

## 트렐리스 부호화된 8CPFSK의 위성 채널 에러 성능

正會員 李 在 容\* 正會員 洪 大 植\* 正會員 康 昌 彥\*

Performance of the Trellis Coded 8-ary CPFSK  
on a Satellite ChannelJae Yong Lee\* Dae Sik Hong\* Chang Eon Kang\* *Regular Members*

## 要 約

이 논문에서는 CPM과 트렐리스 부호화를 하나의 부호화기로 결합하기 위하여 분할 방법을 적용하며, 트렐리스 부호화된 8CPFSK(8-ary Continuous Phase Frequency Shift Keying)를 구성하고 변조지수 1/4와 1/8에 대하여 위성채널에서의 성능을 분석한다.

실험 결과 트렐리스 부호화된 8CPFSK의 위성채널에서의 성능곡선을 얻고 현재 위성 채널에서 사용 중인 QPSK방식과 비교해본다. 대역효율을 제외하면  $10^{-5}$ 의 SER에서 QPSK 보다 약 2dB 이상의 이득을 얻는다.

## ABSTRACT

In this paper, the new  $2/3$ -rate convolutional codes for 8-ary continuous phase frequency shift keying(CPFSK) with the modulation indices  $h=1/4$  and  $1/8$  are presented. The design of these trellis coded 8-ary CPFSK schemes is based on the CPM decomposition technique. On the satellite channel, the results indicate that trellis coded 8-ary CPFSK with the modulation index  $h=1/4$  achieves about 2dB of gain over the best performance obtained from the QPSK, which is used in the satellite communications, if we exclude a bandwidth efficiency.

## I. 서 론

1965년 Early Bird(INTELSAT 1호) 위성이 발사

된 이래 위성 통신은 그 고유의 특성인 광역성, 동시 보도성 등으로 국제 통신의 주역으로 등장하고 있다. 이에 따라 선진 각국은 디지털 통신 및 신호처리 등 위성 통신에 필요한 기술을 활발히 연구하고 있으며 우리 나라에서도 우리별 1호와 2호를 쏘아올리고 무궁

\* 延世大學校 電子工學科

Dept. of Electronic Engineering, Yonsei University.

論文番號 : 9473

接受日字 : 1994年 3月 10日

화 위성 계획을 추진하는 등, 앞으로 다가올 위성 통신 시대를 준비하고 있다.

그간 통신 수요의 증대에 대처하기 위해 위성 통신 시스템용으로 여러 디지털 변조 방식에 대한 연구가 진행되어 왔다[1]. 그중에서 위성 중계기의 진폭 비선형성의 영향을 덜 받는 정진폭 변조 방식인 CPM(Continuous Phase Modulation)이 주로 연구되어 왔다[1][2]. 또한 이 변조 방식과 트렐리스 부호화를 결합하여 대역 효율과 에러 성능을 개선하는 연구가 진행되어 왔다[3].

지금까지의 트렐리스 부호화된 CPM은 CPM 자체의 연속 위상 부호화기(Continuous Phase Encoder, CPE)와 외부 콘볼루션 부호화기 사이의 결합 문제로 중간에 매퍼를 두어야 한다[4]. 따라서 콘볼루션 부호화기와 연속 위상 부호화기를 함께 묶어서 하나의 부호화기로 구성하는 것이 불가능하다. 그러나 분할 방법을 적용하면 두개의 부호화기를 하나의 콘볼루션 부호화기로 설계하는 것이 가능하다[4]. 이것은 부호화기의 트렐리스 상태 수를 감소시키고 복호기의 복잡도를 줄이며 신호 집합 분할(signal set partition)의 적용을 용이하게 한다[2][5][6].

이 논문에서는 분할 방법을 적용하여 자유 유클리드 거리를 증가시키는 트렐리스 부호화된 8CPFSK(8-ary Continuous Phase Frequency Shift Keying)를 설계하고 기존의 변조 방식과 비교한다. 또한 TWTA(Traveling Wave Tube Amplifier)[7]에 의해 증폭되면서 진폭과 위상에 비선형성 왜곡을 주는 위성 채널을 간략화된 형태로 모델링하여 비선형성을 갖는 환경에서 트렐리스 부호화된 8CPFSK 방식과 현재 위성 채널에서 사용하고 있는 QPSK방식의 성능을 비교 분석한다[1].

