

COFDM 시스템에서 채널상태정보를 이용한 Viterbi 디코더

정회원 이원철*

Performance Analysis on Soft Decision Decoding using Erasure Technique

Weon-cheol Lee* *Regular Member*

요 약

본 논문은 디지털 지상파 TV 방송 시스템에서 erasure 기술을 이용한 연판정 복조방법에 관한 것으로, 제안된 디코더는 COFDM 시스템의 송신기에서 삽입된 pilot으로부터 구해진 채널상태정보를 이용하여 복호화를 행한다. 입력되는 I, Q의 데이터는 우선 branch metric을 구하는 블록으로 입력되어 branch metric을 구한다. 이때 채널상태정보도 branch metric을 구하는 블록으로 입력되어 새로운 branch metric을 구한다. 이렇게 구해진 새로운 branch metric은 COFDM 시스템에서의 각각의 캐리어의 채널상태를 각각 반영하였기 때문에 종전의 branch metric 계산방법에 비해 성능 개선을 가져올 수 있다. 본 논문에서는 ETS 300 744[1]의 표준에 정의되어 있는 Rayleigh fading 채널을 이용하여 이의 성능개선 정도를 확인하였다. 모의실험 결과 종래의 단순한 branch metric 계산 방법보다 비트 인터리버와 심벌 인터리버를 모두 사용할 경우에는 0.15 ~ 0.7 dB 정도의 성능개선을, 심벌 인터리버만을 사용하였을 경우에는 2.2 ~ 2.9 dB 정도의 성능 개선을 확인 할 수 있었다.

ABSTRACT

This paper relates to the soft decision method with erasure technique in digital terrestrial television broadcasting system. The proposed decoder uses the CSI derived from using the pilots in receiver. The active real(I) and imaginary(Q) data are transferred to the branch metric calculation block that decides the euclidean distance for the soft decision decoding and also the estimated CSI values are transferred to the same block. After calculating the euclidean distance for the soft decision decoding, the euclidean distance of branch metric is multiplied by CSI. To do so, new branch metric values that consider each carrier state information are obtained. We simulated this method in Rayleigh fading defined in ETSI standard[1]. From the simulation, we obtained the results that this method has the better performance of about 0.15 dB to 0.7dB and 2.2 dB to 2.9 dB in Rayleigh channel than that of the conventional soft decision Viterbi decoding with or without bit interleaver where the constellation is QPSK, 16-QAM and 64-QAM.

I. 서론

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

* LG전자 DTV 연구소 (gemstone@lge.co.kr)
 논문번호 : 98442-1009, 접수일자 : 1998년 10월 9일

Network)이 가능한 것도 하나의 특징이다. 전송은 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)방식으로 신호를 매핑하여 전송하는데 QPSK, 16-QAM, 64-QAM을 사용하여 전송한다. 이러한 COFDM의 가장 큰 장점은 전송단에서 전송하려는 데이터의 일정한 부분을 보호구간(guard interval)으로 사용하여 재전송을 함으로써 자연적으로 채널에서 발생한 다중경로 간섭이나 인위적인 echo 등도 제거가 가능하다. 반면에 수신기의 구조가 다중 캐리어의 FFT, 주파수와 시간의 동기화(synchronization), 등화기 등 여러 면에서 복잡하며 메모리가 많이 필요하다는 단점 또한 존재한다^[2-4].

