 비트열에 대한 신뢰성 정보는 등화된 시간 영역 신호로부터 계산되고 역혼화기(Descrambler)에 의해 역혼화된다. 송신측의 두 개의 비트 스트림은 다중화기(Mux)에 의해 하나의 스트림으로 구성되고 길쌈 복호기(convolutional decoder)를 통해 오류 정정이 이루어진다.

5. 프레임 구조

프레임은 그림 7과 같이 프리앰블(preamble), 헤더(header), 페이로드(payload) 및 테일(tail)로 구성된다. 프리앰블은 반복되는 비트 열로서 수신측에서의 이득제어, 신호검출, 프레임 동기, CFO 및 채널 추정에 사용된다. 헤더에는 변조 방식, 부호율 및 페이로드의 길이 정보가 포함되며 페이로드 필드에는 전송 데이터가 포함된다. 테일 필드는 페이로드와 테일의 전체 심벌 수를 일정 크기의 배수로 구성하는

데 사용된다.

6. 혼화

혼화는 그림 8과 같이 생성 다항식 $G(x) = x^7 + x^6 + 1$ 을 사용한다.

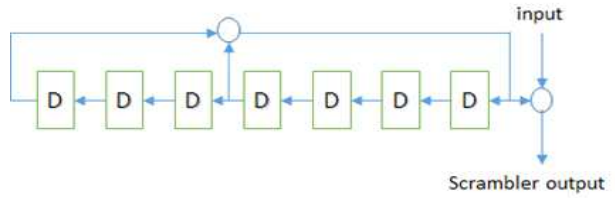


그림 8. 혼화기
Fig. 8. Scrambler

7. 채널 부호화

채널 부호화를 위하여 부호율이 2/3, 3/4, 5/6인 길쌈 부호를 사용한다. 부호화에 사용되는 다항식은 $g_0 = 133_9$ 과 $g_1 = 133_9$ 이다. 그림 9는 부호율이 1/2인 길쌈 부호기를 나타내며 2/3, 3/4, 5/6 부호율을 얻기 위하여 1/2 부호화기의 출력에 비트 무효화(puncturing)가 적용된다.



그림 7. 프레임 구조
Fig. 7. Frame structure

그림 9. 길쌈 부호기
Fig. 9. Convolutional encoder

8. 변조

변조방식은 QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM을 적용하며 변조된 심벌은 변조방식과 무관하게 동일한 전력을 갖도록 스케일링 과정이 이루어진다.

9. 전송률

표 1은 제안된 무선전송 방식을 통해 도달될 수 있는 최대 전송률을 나타낸다. 변조방식 및 부호율에 따라 최대 전송률은 결정되며 256QAM과 5/6의 부호율을 적용하는 경우 63.3Mbps가 달성된다.

표 1. 전송률

Table 1. Transmission rate

Modulation	Code rate	Data rate (Mbps)
QPSK	2/3	12.7
QPSK	5/6	15.8
16QAM	2/3	25.3
16QAM	5/6	31.7
64QAM	2/3	38.0
64QAM	5/6	47.5
256QAM	3/4	57.0
256QAM	5/6	63.3

III. 송수신 측정 신호

그림 10은 송신기의 안테나 단자에서 측정한 5MHz 주파

수 대역폭의 송신 신호의 주파수 스펙트럼을 나타낸다.

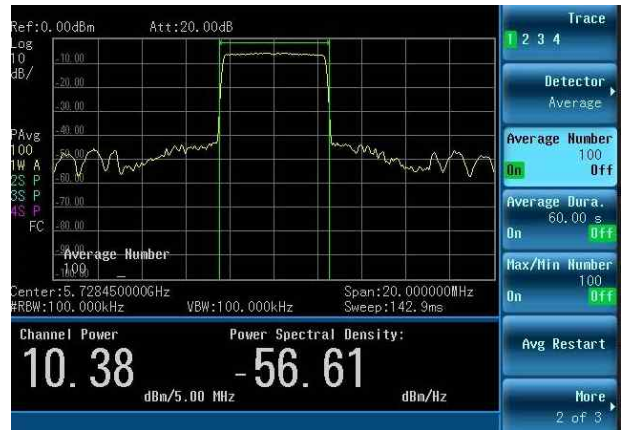


그림 10. 송신 신호 주파수 스펙트럼

Fig. 10. Frequency Spectrum of Transmit Signal

그림 11은 수신측 안테나에 유기된 QPSK 변조신호의 성상도를 나타낸다.

