

IEEE 802.16e 기반 OFDMA 물리층 분석 알고리즘 연구

장민기
국방기술품질원

Develop physical layer analysis algorithm for OFDMA signal based IEEE 802.16e

Min-Ki Jang
Defense Agency for Technology and Quality, Korea

요약 802.16e에 기반한 OFDMA 물리층 분석을 위한 분석 장비 개발에 있어, 하드웨어 구성 및 신호 특성 분석 알고리즘에 관한 방법론에 대해 기술하고 구현결과를 분석한다. 최근 디지털 통신 신호의 발달과 함께 이를 분석하는 측정기의 신호분석에 대한 수요도 빠르게 증가하고 있다. 신호분석에 대한 수요의 급속한 증가에 따라 광대역 디지털 신호 처리 모듈을 이용한 광대역통신 신호 특성 분석이 가능한 신호분석 장비를 개발하는 것이 필요하다. 본 논문에서는 광대역통신 신호 특성 분석이 가능한 장비를 고안하기 위하여 첫째, OFDMA의 기본이론을 학습하고, 둘째 OFDMA 송/수신기 구조를 검토하였으며 셋째, 광대역 디지털이저를 구현하였다. 광대역 통신기법 중 OFDMA에 기반한 Wimax 신호 분석 알고리즘을 설계하여 I, Q신호를 통한 Wimax 물리층 분석 SW구현을 제안하였다. IF다운 컨버터는 스펙트럼 분석기의 수신 모듈 및 LO발생 모듈을 이용하였으며, I, Q 데이터에 의한 WiMAX 신호분석 알고리즘을 통해 정량적 분석 결과를 도출 하였다.

Abstract We describe and analyze the methodology and implementation results of H / W configuration and signal characteristics analysis algorithm for analyzing equipment for analyzing OFDMA physical layer based on 802.16e. Recently, demand for signal analysis of instruments that analyze these signals with the development of digital communication signals is rapidly increasing. Accordingly, it is necessary to develop signal analysis equipment capable of analyzing characteristics of a broadband communication signal using a wideband digital signal processing module. In this paper, we have studied the basic theory of OFDMA in order to devise a device capable of analyzing characteristics of broadband communication signals. Second, the structure of OFDMA transmitter/receiver was examined. Third, a wideband digitizer was implemented. we design Wimax signal analysis algorithm based on OFDMA among broadband communication methods and propose Wimax physical layer analysis S/W implementation through I, Q signals. The IF downconverter used the receiver module and the LO generation module of the spectrum analyzer. Quantitative analysis result is obtained through the algorithm of Wimax signal analysis by I, Q data.

Keywords : OFDMA, 802.16.e, WiMAX, Cyclic Prefix, FFT, EVM, Contellation

*Corresponding Author : Min-Ki Jang(Defense Agency for Technology and Quality)

Tel: +82-10-2529-6243 email: okhab1231@dtqa.re.kr

Received February 25, 2019

Revised April 15, 2019

Accepted June 7, 2019

Published June 30, 2019

1. 서론

1.1 802.16e 물리층 표준

Scalable OFDMA (SOFDMA)의 물리층 국제표준은 IEEE802.16이다. 802.16e 표준 기술은 Scalable OFDMA (SOFDMA)기술에 기초하며, 채널 대역폭은 1.25 ~ 20MHz으로 변이가 가능하도록 설계 되었다. 서브캐리어 간 주파수 간격은 각각의 대역폭에 따라 10.94kHz, 7.8125kHz, 9.765625kHz 로 고정되며, 심볼 주기(서브 캐리어 주파수 간격의 역수) 또한 고정된다[1].

Fig.1은 TDD(Time Division Duplexing)모드에 사용되는 802.16e 신호의 OFDMA 프레임의 예로 설명 하였으며, Preamble, FCH(Frame Control Header), DL-MAP, UL-MAP, DL burst, UL burst 등으로 구성되어 있다.

Preamble의 경우 MS(Mobile Subscriber) 에서 BS (Base Station)에 대한 식별, 타이밍 동기, 채널 예측 등의 용도로 사용된다. UL(Up Link)신호에서는 사용되지 않으며, UL에서의 타이밍 동기는 파이롯 신호를 통해 이루어진다.

FCH(Frame Control Header)는 DLFP(Downlink Frame Prefix) 정보를 통해 DL-MAP의 길이 및 코딩정보를 제공하며 PUSC (Partial Usage of Sub-channel) 존의 첫 번째 4slot을 통해 전송 된다. DL-MAP, UL-MAP은 서브채널 할당 및 DL, UL 서브프레임의 제어 정보를 제공하며, 프레임 번호, Zone 개수, 각 사용자에게 할당된 burst의 위치 및 내용(심볼 오프셋, 서브 채널 오프셋, 서브 채널 개수, 심볼 개수, 코딩 방법)에 대한 정보를 제공한다.

