

SIMULINK와 Zynq SDR을 이용한 PCM/FM 송수신기 및 원격 측정 채널 시뮬레이터 설계 및 구현

정인화*, 김재형°

Design and Implementation of PCM/FM Transceiver and Telemetry Channel Simulator Using SIMULINK and Zynq SDR

Inhwa Jung*, Jae Hyung Kim°

요약

PCM/FM은 무선 원격 측정시스템에서 가장 널리 사용되는 시스템이다. 또한 최근에는 FPGA에 디지털 방식으로 매우 정확하고 유연한 PCM/FM 알고리즘의 구현이 가능하게 되었다. 논문에서는 HDL 지원 SIMULINK 모델을 이용하여 Tier-0 PCM/FM 송수신기 및 채널 등화기를 설계하고 원격 무선 측정 채널 환경에서의 성능을 측정하기 위한 테스트 시스템을 구현하였다. 원격 무선 채널환경은 채널 시뮬레이터를 설계하여 송신기의 FPGA에 같이 구현함으로써 다중경로 채널을 통과한 PCM/FM 신호를 수신기에 직접 전송하도록 하였다. 설계한 송수신 시험 시스템은 시뮬레이션으로 예측한 BER과 매우 근접함을 보여줌으로써, 향후 Tier-I 및 Tier-II 원격 측정 무선 송수신기 개발에도 도움을 줄 것으로 사료 된다.

Key Words : telemetry, model based design, PCM/FM, channel simulator, FPGA

ABSTRACT

The PCM-FM is the most widespread modulation scheme in the field of wireless telemetry in these days. Moreover, a highly flexible PCM/FM algorithm is able to be implemented on an FPGA chip with accuracy. This paper uses the HDL supporting SIMULINK models to design and implement a telemetry test system for IRIG Tier-0 PCM/FM transceiver and channel simulator. The telemetry channel simulator in transmitter FPGA with adjustable channel parameters generates received signals went through various telemetry channel environment. The experimental results show that the BER performance of the implemented PCM/FM system matches that of simulation and confirms that the model-based FPGA design is highly effective.

I. 서론

PCM/FM (IRIG Tier-0)^[1-3]은 1970년대부터 지금까지 항공용 원격측정 (Aeronautical Telemetry)에서 매우 광범위하게 사용되고 있는 변조방식이다. 이 변조방식은 매우 간단하면서도 우수한 성능을 가지기

때문에, 새로운 표준으로 IRIG에서 Tier-I shaped offset quadrature phase shift keying-telemetry group (SOQPSK-TG)^[1] 및 Tier-II advanced range telemetry (ARTM)^[1]이 추가된 이후에도 지속적으로 사용되고 있다. PCM/FM은 continuous phase FSK (CPFSK) 방식으로 분류 될 수 있으며, 이론적으로

* 이 논문은 2019~2020년도 창원대학교 자율연구과제 연구비 지원으로 수행된 연구결과임

• First Author : Agency for Defense Development, inhvaj@add.re.kr, 책임연구원, 정회원

° Corresponding Author : Changwon University, School of Mechatronics, hyung@changwon.ac.kr, 정교수, 종신회원

논문번호 : 202009-223-D-RU, Received September 14, 2020; Revised October 18, 2020; Accepted December 1, 2020

non-return-to-zero-level (NRZ) PCM을 베셀 필터를 통과한 후 FM 변조를 하여 발생시킬 수 있다. PCM/FM의 심볼 단위 복조방식으로는 Limiter-Discriminator (LD)와 Differential Detector (DD)^[4] 방식이 주로 사용이 된다. 이러한 방식들은 아날로그 회로를 기반으로 개발이 되었지만, 디지털 방식으로도 구현이 가능하다.

최근 대부분의 무선 송수신기는 DSP 프로세서 또는 FPGA를 기반으로 하는 디지털 방식으로 구현이 되고 있다. 또한 디지털 설계 방식도 hardware description language (HDL) 코딩 방식에서 C 언어나 MATLAB/SIMULINK를 기반으로 하드웨어를 설계 하는 high level synthesis (HLS) 방식으로 발전하고 있다. 또한 MATLAB/SIMULINK는 Analog Device의 AD936x RF SDR과 Xilinx의 Zynq FPPA를 결합한 RF system on a module (SOM)^[5]을 플랫폼으로 빠르고 쉽게 무선 시스템을 개발할 수 있도록 지원 패키지를 제공한다.

본 논문에서는 다음과 같은 방법을 이용하여 PCM/FM 송수신 시스템 개발하고자 한다. SIMULINK에 의하여 모델링 및 시뮬레이션을 수행한 PCM/FM 송신 및 수신 알고리즘은, HDL coder를 이용하여 HDL IP를 생성한다. 생성된 IP는 Zynq와 AD936x 인터페이스를 제공하는 platform HDL 프로젝트를 결합하여 완전한 송수신 시스템이 구현된다. 알고리즘 모델링부터 하드웨어 성능 시험의 일련의 과정을 SIMULINK 환경에서 수행한다.

항공용 원격측정 시스템의 무선 채널환경은 직접파 (Line of Sight wave), 지면 반사파 (specular reflection wave) 및 산란 다중 경로파 (scattered multipath wave)가 우세하게 나타나는 다중 경로 채널로 표현될 수 있다는 실험적인 연구 결과들을 볼 수 있다^[6,7]. 수신기는 이러한 다중경로에 의한 심볼 간섭을 줄이기 위하여 등화기가 필요하며, PCM/FM 신호의 constant envelop 특성을 고려하여 constant modulus algorithm (CMA) 블라인드 등화기^[3,8]를 적용한다. PCM/FM 송수신 시스템 및 원격 측정 무선 채널 시뮬레이터의 구성도는 그림 1과 같다. 강한 지면 반사파를 포함하는 2-ray 다중경로 채널 환경에서의 수신기 성능을 시험하기 위하여, 채널 시뮬레이터를 FPGA로 설계하고 송신기 출력에 직접 연결한 후 무선으로 송신하였다. 송신기와 수신기는 아주 가깝게 고정 배치하여 송수신 안테나간의 무선채널은 사실상 AWGN 채널이 되도록 설치하였다.

