

# OFDM-DPSK 전송신호의 양자화 수신 및 cutoff rate 성능

신동관, 어윤, 오길남, 박재홍

한국전자통신연구소, 전파공학연구부

## 1. 서론

Fading 채널을 통한 데이터 전송의 경우, 다중파 지연으로 인한 delay spread는 증가적으로 전송대역을 좁히는 효과를 가져오며, 또한 Doppler spread에 의한 수신신호대잡음비의 시간변화는 동일채널 용량 조건하에서 더욱 큰 신호에너지를 요구하게 되므로 채널 용량을 높이기 위해 등화기(equalizer)를 사용한다든지 diversity 수신기법을 사용하여야 하는 문제점이 있다. 예를들어 등화기를 사용할 경우 전송대역의 감쇄효과를 보상하지만 동시에 수신잡음신호전력을 증가시켜 채널용량의 개선효과가 반감되며, 또한 diversity 수신기법을 사용하기 위해서는 다중신호 전송을 위한 wideband 신호처리가 필요하게 되어 큰 전송대역폭이 필요하게 된다.

Multi-carrier modulation (MCM) 방식은 전송하고자 하는 데이터를 serial to parallel (S/P) 변환을 통해 저속도의 병렬 데이터로 만든후, 각각의 저속 데이터를 각기 다른 부반송파(subcarrier)로 변조하여 전송하는 방식으로

상기한 문제점들을 해결한다 [1,2]. 즉 채널에서 고유하게 주어지는 coherence bandwidth보다 광대역의 고속 데이터를 전송할 경우 MCM 방식을 이용하면, 적절한 frequency interleaving을 통해 주파수 diversity 송수신의 효과를 얻을 수 있다. 또한 doppler spread에 의한 성능열화는 전통적인 time interleaving 방식을 이용한 해결이 아닌 주파수 영역상에서의 rake 수신기법을 사용함으로써 개선하는 MC-CDMA에 대한 연구 결과도 보고되고 있다 [3].

MCM방식을 이용한 라디오시스템이 1950년대말에 개발된 이래, 1966년 주파수 스펙트럼이 중첩되면서도 직교성이 보장되는 Orthogonal frequency division multiplex (OFDM) 방식이 제시되었고 [4], Weinstein 과 Ebert 등에 의해 FFT (fast fourier transform)을 이용한 MCM 파형 발생 및 재생이 제안되었다 [5]. MCM방식의 장점에도 불구하고, 실시간 FFT 구현, 발진기의 안정도, 전력 증폭기의 비선형성 등의 구현상의 어려움 때문에 응용이 제한되어 왔으나, 점차 이러한 제한이 해결됨으로써, 현재는 디지털 오디오 및 비디오 방송 시스템

에서 실제 적용되고 있거나 적용될 예정이다 [6]. 본 논문에서는 먼저 디지털 오디오 방송에 사용되고 있는 uncoded OFDM-DPSK 신호의 양자화 수신 성능을 살펴보고, coded OFDM-DPSK 성능을 알기 위해 cutoff rate를 구한다.

## II. Uncoded OFDM-DPSK 신호의 양자화 수신 성능

FFT를 이용한 MCM 신호발생은 각 반송파에 전송하고자 하는 데이터들을 해당하는 주파수의 Fourier coefficient로 간주하고 IFFT (inverse fast fourier transform)를 행하면

$$\begin{aligned} x(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j \frac{2\pi kn}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j 2\pi f_k t} \Big|_{t=n(T/N)} \end{aligned} \quad (1)$$

즉 식 (1)에서와 같이 IFFT 출력값은 주파수  $f_k (=k/T)$ 인  $N$ 개의 반송파에 실려있는  $N$ 개의 QAM 신호들의 합성신호의  $t=n(T/N)$ 에서의 표본값이 된다. 따라서  $x(n)$ 을 parallel to serial (P/S) 변환을 통한 후 Nyquist filtering을 거치면 원래의 MCM 신호가 만들어짐을 알 수 있다. IFFT를 이용한 MCM 신호는 복소함수이므로 송신기 구성은 그림1과 같이 된다.  $x(n)$ 의 실수부는 주반송파의  $\cos(\omega_c t)$  성분에 허수부는  $\sin(\omega_c t)$  성분에 실려 전송된다. 수신단에서는 FFT를 취하면 원래의 성분요소가 복원된다.

