

論文99-36S-10-3

COFDM 복조기에서의 채널상태정보를 이용한 디매퍼의 설계

(A Design of the Demapper Using Channel State Information for COFDM Demodulator)

姜 景 辰 * , 李 元 澈 *

(Kyung-Jin Kang and Weon-cheol Lee)

요 약

본 논문은 DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 방송 시스템에서 사용되고 있는 전송방식인 COFDM 복조기에서의 디매퍼의 성능 개선 방법에 관한 것이다. BER의 관점에서 보는 시스템의 성능을 높이기 위하여 pilots정보를 바탕으로 채널상태정보를 생성시켜 이를 이용하는 디매핑 방법을 제안하였다. 채널상태정보는 수신된 캐리어들 중의 pilots 캐리어로부터 얻을 수 있는데, 이것은 바로 수신된 데이터 캐리어의 SNR로 정의된다. DVB-T의 표준 fading 채널 환경의 실험을 통한 BER을 측정하 결과 각종 모드에서 기존의 soft decision방법보다 우수한 성능을 나타내었다.

Abstract

This paper is concerning about the demapping method using the pilots inserted in transmitter in COFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) demodulator which is the standard transmission method of terrestrial digital TV system in Europe(DVB-T). We have presented a simple and efficient method of CSI(Channel State Information) generation and demapping method using CSI. The CSI was derived from the pilot carriers inserted with comb-type among the received active carriers, which is defined as a SNR. From the simulation results for the 3 different constellations of the receiver, we could confirm that the system performance comparing with conventional soft decision method has been improved under DVB-T standard Rayleigh and Rician fading channel.

I. 서 론

DVB-T(Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 전송 시스템은 유럽에서 개발된 지상파 디지털 TV방송을 위한 전송 방식으로 다수반송파(Multi-Carrier)를 사용하는 COFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식을 채택하고 있다. 이는 특히 지상파의 가장 큰 장애 요소인 multipath 환경에 있어서 복미

의 VSB(Vestigial Side-Band)와 같은 단일반송파변조(Single-Carrier Modulation) 방식보다 강한 면을 갖고 있는 것으로 알려져 있으며, 고정체나 휴대용 TV뿐만 아니라, 자동차와 같은 이동체 수신 환경 하에서도 매우 만족스러운 성능을 나타낸다. DVB-T의 규격인 ETS 300 744는 1997년에 최종 확정되었으며, 이 시스템은 먼저 개발된 DVB-S(DVB-Satellite)나 DVB-C(DVB-Cable)와는 전혀 다른 새로운 복조 방식과 H/W 구현이 필요하다¹⁻³⁾. 또한 반송파의 수가 2k 또는 8k로 전송되기 때문에 반송파의 주파수 동기 문제와 FFT 윈도우의 타이밍 동기가 까다로운 부분 중의 하나이다. 그리고, OFDM의 특성상 FFT 블록을 비롯하

* 正會員, LG電子(株) DTV(研)

(DTV Research Lab. LG Electronics Inc.)

接受日字:1999年2月9日, 수정완료일:1999年9月2日

이 많은 메모리를 필요로 하므로 이의 효율적인 분배와 제어도 중요하다. 한편, 선진 ASIC 업체들은 COFDM용 복조 IC를 시스템 업체와의 연계를 통해 개발 중이거나, 개발 완료 후 1-chip화를 준비하고 있다. DVB-T 시스템을 위한 COFDM 복조기의 구성을 수신된 신호의 흐름에 따라 기능별로 크게 나누어 보면 다음과 같다.

- A/D 및 I/Q generator(separation) 부
- STS(symbol timing synchronization) 부
- AFC(automatic frequency control) 부
- TPS(transmission parameter signal) decoder 부
- Channel estimation & equalization 부
- Demapper 부
- InnerDeinterleaver 부 (Symbol 및 Bit Deinterleaver)
- FEC 부

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 COFDM의 복조를 위한 데이터 디매핑에 관하여 소개하고, III장에서는 VHDL로 설계된 디매퍼의 구조를 설명하고 이를 분석한다. IV장에서는 디매퍼의 Region detector에 대하여 설명하고, V장에서 설계된 디매퍼의 성능을 실험을 통하여 확인한 뒤 VI장에서 결론을 맺는다.

II. COFDM 복조기에서의 데이터 디매핑

본 논문에 사용된 COFDM 복조기의 디매핑 관련 부분은 그림 1과 같이 나타낼 수 있다.



그림 1. COFDM 디매퍼부의 블록 연결도
Fig. 1. Block connection of the COFDM Demapper part.

그림 1을 보면 등화기(equalizer)를 통과한 데이터는 이제 실제로 전송된 데이터를 복조하는 디매퍼를 통과하게 된다. 전송단의 매핑부에서는 Gray 매핑을 사용하는 QPSK, 16-QAM, 64-QAM의 3가지의 constellation이 정의되어 있다. 이러한 3가지의 전송 규격은 다시 non-hierarchical과 hierarchical 매핑으로 분류할 수 있

으며, 이에 따라 uniform과 non-uniform으로도 분류가 가능하다. 이것을 결정하는 a 는 중심축에서의 데이터 간격과 각 사분면에서의 데이터 간격의 비로 정의되는 constellation ratio 또는 constellation scale factor이다.