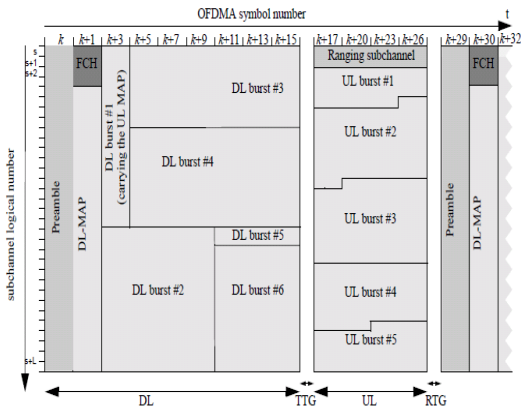


Fig. 1. OFDMA frame structure on TDD mode

Preamble의 변조 방식은 BPSK로 고정되지만, 데이터 변조 방식은 QPSK, 16QAM, 64QAM의 변조 방식이 사용되면 채널의 신호 상태에 따라 선택적으로 사용되어 진다.

2. 본론

2.1 OFDMA 기본 이론

OFDMA는 다중 캐리어 전송 방식의 변형된 형태로, 각각의 서브 캐리어의 직교 특성을 이용하여 주파수 자원 사용의 효율성을 높였다. OFDMA 시스템에서 데이터는 각각의 서브 캐리어를 통해 병렬로 전송된다. 이러한 이유로 심볼률을 낮추어 전송이 가능하여 채널 전송에 있어서, 노이즈에 강한 특성을 가지게 된다. OFDMA 변조는 수학적으로 IFFT(Inverse Fourier Transform)을 통해 구현되며, WiMAX 의 경우 최대 2048개의 서브 캐리어를 정의하고 있다. OFDMA 신호는 Fig. 2와 같이 IFFT를 변조기, DAC모듈, RF변환기, 안테나를 통해 전송된다.

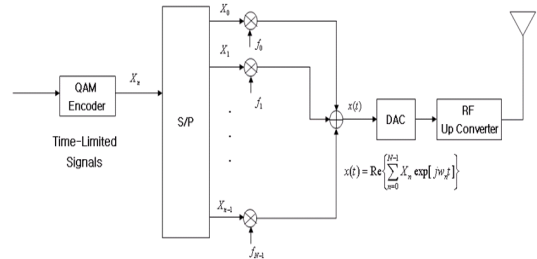


Fig. 2. Block diagram of OFDMA transmitter

다중 주파수 전송 시스템에서 발생 할 수 있는 ISI(Inter Symbol Interference)의 문제는 Cyclic Prefix를 통해 해결 하였다. 가드 구간이 없는 경우, 반사파 입력 등의 이유로 심볼의 지연이 발생하며, Fig. 3에서와 같이 심볼1, 2 사이에 간섭 구간이 발생하게 된다.

가드 구간을 심볼의 시작 구간에 삽입한 경우, 심볼1에서 지연이 발생하더라도 심볼2에 간섭을 일으키지 않는다. (Fig. 4 참조)