논문의 구성은 제Ⅱ장에서 CPM에 효과적인 트렐리스 부호화를 적용하기 위한 분할 방식을 알아보고 효과적인 트렐리스 부호화기를 설계하며 이의 복호방법을 설명한다. 제Ⅲ장에서는 위성 채널을 모델링 한다. 그리고 제Ⅳ장에서 위성 채널에서의 성능을 분석하고 QPSK와 비교하며 제Ⅴ장에서 결론을 맺는다.

## Ⅱ. 트렐리스 부호화된 8CPFSK

### 1. 트렐리스 부호화를 위한 CPM의 분할 (decomposition)

1984년 Massey는 CPM 변조를 연속 위상 부호화기와 메모리 없는 변조기(Memoryless Modulator, MM)로 분할하는 것을 제안하였다[4]. 이와 같은 분할은 부호화기를 변조에 독립적으로 설계할 수 있도록 하며 다양한 부호화기를 CPM과 결합될 수 있게 하여, 각각에 따른 최적 복호기 설계를 가능하게 한다. 또한 CPE가 갈로아 필드 GF(p)의 선형 부호화기이면 CPM 변조기의 부호화기와 외부 콘볼루션 부호화기를 하나의 부호화기로 구현할 수 있다.

트렐리스는 정보에 따른 위상 성분이 임의의 시간 t에서 어떠한 값을 갖는가를 위상상태로 하여 구성한 것이다. 따라서 트렐리스 복잡도를 최소로하려면 위상 궤적의 수가 최소가 되도록 해야 한다. 이를 위해 신호와 위상을 M 레벨의 정보열 U에 대하여 다음과 같이 정의한다.

$$S(t, U) = \sqrt{2E/T} \cos(2\pi f_1 t + \bar{\Psi}(t, U) + \phi_0) \quad (1)$$

여기서  $f_1 = f_0 - h(M-1)/2T$

$$\bar{\Psi}(\tau + nT, U) = R_{2\pi} \left[ 2\pi h R_p \left[ \sum_{i=0}^{n-L} U_i \right] + 4\pi h \sum_{i=0}^{L-1} U_{n-i} f(\tau + iT) + W(\tau) \right], \quad 0 \leq \tau < T \quad (2)$$

이다. 식(1)에서  $f_1$ 은 기본 주파수,  $\phi_0$ 는 초기위상, h는 변조지수, T는 심볼기간, E는 심볼당에너지, 그리고  $\Psi$ 는 위상천이함수를 나타낸다. 또한 식(2)에서  $R_{2\pi}(\cdot)$ 는 모듈라  $2\pi$  연산을 취한 것이며, W( $\tau$ )는 입력 정보와 무관한 식들을 모은 것이다. 이와 같이 정의된 신호는 L-1개의 이전 정보와 시간 0에서 n-L까지의 정보에 의한 현재 위상값으로 완전히 표현할 수 있다. 따라서 CE(Channel Encoder)를 CPE와 결합하여 하나의 콘볼루션 부호화기를 구성하는 것이 가능하며 CPM 자체의 최적화 복호와 채널 부호화기의 복호를 한번에 수행할 수 있다.

### 2. 트렐리스 부호화된 8CPFSK의 설계[8]

트렐리스 부호화된 8CPFSK 시스템을 구성하려면

채널 부호화기가 필요하며 이를 설계할때 부호화기의 코드율은 신호갯수  $M=8$ 일때 아래와 같이 구한다. [3].

$$\gamma = (\log_2 M - 1) / \log_2 M = 2/3$$

그림 1은 8CPFSK( $h=1/8$ ) 모델과 2/3-콘볼루션 부호화기를 연결한 것이며, 그림에서 정보  $U_n$ 과 코드 출력  $W_n$ , 그리고 MMM(Mapped Memoryless Modulator)의 입력은 모두 다음의 관계를 가진 이진 수이다.