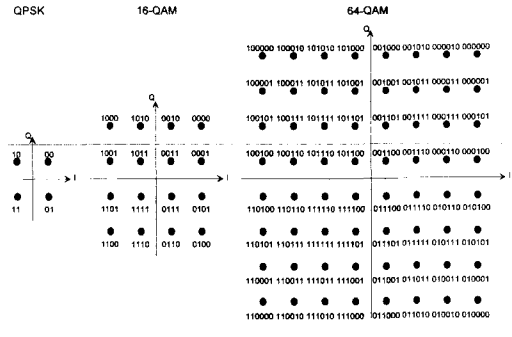


그림 2. QPSK, 16-QAM, 64-QAM의 매핑(non-hierarchical $\alpha = 1$)

Fig. 2. QPSK, 16-QAM and 64-QAM mapping(non-hierarchical $\alpha = 1$).

그림 2는 non-hierarchical 모드에서 $a = 1$ 일 때의 constellation을 나타낸 것이다. Hierarchical mode일 때는 송신부에서 inner coder까지는 별개의 2개의 가지로 입력된 데이터가 inner interleaver단의 MUX에 의해 합쳐져서 interleaving이 된 후 매핑단에서 각각 해당하는 constellation에 매핑이 되어 송신된다. 만약, $a = 2$ 가 되면 비트 패턴은 그림2와 같으나 중심축에서의 데이터 간격이 2배 멀어진다.

16-QAM의 경우에 송신단의 2개의 가지 중 윗단에 입력된 High Priority(HP) stream은 각각의 사분면을 결정하는 역할을 하며 2개의 가지 중 아래 부분의 Low Priority(LP) stream은 각각의 사분면에서의 constellation(QPSK constellation)을 결정하는 역할을 한다. 마찬가지로 64-QAM에 있어서도 HP stream은 각각의 사분면을 결정하며 아래 부분의 LP stream은 각 사분면에서의 constellation(16-QAM constellation)을 결정한다. 따라서 16-QAM에서는 LP stream이 각 사분면에서 QPSK의 constellation에 매핑이 되며, 64-QAM의 constellation에서는 LP stream이 각 사분면에서 16-QAM에 매핑된다.

이러한 HP, LP stream의 전송은 물론 전송의 다양성도 제공하고 경우에 따라 필요한 stream만 수신할 수 있는 기능도 가능하게 한다. 앞서 기술한 방법의 의

해 데이터가 매핑되어 전송되면, 채널에 의해 원래의 데이터가 그림 3과 같이 왜곡이 되므로 수신된 데이터를 equalizer 거친 후에 디매핑을 하고 이후에 그림 1과 같이 송신단의 역순으로 처리되어 원래의 전송된 데이터로 재생된다.

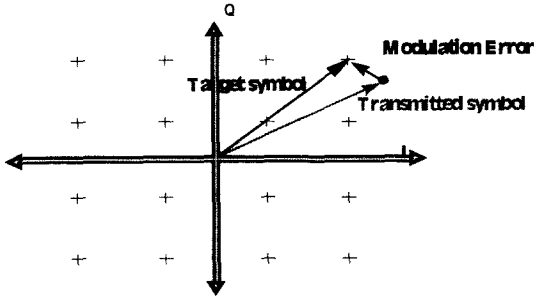


그림 3. 전송된 데이터의 수신 형태
Fig. 3. Constellation of received data

그러나 수신단에서의 디매핑은 송신단의 매핑부와는 달리 그냥 단순히 전송된 원래의 데이터와 수신된 데이터와의 거리의 차이를 계산하여 양자화하여 디매핑하는 것이 아니라, 송신단에서 pilot을 전송하고 수신단에서는 이를 이용하여 Channel State Information(CSI)을 구할 수 있는 COFDM 고유의 특성을 이용하여 일반적인 single carrier system과는 다르게 디매핑을 한다. 즉, 그림 4와 같이 등화기의 I, Q 출력을 region detector에 입력하여 영역을 구분하고 이 region detector의 출력과 CSI를 곱한 후 이 곱해진 값을 일정한 구간으로 나누어 양자화를 행하는 것이다.

III. 디매퍼의 VHDL 구성 및 분석

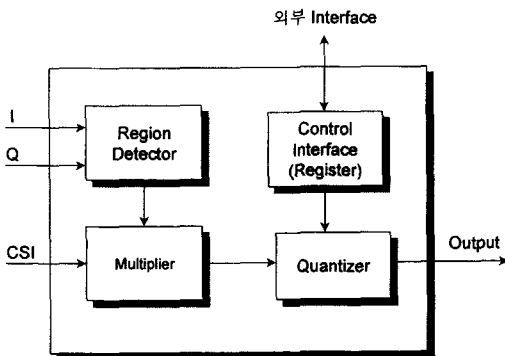


그림 4. 제안된 디매퍼의 블록도
Fig. 4. Block diagram of the proposed demapper.

그림 5는 앞에서 설명한 CSI를 이용한 디매퍼와 다음 단계에 이어지는 symbol deinterleaver와 bit deinterleaver를 구성하는 블록의 입출력 구성을 나타내고 있다. 처음 단계는 CSI를 이용한 디매퍼부이고 이의 출력을 받아 symbol deinterleaver를 수행하며 최종적으로 bit deinterleaver를 수행하여 FEC로 데이터를 multiplexing하여 출력시킨다.