일반적으로 데이터가 선형 시불변 시스템에서 하나의 캐리어로 변조될 때에 모든 데이터 심벌은 평균적으로 같은 잡음전력을 갖게 된다. 따라서 단일 캐리어를 사용하는 경우에 연판정(soft decision)을 위한 수신된 신호의 신뢰도(reliability)는 결정경계(decision boundary)로부터의 거리에 비례하는 값으로 표현된다. 그러나 COFDM 시스템에서는 이외에 한 가지 더 고려하여야 하는 것이 있는데 이것이 바로 채널상태정보(channel state information)이다^[5,6]. COFDM 시스템에서 데이터가 여러 개의 캐리어로 변조될 경우에 각각의 캐리어들은 서로 다른 신호대잡음비(signal-to-noise ratio)를 갖게 된다. 예를 들어 주파수 널(frequency null) 부분에 해당하는 캐리어의 경우는 피크부분에 있는 다른 캐리어보다 훨씬 많은 잡음을 갖게 된다. 즉, 높은 신호대잡음비를 가지는 캐리어로 변조된 데이터는 낮은 신호대잡음비를 가지는 캐리어로 변조된 데이터보다 훨씬 신뢰할 수 있는 데이터이다. 이와 같은 각각의 신뢰정보를 나타내는 채널상태정보를 CSI(Channel State Information)라 부르며 이 CSI가 inner decoder에 사용될 경우보다 나은 성능을 얻을 수 있다^[6].

따라서 본 논문은 CSI를 이용한 erasure 기술 Viterbi 복호기에 적용하여 성능을 향상시키는 방법에 관한 것으로, 복호기의 연판정은 3비트를 이용하였고 이 3비트 연판정 데이터로부터 각각의 branch metric을 구하여 채널상태정보를 이 branch metric과 곱하였다. 즉, 각각의 캐리어의 상태를 나타내는 CSI를 weighting factor로 사용하여 종전의 방법에 비해 성능을 향상시켰다.

이러한 방법의 성능향상을 확인하기 위해서 본 논문은 3가지 QPSK, 16-QAM, 64-QAM의 별자리를 사용하였으며 최종적으로 복호화된 데이터를 수신단에서 송신한 데이터와 비교하여 BER(bit error rate)을 구하여 성능을 비교하는 방법을 사용하였다.

이러한 본 논문의 구성은 II절에서는 본 논문에서 사용한 OFDM 시스템을 나타내었고, III절에서는 CSI의 생성방법을 설명하였다. 또한 IV절에서는 III절에서 구한 CSI를 복호화기에 적용하는 방법에 관하여 설명하였으며, V절에서는 본 논문의 모의실험결과를 나타내었다.

II. OFDM 시스템

OFDM과 같은 병렬전송 시스템에서는 각각의 데이터에 해당하는 스펙트럼은 전체 N개의 서브채널을 구성하는 대역의 일부분을 점유하고 있으며 이러한 각각의 작은 스펙트럼이 모여서 전체 전송하고자 하는 신호의 전체 스펙트럼을 형성하게 된다. 전송하고자 하는 OFDM 신호주기를 T로 나타내면, DVB-T에 있어서 2k의 경우에는 224 μ s가 되고 8k인 경우에는 이의 4배인 896 μ s가 된다^[1].

그림 1은 본 논문에서 사용한 OFDM 시스템의 송신부를 나타내고 있다. 우선 전송하고자 하는 PRBS(Pseudo Random Binary Sequence) 데이터가 random data부에서 발생이 되고 다시 convolutional coder에서 부호화된다. 이렇게 부호화된 데이터는 각각의 비트 단위로 데이터를 인터리빙하는 비트 인터리버와 전송하고자하는 별자리의 QAM 심벌에 따라 인터리빙 하는 심벌 인터리버를 거치게 된다. 이렇게 인터리빙된 데이터는 전송하고자 하는 별자리에 따라 각각 복소수 평면상에 매핑이 된다. 데이터가 매핑이 된 후 frame adaptation, TPS(Transmission Parameter Signal), pilot부에서 송신단의 inner code-rate, guard interval등을 나타내는 TPS 데이터와 pilot이 삽입되고 다시 IFFT를 하기 쉽게 캐리어의 양끝에 0을 넣는 zero padding을 거치게 된다. 이후 데이터는 IFFT를 통해 최종적으로 OFDM 신호가 얻어지며 전송시에 생기는 echo의 대처를 위하여 guard interval을 삽입하여 최

