

DVB-T 시스템에서 채널상태정보를 이용한 디매퍼의 성능분석

정희원 이원철*

Performance Analysis of Demapper using Channel State Information in DVB-T System

Weon-cheol Lee* *Regular Members*

요 약

본 논문은 유럽의 지상파 디지털 TV의 전송방식인 COFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing)을 사용하는 DVB-T 시스템에 있어서 수신단의 디매퍼(demapping) 과정에서 전송단에서 삽입된 파일럿(pilot)을 사용하여 디매퍼하는 방법에 관한 논문이다. COFDM 시스템에서 송신단에서 미리 정의된 일정한 위치에 PRBS를 이용하여 삽입된 scattered pilot을 수신단에서 추출한 후 이를 시간축과 주파수축상으로 보간(interpolation)을 행하여 채널 상태 정보를 추출하고 이 추출된 채널 상태 정보를 디매퍼 과정에 이용함으로써 종래의 단순한 별자리상에서의 송수신 데이터의 거리 차이에 의한 방법보다 Viterbi decoder는 복호 과정의 변경 없이 기존의 방식을 그대로 적용하면서도 DVB-T 규격에 정의된 20개의 다중경로 Rayleigh fading 채널에 있어서는 종래의 방법에 비해 약 2.5 ~ 3dB정도, Ricean fading 채널에 대해서는 약 0.5dB정도의 성능이 개선됨을 알 수 있었다.

ABSTRACT

This paper is the concerning about the performance analysis of demapper which uses the scattered pilot signals inserted in transmission part in COFDM(Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system that is the standard transmission system of digital terrestrial broadcasting. The digital data that to be transmitted are mapped according to the mapping method which is depend on the constellation in transmission part and are demapped according to the distance difference between transmitted point and received point in constellation diagram. In receiver part, at first, the scattered pilots are extracted in pilot extractor block and the extracted scattered pilots are interpolated in time direction and in frequency direction respectively. By the interpolating the scattered pilot signals, channel state information(csi) is derived and this information is used in demapper block. This paper was simulated above method in Rayleigh and Ricean fading 20 multi-path channel that is defined in ETS 300 744. From the simulation results, we obtained the 2.5 ~ 3 dB better performance in Rayleigh fading and 0.5 dB in Ricean fading without the changing of the Viterbi decoder structure in comparison with the conventional soft decision demapping method so concluded that this papers method is very efficient and can be used in OFDM IC.

I. 서론

디지털 TV의 전송방식에는 크게 지금까지의 디

지털데이터를 전송하는데 널리 이용되어온 전송방식으로 하나의 캐리어를 이용하여 전송하는 단일 캐리어방식과 하나의 단일 캐리어가 아닌 여러 개의

* LG DTV연구소(gemstone@wm.lge.co.kr)

논문번호 : 98109-0312, 접수일자 : 1998년 3월 12일

캐리어를 이용하여 데이터를 전송하는 다중 캐리어 전송방식으로 크게 구분할 수 있다. 이 중에서 여러 개의 다중 캐리어를 사용하는 COFDM 방식은 다중경로 채널에 의한 신호의 손상을 쉽게 복원할 수 있는 특징이 있으며 기존의 단일 캐리어 방식과는 달리 SFN(Single Frequency Network)이 가능한 것도 하나의 특징이다. 이러한 COFDM 전송방식은 데이터를 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)이라는 방식으로 신호를 매핑하여 전송하는데 주로 QPSK, 16-QAM, 64-QAM을 사용하여 전송한다^[1,3].

