

論文94-31A-6-1

# 슬라이딩(Sliding) 다중 심벌 검파를 이용한 트렐리스 부호화된 MDPSK

(Trellis-coded MDPSK with Sliding Multiple Symbol Detection)

朴利洪\*, 全燦宇\*, 朴性卿\*\*, 金宗一\*, 康昌彦\*\*

(Yi Hong Park, Chan Woo Chen, Sung Kyung Park,  
Chong Il Kim and Chang Eon Kang)

## 要約

본 논문에서는 트렐리스 부호화된 MDPSK의 성능을 향상시키기 위해 sliding 다중 심벌 검파 방식을 적용하여 1차 위상차 뿐만아니라  $L$ 차 위상차의 자승 유클리드 거리를 가지 메트릭(branch metric)으로 갖는 비터비 디코더(Viterbi decoder)를 설계한다. MDPSK는 정보가 인접 채널 신호의 위상차에 포함되므로 수신단에서 정보를 추출하기 위하여 차동 검파를 수행하게된다. 그러나 정보를 추출하기위해 1차 위상차뿐만아니라  $L$ 심벌 전의 채널 신호와의  $L$ 차 위상차를 추출하여 다중 심벌 검파를 수행할 수 있다. 트렐리스 부호화된 MDPSK는 수신단에서 비터비 디코딩을 수행하게된다. 따라서 본 논문에서는 비터비 디코더에 다중 심벌 검파를 이용하여 최대 확률론적 디코딩을 하기위한 방안을 설계한다.

## Abstract

In this paper, in order to apply the idea MDPSK to TCM, we use signal set expansion and set partition by phase differences. Through this we propose the trellis-coded MDPSK. And the Viterbi decoder containing branch metrics of the squared Euclidean distance of the  $L$ th order phase difference as well as the first order phase difference is introduced in order to improve the bit error rate(BER) in the differential detection of the trellis-coded MDPSK. The proposed Viterbi decoder is conceptually same to the sliding multiple symbol detection method which uses the branch metric with the first and  $L$ th order phase differences. We investigate the performance of the uncoded DQPSK and the trellis-coded D8PSK in additive white Gaussian noise (AWGN) through the Monte Carlo simulation under the two cases of using and not using the  $L$ th order phase difference metric. The study shows that trellis-coded 8DPSK is an attractive scheme for power and bandlimited systems while also improving the BER performance when the Viterbi decoder is employed to the  $L$ th order phase order difference metric. This performance improvement has been obtained without sacrificing the bandwidth or the power efficiency.

## I. 서론

\* 準會員, 關東大學校, 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng.)

\*\* 正會員, 延世大學校, 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng.)

接受日字 : 1993年 8月 31日

1982년 Ungerboeck에 의해 전력과 대역폭이 제한된 채널에서 효율적인 디지털 통신을 하기위해 트렐리스 부호화 변조(Trellis-coded modulation)가 제안되었다.<sup>[1]</sup> 신호 집합 확장(signal set expansion)

sion)과 신호 집합 분할(signal set partition)에 의한 신호 사상(mapping)을 통해 트렐리스 부호화된 8PSK에서 Ungerboeck는 4-상태 코드에서 3dB, 8-상태에서 3.6dB의 코딩 이득(coding gain)을 얻었다.<sup>[1] [2] [3]</sup> 또한 신호 집합이 2배로 확장될때 거의 모든 코딩 이득을 얻을 수 있기때문에 본 논문에서도 신호집합사이의 유클리드 거리를 최대화하기 위해  $n/(n+1)$  콘볼루션 인코더를 사용한다.

MDPSK에서 정보 데이터는 인접 채널 신호의 위상차에 포함되어 전송되어진다. MDPSK의 복조 방식은 크게 동기 방식과 비동기 방식으로 나눌 수 있는데 이동 통신 채널과 같은 다중 경로 페이딩에서는 반송파의 복원 능력이 감소하기 때문에 동기 방식보다 비동기 방식을 쓰게된다.<sup>[4]</sup> 그러나 비동기 복조는 동기 복조보다 성능 저하를 가져온다. 비동기 복조에서 성능을 향상시키고자 많은 연구가 진행되어 왔다. Divsalar에 의하면 MDPSK에서 다중 심벌 검파(multiple symbol detection)를 함으로써 비동기 복조인 차동 검파에서의 성능을 향상시켰고<sup>[5]</sup> Makrakis는 MDPSK에서 nonredundant에러 정정을 할 수 있는 시스템을 제안하였다.<sup>[6] [7] [8] [9]</sup> 이것은 부가적인 대역폭이나 전력을 요구하지 않는다. 또한 Divsalar는 MDPSK의 다중 심벌 검파를 트렐리스 부호화 변조에 적용하는 방안으로 다중 트렐리스 부호화 변조(multiple TCM, MTCM)를 사용하여 성능 향상을 도모하였다.<sup>[10]</sup> 그러나 이것은 연속된 채널 신호를  $k((nk)/((n+1)k))$ 코드율 multiple TCM)개의 블럭으로 나누어 각 블럭마다 다중 심벌 검파를 수행하는 방식으로 본 논문에서는 슬라이딩 방식의 다중 심벌 검파를 수행하는 최대 확률론적 비터비 디코딩 방식을 설계하고자 한다.