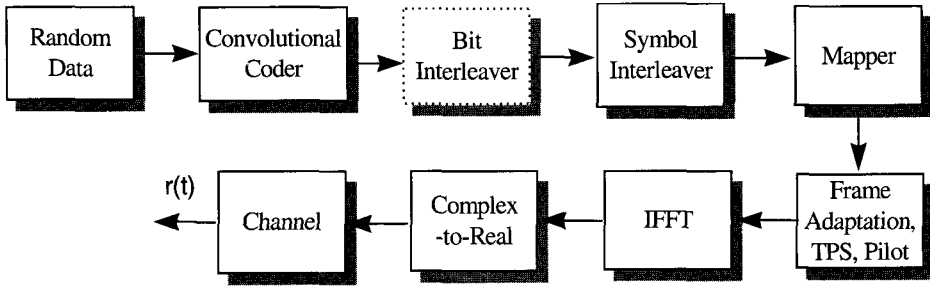


그림 1. COFDM 송신기

종적으로 데이터가 송신된다. 따라서 IFFT 후의 데이터를 x_k 로 표현하면 전송되는 최종적인 데이터는

$$y_k = h_k x_k + n_k \quad (1)$$

와 같이 표현된다. 여기서 h_k 는 k번째 캐리어에서의 채널 감쇠를 나타내고, n_k 는 가산성 백색 잡음(AWGN)을 나타낸다. 본 논문에서는 두가지의 인터리버를 모두 사용하는 경우(full interleaver)와 심볼인터리버만을 사용하는 경우를 각각 나누어 simulation을 행하였다.

식 (1)에서 알 수 있듯이 채널에 의한 왜곡의 효과는 그 각각의 캐리어의 곱에 의한 왜곡으로 나타난다.

III. CSI 생성

채널상태정보인 CSI는 흔히 캐리어 위치에서의 신호대잡음비(SNR:Signal-to-Noise Ratio)를 나타낸다. 이러한 CSI는 채널에 AWGN만이 존재할 경우에는 잡음전력은 일정하므로 신호전력의 측정만으로도 신호대잡음비를 계산하기에 충분하다. 그러나 채널에 AWGN 이외에 간섭이나 주파수 선택적 페이딩이 존재할 경우에는 잡음의 전력도 각각 다르게 되며 이때의 잡음전력의 계산은 쉽지가 않다. 더구나 흔히 신호대잡음비를 계산하려면 우선 신호전력과 잡음전력을 각기 따로 계산한 후 이를 나누어서 신호대잡음비를 계산하게 된다. 그러나 실제 하드웨어 디자인에서 나누기를 하기란 쉽지가 않

며 특히 간섭이나 페이딩이 존재할 때에는 잡음전력을 계산하기도 쉽지가 않다. 따라서 본 논문은 이러한 신호전력과 잡음전력을 각기 따로 계산하여 나누기를 이용한 신호대잡음비 계산 방법을 이용하지 않고 등화기 출력신호의 MSE(Mean Square Error)을 이용하여 잡음대신호비(NSR:Noise-to-Signal Ratio)를 계산한 후 이의 역수를 취하여 신호대잡음비를 계산하는 방법을 이용하였다. 그림 2는 본 논문의 신호대잡음비를 계산하는 블럭도를 나타내고 있다.

그림 2에서 보듯이 d_k 는 FFT로부터의 신호출력을 나타내고 e_k 는 등화기의 출력, h_k' 은 채널예측기의 출력을 나타낸다. 따라서 본 논문은 종전의 채널예측기의 출력인 채널예측값 h_k' 를 이용하여 CSI를 계산하는 방법(그림 2에서 점선으로 표시된 경로)이 아니라 직접 등화기의 출력 e_k 를 이용하여 좀더 쉽게 CSI를 계산하였다.