COFDM은 유럽의 다양한 환경에 적용할 수 있도록 개발이 시작되어 최종적으로 DVB-T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial)라는 디지털 신호를 지상파로 전송하는 규격이 정해진 것이다^[4]. 이러한 DVB-T 규격은 다른 DVB 규격(DVB-C, DVB-S)과도 호환성을 유지하고 있으며 FEC (Forward Error Correction) 부분은 이미 국내에서 시행하고 있는 디지털 위성방송과도 호환성을 유지한다. 이러한 DVB-T 즉 COFDM 규격은 전송하려는 캐리어의 수에 따라 2k mode와 8k mode로 나뉘어지며 이때 실제 전송하는 캐리어의 수는 전송하려는 데이터 이외에 pilot과 TPS(Transmission Parameter Signaling)신호를 포함하여 2k mode일 경우는 1705개, 8k mode일 경우는 6817개가 된다^[4]. 이러한 COFDM의 가장 큰 장점은 전송단에서 전송하려는 데이터의 일정한 부분을 보호구간(guard interval)으로 사용하여 재전송을 함으로써 자연스럽게 채널에서 발생한 다중경로 간섭이나 인위적인 echo등도 제거가 가능하며 캐리어의 수와 보호구간을 길게 하여 전송할 경우 동일한 하나의 주파수를 사용하여 여러 지역의 전송 주파수를 공유하는 SFN (Single Frequency Network)도 가능하는 등 여러 가지 면에서 장점이 있으나 반면에 수신기의 구조가 다중 캐리어의 FFT, 주파수와 시간의 동기화 (synchronization), 동기화 등 여러 면에서 복잡하며 메모리가 많이 필요하다는 단점 또한 존재한다^[5].

본 논문은 이러한 DVB-T 신호 전송의 수신장치에 있어서 수신단의 디매핑 과정에 관한 것으로 종래의 단순한 수신신호의 연판정 방법이 아닌 파일럿을 이용하여 새로운 디매핑 방법을 구현하여 수신기의 성능을 향상시키고자 한다.

II. COFDM 전송 방법

COFDM 전송방식에 의해 원하는 데이터를 전송하려면 앞에서 언급한 3가지 QAM 방식, 즉 QPSK, 16-QAM, 64-QAM 중의 한가지로 데이터를 매핑한 후 IFFT를 행하고 이 데이터에 다시 전송하려는 데이터의 일정한 부분을 재전송하는 보호구간을 삽입하여 전송을 한다. 전송된 데이터는 수신단에서 송신단의 역과정을 거치게 되는데 먼저 FFT와 등화를 행한 후 다시 전송된 데이터의 매핑에 따라 이를 디매핑 하면 된다. 이러한 데이터의 디매핑 방법은 예를 들어 BPSK(Binary Phase Shifting Keying)와 같은 이진 데이터의 전송에는 경판정(hard decision)을 주로 사용하였으나 다차 변조화 되면서 이의 방법도 연판정으로 전송된 데이터를 디매핑(demapping)하고 있다. 그림1은 16-QAM 인 경우의 연판정 방법을 나타내는 그림으로 송신단에서 전송된 원래의 데이터를 수신단에서 이와 비교하여 서로의 벗어남 정도 D_{dx} , D_{dy} 를 각기 디매핑에 필요한 비트 수 즉, 3비트나 4비트로 연판정하는 것이다^[6,7].

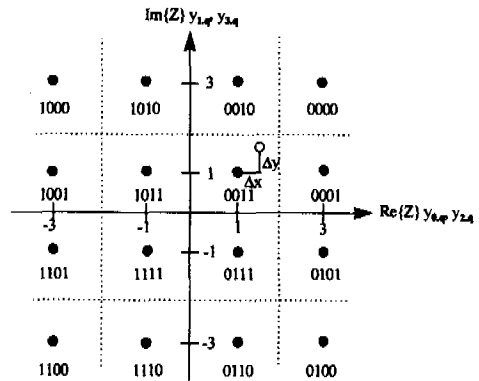


그림 1. 16-QAM의 연판정 방법
Fig. 1 Soft decision method of 16-QAM

그림2는 COFDM의 전송방식을 간략하게 나타내고 있다. 즉 전송하려는 디지털 데이터는 우선 DC 성분을 제거하기 위한 randomizer를 통과하며 outer code로는 RS code (204, 188)을 사용하고 inner code로는 code-rate 1/2, 생성다항식 $G1 = 171$ OCT, $G2 = 133$ OCT인 길쌈 부호(convolutional code)를 연접(concatenation)시켜 사용하고 각 부호화의 중간에 인터리버(interleaver)도 사용하여 부호화한다. 이러한 데이터는 다시 전송하려는 별자리(constellation)에 맞게 데이터를 매핑한다. 다음에 이어지는 frame adaptation부에서는 전송시의 일정

