

디지털 이동 통신에서 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK
변조 방식의 성능 분석

正會員 黃仁泰* 正會員 金翰鍾* 正會員 姜珉求*
正會員 金宗一* 正會員 洪大植* 正會員 康昌彦*

The Performance Analysis of Trellis-coded $\pi/8$ -shift 8PSK
in Digital Mobile Communication

In Tae Hwang*, Han Jong Kim*, Min Goo Kang*, Chong Il Kim*,
Dae Sik Hong*, Chang Eon Kang* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 디지털 이동 통신 시스템의 열악한 페이딩 채널에 적합한 변복조 반식중의 하나인 $\pi/4$ -shift QPSK 성능을 논하고, 그 성능 개선을 위한 새로운 TCM(trellis-coded modulation)을 적용하여 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 방식을 제안 한다.

기존의 $\pi/4$ -shift QPSK 변조 방식에 TCM의 도입은 요구된 대역폭과 송신 전력과 전송율을 그대로 유지하면서 부호화와 변조를 일체화함으로써 부호화 이득(coding gain)을 얻을 수 있다.

이동 통신 채널에서 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 방식의 시스템 성능을 추정하기 위해서, 가산 백색 가우시안 잡음과 레일레이 페이딩 현상이 존재하는 채널에서, 차량속도 변화에 따른 도플러 효과에 의한 페이딩율이 10Hz와 30Hz인 두 경우에 대해 시스템을 모델링한다.

Trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK에 대한 부호화 이득은 비트 에러 확률을 적용하여 분석하고, 기존 시스템과 새롭게 모델링 되어진 시스템의 개선된 성능을 비교하기 위해, TCM의 상태수를 4, 8, 16으로 선정하여 비교 구현해 본 결과, 상태수가 커질수록 더 좋은 성능을 나타내고, 기존의 $\pi/4$ -shift QPSK 보다 trellis-부호된 $\pi/8$ -shift 8PSK는 가산 백색 가우시안 잡음채널에서는 3~4dB의 부호화 이득을 얻고, 레일레이 페이딩 채널하에서 3~16dB정도의 부호화 이득을 얻을 수 있다.

ABSTRACT

In this thesis, discussion on the performance of the $\pi/4$ -shift QPSK method which is one appropriate method of modulation and demodulation in digital mobile communication systems under a severe fading channel has been made. The $\pi/8$ -shift 8PSK trellis-coded method has been suggested through the TCM(Trellis-Coded Modulation), and has been used for performance improvement.

Including the TCM in the $\pi/4$ -shift QPSK modulating method, the coding gain has been calculated by obtaining the same required bandwidth, transmitted power, data rate and also by

*延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Eng., Yonsei University
論文番號 : 93 - 8 (接受1992. 6. 26)

combining the coding and modulation scheme.

To estimate the improved $\pi/8$ -shift 8PSK method system performance in the trellis-coded mobile communication channel, the system has been modeled for two cases of fading rates, 10Hz and 30Hz, with the Doppler effect for the varying mobile velocity under a channel that has the Rayleigh fading effect and additive white Gaussian noise.

The bit error probability has been used to analyze the coding gain of the trellis-coded $\pi/8$ -shift 8PSK. To compare the improved performance of the original system and the new modeled system, the TCM state number has been changed to 4, 8, and 16 and each case has been calculated individually. As a result, when the state number has been increased, a more improved performance is obtained. The trellis-coded $\pi/8$ -shift 8PSK shows obvious improvement when it is compared to the established $\pi/4$ -shift QPSK. An 3 to 4dB coding gain has been obtained in the additive white Gaussian noise channel and a 3 to 16dB coding gain has been obtained in the Rayleigh fading channel.

I. 서 론

근래에 부각되고 있는 디지털 이동 통신에서는 가산 백색 가우시안 잡음 (AWGN, additive white Gaussian noise)과 더불어 전파경로 손실(propagation path loss), 음영효과 그리고 이동체의 속도에 따라 유발되는 페이딩으로 통신 시스템의 성능이 크게 저하되어 여러가지 문제점을 안고 있다. 특히 이동 통신은 채널 공간의 한정과 송신 전력의 제한 때문에 보다 효율적인 송신을 위해서는 채널특성에 적합한 변조기법과 코딩기법을 도입하는 것이 요구된다. 기존의 통신 시스템을 크게 두가지 측면으로 나누면, 전력 제한 시스템과 대역폭 제한 시스템이 있는데 전자는 가능한 한 최소한의 전력으로 성능을 개선하기 위해 에러 정정 코드(error-correcting codes)를 사용하지만 그로 인해 전송율(data rate)이 증가해서 더 큰 대역폭을 갖게되고[1] 후자는 전송효율을 증가하기 위해서 높은 차수의 변조기법을 사용하게 되지만, 똑같은 신호분할과 에러확률을 위해서 더 큰 전력을 요구하게 된다.

그러므로 기존의 코딩기법과 변조기법이 분리 해석된 통신방식과는 달리 대역 제한된 채널하에서 송신전력과 요구된 대역폭을 증기시키지 않으면서, 동시에 전송율(data rate)을 감소하지 않으면서도 디지털 통신 시스템의 신뢰도를 개선할 수 있는 코딩기법과 변조기법이 일체화된 TCM(Trellis-Coded Modulation)이 논의 되었다.

TCM은 1982년 처음으로 Ungerboeck 에 의해 제안됨으로써 현재는 여러가지 통신 채널 모델에서 이

용되고 있다[2][3][4].

본 논문의 구성은 다음과 같다. II 장에서는 TCM의 개요와 $\pi/4$ -shift QPSK의 변조방식에 대해 알아보고, 시뮬레이션을 위한 $\pi/4$ -shift QPSK의 시스템 모델을 구상 한다. III 장에서는 기존의 $\pi/4$ -shift QPSK에 TCM을 도입해 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 새로운 변조 방식을 제안하고, 시뮬레이션을 위한 채널 모델링과 시스템 모델에 대해 설명한다. IV 장에서는 $\pi/4$ -shift QPSK와 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 두 시스템 모델에 대해 성능을 분석하고, 비교 고찰한다. V 장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. TCM과 $\pi/4$ -shift QPSK 변조방식

2-1. TCM의 개요

TCM(trellis-coded modulation)은 대역폭의 확장이나 전송율의 저하없이 채널 부호를 사용한 효과를 나타내는 채널 부호화와 변복조를 일체화한 방식으로 부호화이득(coding gain)을 얻는 변조 방식이다 [2][3][4][7][8]. 우선 Ungerboeck에 의해 제안된 trellis-부호화된 변조방식에 대하여 알아보자.

2-1-1. Ungerboeck 부호

M-ary 변조는 같은 전력 효율(power efficiency)을 갖는 이진 변조에 비하여 대역폭을 효율성이 좋은 반면 비트 에러 확률면에서 상당한 성능 저하를 보이는 단점이 있다[9]. 한편 비트 에러 확률을 적게하기 위해서 에러 정정 부호를 사용해야 하지만 전송 비트

량의 증가로 대역폭의 증가를 가져온다. 이런 견해에서 증가된 대역폭을 M-ary 변조를 사용하여 상쇄시키면 대역폭의 증가없이 비트 에러 확률의 개선이 있을 수 있다고 생각된다.

그러나 기존의 두 방식의 직접적인 결합으로는 성능 향상을 가져올수 없고 Ungerboeck가 제안한 채널 신호간의 유클리드 거리가 극대가 되도록하는 새로운 부호화 방법을 사용해 부호화와 변조를 일체화한 과정으로 수신단에서 연판정을 이용하여 성능의 향상을 가져올수 있다.

Trellis-부호화 변조 방식은 M-ary 변조 방식의 발전된 형태로 볼수도 있고 기존의 이진 길쌈부호를 M-ary 로 확장한 뒤 새로운 경로차(metric)를 정의하여 연판정으로 복호화를 수행하는 형태로 볼수도 있다.

