

다중 심볼 차동 검파를 이용한 트렐리스 부호화된 8DPSK의 성능 분석

(Performance Analysis of the Trellis-Coded 8DPSK with Multiple Symbol Differential Detection)

문 태 현* · 김 한 종* · 홍 대 식* · 강 창 언*

(Tae Hyun Moon · Han Jong Kim · Dae Sik Hong · Chang Eon Kang)

요 약

이 논문에서는 다중 TCM(Multiple Trellis-Coded Modulation, MTCM)을 적용하여 변조 시스템의 성능을 향상 시킨 트렐리스 부호화된 8DPSK를 구성하고 그 성능을 분석한다. 또한 BER(Bit Error Rate)의 향상을 위해 다중 심볼 차동 검파 방식을 적용한다. 모델링한 채널은 디지털 위성 이동 통신 채널인 라이시안 페이딩(Rician fading) 채널이다. 디코딩 방법은 비터비 알고리즘을 사용하며, 연접 에러에 의한 비터비 디코더의 에러 전파를 막기위해 인터리빙을 사용한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 다중 TCM과 다중 심볼 차동 검파를 적용한 트렐리스 부호화된 8DPSK는 동일한 대역폭 효율을 갖는 부호화되지 않은 차동 변조 방식보다 향상된 성능을 보임을 알 수 있다. 또한 페이딩 환경에서는 인터리빙 방법이 성능 향상에 중요함을 알 수 있다.

Abstract

In this paper, performance comparisons of MTCM systems with 8DPSK over mobile communication channels are obtained by computer simulation. The multiple symbol differential detection scheme is introduced in order to improve the bit error rate performance in the detection of the trellis-coded 8DPSK system. Rician fading channels are used as test channels. The simulation results show that the trellis-coded 8DPSK system with multiple symbol detection gives better performance than that of the uncoded DQPSK system. And symbol by symbol interleaving method gives better performance than the symbol pair interleaving method.

I. 서 론

* 연세대학교 전자공학과

** Dept. of Electronics Engineering, Yonsei University

1988년 Divsalar와 Simon에 의해 제안된 다중 TCM

(Multiple Trellis-Coded Modulation, MTCM)은 채널 신호 집합의 크기를 두배로 확장하고, 대칭적인 신호 성상(signal constellation)을 갖는 채널 신호의 여러 심볼을 트렐리스 가지에 할당하여 부호화 이득을 얻는 방식이다.[4].

이 글에서는 차동 변조 시스템의 성능 향상을 위해, 일반적인 TCM보다 높은 여러 성능을 얻을 수 있는 다중 TCM을 8DPSK에 적용한 트렐리스 부호화된 (Trellis Coded, TC) 8DPSK를 구성한다. 그리고 디지털 위성 이동 통신 채널인 라이시안 페이딩 채널 (Rician fading channel) 환경을 모델링하여 변조 시스템의 성능을 분석한다. 또한 복조방식으로는 일반적인 symbol-by-symbol 차동 검파의 성능을 강화한 다중 심볼 차동 검파 방식을 적용하여 성능 향상을 도모하였다[5][6]. 복조된 심볼은 최적화 복호법인 비터비 알고리즘을 통해 복원된다.

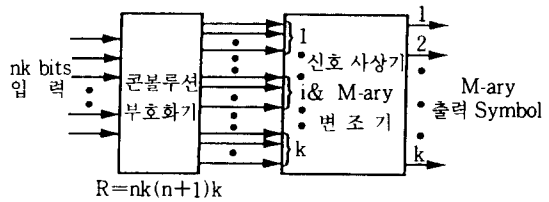
또한 페이딩 채널 환경에서는 인터리빙 방법에 따라 변조 시스템의 성능이 변하는데, 일반적인 블록 인터리빙(symbol-by-symbol block interleaving) 방식과 지금까지 다중 TCM에 적용되온 심볼-쌍 블록 인터리빙(symbol-pair block interleaving) 방식을 적용하여 에러에 대한 성능을 비교한다.

논문의 구성은 2장에서 다중 TCM의 구조에 대하여 설명하고, 3장에서 트렐리스 부호화된 8DPSK의 구성과 다중 심볼 검파 방식을 적용한 복조 방법에 대해 설명하며, 4장에서는 각 채널에 대한 시스템의 성능을 분석하고, 5장에서 결론으로 이어진다.