본 논문에서는 구현된 PCM/FM 송수신 성능을 시

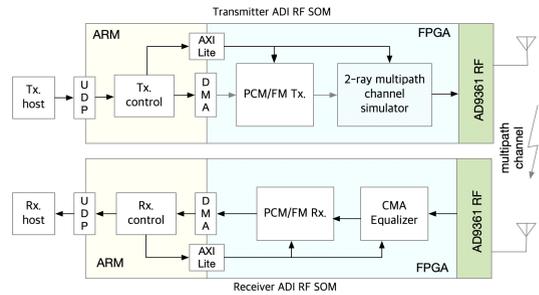


그림 1. PCM/FM 송수신 시스템과 telemetry 채널 시뮬레이터의 구조

Fig. 1. The structure of PCM/FM transceiver system and telemetry channel simulator

험하기 위하여 수신기 FPGA 내부의 테스트 포인트에서의 측정값들을 DMA를 통하여 Zynq의 ARM에 보내진 후, UDP 스트림으로 호스트 컴퓨터에 전송되어 실시간으로 측정 및 분석한다. 2장에서는 SIMULINK를 이용한 모델기반 PCM/FM 송수신기 FPGA와 설계에 대하여 기술하고, 3장에서는 원격 측정 무선채널 시뮬레이터와 등화기의 HDL 생성 모델을 설계하고, 다양한 원격 채널 파라미터에 대하여 고정소수점 시뮬레이션을 수행하여 등화기의 성능을 평가하였다. 그리고 4장에서는 송수신기와 채널 시뮬레이터를 AD936x RF SDR에 구현하고, 원격 측정 채널 환경에서의 송수신 동작을 시험한다. 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

II. PCM/FM 송수신기 설계

2.1 PCM/FM 변조 블록

PCM/FM은 continuous phase modulation (CPM) 신호이며 식(1)과 같이 표현된다. 여기서 $\phi(t)$ 는 위상 궤적, α_i 는 bipolar 데이터, 그리고 $g(t)$ 는 주파수 펄스이며 6차 Bessel 필터의 임펄스 응답을 가진다. IRIG Tier-0 표준에서 정의된 $g(t)$ 는 $L=2$ 의 부분 응답 (partial response)을 가지는 raised-cosine 함수를 이용하여 근사적으로 표현된다^[1]. 변조지수(h)는 0.7의 값으로 주어진다.

$$s(t) = A \cos[2\pi f_0 t + \phi(t)]$$

$$\phi(t) = 2\pi h \int_{-\infty}^t \sum_{i=-\infty}^{\infty} \alpha_i g(\tau - iT) d\tau \quad (1)$$

$$g(t) = \frac{1}{2LT} [1 - \cos(2\pi t/LT)] : 0 \leq t \leq LT$$

식(1)을 inphase와 quadrature 성분으로 분리하면 식(2)과 같이 주어지며, CPM 계열의 신호가 디지털 quadrature 변조기로 쉽게 구현이 될 수 있음을 알 수 있다. 그림 2는 quadrature 변조기를 이용한 PCM/FM 변조기의 SIMULINK HDL 모델을 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A \cos[2\pi f_0 t + \phi(t)] \\
 &= A \cos\phi(t) \cos(2\pi f_0 t) \\
 &\quad - A \sin\phi(t) \sin(2\pi f_0 t)
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

NRZ 입력 데이터는 심볼당 4 샘플로 업샘플한 후 바이폴라 임펄스로 변환한다. 주파수펄스 발생기는 $0 \leq t \leq 2T$ 구간에서 $g(t)$ 를 샘플하여 9-tap FIR 필터로 구성한다. 위상궤적 $\phi(t)$ 는 $g(t)$ 의 적분으로 얻을 수 있으며, 디지털 적분기는 간단하게 구현이 되지만, 고정 소수점 표현에서의 오버플로우를 방지하기 위하여 위상 절대값이 2π 를 넘을 때 0으로 리셋을 하는 위상 되감기 기능을 필요로 한다. $\cos\phi(t)$, $\sin\phi(t)$ 는 정현파의 대칭성을 이용한 효율적인 LUT 방식으로 설계한다. 그림 3은 설계된 송신기의 로직 시뮬레이션을 보여준 것이다.