## II. MDPSK의 최대 확률론적 디코딩

MDPSK의 채널 신호  $S_k$ 는 구간  $kT \leq t \leq (k+1)T$ 에서 복소 형태로

$$s_k = \sqrt{2P} \exp(j\theta_k) = \sqrt{2P} \exp(j(\theta_{k-1} + \Delta\theta_k)) \quad (1)$$

로 표시되며 여기서  $P$ 는 전송 신호 전력이고  $T$ 는 심벌 주기,  $\theta_k$ 는 단위원에서 균일하게 분포된  $M$ 개의 위상 심벌 중 하나이다.

여기서 전송 신호 위상  $\theta_k = \theta_{k-1} + \Delta\theta_k$ 이며  $\Delta\theta_k$ 는  $k$ 번째 전송 구간에서의 정보 데이터의 위상을 표시하고,  $\theta_k$ 는 차동 변조된 위상을 표시한다. 또한 채널 신호의 위상은 연속적으로 차동 변조되기때문에

$$\theta_{k-i} = \theta_{k-N+1} + \sum_{m=0}^{N-i-2} \Delta\theta_{k-i-m} \quad (2)$$

이 된다. 따라서 만일 채널에서 평균이 0이고 편차  $\sigma_n^2 = \frac{2N_0}{T}$ 인 복소 가우시안 잡음이 첨가되었을 때 기존의 MDPSK의 디코딩 법칙은 정보가 포함되어 있는  $\Delta\theta_k$ 를 추출하기 위해  $\text{Re}\{r_k \cdot r_{k-1}^* \cdot \exp(-j\Delta\theta_k)\}$ 가 최대가 되는  $\Delta\hat{\theta}_k$ 을 선택하는 것이다.<sup>[5]</sup> 여기서  $r_k$ 는  $k$ 번째 수신된 채널 신호이다. 또한 [5]에서 다중 심벌 검파를 가진 최대 확률론적 디코딩은

$$\text{Re}\{r_k \cdot r_{k-1}^* \cdot \exp(-j\Delta\hat{\theta}_k) + r_{k-1} \cdot r_{k-2}^* \cdot \exp(-j\Delta\hat{\theta}_{k-1}) + r_k \cdot r_{k-2}^* \cdot \exp(-j(\Delta\hat{\theta}_k + \Delta\hat{\theta}_{k-1}))\}$$

가 최대가 되는  $\Delta\hat{\theta}_k$ 와  $\Delta\hat{\theta}_{k-1}$ 를 선택하는 것이다.

## III. 슬라이딩(Sliding) 다중 심벌 검파를 이용한 트렐리스 부호화된 MDPSK

MDPSK 혹은 트렐리스 부호화된 MDPSK에서 정보 데이터는 현재 신호와 인접 신호와의 위상차에 포함되어 전송되어진다. 수신단에서 정보를 추출하기 위해서는 두 샘플링 순간의 위상차를 추출하여야 한다. [6] [7]에서와 같이 MDPSK에서  $L$ 차 위상차(현재 신호와  $L$ 번째 전 신호와의 위상차)를 추출하여 nonredundant 에러 정정, 혹은 [5]에서와 같이 성능을 향상시키기 위해 다중 심벌 검파를 할 수 있다는 것을 보였다. 본 절에서는 트렐리스 부호화된 MDPSK에서 1차 위상차와  $L$ 차 위상차의 유클리드 거리를 가지 메트릭으로 하여 슬라이딩 방식의 다중 심벌 검파를 할 수 있는 비터비 디코더를 설계하고자 한다.

트렐리스 부호화된 MDPSK의  $N$ 개의 전송 신호 열을  $S$ 라 하면  $S$ 는

$$S = (s_0, s_1, \dots, s_{N-1}) \quad (3)$$

여기서  $s_k$ 는 트렐리스 부호화된 MDPSK의 채널 신호이며  $k$ 는  $k$ 번째 전송 구간을 의미한다.