Ungerboeck에 따르면 두배로 확장된 신호집합 즉 2^k 에서 2^{k+1} 로 확장하면 거의 모든 부호화 이득을 얻을수 있어 trellis-부호화 변조 방식에는 기존의 M-ary 변조에 필요한 신호 집합보다 두배로 확장된 신호 집합을 이용한다[2].

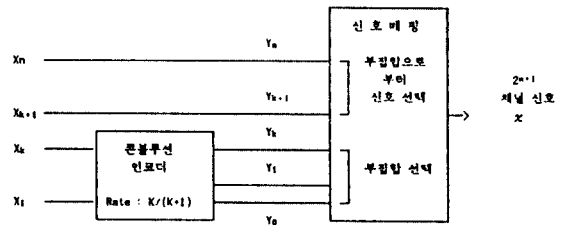


그림 2-1. Ungerboeck 인코더 / 변조기
Fig. 2-1. Ungerboeck Encoder / Modulator

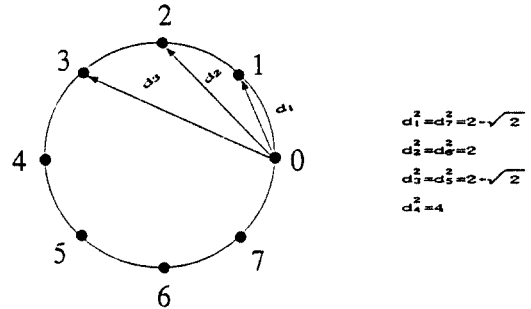


그림 2-2. Trellis-부호화된 8-PSK 신호 성상도와 유클리드 거리

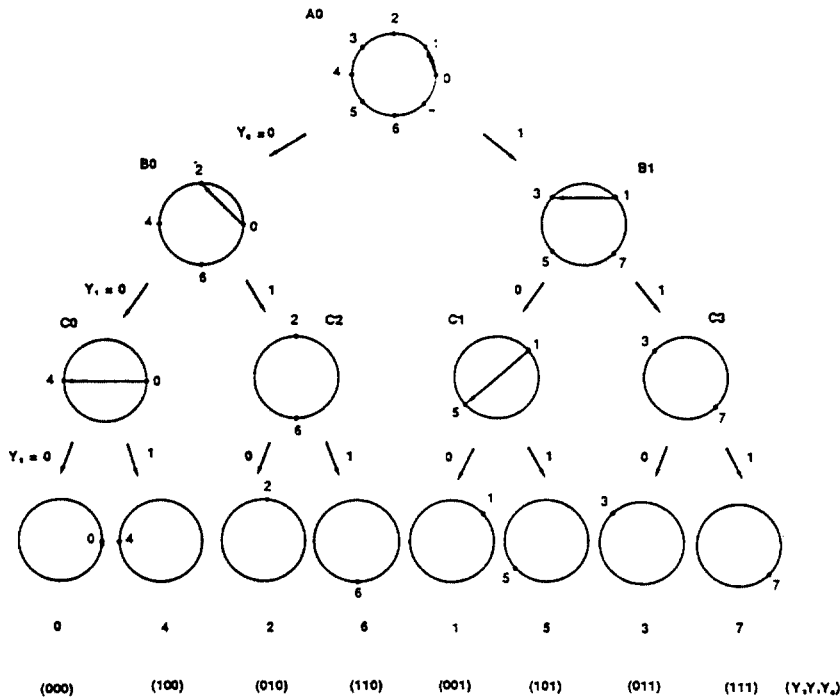


그림 2-3. Trellis-부호화된 8-PSK 신호 집합 분할
Fig. 2-3. Signal set partitioning of trellis-coded 8PSK

Fig. 2-2. Signal constellation and Euclidean Distance of Trellis-coded 8PSK

부호화율 $R=(k/k+1)$ 의 길쌈부호와 2^{k+1} -ary 변조 방식의 결합으로 해석할수 있다. Ungerboeck가 제안한 부호화 변조기는 그림 2-1 과 같다. 여기서 사용된 길쌈부호는 해밍거리가 극대화 되도록 하는 기존부호와는 달리 유클리드 거리가 최대가 되도록 한다. 해밍거리는 채널 신호간의 k비트들 사이의 서로 다른 비트수를 의미하고, 유클리드 거리는 신호 공간 상의 거리를 의미한다.

한 예로, Trellis-부호화된 8-PSK의 신호 성상도와 유클리드 거리를 그림 2-2에 나타내었고, Ungerboeck가 제안한 집합 분할 기법(set partitioning method)에 의해 trellis-부호화된 8-PSK의 신호를 부집합으로 분할하는 방법을 그림 2-3에 보였다. 여기서, 신호점 집합을 부집합으로 분할할때 마다 인접한 신호점간의 유클리드 거리를 $d_1 < d_2 < d_4$ 와 같이 증가하는 방향으로 한다.

본 논문에서 고려되는 병렬 천이 있는 4상태와, 병렬 천이 없는 4상태, 그리고, 8상태와 16상태의 trellis 다이어그램의 표현은 Ungerboeck가 제안한 다음과 규칙을 따르며, 그림 2-4에 보였다.

- 1) 모든 신호점들이 생성될 확률은 같으며 규칙성과 대칭성을 갖는다.
- 2) 병렬 천이의 지로에는 부집합 C_0 또는 C_2 또는 C_1 또는 C_3 의 신호가 할당된다.
- 3) 같은 상태로 부터 천이하여 분기되는 혹은 같은 상태로 천이하여 합쳐지는 지로에는 부집합 B_0 또는 B_1 의 신호가 할당된다.

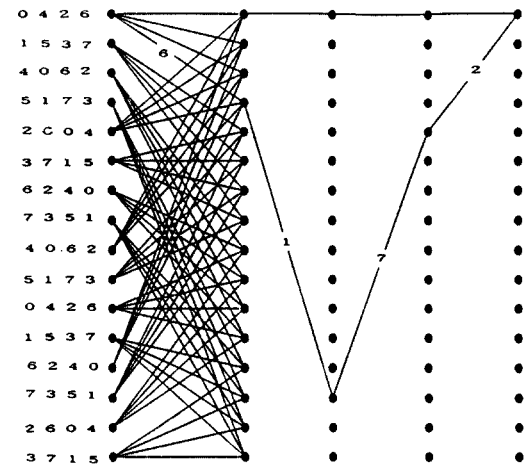
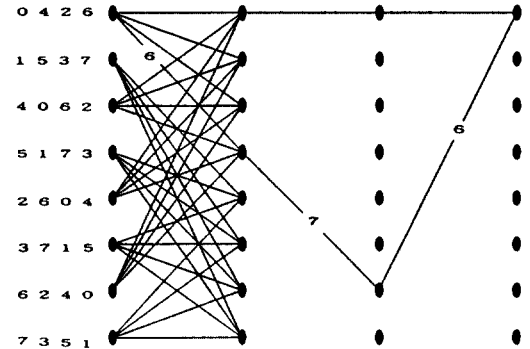
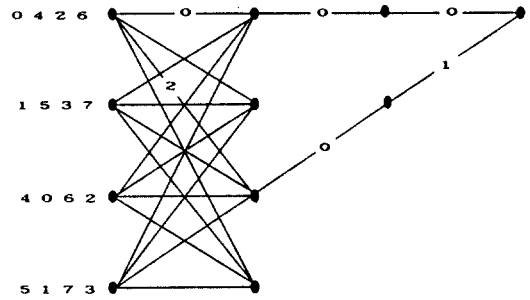
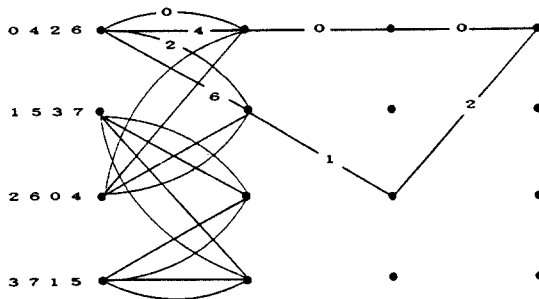