II. 다중 TCM의 구조

다중 TCM의 기본적인 원리는 부호화율이 $nk / (n+1)k$ (k : 다중화 상수)인 인코더를 설계하여, 이것을 채널의 데이터 전송주기마다 신호 집합의 2^{n+1} 개로 구성되는 신호 할당점에 K 개만큼 매핑하는 것이다. 이 경우 각각의 전송 주기에서 인코더의 입력에 $n \cdot k$ 개의 정보 비트가 입력되어 K 개의 심볼로 변조되어 전송되므로 부호화되지 않은 2^n 개의 신호점을 갖는 시스템에 비해 단위대역(unit bandwidth)만이 확장된다. 또한

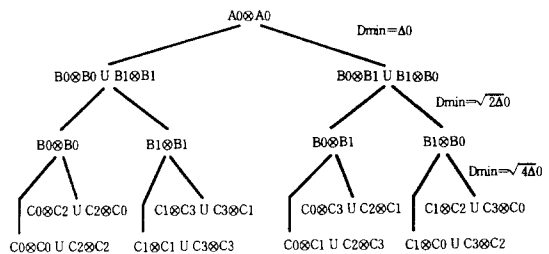
부호화율이 $n(n+1)$ 인 일반적인 TCM과 동일한 비트 효율을 갖는다. 주목할만한 것은 k 가 1보다 큰 값을 갖는 경우에는 대칭 변조 방식과 결합하여도 d_{free} 가 증가한다는 것이다. 모든 시변(time-varying) 트렐리스 코드 시스템은 다중 TCM으로 설계가 가능하다. 다중 TCM의 블럭도가 [그림 2-1]에 나와 있다.



[그림 2-1] 다중 TCM의 구조
[Fig. 2-1] Generalized MTCM transmitter

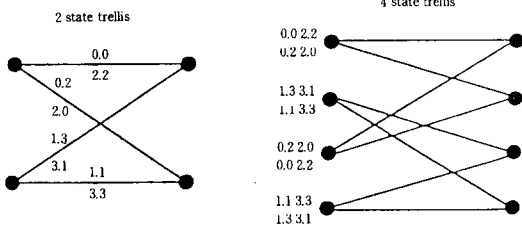
일반적인 TCM은 Ungerboeck에 의해 제안된 신호 집합 분할(signal set partition) 기법을 사용하여 유클리드 거리가 최대가 되도록 부호화기의 출력을 신호 사상(mapping)에 인가하게 된다[1][2][3]. 이것은 채널 신호 집합을 연속적으로 부집합으로 분할하는데, 부집합내 신호들 사이의 최소 유클리드 거리가 점차적으로 증가하도록 ($\Delta_0 < \Delta_1 < \Delta_2 \dots$) 분할하는 방법이다.

다중 TCM은 이러한 TCM의 신호 분할 방법을 이용하지만, 같은 방식으로 분할된 신호 집합들을 벡터합을 통하여 2차원의 신호 할당으로 확장시키는 것이다[2]. 2차원의 신호 분할 방법은 [그림 2-2]과 같다.



[그림 2-2] TCM의 다차원(multi-dimension) 신호 집합 분할
[Fig. 2-2] Set partitioning of multi-dimensional signal sets

이와 같은 방법으로 분할된 신호 집합을 각 상태에 2^{nk} 개 만큼의 신호를 할당하여, 트렐리스도에서 가지에 신호를 부여하게 된다. 가지에 신호를 부여하는 방법은 TCM과 마찬가지로 신호들이 서로 대칭성과 규칙성을 갖도록 하여야 하며, 같은 상태에서 시작되거나 합쳐지는 신호는 같은 부집합내의 신호가 되도록 해야한다. 그리고 병렬 천이들의 신호는 유클리드 거리가 가장 먼 신호들을 할당한다. 이 경우 모든 k 쌍의 심벌들은 정해진 2^k 개의 분할된 신호 할당점으로부터 선정되며, 각 경로를 구성하는 심벌들을 쌍을 이루어 전송하므로 병렬 경로를 구성하는 심벌쌍 사이의 최소 자승 유클리드 거리(Minimum squared Euclidean Distance : d_{min}^2)의 두배가 된다. [그림 2-3]에서 위와같은 방법으로 설계한 다중 TCM의 트렐리스도를 보인다.



[그림 2-3] 트렐리스 부호화된 4PSK의 트렐리스도 (다중 TCM, 부호화율 2/4)

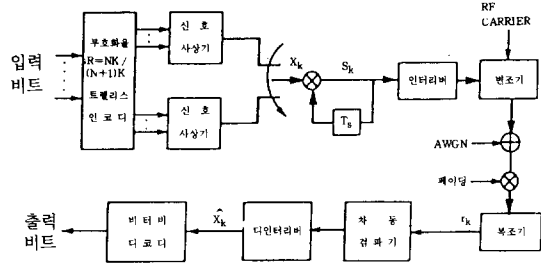
[Fig. 2-3] Trellis diagram of 2/4 trellis coded 4PSK(MTCM)

Ⅲ. 트렐리스 부호화된 8DPSK 변조

3-1. 트렐리스 부호화된 8DPSK 변조 시스템

이 글에서 제안한 트렐리스 부호화된 8DPSK 변조 방식은 기존의 8DPSK 변조 방식에 다중 TCM을 적용한 시스템이다. [그림 3-1]에서 시스템의 구성도를 보이고 있다.

