

페이딩 채널에서 트렐리스 부호화된 MDPSK의 다중 심볼 검파

準會員 文郅鉉* 正會員 金翰鍾* 正會員 洪大植* 正會員 康昌彥*

Multiple-Symbol Detection of the Trellis-Coded MDPSK in a Fading Channel

Tae Hyun Moon, Han Jong Kim, Da Sik Hong, Chang Eon Kang *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN) 채널과 디지털 위성 이동 통신 채널인 라이시안 페이딩(Rician fading) 채널에서 다중 TCM(multiple trellis-coded modulation, MTCM)을 적용한 $\pi/4$ shift QPSK와 8DPSK 변조 시스템의 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통하여 분석한다. 검파 방식으로는 다중 심볼 차동 검파 방식을 적용하여 BER(bit error rate)의 향상을 꾀하고, 디코딩 방법은 비터비 알고리즘을 사용한다. 또한 페이딩 채널 환경에서는 연접 에러에 의한 비터비 디코더의 에러 전파를 막기 위해 인터리빙을 사용한다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 다중 TCM과 다중 심볼 차동 검파를 적용한 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK와 8DPSK는 각각 동일한 대역폭 효율을 갖는 부호화하지 않은 차동 변조 방식보다 향상된 성능을 나타내며, 일반적인 차동 검파에 비해 다중 심볼 차동 방식이 보다 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. 또한 페이딩 환경에서는 본 논문에서 사용한 symbol-by-symbol 인터리빙 방법이 지금까지 다중 TCM에 적용되어 온 symbol-pair 인터리빙 방식보다 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, performance of MTCM systems with $\pi/4$ shift QPSK and 8DPSK are analyzed in additive white Gaussian noise (AWGN) channels and Rician fading channels. The multiple symbol detection scheme is introduced in order to improve the bit error rate performance in the detection of the trellis-coded $\pi/4$ shift QPSK and 8DPSK system and is compared with the conventional differential detection scheme. Viterbi algorithm is used as decoding algorithm, and the block interleaving method is used in order to prevent error propagation by burst error in viterbi decoder under fading channels. The simulation results show that the trellis-coded $\pi/4$ shift QPSK and 8DPSK system with multiple symbol detection gives better performance compared to the uncoded DPSK and DQPSK system. Under the trellis-coded $\pi/4$ shift QPSK

*연세대학교 전자공학과 정보통신연구소
Dept. of Electronics, eng., Yonsei Univ.
論文番號 : 94113
接受日字 : 1994年 4月 20日

and 8DPSK system the multiple symbol detection method shows better detection capability than the conventional differential detection method. Also it is confirmed that the symbol-by-symbol interleaving method gives better performance than the symbol-pair interleaving method under fading channels.

I. 서 론

1988년 Divsalar 와 Simon 에 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.^[1] 이 논문에서는 차동 변조 시스템의 성능 향상을 위해, 일반적인 TCM 보다 높은 에러 성능을 얻을 수 있는 다중 TCM 을 $\pi/4$ shift QPSK 와 8 DPSK 에 적용한 트렐리스 부호화된 (trellis coded, TC) M-ary 차동 PSK (MDPSK) 를 구성한다. 그리고 부가 백색 가우시안 잡음 (additive white Gaussian noise, AWGN) 환경과 디지털 위성 통신 채널인 라이시안 페이딩 채널 (Rician fading channel) 환경을 모델링하여 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 제안된 변조 시스템의 성능을 분석한다. 또한 복조방식으로는 일반적인 symbol-by-symbol 차동 검파의 성능을 강화한 다중 심볼 차동 검파 방식을 적용하여 성능 향상을 도모하였다.^{[2][3]} 복조된 심볼은 최적화 복호법인 비터비 알고리즘을 통해 복원된다.

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

논문의 구성은 2장에서 다중 TCM 의 원리와 설계 방법, 그리고 $\pi/4$ shift QPSK 의 원리에 대해서 설명하며, 3장에서는 트렐리스 부호화된 M-ary 차동 PSK 의 구성 및 복조방법에 대해 설명한다. 4장에서는 각 채널에 대한 시스템의 성능을 분석하고, 5장에서 결론으로 이어진다.

II. 다중 TCM 과 $\pi/4$ shift QPSK

1. 다중 TCM (Multiple Trellis-Coded Modulation, MTCM)
 다중 TCM 의 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 TCM 과 동일한 비트 효율을 갖는다. 주목할만한 것은 k 가 1 보다 큰 값을 갖는 경우에는 대칭 변조방식과 결합하여도 d_{free} 가 증가한다는 것이다. 모든 시변 (time-varying) 트렐리스 코드 시스템은 다중 TCM 으로 설계가 가능하다.^[4]

다중 TCM 은 Ungerboeck 에 의해 제안된 신호 집합 분할 (signal set partition) 기법을 이용하지만, 서로 같은 방식으로 분할된 신호 집합들을 벡터함을 통하여 2차원의 신호 할당으로 확장시키는 것이다.^{[5][6]} 2차원의 신호 분할 방법은 그림 1 과 같다.