그림 4는 출력 스펙트럼을 보여준 것이다. 1Mbps 전

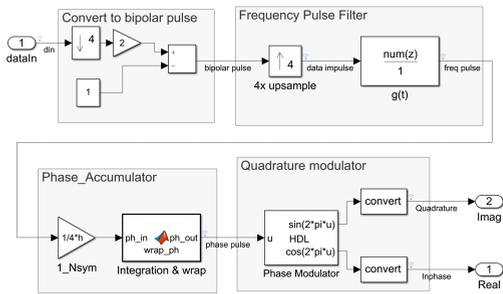


그림 2. PCM/FM 변조기의 HDL 생성 모델
Fig. 2. HDL generation model for PCM/FM modulator

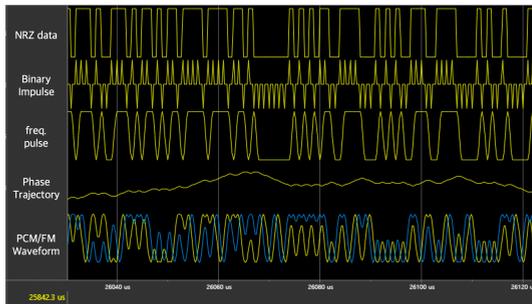


그림 3. PCM/FM 송신기 시뮬레이션 파형
Fig. 3. Logic simulation of PCM/FM transmitter

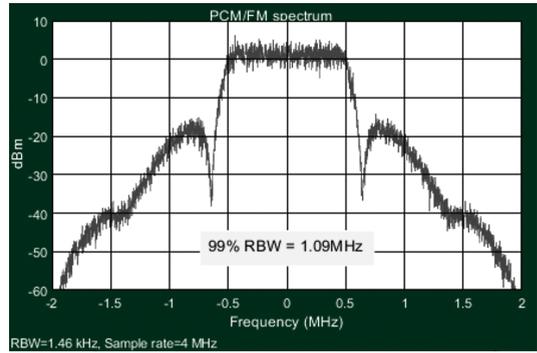


그림 4. PCM/FM 출력 스펙트럼
Fig. 4. PCM/FM output spectrum

송속도에서 99% RBW가 1.09MHz로 측정이 되었다.

2.2 송신 데이터 스트림 제어 블록

송신 데이터 프레임은 16bit 512워드, 즉 8192bit로 구성된다. 프레임 주기마다 송신 제어 PC에서 UDP를 이용하여 Zynq SDR의 ARM 프로세서에 전달하고, 프로세서는 DMA를 통하여 FPGA의 PCM/FM 변조 블록에 전송한다. Matlab의 Zynq SDR support package^[5]를 이용하여 모델을 설계하는 경우, FPGA 입력 신호의 샘플률은 심볼 당 4 샘플로 동작하는 출력 샘플률과 일치시켜야 한다. 즉, 한 프레임 주기 동안 8192 bit의 4배인 32,768개의 입력 스트림을 DMA를 통해서 PCM/FM 입력 스트림으로 보내야 underflow가 발생하지 않는다. 따라서, 32,768 워드의 DMA buffer에는 그림 5와 같이 DMA 실수부의 앞부분에 512 워드의 payload를 기록하고, 실수부의 나지와 허수부는 0으로 전송해야한다. PCM/FM 변조기는 DMA에서 보내주는 복소 스트림에서 실수부 512 워드만 이용하여 8192bit에 대한 변조를 수행하여 32,768 복소 샘플을 한 프레임 주기 동안 송신한다.

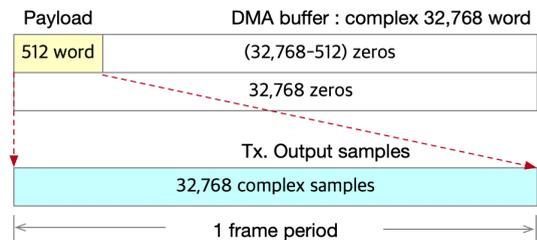


그림 5. DMA 버퍼 구조
Fig. 5. The structure of DMA buffer

2.3 PCM/FM 수신기

PCM/FM 수신기의 구조는 그림6과 같다. AD9361의 기저대역 AGC, CMA 블라인드 등화기, FM 복조기기를 거친 후 심볼 타이밍 복구 블록에서 soft-decision된 복조신호를 출력한다.

이 신호는 다시 hard-decision되어 512개의 16bit 워드로 패키징된다. Soft-decision stream 또는 hard-decision data는 선택적으로 ARM 프로세서에 DMA로 전송되고, host PC에서 실시간 성능 측정이 된다.

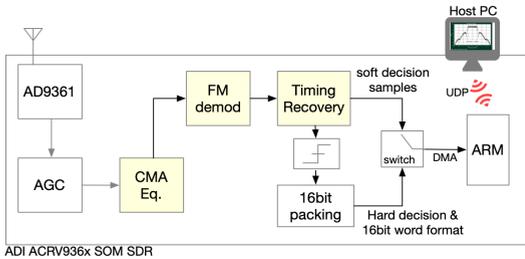


그림 6. 성능 측정을 위한 수신기 구조
Fig. 6. Receiver structure for performance measurement

2.3.1 LD PCM/FM 복조 알고리즘

주파수 변조된 신호의 이산 시간 기저대역 표현식은 식(3)으로 주어진다.

$$s(nT) = e^{j\phi(nT)} \quad (3)$$

심볼 단위의 PCM/FM 복조 방식으로는 PLL을 사용하는 feedback 방식과 limiter - discriminator(LD)를 기반으로 하는 feedforward 방식이 사용된다. PLL 방식은 낮은 SNR에서도 우수한 성능을 보이지만 속도에 제약이 있기 때문에 본 논문에서는 feedforward 방식을 적용한다. 먼저 additive white gaussian noise(AWGN)을 포함하는 복조기 입력을 식(4)와 같이 가정한다. 여기서 $w(nT)$ 는 이산 시간 AWGN의 표본 값이다.

$$r(nT) = e^{j\phi(nT)} + w(nT) = I(nT) + jQ(nT) \quad (4)$$

SNR이 충분히 크다고 가정하면, FM 신호의 위상은 근사적으로

$$\hat{\phi}(nT) = \tan^{-1}(Q(nT)/I(nT)) \quad (5)$$

로 주어진다. 따라서, 식(5)를 미분하면 FM 복조신호를 얻을 수 있다⁴⁾.

$$y(nT) = \frac{d}{dt} \tan^{-1} \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right) \Big|_{t=nT} = \frac{I(nT) \dot{Q}(nT) - \dot{I}(nT) Q(nT)}{I^2(nT) + Q^2(nT)} \quad (6)$$

단, $\dot{I}(nT) = \frac{dI(t)}{dt} \Big|_{t=nT}$, $\dot{Q}(nT) = \frac{dQ(t)}{dt} \Big|_{t=nT}$

식(6)은 디지털 회로 구현을 위한 FM 복조기를 표현한 것이며, 이를 FPGA에 구현하기 위한 HDL 생성 모델은 그림 7과 같다. 식(6)는 샘플 단위로 진폭을 정규화시킴으로써 아날로그 회로의 리미터 기능을 포함하고 있기 때문에, LD 기반의 FM 복조기라고 할 수 있다. 식(6)에서의 나눗셈 연산은 한 클럭에 수행할 수 있도록, 역수를 미리 저장한 LUT를 이용하여 구현하였다.