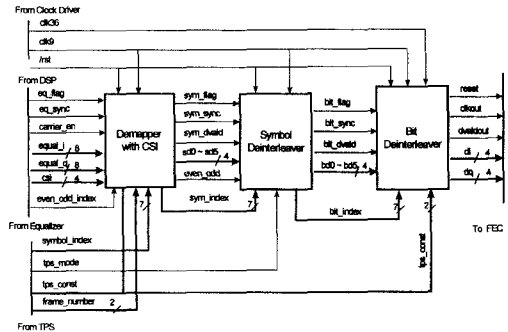


그림 5. 디매퍼 및 디인터리버의 입출력 구조
Fig. 5. In/out structure of the demapper and deinterleaver.

본 VHDL code에서는 디매퍼단 이후에 이어질 Viterbi decoder을 고려하며 CSI를 이용한 3-bits soft decision으로 디매핑을 하였다. 앞단의 등화기로부터 데이터 입력을 받는 디매퍼단은 전단의 등화기의 동작이 하나의 OFDM 심볼 단위로 이루어지고 있으므로 등화기 이후의 모든 데이터의 처리도 매 OFDM 심볼 단위로 처리하였다. 먼저 디매퍼가 동작하기 위해서는 우선 전단의 TPS(Transmission Parameter Signaling) decoding이 이루어져야 한다. TPS decoding이 이루어지지 않으면 전송된 데이터에 관련된 여러 가지 정보, 즉 constellation, transmission mode, inner code-rate, OFDM symbol number 등 각종 정보를 얻을 수가 없으므로 디매퍼단에서는 TPS가 제대로 디코딩이 완료되었다는 flag(tps_flag)와 또한 등화기가 동작한다는 신호 flag(eq_flag)를 확인한 후 디매핑을 하게 된다. 그러나 본 VHDL code에서는 tps_flag를 등화기에서 eq_flag와 같이 AND gate로 처리하여 디매퍼에 전달을 하게 설계하였다. 따라서 디매퍼 이후의 모든 동작은 우선 등화기가 동작한다는 신호인 eq_flag가 HIGH로 된 이후에 디매퍼와 이후의 모든 기능이 동작 된다. 그리고 TPS decoding-부로부터 여러 가지 정보를 입수하여 필요한 모드의 선택(tps_mode), 전송된 constellation

정보(tps_const)의 정보를 입력으로 받아 디매퍼의 동작을 수행한다.

그림 6은 CSI를 이용한 디매퍼의 내부 구성을 나타내고 있다. 먼저 입력되는 I,Q 데이터equal_I, equal_Q와 매 OFDM 심볼의 시작을 나타내는 eq_sync, 그리고 OFDM 심볼내에서의 pilot구간과 유효한 active carrier 구간을 나타내는 carrier_en, 채널상태정보 csi, OFDM 심볼의 even, odd를 나타내는 even_odd_index, 0부터 67까지의 한 OFDM frame내에서의 OFDM 심볼의 index를 나타내는 symbol_index, 0부터 3까지의 super-frame내에서의 frame을 나타내는 frame_index등을 입력으로 받아서 디매핑을 행하여 최종적으로 sd0부터 sd5까지의 디매핑된 데이터와 매 OFDM 심볼 sync를 나타내는 sym_sync, OFDM 심볼내에서의 active carrier를 나타내는 sym_dvald, 그리고 출력되는 OFDM symbol의 even, odd를 나타내는 even_odd등과 함께 다음 단으로 전달된다.

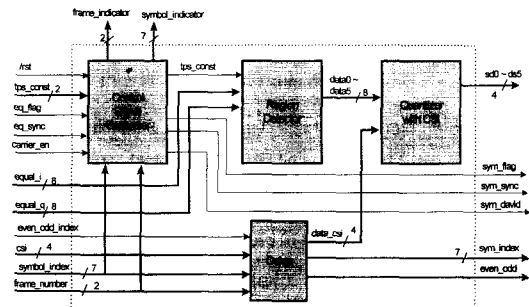


그림 6. 디매퍼의 내부 블럭도
Fig. 6. Internal blocks of the demapper.

IV. Region Detector

이 부분은 등화기로부터 입력되는 I, Q 데이터를 각각의 입력되는 데이터에 따라 각기 영역을 구분하여 출력하는 부분이다. 기본적으로 디매핑은 적당한 decision boundary로 decision metric에 근거하여 수행하는 것이 원칙이다. 즉 송신단에서 어떠한 형태로 데이터가 매핑이 되었는가에 따라 수신단에서 역으로 영역 구분을 하고 그 영역 구분된 값에다 각 carrier가 채널에 의해 얼마만큼 왜곡이 되었는지를 나타내는 값인 CSI를 곱하여 적당한 구간 내에서 양자화를 행하여 주면 된다. 이러한 방법은 종래의 단순한 수신된 신호로부터 송신된 신호와의 거리의 차이를 구하고 이를 양

자화 하는 것 보다 그 성능이 아주 우수하여 OFDM의 또 다른 특징으로 포함되기도 한다.⁴⁻⁶⁾

1. QPSK

그림 7은 QPSK의 region detection 과정을 나타내고 있다. 등화기로부터 각각 8비트로 이루어진 I, Q데이터는 signed magnitude format으로 출력되고 이 I,Q 데이터를 가지고 영역 구분을 수행한다.