한 위치에 파일럿과 전송에 관련된 여러 가지 정보 즉 constellation, code-rate, transmission mode, guard interval rate 등의 정보를 포함하는 TPS 신호를 삽입하여 IFFT를 행하고 전송 신호의 일정한 부분을 재전송하는 보호구간을 삽입함으로써 최종적으로 전송하려는 데이터가 송신된다. 수신기에 수신된 데이터는 전송단의 역과정을 거쳐 복조가 이루어지며 등화기를 거친 후 디래핑단을 거치게 되는 데 이의 입력 형태는 그림1과 같이 16-QAM의 경우 4비트가 한 심볼을 이루며 이의 순서는 1번째와 3번째가 실수축의 데이터에 해당하고 2번째와 4번째의 데이터가 허수축의 데이터에 해당한다

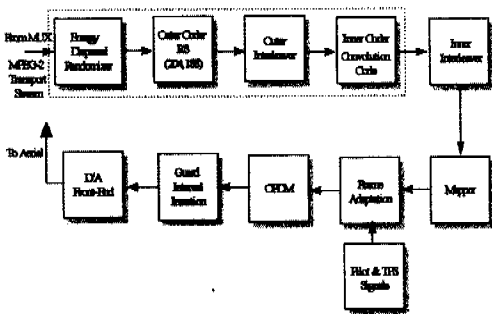


그림 2. COFDM 신호의 전송 방법
Fig. 2 Transmission method of COFDM signals

디래핑 방법은 우선 수신되는 데이터를 실수 데이터와 허수 데이터로 구분한 후 그림1에서와 같이 우선 수신 데이터를 각각의 constellation에 맞게 필요한 영역으로 구분한 다음, 수신된 데이터와 송신단에서 전송된 원래의 데이터와의 실수축, 허수축 각각의 거리의 차이 Δx 와 Δy 를 구한 후 이 거리의 차이에 따라 원하는 비트의 수(3비트나 4비트)로 연판정을 행한다. 이러한 방법은 원래의 송신단에서 전송된 데이터와 수신단에서 수신된 데이터와의 거리의 차이를 이용하여 각각 원하는 비트의 수로 연판정하는 방법으로서 이러한 방법은 지금까지 널리 이용되어온 방식이며 수신된 별자리 각각의 심볼이 어느 정도 채널에 의해 왜곡되었는지를 반영하지 않고 모든 심볼을 동일한 방법에 의해 디래핑하는 방법인 것이다. 반면 여러 개의 캐리어를 이용하는 COFDM과 같은 전송방식에서는 전송된 각각의 QAM 심볼이 하나의 전송된 캐리어에 해당되기 때문에 이러한 각각의 심볼을 채널에 의해 왜곡된 정도를 반영하여 연판정을 행하게 되면 종래의 방법에 비해 성능의 향상을 꾀할 수 있다.

III. 채널 estimation 및 채널상태정보 계산

따라서 본 논문에서는 COFDM의 전송방식의 특징인 다중캐리어를 이용하여 전송한다는 점과 또한 전송시에 일정한 위치에 파일럿이라는 신호를 전송한다는 점을 이용하여, 전송된 QAM 신호의 디래핑 과정에서 파일럿 신호로부터 전송된 캐리어의 채널 상태를 알아내고 이를 다시 디래핑 과정에 이용하여 종래의 단순한 연판정 방법에 비해 Viterbi decoder는 종래의 Viterbi decoder를 그대로 사용하면서도 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 것이다.

그림3은 본 논문의 채널 등화방법을 나타내고 있다. 수신된 복소데이터를 정정하기 위해 OFDM의 채널응답을 estimation하여 등화를 한다. 송신단에서의 n번째 OFDM 심볼의 k번째 캐리어의 송신 신호를 $x(n,k)$ 로 나타내면 FFT후의 수신단에서의 수신된 신호는

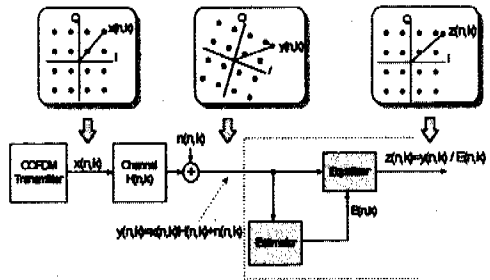


그림 3. 등화기 블럭도
Fig. 3 Block diagram of equalizer

$$y(n,k) = x(n,k)H(n,k) + n(n,k) \quad (1)$$

여기서 $H(n,k)$: 채널의 복소 주파수 응답

$n(n,k)$: 가우시안 잡음

로 표현 가능하며 $H(n,k)$ 의 estimation 값 $E(n,k)$ 로 수신된 신호 $y(n,k)$ 를 나누어 줌으로서 등화가 이루어지며 등화기의 출력 $z(n,k)$ 은

