

연속적인 다중 위상 검출을 이용한 트렐리스 부호화된 MDPSK-OFDM

안필승* · 김한종** · 김종일***

*관동대학교, **한국기술교육대학교, ***관동대학교

Continuous Multiple Phase Differential Detection of Trellis-coded MDPSK-OFDM

Phil-Seung Ahn* · Han-Jong Kim** · Chong-Il Kim***

*Kwandong University, **Korea University of Technology and Education, ***Kwandong University

E-mail : *pszzang75@hanmail.net, **hjkim@kut.ac.kr, ***cikim@kwandong.ac.kr

요 약

본 논문에서는 트렐리스 부호화된 MDPSK-OFDM의 차동검파에서 BER(bit error rate) 성능을 향상시키기 위해 다중 위상 검파를 수행한다. 제안된 비터비 디코더는 다중 위상차를 가지 매트릭스로 사용하는 슬라이딩 방식의 다중 위상 검출 방식이며 이러한 가지 매트릭스를 사용하는 비터비 알고리즘을 제안한다. 본 논문에서 제안한 다중 위상 검출을 이용한 MDPSK-OFDM은 대역폭과 전력의 효율성을 감소시키지 않고 같은 SNR에서 BER 성능을 향상시킬 수 있다는 것을 보여준다. 또한 제안된 디코더 방식과 알고리즘은 다중 반송파뿐만 아니라 전통적인 단일 반송파 변조에도 사용될 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, the Viterbi decoder containing new branch metrics of the squared Euclidean distance with multiple order phase differences is introduced in order to improve the bit error rate (BER) in the differential detection of the trellis-coded MDPSK-OFDM. The proposed Viterbi decoder is conceptually same as the Continuous multiple phase differential detection method that uses the branch metric with multiple phase differences. Also, we describe the Viterbi algorithm in order to use this branch metrics. Our study shows that such a Viterbi decoder improves BER performance without sacrificing bandwidth and power efficiency. Also, the proposed algorithm can be used in the single carrier modulation.

키워드

TCM, 다중 위상 검출, OFDM, 다중 반송파

1. 서 론

현재 이동 무선 통신 시스템에서 다양한 고품질의 멀티미디어 서비스를 제공하기 위해서 고속 멀티미디어 통신 시스템의 수요가 급증하고 있다. 멀티미디어 통신은 보다 높은 대역폭 효율성과 전송율을 요구한다. OFDM(orthogonal frequency-division multiplexing)이라 불리는 다중 반송파 통신은 이러한 통신 요구를 만족시키는 고속의 통신 방식 중 하나이다. OFDM은 실제 무선 채널에서 다중 경로에 의한 왜곡과 심벌간 간섭(Intersymbol interference, ISI)을 줄이기 위해 보

호구간(guard interval)을 삽입한다. 또한 보호 구간과 차동검파를 사용함으로써 등화기와 위상 동기기의 필요성이 없게되어 수신기의 구조가 간단하게 된다. 하지만 주파수 선택적 페이딩 채널하에서 부반송파의 심한 감쇄 현상을 야기시켜 신뢰할 만한 고속의 데이터 전송을 할 수 없다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 보통 채널 코딩을 쓰게 되며 고속의 데이터 전송을 위해 효율적인 채널 코딩을 써야만 한다.

본 논문에서는 트렐리스 부호화된(Trellis-Coded, TC) MDPSK-OFDM에서 BER 특성을 향상시키기 위해 1차 위상차 뿐만 아니라 다중 위상차의 유클리드 거리를 가지 매트릭으로 하는 비터비 디코더와 수신기를 제안한다. 또한 AWGN 채널과 라이시안, 레일레이 채널에서의 TC 8DPSK-OFDM 성능을 조사한다. 트렐리스 부호화된 MDPSK-OFDM, 즉 TC MDPSK-OFDM은 전력과 대역폭이 제한된 채널에서 아주 유용한 방식중에 하나이며 특히 다중 위상차를 매트릭으로 사용하는 비터비 디코더는 BER 성능을 향상시킬 수 있다는 것을 보여준다.