이와 같은 방법으로 분할된 신호 집합을 각 상태에 2^{nk} 개 만큼의 신호를 할당하여, 트렐리스도에서 가지에 신호를 부여하게 된다. 가지에 신호를 부여하는 방법은 TCM 과 마찬가지로 신호들이 서로 대칭성과 규칙성을 갖도록 하여야 하며, 같은 상태에서 시작되거나 합쳐지는 신호는 같은 부집합내의 신호가 되도록 해야 한다. 그리고 병렬 천이들의 신호는 유클리드 거리가 가장 먼 신호들을 할당한다. 이 경우 모든 k 쌍의 심볼들은 정해진 2^n 개의 분할된 신호 할당점으로부터 선정되며, 각 경로를 구성하는 심볼들을 쌍을 이루어 전송하므로 병렬 경로를 구성하는 심볼쌍 사이의 최소 자승 유클리드 거리 (minimum squared Euclidean distance: d_{min}^2) 는 개별 신호점 사이의

d_{min}^2 의 두배가 된다. 그림 2에서 위와 같은 방법으로 설계한 다중 TCM의 트렐리스도를 보인다.

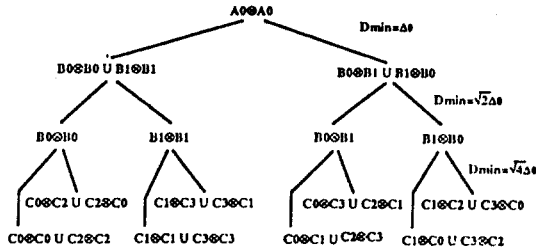


그림 1. TCM의 다차원 (multi-dimension) 신호 집합 분할

Fig. 1. Set partitioning of multi-dimensional signal sets

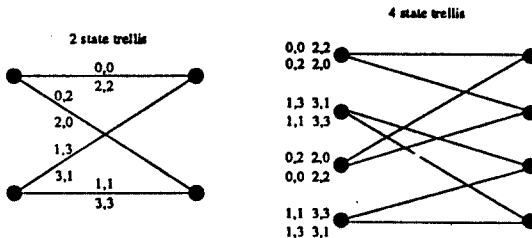


그림 2. 트렐리스 부호화된 4PSK의 트렐리스도 (다중 TCM, 부호화율 2/4)

Fig. 2. Trellis diagram of 2/4 trellis coded 4PSK (MTCM)

2. $\pi/4$ shift QPSK

$\pi/4$ shift QPSK의 변조 블록도가 그림 3에 나와 있다. $\pi/4$ shift QPSK의 정보 비트는 바로 전 신호의 위상에서 $n\pi/4$ ($n=\pm 1, \pm 3$)만큼의 위상 천이를 얻기 위해서 차동 부호화 된다. 전송된 채널 신호들 사이의 위상차는 최대 $3\pi/4$ 보다 작기 때문에 개념적인 진폭 변동은 QPSK보다 감소된다.

차동 부호화기와 신호 사상기는 직병렬 변환기를 통과한 정보 비트 S_I 와 S_Q 로 결정되는 ΔQ_k 와 바로 전 신호 레벨로 전송 신호 I_k 와 Q_k 를 다음과 같이 결정한다.

$$I_k = I_{k-1} \cos(\Delta Q_k) - Q_{k-1} \sin(\Delta Q_k) \quad (1)$$

$$Q_k = I_{k-1} \sin(\Delta Q_k) + Q_{k-1} \cos(\Delta Q_k) \quad (2)$$

즉 $\pi/4$ shift QPSK의 최대 위상 천이는 $3\pi/4$ 로 제한된다. 여기서 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 는 $kT_s \leq t \leq (k+1)T_s$ 기간에서 ± 1 과 $0, \pm 1/\sqrt{2}$ 의 진폭을 취할 수 있다. $\pi/4$ shift QPSK에서 정보는 두 연속된 채널 신호의 위상차에 포함되어 전송된다. 따라서 수신측에서는 정보를 추출하기 위해 두 연속된 신호의 위상차를 검파하여 정보를 복원할 수 있다.

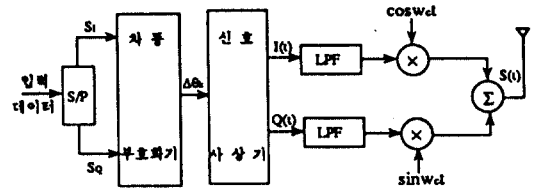


그림 3. $\pi/4$ shift QPSK
Fig. 3. Block diagram of $\pi/4$ shift QPSK

III. 트렐리스 부호화된 M-ary 차동 PSK 변조

1. 트렐리스 부호화된 M-ary 차동 PSK 변조 시스템 본 논문에서 제안한 트렐리스 부호화된 M-ary 차동 PSK 변조 방식은 기존의 $\pi/4$ shift QPSK와 8 DPSK 변조 방식에 다중 TCM을 적용한 시스템이다. 그림 4에서 시스템의 구성도를 보이고 있다.