$$Z_{i,n} = Z_{i,n}^3 + 2 \cdot Z_{i,n}^2 + 2^2 \cdot Z_{i,n}^1, \quad i=1,2 \quad (4)$$

$$W_n = W_n^3 + 2 \cdot W_n^2 + 2^2 \cdot W_n^1 \quad (5)$$

$$U_n = U_n^2 + 2 \cdot U_n^1 \quad (6)$$

이와 같은 구성에서 트렐리스 부호화는 콘볼루션 부호화기에 의한 부호화 이득을 주고, 신호 집합 분할을 하여 자유 유클리드 거리(free Euclidean distance,  $d^2_{free}$ )의 증가를 가져온다. 그러나 유클리드 거리의 증가를 위해서 신호 집합 분할을 8CPFSK 시스템에 적용해야 한다[2][6]. 신호 집합 분할 방법은 트렐리스 부호화를 할때 항상 이루어져야 하는 것이며, 여기서는 8CPFSK 시스템에 필요한 신호 집합 분할 중 예로 변조지수  $h=1/4$ 일때 "0"상태,  $Z_{2,n}=0$ 인 상태에서 떠나는 신호들의 위상 천이를 그림2에 나타내었다.

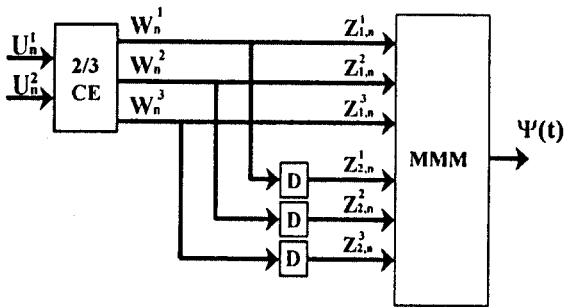


그림 1. 2/3CE와 8-CPFSK의 결합도  
Fig. 1. Block diagram of the combination of 2/3-rate CE and an 8-CPFSK modulator with  $h=1/8$

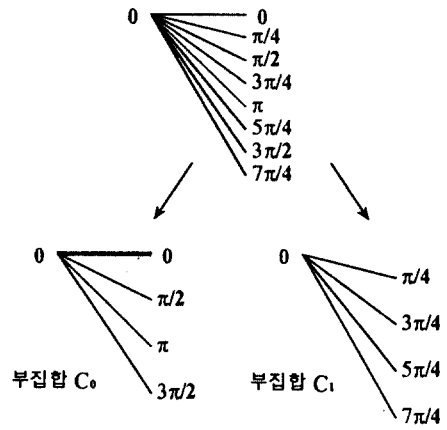


그림 2. "0"상태를 나가는 신호 집합의 부집합 선택  
Fig. 2. Subset partitioning for transitions leaving the 0 state

따라서, "0"상태에서 나가는 신호들 간의 유클리드 거리를 증가시키기 위해서는 그림 2에서 보는 바와 같이  $C_0$ 나  $C_1$ 의 부집합을 선택하여 사용해야 하며, 유클리드 거리를 최대화하는 경우에  $Z_{1,n}$ 이 짝수이면  $C_0$ 를 홀수이면  $C_1$ 을 사용하게 된다. 위와 같은 신호 집합 분할 방법을 7개의 다른 위상 상태에 적용할 수 있고, 이렇게 생성된 16개의 부집합들  $C_i, i=0, 1, \dots, 15$ 에 대하여 위의 신호 집합 분할 방법을 사용하는 경우, 상태  $Z_{2,n}$ 은  $i$ 를 2로 나눈 몫을 가지며  $Z_{1,n}$ 이  $i$ 가 짝수이면 짝수이고 홀수이면 홀수이다. 동일한 방법으로 같은 상태로 들어오는 신호에 대해서도 16개의

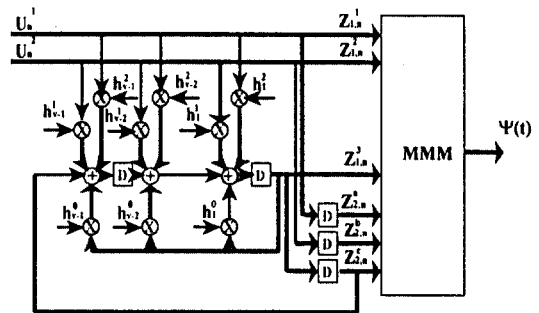


그림 3. 8CPFSK 변조기와 2/3-CE의 최소 상태수 결합 블럭도  
Fig. 3. Block diagram of the minimal combination of a 2/3-rate CE and an 8-ary CPFSK

부집합  $C_i$ 을 사용할 때, 상태  $Z_{1,n}$ 은  $i$ 를 2로 나눈 몫을 갖고,  $Z_{2,n}$ 은  $i$ 가 짝수이면 짝수이고 홀수이면 홀수이다. 앞의 조건을 만족하는 채널 부호화기와 8

CPFSK와의 결합 블럭도중 중복되는 상태를 제거하여 상태를 최소화한 것을 그림 3에 나타내었다.