그림 2-4. Trellis-부호화된 8-PSK trellis 다이어그램
 (a) 4 상태 : 병렬 천이가 있는 경우
 (b) 4 상태 : 병렬천이가 없는 경우
 (c) 8 상태 (d) 16 상태

Fig. 2-4. Trellis-diagram of trellis-coded 8PSK
 (a) 4 states : with parallel transition
 (b) 4 states : with no paralld transition
 (c) 8 states (d) 16 states

2-1-2. TCM의 디코딩

Trellis-부호화된 변조 신호를 디코딩 하는데 적합한 비터비 알고리즘을 고려하자. TCM 신호가 Trellis 에 의해서 표현되면, trellis 가지(branch)는 인코더 상태의 천이와 채널간에 전송된 신호와 관련되며, TCM디코더는 trellis를 통한 인코딩된 신호 시퀀스의 패스를 평가하게 된다. 전체 경로차(metric)가 최소가 되는 정보 신호를 얻는다.

일반적으로 디코딩 절차는 크게 두부분으로 나누며 다음과 같다.

- 1) 가지(branch) 경로차를 저의하고, 수신된 신호의 값을 기본으로 가지 경로차를 계산한다.
- 2) 최소한의 경로차(metric)을 갖는 경로를 구한다.

(1) 비터비 알고리즘

본래 비터비 알고리즘은 콘볼루션 코드를 디코딩하기 위해서 1967년에 제한되었다[10]. TCM를 한 데이터를 디코딩하기 위한 비터비 알고리즘은 TCM 인코더를 표현하는 trellis다이아그램에 기초를 두고 있다. 비터비 알고리즘은 trellis다이아그램을 순차적으로 움직이면서 minimum 경로차(metric)를 갖는 패스를 구한다는 개념이다. 부연 설명하다면 우선, 왼쪽의 모든 가능한 패스중에서, 각노드에 대한 가장 작은 부분 패스 경로차(survivor 패스)를 고려하고, 주어진 k단계의 노드에서는 K-1 번째 남아있는 부분 패스 경로차(metric)와 가지 경로차를 더함으로써 그 패스에 대한 K 번째 부분 패스 경로차 값을 결정한다. 그런후 각 노드에 남아있는 패스들 중에서 가장 작은 값을 갖는 패스를 선택하는 것이다.

특히 TCM에서는 병렬천이가 존재하는데, 이때 가지 경로차계산은 수신된 신호 y_k 에 가장 가깝게 놓여 있는 가지 부성상도(subconstellation)에서 심볼 x_k 의 원래의 검파에 기초를 두고 있다.

2-2. $\pi/4$ -shift QPSK 변조 방식의 개요

2-2-1. $\pi/4$ -shift QPSK 시스템

우선 $\pi/4$ -shift QPSK의 변조 방식에 대한 송수신 시스템을 구현해 보자. 입력 단에서, PN(pseudo noise)시퀀스에 의해 생성된 정보 데이터는 비트쌍을 형성하기 위해서 직병렬 변환기(S/P)를 통해 S_I, S_Q 데이터로 분리된후, 차동 부호화(differentially encoding)되어 데이터의 위상 자체보다는 위상의 변화량에 따라 심볼이 전송된다. 여기서 정보 데이터가

차동 부호화되어 신호 매핑 되는 과정을 그림 2-5에 보였고, 차동 위상 부호화기는 다음식과 같은 부호화 과정을 행한다.

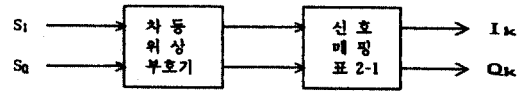


그림 2-5. $\pi/4$ -shift QPSK 신호 매핑
Fig. 2-5. Signal mapping of $\pi/4$ -shift QPSK

$$I_k + jQ_k = (I_{k-1} + jQ_{k-1}) \exp(j\Delta\Phi_k) \quad (2-1)$$

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

$$Q_k = I_{k-1} \sin(\Delta\Phi_k) + Q_{k-1} \cos(\Delta\Phi_k) \quad (2-3)$$

위식에서 I_{k-1}, Q_{k-1} 는 펄스 시간 K-1에서의 동위상(In-phase)과 직교위상(Quadrature-phase)의 심볼값이며, 병렬 데이터 S_I, S_Q 와 위상 변화 $\Delta\Phi_k$ 는 표 2-1와 같은 관계를 맺는다. 위상 측면에서, QPSK 또는 OQPSK 변조 방식의 송신신호는 4개의 위상중 하나를 갖으나, 이와 달리 $\pi/4$ -shift QPSK는 QPSK 신호를 매 신호주기마다 $\pi/4$ 천이시킴으로서 8개의 위상중 하나를 갖는다. 그러나 정보 신호의 절대위상은 4가지 뿐이다.

차동 위상 부호화기의 출력인 I_k, Q_k 는 $\pm 1, \pm 1/\sqrt{2}$ 의 다섯가지의 값을 가질 수 있다. 그림 2-6은 신호 레벨수가 5인 $\pi/4$ -shift QPSK의 신호점 성장도이다.

I_k 와 Q_k 를 $KT \leq t \leq (k+1)T$ 구간에서의 진폭이라고 하면, I_k 와 Q_k 는 이전 신호 I_{k-1}, Q_{k-1} 의 진폭값과 상대 위상차 $\Delta\Phi_k$ 에 의해서 식(2-2)과 식(2-3)처럼 결정된다.

표 2-1. $\pi/4$ -shift QPSK 정보 심볼 (S_I, S_Q)과 위상 변화의 관계

Table 2-1. Relation between information symbol (S_I, S_Q) and phase change for $\pi/4$ -shift QPSK

S_I	S_Q	ϕ_k	$\Delta\Phi_k = \phi_k + \pi/4$
0	0	0	$\pi/4$
0	1	$\pi/2$	$3\pi/4$
1	1	π	$-3\pi/4$
0	1	$-\pi/2$	$-\pi/4$

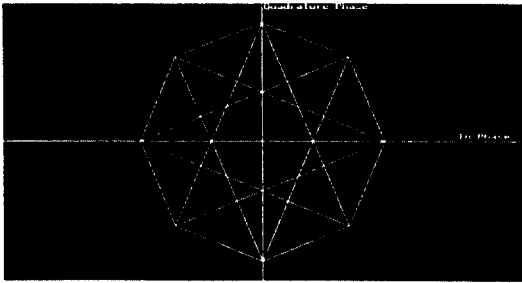


그림 2-6. $\pi/4$ -shift QPSK의 신호점 성상도
Fig. 2-6. Signal constellation of $\pi/4$ -shift QPSK

또한 ϕ_k 를 K번째 신호에 대한 절대 위상값이라 하면

$$I_k = \cos(\phi_k) = \cos(\phi_{k-1} + \Delta\Phi_k) \quad (2-4)$$

$$Q_k = \sin(\phi_k) = \sin(\phi_{k-1} + \Delta\Phi_k) \quad (2-5)$$

식 (2-2), (2-3)는 식 (2-4)와 식 (2-5)로 표현 가능하다.

$\pi/4$ -shift QPSK 변조방식은 송신 정보가 두 신호 사이의 위상차에 완전히 포함되어 있으므로, 수신측에서는 두표본화 구간사이의 위상차만 알고 있으면 송신 정보의 복원이 가능하다. 따라서 지연 검파(differential detection)가 가능하며, $\pi/4$ -shift QPSK의 동기 복조 방법은 K.Feher에 의해 제안된 바 있으나 시플레이션을 위한 수신 시스템은 그림 2-7 과 같다[5].