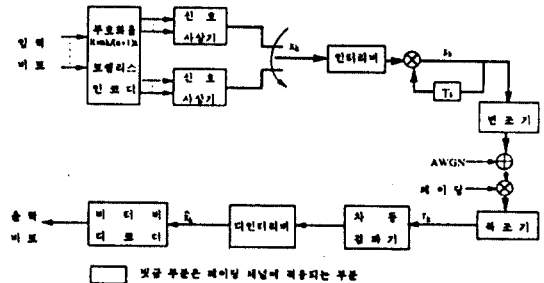


그림 4. 다중 TCM을 적용한 M-ary 차동 PSK 변조
Fig. 4. Block diagram of multiple trellis-coded MDPSK

다중 TCM 부호화기의 신호 매핑 방법은 (2.1) 절에

서 설명한 다중 TCM의 다차원 신호 분할 방법을 통해서 이루어진다. 그림5는 $\pi/4$ shift QPSK에 부호화율 2/4인 다중 TCM을 적용했을 때의 상태 천이도(state transition diagram)를 나타낸다. 이에 따른 콘벌루션 부호화기를 그림6에서 보인다. 또한 그림7은 8DPSK에 부호화율이 4/6인 다중 TCM을 적용한 경우의 콘벌루션 부호화기를 보인다.

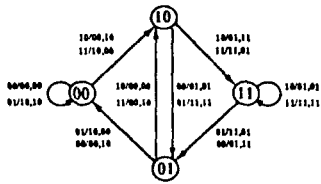


그림 5. 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK의 상태 천이도
(부호화율 2/4, 상태수 4인 다중 TCM)

Fig. 5. State transition diagram of trellis-coded 4 PSK(rate 2/4, 4 state MTCM)

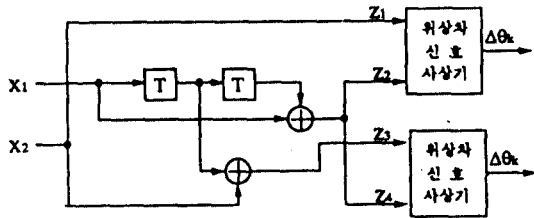


그림 6. 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPSK의 콘벌루션 부호화기
(부호화율 2/4, 상태수 4인 다중 TCM)

Fig. 6. Convolution encoder (2/4 trellis-coded $\pi/4$ shift QPSK)

다중 TCM 부호화기는 그림5의 상태 천이도로부터 구해지는 아래의 입력과 출력의 상태 방정식을 통해, 트렐리스 부호화기를 그림6과 같이 설계할 수 있다. 아래 식에서 x 는 입력, z 는 출력, s 는 D flip-flop의 상태를 나타낸다.

$$z_1 = x_2 \quad (3)$$

$$z_2 = z_4 = s_n^1 \quad (4)$$

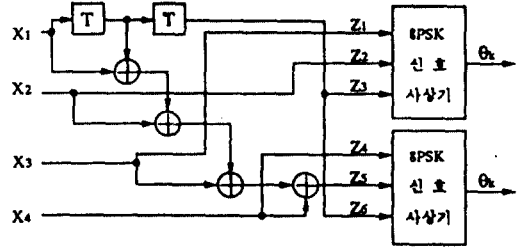


그림 7. 트렐리스 부호화된 8DPSK의 콘벌루션 부호화기
(부호화율 4/6, 상태수 4인 다중 TCM)

Fig. 7. Convolution encoder (4/6 trellis-coded $\pi/4$ shift 8DPSK)

$$s_n^1 = x_1 \quad (5)$$

$$s_n^2 = x_2 \quad (6)$$

$$z_3 = s_n^1 \oplus x_1 \oplus x_2 \quad (7)$$

다중 TCM 인코더를 통해 출력된 신호열은 M-ary 차동 PSK 변조기에 입력되는데, 다중 TCM에서 출력된 k ($k=2$)의 심볼을 하나의 심볼주기(T_s)로 차동 인코딩하여 송신함으로써, 수신측에서는 두 표본화된 구간사이의 위상차만 알고 있으면 송신 정보의 복원이 가능하다. 이렇게 전송된 신호는 AWGN 채널과 페이딩 채널을 통과하게 된다. 페이딩 채널 환경에서는 트렐리스 부호화기의 출력에 인터리버를 사용한다.