II. 트렐리스 부호화된 MDPSK-OFDM의 CMPDD

그림 1은 TC MDPSK-OFDM 전송 시스템을 나타낸다.

$$u_k^n = \frac{1}{\sqrt{MC}} \sum_{i=0}^{MC-1} U_k^i e^{j2\pi ni/MC} \quad (1)$$

여기서 U_k^i 는 i 번째 부반송파의 k 번째 심벌에서의 TC MDPSK 심벌이고 MC 는 부반송파의 갯수이다. U_k^i 는 다음과 같이 복소형태로 표시할 수 있다

$$U_k^i = \exp(j\theta_k^i) \quad (2)$$

여기서 θ_k^i 는 전송된 신호의 위상을 표시하고 집합 $\{2\pi m/M, m=0, 1, \dots, M-1\}$ 의 M 개의 값들 중 하나이다.

그러면 TC MDPSK-OFDM의 경우에 각 부반송파 심벌은 인접 심벌간에 다음과 같이 차동 부호화 된다.

$$\begin{aligned} U_k^i &= \exp(j\theta_k^i) \\ &= \exp(j(\theta_{k-1}^i + \Delta\theta_k^i)) \\ &= \exp(j(\theta_{k-L}^i + \Delta\theta_{k-L+1}^i \\ &\quad + \Delta\theta_{k-L+2}^i + \dots + \Delta\theta_k^i)) \\ &\equiv U_{k-L}^i \cdot f_{k-L+1}^i \cdot f_{k-L+2}^i \dots f_k^i \end{aligned} \quad (3)$$

차동 부호화된 TC MDPSK-OFDM 신호는 레일레이 페이딩(주파수 선택적 무선 채널)을 통과하고 AWGN이 첨가된다. 수신단에서 복조기는 OFDM 부반송파를 얻기위해 FFT(fast fourier transform)을 수행한다. 이상적인 경우 복조된 심벌 V_k^i 는

$$V_k^i = \alpha_k^i \cdot U_k^i + N_k^i$$

$$k=0, \dots, N-1 \text{ and } i=0, \dots, MC-1 \quad (4)$$

여기서 α_k^i 와 N_k^i 는 각 부반송파에 첨가된 가우시안 잡음과 채널에서의 페이딩을 표시하는 복소 가우시안 랜덤 변수이다. 또한 N_k^i 는 편차(variance)가

$$\sigma^2 = \frac{1}{2} E(N_k^i \cdot N_k^{i*}) = N_0 \quad (5)$$

인 통계적으로 독립이고 identically 분포된 변수이다. 여기서 N_0 는 AWGN의 전력스펙트럼 밀도 함수이다.

MDPSK에서 정보는 현재 신호와 바로 전신호의 위상차에 전송되어진다. 수신단에서 정보를 추출하기 위해서는 단지 연속적인 두 신호의 샘플링 순간의 위상차가 필요하다. 정보 비트는 전송된 신호의 위상차에 의해 표현되기 때문에 수신된 신호의 위상차를 추출해야만 한다. 그러나 L 차 위상차(현재신호와 L 번째 전 신호사이의 위상차)는 실제 시스템에서 신드롬처럼 동작하여 에러를 수정할 수 있는 능력이 있다. 본 논문에서 제안한 비터비 디코더는 개념적으로 다중 위상차(continuous multiple phase differential detection, CMPDD)이다.

BER 성능을 향상시키기 위해 CMPDD 기술을 L 개의 위상차 $g_{l,k}^i, \dots, g_{L,k}^i$ 를 추출하여 트렐리스 디코딩에 적용한다. 여기서 L 은 채널 전달 특성 factor보다도 작아야만 한다. 부반송파 i 의 수신된 $(l+1)$ 개의 연속 수신된 OFDM 심벌중 l 차 위상차 $g_{l,k}^i$ 는

$$\begin{aligned} g_{l,k}^{i,\alpha} &= V_k^i \cdot V_{k-l}^{i*} \\ &\approx |\alpha_k^i|^2 \cdot f_k^i \cdot f_{k-1}^i \dots f_{k-l+1}^i \\ &\quad + \alpha_k^i \cdot U_k^i \cdot N_{k-l}^{i*} + \alpha_k^{i*} \cdot U_{k-l}^i \cdot N_k^i \end{aligned} \quad (6)$$