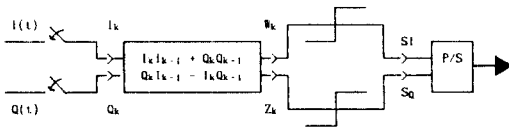


그림 2-7. $\pi/4$ -shift QPSK 기저대의 지연 검파 방식 블록도
Fig. 2-7. Block diagram of baseband differential detector for $\pi/4$ -shift QPSK

그림에서 I_k 와 Q_k 는 각각 동위상과 직교위상의 K번째 수신 신호에 대한 샘플링 값이며 식 (2-6)과 같다.

$$I_k = \cos(\phi_k) \quad Q_k = \sin(\phi_k) \quad (2-6)$$

ϕ_k 는 샘플링 순간에서 절대 위상값이다. 지연 검파후 동위상과 직교위상에서의 복조 출력은

식(2-7) (2-8)과 같다.

$$W_k = I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1} = \cos(\phi_k - \phi_{k-1}) \quad (2-7)$$

$$Z_k = Q_k I_{k-1} - I_k Q_{k-1} = \sin(\phi_k - \phi_{k-1}) \quad (2-8)$$

따라서 복조시에는 $\phi_k - \phi_{k-1}$ 은 $\pm\pi/4, \pm3\pi/4$ 중 하나의 값을 취할 수 있으며, 지연 검파후 출력인 W_k, Z_k 의 값은 $\pm 1/\sqrt{2}$ 중 어느 한 값을 가질 수 있다. 지연 검파후 단지 2레벨 값을 갖는 신호점 성상도는 그림 2-8에 나타내었다.

그러므로, 검파 기준은 식 (2-9)와 (2-10)와 같이 취하여 송신 신호의 복원이 가능하다.

$$W_k > 0 \text{ 이면 } S_1 = 1, W_k < 0 \text{ 이면 } S_1 = 0, \quad (2-9)$$

$$Z_k > 0 \text{ 이면 } S_0 = 1, Z_k < 0 \text{ 이면 } S_0 = 0, \quad (2-10)$$

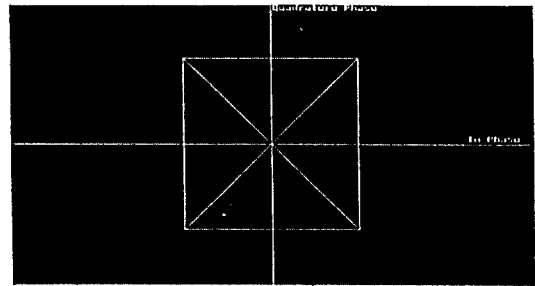


그림 2-8. 지연 검파후 $\pi/4$ -shift QPSK 신호점 성상도
Fig. 2-8. Signal constellation of $\pi/4$ -shift QPSK after differential detection

III. Trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 변조 방식

3-1. TCM과 $\pi/4$ -shift QPSK의 결합

본 논문에서 제안한 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 변조 방식은 기존의 $\pi/4$ -shift QPSK의 변조 방식에 TCM을 도입해 신호 집합을 2^2 에서 2^3 으로 확장한다. 그러므로 부호화율이 $R=2/3$ 인 길쌈부호와 8-ary 변조 방식의 결합으로 해석될 수 있다. 새롭게 제안된 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 집합 분할 기법을 그림 3-1에 나타내었으며, 각 상태에 따른 trellis-다이아그램을 바탕으로 trellis 인코더를 그림 3-2에 설계하였다. 여기서 인코더의 신호 매핑 방법은 표 3-1에 나타내었다. 특히, trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK는 송신정보가 신호점 자체에 있는 일

반적인 trellis-부호화된 8PSK와 달리 두 신호 사이의 위상차에 포함되어 있다.

한편 $\pi/4$ -shift QPSK는 QPSK 신호를 매 신호주기마다 $\pi/4$ 천이시킴으로서 8개의 위상중 하나를 갖고, trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK는 개념적으로 8PSK신호를 매 신호 주기마다 $\pi/8$ 천이시킴으로서 16개의 위상중 하나를 갖게 된다. 하지만 $\pi/4$ -shift QPSK와 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 대역폭 (Bandwidth)은 동일 하며[2], $\pi/4$ -shift QPSK의 정보 신호의 절대위상은 4가지 이며 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 정보 신호의 절대위상은 8가지이다.

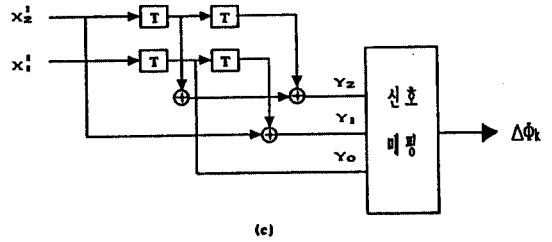
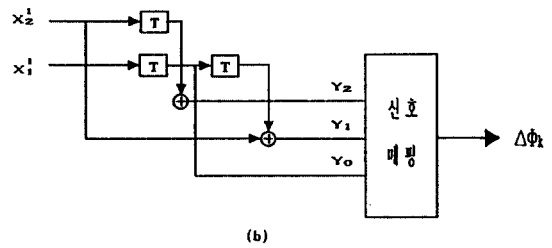
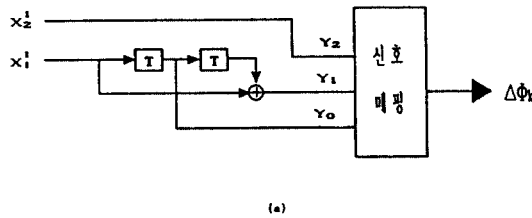


그림 3-2 Trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 인코더

(a) 상태수 : 병렬천이가 있는 경우

(a) 상태수 8 (b) 상태수 16

Fig. 3-2. Encoder of trellis-coded $\pi/8$ -shift 8PSK

(a) 4 states : with parallel transition

(a) 8 states (b) 16 states

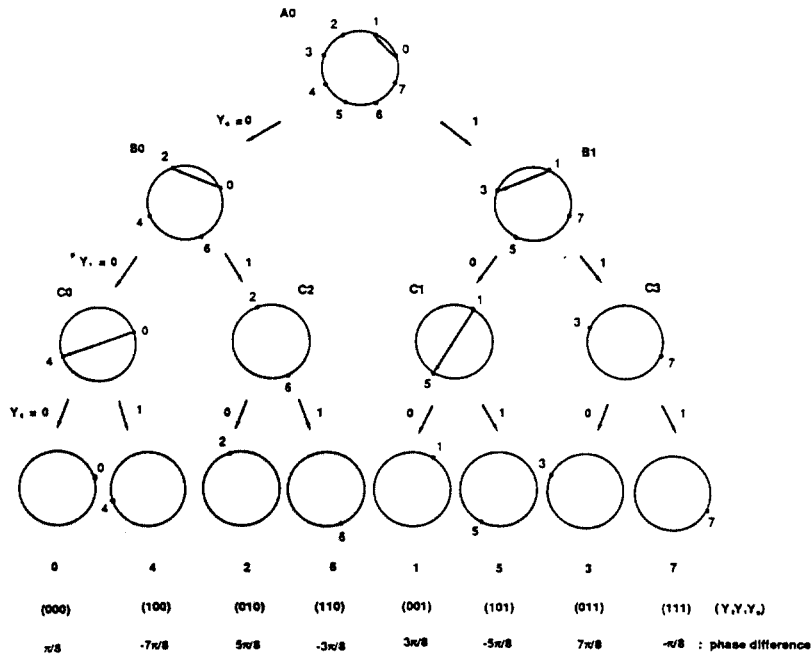


그림 3-1. Trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 의 신호 집합 분할 기법

Fig. 3-1. Signal set partitioning of trellis-coded $\pi/8$ -shift 8PSK

그러나 비선형 증폭시 스펙트럼 확산을 줄이기 위해 식 (2-1)을 사용하여 I_k, Q_k 를 만듦으로써 실제 전송되는 신호의 위상은 $\pi/4$ -shift QPSK 경우 8개, trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK는 16가 되는 것이다. 그림 3-3은 신호 레벨수가 9인 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 신호집 성상도이다.