수신 신호는 페이딩 채널의 경우 차동 검파(differential detection) 기에서 검파된 후, 디인터리버를 통하여 구성이 바뀌어 비터비 디코더에 입력된다. AWGN의 경우는 복조기를 통해 검파된 심볼이 비터비 디코더에 직접 입력된다. 비터비 디코더는 수신열을 처리하여 일정 기간의 지연 시간후에 디코딩된 신호를 출력한다.

2. 다중 심볼 검파를 이용한 디코딩

이 논문에서는 M-ary 차동 PSK의 여러 성능을 향상시키기 위해 다중 심볼 차동 검파방식을 적용한다. 송신 신호가 차동으로 인코딩되는 M-ary 차동 PSK 시스템에서는 $\phi_k = \phi_{k+1} + \Delta\phi_k$ 인 위상차가 전송되며, 식(8)에서 η 를 최대화 시키는 $\Delta\phi_k, \Delta\phi_{k-1}$ 를

찾는 것이 M-ary 차동 PSK의 최적 디코딩 방법이다.[3]

$$\eta = \left| r_{k-N+1} + \sum_{i=0}^{N-1} r_{k-i} e^{-j \sum_{m=0}^{N-i-2} \Delta \phi^{k-i-m}} \right|^2 \quad (8)$$

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

부호화되지 않은 M-ary 차동 PSK의 경우에는 위의 식(8)에서와 같이 심볼간의 위상차로 주어지는 수신 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(8)의 통계적 최적 결정치는 비터비 알고리즘의 매트릭을 구성하는 트렐리스도의 가지 신호로 표현될 수 있으며, 다중 TCM의 경우는 k=N-1로 다중화 상수와 관찰 심볼의 수를 함께 고려한다.

다중 TCM을 적용한 트렐리스 부호화된 DPSK에서 수신 신호의 pairwise 에러 확률은 다음과 같다.[2]

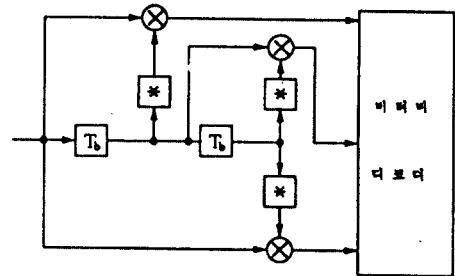
$$P(x \rightarrow x) \leq \prod_{i=1}^B \frac{\exp\{-\frac{E_s}{N_0} \lambda (1-\lambda N) [N^2 - |\delta_i|^2]\}}{1 - \lambda^2 [N^2 - |\delta_i|^2]} \quad (9)$$

이때, $\delta_i \approx \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j \sum_{m=0}^{N-n-2} (\Delta \phi_{k-n-m}^{(i)} - \Delta \phi_{k-n-m}^{(i)}))$

위 식에서 트렐리스 가지의 동가 자승 유클리드 거리는 $N - |\delta_i|^2$ 로 주어진다. $\Delta \hat{\phi}$ 와 $\Delta \phi$ 는 각각 에러가 없는 경로의 신호열과 에러 경로의 신호열을 나타낸다. 이 식은 동가의 자승 유클리드 거리를 갖는 트렐리스 코드로 변형되어 표현될 수 있다. 여기서 사용하는 k=2인 다중 TCM에 대해서 N=3인 경우 이 값은 다음의 식(10)와 같이 나타난다.[2]

$$N - |\delta_i|^2 = |x_{k-1}^{(i)} - \hat{x}_{k-1}^{(i)}|^2 + |x_k^{(i)} - \hat{x}_k^{(i)}|^2 + |x_k^{(i)} x_{k-1}^{(i)} - \hat{x}_k^{(i)} \hat{x}_{k-1}^{(i)}|^2 \quad (10)$$

결국 다중 TCM의 다중 심볼 검파에서 매트릭 값은 i번째 트렐리스 가지에 할당된 신호(xk, xk-1)의 자승 유클리드 거리와 이 두값이 가지는 위상을 Modulo 합으로 더한 신호의 자승 유클리드 거리를 더한 값이 된다. 즉, 다중 TCM 다중 심볼 검파의 에러 성능을 평가하는 매트릭은 그림8과 같이 다중화 상수가 더 큰 다중 TCM의 자승 유클리드 거리인 수학적인 동가 모델로 나타낼 수 있다.



* : complex conjugate product

그림 8. 동가 디코딩 모델 블록도
Fig. 8. Block diagram of equivalent decoding model

3. 인터리빙 (Interleaving)

인터리빙은 페이딩 채널에서 발생하는 연접 에러를 방지하기 위한 가장 일반적인 방법으로, 채널의 통계적인 특성을 고려하지 않고도 사용할 수 있는 장점이 있다. 신호를 전송하기 전에 인터리버에서 일정한 규칙에 따라 전송순서를 바꾸며, 수신기에서는 디인터리버를 사용하여 원래의 순서대로 심볼을 배열한 후 비터비 알고리즘을 이용하여 신호를 복원한다. 이와 같은 과정을 거쳐서 연접 에러를 산발 에러로 바꾸어 줌으로써 수신단에서 산발 에러의 정정 능력을 가진 복호기들이 제 기능을 발휘할 수 있도록 해준다.