표 1. 설계된 부호화기 계수와 자유 유클리드 거리  $d^2_{free}$

Table 1. Designed systems and their free Euclidean distance  $d^2_{free}$

변조지수	v	트렐리스상태수	$d^2_{free}$	부호화기계수	기존방식의 $d^2_{free}$	이득(dB)
1/4	2	8	4.00	(5,0,2)	2.00	3.01
1/4	3	16	4.47	(11,6,4)	2.00	3.49
1/8	2	16	2.25	(5,0,2)	2.00	2.39

표 1은 논문에서 구성한 세계의 시스템과 기존 시스템의 자유 유클리드 거리( $d^2_{free}$ )[9]를 보여주며, 설계된 부호화기의 계수값을( $h^0, h^1, h^2$ ) 형태로 기술한 것이다. 설계는 변조지수가 1/4와 1/8인 경우에 대하여 트렐리스 상태수를 8과 16인 경우로 하였다. 표에서 같은 상태수 16을 만들어 주기 위해서 변조 지수 1/4인 경우가 변조 지수 1/8보다 더 복잡한 부호화로 이루어지는 것을 볼 수 있다. 또한 세계의 시스템 모두 기존의 시스템에 비하여 2-3dB의 이득을 얻고 이들 중 변조 지수  $h=1/4$ 이고 상태수 16인 경우가 가장 좋은 성능 이득을 보인다.

3. 트렐리스 부호화된 8CPFSK의 복호

이 논문에서 구성한 트렐리스 부호화된 8CPFSK는 최적화 복호법을 사용하여 디코딩한다[10]. 동기 복조의 경우, 복조단에서는 전송 가능한 모든 신호를 완전히 알고 있고, 전송 신호를 기준으로 MLSE에 의해 추정할 수 있다[11]. 이를 위해 변조기에서는 모든 가능한 입력에 대해 아래 식과 같은 신호의 시퀀스를 정의하여 확률비(likelihood ratio)를 최대로 하는 시퀀스를 선택한다.

$$S_x(t) = \sum_{k=0}^{K-1} s(t-kT; \alpha), 0 \leq t \leq KT \quad (7)$$

여기서 확률비를 최대로 하는 것은 식(7)과 같이 계산되는 매트릭을 최대로 하는 것과 같다.

$$j_x = \int_0^{KT} r(t)S_x(t)dt = \sum_{k=0}^{K-1} l_{xk}$$

$$\text{여기서, } l_{xk} = \int_{kT}^{(k+1)T} r(t)s(t-kT; \alpha) dt$$

그리고 위의 식에서 보듯이 심볼 구간 KT동안의 매트릭  $l_x$ 은 구간 T에서의 매트릭  $l_{xk}$ 의 합이다. 이는 비터비 알고리즘의 매우 편리한 특성이고 반복적인 형태로 다음과 같이 표현한다.

$$l_{x(k+1)} = l_{x(k)} + l_{xk} \quad (9)$$

여기서  $l_{x(k)} = l_x$ 이며, 전송된 심볼의 시퀀스  $\alpha$ 는 변조기의 위상 상태 트렐리스의 한 경로를 지니게 된다. 최적화 복호기의 임무는 트렐리스 속에서 식(8)을 최대로 하는 ML(Maximum Likelihood) 경로를 찾는 것이다. 그러므로 추정된 시퀀스는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\alpha} : \hat{l}_x = \max_{\alpha} l_x \quad (10)$$