$$z(n,k) = H(n,k) / E(n,k) * x(n,k) + n(n,k) / E(n,k) \quad (2)$$

와 같이 표현된다. 그림4는 채널 estimation $E(n,k)$ 를 얻는 방법을 나타내는 그림으로서 등화기의 구조와 pilot의 추출로부터 채널상태 정보를 얻는 방법을 나타내고 있다. COFDM의 송신단에서 전송하려는 데이터 이외에도 PRBS를 이용하여 pilot을 전송하려는 데이터 사이사이에 삽입하여 전송하는데

이를 수신단에서 수신하고 송신단에서 송신한 원래의 값으로 나누어 주면 전송단에서 생기는 채널의 왜곡의 정도를 예측해 낼 수 있고, 수신단에서 수신한 각각의 캐리어 값을 예측된 값으로 나누어 주는 원리에 의해 등화를 행한다.

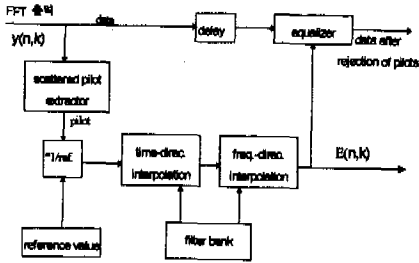


그림 4. 등화기의 보간 방법
Fig. 4 Interpolation method of equalizer

그림4의 각 부분을 살펴보면 수신된 COFDM 신호는 제일 먼저 송신단에서 IFFT를 행하여 송신을 하였기 때문에 수신단에서는 FFT를 행하게 된다. FFT후 제일 먼저 수행하는 블럭이 scattered pilot의 추출부가 된다. 이 scattered pilot 추출부에서 추출한 수신된 scattered pilot을 수신단의 reference value부에서 이미 송신단에서 송신된 pilot을 출력하여 scattered pilot 추출부에서 추출된 pilot을 reference 신호로 나눈 후 그림에는 도시하지 않았으나 나는 값을 channel memory에 저장을 한다. 그림5는 이러한 송신단에서 삽입된 scattered pilot의 위치를 보기 쉽게 주파수와 시간축으로 도시한 것으로 이의 해당 pilot 캐리어의 index k는

$$k = K_{min} + 3 \times (l \bmod 4) + 12p \quad (3)$$

여기서 p : integer, $p \geq 0$

l : symbol index

의 관계식에 의해 삽입된다. 따라서 매 심볼에 있어서 12개의 캐리어마다 pilot이 삽입되며 모두 4개의 OFDM 심볼마다 같은 형태가 반복된다.

그림5에서 검은 부분은 scattered pilot의 위치를 나타내고 흰 부분은 전송하려는 active 캐리어 데이터의 부분을 나타낸다. 그림5에서 볼 수 있듯이 전송단에서 삽입된 scattered pilot의 위치는 주파수축에서 보면 12개의 캐리어마다 삽입이 되어져 있고 시간축으로는 4개의 심볼마다 scattered pilot이 삽입되어 있다. 따라서 channel memory에 저장된 데이터를 우선 시간축으로 보간을 행한 후 다시 주파

수축으로 보간을 행한다. 이렇게 channel memory에 저장된 데이터를 각각 시간축과 주파수축으로 보간을 행하게 되면 최종적인 채널의 estimation 값 $E(n,k)$ 가 얻어지게 된다. 따라서 FFT를 통과한 신호는 scattered pilot 신호를 추출하고 보간을 행하는데 걸리는 시간만큼의 지연을 거친 후 채널의 estimation 값으로 나누어주면 채널에 의해 왜곡된 캐리어의 보상이 이루어지는 것이다.

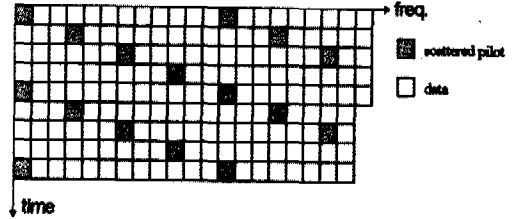


그림 5. COFDM 시스템의 pilot 삽입 형태
Fig. 5 Pattern of pilot insertion of COFDM system

여기서 먼저 시간축으로 보간을 행하는 이유는 시간축으로 먼저 보간을 행하게 되면 주파수축으로는 그림5에 도시한 바와 같이 scattered pilot이 12개 캐리어마다 존재하게 되는데 시간축의 보간에 의해 주파수축의 scattered pilot 사이의 거리가 3분의1로 줄어드는 효과를 기대할 수 있다. 또한 이 estimation의 값은 다시 디매핑단에서도 이용이 되어 시스템 전체의 성능을 향상시키는데 이용 될 수 있다.