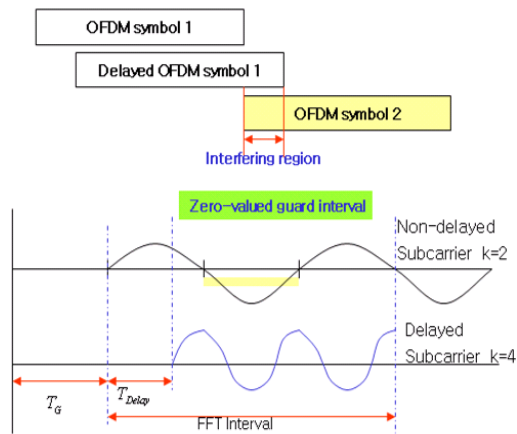


Fig. 3. ISI with no cyclic prefix

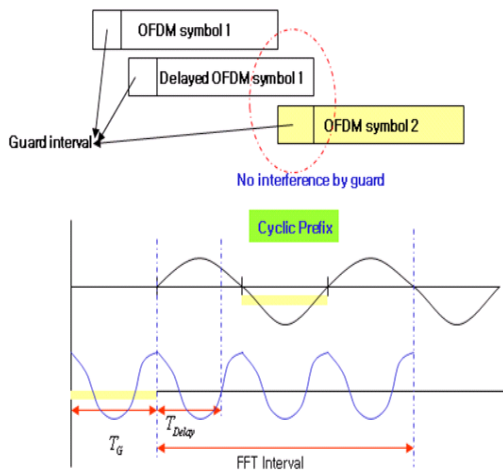


Fig. 4. ISI with cyclic prefix

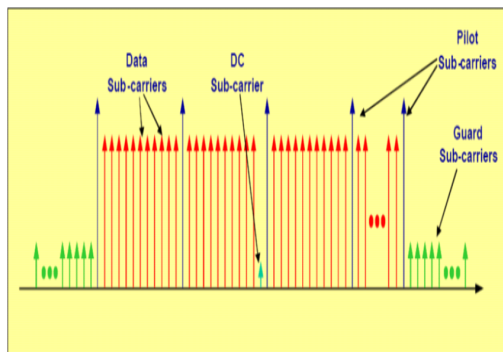


Fig. 5. OFDMA channel structure

OFDMA채널은 Fig.5와 같이 3가지 종류의 서브채널로 구성된다. 데이터 서브 캐리어는 데이터 전송의 목적으로, 파이럿 서브 캐리어는 주파수 오프셋 예측 및 심볼의 동기를 맞추는데 사용되며, 널 서브 캐리어의 경우 가드 밴드와 DC 캐리어의 목적으로 사용된다[3].

2.2 OFDMA 송/수신기 구조

송신기와 수신기의 동작 블록도는 Fig. 6과 같으며, 세부적인 설명은 다음과 같다.

송신기 동작은 2진 데이터는 convolutional encoder에 및 QAM(혹은 QPSK) 맵핑을 통해 QAM 신호로 변조된다. 데이터 서브 캐리어 사이 사이에 파이럿 서브 캐리어가 추가되며 IFFT 모듈을 통해 심볼의 변조가 구현된다. 출력 심볼은 시리얼로 변환 후 CP가 추가되고, 윈도우 필터를 통해 출력 스펙트럼의 대역폭이 제한된다. I,Q 모듈레이터를 통해 신호는 아날로그로 변환되며, 주파수 변환기, 증폭기, 안테나를 통과하여 전송된다.

수신기 동작은 기본적으로 수신기는 송신기의 역으로 동작한다. 첫 번째 단계로 수신기는 주파수 오프셋 및 심볼의 타이밍을 preamble 내의 training 심볼을 통해 예측한다.

CP(Cyclic Prefix)를 제거 후 FFT 알고리즘을 통해 각 서브 캐리어에서의 심볼을 복조한다. 심볼 복조 후에 QAM Mapping을 통해 2진 데이터를 추출하고, 비터비 디코더를 통해 정보 bit 얻게 된다.

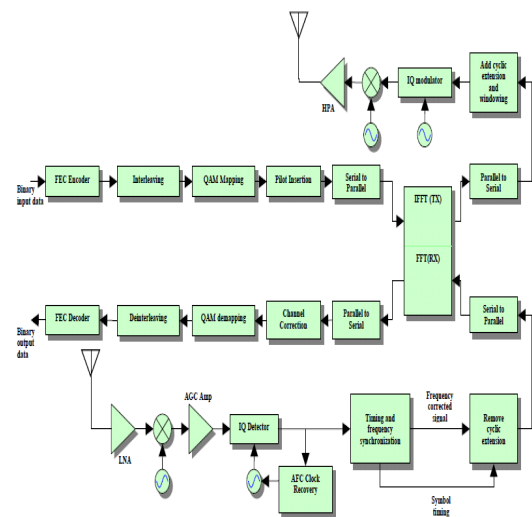


Fig. 6. Block diagram of Transmitter and Receiver

2.3 광대역 디지털라이저 구현

디지털라이저 보드는 한 개의 DSP, 2개의 FPGA를 이용하여 구현 하였다. FPGA1은 RF 모듈제어 및 PCI통신 인터페이스 기능을, FPGA2는 ADC 모듈과의 데이터 인터페이스, 디지털라이저 코어, SDRAM 인터페이스 기능을 수행한다. DSP는 PCI 인터페이스를 통해 CPU와의 통신 및 디지털라이저 제어 명령을 전송하도록 Fig. 7과 같이 구현하였다.

ADC 블록에서는 21.4MHz의 IF 신호에 대한 필터 회로 및 10MHz 기준 신호와 동기화된 ADC 샘플 클록 발생 회로로 구성 되어 진다. ADC 샘플 클록은 WiMAX 신호의 대역폭(20MHz) 및 IF신호 주파수(21.4MHz)등을 고려하여 85.6MHz로 구현 하였다.