심볼 구간  $t=kT$ 에서 변조기의 상태  $\delta_k$ 는 가능한 위상 상태들중의 하나이다. 또한  $t=kT$ 에서 길이 K인 모든 정보 시퀀스들은 식(8)에 의해 주어진 매트릭  $l_x(k)$ 를 가지고 트렐리스에서 한 경로에 상응하는 특징한 위상 상태에 도달하게 된다. 최적화 복호기에서는 트렐리스를 통과하는 가장 큰 경로 매트릭을 구하는 것이다. 따라서  $t=kT$ 에서 각 위상 상태에 대해 이 상태까지 도달하는 경로 중 가장 큰 값의  $l_x(k)$ 를 갖는

경로의 메모리와 그 값을 기억하면 최적화 복호를 수행할 수 있게 된다. 이렇게 하면 나머지의 경로들은 제거될 수 있고, 이것이 비터비 알고리즘의 핵심이다 [8]. 다음 심볼 구간인  $t=(k+1)T$ 에서 경로 메트릭을 계산하기 위해서는 식 (9)처럼 이전 경로 메트릭이 반복적으로 사용된다. 그러므로 각  $k$ 번째 구간에서 복조기는 상태  $\delta_k$ 에서  $\delta_{k+1}$ 로의 모든 천이에 대해 메트릭  $l_{\alpha}(k)$ 를 구해야 한다. 결론적으로 최적화 복조기는 비터비 알고리즘을 수행하기전에 모든  $l_{\alpha}(k)$ 를 계산하는 부분을 별도로 구성해야 한다. 이 부분이 메트릭 계산부이며 이 때, 수신 신호  $r(t)$ 는 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$r(t) = R \{ r(t) e^{j2\pi f_0 t} \} \tag{11}$$

$$= r_I(t) \cos 2\pi f_0 t - r_Q(t) \sin 2\pi f_0 t$$

또한 전송 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$s(t - kT; \alpha_n) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_0 t + v_k(t) + \Theta_k) \tag{12}$$

식 (11)과 식 (12)로부터  $f_0 T \gg 1$ 을 가정하면, 구간  $kT$ 에서 메트릭  $l_{\alpha}(k)$ 은 다음과 같다.

$$l_i = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \phi_m \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} r_I(t) \cos \alpha_i(t) + \int_{kT}^{(k+1)T} r_Q(t) \sin \alpha_i(t) \right\} + \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin \phi_m \left\{ \int_{kT}^{(k+1)T} r_Q(t) \cos \alpha_i(t) + \int_{kT}^{(k+1)T} r_I(t) \sin \alpha_i(t) \right\} \tag{13}$$

여기서,  $m=1, 2, \dots, P$ ,  $j=1, 2, \dots, M^L$   
 $i=1, 2, \dots, pM^L$

식 (13)을 근거로한 복조기의 블럭도가 그림 4에 그려져 있다.

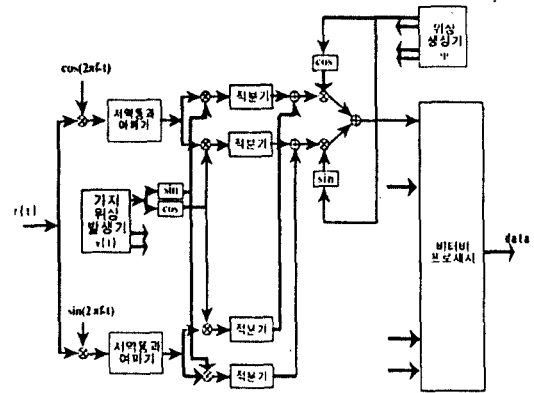


그림 4. CPM신호의 MLSE 동기 복조를 위한 기저 대역 상관 수신기

Fig. 4. Block diagram of the baseband correlation receiver for the ML coherent demodulation of CPM signals

### III. 위성 채널 모델

일반적으로 위성 채널은 AWGN 채널로 모델링하여 시스템의 성능 분석을 하였으며 이는 대체적으로 실제 시스템의 성능과 유사한 오류 특성을 가진다. 그러나 신호 왜곡에 결정적으로 영향을 미치는 TWTA의 비선형성을 전혀 고려하지 않는 것이므로 정확한 성능 실험이 불가능하다.