그림 12는 QPSK 변조신호에 대한 추정된 채널 응답 신호의 크기와 위상을 나타낸다. h_{ij} 는 송신 안테나 j 로부터 수신 안테나 i 로의 채널 응답 추정치이다. 채널 응답 추정치의 크기(channel magnitude)에서 h_{11} 과 h_{22} 가 h_{12} 와 h_{21} 에 비하여 약 30dB 정도 큰 것을 볼 수 있으며 이것은 사용한 안테나의 송수신 편파 신호의 구분이 최소 30dB인 것을 의미한다.

그림 13은 QPSK 변조신호에 대한 위상 오차를 추적한 결과이다. 첫 번째 그림은 각 안테나의 반송파 위상 오차의 추정 값이며, 두 번째 그림은 수신 신호의 샘플링 타이밍 오차를 추정한 값이다. x 축은 FFT 블록의 인덱스를 나타

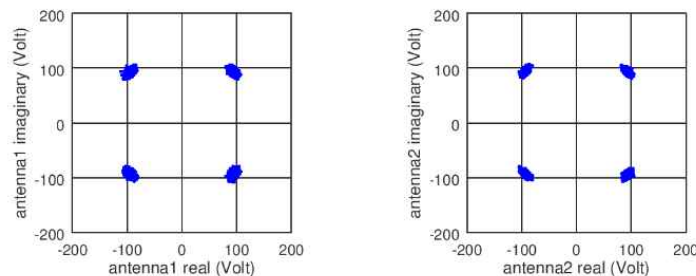


그림 11. QPSK 변조신호의 성상도

Fig. 11. Constellation for QPSK Modulated Signal

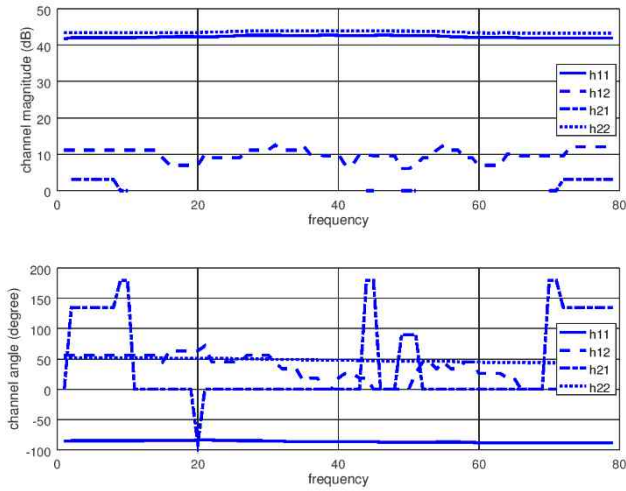


그림 12. QPSK 변조신호에 대한 채널 추정된 수신 신호
Fig. 12. Estimated Receive Signal for QPSK Modulated Signal

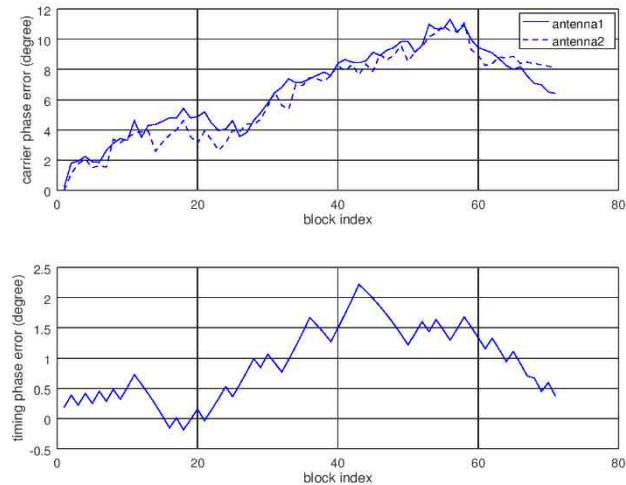


그림 13. QPSK 변조신호에 대한 위상 오차 추적
Fig. 13. Phase Error Tracking for QPSK Modulated Signal

낸다. 두 개의 독립된 RF 송수신기를 사용하기 때문에 반송파 위상 오차는 각 안테나 별로 독립적으로 추정하여 보상한다. 송수신기 사이의 ADC와 DAC의 클록 주파수 차이로 인한 샘플링 위상 오차는 각 보드에서 동일한 클록을 사용하여 ADC와 DAC를 구동하기 때문에 안테나별로 구분하지 않고 하나의 위상 오차만 추정하여 보정한다.