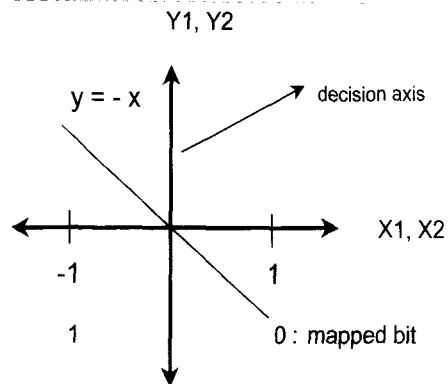


그림 7. QPSK의 영역구분기
Fig. 7. QPSK region detector.

QPSK는 2 비트가 한 심볼을 이루며 이의 매핑 방법은 송신단에서 $x=0$ 의 직선을 기준으로 0은 +1로 1은 -1로 데이터를 매핑하였기 때문에 디매핑 단에서도 역시 $x=0$ 이 decision axis가 된다. 따라서 등화기로부터 출력되는 I,Q의 데이터는 8비트이고 이러한 8비트의 I,Q 데이터는 결국 126이 1, 128+126이 -1에 해당이 된다. 이는 앞서 이야기 한 바와 같이 등화기의 출력 format이 signed magnitude이기 때문이다. 결국 2비트로 이루어지는 QPSK 한 심볼은 각각의 비트가 I와 Q 축의 비트에 해당하고, 이러한 데이터는 region detector에 입력되는 데이터를 x 로 보고 출력되는 데이터를 y 로 가정하였을 때 각각의 I,Q축에서 $y = -x$ 의 관계식에 의해 출력(no saturation)된다. 만약 이때 송신단에서 데이터를 1 또는 -1로만 데이터를 매핑하였기 때문에 $y \leq |1|$ 로 데이터의 출력을 saturation 시켜 출력 시키면 나중에 이 region detector의 출력과 CSI를 곱하여 양자화를 행하는 단계에서 오히려 성능 열화가 초래되기 때문에 그림 7과 같이 출력 데이터의 saturation이 없이 단순히 입력되는 데이터를 $y = -x$ 의 관계식에 의해 출력시키는 것이 최상의 선택이 된다.

2. 16-QAM

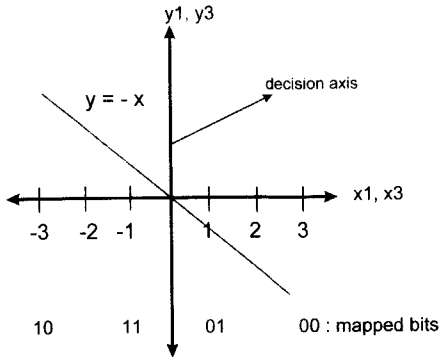


그림 8. 16-QAM의 첫번째 데이터의 영역구분
Fig. 8. Region detection of the first data in 16-QAM.

16-QAM은 4비트($x_1 \sim x_4$)가 한 심볼로 이루어져 있고, 이 4비트 데이터는 송신단에서 각각 x_1, x_3 가 실수 축 I에 해당하고 x_2, x_4 가 허수 축 Q에 해당하며, 이의 영역 구분은 region detector에서 실수 축 데이터와 허수 축 데이터 각각의 영역 구분이 같게 수행되며 한 축 내에서 2비트의 영역 구분이 다르게 수행되는 차이만이 존재하게 된다. QPSK의 경우는 각 축에 한 비트만이 존재하므로 영역 구분 방법이 각 축에 대해 한가지만이 존재 하였으나 16-QAM의 경우는 4비트가 한 심볼을 구성하고 있으므로 각각의 축에 대해 2비트의 데이터가 존재하고 각각의 영역 구분은 그 매핑 방법이 다르므로 역시 달라지게 된다. 그림 8은 각 축에서 첫번째 데이터 즉, x_1 과 x_3 의 영역 구분방법을 나타내고 있다. 송신단의 매핑부에서 첫번째와 세번째 데이터는 그 데이터가 0이면 데이터를 양수 영역인 1 또는 3에, 데이터가 1이면 음수 영역인 -1 또는 -3으로 매핑을 하였기 때문에 영역 구분 방법은 입력을 x 로 출력 이 y 로 표시를 하면 $y = -x$ 가 된다. 이는 QPSK의 영역 구분 방법과 동일하며 이 역시 출력값을 saturation 시킴이 없이 입력되는 데이터를 $y = -x$ 의 관계식에 의해 출력시킨다.

그림 9는 각 축의 두번째 데이터의 영역구분 방법을 나타내고 있다. 송신단에서 첫번째 데이터의 값이 0인 경우에 두번째 데이터가 1이면 +1로, 0이면 +3으로 매핑을 하였고, 첫번째 데이터의 값이 1인 경우에 두번째 데이터가 0이면 -3, 1이면 -1로 매핑을 하였기 때문에 그 영역 구분 방법은 그림에서 보는 바와 같이 $y =$

$-|x| + 2$ 로 영역 구분이 행하여 진다. 이때 각각의 decision axis는 x 의 값이 양의 값일 경우에는 $x = 2$ 가 되고 음수일 경우에는 $x = -2$ 가 된다.