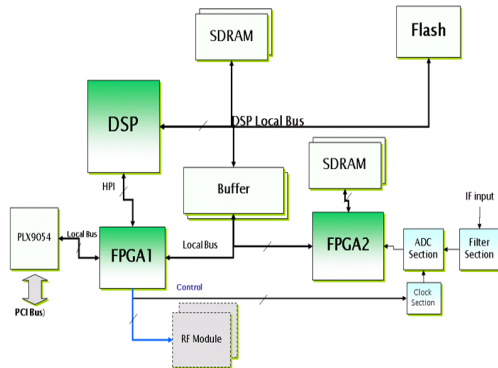


Fig. 7. Block diagram of Digitizer H/W

2.4 OFDMA신호의 데이터 분석

EVM(Error Vector Magnitude)은 디지털 무선 통신 시스템(송신기, 수신기)에서 성능을 정량적으로 측정하는데 사용 된다. 이상적인 디지털 변조 신호는 I, Q 성상도상의 정확한 위치에 있어야 한다. 하지만 Carrier Leakage, 위상 noise 등, 채널내의 외란 요소에 의해 이상적 성상점(Constellation point)에서 일정 부분 offset을 가지게 되며, 이러한 정량적 차이는 EVM을 통해서 표현된다. Fig. 9는 QPSK 변조 방식에서의 성상도, EVM 개념을 설명 하고 있다.

OFDMA 신호에서의 EVM은 Resampling → Time Estimation → OFDMA Frame 검색 → 위상 Estimation 및 신호 반전 → FFT → Channel Estimation → EVM 추출의 과정을 거쳐 추출 된다.

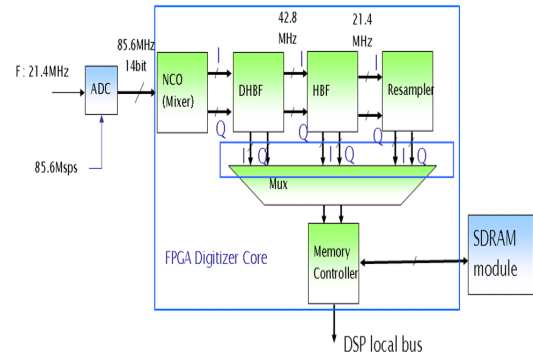


Fig. 8. Block diagram of Digitizer Core

Fig. 8은 디지털라이저 코어의 내부 블록도로 Fig. 7의 회로도에서 FPGA2에 구현되었다. 디지털라이저 코어는 NCO(Numerically Controlled Oscillator), DHBf(Decimation Half Band Filter), HBF(Half Band Filter)의 DDC 블록과 re_sampler 블록 및 SDRAM 메모리 인터페이스로 구성된다.

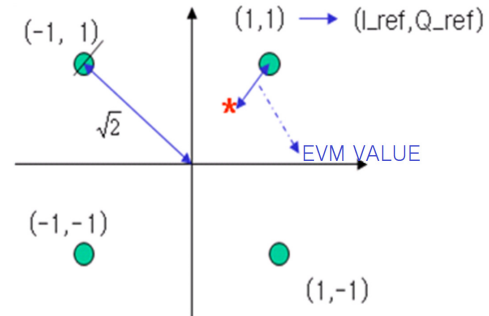


Fig. 9. Constellation diagram and EVM for QPSK signal

Re_sampling은 ADC 및 디지털라이저 코어의 DDC(Digital Down Converter)를 통해 추출된 I,Q 데이터를(42.8Mps) 10Mps로 re_sample 한다. 본 논문에서 사용된 디지털라이저의 경우 범용 시스템에 대해 설계한 것으로 각각의 응용 항목에 맞게 Sampling rate를 변경해야 하며, 디지털라이저 코어를 통해 re_sampler를 구현 하였다.

심볼 타이밍 검색은 re_sampling 된 신호를 수식 (1)과 같이 dot product를 취한다.

$$r_1(n) = I(n)I(n+2FFT_{size}) + Q(n)Q(n+2FFT_{size}) \quad (1)$$

$$r_1(n+1) = I(n+2FFT_{size})Q(n) \\ - I(n)Q(n+2FFT_{size})$$

여기서 I는 입력 데이터 r(n)의 Real part, Q는 Imaginary part를 의미하며, FFT 크기는 1024이다.

수식 (2)와 같은 상관 함수를 거친 신호에 대해 이동 평균값을 취하면 Fig. 10에서와 같이 심볼의 시작 정보를 추출할 수 있다.