이다. $g_{l,k}^i$ 를 다음과 같이 정의하면

$$\begin{aligned} g_{l,k}^i &\equiv \frac{g_{l,k}^{i,\alpha}}{|\alpha_k^i|^2} = f_k^i \cdot f_{k-l+1}^i \dots f_{k-l+1}^i \\ &\quad + \frac{1}{\alpha_k^{i*} \cdot U_k^{i*}} \cdot N_{k-l}^{i*} \\ &\quad + \frac{1}{\alpha_k^i \cdot U_k^i} \cdot N_k^i \\ &= f_k^i \cdot f_{k-l+1}^i \dots f_{k-l+1}^i + N_{l,k}^i \end{aligned} \quad (7)$$

$g_{l,k}^i$ 의 pdf는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_G(g_{l,k}^i | f_k^i, f_{k-1}^i, \dots, f_{k-l+1}^i) \approx \frac{1}{\sigma_{l,k}^i \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(g_{l,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i \cdots f_{k-l+1}^i)^2}{2\sigma_{l,k}^i}\right\} \quad (8)$$

여기서 평균값은

$$E[g_{l,k}^i] = f_k^i \cdot f_{k-1}^i \cdots f_{k-l+1}^i \quad (9)$$

이고 편차는

$$\begin{aligned} \sigma_{l,k}^i &= \left(\frac{1}{|\alpha_k^i \cdot U_k^i|^2} + \frac{1}{|\alpha_k^i \cdot U_{k-l}^i|^2} \right) \sigma^2 \\ &= \frac{2\sigma^2}{|\alpha_k^i|^2} \end{aligned} \quad (10)$$

이다.

수신단에서 디코딩의 남은 문제는 디코딩을 할 때 수신된 위상차 열 \mathbf{G} 를 $\hat{\mathbf{F}} = (\hat{f}_1, \hat{f}_2, \dots, \hat{f}_{N-1})$ 으로 평가하는 일이다. 모든 정보 심벌이 일정한 비율로 발생한다고 할 때 심벌 에러 확률을 줄이기 위해 \mathbf{G} 를 Maximum-Likelihood라고 하는 디코딩을 하게 된다. 이것은 전송 가능한 모든 신호 열과 수신된 신호의 조건 확률을 비교하여 가장 큰 확률과 관계되는 전송 신호 열을 선택하는 것이다.

즉 디코더는

$$P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}}) = \max_{\mathbf{F}} P_G(\mathbf{G} | \mathbf{F}) \quad (11)$$

가 되는 $\hat{\mathbf{F}}$ 을 선택한다. 또한 수신측에서 1차 위상차 $g_{1,k}^i$ 뿐만 아니라 연속된 L 차 위상차 $g_{L,k}^i$ 를 추출할 수 있다고 하면 $P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}})$ 는

$$P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}}) = \max_{\mathbf{F}} \prod_{k=L}^{N-1} P(g_{1,k}^i, \dots, g_{L,k}^i | f_k^i \cdots f_{k-L+1}^i) \quad (12)$$

이 된다. 이러한 계산은 곱셈의 복잡성 때문에 곱셈을 덧셈으로 변환시키는 Log를 취하고 행렬 형태로 표시하며 또한 잡음의 랜덤 변수는 결합(jointly) 가우시안 분포이며 채널이 무기억(memoryless)이고 상호 독립적이라고 하면

$$\begin{aligned} \ln P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}}) &= \max_{\mathbf{F}} \ln \prod_{k=L}^{N-1} \frac{|[\mathbf{C}_{G_i G_i}]^{-1}|^{1/2}}{(2\pi)^{L/2}} \\ &\times \exp\left\{-\frac{[\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i]^H [\mathbf{C}_{G_i G_i}]^{-1} [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i]}{2}\right\} \end{aligned} \quad (13)$$

이 된다. 단 여기서 $[\mathbf{C}_{G_i G_i}]$ 는 추출된 위상차의

covariance 행렬이며 다음과 같다.

$$\begin{aligned} [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i] &= \begin{bmatrix} g_{1,k}^i - \overline{g_{1,k}^i} \\ g_{2,k}^i - \overline{g_{2,k}^i} \\ \vdots \\ g_{L,k}^i - \overline{g_{L,k}^i} \end{bmatrix} \\ &= [\mathbf{G}_k^i - \mathbf{F}_k^i] = \begin{bmatrix} g_{1,k}^i - f_k^i \\ g_{2,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i \\ \vdots \\ g_{L,k}^i - f_k^i \cdots f_{k-L+1}^i \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