이 논문에서는 오류 정정 시스템의 성능 실험에서 TWTA의 비선형성의 영향을 고찰하기 위해 그림 5와 같이 위성 채널을 모델링하였다.[1]. 논문에서 구현한 위성 채널 모델은 채널 입력 필터, TWTA, 채널 출력 필터 및 하향 링크 잡음으로 구성되며 하향 링크 잡음은 AWGN으로 모델링 하였다. 채널 필터는 인접 채널의 신호 간섭을 제거하기 위한 것으로 차단 대역에 존재하는 원 신호의 정보가 유실되므로 신호 왜곡을 유발하기도 한다.

TWTA는 위성 통신에서 두 가지 형태의 비선형적인 왜곡 특성을 갖는다[7]. 즉, AM/AM 변환(AM to AM conversion)과 AM/PM 변환(AM to PM conversion) 특성을 갖고 이들은 위성 통신 시스템 설계시 중요한 파라미터로 작용한다. TWTA로부터 얻

을 수 있는 전력을 최대화하기 위해서는 TWTA의 특성을 정확히 분석하여 왜곡에 의한 성능 저하를 최소화하고 출력 신호 전력을 최대화할 필요가 있다. TWTA에 대한 등가 대역 통과(equivalent bandpass) 비선형 모델에는 진폭-위상 모델(amplitude-phase mode)과 직교 모델(quadrature model)이 있다.

이 논문에서는 Saleh에 의해 제안된 진폭-위상 모델을 사용한다. Saleh의 모델은 진폭-위상 함수를 두 개의 파라미터 만으로 표현할 수 있게 한다.

$$x(t) = r(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t)] \quad (14)$$

여기서

$r(t)$  : 변조된 신호의 진폭

$\psi(t)$  : 변조된 신호의 위상

이라 하면 증폭기 출력 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$Y(t) = A[r(t)] \cos[\omega_0 t + \psi(t) + \Phi[r(t)]] \quad (15)$$

여기서  $A(r)$ 은  $r$ 에 대한 기함수로서 AM/AM 변환 특성을 보이고  $\Phi(r)$ 은 AM/AM 변환 특성을 보이는  $r$ 의 우함수이다. 또  $A(r)$ 과  $\Phi(r)$ 은 두개의 파라미터를 이용하여 다음의 두 식과같이 표현된다.

$$A(r) = \alpha r / (1 + \beta r^2) \quad (16)$$

$$\Phi(r) = \alpha r^2 / (1 + \beta r^2) \quad (17)$$

이 경우,  $r$ 값이 클수록  $A(r)$ 은  $1/r$ 에 비례하여  $\Phi(r)$ 은 상수 값으로 근접한다. 위와 같은 형태의 모델을 진폭-위상 모델이라 한다.

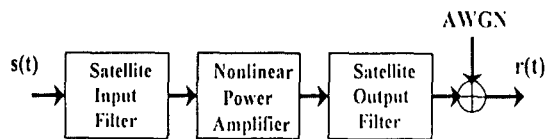


그림 5. 간략화된 위성 채널 모델의 블럭도  
Fig 5. Block diagram of the symplified model of Satellite Channel

#### IV. 실험 및 결과 고찰

위성 채널에서 성능을 평가하기 위해 현재 위성 채널에서 사용중인 QPSK를 비교 시스템으로 선택하였으며 그림 6은 QPSK의 위성 채널 실험 결과이다. 그

림에서  $a$ 는 AWGN 채널에서 QPSK의 성능 곡선이다. 실험 결과 QPSK는 TWTA의 비선형 왜곡으로 AWGN에서의 성능보다 좋지 않음을 알 수 있으나 IBO(Input Back Off)를 조정해 주면 TWTA의 선형 영역을 사용하게 되어 성능 향상을 꾀할 수 있음을 볼 수 있다. 그림에서 IBO가 증가함에 따라 성능 곡선이 QPSK의 AWGN 곡선쪽으로 이동하는 것을 볼 수 있다.