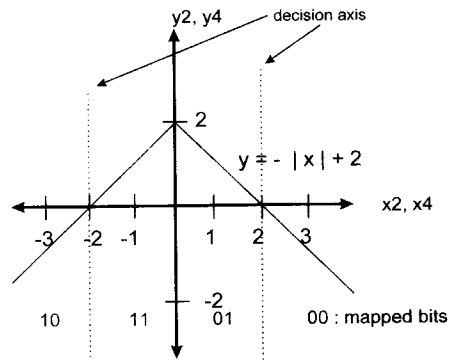


그림 9. 16-QAM의 두번째 데이터의 영역구분
Fig. 9. Region detection of the second data in 16-QAM.

3. 64-QAM

64-QAM의 경우는 그 한 심볼이 6비트($x_1 \sim x_6$)로 이루어져 있기 때문에 앞의 16-QAM의 경우보다 한가지 더 많은 영역구분을 하여야 한다. 즉 각각의 축에 대해 3비트가 존재하게 되며, 이 각각의 축에 대한 첫번째 비트의 영역구분은 종전의 QPSK와 16-QAM과 마찬가지로 그림 10과 같이 구분한다.

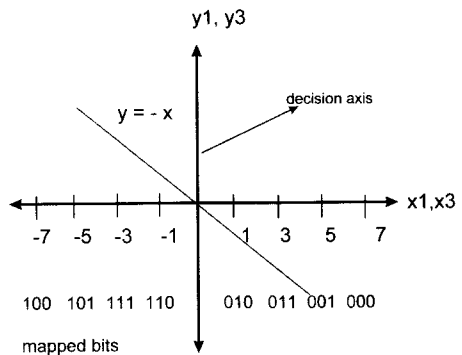


그림 10. 64-QAM의 첫번째 데이터의 영역구분
Fig. 10. Region detection of the first data in 64-QAM.

또한 두번째 데이터의 영역 구분은 송신단에서 그 첫번째 데이터가 0이고 두번째 데이터가 1이면 1, 3중의 하나로 매핑을 하였고, 두번째 데이터가 0이면 5, 7중의 하나로 매핑을 하였다. 또한 첫번째 데이터가 1이고 두번째 데이터가 0이면 -7, -5중의 하나로, 두번째

데이터가 1이면 -1, 3중의 하나로 매핑을 하였기 때문에 그림 11에 나타난 것처럼 영역 구분을 한다. 이때 그림에서 알 수 있는 바와 같이 그 결정축은 각각 $x = 4$ 와 $x = -4$ 가 됨을 알 수 있고 마찬가지로 region detector의 출력을 어떠한 값(예를 들면 1)으로 saturation시키지 않는다.

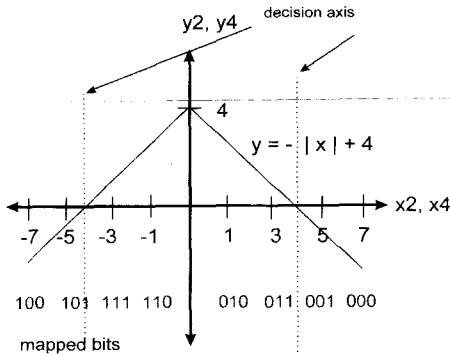


그림 11. 64-QAM의 두번째 데이터의 영역구분
Fig. 11. Region detection of the second data in 64-QAM.

마지막으로 각각의 축에 대한 세번째 비트에 대한 영역 구분은 매핑단에서 세번째 비트의 값이 1 또는 0에 따라 더욱더 많이 세분화되어 있기 때문에 그림 12에 나타난 바와 같이 영역 구분을 한다. 그림에서 알 수 있듯이 decision axis는 $x = 2$ or 6 또는 $x = -2$ or -6 이 된다.

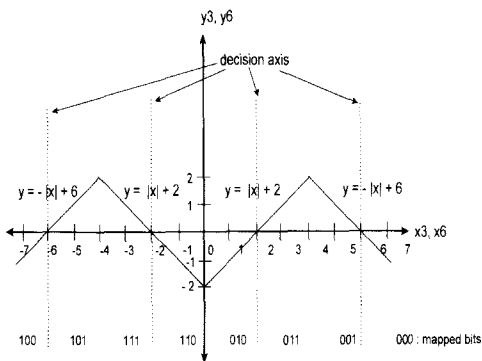


그림 12. 64-QAM의 세번째 데이터의 영역구분
Fig. 12. Region detection of the third data in 64-QAM.

4. Quantizer

그림 4에서 나타난 것과 같이 Region detector의 출력은 입력되는 CSI의 값과 multiplier부에서 곱하여져 양자화기로 입력된다. Region detector에서의 출력은 -1에서 1까지 제한되어 출력되지 않고 입력되는 데이

터를 단지 어떠한 일정한 관계식에 의해 출력시켰기 때문에 이 양자화부에서 최종적으로 -1에서 1까지의 값을 일정한 구간으로 양자화(만약 3 bit soft decision을 행하면 8구간으로 양자화)를 한다.