FM 복조 알고리즘의 이산 시간 미분기는 least square를 이용하여 FIR 필터로 구현이 가능하다⁹⁾. 본 연구에서는 MATLAB의 필터 설계 함수를 활용하여 16-tap 전 대역 FIR 미분기를 설계하였다. 필터의 계수는

-0.0096	0.0153	-0.0127	0.0170
-0.0269	0.0517	0.1422	1.2740
-1.2740	0.1422	-0.0517	0.0269
-0.0170	0.0127	-0.0153	0.0096

로 주어지며, 그림 8은 미분기의 주파수 응답을 보여준 것이다.

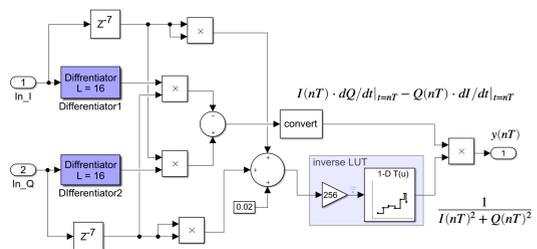


그림 7. LD 기반 FM 복조기
Fig. 7. LD based FM demodulator

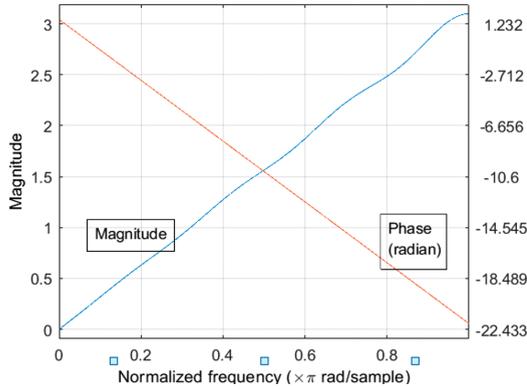


그림 8. 미분기의 주파수 응답
Fig. 8. Frequency response of differentiator

2.3.2 PCM/FM 수신기 HDL모델 성능 시뮬레이션
AWGN 무선채널에서의 수신기 성능을 평가하기 위하여 가변 지연 시간, 반송파의 위상 및 주파수 오차를 포함하는 AWGN 채널 모델을 통과 시킨다. PCM/FM 수신기는 LD FM 복조기 앞의 noise filter의 대역폭에 따라 크게 영향을 받는다^[10]. 신호 대역폭에 가까울수록 SNR이 개선되나, 신호를 왜곡할 수 있기 때문에 높은 SNR 환경에서는 SNR에 따라 BER의 감소가 느려질 수 있다. 그림 9는 신호 대역폭에 근접한 대역폭을 가지는 noise filter들에 대하여 BER 성능을 비교한 것이다. 이상적인 저역통과필터를 적용한 FCM/FM의 BER, 차단주파수 F_s 가 $1.2R_b$ 및 $1.4R_b$ 인 필터를 적용한 경우의 BER을 비교하였다. 여기서 R_b 는 비트율을 의미한다.

본 논문에서는 $1.2R_b$ 의 차단주파수를 가지는 필터를 적용하였으며, $BER = 10^{-5}$ 을 기준으로 약

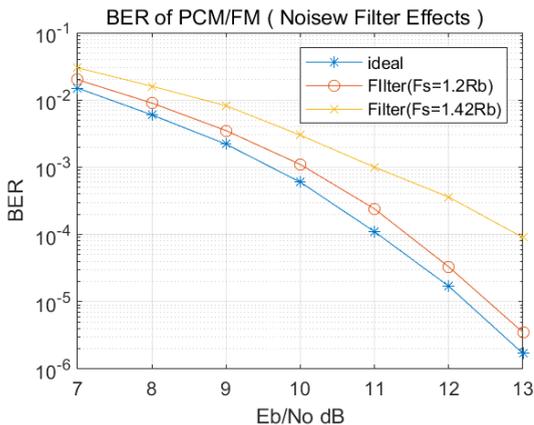


그림 9. Noise filter 대역폭에 따른 BER 성능
Fig. 9. BER vs. noise filter bandwidth

표 1. 복조 출력 EVM과 SNR

Table 1. Receiver SNR and EVM in demodulator output

Eb/No(dB)	7	9	11	13	15
1/EVM(dB)	6.6	8.5	10.7	12.6	14.7

0.25dB 정도의 구현 손실을 보이고 있다. 표 1은 수신 신호의 Eb/No에 따른 복조기의 soft-decision 출력에서 계산한 EVM을 보여준 것이다. 약 0.3~0.5dB의 차이를 보이며, 이러한 차이는 그림 9에서 이상적인 LD PCM/FM의 BER에 대한 차이와 일치한다.