일반적으로 사용되는 블록 인터리빙 (block interleaving)은 코드 벡터를 규정된 열의 사각 배열로 정렬하고, 이를 행측으로 전송함으로써 이루어진다. 여기서 정렬되는 코드 벡터의 수를 인터리빙 차수라 한다. 수신단

에서는 같은 방식식으로 수신 데이터열을 열개 묶음으로 써 연접 에러 형태가 수신단의 복호기가 정정할 수 있는 산발 에러 형태로 바뀌어 전송된다. 이 논문에서는 일반적인 symbol-by-symbol 블록 인터리버와 두개의 심볼을 하나의 인터리빙 단위로 처리하는 심볼-쌍(symbol-pair) 블록 인터리버를 사용하여 실험하였다. 즉, 심볼열 (x_1, x_2, \dots, x_n) 이 전송되었을 경우 각각의 인터리버 (16×16) 에서 출력되는 심볼열은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & (x_1, x_{17}, x_{33}, \dots, x_{241}, x_2, x_{18}, x_{34}, \dots, x_{242}, x_{16}, \dots, x_{256}, \dots) \\ & \text{symbol-by-symbol 인터리버} \\ & (x_1, x_2, x_{17}, x_{18}, \dots, x_{241}, x_{242}, x_3, x_4, x_{19}, x_{20}, \dots, \\ & x_{243}, x_{244}, x_{15}, x_{16}, \dots, x_{255}, x_{256}, \dots) \\ & \text{symbol-pair 인터리버} \end{aligned}$$

다중 TCM 은 인접하는 두 심볼이 다차원의 신호 분할 방법을 통해 분할되어 같은 가치에 할당되므로 이들 인접 신호간의 상관관계가(에러 경로의 자승 유클리드 거리가 최대가 되도록 신호 집합 분할을 함.) 존재한다. 이에 따라 두 인접한 심볼들이 페이딩의 영향을 받아도 관계가 줄어들지 않도록 복수개의 심볼을 하나의 단위로 묶어서 인터리빙하는 심볼-쌍 인터리빙 방식을 적용하여 왔다. 그러나 복수개의 연속된 심볼이 페이딩의 영향으로 에러가 발생하는 경우 연접 에러에 의해 비터비 디코더에서 에러 전파가 일어나 에러 성능이 저하될 수 있다. 즉 상관에 의한 에러 정정 능력보다 연접 에러에 의한 영향을 받게 될 가능성이 크다.

그러므로 이 논문에서는 인접된 신호 사이의 상관을 유지하기 위해 2개나 3개의 심볼을 한꺼번에 인터리빙하여 전송하는 인터리빙 기법과 에러 전파를 막기 위한 일반적인 블록 인터리빙 블록 인터리빙 방법을 M-ary 차동 PSK 시스템에 적용하여 그 성능을 비교한다.

이렇게 디인터리빙을 통해서 인터리빙 되기 이전의 신호열로 재배열된 심볼열은 비터비 디코더에 입력되어 트렐리스 코드의 가지 원소로서 사용된다. 비터비 디코더에서는 앞의 식 (10)에서 $N - |d|$ 값의 최소값이 가장 크게 되는 경로를 선택하여 전송된 정보의 추정값을 출력한다.

IV. 실험 결과 및 고찰

1. AWGN 환경에서의 성능 고찰

이 절에서는 AWGN 환경에서 트렐리스 부호화된 M-ary 차동 PSK 의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 알아 본다. 차동 부호화된 신호를 복호하는 방법으로 다중심볼 차동방식을 사용한 시스템이 부호화하지 않는 경우와 일반적인 symbol-by-symbol 차동검파 방식을 사용한 경우에 대해 갖는 성능 향상을 Monte Carlo 시뮬레이션 방법에 의해 측정해본다. 그림9와 그림10은 각각 AWGN 환경에서 트렐리스 부호화된 $\pi/4$ shift QPDK 와 8DPSK 의 BER 성능 곡선이다. 그림에서 'conven'은 일반적인 symbol-by-symbol 차동 검파 방식을 나타내며, 'block'은 다중심볼 차동 검파 방식을 나타낸다. 그리고 '2st, 4st, 8st'는 각각 상태수를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있는 것처럼 다중 TCM 을 적용한 $\pi/4$ shift QPDK, 8DPSK 는 E_b/N_0 가 6~7dB 이상에서 부호화되지 않은 차동 PSK 보다 성능이 좋다. 그림9에서 보는 것과 같이 음성 통신에서 요구되는 에러 확률인 10^{-3} 에서 다중 TCM 을 적용한 $\pi/4$ shift QPDK 는 같은 대역폭 효율을 갖는 부호화되지 않은 차동 PSK 방식인 DPSK 보다 상태수가 4, 8인 경우에 각각 1dB, 1.5dB 정도 성능이 개선됨을 알 수 있다. 또한 데이터 통신에서 요구되는 10^{-5} 의 에러율에서도 다중 TCM 을 적용한 경우가 상태수에 따라 1~2dB 정도 좋은 성능을 보인다. 또한 그림10에서 보는 것과 같이 다중 TCM 을 적용한 8DPSK 는 에러율이 10^{-3} 인 경우, 같은 대역폭 효율을 갖는 부호화되지 않은 차동 PSK 방식인 DQPSK 보다 1~1.5dB 정도 성능이 개선됨을 알 수 있다. 10^{-5} 의 에러율에서도 다중 TCM 을 적용한 경우가 최고 2.5dB 정도 좋은 성능을 보임을 알 수 있다. 모든 시스템에서 상태수가 증가함에 따라 0.5~2 dB 정도 성능이 좋아짐을 알 수 있다.