등화기를 거친 후의 디매핑 방법의 구성은 그림6에 나타나 있다. 우선 등화기를 거친 신호는 다시 region detector로 입력된다. 이 region detector의 역할은 입력되는 등화기의 출력신호를 자기 전송된 constellation에 맞게 각각의 비트에 따라 필요한 영역으로 분할하는 기능을 갖고 있으며 이렇게 각각의 영역에 의해 분할된 값은 다시 채널 상태 정보의 값과 함께 디매핑에 이용된다. region detector로 입력되는 등화기의 출력 캐리어의 값 $z(n,k)$ 는 전송된 constellation에 맞게 각각의 비트에 따라 $d(n,k)$ 로 출력하며, 채널 estimation 값 $E(n,k)$ 는 이의 전력을 계산하는 power calculator에서 각각의 active 캐리어의 전력으로 계산되어지며 이 값은 한 OFDM 심볼 단위로 정규화(normalization)가 되어 채널상태 정보 csi(channel state information)로 이용될 수 있고 region detector의 출력 $d(n,k)$ 의 값과 csi의 값은 다시 quantizer부에서 양자화가 된 후 inner deinterleaver를 거쳐 Viterbi decoder로 입력되는 구

조를 가지고 있다.

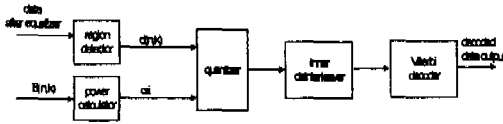


그림 6. 본 시스템의 디매핑부
Fig. 6 Demapping part of system

등화기 출력의 캐리어 값은 먼저 region detector로 입력되는데 이에 대한 그림을 그림7과 8에 나타내었다. 그림7은 y_0, y_1, y_2, y_3 의 4비트가 한 심볼로 이루어지는 16-QAM으로 전송된 경우에 실수축과 허수축의 1번째 비트의 영역구분을 나타내고 있다. 16-QAM으로 전송된 경우 QAM 한 심볼은 4비트로 이루어져 있고 이는 각기 실수축(y_0, y_2)과 허수축(y_1, y_3)으로 각각 2비트씩 구분 가능하다. 이중 각 실수축과 허수축의 1번째 비트(y_0 과 y_1)의 영역구분은 실수축과 허수축의 전송 비트의 값을 10, 11, 01, 00에 따라 -3, -1, 1, 3으로 매핑하였기 때문에 0을 기준으로 서로의 데이터가 바뀌게 되고 이를 기점으로 값이 바뀌게 구분을 하여

$$d(n,k) = -z(n,k) \tag{4}$$

와 같이 변환이 가능하다. 여기서 $z(n,k)$ 는 n번째 심볼의 k번째 캐리어의 region detector로의 입력을 $d(n,k)$ 는 region detector의 출력을 나타낸다. 또한 실수축, 허수축의 2번째 비트(y_2 과 y_3)의 경우는 매핑단에서 1과 0의 데이터 변화가 -2와 2 양쪽에서 일어나므로 그림8과 같이 -2와 2 양쪽에서 값이 바뀌게 구분을 하면

$$d(n,k) = -|z(n,k)| + 2 \tag{5}$$

과 같이 영역변환 가능하다.

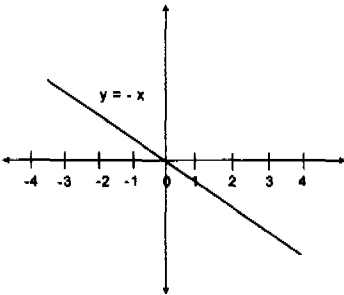


그림 7. Region detector부의 구조 1
Fig. 7 Structure 1 of region detector

즉 등화기로부터 입력되는 신호는 우선 수신된 신호를 실수축과 허수축으로 구분 한 후, 먼저 실수축과 허수축의 첫 번째 비트는 식(4)과 같이 변환되고 2번째 비트는 식(5)와 같이 변환되어 출력되고 이 값은 다시 csi와 함께 양자화기로 입력된다. 양자화기에서는 region detector의 출력과 scattered pilot의 보간에 의한 csi의 값을