그림 13에서 보는 바와 같이 QPSK의 경우에 종전의 C float-point version에서는 그냥 단순히 region detector의 값과 CSI의 값을 곱하여 -1에서 1까지의 구간을 8등분하여 양자화를 하면 되었으나 이를 실제 FPGA로 구현하려면 최상위의 signed bit에 따라 각기 값을 4구간으로 구분하여 양자화를 행하는 것이 차이점이다. 즉 C program에서는 단지 1이라는 region detector의 출력에 역시 CSI 1을 곱하면 역시 1이 되며 VHDL 구현에서는 C program에서의 1이라는 region detector의 값은 VHDL 구현에서는 126이 되며, 또한 C program에서 1이라는 CSI의 값(이 값은 no noise에서의 기준 CSI 값)은 8로 되기 때문에 $126 \times 8 = 1008$ 이 되고 이 1008의 값을 최상위 signed bit에 따라 각기 4구간으로 양자화를 한다.(3비트 soft decision의 경우)

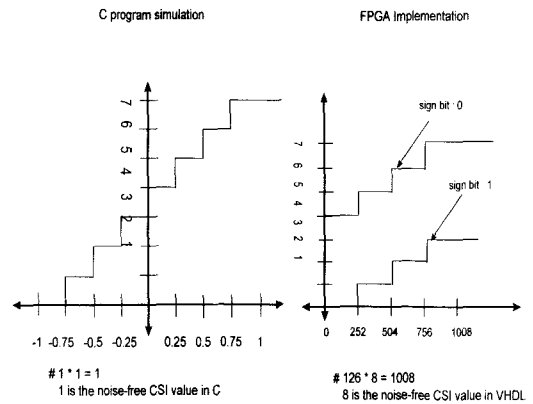


그림 13. 양자화 방법과 C Program과의 비교
Fig. 13. Comparison of quantization method and C program.

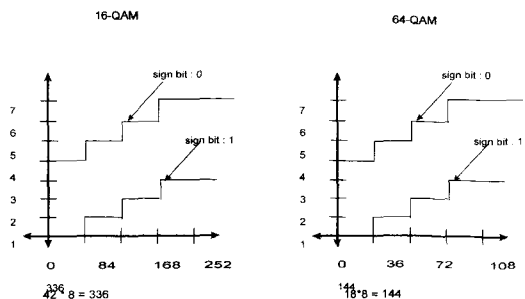


그림 14. 16-QAM, 64-QAM의 양자화기
Fig. 14. Quantizer of 16-QAM and 64-QAM.

그림 14는 constellation이 16-QAM과 64-QAM일 경우의 양자화기를 나타내고 있다. 16-QAM에서 전송단의 매핑부의 1은 42에 해당이 되고 64-QAM의 경우에는 18에 해당이 되므로 각각 8을 곱한 336과 144를 최상위 비트인 signed bit에 따라 각각 양자화를 한다.

위의 그림은 3비트 soft decision을 구현한 경우이다. 만약 디래핑에서 4비트 soft decision을 하면 16구간으로 양자화를 행하면 되는데, 이때 종전의 3비트 soft decision보다 약간의 성능향상을 기대할 수 있다. 또한 본 구현에 사용한 CSI는 4비트로 하여 설계하였다.

V. 성능 실험 및 결과

이 장에서는 위와 같은 방법으로 디래핑을 하였을 경우에 종래의 단순한 수신된 데이터와 전송단에서 송신된 데이터와의 거리의 차이를 구하여 디래핑하는 방법과의 실제 성능의 차이를 비교 테스트한 결과를 제시한다. 테스트 결과는 DVB-T 규격인 ETS 300 744에 정의되어 있는 Rayleigh fading과 Ricean fading 채널과 비교하였다. 또한 viterbi 디코더의 truncation depth는 96, inner code rate $r = 1/2$ 을 사용하였다.

1. Non-hierarchical Mode

그림 15는 Rayleigh fading(P1) 채널에서의 성능 비교 곡선이다. 각각 3비트와 4비트의 soft decision을 사용하여 비교하였다. 그림에서 알 수 있듯이 약 2dB정도의 성능 차이가 존재함을 알 수 있다. 그림 16은 Ricean fading(F1) 채널에서의 성능 곡선이다. 여기서도 알 수 있듯이 약 0.7dB정도의 CNR 차이가 존재함을

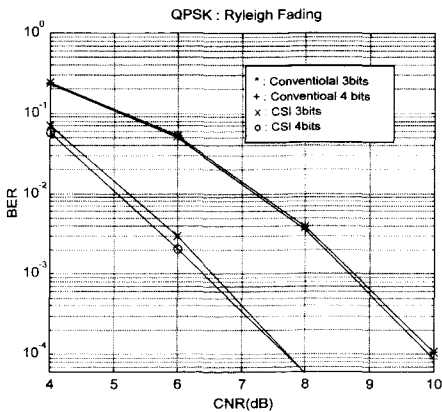


그림 15. QPSK(P1 채널)
Fig. 15. QPSK(P1 channel).