또한 $\pi/4$ shift QPDK 에서는 검파 방식의 차이에 따른 에러 성능의 차이가 크지 않으나, 8DPSK 에서는 다중 심볼 검파 방식이 일반적인 차동 검파보다 1 dB 정도 우수한 에러 성능을 보인다. 이것으로 변조 시스템의 변조 레벨의 수(M)가 4보다 클 때, 일반적인 symbol-by-symbol 차동 검파 방식은 성능이 크게

떨어지는 반면, 다중 심볼 검파 방식은 성능의 저하가 작음을 알 수 있다.

2. 라이시안 페이딩 채널에서의 성능 고찰

이 절에서는 페이딩 채널에서 인터리빙을 사용한 트렐리스 부호화된 8DPSK의 성능을 살펴본다. 그림 11에서 실험에 사용된 페이딩 시뮬레이터의 블록도를 보인다.^{[7][8]} 여기서 LPF는 도플러 주파수 F_d 와 전송 신호의 심볼 지속 시간 T_s 의 곱으로 정규화된 페이딩 대역폭 ($F_d T$)에 의해 제한되며, 이 대역폭을 조절하여 채널의 페이딩을 결정한다.

이때 인터리빙은 차수가 16×16 인 블록 인터리빙 방법을 사용한다. 트렐리스 부호화된 8DPSK는 부호화되지 않은 DQPSK와 비교된다. 인터리빙은 하나의 심볼을 단위로 인터리빙을 하는 일반적인 블록 인터리빙 방법과 2개의 심볼을 하나의 단위로 인터리빙하는 심볼-쌍 블록 인터리빙 방법을 사용한다. 페이딩 채널을 통과한 신호의 직접파와 간접파의 전력비 (K)가 -10 dB 이고, 이동체의 속도가 40 km일 때의 도플러 천이 주파수 (120 Hz)인 페이딩 채널에서 전송 비트율이 $2,400$ bps인 경우 트렐리스 부호화된 8DPSK의 성능을 분석한다.

그림 12에서 보듯이 AWGN 환경과 마찬가지로 E_b/N_0 가 8 dB에서부터 트렐리스 부호화된 8DPSK는 일반적인 차동 변조 방식인 부호화되지 않은 DQPSK보다 좋은 성능을 보인다. 상태수가 8 인 경우에 가장 좋은 성능을 보이는데, 10^{-3} 의 에러율에서 부호화되지 않은 DQPSK와 3 dB의 차이를 보인다. 상태수가 2 인 경우에는 1 dB, 상태수가 4 인 경우에는 1.5 dB정도 좋은 성능을 보인다.

또한 일반적인 차동 검파 방식보다 다중 심볼 차동 검파 방식의 성능이 좋은데, 상태수에 따라 $0.5 \sim 1$ dB 정도 좋은 성능을 보인다. AWGN 환경과 마찬가지로 다중 TCM 부호화기의 상태수가 증가할 수록 성능이 좋아짐을 알 수 있다.

그림 13에서는 인터리빙 방법의 차이에 따른 BER 성능의 변화를 보인다. 여기서 '2symblol'은 심볼-쌍 블록 인터리빙 방식을 적용한 경우이며, '1symblol'은 symbol-by-symbol 블록 인터리빙 방식을 적용한 경우이다. 그리고 '2st, 4st, 8st'는 각각 상태수를 나타

낸다. 이때 수신단의 검파 방식은 일반적인 symbol-by-symbol 차동 검파 방식보다 좋은 성능을 보인 다중 심볼 차동 검파 방식을 적용한다.