입력단에서 생성된 데이터는 비트쌍을 형성하기 위하여 직렬 병렬 변환기(S/P)를 통해 S_i, S_0 데이터로 분리되고, trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK는 그림 3-4 처럼 두병렬 데이터가 trellis-부호화하여 정보 비트가 2비트에서 3비트로 확장하면서 신호매핑 된다.

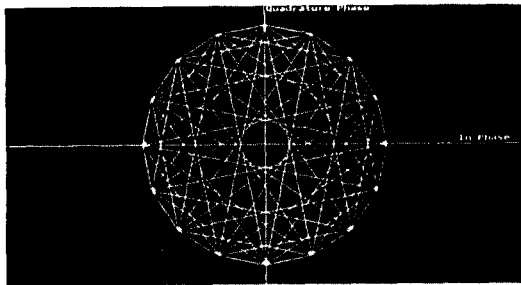


그림 3-3. Trellis-부호화된 $\pi/8$ shift 8PSK의 신호집 성상도
Fig. 3-3. Signal constellation of trellis-coded $\pi/8$ -shift 8PSK

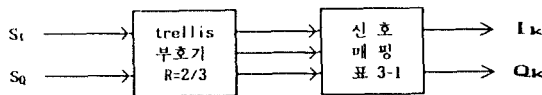


그림 3-4. Trellis 부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 신호 매핑
Fig. 3-4. Signal mapping of trellis coded $\pi/8$ -shift 8PSK

그림 2-5과 그림 3-4를 비교하면 특히 $\pi/4$ -shift QPSK 변조와 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 변조의 차이점은 부호기와 신호 매핑(signal mapping) 부분이었다는 점이다.

Trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 변조방식에서도 송신 정보는 두 신호사이의 위상차에 완전히 포함되어 있으므로, 수신측에서는 두표본화 구간사이의 위상차만 알고 있으며 송신 정보의 복원이 가능하다. 따라서 지연 검파 (differential detection)가 사용되

표 3-1. Trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 신호 매핑정보
심볼($Y_k = Y_1 Y_0$)과 위상 변화의 관계

Table 3-1. Relation between information symbol ($Y_k = Y_1 Y_0$) and phase change for trellis coded $\pi/8$ -shift 8PSK

$(Y_k = Y_1 Y_0)$	ϕ_k	$\Delta\Phi_k = \phi_k + \pi/8$
0 0 0	0	$\pi/8$
0 0 1	$\pi/4$	$3\pi/8$
0 1 0	$\pi/2$	$5\pi/8$
0 1 1	$3\pi/4$	$7\pi/8$
1 0 0	π	$-7\pi/8$
1 0 1	$-3\pi/4$	$-5\pi/8$
1 1 0	$-\pi/2$	$-3\pi/8$
1 1 1	$-\pi/4$	$-\pi/8$

며, trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 복조 시스템은 그림 3-5와 같으며, 그림 3-6는 지연 검파후 4개의 값을 갖는 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 신호집 성상도이다.

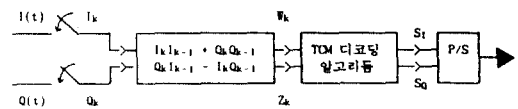


그림 3-5. Trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 복조 시스템
Fig. 3-5. Demodulation sstem of trellis-coded $\pi/8$ -shift 8PSK

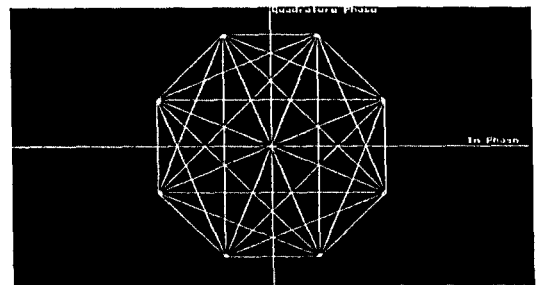


그림 3-6. 지연 검파후 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 신호집 성상도
Fig. 3-6. Signal constellation of trellis coded $\pi/8$ -shift 8PSK after differential detection

Trellis 부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK는 지연검파후 $\pi/4$ -shift QPSK의 경판정에 따라 정보를 복원하는 것과는 달리 최소한의 경로차를 갖는 패스를 구한다는 비터비 알고리즘을 적용함으로써 정보신호를 복원하게 된다.

3-2 시뮬레이션을 위한 $\pi/4$ -shift QPSK와 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 시스템 모델

그림 3-7와 그림 3-8은 $\pi/4$ -shift QPSK와 Trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 시스템 구성도이다. 페이딩에 의한 연접 에러 (BUAST ERROR)를 방지하기 위하여 외부 코드로 BCH인코딩 한후 인터리빙하는데, BCH인코더는 페이딩에 강한 코드율이 낮은 (7, 4)로 했고, 인터리빙 차수는 100으로 정했다[11]. 그런후 직병렬 변환기를 통해 $\pi/4$ -shift QPSK는 입력 2비트로 차동 부호화하여 2비트의 심볼로 신호 매핑을 하고, trellis 부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK인 경우 입력 비트 2비트씩을 부호율2/3인 trellis부호기를

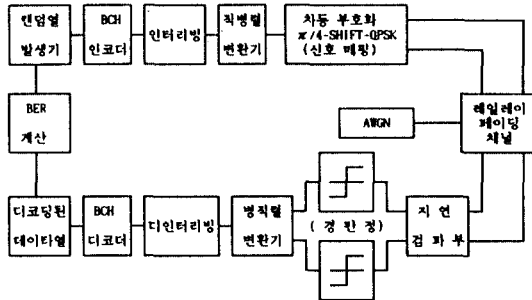


그림 3-7. 시뮬레이션을 위한 $\pi/4$ -shift QPSK 시스템 모델
Fig. 3-7. System model of $\pi/4$ -shift QPSK for simulation

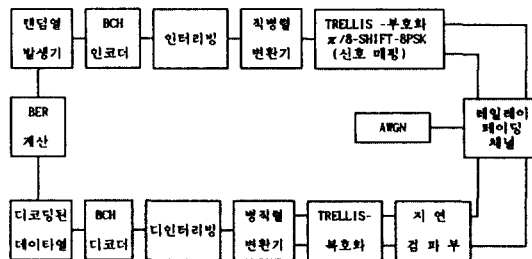


그림 3-8. 시뮬레이션을 위한 trellis 부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 시스템 모델
Fig. 3-8. System model of trellis-coded $\pi/8$ -shift 8PSK for simulation

거쳐 3비트의 심볼을 생성한다. Trellis-부호화된 심볼들은 3비트씩 집합 분할 기법에 따라 매핑(mapping)된다. 이때 부집합내의 신호점간의 유클리드거리는 최대화되는 방향으로 매핑(mapping)한다.

한편 수신단에서는 $\pi/4$ -shift QPSK 변조방식인 경우에는 지연 검파후에, 경판정 하고, 병직렬 변환기를 거쳐 디인터리빙한 다음 BCH디코더를 통과한 후 신호를 복원한다. 끝으로 복원된 데이터와 랜덤열에서 발생한 데이터와 비교하여 에러확률을 구한다. 또한 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK 변조 방식인 경우, 페이딩과 백색 가우시안 잡음에 영향을 받은 수신 신호를 연판정을 사용한 MLSE(maximum-likelihood sequence estimation)방법에 의해 복호화와 복조를 하나의 과정으로 수행한다[12]. 여기서 연판정은 신호 공간상의 위치를 복호기에 알려줌으로서 경판정에서 생길수 있는 불가역적 정보의 손실(irreversible information loss)은 막을 수 있다. 그런후 $\pi/4$ -shift QPSK 변조방식과 똑같은 과정으로 에러확률을 구한다.