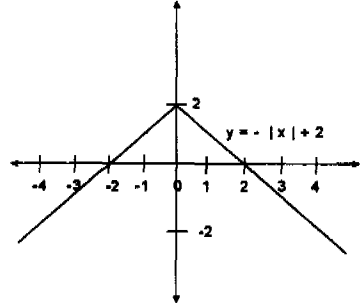


그림 8. Region detector부의 구조 2
Fig. 8 Structure 2 of region detector

$$m = d(n,k) * csi \tag{6}$$

의 관계식에 의해 csi와 곱한 후 이 m 값을 양자화 하려는 연판정이 3비트 연판정일 경우에는 8구간으로 -1에서 1을 양자화 한다. 이때 m의 값이 어느 한쪽으로 치우치면 이는 0이나 1의 확률에 근접하다고 판단하여 양자화기의 출력을 0 또는 7로 한다.

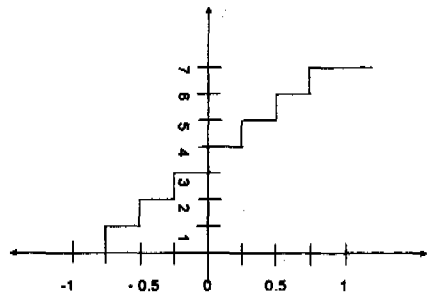


그림 9. 3 비트 양자화기의 구조
Fig. 9 Structure of 3 bits quantizer

그림 9는 3비트 연판정, 즉 8구간으로 양자화 한 경우의 예를 나타내고 있다. 그림 9에서 양자화 구간을 -1에서 1로 하였는데 이는 송신단에서의 데이터 매핑 과정에서 1과 0의 거리의 차가 2이고 region detector에서 이의 출력을 각각 -1에서 1로 하였기 때문에 region detector의 출력이 비록 -1이나 1보다 크더라도 csi와 곱하여 양자화할 경우에는

-1에서 1의 구간을 양자화 하는 것이 최적인 것이다. 여기서 region detector의 출력을 미리 -1에서 1로 saturation 시켜 출력을 시키면 오히려 region detector의 출력을 csi와 곱하여 양자화를 행하는데 있어서 오히려 성능의 열화를 초래할 수 있다. 따라서 본 논문과 같이 region detector에서는 saturation 시켜 출력시키지 않고 양자화기에서 -1에서 1로 saturation하여 양자화하는 것이 효과적이다.

또한 디매핑 출력과 inner deinterleaver 뒤에 이어질 Viterbi decoder가 4비트 soft decision 입력을 받는다면 이의 양자화를 보다 세분화하여 16구간으로 양자화를 행한 후 그림6에 나타난 바와 같이 symbol deinterleaver와 bit deinterleaver로 이루어지는 inner deinterleaver를 거쳐 Viterbi decoder로 입력시키면 된다. 4비트 연판정의 경우는 64-QAM과 같이 constellation이 올라 갈 때 효과를 볼 수 있다.

위와 같이 scattered pilot의 보간에 의해 채널 상태 정보를 추출하고 수신된 데이터를 region detector에서의 출력값과 csi를 서로 곱한 후 이를 양자화함으로써 종래의 모든 캐리어에 동일한 방법에 의한 디매핑 방법보다 채널에 의해 각각의 active 캐리어가 왜곡된 정도를 나타내는 csi 정보를 캐리어의 디매핑 과정에 이용을 하였으므로 성능의 향상을 꾀할 수 있는 것이다.