그림1-b에서 fading 채널을 통한 수신 신호의  $t=n(T/N)$ 에서의 표본값은 반송파 위상 천이  $\theta$ 에 대해 다음과 같이 주어진다.

$$r(n) = \alpha x(n) e^{j\theta} + z(n) \quad (2)$$

여기서  $z(n)$ 는 분산이  $2N_0$ 인 zero mean complex gaussian random variable이고  $\alpha$ 는 Rayleigh distributed random variable이다. 그런데  $r(n)$ 의 실수부 및 허수부값의 범위는 수신단의 선형 증폭기의 동작영역에 의해 제한되며 이 값들은 적절히 양자화된 후 FFT에 입력된다. 따라서 선형증폭기의 동작영역 및 양자화 비트수가 충분치 않으면 FFT를 이용한 신호복원시 왜곡발생에 의한 성능열화가 발생한다. 이러한 성능열화를 정성적으로 살펴보기 위해 수신신호크기 제한에 의한 연산자를  $L(\cdot)$ , 양자화 연산자를  $Q(\cdot)$ 로 정의하면 수신단 FFT 입력신호는  $QL(AFFT^{-1}[X]+Z)+q$ 이 된다. 여기서  $A$ 는  $N \times N$  Rayleigh diagonal matrix,  $z = [z(0) z(1) \dots z(N-1)]$ 이고,  $q$ 는 vector 형태로 표현된 잡음으로 수신신호크기 제한이 없다면 단지 양자화 잡음으로 간주될 수 있다.  $N$ 은 FFT입력 vector size. 따라서 FFT출력값은 다음과 같이 된다.

$$FFT[QL(AFFT^{-1}[X]+Z)] + FFT[q] \quad (3)$$

신호크기 제한값이 충분히 크고 양자화 비트수도 충분하면,

$$FFT[AFFT^{-1}[x]] + FFT[z + q]$$

형태로 표현되며 특히 fading 채널이 아닌 AWGN 채널일 경우는  $x + FFT[z + q]$ 로 된다. 만일 신호크기 제한값이 충분히 크고 양자화 비트수가 충분치 않을 경우

$$FFT[Q(AFFT^{-1}[x] + z)] + FFT[q]$$

형태로 되며 이때는 수신 신호의 신호전력대 잡음비가 충분히 커도 양자화 잡음에 의한 영향이 매우 클 수 있다. 반면 신호크기 제한값이 충분치 않지만 양자화 비트수가 충분할 경우는

$$FFT[L(AFFT^{-1}[x] + z)]$$

형태로 되어 신호전력대 잡음비가 충분히 커질수록 성능열화가 작아진다. 수신평균 전력대 수신가능한 최대 전력비를 peak ratio라 하며 peak ratio와 양자화 비트수가 주어졌을 때, Uncoded OFDM-DOSK 방식의 AWGN 채널상의 데이터 전송성능을 보기위해 그림2에 한가지 예를 보였다.