다중 TCM 부호화기의 신호 매핑 방법은 (2-1)절에서 설명한 다중 TCM의 다차원 신호 분할 방법을 통해서 이루어진다. [그림 3-2]는 8DPSK에 부호화율



[그림 3-1] 다중 TCM을 적용한 M-ary 차동 PSK 변조

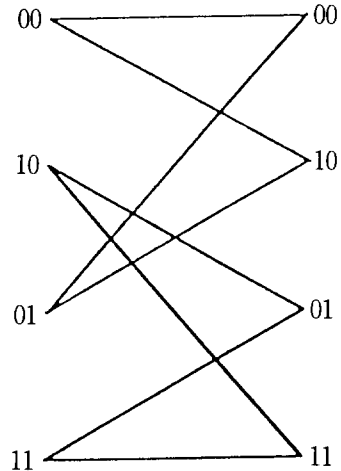
[Fig. 3-1] Block diagram of trellis-coded MDPSK

- (0.0) (0.4) (4.0) (4.4)
- (2.2) (2.6) (6.2) (6.6)
- (0.2) (0.6) (4.2) (4.6)
- (2.0) (2.4) (6.0) (6.4)

- (1.3) (1.7) (5.3) (5.7)
- (3.1) (3.5) (7.1) (7.5)
- (1.1) (1.5) (5.1) (5.5)
- (3.3) (3.7) (7.3) (7.7)

- (0.2) (0.6) (4.2) (4.6)
- (2.0) (2.4) (6.0) (6.4)
- (0.0) (0.4) (4.0) (4.4)
- (2.2) (2.6) (6.2) (6.6)

- (1.3) (1.7) (5.3) (5.7)
- (3.1) (3.5) (7.1) (7.5)
- (1.1) (1.5) (5.1) (5.5)
- (3.3) (3.7) (7.3) (7.7)



[그림 3-2] 트렐리스 부호화된 8DPSK의 상태도

(부호화율 4/6, 상태수 4인 다중 TCM)

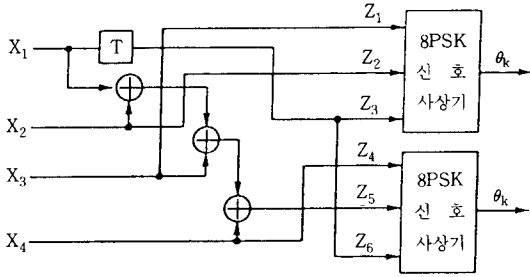
[Fig. 3-2] State diagram of trellis-coded 8DPSK

(rate 4/6, 4state MTCM)

4/6이고 상태수가 4인 다중 TCM을 적용했을 때의 상태도(state diagram)를 나타낸다. 이에 따른 콘볼루션 부호화기를 [그림 3-4]에서 보인다. 또한 [그림 3-3]는 상태수가 2인 다중 TCM을 적용한 경우의 콘볼루션 부호화기를 보인다.

다중 TCM 부호화기는 [그림 3-2]의 상태도에서 설계할 수 있다. 이로부터 아래와 같은 입력과 출력의

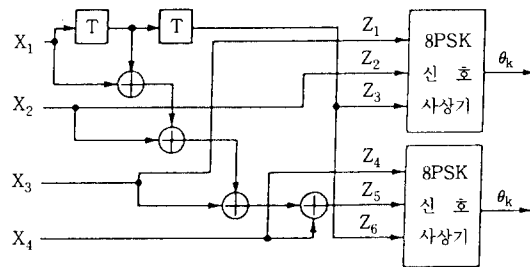
상태 방정식을 구할 수 있으며, 이로부터 다중 TCM 부호화기를 [그림 3-4]와 같이 설계할 수 있다.



[그림 3-3] 트렐리스 부호화된 8DPSK의 콘볼루션 부호화기

(부호화율 4/6, 상태수 2인 다중 TCM)

[Fig. 3-3] Convolution encoder(4/6 trellis-coded 8DPSK : 2 state)



[그림 3-4] 트렐리스 부호화된 8DPSK의 콘볼루션 부호화기

(부호화율 4/6, 상태수 4인 다중 TCM)

[Fig. 3-4] Convolution encoder(4/6 trellis-coded 8DPSK : 4 state)

$$z_1 = x_3 \quad (1)$$

$$z_2 = x_2 \quad (2)$$

$$z_3 = z_6 = s_n \quad (3)$$

$$z_4 = x_4 \quad (4)$$

$$z_5 = s_n \oplus s_{n+1} \oplus x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 \oplus x_4 \quad (5)$$

$$s_{n+2} = x_3 \quad (6)$$

다중 TCM 인코더를 통해 출력된 신호열은 8DPSK 변

조기에 입력되는데, 다중 TCM에서 출력된 k 개($k=2$)의 심벌을 하나의 심벌 주기(T_s)로 차동 부호화되며, 차동 부호화기에서 출력된 신호는 인터리버를 거쳐 신호의 배열이 바뀌어 전송된다. 수신측에서는 두 표본화된 구간사이의 위상차만 알고 있으면 송신 정보의 복원이 가능하다. 이렇게 전송된 신호는 라이시안 페이딩 채널을 통과하게 된다.