구간  $kT \leq t \leq (k+1)T$ 에서 전송 신호는 복소수 형태로

$$s_k = \sqrt{2P} \exp(j\theta_k) \quad (4)$$

가 되며, 여기서  $P$ 는 신호 전력,  $T$ 는 심벌I 주기,  $\theta_k$ 는 전송 신호의 위상을 표시한다. 그런데 트렐리스 부호화된 MDPSK에서  $S_k$ 는

$$\begin{aligned}
 s_k &= s_{k-1} \cdot x_k = \sqrt{2P} \exp(j(\theta_{k-1} + \Delta\theta_k)) \\
 &= s_{k-L} \cdot x_{k-L+1} \cdot x_{k-L+2} \cdots x_k \quad \text{where } x_i = \exp(j\Delta\theta_i) \\
 &= \sqrt{2P} \exp(j(\theta_{k-L} + \Delta\theta_{k-L+1} + \Delta\theta_{k-L+2} + \cdots + \Delta\theta_k))
 \end{aligned} \tag{5}$$

가 된다. 만일  $k$ 번째 채널 신호에 평균이 0인 복소 가우시안 잡음  $n_k$ 가 첨가되었다고 가정하고 수신된  $N$ 개의 신호 열  $R$ 를

$$R = (r_0, r_1, \dots, r_{N-1}) \tag{6}$$

로 표시하자. 여기서  $r_k$ 는  $k$ 번째 구간의 수신 신호이다. 정보 데이터는 수신 신호 열의 위상차에 포함되므로 위상차를 추출하여야 한다. 추출된 1차 위상차  $y_{l,k}$ 는

$$y_{l,k} = r_k \cdot r_{k-1}^* = (s_k + n_k) \cdot (s_{k-1} + n_{k-1})^* \tag{7}$$

이 된다. 여기서 ‘\*’는 복소 신호의 공액 복소수이다. 또한 정보 신호를 제외한 모든 항을 잡음  $n_{l,k}$ 로 표시하면

$$\begin{aligned}
 y_{l,k} &= s_k \cdot s_{k-1}^* + n_{l,k} \\
 &= x_k + n_{l,k}
 \end{aligned} \tag{8}$$

만일 수신측에서  $L$ 차 위상차(현재 신호와  $L$ 번째 전 신호와의 위상차)를 추출할 수 있다고 하면

$$\begin{aligned}
 y_{L,k} &= r_k \cdot r_{k-L}^* = (s_k + n_k) \cdot (s_{k-L} + n_{k-L})^* \\
 &= s_k \cdot s_{k-L}^* + n_{L,k} \\
 &= x_{k-L+1} \cdot x_{k-L+2} \cdots x_k + n_{L,k}
 \end{aligned} \tag{9}$$

가 되며 디코딩의 남은 과제는 수신된 위상차 열  $Y$ 를  $\hat{X} = (\hat{x}_0, \hat{x}_1, \dots, \hat{x}_{N-1})$ 으로 올바르게 평가하는 일이다. 모든 정보 심벌이 동등한 비율로 발생한다고 가정하자. 에러 확률을 최소화하기 위해  $y_k$ 를 소위 Maximum-Likelihood라고 하는 디코딩을 거치게 된다. 이것은 전송 가능한 모든 신호열과 수신된 신호의 조건 확률을 비교하여 가장 커다란 확률과 관계되는 전송 신호열을 선택하는 것이다.

즉 디코더는

$$P_N(Y|\hat{X}) = \max_{all \hat{X}} P_N(Y|X) \tag{10}$$

가 되는  $X$ 을 선택한다.

만일 채널에서 평균이 0인 백색 가우시안 잡음이 더해지고 채널이 memoryless라 하면 위상차에 의한 잡음은 결합 정상 분포를 가진다. 또한 수신측에서 1

차 위상차뿐만 아니라  $L$ 차 위상차를 추출 할 수 있다고 하면

$$P_N(Y|\hat{X}) = \max_{all \hat{X}} \prod_{k=0}^{N-1} P(y_{1,k}, y_{L,k} | x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-L+2}, x_{k-L+1}) \tag{11}$$