IV. 모의실험 결과 및 고찰

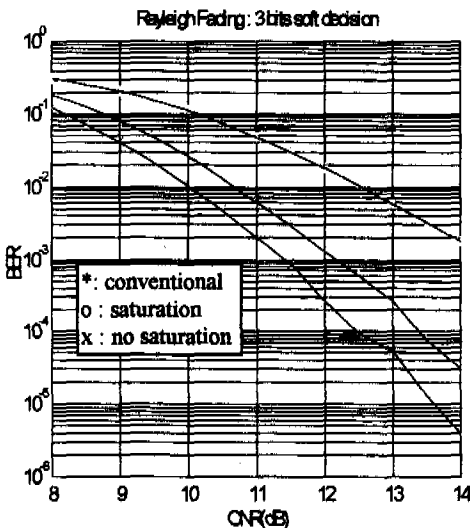


그림 10. Rayleigh Fading하에서의 BER 그래프
Fig. 10 BER graph under the Rayleigh fading

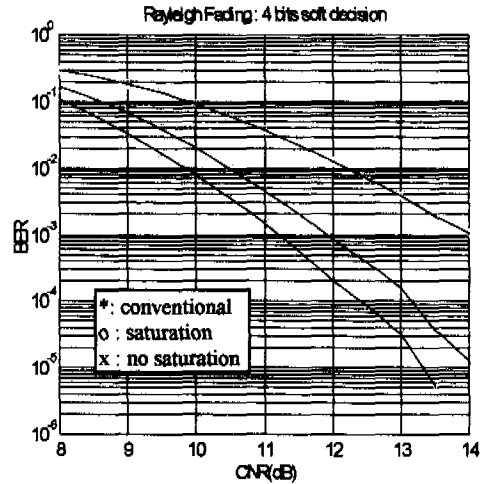


그림 11. Rayleigh Fading하에서의 BER 그래프
Fig. 11 BER graph under the Rayleigh fading

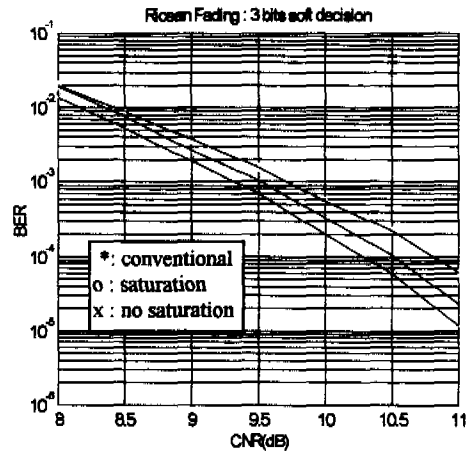


그림 12. Ricean Fading하에서의 BER 그래프
Fig. 12 BER graph under the Ricean fading

그림 10~13은 본 논문의 방법에 의한 모의실험 결과를 나타내고 있다. 전송채널은 DVB-T 규격에 정의된 있는 20개의 다중 경로 Rayleigh, Ricean fading 채널[4]을 이용하였고, constellation은 16-QAM, FEC로서 Viterbi decoder의 inner code-rate는 1/2, trace back memory 96으로 모의 실험 하였다. 또한 전송 데이터의 guard interval은 1/32, non-hierarchical transmission, 2k-mode의 경우로 하였다. 수신단에서 복조 과정에 필요한 기능인 FFT와, 주파수와 시간의 synchronization, 등화기 등은 파워릿을 이용하여 디매핑 할 때나 기존의 방

법을 이용하여 디메핑 할 때 모두 동일하게 적용하였다. 또한 시간축과 주파수축의 보간은 23 tap 필터를 사용하여 보간을 하였으나 실제 IC 구현의 경우에는 필요에 따라 각기 시간축과 주파수축의 보간을 일정한 필터를 사용하여 행할 수도 있고 또한 메모리의 사용을 줄이기 위해 시간축은 zero or 1st order interpolation을 사용하여 보간을 행 할 수도 있다.

그림10의 BER(Bit Error Rate) 곡선에서 *로 표시한 첫번째 곡선은 기존의 3비트 연관정을 이용하였을 경우의 Viterbi decoder 출력에서의 BER 곡선이고 아래의 o로 표시한 두번째 곡선은 본 논문의 pilot을 이용한 디메핑 방법에 의한 BER 곡선으로 region detector에서 그 출력을 미리 -1에서 1로 saturation 시켰을 경우의 BER을, x로 표시한 세번째 곡선은 region detector에서의 saturation 없이(no saturation) 출력한 경우의 BER을 나타내고 있다. 그림10에서 알 수 있듯이 보통 Viterbi decoder 출력에서 BER의 QEF(Quasi Error Free) 기준이 되는 2×10^{-4} 에서 region detector의 출력을 saturation 시켰을 경우에는 기존의 방법에 비해 2.2 dB 정도의 CNR 이득, no saturation일 경우에는 3dB 정도의 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다 그림 11은 4 비트로 연관정 하였을 경우의 비교 BER 그래프로 4 비트 연관정인 경우에도 그림에서 알 수 있듯이 각각 2dB와 2.5dB 정도의 SNR 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