수신 신호는 차동 검파(differential detection)기에서 검파된 후, 디인터리버를 통하여 구성이 바뀌어 비터비 디코더에 입력된다. 비터비 디코더는 수신열을 처리하여 일정 기간의 지연 시간 후에 디코딩된 신호를 출력한다.

3-2. 다중 심볼 검파를 이용한 디코딩

이 논문에서는 M -ary 차동 PSK의 여러 성능을 향상시키기 위해 다중 심볼 차동 검파 방식을 적용한다.

부호화된 심벌열을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_{N_s}) \quad (7)$$

여기서 x 의 k 번째 요소인 x_k 는 k 번째 전송주기에서 전송된 M -ary PSK 심벌이며 인코더에 입력되는 정보 비트는 nk 비트로 입력된다. 이러한 M -ary PSK 심벌은 채널로 전송될 때 차동으로 인코딩되어 전송된다. 즉, M -ary 차동 PSK 신호는

$$s_k = \sqrt{2P} e^{j\phi^{k+1}}$$

$$s_{k+1} = s_k x_{k+1} = \sqrt{2P} e^{j(\phi^{k+1} + \Delta\phi^{k+1})} = \sqrt{2P} e^{j\phi^{k+1}} \quad (8)$$

$$x_k = e^{j\Delta\phi^k}$$

가 된다. 여기서 $\Delta\phi_k$ 는 k 번째 전송 주기에서 사상기에 의해 할당되며, $2\pi m/M : m = 0, 1, 2, \dots, M-1$ 의 값을 갖는 임의의 위상이다.

식(8)의 송신 신호에 대한 수신신호는 다음과 같다.

$$r_k = s_k e^{j\theta^k} + n_k \quad (9)$$

이때 n_k 는 평균이 영이고 편차는 $\sigma_n^2 = 2N_0/T$ 인 복소 가우시안(Gaussian)잡음이다. 또 θ_k 는 $(\pi, -\pi)$ 사이의 임의의 위상이다.

AWGN 환경에서 차동 인코딩 되지않은 M-ary PSK 의 신호 s에 대한 수신 신호 r의 사후(a posteriori) 확률은 식(10)과 같다[7].

$$P(r|s) = \frac{1}{(2\pi\sigma_n^2)^N} \exp\left\{-\frac{\|r - se^{j\theta}\|^2}{2\sigma_n^2}\right\} \quad (10)$$

$$\text{여기서, } \|r - se^{j\theta}\|^2 = \sum_{i=0}^{N-1} |r_{k-i} - s_{k-i} e^{j\theta}|^2$$

위의 $p(r|s)$ 를 최대화 하는 것은 아래 식(11)에서 η 을 최대화 시키는 $\Delta\phi$ 를 찾는 것과 같다[5].

$$\eta = \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_{k-i} e^{j(\phi_{k-1} - \phi_{k-N+1})} \right|^2 \quad (11)$$

또한 송신 신호가 차동으로 인코딩되는 M-ary 차동 PSK 시스템에서는 $\phi_k = \phi_{k+1} + \phi_{k-i}$ 인 위상차가 전송되며, 식(12)에서 η 을 최대화 시키는 ϕ_k, ϕ_{k-1} 를 찾는 것이 M-ary 차동 PSK의 최적 디코딩 방법이다[6].

$$\eta = \left| r_{k-N+1} + \sum_{i=0}^{N-2} r_{k-i} e^{-j \sum_{m=0}^{N-1-i} \Delta\phi_{k-1-m}} \right|^2 \quad (12)$$

즉, 첫번째로 수신된 신호의 위상을 기준 위상으로 N 심벌주기에 신된 신호에서 N-1개의 신호 위상을 동시에 관찰하여 이들 상호간의 위상차를 통해 검파를 수행하게 된다.

이 글에서는 다중 심벌 검파 방식을 트렐리스 부호화 변조에 적용한다. 부호화되지 않은 M-ary 차동 PSK의 경우에는 위의 식(12)에서와 같이 심벌간의 위상차로 주어지는 수신 신호 벡터와 송신 신호 벡터 사이의 거리를 최소화 시키는 매트릭이 최소 에러 확률을 구하는데 가장 적합한 값이다. 그러나 트렐리스 부호화된 M-ary 차동 PSK에서는 디코딩시 비터비 알고리즘을 사용하므로 최소 자승 유클리드 거리 매트릭의 형태로 검파 매트릭이 구해진다. 이때 TCM은 위의 식(12)의 통계적 최적 결정치는 비터비 알고리즘의 매트릭을 구성하는 트렐리스도의 가지 신호로 표현될 수 있으며,

다중 TCM의 경우는 $k=N-1$ 로 다중화 상수와 관찰 심볼의 수를 함께 고려한다.