먼저 pilot 캐리어의 위치 k에서의 FFT 출력 $d_k' \mathbf{I}$. 서 론 I. 서 론과 등화기 출력신호 e_k 는 각각

$$d_k' = d_k h_k + n_k \quad (2)$$

$$e_k = \frac{d_k h_k + n_k}{h_k'} \quad (3)$$

로 표현 할 수 있다. 여기서 d_k 는 pilot 캐리어에서의 기준값(reference value), h_k 는 채널응답(channel response), h_k' 은 채널 예측기로부터 얻어진 채널응답 h_k 의 예측값(estimated value)을

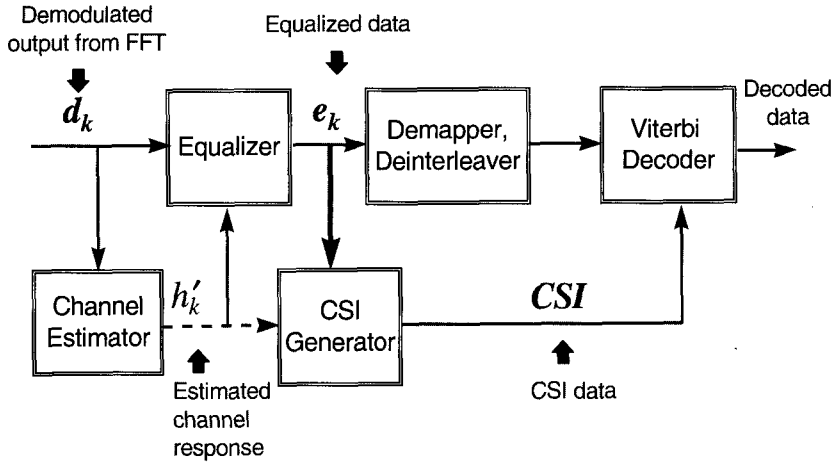


그림 2. 신호대잡음비 계산 블록도

나타낸다. 또한 n_k 는 잡음성분을 나타낸다.

등화기 출력 e_k 의 MSE는

$$MSE(e_k) = \langle |p_k - e_k|^2 \rangle \quad (4)$$

로 표현되며 이때 $\langle \cdot \rangle$ 는 시평균 함수를 나타낸다. 여기서 식(4)에 식(3)를 대입하면 MSE는 다시

$$MSE(e_k) = \left\langle p_k \left(1 - \frac{h'_k}{h_k}\right) - \frac{n_k}{h_k} \right\rangle^2 \quad (5)$$

이 된다. 위의 식에서 채널 예측응답값 h'_k 와 채널응답값 h_k 가 같다고 가정하면 즉, $h'_k \approx h_k$ 이면 위의 식은

$$MSE(e_k) \approx \left\langle \frac{n_k^2}{h_k^2} \right\rangle = \frac{\text{noise power}}{\text{channel response power}} \quad (6)$$

로 변환된다.

위의 식 (6)에서 볼 수 있듯이 식 (6)의 분모는 신호전력으로 볼 수 있고 분자는 잡음전력

으로 볼 수 있기 때문에 결국 등화기 출력 e_k 의 MSE는 잡음대신호비가 되며 이 잡음대신호비로부터 신호대잡음비를 손쉽게 계산할 수 있다. 특히 DVB-T 시스템에서는 사용하는 pilot의 값은 복소수가 아닌 실수값이므로 다시 e_k 의 MSE를 실수항과 허수항으로 나누어 생각을 하면

$$MSE(e_k) = \{ \text{Real}[p_k - e_k] \}^2 + \{ \text{Imag}[p_k - e_k] \}^2 \approx 2 \{ \text{Imag}[e_k] \}^2 \quad (7)$$

과 같이 되어 이제 더 이상 p_k 는 필요 없이 바로 손쉽게 e_k 의 허수항만을 제공하여 이의 시평균을 취하면 식 (6)보다 더 쉽게 NSR을 계산할 수 있다. 이제 계산된 SNR의 보간(interpolation)을 통하여 실제 pilot 캐리어가 아닌 전송하려는 데이터에 해당하는 캐리어의 CSI를 얻을 수 있다.