III. 원격 무선측정 채널 시뮬레이터와 등화기

3.1 원격 측정 채널의 Large scale 모델

원격 무선 측정 채널 환경은 직접파(LOS wave)와 정반사파 (specular reflection wave) 성분 및 확산 산란 (diffused scattering wave) 성분의 조합으로 주어질 수 있다^[6,7]. 정반사파는 주로 지면 또는 수면에 반사되는 성분이며 물질의 반사 계수, 유전율, 투과율 및 안테나 이득의 패턴의 함수로 주어진다. 또한 안테나 패턴을 이용하여 제거할 수도 있다. 확산 산란파는 무수히 많은 다중 경로성분의 합으로 만들어지며, 중심극한정리에 의하여 근사적으로 영 평균을 가지는 가우시안으로 취급할 수 있으며, 식 (7)에 임펄스 응답을 나타내었다.

$$h(t) = \underbrace{a_0 \delta(t)}_{\text{LOS}} + \underbrace{a_1 e^{j\Delta\theta_1} e^{-j\Delta\omega_{d,1}\tau_1} \delta(t - \tau_1)}_{\text{specular reflection}} + \underbrace{\xi(t) e^{-j\Delta\omega_{d,2}\tau_2} \delta(t - \tau_2)}_{\text{diffused scattering}} \quad (7)$$

$\Delta\theta_1$: phase shift ,

$\Delta\omega_{d,1}, \Delta\omega_{d,2}$: doppler shift

$\xi(t)$: complex zero mean Gaussian

τ_1, τ_2 : delay relative to LOS

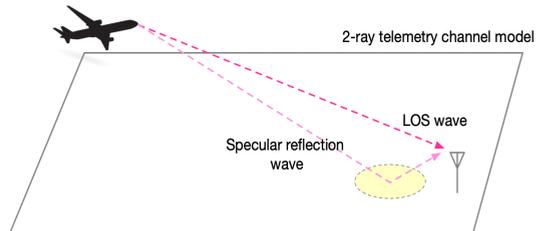


그림 10. 무선 원격측정 채널 모델
Fig. 10. Wireless telemetry channel model

협대역폭 환경에서는 확산 산란 성분의 지연을 무시할 수 있으므로 ($\tau_2 \approx 0$) 수신신호는

$$y(t) = \underbrace{a_0 x(t)}_{LOS} + \underbrace{a_1 e^{j(\Delta\omega_{d,1}(t-\tau_1) + \Delta\theta_1)} x(t-\tau_1)}_{\text{Specular reflection}} + \underbrace{\xi(t)x(t)}_{\approx \text{zero mean Gaussina}} \quad (8)$$

로 주어질 수 있다. σ_d^2 을 확산 산란 성분의 전력이라고 한다면 $k = a_0^2/2\sigma_d^2$ 을 Rician factor, $\Gamma = a_1/a_0$ 는 정반사 성분과 LOS 성분의 비율로 정의할 수 있다. 원격 측정 수신 시험 연구 결과에 의하면, 저고도 비행 시험결과 협대역 환경에서 LOS 신호의 0.2~0.8 크기의 정반사 신호가 발생하며 확산 산란 신호는 LOS 대비 -10 ~ -20dB의 전력을 가지는 것으로 측정이 되고 있다⁶⁾. 따라서 그림10과 같은 저고도 비행체와의 원격 무선측정 채널은 근사적으로 LOS, 강한 정반사 파 (specular reflection) 및 AWGN을 가지는 채널 환경으로 볼 수 있다. 본 논문에서는 이러한 협대역 원격 무선채널 시뮬레이터를 송신기와 같은 FPGA에 설계하여 수신기 및 등화기 시험에 활용할 수 있도록 하였다.

3.2 채널 시뮬레이터 HDL 모델

그림 1의 송신블록에 보여주었듯이 채널 시뮬레이터는 송신기에 내장되고, 채널 파라미터 들은 host PC에서 UDP로 Zynq의 프로세서로, 프로세서는 AXI-lite 인터페이스로 채널 시뮬레이터로 전달되어 다양한 반사파 발생 환경에서 성능 시험을 할 수 있도록 하였다. 그림 11은 식(8)의 LOS 와 정반사 신호를 생성하기 위한 HDL 생성 모델을 나타낸 것이다.

시간지연은 가변 보간기, 위상 변화는 복소 NCO를 이용하여 구현하였다. 채널의 특성은 Zynq의 ARM

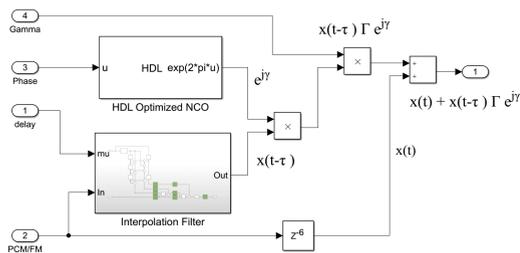


그림 11. 채널 시뮬레이터의 HDL 생성 모델
Fig. 11. HDL model for the channel simulator

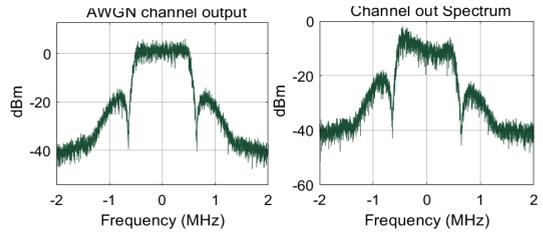


그림 12. 채널 시뮬레이터 입력과 출력 신호의 스펙트럼
Fig. 12. The spectrum of input and output of channel simulator

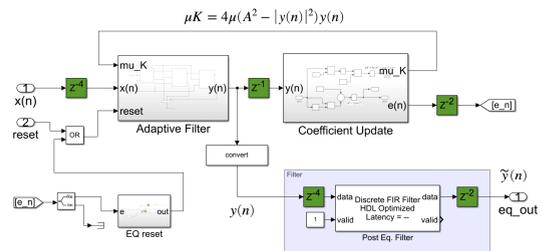
프로세서에서 AXI-Lite 인터페이스를 통하여 FPGA로 전달되는 파라미터, 즉, T_d, Γ, γ 의 변화에 의하여 실시간으로 제어된다. 그림 12는 채널 시뮬레이터를 통과한 PCM/FM 스펙트럼의 예를 나타낸 것이다.