이된다. 일반적으로 이러한 계산은 곱셈의 복잡성 때문에 곱셈을 덧셈으로 변환시키는 Log를 취하게 된다. 즉, log likelihood 함수는 다음과 같이 표시된다.<sup>[11]</sup>

$$\begin{aligned}
 P_N(Y|\hat{X}) &= \max_{all \hat{X}} \prod_{k=0}^{N-1} \ln P(y_{1,k}, y_{L,k} | x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-L+2}, x_{k-L+1}) \\
 &= \max_{all \hat{X}} \prod_{k=0}^{N-1} \ln f(y_{1,k}, y_{L,k} | x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-L+2}, x_{k-L+1}) \\
 &= \max_{all \hat{X}} \prod_{k=0}^{N-1} \ln \frac{1}{2\pi\sigma_n^2 \sqrt{1-\rho^2}} \exp \left[ \frac{-1}{2(1-\rho^2)\sigma_n^2} (|y_{1,k} - \overline{y_{1,k}}|^2 - 2\rho |y_{1,k} - \overline{y_{1,k}}| \cdot |y_{L,k} - \overline{y_{L,k}}| + |y_{L,k} - \overline{y_{L,k}}|^2) \right]
 \end{aligned} \tag{12}$$

단, 여기서

$$\begin{aligned}
 \overline{y_{1,k}} &= x_k \\
 \overline{y_{L,k}} &= x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+1} \\
 \sigma_n^2 &= E[(y_{1,k} - \overline{y_{1,k}})^2] \\
 &= E[n_{1,k}^2] \\
 &= E[(y_{L,k} - \overline{y_{L,k}})^2] \\
 &= E[n_{L,k}^2] \\
 \rho &= \frac{E[(y_{1,k} - \overline{y_{1,k}}) \cdot (y_{L,k} - \overline{y_{L,k}})]}{\sigma_n^2}
 \end{aligned}$$

그러면

$$\begin{aligned}
 P_N(Y|\hat{X}) &= \max_{all \hat{X}} \prod_{k=0}^{N-1} \ln \frac{1}{2\pi\sigma_n^2 \sqrt{1-\rho^2}} \exp \left[ \frac{-1}{2(1-\rho^2)\sigma_n^2} (|y_{1,k} - x_k|^2 - 2\rho |y_{1,k} - x_k| \cdot |y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}| + |y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}|^2) \right] \\
 &= \max_{all \hat{X}} \left[ C - \sum_{k=0}^{N-1} A (|y_{1,k} - x_k|^2 - 2\rho |y_{1,k} - x_k| \cdot |y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}| + |y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}|^2) \right]
 \end{aligned} \tag{13}$$

여기서 A와 C는 최대화시키면서 버릴 수 있는 상수이다. 결론적으로 Maximum-Likelihood 디코딩은 수신된 신호 열  $Y$ 를 다음과 같이 정의된 메트릭을 최소화시키는 것과 같다.

즉,

$$m_l[Y, \hat{X}] = \min_{\text{all } \hat{X}} \sum_{k=0}^{N-1} \left( |y_{l,k} - x_k|^2 - 2\rho |y_{l,k} - x_k| \cdot |y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}| + |y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}|^2 \right) \quad (14)$$

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

$$m_b[Y, \hat{X}] = \left( |y_{l,k} - x_k|^2 - 2\rho |y_{l,k} - x_k| \cdot |y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}| + |y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}|^2 \right) \quad (15)$$

식 (15)에서 첫번째 항은 수신된 신호의 1차 위상차  $y_{l,k}$ 와 후보 신호  $x_k$ 와의 자승 유클리드 거리이며 세번째항은 수신된 신호의  $L$ 차 위상차  $y_{L,k}$ 와 후보 신호  $x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-L+1}$ 의 곱의 자승 유클리드 거리이다. 두번째 항은 첫번째항과 세번째항의 제곱근의 곱이 되며 이것은 중복되는 계산항으로 버려진다. 따라서 최종적으로 비터비 디코딩의 가지 메트릭은 다음과 같이 된다.

$$m_b[Y, \hat{X}] = \left( |y_{l,k} - x_k|^2 + |y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}|^2 \right) \quad (16)$$

가 된다. 비터비 디코더의 가지 메트릭을 식 (16)과 같이 정의 했을 때  $d_{tree}$ 의 값도 커지며 이와함께 코딩 이득도 커지게 된다. 이러한 다중 심벌 검파의  $d_{tree}$ 와 코딩 이득을 정리하면 표 1와 같다.

다중 심벌 검파 트렐리스 부호화된 MDPSK의 복조 블럭도가 그림 1에 보여준다. 이러한 복조 블럭도와 함께 위의 메트릭을 어떻게 비터비 디코딩에 적용하는가를 검증해야 한다.