3-2-1. Pairwise 에러 확률

길이가 N인 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 송신 신호 시퀀스(sequence)는 식(3-1) 같이 표현할 수 있다.

$$X=(x_1, x_2, \dots, x_N) \tag{3-1}$$

채널을 통과한 수신 신호 시퀀스는 식(3-2) 같다.

$$Y=(y_1, y_2, \dots, y_N) \tag{3-2}$$

또한 k번째 원소 y_k 는 X의 k번째원소와 관련되고, 시간 k번째의 수신신호이며 식 (3-3)와 같이 나타낼 수 있다.

$$y_k = \alpha_k \times x_k + n_k \tag{3-3}$$

여기서 α_k 는 페이딩에 의한 정규화된 진폭변동을 나타내는 랜덤 변수이며, n_k 2인 가우시안 잡음을 나타낸다. 만약 부가 정보가 이용될 수 있으며, 그에 해당되는 부가 정보 시퀀스는 Z로 나타낸다.

이상적인 CSI(channel state information)라는 가정은 부가 정보 랜덤 변수 z_k 와 페이딩 랜덤 변수 α_k 가 동등하다는 의미이다[13]. 또한 이상적인 인터리

빙과 디인터리빙을 가정하므로 시스템 채널은 무기억 채널(memoryless channel)로 가정하며, 일반적인 무기억 채널 모델을 그림 3-9에 나타냈다. 따라서 α_k 는 독립적인 랜덤 변수이며, 채널확률은 식 (3-4)을 만족한다.

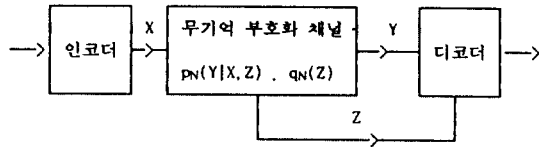


그림 3-9. 일반적인 무기억 채널 모델
Fig. 3-9. General memoryless channel model

여기서 N 은 시퀀스 X, Y, N , 그리고 Z 의 길이이다. 임의의 코딩 채널의 통신 시스템에서, 디코딩 절차는 $m(Y, X; Z)$ 형태의 경로차(metric)를 이용한다. 어떤 경로차가 선택 되든지간에, 심볼 시퀀스의 전체 경로차는 각 채널의 입력과 출력쌍의 경로차의 합으로 표현된다. 즉, 식 (3-6)으로 나타낸다.

$$m(Y, X; Z) = \sum_{n=1}^N m(y_n, x_n, ; z_n) \quad (3-6)$$

최대 확률론적 경로차는 $m(Y, X; Z) = \text{inp}N(Y, X; Z)$ 이다.

pairwise 에러 확률 $P(X \rightarrow \hat{X})$ 는 실제 전송된 시퀀스 $X(x_1, x_2, \dots, x_N)$ 에 대해 부호화된 시퀀스 \hat{X} 를 선택하는 확률로 표현되며, 식(3-7)로 주어진다.

$$P(X \rightarrow \hat{X}) = \Pr\{m(\hat{Y}, \hat{X}; \hat{Z}) \geq m(Y, X; Z) | X\} \quad (3-7)$$

pairwise 에러 확률의 상한식은 Chernoff bound를 이용하여 식(3-8)과 같이 나타낸다[9].

$$P(X \rightarrow \hat{X}) = \prod_{n \in \eta} \{\exp(\lambda[m(y_n, x_n; z_n) - m(y_n, \hat{x}_n; z_n)])\} | X \quad (3-8)$$

여기서 η 는 $x_n \neq \hat{x}_n$ 모든 n 의 집합이다. $\lambda \geq 0$ 은 최적화 될 수 있는 변수이다.

3-2-2. 비트 에러 확률

pairwise 에러 확률로부터 비트 에러 확률의 상한

식을 유도해 보자

$$P(X \rightarrow \hat{X}) = \prod_{n \in \eta} \exp\{-E_s \delta_n / (4N_0)\} = \Pi(Z) \delta_n \quad (3-9)$$

$Z = \exp\{-E_s \delta_n / (4N_0)\} = \exp\{E_b / (2N_0)\}$ 이며 Bhat-tacharyya 변수이다. 이상적인 CSI(channel state information)에서 $\delta_n = \frac{1}{2} |x_n - \hat{x}_n|^2$ 이며, δ_n 은 두 신호시퀀스 X 와 \hat{X} 의 유클리드 거리의 자승을 나타낸다.

평균 비트 에러 확률 P_b 는 식 (3-10)으로 나타낸다.

$$P_b \leq 1/2 (b) \mathcal{E}\{T(D, I)\} / (\mathcal{E}\{I\}) |_{I=1, D=Z} \quad (3-10)$$

여기서 $T(D, I)$ 는 상태 천이 다이어그램의 전달함수이다. b 는 hello천이당 소스 비트수 나타낸다[14].

IV. 성능 분석과 결과 고찰

무기억 채널(memory channel)하에서 부호화된 시스템과 부호화되지 않은 시스템간의 비교를 위해 chernoff bound를 이용하여 TCM의 비트 에러 확률의 상한식을 III장에서 구했다. 여기서 성능 비교를 위해 앞에서 유도한 식 (3-9)와 (3-10)을 사용한다.

4-1. 가산 백색 잡음에서의 두 시스템 성능 비교

우선 원천 데이터는 10^7 랜덤열 발생기에 생성된 랜덤열 데이터를 이용했고, 가산 백색 가우시안 잡음만 존재할 경우, 일반적으로 부호화되지 않은 M/2-PSK와 trellis-부호화된 M-PSK 사이의 성능 비교를 부호화 이득 측면에서 살펴보면 표 4-1 과 같다[2].

표 4-1. M/2-PSK와 trellis-부호화된 M-PSK 성능 비교
Table 4-1. Performance comparison of M/s-PSK v.s. trellis-coded M-PSK

신호 레벨수	상태천이에 따른 병렬 천이수	상태수	M/2-PSK에 대한 M-PSK 부호화 이득 (dB)
8	2	4	3.01
8	1	8	3.6
8	1	16	4.13

본 논문에서는 현재 육상 이동 통신에서 미국과 일본 등지에서 채택한 변조 방식인 4-shift QPSK에 TCM을 적용한 trellis-부호화된 8-shift 8PSK의 성능 고장을 위해서 각 상태수에 대한 비트 에러 성능을 그림 4-1에 나타냈다.