그림 14는 수신기의 디매퍼(demapper) 블록 입력에서의 QPSK 복조신호와 오류 신호 추정 신호의 전력 스펙트럼

밀도를 각 안테나 별로 나타낸 것이다. 복조 신호와 오류 신호의 전력 스펙트럼 밀도 차이는 해당 수신 신호의 신호대비 잡음비의 추정 값을 나타낸다. 이 신호에서는 두개의 안테나 모두 약 25dB의 추정 값을 확인할 수 있다.

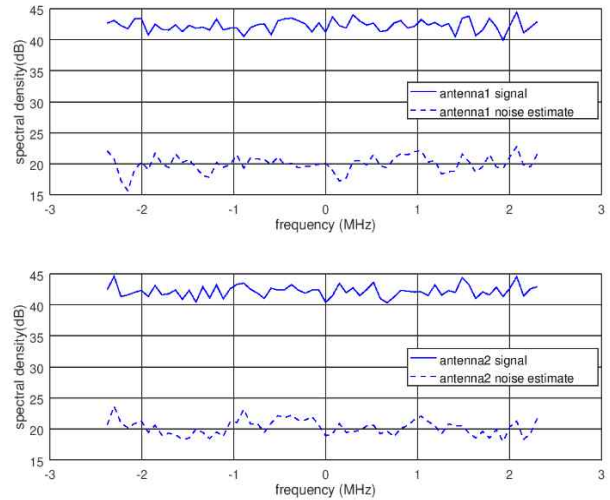


그림 14. QPSK 오류 신호에 대한 전력 스펙트럼 밀도
Fig. 14. Power Spectral Density for Error Signal of QPSK Modulated Signal

IV. 전송률 성능

제작된 모델을 실외 환경에서 통신 시험하였다. 가시선 통신 환경에서 마스터와 슬레이브 모델의 거리는 1.5km이며, 두 모델은 17dBi 안테나 이득을 갖는 동일한 수평/수직 편파 안테나를 사용하였다. 송신 신호의 전력은 안테나 단자 별로 13dBm이다. 그림 15는 RF 트랜시버(Transceiver) 및 베이스밴드 물리계층에서 두 개의 안테나에 대하여 측정한 수신 신호감도(Received Signal Strength Indicator)와 물리계층 칩에서의 각각의 안테나에 대한 평균 수신신호감도를 나타낸다. 물리계층 칩에서의 평균 수신신호감도는 안테나1과 안테나2에서 각각 -65dBm과 -64dBm을 확인할 수 있다.

그림 16은 1.5km 가시선 전송거리에 대한 이더넷 인터페이스에서의 상향 및 하향 전송률을 나타낸다. 상향 전송률은 288kbps이고 하향 전송률은 26.8Mbps가 달성됨을 확인할 수 있다.