그림에서 보듯이 에러율이 10^{-3} 에서부터 symbol-by-symbol 블록 인터리빙을 적용한 시스템이 좋은 성능을 보이며, 10^{-5} 의 에러율에서 일반적인 symbol-by-symbol 블록 인터리빙 방식은 심볼-쌍 블록 인터리빙 방식보다 상태수에 따라서 $1 \sim 22$ dB 정도 개선된 성능을 보인다. 그러므로 연접 에러에 의한 신호 왜곡을 작게 받는 일반적인 symbol-by-symbol 블록 인터리빙 방식이 다중 TCM을 적용한 변조에 적합한 방식임을 알 수 있다.

또한 같은 페이딩율과 검파 방식에서는 다중 TCM의 상태수가 많을 수록 보다 향상된 성능을 얻는다. 즉 상태수가 늘어남에 따라 인코더와 디코더의 복잡성은 증가하나 성능은 더 좋아짐을 알 수 있다. 상태수의 증가로 $1 \sim 3$ dB의 이득 향상을 얻는다.

V. 결 론

트렐리스 부호화된 M-ary 차동 PSK는 TCM과 M-ary 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 M-ary 차동 PSK는 동일한 대역폭 효율을 갖는 부호화되지 않은 변조 시스템보다 $1 \sim 2.5$ dB 정도 좋은 성능을 나타낸다. 이 경우 트렐리스 부호화기의 상태수가 클수록 보다 좋은 에러 성능을 나타낸다. 하지만 상태수가 증가함에 따라 시스템의 복잡도도 증가한다. 또한 검파 방식으로 다중 심볼 차동 검파 방식을 적용한 것이 일반적인 차동 검파를 적용한 경우보다 1 dB 정도 에러 성능이 우수하다. 페이딩 채널에서는 인터리빙 방법에 따라 성능의 차이를 보이는데, 일반적인 symbol-by-symbol 블록 인터리빙 방식이 지금까지 다중 TCM에 적용되었던 심볼-쌍 블록 인터리빙 방법을 적용한 것보다 좋은 성능을 보인다.

앞으로는 페이딩 환경에서 최적의 성능을 얻을 수 있는 다중 TCM의 신호 집합 분할 방법을 사용함으

로써, 페이딩 채널에서 AWGN 환경의 신호 집합 분할 방법을 사용한 경우보다 향상된 성능을 얻기 위한 연구가 진행되어야 한다.

參 考 文 獻

1. D.Divsalar and M.K. Simon, "Multiple trellis-coded modulation (MTCM)," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-36, No. 4, pp. 410-419, Apr. 1988.
2. 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. 1391-1409, Sept. 1990.
3. D.Divsalar and M.K. Simon, "Multiple Symbol Differential Detection of MPSK," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, No.3, pp. 300-315, March. 1990.
4. G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel phase signals," *IEEE Trans. Information Theory*,

vol. IT-28, pp. 55-67, Jan. 1982.

5. G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part I :Introduction," *IEEE Communications Magazine*, vol. 25, No. 2, pp. 5-11, Feb. 1987.
6. 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.
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. 황인태, 김한중, 강민구, 김종일, 홍대식, 강창연, "다지틀 이동 통신에서 trellis 부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 변조 방식의 성능 분석," 한국 통신 학회 논문지, 제 18 권 제 1호, pp. 69-82, 1993년. 1월.

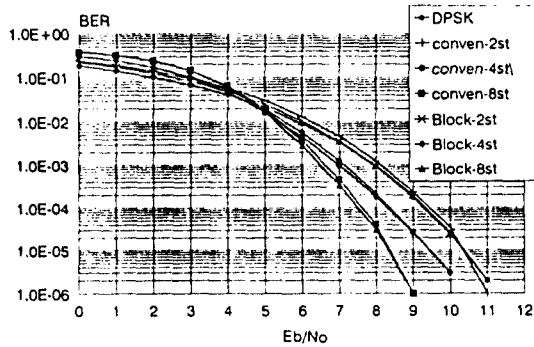


그림 9. AWGN 에서 TC $\pi/4$ shift QPSK 의 성능 (부호화율 2/4 다중 TCM, 상태수 2, 4, 8)

Fig 9. Performance of rate 2/4 multiple trellis-coded $\pi/4$ shift QPSK in the AWGN channel (2, 4, 8, state)

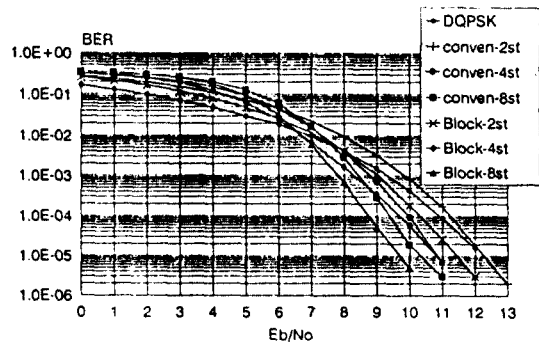


그림 10. AWGN 에서 TC 8DPSK 의 성능

(부호화율 4/6 다중 TCM, 상태수 2, 4, 8)