그러면

$$\ln P_G(\mathbf{G} | \hat{\mathbf{F}}) = \max_{\mathbf{F}} \left[K - \sum_{k=L}^{N-1} A [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i]^H \cdot [\mathbf{C}_{G_i G_i}]^{-1} [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i] \right] \quad (15)$$

이 된다. 단, 여기서 K 와 A 는 최대화시키면서 버릴 수 있는 상수이다. 결론적으로 Maximum-Likelihood 디코딩은 수신된 신호 열 \mathbf{G}_k^i 를 다음과 같이 정의된 메트릭을 최소화시키는 것과 같다. 즉,

$$\lambda_b = \min_{\mathbf{F}} \left[\sum_{k=L}^{N-1} [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i]^H \cdot [\mathbf{C}_{G_i G_i}]^{-1} [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i] \right] \quad (16)$$

여기서, 트랜리스 부호화된 MDPSK의 비터비 디코더의 가지(branch) 메트릭을 다음과 같이 정의한다.

$$\lambda_b = [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i]^H [\mathbf{C}_{G_i G_i}]^{-1} [\mathbf{G}_k^i - \overline{\mathbf{G}}_k^i] \quad (17)$$

만일 L 개의 연속적인 위상차를 사용한다면 최종적인 가지 메트릭은

$$\begin{aligned} \lambda_b &= |g_{1,k}^i - f_k^i|^2 + |g_{2,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i|^2 + \dots \\ &\quad + |g_{L,k}^i - f_k^i \cdot f_{k-1}^i \cdots f_{k-L+1}^i|^2 \\ &= |V_k^i \cdot V_{k-1}^{i*} - f_k^i|^2 \\ &\quad + |V_k^i \cdot V_{k-2}^{i*} - f_k^i \cdot f_{k-1}^i|^2 + \dots \\ &\quad + |V_k^i \cdot V_{k-L}^{i*} - f_k^i \cdot f_{k-1}^i \cdots f_{k-L+1}^i|^2 \end{aligned} \quad (18)$$

이 된다.

그림 2에 이러한 비터비 디코더의 위상차를 추출하기 위한 TC MDPSK-OFDM의 복조기가 나타나 있다.

III. 시뮬레이션 및 결과 고찰

본 장에서는 TC 8DPSK-OFDM과 부호화되지 않은 DQPSK-OFDM의 성능을 Monte Carlo 방법을 통한 시뮬레이션을 통해 알아본다. 전송된 신호는 AWGN과 라이시안 혹은 레일레이 채널을 통과한다.

IV. 결론

본 논문에서는 연속적인 위상차를 이용한 TC 8DPSK-OFDM를 제안했다. 수신단에서 다중 위상차를 추출하는 차동 복조기가 사용되며 BER 특성을 향상시키기 위해 이러한 위상차를 매트릭으로 사용하는 비터비 디코더가 설계되어진다. 제안된 비터비 디코더는 1차 및 연속적인 L 차 위상차를 사용하는 다중 위상차 검파 방식이다. 이러한 방법을 통해 AWGN, 10^{-5} 의 BER에서 3.5-4.3 dB의 성능을 향상시킬 수 있다. 라이시안채널에서는 4.4- 5.6 dB의 성능 향상을 볼 수 있다.

레일레이 채널에서 부호화 되지 않은 OFDM과 4 혹은 8 상태의 TC 8DPSK-OFDM은 error floor 현상이 발생한다. 그러나 16 상태의 CMPDD를 사용한 TC 8DPSK-OFDM은 error floor 현상이 발생하지 않고 1.6 dB의 성능이 향상됨을 볼 수 있다. 이러한 향상은 대역폭과 전력이 증가 없이 이루어 질 수 있다.