다중 TCM을 적용한 트렐리스 부호화된 전송 신호는 다음과 같이 $B = N_s/k = N_s(N-1)$ 인 부 신호열로 나누어질 수 있다.

$$x = (x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(B)}) \quad (13)$$

이때 각 부 신호열은 트렐리스 가지에 할당되는 심볼 열이며, $x^{(i)} = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{ik})$ 로 표현된다. 수신 신호의 길이 N_s 는 트렐리스 도에서 길이가 B인 가지 경로를 나타낸다.

다중 TCM을 적용한 트렐리스 부호화된 DPSK에서 수신 신호의 pairwise 에러 확률은 다음과 같다[5].

$$P(x \rightarrow x) \leq \prod_{i=1}^B \prod_{\Delta\phi^{(i)} \neq \Delta\phi^{(i)}} \frac{\exp\left\{-\frac{E_s}{N_0} \lambda (1-\lambda N) [N^2 - |\delta_i|^2]\right\}}{1 - \lambda^2 [N^2 - |\delta_i|^2]} \quad (14)$$

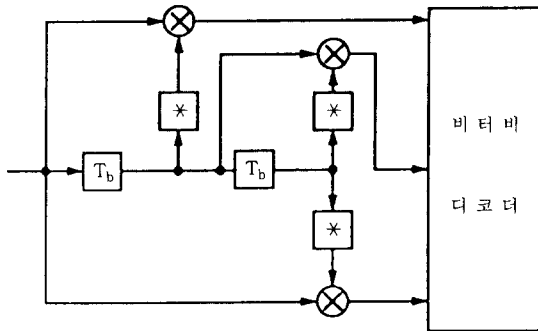
$$\text{이때, } \delta_i \approx \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j \sum_{m=0}^{N-n-1} (\Delta\phi_{k-n-m}^{(i)} - \Delta\phi_{k-n-m}^{(i)})\right)$$

위 식에서 트렐리스 가지의 등가 자승 유클리드 거리는 $N - |\delta_i|^2$ 로 주어진다. $\Delta\phi$ 와 $\Delta\phi$ 는 각각 에러가 없는 경로의 신호열과 에러 경로의 신호열을 나타낸다. 이 식은 등가의 자승 유클리드 거리를 갖는 트렐리스 코드로 변형되어 표현될 수 있다. 여기서 사용하는 $k=2$ 인 다중 TCM에 대해서 $N=3$ 인 경우 이 값은 다음의 식(15)와 같이 나타난다[5].

$$\begin{aligned} N - |\delta_i|^2 &= N^2 - \left| \sum_{n=0}^{N-1} \prod_{m=0}^{N-n-2} x_{k-n-m}^{(i)} x_{k-n-m}^{(i)} \right|^2 \\ &= |x_{k-1}^{(i)} - x_{k-1}^{(i)}|^2 + |x_k^{(i)} - x_k^{(i)}|^2 \\ &\quad + |x_k^{(i)} x_{k-1}^{(i)} - x_k^{(i)} x_{k-1}^{(i)}|^2 \quad (15) \end{aligned}$$

결국 다중 TCM의 다중 심벌 검파에서 매트릭 값은 i번째 트렐리스가지에 할당된 신호(x_k, x_{k-1})의 자승

유클리드 거리와 이 두 값이 가지는 위상을 Modulo 합으로 더한 신호의 자승 유클리드 거리를 더한 값이 된다. 즉, 다중 TCM 다중 심볼 검파의 에러 성능을 평가하는 매트릭은 [그림 3-4]와 같이 다중화 상수가 더 큰 다중 TCM의 자승 유클리드 거리인 수학적인 평가 모델로 나타낼 수 있다.



[그림 3-4] 등가 디코딩 모델 블록도

[Fig. 3-4] Block Diagram of equivalent decoding model

(* → Complex conjugate product)

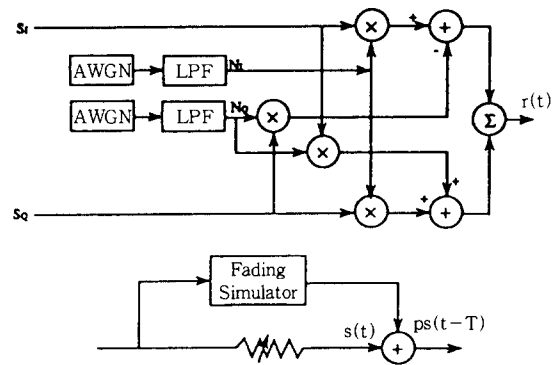
복조기에서 반송파가 제거된 신호 심볼들은 디인터리버에 의해 인터리빙을 하기전의 순서대로 배열되어 비터비 디코더로 전송된다. 이러한 인터리빙은 페이딩 채널에서 발생하는 연접 방지하기 위한 가장 일반적인 방법으로, 채널의 통계적인 특성을 고려하지 않고도 사용할 수 있는 장점이 있다. 여기서는 인접된 신호 사이의 상관을 유지하기 위해 2개나 3개의 심볼을 한꺼번에 인터리빙하여 전송하는 심볼-쌍(symbol-pair) 블록 인터리빙 기법과 에러 전파를 막기 위한 일반적인 symbol-by-symbol 블록 인터리빙 방법을 적용한다.