Fig 10. Performance of rate 4/6 multiple trellis-coded 8DPSK in the AWGN channel (2, 4, 8, state)

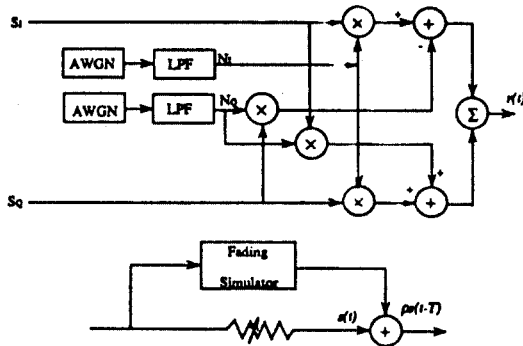


그림 11. 페이딩 시뮬레이터
Fig 11. Fading simulator

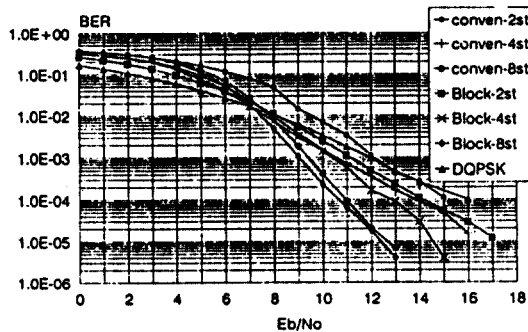


그림 12. 페이딩 채널에서 TC 8DPSK의 성능
(부호화율 4/6 MTCM, 상태수 2, 4, 8)
Fig 12. Performance of 4/6 multiple trellis-coded 8DPSK in the Rician fading (2, 4, 8, state)



文部鉉 (Tae Hyum Moon) 正會員
1963年 11月 6日生
1986年 2月: 延世大學校 電子工學科 (工學士)
1986年 2月 ~ 1991年 3月: (株) 大字 電子 中央研究所 研究院
1993年 8月: 延世大學校 大學院 電子工學科 (工學士)
1993年 9月 ~ 현재: 延世大學校 大學院 電子工學科 (博士課程)

金翰鐘 (Han Jong Kim) 正會員
1963年 4月 20日生
1986年 2月: 漢陽大學校 電子工學科 (工學士)
1988年 8月: 延世大學校 大學院 電子工學科 (工學碩士)
1994年 2月: 延世大學校 大學院 電子工學科 (工學博士)
1994年 9月 ~ 현재: 韓國技術教育大學校 電子工學科 助教授

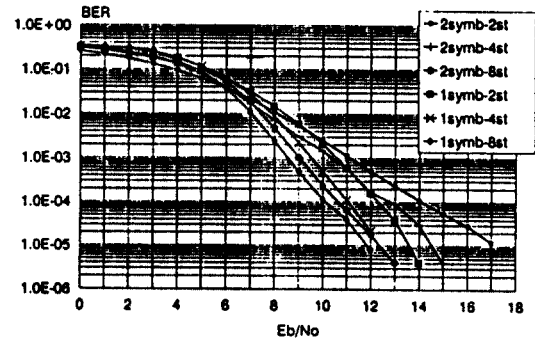


그림 13. 페이딩 채널에서 인터리빙 방식에서 TC 8DPSK의 성능
(부호화율 4/6 MTCM, 상태수 2, 4, 8)
Fig 13. Performance of rate 4/6 multiple trellis-coded 8DPSK in the Rician fading (2, 4, 8, state)



洪大植 (Dae Sik Hong) 正會員
1961年 1月 4日生
1983年 2月: 延世大學校 電子工學科 (工學士)
1985年 2月: 延世大學校 大學院 電子工學科 (工學碩士)
1990年 8月: Purdue University (Ph.D)
1990年 9月 ~ 1991年 7月: Purdue University Post-Doctoral Research Associate
1991年 8月 ~ 현재: 延世大學校 電子工學科 助教授

康昌彦 (Chang Eon Kang) 正會員
1938年 8月 26日生
1960年: 延世大學校 電氣工學科 (工學士)
1965年 延世大學校 大學院 電氣工學科 (工學碩士)
1969年: 美國 미시간주립大學校 大學院 電氣工學科 (工學碩士)
1973年: 美國 미시간주립大學校 大學院 電氣工學科 (工學博士)
1967年 ~ 1973年: 美國 미시간주립大學校 工業研究所 先任研究院
1973年 ~ 1981年: 美國 노던일리노이大學校 電氣工學科 助教授, 副教授
1982年 ~ 現在: 延世大學校 電子工學科 教授
1987年 ~ 1988年: 本學會 副會長
1989年 ~ 1990年: 本學會 會長