참고문헌

- [1] S. Hara and R. Prasad, Overview of multicarrier CDMA, IEEE Commun. Mag., no. 9, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [2] Hideki Ochiai and Hideki Imai, MDPSK-OFDM with highly power-efficient block codes for frequency-selective Fading channels, IEEE Trans. Veh. Tech., vol. 49, no. 1, pp. 74-82, Jan. 2000.
- [3] Jun Lu, T. T. Tjhung, Fumiyuki Adachi and C.L. Huang, BER performance of OFDM-MDPSK system in frequency-selective Rician Fading with diversity reception, IEEE Trans. Veh. Tech., vol. 49, no. 4, pp. 1216-1225, July 2000.
- [4] G. Ungerboeck, Channel coding with multilevel phase signals, IEEE Trans. Inf. Theory, vol. IT-28, pp. 55-67, Jan. 1982.
- [5] D. Divsalar and M. K. Simon, and M. Shahshahani, The performance of trellis-coded MPSK with multiple symbol detection, IEEE Trans. Commun., vol. COM-38, no. 9, pp. 1391-1403, Sept. 1990.
- [6] T. May, H. Rohling and V. Engels,

Performance Analysis of Viterbi Decoding for 64-DAPSK and 64-QAM modulated OFDM Signals, IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 2, pp. 182-190, Feb. 1998.

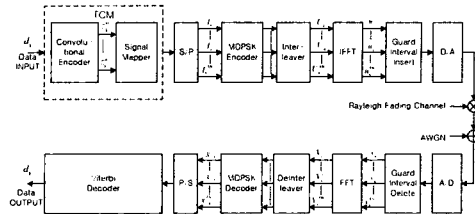


그림 1. TC MDPSK-OFDM 전송시스템

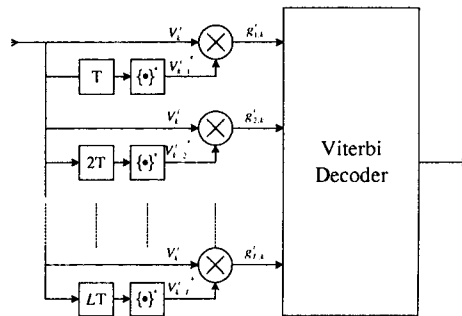


그림 2. i 번째 부반송파의 L 차 위상차를 이용한 TC MDPSK-OFDM의 복조 블록도

표 1. 10^{-5} BER에서 CMPDD를 이용한 16상태 TC 8DPSK-OFDM의 SNR

	TC OFDM with CMPDD		TC OFDM		OFDM	
	1024	256	1024	256	1024	256
AWGN	7.7 dB	8.1 dB	9.0 dB	9.1 dB	12.0 dB	12.1 dB
Rician	8.6 dB	8.8 dB	10.2 dB	9.9 dB	14.2 dB	14.2 dB
Rayleigh	19.4 dB	18.6 dB	21.0 dB	20.3 dB	Error floor	Error floor

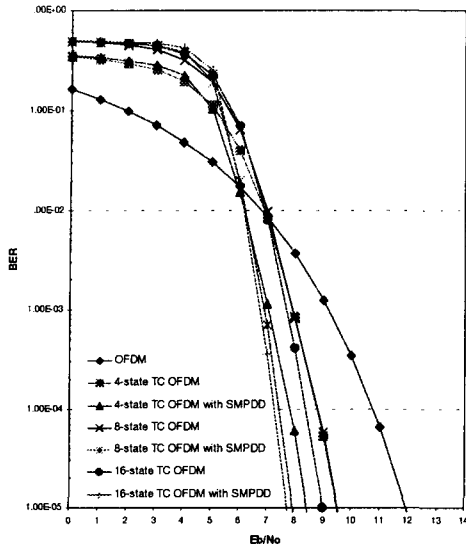


그림 4. AWGN 채널에서 OFDM과 CMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=1024)

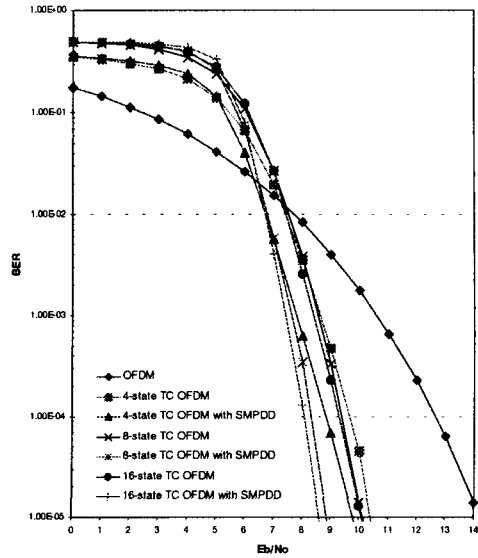


그림 6. 라이시안 채널에서 OFDM과 CMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=1024)