IV. 채널상태정보를 이용한 복호기

일반적으로 RS code 같은 block code와는 달리 convolutional code는 송신단에서 finite-state machine으로 부호화가 되며 수신단에서는 입력

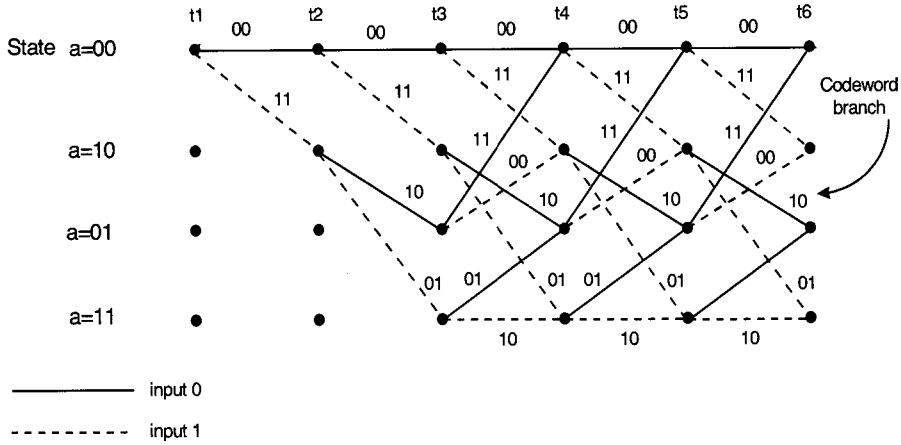


그림 3. Encoder Trellis decoder

되는 데이터의 Trellis diagram으로부터 데이터가 복호화된다. 따라서 convolutional code의 optimum decoding은 우선 입력되는 I, Q 데이터의 branch metric을 구한 후 다시 각 경로에 대한 path metric을 구하고 이를 역으로 추적하는 과정(trace back 과정)을 거쳐 데이터를 decoding하게 된다. 그림 3은 이러한 과정을 위한 송신단에서의 Trellis diagram을 나타내고 있으며 본 그림은 부호의 생성다항식이 $g_1 = 111_2$, $g_2 = 101_2$ 일 때를 도기한 것이다.

그림 3에서 실선은 입력이 0, 점선은 1인 경우의 각각의 codeword branch를 나타내고 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 부호의 생성다항식의 구속장은 2이므로 4개의 상태를 갖는 Trellis diagram이 생기며 이로부터 채널을 통과하여 수신된 데이터의 각각의 path metric을 구하는 과정은 그림 4에 나타나 있다. 그림 4에서 채널에 의한 오류는 E로 표시하였고 수신된 신호는 Z로 표시하였다.

그러나 이러한 방법은 수신된 신호로부터 데이터의 각각의 branch metric을 구하여 이를 복호화하는 MLD(Maximum Likelihood Decoding) 방법으로 앞장의 III절에서 구한 각각의 캐리어가 채널에 의해 얼마나 왜곡이 발생했는지의 정보를 반영하지 않고 단순히 입력되는 데이터로부터의 branch metric을 구하여 이를 복호화하

는 방법이다.

따라서 이러한 각각의 데이터가 채널에 의해 얼마나 왜곡이 되었는지를 나타내는 CSI 값을 복호기의 branch metric을 계산하는 데에 반영을 하면 복호기의 성능을 향상시킬 수 있다. 만약 채널에 어떠한 왜곡도 없는 경우에 측정되는 정규화된 CSI의 값을 a 라 가정하면 이 a 의 값이 각각의 캐리어에 대해 왜곡이 심하면 그 값이 작아질 것이며 오히려 채널에 의해 캐리어의 신호전력이 증가하였다면 그 CSI의 값은 a 보다 큰 값을 가질 것이다. 따라서 종전의 방법으로는 각각의 캐리어의 값이 a 보다 클 경우에는 어느 정도 기존의 방법으로도 보상이 이루어질 수 있으나 캐리어의 왜곡이 심할 경우에는 이를 보상해 주는 방법이 필요하다. 그림 5는 본 논문이 사용한 방법을 나타내고 있다.