을 알 수 있으며 이러한 CSI를 이용한 디래핑 방법은 앞에서 기술하였듯이 성능 향상에 필수적인 요소임을 실제 BER 곡선으로 확인할 수 있다.

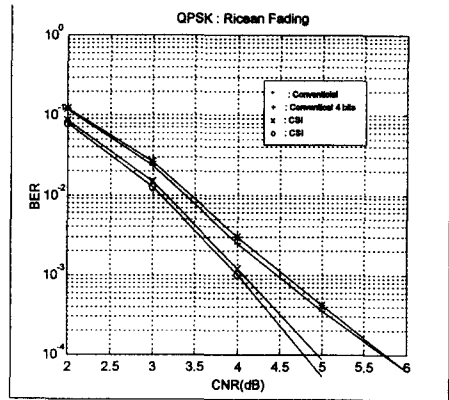


그림 16. QPSK(F1 채널)
Fig. 16. QPSK(F1 channel)

그림 17은 16-QAM Rayleigh fading 채널의 성능 비교 곡선을 나타낸 곡선이다. 16-QAM의 경우는 QPSK보다 한 심볼을 이루는 비트의 수가 증가함에도 불구하고 역시 상당한 만큼의 성능이 향상됨을 알 수 있다.

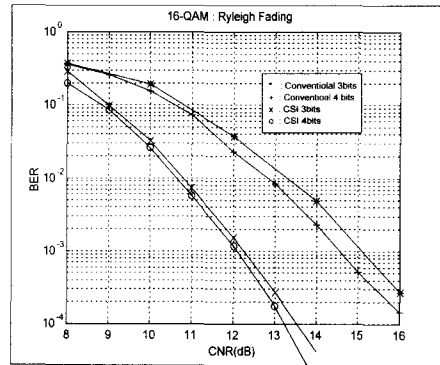


그림 17. 16-QAM (P1 채널)
Fig. 17. 16-QAM(P1 channel).

그림 18은 64-QAM, Rayleigh fading channel의 경우를 나타내고 있고 그림 19는 Ricean fading channel의 경우를 나타내고 있다. 그림 18에서 보는 바와 같이 LOS(Line-of-Sight)가 없는 Rayleigh fading의 경우가 LOS가 존재하는 Ricean fading 채널에 비해 그 성능의 차이가 더 커짐을 알 수 있다. 이는 채널이 AWGN에서 점점 fading이 심한 채널로 변환에 따라 CSI를 적용하여 디래핑을 하였을 경우에 그 효과가 더욱 더 커짐을 나타낸다.

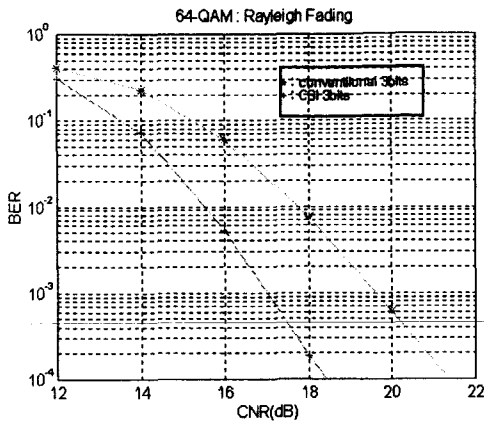


그림 18. 64-QAM(P1 채널)
Fig. 18. 64-QAM(P1 channel).

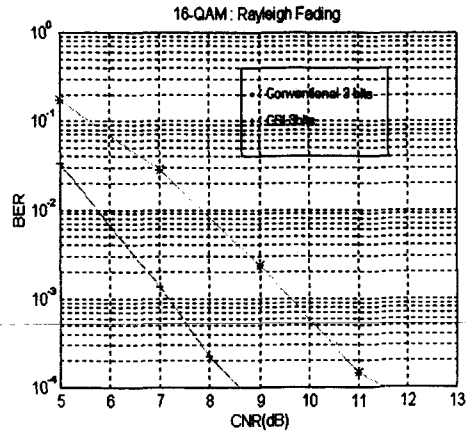


그림 21. 16-QAM(P1, $\alpha = 4$)
Fig. 21. 16-QAM(P1, $\alpha = 4$).

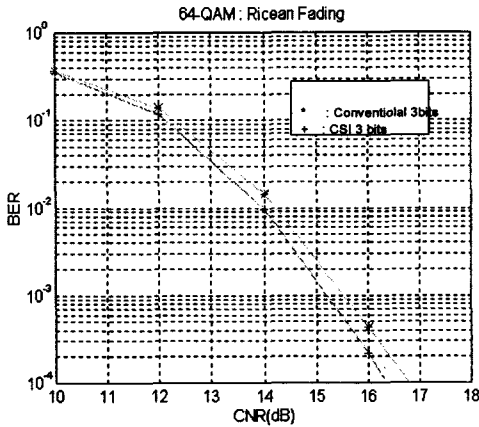


그림 19. 64-QAM(F1 채널)
Fig. 19. 64-QAM(F1 channel).

2. Hierarchical Mode

그림 20과 그림21은 16-QAM, $\alpha = 2$ 와 4일 경우의 BER의 비교 곡선을 나타낸다. Hierarchical 모드에는 HP와 LP의 2개의 bit stream이 존재하며 본 그림은 HP의 BER 곡선을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 약 2.4dB와 2.7dB정도의 CNR의 차이가 있다.