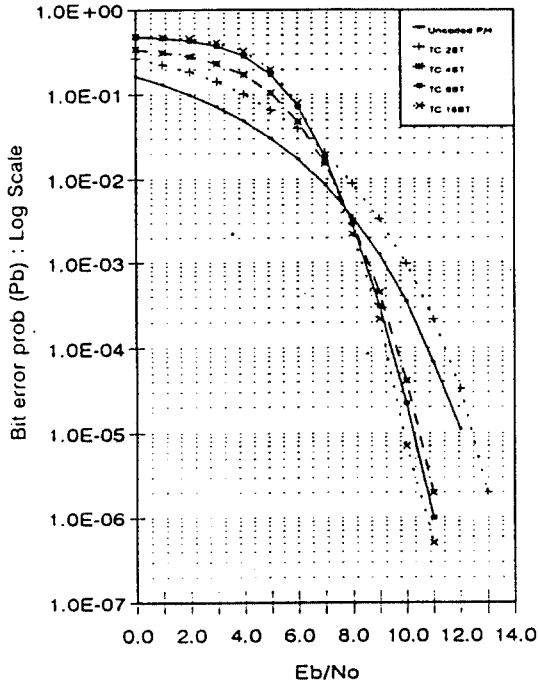


그림 4-1. $\pi/4$ -shift QPSK와 상태수 4, 8, 16인 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 비트 에러 성능

Fig. 4-1. Bit error performance of $\pi/4$ -shift QPSK and trellis-coded $\pi/8$ -shift 8PSK for 4, 8, and 16 state numbers

표 4-2. 가산 백색 가우시안 잡음 채널에서, $P_b=10^{-5}$ 인 경우 각 상태수에 따른 부호화 이득

Table 4-2. Coding gain for the varying state numbers when $P_b=10^{-5}$ in the additive white Gaussian noise channel

상태수	병렬 천이수	부호화 이득(dB)
4	2	2.75
8	1	3
16	1	3.7

비트 에러 성능을 살펴본 결과 4-shift QPSK보다 trellis-부호화된 8-shift 8PSK가 약 3~4dB정도 성능 개선을 보임을 알았고, 표 4-2는 가산 백색 가우시안 잡음 채널에서, 비트 에러 확률이 10^{-5} 인 경우 4-shift QPSK에 대한 trellis-부호화된 8-shift 8PSK의 부호화 이득을 각 상태수에 따라 나타내었다. 여기서 비트 에러 확률을 10^{-5} 으로 설정한 이유는 통신 시스템 신뢰도에 따른 것이다[15][16].

4-2. 페이딩 채널하에서 두 시스템성능 비교

부호화되지 않은 4-shift QPSK에 페이딩율이 10Hz($V=10\text{Km/h}$)인 채널1과 30Hz($V=40\text{Km/h}$)인 채널2를 적용한 결과를 그림 4-2에 보였고, 상태수 4, 8, 16에 대한 두 시스템 성능 분석을 각각 채널 1과 채널2에 대해서 그림 4-3 와 그림 4-4에 나타냈다.

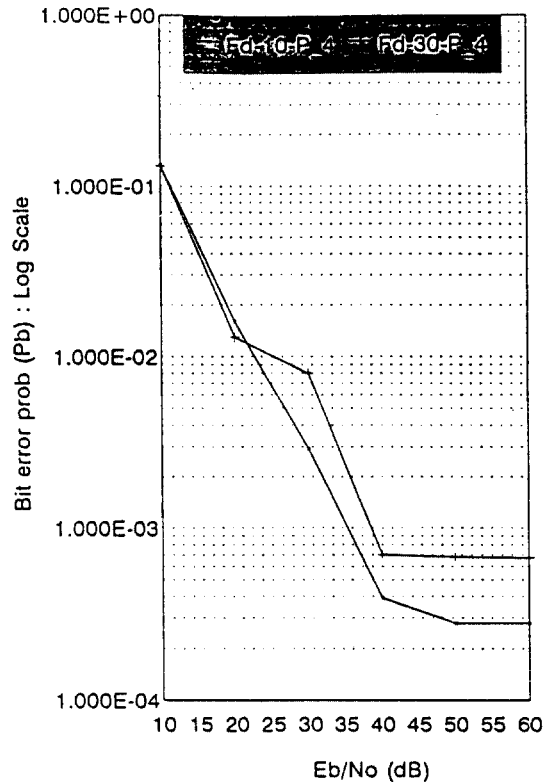


그림 4-2. $\pi/4$ -shift QPSK에서 채널1과 채널2의 비트 에러 성능

Fig. 4-2. Bit error performance of channel 1 and 2 for $\pi/4$ -shift QPSK

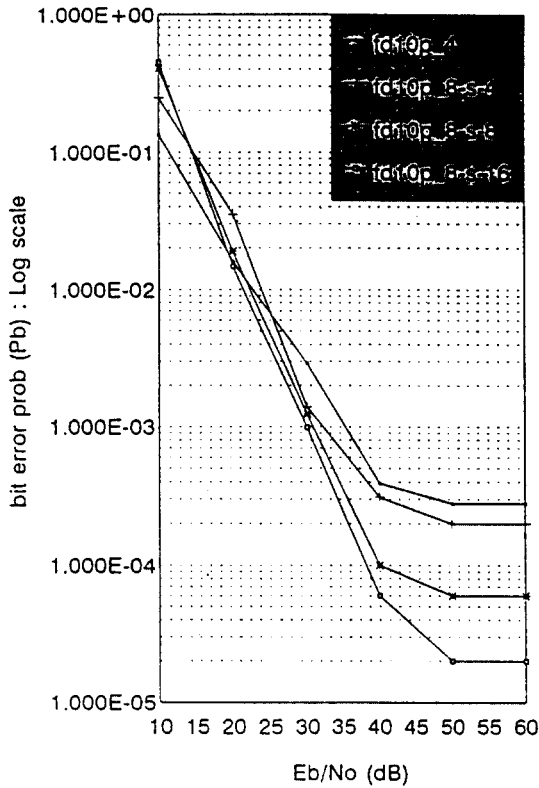


그림 4-3. 채널1에서 $\pi/4$ -shift QPSK와 상태수 4, 8, 16에 대해 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 비트 에러 성능

Fig. 4-3. Bit error performance of $\pi/4$ -shift QPSK and trellis-coded $\pi/8$ -shift 8PSK for 4, 8, and 16 state numbers in channel 1

이동 통신 채널에서 E_b/N_0 가 19dB일때 3%이하의 비트 에러 확률이면 안정된 통신 시스템의 신뢰도를 가질 수 있다[15][16].

부호화되지 않은 4-shift QPSK에서는 40dB에서 error floor(줄일 수 없는 error)현상이 발생했고, 채널2가 채널1보다 더 열악하므로 같은 dB에서도 비트 에러율이 커졌다. 여기서 error floor현상이란 지연 시간이 전송 비트 간격에 비해서 무시할 수 없게 들어오는 주파수 선택성 페이딩 환경하에서 E_b/N_0 를 아무리 높여도 비트 에러 확률이 개선되지 않은 현상을 말한다.

한편 부호화된 시스템에서 error floor현상이 약 50dB에서 일어났고, 채널1에서, 두 시스템을 비교 설명하자면, 상태수 16인 부호화된 시스템은 보호되지

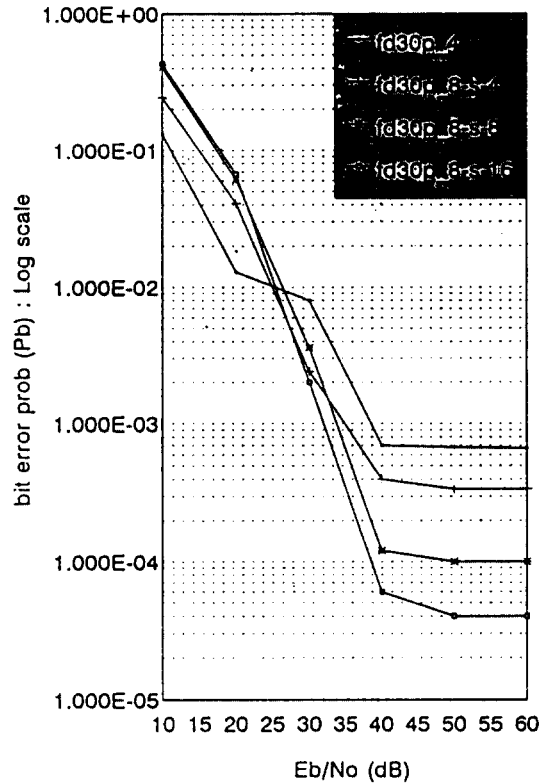


그림 4-4. 채널2에서 $\pi/4$ -shift QPSK와 상태수 4, 8, 16에 대해 trellis-부호화된 $\pi/8$ -shift 8PSK의 비트 에러 성능