그림 5에서 보듯이 우선 입력되는 데이터는 buffer에서 branch metric의 계산을 위해 I, Q의 데이터로 나누어지며 BMC(Branch Metric Calculation)부에서 입력되는 데이터에 따라 bm (branch metric)이 계산된다. 또한 III절에서 계산되어진 CSI의 데이터도 함께 입력되어 Multiplier부에서 새로운 BM(branch metric)이

$$BM = CSI \cdot bm \tag{8}$$

Transmitted codeword U :	11	01	01	00	01	...
Error E :	-2,-3	0,-2	10,-8	9,10	3,-4	...
Received sequence Z :	5,4	-8,5	2,-1	1,2	-5,-3	...

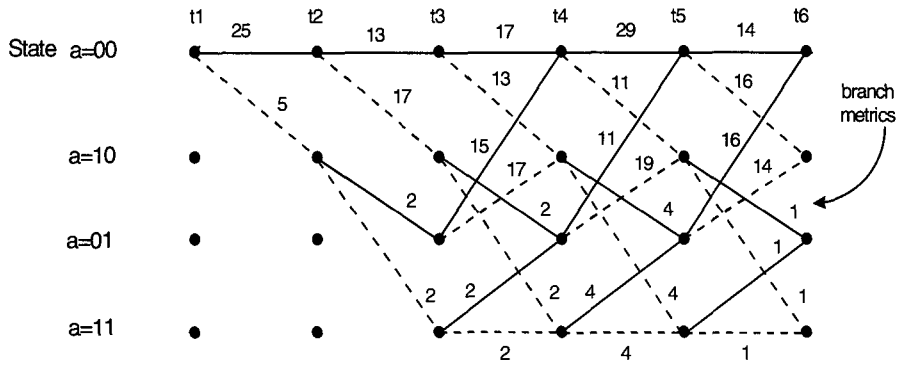


그림 4. Decoder Trellis decoder

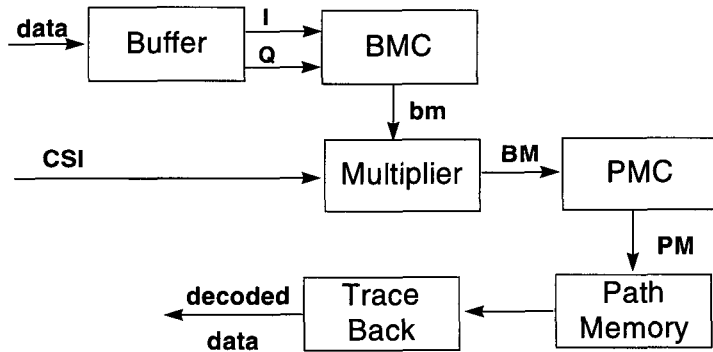


그림 5. 복조기 블록도

과 같은 관계로 구해진다.

이렇게 구한 새로운 branch metric, BM은 이제 PMC(Path Metric Calculation)부에서 각각의 path에 대한 path metric이 구해지며 Trace Back부에서 각각의 path metric을 추적하여 최종적으로 데이터가 복호화 된다. 그림 6은 이러한 방법에 의해 각각 새로 생성된 branch metric을 나타내고 있다.