이러한 경우 디코딩은 1차 위상차 뿐만 아니라  $L$ 차 위상차의 유클리드 거리에 의존하며 따라서 비터

표 1. 다중 심벌 검파 트렐리스 부호화된 8DPSK의 상태수에 따른 코딩 이득과의 관계  
Table 1. Coding gain for TC 8DPSK with multiple symbol detection.

	노래이스 부호화된 QPSK		다중 심벌 검파를 가진 트렐리스 부호화된 8DPSK	
	채송 자유 유클리드거리	코딩 이득	채송 자유 유클리드거리	코딩 이득
2	2.586	1.1dB	3.755	2.7dB
4	4	3.0dB	4	3.0dB
8	4.586	3.6dB	6.9	5.4dB
16	5.172	4.1dB	7.85	5.9dB

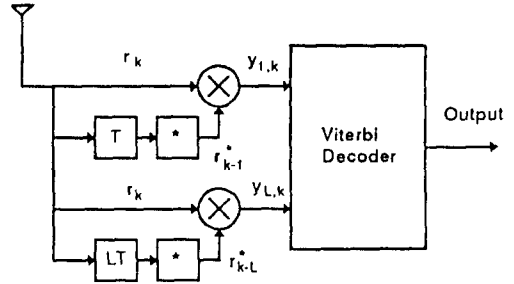


그림 1.  $L$ 차 위상차 메트릭을 가진 트렐리스 부호화된 MDPSK의 복조블럭  
Fig. 1. Demodulation block diagram of TC MDPSK with  $L$ th phase difference metric.

비 디코딩의 가지 메트릭은 식 (16)의 첫번째 항과 두번째 항의 합이 된다. 식 (16)의 첫번째 항은 기존 TCM의 비터비 디코더의 메트릭이며 두번째 항을 계산하기 위해 다음과 같은 알고리즘을 사용한다.

- 단계 1 : 생존 경로(survivor path)를 backward 서치(searching)하여  $t_{k-j}$ 의 상태와  $t_{k-j+1}$ 의 상태 사이의 후보 신호  $x_{k-j}$ ( $t_{k-j}$ 의 상태,  $t_{k-j+1}$ 의 상태)를 발견한다. 단, 여기서  $j = L-1, L-2, \dots, 1$ 이다.
- 단계 2 : 단계 1에서 찾은 후보 신호  $x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-L+1}$ 과 함께  $|y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+1}|^2$ 계산한다.
- 단계 3 : 식 (16)을 사용하여 가지 메트릭을 계산한다.
- 단계 4 : 한상태당 가지의 수(the number of branches per state)만큼 단계 3을 반복한다.
- 단계 5 : 총상태수 만큼 단계 1,2,3,4를 반복한다.
- 단계 6 :  $t_{k+1}$ 에서의 경로 메트릭을 비교하고 갱신하여  $t_{k+1}$ 에서의 생존 경로를 발견한다.
- 단계 7 : 정보 데이터를 디코딩한다.

여기서  $L$ 은 비터비 디코더의 디코딩 지연보다 작아야 한다. 예를들어 그림 2처럼  $L=2$ 와 상태수가 2인 비터비 디코더를 고려하자. 시간  $t_k$ 와 상태 0에서 생존 경로를 backward 서치(search)하여  $x_{k-1}(1,0)$ 를 발견하면 가지 메트릭은  $|y_{l,k} - x_k(0,0)|^2 + |y_{2k} - x_k(0,0)x_{k-1}(1,0)|^2$ 된다. 이러한 절차를 반복함으로써 모든 가지 메트릭과 경로 메트릭을 구할 수 있고 경로 메트릭을 비교함으로써 생존 경로를 구할 수 있다.