### III Cutoff rate 계산

OFDM 방식은 각각의 부반송파에 실리는 데이터에 적절한 변조기법을 사용하여 데이터 전송을 효율적으로 하고 있으며, 보다 신뢰도 높은 데이터 전송을 위해 채널 코딩을 동시에 사용하고 있다. Coded 데이터 전송시 여러가지 문제에 대한 해답이 필요하다. 즉 어떠한

코드비율 이용할 때 주어진 변조방식에 대해 채널 용량을 극대화할 수 있는가, 또는 변조 방식을 변화시키면서 최대 채널 용량을 얻을 수 있는 방법이 있는가, 변조신호를 multichannel signaling 형태로 전송하는 것이 바람직한가, 또는 수신단에서 복호기의 입력에 몇 비트의 quantizer 를 이용하는 것이 효과적으로 성능을 얻을 수 있는가, 최대 성능을 얻기위해 필요한 최소 에너지는 얼마인가 등 여러가지 질문들을 생각할 수 있다. 이러한 모든 문제들은 cutoff rate 을 구함으로써 쉽게 해답을 구할 수 있다.

OFDM-QDPSK 전송에서 수신단에서 차등검출 및 연성판정을 할 경우의 cutoff rate은 다음과 같이 구해진다 [7].

$$R_o = \log_2 \left[ 4 / \{1 + (1 - \mu^2)^L + 2(1 - \mu^2)^L / (1 - \mu^2/2)^L\} \right] \quad (4)$$

여기서  $\mu$ 는  $E_b / N_o$  의 함수로 주어지는 값이고,  $L$ 은 diversity 갯수이다. 식(4)를 그림3에 도시하였다. 세로축은 코드비율, 가로축은 믿을만한 데이터 전송을 위해 필요한 최소의  $E_b / N_o$  값을 나타낸다. 코드비가 0.2일 때 가장작은  $E_b / N_o$  값을 나타내는 곡선이  $L=1$  일 때이고 차례대로  $L=2$ ,  $L=4$ 일 때의 곡선이 보여지고 있다. 복호기 입력신호의 양자화비트수가 3비트 이상이면 거의 이론적인 연성판정 성능을 얻을 수 있으며, 경성 판정의 경우 연성판정은 경우보다 약 2dB 이상의 열화가 있다는 것은 잘 알려져 있다.

그림에서 알 수 있듯이 차등검출은 noncoherent 검파 방식이므로 코드비가 적을수록 더 좋은 것만은 아니다. QDPSK\_OFDM 성능은  $L=1$ 일 때의 경우에 해당되므로, 코드비가 0.2일시 약 6.5dB의  $E_b / N_o$  값을 필요로 한다. 코드비가 0.5일시는 약 8.5dB의 값이 필요한 반면 2.5배의 정보전송이 가능하다. 따라서 시스템 구성 환경에 따라서 적절하게 선택해야 한다. 그림3에서  $L$ 이 1보다 큰 경우는 multichannel signaling 형태로 전송하는 경우이고 따라서 이러한 성능은 MC-CDMA 방식을 이용하여 쉽게 얻을 수 있다. 그림에서 보듯이 코드비의 사용 범위에 거의 둔감한 성능을 보이므로 variable rate 정보의 전송에 적합하다. 그러나  $E_b / N_o$  값이 단지 신호와 잡음에 의해서만 결정되지 않고 processing gain과 함께 결정되며 충분한 성능을 얻기 위해서는 processing gain을 충분히 크게 해야 한다. 그러나 noncoherent 검파의 경우  $L$  값이 어느정도 커지면 combining loss에 의해 오히려 성능열화가 일어난다. 따라서 OFDM-QDPSK 방식의 경우는 MC-CDMA가 별이득이 없다. 그러나  $L$  값이 커질수록 성능개선을 얻는 coherent QAM 검파의 경우는 MC-CDMA를 이용하면 성능개선이 기대된다. coherent 검출이 가능한 QAM 방식에 대해서도 마찬가지로 cutoff rate을 구할 수 있으며 이와 성능비교가 가능하다.