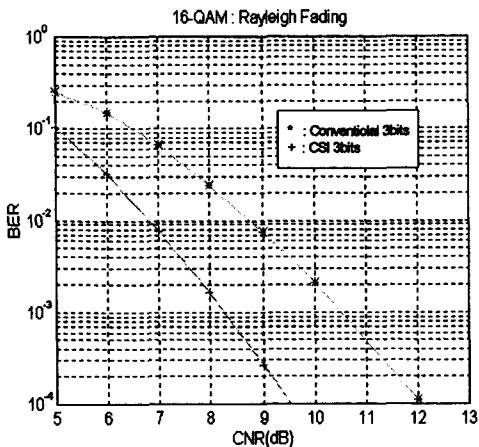


그림 20. 16-QAM(P1, $\alpha = 2$)
Fig. 20. 16-QAM(P1, $\alpha = 2$).

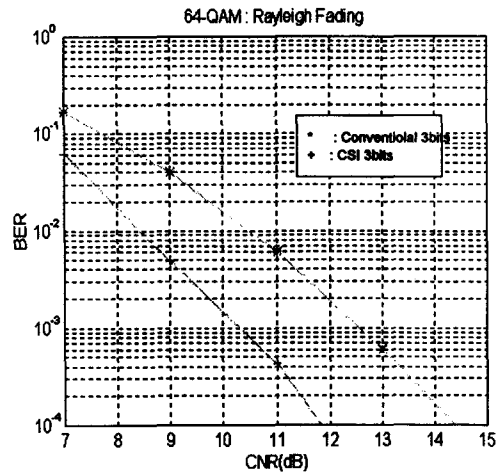


그림 22. 64-QAM(P1, $\alpha = 2$)
Fig. 22. 64-QAM(P1, $\alpha = 2$).

그림 22와 그림 23은 64-QAM, $\alpha = 2$ 와 4인 경우의 BER 곡선을 나타내고 있다. 이 그림들도 마찬가지로 HP stream인 경우의 BER 곡선을 나타내고 있으며 약 2dB와 2.5dB정도의 CNR 차이가 존재함을 알 수 있다.

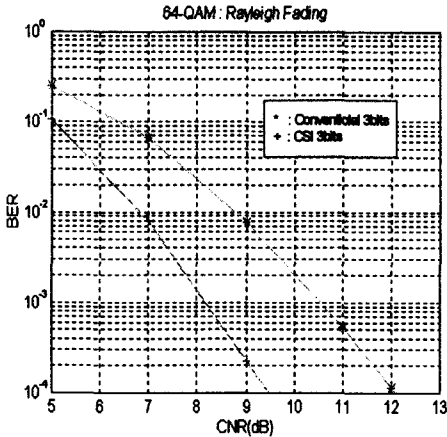


그림 23. 64-QAM(P1, $\alpha = 4$)
 Fig. 23. 64-QAM(P1, $\alpha = 4$).

VI. 결론

본 논문에서는 COFDM 복조기를 구현하는데 있어서 채널상태정보를 이용하여 constellation 영역을 적응적으로 구분함으로써 각 fading channel에 있어서의 BER을 통한 디메퍼의 성능을 개선할 수 있는 방법을 제시하였다. VHDL 구현 및 실험으로는 DVB-T의 표준 Rayleigh 및 Ricean 채널에 있어서 non-hierarchical mapping(QPSK, 16-QAM, 64-QAM) 또는 hierarchical mapping(16-QAM, 64-QAM) 모드의 constellation ration α 에 따른 uniform/non-uniform의 모든 경우에 우수한 성능을 나타내었으며, 기존의 soft decision 방법과 비교함으로써 CNR에 따른 BER이 개선되었음을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] ETS 300 744 : "Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television".
- [2] ETS 300 421 : "Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services".
- [3] ETS 300 429 : "Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for cable systems".
- [4] Jonathan Stott, "Explaining Some of the Magic of COFDM", 20th International Television Symposium and Techniacal Exhibition, Montreux, 1997.
- [5] Weon-cheol Lee, et al, "Performance Analysis of Viterbi Decoder Using Channel State Information in COFDM System," IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 44, No.4, pp.488 - 496, Dec., 1998.
- [6] Weon-cheol Lee, et al, "Viterbi Decoding Method using Channel State Information in COFDM System," IEEE International Conference on Consumer Electronics, pp.66-67, June 22-24, LA, USA, 1999.

저 자 소 개



姜 景 辰(正會員)
 1985년 고려대학교 전자공학과 졸업.
 1990년 동대학원 공학석사(전자통신 공학) 졸업. 1994년 동대학원 공학박사(전자공학) 졸업. 1984년 12월~ LG전자(주) DTV(연) 책임연구원. 주 관심분야는 DTV, 영상처리

李 元 澈(正會員)
 1992년 한양대학교 전자통신공학과 졸업. 1994년 동대학원 공학석사(전자통신공학) 졸업. 1994년 1월~LG전자(주) DTV(연) 주임연구원. 주 관심분야는 DTV, 디지털 통신