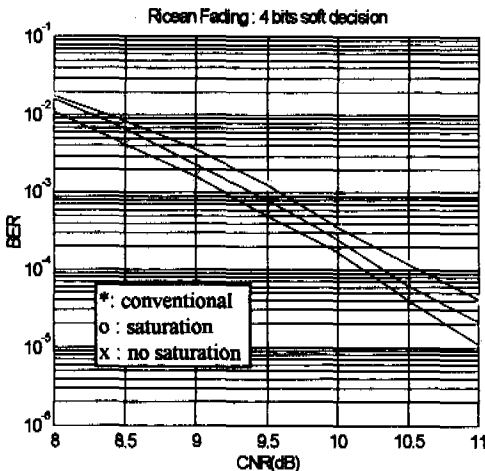


그림 13. Ricean Fading하에서의 BER 그래프
Fig. 13 BER graph under the Ricean fading

그림12,13은 Ricean fading 채널에 있어서 3비트

와 4비트로 연관정한 경우를 나타내고 있다. 각각의 그림에서 알 수 있듯이 Ricean fading 채널에서도 saturation시 0.25dB 정도의 이득을 no saturation시에는 0.5dB정도의 이득을 얻을 수 있었다.

V. 결론

이상과 같이 본 논문은 복수의 캐리어를 사용하는 COFDM 시스템에 있어서 전송단에서 미리 삽입된 scattered pilot을 이용하여 채널의 상태정보를 추출하고 이를 디메핑 과정에 이용함으로써 종래의 단순한 3비트나 4비트의 연관정 방법에 비해 Viterbi decoder의 변화는 없이 성능의 향상을 꾀할 수 있는 방법에 관한 것이다. 수신된 신호로부터 pilot 신호를 추출해내고 이를 각각 시간축과 주파수축으로 보간을 하여 채널 상태 정보를 추출하고 이를 신호의 디메핑 과정에 이용을 함으로써 DVB-T 규격에 정의된 20개의 다중경로 Rayleigh, Ricean fading 채널에 있어서 종래의 방법에 비해 약 0.5 ~ 3dB 정도 우수한 성능을 얻을 수 있었다. 또한 본 논문의 방법은 COFDM 수신기에서 신뢰할 만한 성능을 얻기 위해서는 등화기에서 수신된 pilot을 이용한 보간에 의한 등화가 필수적이라 할 수 있는데 이러한 등화기만으로는 QEF 조건을 만족하기가 쉽지 않기 때문에 본 논문에 의한 방법으로 시스템의 성능을 좀더 쉽게 향상 시킬 수 있다.

따라서 본 논문은 COFDM을 전송방법으로 택하고 있는 디지털 TV와 같은 TV 전송방식에 이용함으로써 본 논문 방법의 효과를 볼 수 있다.

참고 문헌

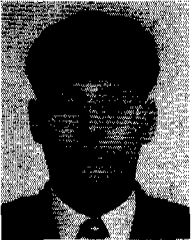
- [1] W.Y.Zou, Y.Wu-COFDM : an overview, *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol.41, No.1, March 1995.
- [2] J.Stott,-Explaining some of the magic of COFDM, *Proceedings of the 20th International Television Symposium*, Montreux, p.p. 341~350, 1997.
- [3] L. Moller,-COFDM and the choice of parameter of DVB-T, *Proceedings of the 20th International Television Symposium*, Montreux, p.p. 270~280, 1997.
- [4] ETSI-Digital broadcasting systems for tele-

vision, sound and data services ; Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, *ETS 300 744*.

- [5] M. Alard and R. Lassalle, Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers, *EBU Review, technical*, no.224, pp.168~190, Aug., 1987.
- [6] J.G. Prokis, *Digital Communications*, McGraw-Hill International Editions, 1995.
- [7] Shu Lin, D.J. Costello, *Error Control Coding : Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall International, Inc., 1983.

이 원 철(Lee Weon-cheol)

정회원



1992년 2월 : 한양대학교 전자
통신공학과 졸업(공학사)

1994년 2월 : 한양대학교 전자
통신공학과 졸업
(공학석사)

1994년 1월~현재 : LG전자
DTV연구소 근무

<주관심 분야> 디지털통신시스템, 통신신호처리, 통신회로설계