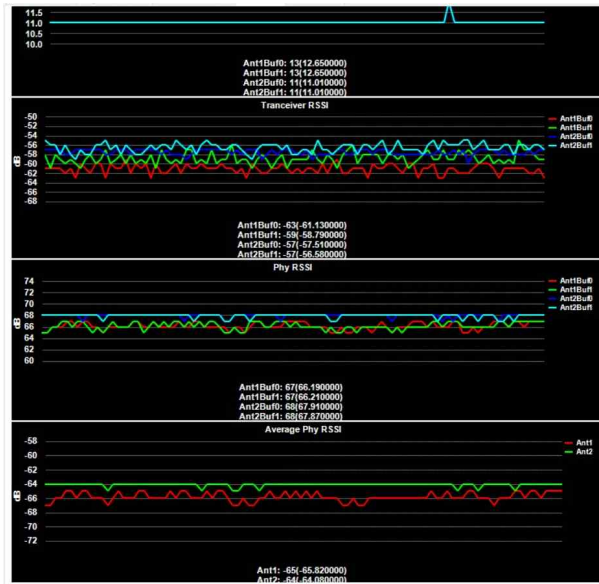


그림 15. 수신신호감도
Fig. 15. Received Signal Strength Indicator

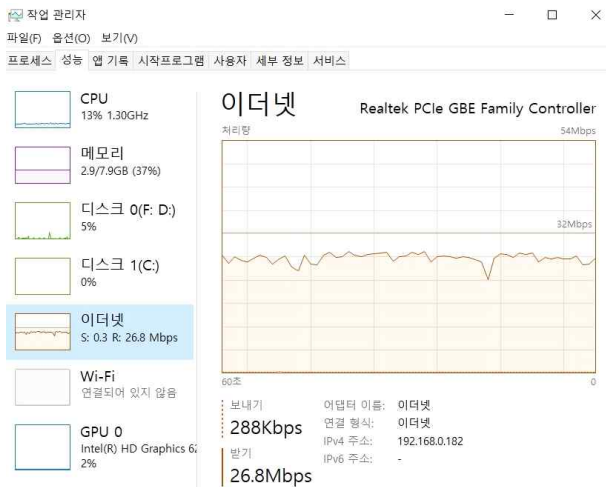


그림 16. 전송률
Fig. 16. Transmission rate

V. 결 론

본 논문에서는 단일 반송파 변조방식을 활용하여 5MHz 주파수 대역폭 하에서 최대 전송률이 63Mbps에 도달되는 무선 전송 방식의 물리계층 구조를 제안하고 모뎀을 제작하여 무선 전송거리에 대한 성능을 검증하였다.

설계된 물리계층은 일대일 양방향 전송을 위하여 시분할 복신 방식을 활용하며 QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM의 변조방식을 적용한다. 롤 오프율(roll-off factor)이 0.05인 펄스 정형 기능을 적용하고 주파수 대역폭 하에서 4.75 MHz의 심볼율을 제공한다. 또한, 두 개의 편파 안테나를 사용한 2X2 다중입출력 방식을 적용하며 2/3, 3/4, 5/6의 부호율을 갖는 길쌈 오류 정정 부호를 사용한다.

성능 검증을 통하여 제안된 방식은 1.5km 옥외 전송거리에서 -64dBm의 수신 신호 감도와 약 27Mbps의 데이터 전송속도가 달성됨을 확인하였다.

참 고 문 헌 (References)

- [1] A. Paulraj, D. Gore, R. Nabar, and H. Bölcskei, "An Overview of MIMO Communications - A key to Gigabit Wireless," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 92, No. 2, pp.198-218, Feb. 2004.
- [2] L. Liu et al., "Characterization of Line-of-sight MIMO Channel for Fixed Wireless Communications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 6, pp.36-39, Mar. 2007.
- [3] Yongsu Jo, Jaekwon Kim, and Yonyung Yang, *MIMO-OFDM Wireless Communication and MATLAB*, Hongneung Science Press, 2008.
- [4] D. Falconer et al., "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 40, No. 4, pp.58-66, Aug. 2002.
- [5] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*, Prentice Hall, 1989.

저 자 소 개



백 정 훈

- 2002년 9월 ~ 현재 : 동아방송예술대학교 방송기술계열 교수
- ORCID : <https://orcid.org/0000-0003-2022-1487>
- 주관심분야 : 방송네트워크 기능 고도화 및 성능분석



김 남 호

- 2000년 7월 ~ 현재 : ㈜위즈노바 차장
- ORCID : <https://orcid.org/0000-0002-0727-5969>
- 주관심분야 : Hardware Design



김 영 우

- 2011년 2월 : 인하대학교 정보통신공학부 공학사
- 2011년 7월 ~ 현재 : ㈜위즈노바 주임연구원
- ORCID : <https://orcid.org/0000-0003-2646-5140>
- 주관심분야 : 무선통신



황 용 승

- 2009년 2월 : 서울과학기술대학교 전기공학과
- 2011년 2월 : 서울과학기술대학교 NID융합대학원 방송통신융합프로그램
- 2009년 1월 ~ 2019년 9월 : ㈜위즈노바 선임연구원
- ORCID : <https://orcid.org/0000-0002-6149-8346>
- 주관심분야 : 무선통신