디인터리빙을 통해서 인터리빙 되기 이전의 신호열로 재배열된 심볼열은 비터비 디코더에 입력되어 트렐리스 코드의 가지 원소로서 사용된다. 비터비 디코더에서는 앞의 식(15)에서 $N - |\delta|^2$ 값의 최소값이 가장 크게 되는 경로를 선택하여 전송된 정보의 추정값을 출력한다.

IV. 컴퓨터 시뮬레이션 및 결과 고찰

이 절에서는 페이딩 채널에서 인터리빙을 사용한 트렐리스 부호화된 8DPSK의 성능을 살펴본다. 이때 인터리빙은 차수가 16×16 인 블록 인터리빙 방법을 사용한다. 트렐리스 부호화된 8DPSK는 부호화되지 않은 DQPSK와 비교된다. 인터리빙은 하나의 심볼을 단위로 인터리빙을 하는 symbol-by-symbol 블록 인터리빙 방법과 2개의 심볼을 하나의 단위로 인터리빙하는 symbol-pair 블록 인터리빙 방법을 사용한다. 페이딩 채널을 통과한 신호의 직접파와 간접파의 전력비(K)가 -10dB 이고, 페이딩 주파수가 120 Hz, 20 Hz인 페이딩 채널에서 트렐리스 부호화된 8DPSK의 성능을 분석한다.

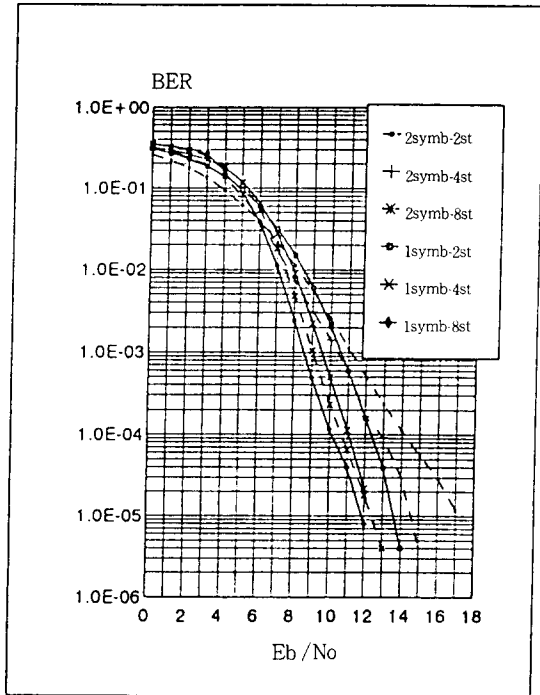
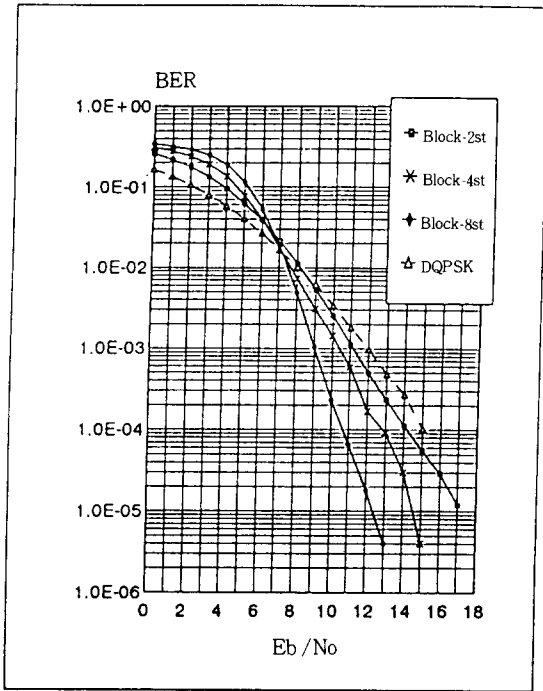
[그림 4-1]은 실험에서 사용한 페이딩 시뮬레이터를 보인다. 여기서 LPF는 도플러 주파수 F_d 와 전송 신호의 심볼 지속 시간 T_s 의 곱으로 정규화된 페이딩 대역폭($F_d T_s$)에 의해 제한되며, 이 대역폭을 조절하여 채널의 페이딩을 결정한다.