3.3 CMA 등화기 설계

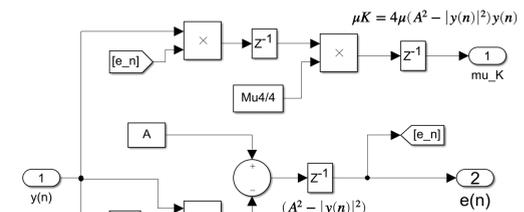
PCM /FM은 CPM에 속하는 변조방식으로 일정한 진폭을 가지며, CMA 등화기의 modulus로 사용이 가능하다. CMA 알고리즘은 modulus 오차, ϵ^2 를 최소화하기 위하여 필터계수를 갱신한다³⁾.

$$\epsilon^2 = E[| |y(n)|^2 - A^2 |^2] \quad (9)$$

$$y(n) = \sum_{k=0}^{L-1} w_n(k) x(n-k) = \mathbf{W}_n^t \mathbf{X}_n \quad (10)$$



(a) HDL model for CMA equalizer



(b) Update algorithm

그림 13. CMA 블라인드 등화기의 HDL 생성 모델
Fig. 13. HDL model for CMA blind equalizer

여기서, $E(\cdot)$ 는 기대치, A 는 modulus의 목표치, $x(n)$ 은 등화기 입력, $w(n)$ 은 적응 필터 계수 그리고 $y(n)$ 은 등화기 출력을 각각 나타낸다. 적응 필터는 $L=12$ 의 탭을 가지며, 필터계수는 식(11)에 의하여 갱신된다³⁾.

$$\begin{aligned} e(n) &= A - |y(n)|^2 \\ K &= 4(A - |y(n)|^2)y(n) \\ \mathbf{W}(n+1) &= \mathbf{W}(n) - uK\mathbf{X}(n)^* \end{aligned} \quad (11)$$

그림 13(a)는 적응 필터와 계수 갱신 블록으로 구성된 CMA 등화기의 HDL 블록을 나타낸 것이다. 그림 13(b)는 식(11)의 갱신 알고리즘의 HDL 생성 모델이다.

3.4 원격측정 무선채널에서의 등화기 성능시뮬레이션

PCM/FM 송수신기 및 CMA 등화기의 성능은 BER 시뮬레이션을 수행하여 테스트한다. 송신기는 2.5Mbps의 비트율로 전송하며, 정반사파의 파라미터는 다음과 같이 제어된다. $|\Gamma|=0.2 \sim 0.8$, $T_d = 100ns$ 그리고, γ 는 $0 \sim 2\pi$ 범위를 선형적으로 스위핑 시킨다.

그림 14는 원격 무선 측정환경에서의 PCM/FM의 BER 성능 시뮬레이션 결과를 보여준 것이다. 14(a)는 CMA 등화기를 적용한 경우이고 14(b)는 등화기를 적용하지 않은 경우의 BER이다.

IV. PCM/FM 무선 수신 시험

II장 및 III장에서 설계한 PCM/FM 송신기, 채널

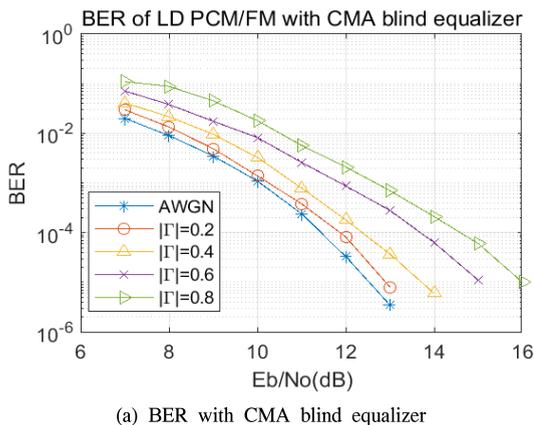


그림 14. 다중경로 채널에서 CMA 등화기 성능
Fig. 14. Performance of CMA equalizer in multipath channel

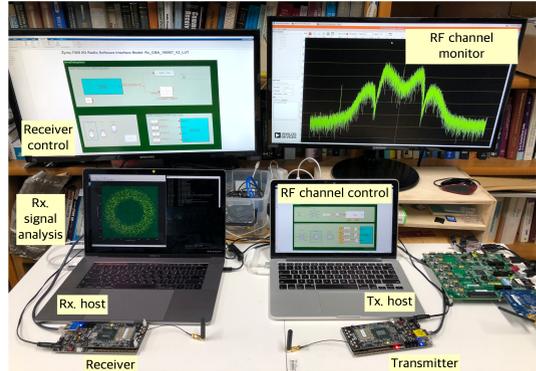
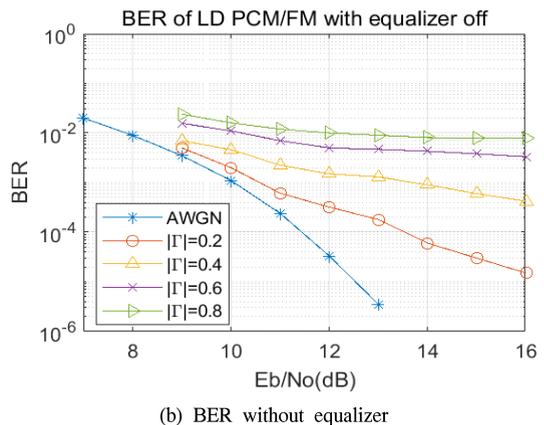


그림 15. Telemetry 채널 시뮬레이터를 이용한 PCM/FM 시험 장치 설치
Fig. 15. Test system setup for PCM/FM transceiver with telemetry channel simulation

시뮬레이터 및 수신기는 Analog Device의 ADI RF SOM SDR에 각각 구현되어, 송신 호스트에서 제어되는 무선채널 환경에서 송수신 시험을 수행하였다. 그림 15는 시험 장치의 구성 사진이며, 그림 16은 시험 장치의 구성을 블록도로 나타낸 것이다. 수신기 FPGA 내부의 테스트 신호들은 UDP로 호스트 PC에서 실시간으로 전송되어 스펙트럼, 신호 성좌점, EVM을 측정한다.