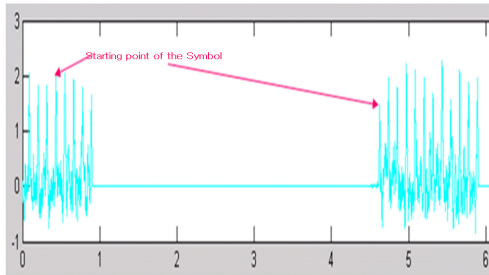


Fig. 10. Result for moving average

$$ma_1(n+1) = ma_1(n) + r_1(n+1) - r_1(n-L) \quad (2)$$

여기서 $ma_1(n) = \sum_{i=1}^L r_1(i)$, $L = CPLength$ 이다

Fig. 11는 OFDMA 심볼을 시간축 상에서 묘사한 것이다. CP(Cyclic Prefix)를 이용한 심볼 타이밍 검색 알고리즘으로 여기서 임의의 시점에서의 OFDMA 신호를 $s(n)$, $s(n)$ 을 FFT 길이(T_b) 만큼 지연 시킨 신호를 $s(n+Nfft)$ 라고 놓고 $s(n)$, $s(n+Nfft)$ 에 대해 CP 길이(T_g)만큼 correlation값을 구한다. 이때의 correlation값을 $ma(n)$ 이라고 놓고 이동 평균 값을 시간 축 상에서 구하게 되면, $ma(n)$ 값이 최대 값이 되는 지점이 OFDMA 심볼의 시작점임을 알 수 있다[4].

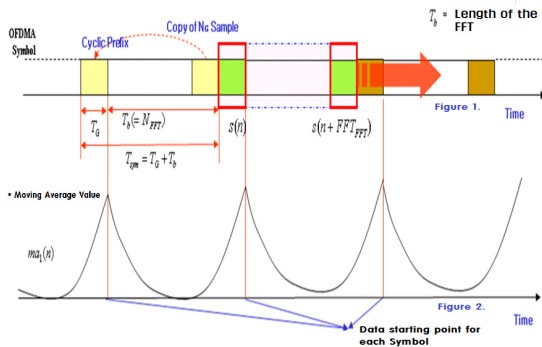


Fig. 11. Searching the symbol start point on OFDMA

기준 레벨 추출을 위해 I, Q 신호를 이용하여 수식 (3)에서와 같이 FFT 크기를 기준으로 정규 파워를 구한다.

$$r_2(n) = \frac{(I^2 + Q^2)}{2 \cdot FFT_{size}} \quad (3)$$

수식(3)에서의 결과를 바탕으로 수식 (4)와 같이 이동 평균을 구하여 심볼 타이밍 검색시 기준 레벨로 사용하며, 기준레벨 추출결과는 Fig. 12와 같다.

$$ma_2(n+1) = \\ ma_2(n) + r_2(n+1) - r_2(n-FFT_{size} + 1) \quad (4)$$

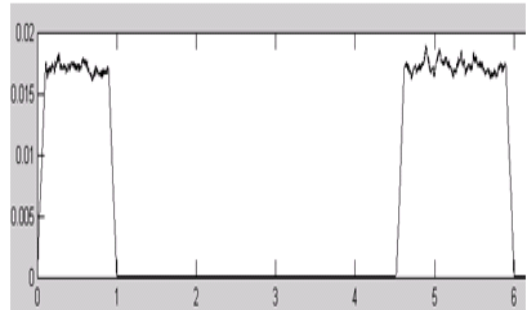


Fig. 12. Result for extracting reference level

심볼 타이밍 추출을 위해서 수식 (2)를 통해 얻어진 결과를 Activation 레벨, 수식 (4)를 통해 얻어진 결과를 기준 레벨이라고 하면, Activation 레벨이 기준 레벨보다 커지는 시점과 Activation 레벨이 기준 레벨보다 작아지는 시점을 이용하여 심볼의 최대치 시점을 검색한다. 이때 계산된 최대치 시점에서 CP(Cyclic prefix)길이/2를 뺀 시점이 심볼의 시작 시점(FFT 연산의 시작 시점)이 된다.

Fig. 13은 이와 같은 연산 결과를 통해 얻어진 Activation 레벨과 기준레벨 결과를 시간축 상에서 도식한 결과이다.