Fig. 4-4. Bit error performance of $\pi/4$ -shift QPSK and trellis-coded $\pi/8$ -shift 8PSK for 4, 8, and 16 state number in channel 2

않은 시스템보다 약 16dB 정도 성능개선을 보였고, 채널2에서는 상태수 16인 부호화된 시스템이 부호화되지 않은 시스템보다 약 7dB 정도의 성능 개선

표 4-3. 페이딩 채널1과 채널2에서 $P_b=10^{-3} \sim 10^{-4}$ 인 경우 각 상태수에 따른 부호화 이득

Table 4-3. Coding gain for the varying state numbers when $P_b=10^{-3} \sim 10^{-4}$ in the Rayleigh fading channel 1 and 2

상태수	병렬 천이수	채널1 부호화 이득(dB)	채널2 부호화 이득(dB)
4	2	8	3
8	1	14	5
16	1	16	7

을 나타냈다. 표 5-3 은 페이딩 채널1과 채널2에서, 비트 에러 확률이 $10^{-3} \sim 10^{-4}$ 인 경우에 4-shift QPSK에 대한 trellis-부호화된 8-shift 8QPSK의 부호화 이득을 각 상태수에 따라 나타내었다.

V. 결 론

본 논문에서는 디지털 이동 통신 시스템에 적합한 4-shift QPSK에 TCM을 적용하여 trellis-부호화된 8-shift 8QPSK의 새로운 변조 방식을 구현하고 그 성능 개선을 알아보았다.

성능 개선을 위한 시스템 모델링 과정에서 연립 에러(burst error)를 방지하기 위해 TCM도입 이전에 BCH인코딩을 하고 인터리빙을 수행했고[18], 차량 속도에 따라 페이딩을 10Hz($V=10\text{Km/h}$)인 채널1과 페이딩을 30Hz($V=10\text{Km/h}$)인 채널2를 구상하여 성능을 비교 고찰 하였다.

본 논문에서는 가산 백색 가우시안 잡음(AWGN, additive white Gaussian noise)과 레일레이 페이딩 상태에서 기존 방식인 4-shift QPSK에 TCM을 적용하여 trellis-부호화된 8-shift 8QPSK을 비교한 결과, AWGN채널에서는 기존방식보다 약 3~4dB 부호화 이득을 얻었고, 부호화 시스템 자체에서는 상태수가 클수록 더 큰 성능 개선을 나타냈다. 레일레이 페이딩 상태에서는 각각 채널1과 더 열악한 채널2에 대해 성능 비교를 해본 결과, 마찬가지로 상태수가 커질수록 더 큰 성능개선을 보였으며, 기존 시스템과 비교하면 채널1에서는 약 8~16 dB정도, 채널2에서는 약 3~7dB정도 성능 개선 나타났다.

결론적으로 4-shift QPSK시스템과 동일한 대역폭과 데이터 전송율을 가진 trellis-부호화된 8-shift 8QPSK시스템의 성능 비교 결과, 부호기의 상태수가 클수록 성능 개선이 우수함을 알았고, 또한 페이딩 채널 환경이 덜 열악한 상태에서 더 큰 부호화 이득을 얻음을 알았다.

참 고 문 헌

- G. C. Clark, Jr., J. B. Cain, "Error-Correction Coding for Digital Communications," Plenum Press, New York and London, 1981.
- G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," IEEE Trans. Information Theory, vol.IT-28,pp.55-67,Jan.1982.
- G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part I:Introduction," IEEE Communications magazine, vol.25 no.2, pp.5-11, Feb.1987.
- 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.
- C. L. Liu and K. Feher, "Noncoherent Detection of 4-shift QPSK Systems in a CCI-AWGN Combined Interference Environment," 39th Vehicular technology coherence, vol.1 pp.83-94, 1989.
- S. H. Goode, H.L. Kazecki, and D.W. Dennis, "A Communication of Limiter-Discriminator, Delay and Coherent Detection for 4-shift QPSK," IEEE 40th VTC, pp. 687-694, 1990.
- A. J. Viterbi, J. K. Wolf, E. Zehavi, R. Padovan "A programatic approach to Trellis-coded modulation," IEEE Communications magazine vol.37, no.7, July.1989.
- A. R. Calderbank and J. E. Mazo, "A new description of trellis codes," IEEE Trans. Information Theory, vol.IT-30, pp. 784-791, No.1984.
- J. G. Proakis, Digital Communications, 2nd ed. McGraw-Hill, 1989.
- G. D. Forney, Jr., "The viterbi algorithm," Proc. IEEE, vol.61, pp.268-278, Mar.1973
- 박형진, "이동 통신 페이딩 채널에서의 CONCATENATED 코드 시스템," 연세대학교 석사학위 논문, Feb. 1992.
- G. DAVID FORNEY, JR., "Maximum-Likelihood Sequence Estimation of digital sequences in the Presence of Intersymbol Interference," IEEE Trans. On Information theory, vol.IT-18, No.3, pp.363-378, May.1972.
- J. Hagenauer, "Viterbi decoding of convolutional codes for fading-and burst-channels," 1980 International Zurich seminar on Digital communications, Zurich, Switerland, pp.G2. 1-Gs.7, Mar.1980.
- D. Divslar, "Performance of mismatched receivers on bandlimited channels," ph.D. Dissertation, University of California, Los An-

- geles, Calif., 1978.
15. G.Larson "Receiver Performance for The North American Digital Cellular System," IEEE VTC, pp.1-6, 1991.
16. EIA/TIA INTERIM STANDARD IS-54 Celluar System Dual-Mode Mobile station-Base Station Compativity Standard, Dec. 1989.

黃仁泰(In Tae Hwang) 正會員
 1990년 2월: 전남대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1992년 8월: 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1992년 9월~현재: 금성통신 연구소 CPI팀(연구원)



金宗一(Chong Il Kim) 正會員
 1987년 2월: 서강대학교 전자공학과 졸업
 1987년 3월~1989년 2월: 연세대학교 본대학원 전자공학과 공학석사
 1993년 2월: 연세대학교 본대학원 공학박사 졸업예정



洪大植(Dae Sik Hong) 正會員
 1961년 1월 4日生
 1983년 2월: 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1985년 2월: 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1990년 8월: Purdue University 졸업(Ph.D)

1990년 9월~1991년 7월: Purdue University Post-Doctoral Resear Associate

1991년 8월~현재: 연세대학교 전자공학과 조교수

※주관심분야: 신경회로망 및 정보통신 등임

金翰鍾(Han Jong Kim) 正會員
 1963년 4월 20日生
 1986년 2월: 漢陽大學校 電子工學科 卒業(工學士)
 1988년 8월: 延世大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)
 1988년 9월~現在: 延世大學校 大學院 電子工學科 博士課程

姜珉求(Min Goo Kang) 正會員
 1964년 2월 20日生
 1986년 2월: 延世大學校 電子工學科 卒業(工學士)
 1985년 12월~1987년 1월: 三星半導體通信(株) 通信研究所
 1989년 2월: 延世大學校 大學院 電子工學科(工學碩士)
 1989년 9월~現在: 同大學院 電子工學科 博士課程 在學中



康昌彦(Chang Eon Kang) 正會員
 1938년 8월 26日生
 1960년: 延世大學校 電氣工學科(工學士)
 1965년: 延世大學校大學院 電氣工學科(工學碩士)
 1969년: 美國미시간주립大學校大學院 電氣工學科(工學碩士)

1973년: 美國미시간주립大學校大學院 電氣工學科(工學博士)

1967년~1973년: 美國미시간주립大學校 工業研究所 先任 研究員

1973년~1981년: 美國노던일리노이大學校 電氣工學科 助 教授, 副教授

1982년~現在: 延世大學校 電子工學科 教授

1987년~1988년: 本學會 副會長

1989년~1990년: 本學會 會長