[그림 4-1] 페이딩 시뮬레이터

[Figure 4-1] Fading simulator

[그림 4-2]에서는 페이딩 주파수가 120Hz일 경우의 트렐리스 부호화된 8DPSK의 BER 성능을 보인다. 그림에서와 같이 E_b/N_0 가 8 dB에서 부터 부호화되지 않은 DQPSK보다 좋은 성능을 보인다. 상태수가 8인 경우 10^{-3} 의 에러율에서 부호화되지 않은 DQPSK와 3



[그림 4-2] 트렐리스 부호화된 8DPSK의 성능($F_d = 120$ Hz)
(부호화율 4/6 MTCM, 상태수 2, 4, 8)

[Fig. 4-2] Performance of 4/6 multiple trellis-coded 8DPSK in the presence of the Rician fading ($F_d = 120$ Hz : 2, 4, 8 state)

[그림 4-3] 인터리빙 방식에 따른 TC 8DPSK의 성능($F_d = 120$ Hz)
(부호화율 4/6 MTCM, 상태수 2, 4, 8)

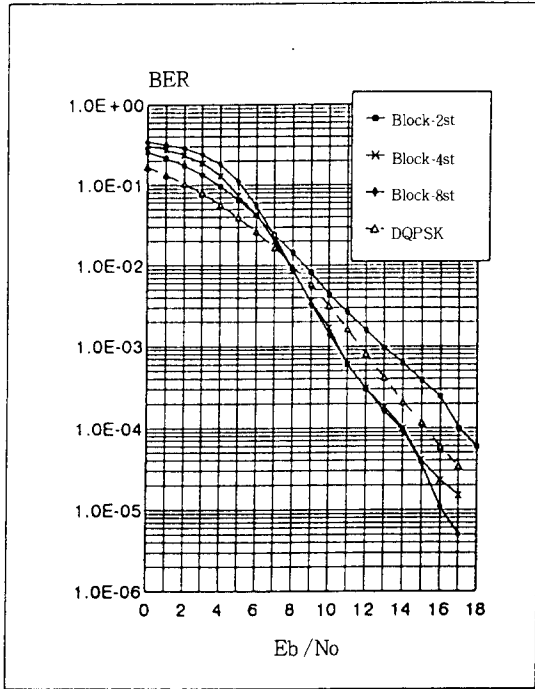
[Fig. 4-3] Performance of rate 4/6 multiple trellis-coded 8DPSK in the presence of the Rician fading ($F_d = 120$ Hz : 2, 4, 8 state)

dB의 차이를 보인다. 상태수가 2, 4인 경우에는 각각 1 dB, 1.5 dB정도 좋은 성능을 보인다.

[그림 4-3]에서는 인터리빙 방법의 차이에 따른 BER 성능의 변화를 보인다. 수신단의 검파 방식은 다중 심볼 차동 검파 방식을 적용한다. 10^{-3} 에서부터 symbol-pair 블록 인터리빙을 적용한 시스템보다 symbol-by-symbol 블록 인터리빙을 적용한 시스템이 좋은 성능을 보이며, 10^{-5} 의 에러율에서 symbol-by-symbol 블록 인터리빙 방식은 상태수에 따라서 1~2.2 dB 정도 개선된 성능을 보인다. 그러므로 연접 에러에 의한 신호 왜곡을 작게받는 symbol-by-symbol 블록 인터리빙 방식이 보다 적합한 방식임을 알 수 있다.

또한 같은 페이딩과 검파 방식에서는 다중 TCM의 상태수가 많은수록 향상된 성능을 얻는다. 즉 상태수가 늘어남에 따라 인코더와 디코더의 복잡성은 증가하나 성능은 더 좋아짐을 알 수 있다.

[그림 4-4]에서는 페이딩 주파수가 20Hz일때 트렐리스 부호화된 8DPSK의 BER 성능 곡선을 보인다. 트렐리스 부호화된 8DPSK는 동일한 대역폭 효율을 갖는 부호화되지 않은 DQPSK에 상태수가 4인 경우에는 1dB, 상태수가 8인 경우에는 1.2 dB정도 좋은 성능을 보인다. 상태수가 2인 경우에는 트렐리스 부호화된 8DPSK의 성능이 나빠지는데, 이것은 비터비 디코더의 신호열 디코딩을 할 수 있는 전송 가능한 심볼열의 갯



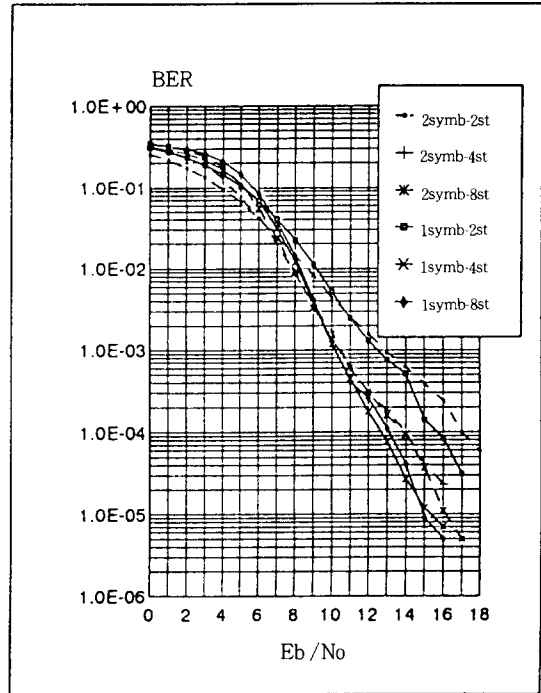
[그림 4-4] 트렐리스 부호화된 8DPSK의 성능($F_d = 20$ Hz)
(부호화율 4/6 MTCM, 상태수 2, 4, 8)