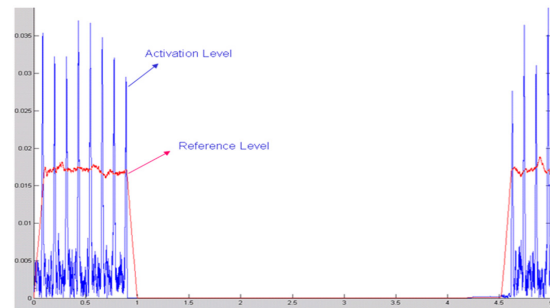


Fig. 13. Searching for symbol timing

주파수 Offset 보상을 위해 추출된 I, Q 데이터의 위상 정보 및 수식 (5)를 이용하여 주파수 offset 값을 계산한다.

$$f_{offset} = \frac{Phase}{2 \cdot \pi \cdot FFT_{size}} \quad (5)$$

FFT연산을 위해 주파수 offset 값을 보상 한 후 1024 point FFT연산을 각 심볼에 대해 수행하며, FFT 결과는 Fig. 14와 같다. Fig. 15는 중심주파수를 중심으로 FFT 결과를 도시기 위해 FFT shift를 수행한 결과이다

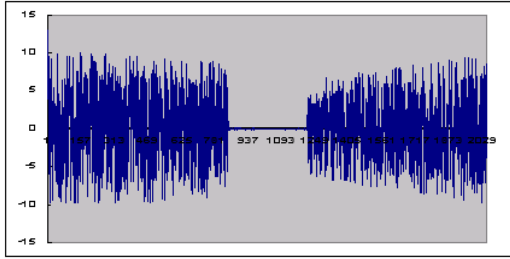


Fig. 14. Result for FFT calculation

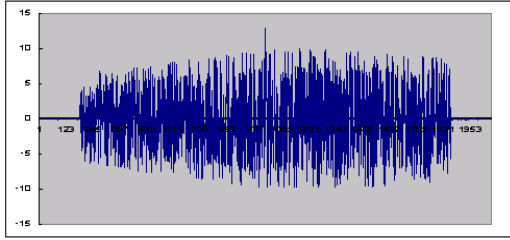


Fig. 15. Result for FFT Shift

채널 Estimation & Equalization을 위해 수식 (6)을 통하여 채널의 time offset 및 위상 변이값 을 추정하여 보상하여 준다.

$$\begin{aligned} I(n) &= I(n) \cos\left(n - \frac{FFT_{size}}{2}\right) \tau_0 - \Phi_0 \\ &\quad - Q(n) \sin\left(\left(n - \frac{FFT_{size}}{2}\right) \tau_0 - \Phi_0\right) \\ Q(n) &= I(n) \sin\left(n - \frac{FFT_{size}}{2}\right) \tau_0 - \Phi_0 \\ &\quad - Q(n) \cos\left(\left(n - \frac{FFT_{size}}{2}\right) \tau_0 - \Phi_0\right) \end{aligned} \quad (6)$$

위 수식의 결과를 바탕으로 LMS(Least Mean Square) Equalization 알고리즘을 이용하여, 크기 및 위상에 대한 보상 값을 구한다.

위에서의 크기, 위상 보상치를 이용하여 수식 (7)과 같이 FFT결과 데이터의 채널 왜곡에 대한 변이 값을 보상해 준다.

$$I(n) = \frac{Max}{mag(n)} (I(n) \cos(\phi) + Q(n) \sin(\phi)) \quad (7)$$

$$Q(n) = \frac{Max}{mag(n)} (Q(n) \cos(\phi) - I(n) \sin(\phi))$$

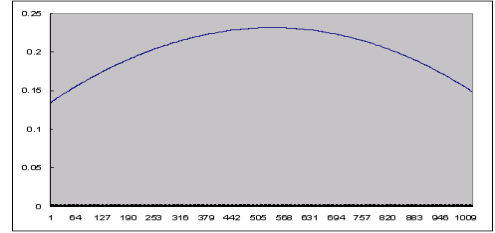


Fig. 16. Value of amplitude compensation

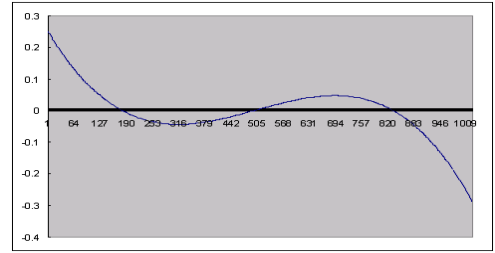


Fig. 17. Value of phase compensation

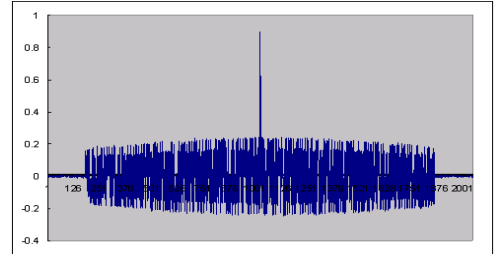


Fig. 18. Before amplitude and phase compensation

각 Sub_carrier 에 대한 크기 및 위상 보상 값은 Fig. 16, Fig. 17과 같으며 상기 보상값의 적용 전/후 I,Q 신호에 대한 FFT 수행 결과는 Fig. 18, Fig. 19와 같다.