본 논문에서는 수신기의 성능 평가의 방법으로 EVM 및 BER을 측정하였다. EVM은 수신기의 모든 알고리즘을 거친 후, hard decision 직전의 SNR이므로 BER과 동등한 성능지표로 볼 수 있다. 송신 평균 전력은 채널 특성에 무관하게 $-10 \sim -30dBm$ 범위에서 지정된 값을 유지할 수 있도록 채널 시뮬레이터에서의 출력을 정규화 하였다. 따라서 $\Gamma=0$ 로 AWGN 채



(b) BER without equalizer

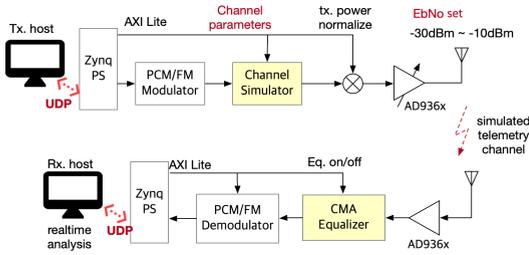
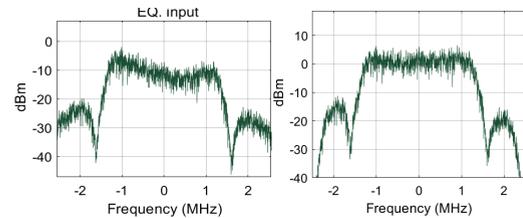


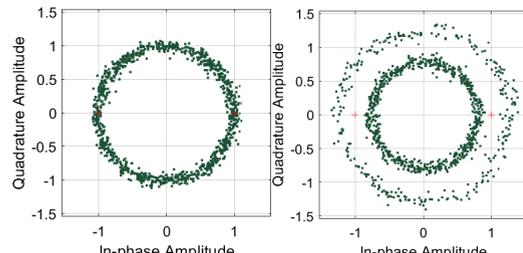
그림 16. 시험 장치의 블록도
Fig. 16. Test system block diagram

널을 만들고 수신신호의 EVM을 측정하고 0.4dB를 더하여 근사적인 SNR 값으로 사용한다. 여기서 채널 파라미터만 변경함으로써 주어진 SNR에 대하여 송수신 시험을 수행한다. 새로운 SNR은 다시 AWGN 채널에서 송신전력을 조정하여 변경한다.

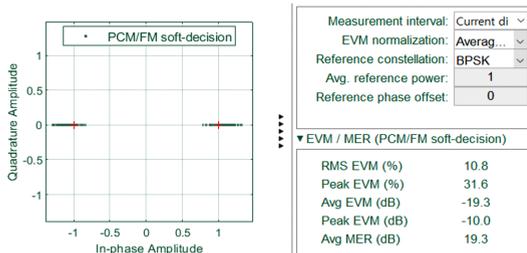
그림 17은 무선수신 시험에서, 수신기에서 측정된 신호들을 보여준 것이다. 등화기 입력 및 출력 스펙트럼과 복소 진폭의 궤적을 비교한 것이다. 그림17(a)와 그림17(b)은 CMA 등화기 입력신호와 출력 신호의 스펙트럼과 복소 진폭의 궤적을, 그림17(c)는 soft-decision 출력과 EVM의 측정값을 각각 보여준 것이다.



(a) input(left) and output(right) spectrum of equalizer



(b) input(left) and output(right) amplitude trajectory of equalizer



(c) EVM measurement of soft-decision output

그림 17. 수신신호의 분석
Fig. 17. Received signal analysis

그림 18은 구현된 PCM/FM 시스템의 BER 성능 측정 결과를 그림 14(a)에 보여준 시뮬레이션 결과와 비교하여 나타낸 것이다. 원격 무선 측정에서 성능은 주로 10^{-5} 의 BER을 얻기 위한 Eb/No 값으로 주로 평가를 한다^[11]. 본 논문에서 적용한 limiter-discriminator(LD) 방식을 포함한 symbol 단위의 PCM/FM 복조기들의 성능은 AWGN 환경에서 12~14dB를 요구하고 있다^[11]. 실제 제작된 CMA 등화기 기반의 LD PCM/FM은 AWGN 채널에서 12.5dB, $|\Gamma| < 0.4$ 의 정반사 다중채널 환경에서 12.5dB ~ 14dB의 Eb/No가 필요한 것으로 시뮬레이션 및 시험으로 확인을 하였다. 따라서 AWGN 환경 및 $|\Gamma| < 0.4$ 범위의 정반사 다중 채널 환경에서는 telemetry 측정을 위한 요구 조건을 충족하는 것으로 판단이 된다.

그림 18은 구현된 PCM/FM 시스템의 BER 성능 측정 결과를 그림 14(a)에 보여준 시뮬레이션 결과와 비교하여 나타낸 것이다. 원격 무선 측정에서 성능은 주로 10^{-5} 의 BER을 얻기 위한 Eb/No 값으로 주로 평가를 한다^[11]. 본 논문에서 적용한 limiter-discriminator(LD) 방식을 포함한 symbol 단위의 PCM/FM 복조기들의 성능은 AWGN 환경에서 12~14dB를 요구하고 있다^[11]. 실제 제작된 CMA 등화기 기반의 LD PCM/FM은 AWGN 채널에서 12.5dB, $|\Gamma| < 0.4$ 의 정반사 다중채널 환경에서 12.5dB ~ 14dB의 Eb/No가 필요한 것으로 시뮬레이션 및 시험으로 확인을 하였다. 따라서 AWGN 환경 및 $|\Gamma| < 0.4$ 범위의 정반사 다중 채널 환경에서는 telemetry 측정을 위한 요구 조건을 충족하는 것으로 판단이 된다.