[Fig. 4-4] Performance of 4/6 multiple trellis-coded 8DPSK in the presence of the Rician fading ($F_d = 20$ Hz : 2, 4, 8 state)

수가 적기 때문이다. 즉, 한두 심볼의 에러가 인접 심볼에 전파되어 성능이 나빠지기 때문으로 생각된다.

[그림 4-5]에서 페이딩 주파수가 20Hz인 경우 다중 심볼 검파 방식에서 인터리빙 방법의 차이에 따른 BER 성능의 변화를 보인다. 10^{-3} 의 에러율에서는 symbol-by-symbol 블록 인터리빙 방식과 symbol-pair 블록 인터리빙 방식은 비슷한 성능을 보인다. 10^{-3} 이상의 에러율에서는 다중 TCM 부호화기의 상태수에 따라 약 0.5~1 dB의 개선을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

실험을 통해서 가장 성능이 좋은 것은 다중 심볼 검파 방식을 적용하여 디코딩 하는 방식이며, 매심볼을 인터리빙하는 일반적인 symbol-by symbol 블록 인터



[그림 4-5] 인터리빙 방식에 따른 TC 8DPSK의 성능($F_d = 20$ Hz)
(부호화율 4/6 MTCM, 상태수 2, 4, 8)

[Fig. 4-5] Performance of rate 4/6 multiple trellis-coded 8DPSK in the presence of the Rician fading ($F_d = 20$ Hz : 2, 4, 8 state)

리빙 방법을 적용한 경우에 더욱 성능이 향상됨을 알 수 있다.

V. 결 론

트렐리스 부호화된 8DPSK는 다중 TCM과 차동 PSK 변조를 결합하여 대역폭의 증가없이도 에러 성능을 강화시킬 수 있는 변조 방법으로, 디지털 이동 통신과 같이 대역폭이 제한된 환경에서 효율적인 시스템이다. 실험 결과 어느 채널 환경에서나 트렐리스 부호화된 8DPSK는 동일한 대역폭 효율을 갖는 부호화되지 않은 변조 시스템보다 1~2.5dB 정도 좋은 성능을 나타

낸다. 이 경우 트렐리스 부호화기의 상태수가 클수록 보다 높은 에러 성능을 나타낸다. 하지만 상태수가 증가함에 따라 시스템의 복잡도도 증가한다. 또한 인터리빙 방법에 따라 성능의 차이를 보이는데, 일반적인 symbol-by-symbol 블록 인터리빙 방식이 지금까지 다중 TCM에 적용되었던 symbol-pair 블록 인터리빙 방법을 적용한 것보다 좋은 성능을 보인다.

앞으로는 페이딩 환경에서 최적의 성능을 얻을 수 있는 다중 TCM의 신호 집합 분할 방법을 사용함으로써, 페이딩 채널에서 AWGN 환경의 신호 집합 분할 방법을 사용한 경우보다 향상된 성능을 얻기 위한 연구가 진행되어야 한다.

참 고 문 헌

1. G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel phase signals," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. IT-28, pp. 55-67, Jan. 1982.
2. G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part I : Introduction," *IEEE Communications Magazine*, vol. 25, No. 2, pp. 5-11, Feb. 1987.
3. G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part II : State of the art," *IEEE Communications Magazine*, vol. 25, No. 2, pp. 12-21, Feb. 1987.
4. D.Divsalar and M.K. Simon, "Multiple trellis-coded modulation (MTCM)," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-36, No. 4, pp. 410-419, Apr. 1988.
5. D.Divsalar and M.K. Simon, and M. Shahshahaani, "The performance of trellis-coded MPSK with multiple symbol detection," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-38, No. 9, pp. 1391-1403, Sept. 1990.
6. D.Divsalar and M.K. Simon, "Multiple-Symbol Differential Detection of MPSK," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, No. 3, pp. 300-315, March. 1990.
7. G. A. Arredondo, W. H. Chriss, E. H. Walker, "A multipath fading simulator for mobile radio," *IEEE Trans on Vehicular Technology*, vol. VT-22, No. 4, Jan. 1973.
8. 황 인태, 김 대중, 김 중일, 김 남용, 홍 대식, 강 창언, "디지털 이동 통신에서 trellis 부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 변조 방식의 성능 분석," *한국 통신학회 1992년도 하계학술 발표회 논문집*, pp. 650-656, 1992.