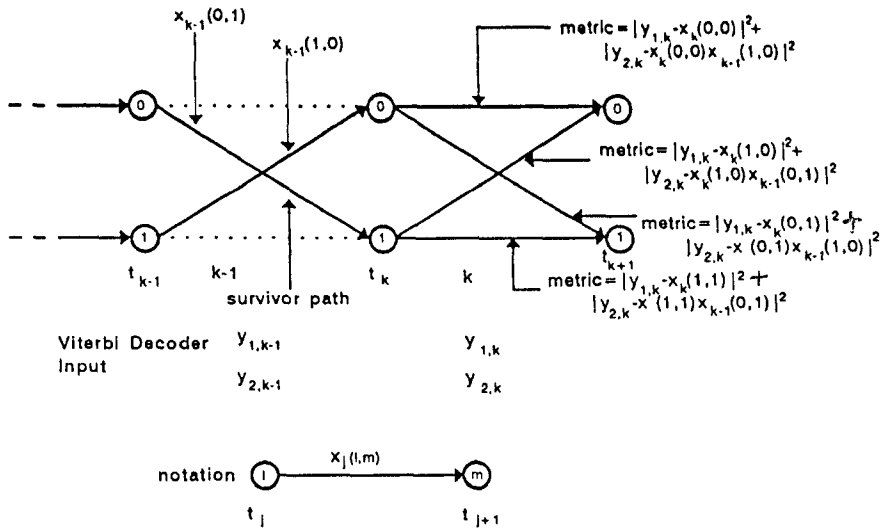


그림 2. L차 위상차 메트릭을 가진 비터비 디코딩의 트렐리스도  
 Fig. 2. Trellis diagram of the Viterbi decoder with the Lth phase difference metric.

#### IV. Simulation

앞에서 MDPSK의 BER 성능 향상을 위한 슬라이딩 방식의 다중 심벌 검파를 가진 트렐리스 부호화된 MDPSK의 시스템을 제안하였다. 본 절에서는 이러한 시스템의 성능을 백색 가우시안 잡음 환경에서 Monte Carlo 방법에 따른 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 성능을 측정해 본다. 이론적으로 TCM의 성능은  $d_{free}$ 에 의해 결정되는 코딩 이득에 달려있고 코딩 이득이 커짐에 따라 BER 성능도 향상되게 된다. TCM의  $d_{free}$ 는 콘볼루션 부호화의 상태수가 증가됨에 따라 커지며 따라서 성능 향상도 기대할 수 있다.

일반적인 트렐리스 부호화된 MDPSK에서 상태수가 4일 때 코딩 이득은 3dB 정도이며 상태수가 8일 때 코딩 이득은 3.6dB 정도이다. 앞에서 제안한 시스템의 상태수에 따른 성능을 측정하기 위해 전송된 신호에 백색 가우시안 잡음이 첨가 되었으며 수신측에서 반송파의 복원이 완전하게 이루어 진다고 본다. 즉 위상의 offset이 없다고 본다. 시뮬레이션은 부호화되지 않은 DQPSK와 트렐리스 부호화된 8DPSK에서 SNR( $E_b/N_0$  :  $E_b$  : 비트 에너지,  $N_0$  : AWGN의 전력 밀도)대 BER 특성을 살펴봄에 상태수는 2, 4, 8, 16 일때를 비교하게 된다. 또한 성능 평가의 중요한 요소인 비터비 디코딩 알고리즘의 경로

메모리의 수  $M$ 은  $5V$ ( $M$ :decision delay,  $V$ :state number)로 한다. 일반적으로  $M$ 이 증가함에 따라 비터비 디코딩의 성능도 향상되나  $M$ 이 너무 크면 decision 지연이 길어지고 이로 인해 계산량과 메모리의 크기가 기하급수적으로 증가하게 된다.  $M$ 의 최적값은 이러한 trade-off 관계에서 적절한 값을 택하게 되고 여러논문에서  $M=5V$  일때 trade off의 최적값으로 하고 있다. [12]

PBRs발생기에서 발생한 데이터를 콘볼루션 부호 화기와 신호 사상기를 거쳐 백색 가우시안 잡음을 통과하고 비터비 디코딩을 거쳐 복조한 후 송신한 데이터와 비교하여 에러사건이 카운트되게 된다. 이러한 시뮬레이션 결과가 그림 3, 그림 4, 그림 5에 보여준다. 디지털 통신 시스템의 데이터 전송을 위한  $10^{-5}$ BER에서 부호화되지 않은 DQPSK의 요구되는 SNR은 12dB이며, 상태수 2인 트렐리스 부호화된 8DPSK의 SNR은 12.6dB, 상태수 4인 8DPSK의 SNR은 10.5dB 상태수 8인 8DPSK의 SNR은 10.2dB, 상태수 16인 8DPSK의 SNR은 10dB가 되어 성능 향상은 -0.6dB ~ 2.0dB가 된다. 여기서 상태수 2일 때는 오히려 부호화되지 않았을 경우보다 0.6dB 성능 저하를 가져온다. 비터비 디코딩은 신호열(sequence) 디코딩 방법으로 상태수에 따라 성능의 변화를 가져오게된다. 상태수가 2일때는 비터비 디코딩의 신호열 디코딩을 할 수 있는 전송 가능한 신호

표 2.  $10^5$  BER에서 트렐리스 부호화된 8DPSK의 성능 향상

Table 2. Performance of TC 8DPSK at  $10^5$  BER.