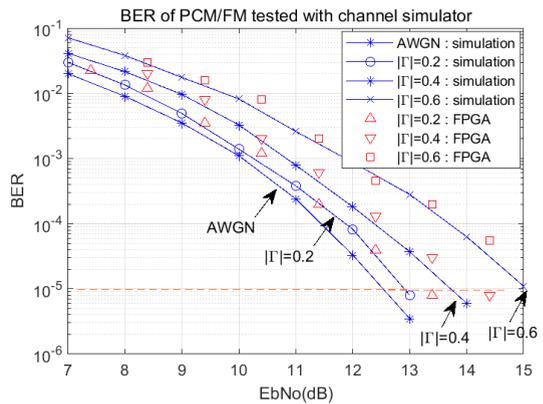


그림 18. 구현된 PCM/FM과 채널 시뮬레이터를 이용한 채널 파라미터에 따른 BER 성능 측정 결과
Fig. 18. BER measurement of implemented PCM/FM system and channel simulator with different channel parameters

V. 결론

본 논문에서는 HDL 지원 SIMULINK 모델을 이용하여 Tier-0 PCM/FM 송수신기 및 채널 등화기를 설계하고 원격 무선 측정 채널 환경에서의 성능을 측정하기 위한 테스트 시스템을 구현하였다. 송신기 및 수신기는 MATLAB의 Zynq-Based Radio 지원 패키지를 이용하여 FPGA 및 ARM embedded 코드를 동

시에 생성하고 시험할 수 있는 hardware-software co-design 과정으로 Analog Device의 ADI RF-SOM-SDR에 구현이 되었으며, 원격 무선 채널환경은 채널 시뮬레이터를 설계하여 송신기의 FPGA에 같이 구현함으로써 다중경로 채널을 통과한 PCM/FM 신호를 수신기에 직접 전송하도록 하였다. 설계한 송수신 시험 시스템은 시뮬레이션으로 예측한 BER과 $\pm 0.3dB$ 이내로 근접한 결과를 보여줌으로써, 향 후 Tier-I 및 Tier-II 원격 측정 무선 송수신기 개발 및 시험에도 이와 같은 모델 기반 설계 방식이 도움이 될 것으로 사료 된다.

References

[1] Inter-Range Instrumentation Group, *Telemetry standards. doc. 106-13*, Retrieved Jun. 2019, from <http://www.irig106.org/docs/106-13/>.

[2] H. Xiao, X. Liu, and L. Zhou, "Design of PCM/FM baseband modulation transmitter based on software radio," *2018 Int. Conf. IMCCC*, pp. 714-717, Halbin, China, Jul. 2018.

[3] X. Gu, Z. Wang, R. Cao, Y. Hu, and L. Hao, "Research on blind equalization algorithm of multipath interference PCM-FM signal based on CMA," *IEEE Int. Conf. Inf. Commun. and Sign. Process.* 2019, pp. 67-71, Weihai, China, Sep. 2019.

[4] M. Rice, M. Padilla, and B. Nelson, "On FM demodulators in software defined radios using FPGAs," *IEEE Military Commun. Conf. 2009*, pp. 1-7, Boston, MA. USA, Oct. 2009.

[5] Analog Device Wiki, "*ADI ADRV936x system on module (SOM) SDR*," Retrieved Jun. 2020, from https://wiki.analog.com/resources/eval/user-guides/adrv936x_rfsom.

[6] M. Rice, R. Dye, and K. Welling, "Narrowband channel model for aeronautical telemetry," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 36, no. 4, pp. 1371-1376, Oct. 2000.

[7] Q. Lei and M. Rice, "Multipath channel model for over-water aeronautical telemetry," *IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst.*, vol. 45, no. 2, pp. 735-742, Apr. 2009.

[8] H. Kim, I. Kang, J. Ahn, and H. Nam, "Implementation of blind equalization using SDR platform," *J. KICS*, vol. 44, no. 11, pp. 2174-2177, Nov. 2019.

[9] A. Aggarwal, T. K. Rawat, M. Kumar, and D. K. Upadhyay, "Efficient design of digital FIR differentiator using L_1 -method," *Radio Eng.*, vol. 25, no. 2, pp. 383-389, Jun. 2017.

[10] M. Rice, *Digital Communications: A Discrete-Time Approach*, Pearson Prentice-Hall, Chap. 3, p. 150, 2009.

[11] Inter-Range Instrumentation Group, *Telemetry standards. doc. 106-13 Appendix A*, Retrieved Sep. 2020, from <http://www.irig106.org/docs/106-13/appendixA.pdf>

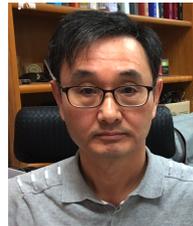
정 인 화 (Inhwa Jung)



1999년 2월 : 창원대학교 제어
계측공학과 졸업
2001년 2월 : 창원대학교 제어
계측 공학과 석사
2006년 7월~현재 : 국방과학연
구소 해양기술연구원 책임연
구원

<관심분야> 전자공학, 통신공학, 광통신 공학
[ORCID:0000-0003-1819-9380]

김 재 형 (Jae Hyung Kim)



1983년 2월 : 고려대학교 전자
공학과 졸업
1985년 2월 : 고려대학교 전자
공학과 석사
1989년 8월 : 고려대학교 전자
공학과 박사
1991년 3월~현재 : 창원대학교

전기전자제어공학부 교수
<관심분야> 전자공학, 무선통신, FPGA 설계
[ORCID:0000-0001-9327-1173]