V. 모의실험 결과

본 논문 방법의 모의 실험을 위해 본 논문은

1/32의 guard interval을 갖는 2k 모드의 전송 시스템을 사용하였다. 또한 별자리는 QPSK, 16-QAM, 64-QAM의 3가지 경우를 사용하였으며 기존 상용의 decoder가 가지고 있는 96의 truncation depth, 3비트 연관정을 갖는 decoding을 사용하였다. 최종적인 성능비교를 위한 방법으로는 복호화기 출력의 BER(Bit Error Rate)이 $2 \cdot 10^{-4}$ 가 되는 점에서의 CNR (Carrier-to-Noise Ratio)을 비교하였다. 또한 인터리버는 비트 인터리버와 심벌 인터리버를 모두 사용하는 경우와 심벌 인터리버만 사용하는 경우로 나누어 비교하였다. 이러한 방법에 의한 최종적인 모의

Transmitted codeword U :	11	01	01	00	01	...
Error E :	-2,-3	0,-2	10,-8	9,10	3,-4	...
Received sequence Z :	5,4	-8,5	2,-1	1,2	-5,-3	...
CSI :	0.81	0.89	0.15	0.19	0.24	...

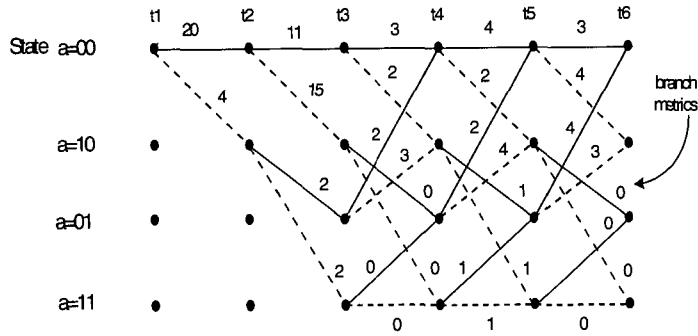


그림 6. CSI를 이용한 연관정 Trellis diagram

실험 결과는 표 1에 나타나 있다.

표 1에서 알 수 있듯이 비트 인터리버와 심벌 인터리버를 모두 사용하는 경우보다도 심벌 인터리버만을 사용하는 경우가 성능향상이 더 높음을 알 수 있다. 이는 각각의 캐리어에 대한 CSI는 전송된 해당 별자리의 QAM 심벌에 대한 채널상태정보를 나타내기 때문에 수신단의 비트 디인터리버에서 QAM 심벌의 상태정보에 해당하는 CSI의 값이 그 값을 유지할 수 없게 되기 때문이다. 그러나 심벌 인터리버만을 사용할 경우에는 심벌 디인터리버를 거쳐도 생성된 CSI의 값의 변화가 없기 때문에 이 CSI의 값이 복호기의 branch metric을 계산할 때에 모두 반영이 된다. 더불어 별자리의 수가 증가함에 따라 그 성능향상 정도는 감소함을 알 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 우선 COFDM 시스템에서 각각의 캐리어에 대한 채널왜곡정도를 나타내는 CSI를 어디서 어떻게 계산하는지를 설명하였고, 본 방법에 의해 계산된 CSI를 복호화기에서 성능을 향상시키기 위해 적용하는 방법을 제시하였다. 특히 본 논문의 CSI 계산은 등화기 출력을 이용하기 때문에 보다 쉽게 계산을 할 수가 있으며 이를 실제 하드웨어로 구현하기도 용이하다. 또한 CSI를 20개의 다중경로를 갖는 Rayleigh 페이딩 채널에서 복호화기에 적용하였을 경우에 종전의 복호화기 방법보다 우수한 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있었다.

참고문헌

표 1. 성능 비교표

Constellation	Full Interleaver	Symbol Interleaver
QPSK	0.7 dB	2.9 dB
16-QAM	0.65 dB	2.7 dB
64-QAM	0.15 dB	2.2 dB

- [1] ETS 300 744 : Digital broadcasting systems for television, sound and data services; framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television.
- [2] B. Le Floch, M. Alard, and C. Berrou, Coded orthogonal frequency-division multiplexing, *Proc. IEEE*, 81(6) : 982 - 996, June 1995.
- [3] J.A.C. Bingham, Multicarrier modulation for data transmission : An idea whose time has