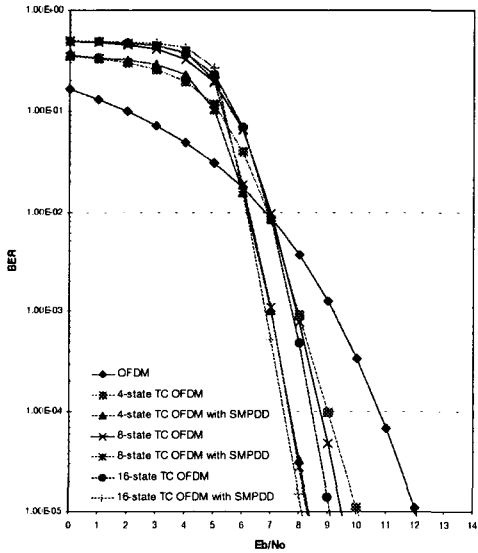


그림 5. AWGN 채널에서 OFDM과 CMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=256)

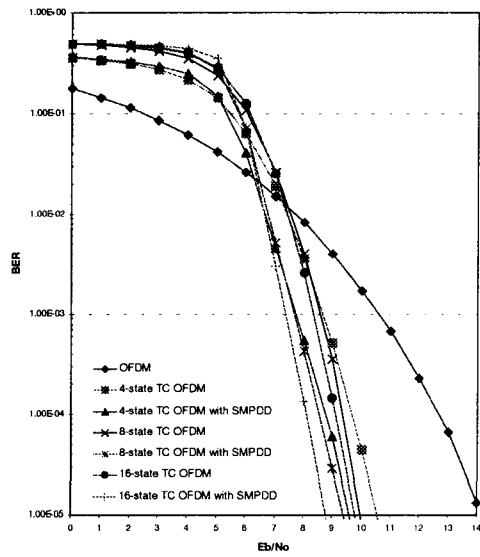


그림 7. 라이시안 채널에서 OFDM과 CMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=256)

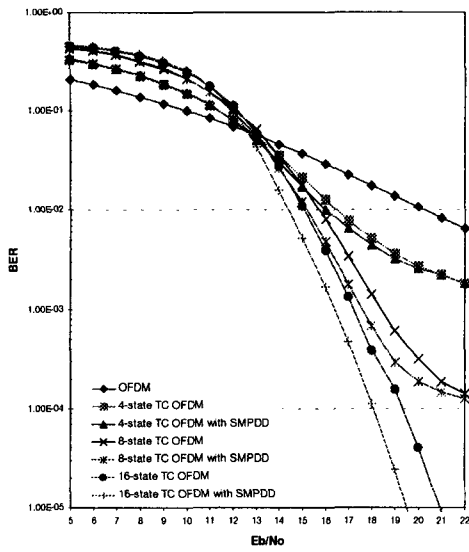


그림 8. 레일레이 채널에서 OFDM과 CMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=1024)

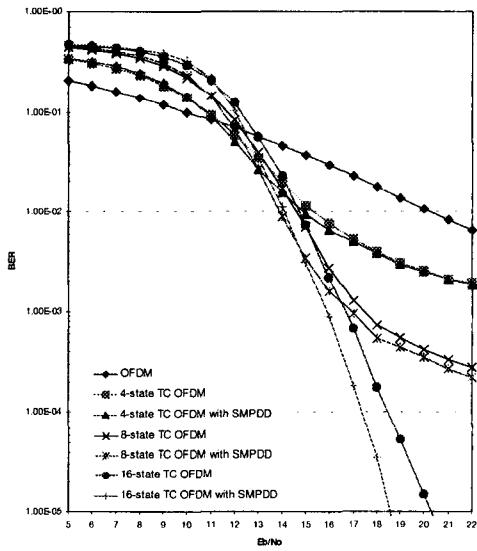


그림 9. 레일레이 채널에서 OFDM과 CMPDD를 이용한 TC 8DPSK-OFDM의 성능(부반송파=256)