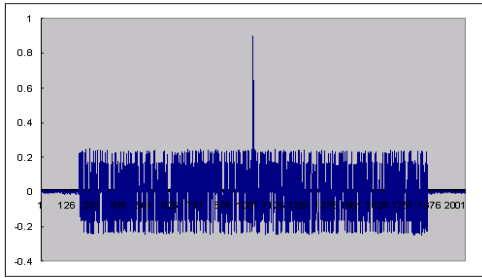


Fig. 19. After amplitude and phase compensation

RCE(Relative Constellation Error)값 계산은 각각의 변조 방식 대비 이상점을 구하고, equalization된 데이터를 바탕으로 각 심볼 및 서브 캐리어에 대해 EVM 값을 구한다.

첫째, BPSK 변조 방식(Preamble)의 경우에는 I,Q 각 신호에 대한 기준 레벨은 파일럿 신호의 크기로부터 구하며 I, Q의 성상도 위치는 수식 (8)을 통하여 계산한다 [5]-[7].

$$I_{ref}(k) = ref_level \cdot \text{sign}(I(k)), Q_{ref}(k) = 0 \quad (8)$$

둘째, 변조방식이 QPSK인 경우, QPSK에서 기준 레벨은 파일럿 신호 크기를 $\sqrt{2}$ 로 나눈 값으로 I, Q 성상도 위치는 수식 (9)를 통하여 계산한다.

$$I_{ref}(k) = ref_level \cdot \text{sign}(I(k)) \quad (9)$$

$$Q_{ref}(k) = ref_level \cdot \text{sign}(Q(k))$$

여기서 EVM 값은 수식 (10)을 통하여 구한다.

$$\sqrt{(I(k) - I_{ref}(k))^2 + (Q(k) - Q_{ref}(k))^2} \quad (10)$$

위 수식을 바탕으로 각각의 서브 캐리어 및 심볼에 대해 EVM값을 구하면 Fig. 20, Fig. 21과 같다.

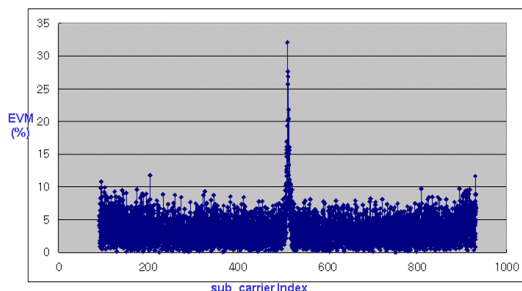


Fig. 20. EVM vs. Sub-carrier

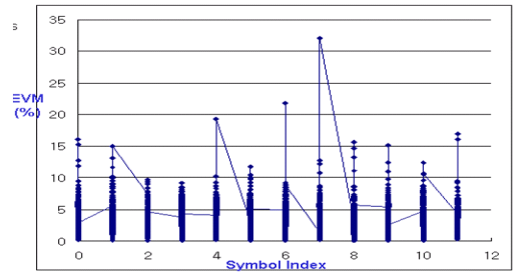


Fig. 21. EVM vs. Symbol

3. 실험

본 논문에서 구현된 Wideband 디지털라이저 및 OFDMA 분석 알고리즘의 검증을 위해 WiMAX 신호를 VSG(Vector Signal Generator)를 통해 생성 하였으며, 시험구성도는 Fig. 22과 같다.

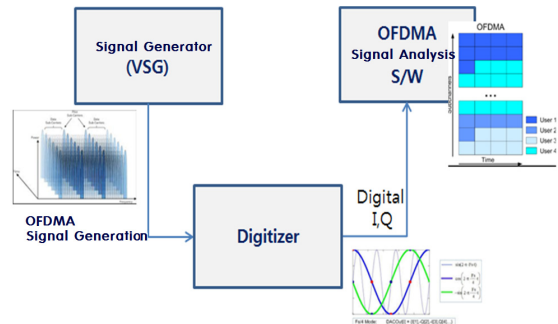


Fig. 22. Test Block Diagram

생성된 신호를 디지털라이저를 이용하여 I, Q 데이터를 획득하였고, 본 논문에서 제시한 알고리즘으로 구현된 S/W를 활용하여 OFDMA에 대한 분석을 진행 하였으며, Fig. 23와 같은 분석 결과를 얻을 수 있었다. Fig. 24은 동일한 디지털라이저를 이용해 획득한 I, Q 신호를 K社의 VSA S/W를 이용하여 분석한 결과이다.

시험 시 sampling rate : 30.72Mpsps, 심볼 개수 : 9, slot 길이 : 15, 변조형태는 16QAM으로 하였다.