[1] B.Le.Floch, *et al.*, "Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex" Proc. IEEE, Vol.83, No.6, pp982-996, June 1995

[2] J.A.C.Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come, ", IEEE Comm.Mag. pp5-14, May 1990

[3] G.Fettwis, *et al.* "On Multi-Carrier Code Division Multiple Access Modem Design Proc. VTC pp1670-1674, 1994

[4] R.W.Chang, "Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multi-channel Data Transmission", BSTJ Vol.45, pp1775-1796, Dec.1966

[5] S.B.Weinstein and P.M Ebert, "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform,"IEEE Trans. on Comm. Tech., Vol. Com-19, No.5, pp628-634, Oct. 1971

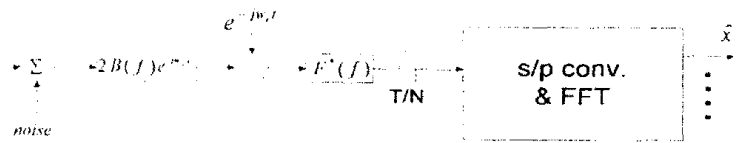
[6] European Telecommunication Standard Institute, European DAB Spec. Feb.1995

[7] J.G.Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 2nd ed. 1989

#### 참고 문헌



a) Basic structure of an OFDM Transmitter



B(f) : front end receiving filter in low pass equivalent form

b) Basic structure of an OFDM Receiver

그림1. OFDM-DPSK 송수신기 구성도

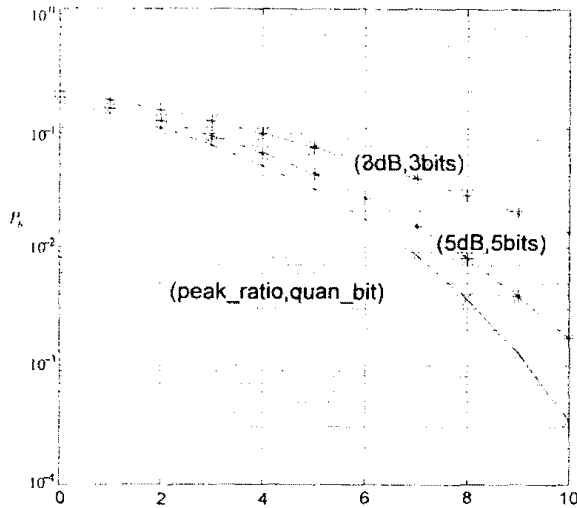


그림2. AWGN 채널을 통한 OFDM-QDPSK 전송시의 성능 (N=8)

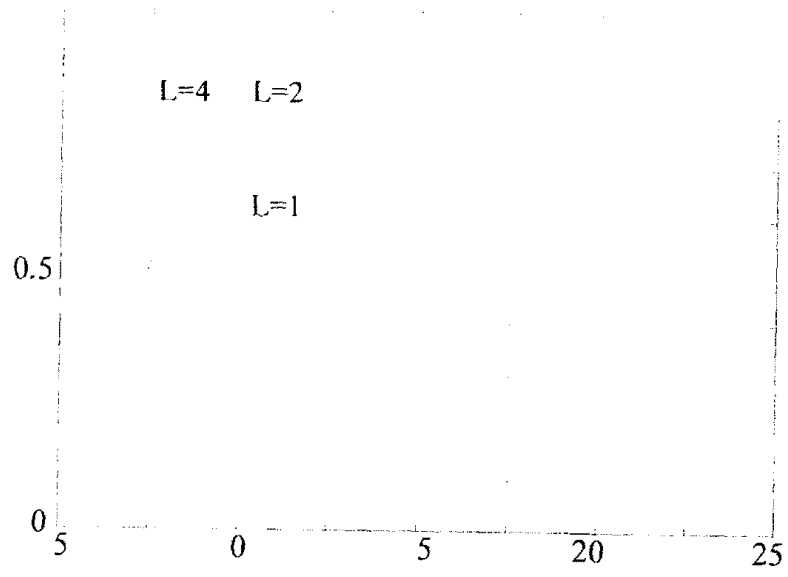


그림3. OFDM-QDPSK의 cutoff rate