States	DQPSK v.s TC 8DPSK	DQPSK v.s TC 8DPSK with 2nd phase difference metric	TC 8DPSK v.s TC 8DPSK with 2nd phase difference metric
2	-0.6dB	1.0dB	1.6dB
4	1.3dB	2.5dB	1.0dB
8	1.8dB	2.9dB	1.1dB
16	2.0dB	3.2dB	1.2dB

열들의 개수가 제한되고 에리 propagation에 의해 성능 저하를 가져오게 된다. 2차 위상차의 가지 메트릭을 이용한 트렐리스 부호화된 8DPSK은 부호화되지 않은 DQPSK에 비해서 1.0 ~ 3.2dB의 성능 향상이 있으며 1차 위상차의 가지 메트릭만을 이용한 트렐리스 부호화된 8DPSK의 SNR에 비해서는 1.0 ~ 1.6dB의 성능 향상을 갖는다. 이러한 여러가지 기법과 상태수에 따른 성능 향상이 표 2에 정리되어 있다.

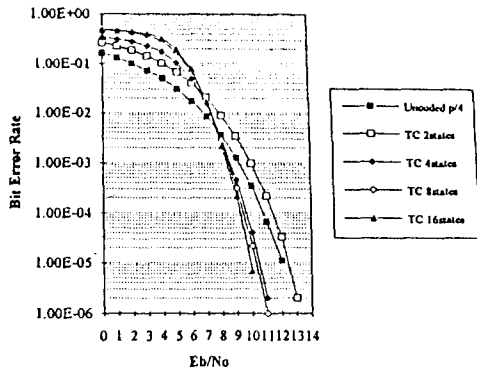


그림 3. DQPSK와 TC 8DPSK의 성능

Fig. 3. Performance of DQPSK and TC 8DPSK.

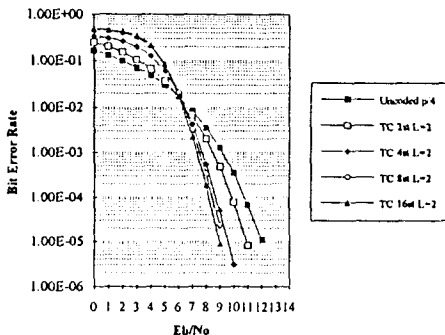
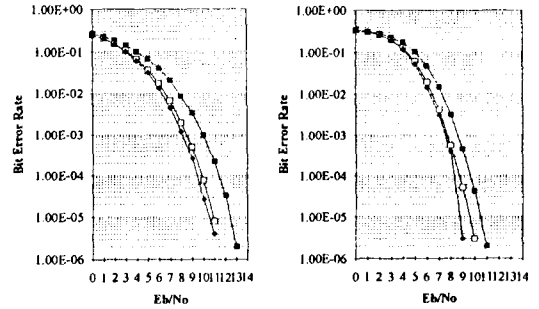


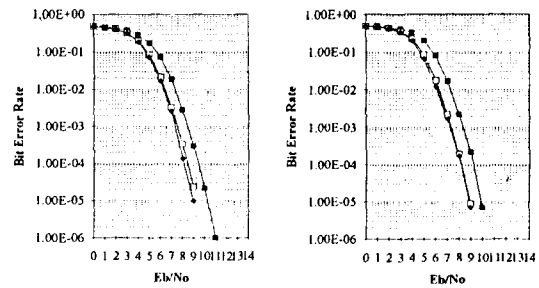
그림 4. DQPSK와 2차 위상차를 가진 TC 8DPSK의 성능

Fig. 4. Performance of DQPSK and TC 8DPSK with 2nd phase difference.



(a) 2 states

(b) 4 states

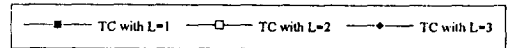


(c) 8 states

(d) 16 states

그림 5. TC 8DPSK와 2차 및 3차 위상차를 가진 TC 8DPSK의 성능

Fig. 5. Performance of TC 8DPSK and TC 8DPSK with 2nd and 3rd phase difference.



V. 결론

최근 몇년동안 여러 변조 방식에 대한 TCM의 적용과 TCM의 성능을 향상시키기 위한 방법이 연구되어왔다. 트렐리스 부호화 변조(TCM)는 전력과 대역폭 면에서 효율적인 디지털 통신 방법이다. 즉, TCM은 똑같은 전력과 대역폭에서 신호 집합을 확장시키고 신호열간의 최소 유클리드 거리를 최대화하도록 신호 집합 분할을 함으로써 콘볼루션 부호화에서 증가된 비트(또는 대역폭)를 흡수하고 또한 코딩 이득을 얻는 기법이다.