각각의 S/W 통해 분석된 결과를 Table. 1에 정리 하였으며, 각 측정결과 정량적으로 큰 차이가 없음을 확인할 수 있다.

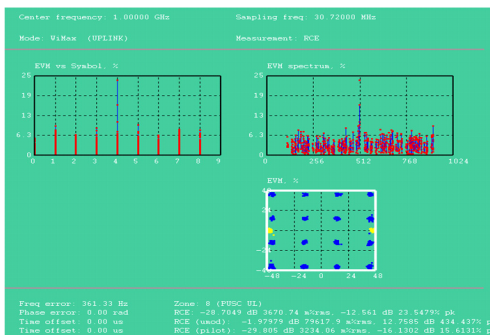


Fig. 23. Test result for algorithm

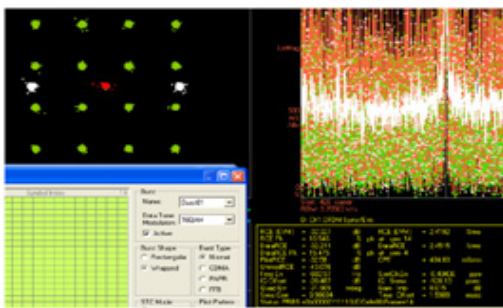


Fig. 24. Test result with K Company VSA S/W

Table 1. Comparison for test result

Item	Suggested Algorithm	K Company VSA
RCE	-29.96dB	-32.32dB
Pilot RCE	-30.5dB	-32.56dB

4. 결론

본 논문에서 사용된 광대역 디지털타이저는 스펙트럼 분석기의 신호처리 보드에 설계 개선하여 개발하였다. 상기 개발된 디지털타이저는 WCDMA, WLAN, LTE 등 광대역 디지털 통신 시스템의 신호 분석에도 사용될 수 있다.

논문에서 설명된 WiMAX 신호 분석 알고리즘은 Map decoding, EVM 분석, Spectrum flatness 분석 등 WiMAX 신호의 물리적 성능에 대한 정량적 분석을 가능하도록 하였다. 구현된 시스템에 대한 성능 검증은 Agilent사의 VSA S/W를 이용하였으며, “Table. 1 시험 결과 비교”에서 보는 바와 같이 더 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.

본 논문에서는 공간 Diversity를 이용한 MIMO 신호에 대한 내용이 고려되지 않았으며, 앞으로 WiMAX 신호에서 표준화된 MIMO 시스템을 고려한 알고리즘의 추

가 연구가 필요하다.

References

- [1] IEEE 802.16 Working Group Officers, "IEEE Standard for Local and metropolitan area networks,(IEEE 802.16e)" IEEE, 2006.
- [2] K. Balachandran, D. Calin, "Design and Analysis of an IEEE 802.16e-Based OFDMA Communication System", Bell Labs Technical Journal Vol.11, No.4, pp.53-73 2007
DOI: <https://doi.org/10.1002/blti.20196>
- [3] W. H. Jung, D. H. Kim, "A Study of the Effects of MBS Zone Size and Target Cell Selection Algorithm in a Mobile WiMAX Network", Journal of Korea Institute of Information and Communication Engineering, Vol.9, no3, 2011.
- [4] W. Henkel, G. Taubock, P. Odling, P.O. Borjesson, N. Petersson, "The Cyclic Prefix of OFDM/DMT, An Analysis", 2002 International Zurich Seminar on Broadband Communications Access, Feb. 2002
DOI: <https://doi.org/10.1109/IZSBC.2002.991762>
- [5] J. H. Seo, H. W. Park, K. W. Shin, "A Design of Multi-Standard LDPC Decoder for WiMAX/WLAN", Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering, Vol. 17, No. 2, pp.363-371, Feb. 2013
DOI: <https://doi.org/10.6109/ikiice.2013.17.2.363>
- [6] J. H. Seo, K. W. Shin, "LDPC Decoder for WiMAX/WLAN using Improved Normalized Min-Sum Algorithm", Journal of Korea Institute of Information and Communication Engineering, Vol.18, no4, 2014.
DOI: <https://doi.org/10.6109/ikiice.2014.18.4.876>
- [7] E. S. Kim, H. J. Kim, K. W. Shin, "A performance analysis of layered LDPC decoder for mobile WiMAX system", Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering, Vol. 15, No. 4, pp.921-929, April. 2011
DOI: <https://doi.org/10.6109/ikiice.2011.15.4.921>

장민기(Min-Ki Jang)

[정회원]



- 2014년 9월 : 영남대학교 전자공학(전자공학학사)
- 2014년 8월 ~ 현재 : 국방기술품질연구원

〈관심분야〉

정보통신, 수중감시센서