MDPSK에서 L차 위상차를 이용한 다중 심벌 검파를 TCM에 적용시키기위해 슬라이딩(sliding) 방식의 다중 심벌 검파(multiple symbol detection)

를 가진 트렐리스 부호화된 8DPSK를 제안하였고 또한 이것을 TCM의 디코딩 기법인 비터비 알고리즘에 적용시키기 위한 방안을 제시하였다. 다중 심벌 검파를 가진 트렐리스 부호화된 8DPSK는 콘볼루션 부호화기의 상태수에 따라 1.0~3.2dB의 성능을 향상시킬 수 있다는 것을 보였다.

#### 参 考 文 献

- [ 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 ] Kamilo Feher, "MODEMS for emerging digital cellular-mobile radio system," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 40, No.2, pp. 355-365, May 1991.
- [ 5 ] D. Divsalar and M.K.Simon, "Multiple-symbol differential detection of MPSK," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-38, No.3, pp. 300-308, Mar. 1990.
- [ 6 ] S. Samejima, K. Enomoto and Y. Watanabe, "Differential PSK system with nonredundant error correction," IEEE Journal Selected Areas Commun., Vol. SAC-1, No. 1, pp. 74-81, Jan. 1983.
- [ 7 ] D. Makrakis, A. Yongacoglu and K. Feher, "Novel receiver structures for systems using differential detection," Trans. Vehicular Tech., Vol. VT-36, No.2, pp. 71-77, May 1987.
- [ 8 ] Domiuc P.C Woug and P. Takis Mathiopoulos, "Nonredundant error correction analysis and evaluation of differentially detected schemes," IEEE Trans. Commun., Vol. 40, No.2, pp. 35-47, Feb. 1991
- [ 9 ] M.K.Simon and D.Divsalar, "On the implementation and performance of single and double differential detection schemes," IEEE Trans. Commun., Vol. 40, No. 2, pp. 278-291, Feb. 1990.
- [10] 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.
- [11] J. G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1983.
- [12] G. David Forney, JR., "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," IEEE Trans. Information Theory, Vol. IT-18, No.3, pp. 363-378, May 1972.
- [13] E. Biglieri, "Ungerboeck codes do not shape the signal power spectrum," IEEE Trans. Information Theory, Vol. IT-32, No.4, pp. 505-596, July 1986.
- [14] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane and M. K. Simon, *Introduction to trellis-coded modulation with applications*, Macmillan, 1991.

著者紹介



朴利洪(準會員)

1962年 10月 10日生. 1989年 2月 부산공업대학 전자공학과 졸업. 1991年 3月 ~ 현재 관동대학교 전자공학과 석사과정. 1989年 2月 ~ 현재 한국방송공사. 주관심 분야는 디지털 통신, 이동통신.

TCM 등임.



全燦宇(準會員)

1964年 8月 22日生. 1987年 2月 홍익대학교 전산학과 졸업. 1992年 8月 ~ 현재 관동대학교 전자공학과 석사과정. 1991年 5月 ~ 현재 삼척산업대학교 전산학과 조교. 주관심 분야는 디지털 통신, 이동통신. TCM 등임.

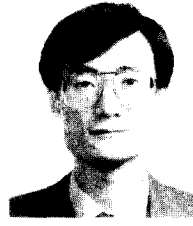
이동통신, TCM 등임.



朴性卿(正會員)

1985年 2月 금오공과대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1989年 2月 연세대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1992年 3月 ~ 현재 연세대학교 전자공학과 박사과정. 주관심 분야는 이동통신, 위성통신

등임.



金宗一(正會員)

1961年 11月 5日生. 1987年 2月 서강대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1989年 2月 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1993年 2月 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사).

1993年 3月 ~ 현재 관동대학교 전자공학과 조교수. 주관심 분야는 디지털 통신, 이동통신, TCM 등임.

康昌彦(正會員)

1960年 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1965年 연세대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1969年 미시간주립대학교 전자공학과 졸업(공학석사). 1973年 미시간주립대학교 전자공학과 졸업((Ph.D). 1967年 ~ 1973年 미시간주립대학교 공학연구소 선임연구원. 1973年 ~ 1981年 노던일리노이대학교 전자공학과 조교수, 부교수. 1982年 ~ 현재 연세대학교 전자공학과 교수. 주관심 분야는 정보통신 등임.