위성 채널에서 사용한 시스템은 트렐리스 부호화된 8CPFSK중 가장 좋은 성능을 주는 변조지수  $1/4$ , 상태수 16인 시스템이다. 그림 7은 이 경우의 위성 채널 성능 곡선을 보이며  $a$ 는 AWGN 채널에서 얻을 수 있는 이론적인 값이다. 실험으로 트렐리스부호화된 8CPFSK는 QPSK와 다른 성질을 갖고 있으며 IBO를 증가시켜도 성능 곡선의 변화가 거의 없음을 관찰할 수 있다. 이것은 CPM의 정진폭 성질로 비선형 왜곡의 영향에 강한 것을 보여준다. 실험에서 IBO를 조정하는 것은 비선형 왜곡을 관찰하기 위한 것일뿐이며, 사실 IBO를 조정하면 증폭이득에 손실이 있어 성능향상은 큰의미가 없다.

그림8은 IBO가 0dB, 백오프를 하지 않은 경우에 대한 두 시스템의 비교 곡선이다. 그림에서  $a$ 는 트렐리스 부호화는 8CPFSK( $h=1/4:16$  상태)의 AWGN에서의 성능 곡선을 그린 것이고  $b$ 는 이 시스템의 위성 채널 실험 결과를 그린 것이다.  $b$ 곡선의 아래 부분에서 AWGN 채널의 성능 곡선( $a$ )을 따라가지 못하는 것을 발견할 수 있으며 이것은 위성 채널 자체의 왜곡으로 위성 채널의 에리 바운드가 AWGN 채널의 에리 바운드 보다 위에 있기 때문에 얻어지는 결과이다. 곡선  $c$ 는 AWGN에서 QPSK의 성능 곡선 이론치를 그린 것이다. 그리고 곡선  $d$ 는 QPSK의 위성 채널에서의 실험 곡선이며 위성 채널에서 트렐리스 부호화된 8CPFSK가 QPSK(곡선  $d$ )에 비하여 성능이 월등히 우수함을 알 수 있고  $10^{-5}$ 의 SER에서 QPSK의 에리 성능보다 약 2dB이상의 이득이 있다. 그러나 이것은 대역효율을 일치시키지 않은 결과이므로 부호화된 8CPFSK가 꼭 좋다고는 할 수 없고 QPSK를 부호화하게 되면 더 좋은 성능을 내게되어 수치의상의 이득은 별로 의미가 없다. 다만 8CPFSK도 위성채널에서 우수한 특징과 성능을 보여줌을 관찰할 수 있었다.

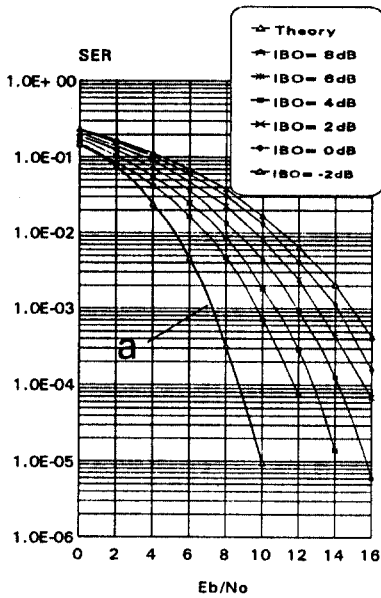


그림 6. 위성 채널에서 QPSK의 SER 곡선  
Fig. 6. Symbol error rate(SER) of the QPSK on the Satellite Channel

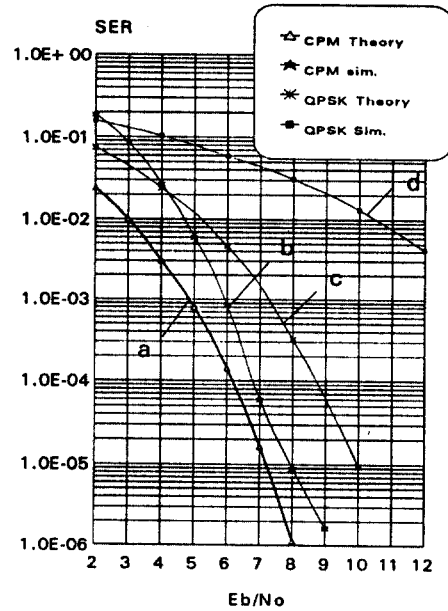


그림 8. 위성 채널에서 QPSK와 트렐리스 부호화된 8CPFSK의 비교(IBO=0dB)  
Fig. 8. SER comparison between the QPSK and the trellis coded 8-ary CPFSK on the Satellite Channel with IBO=0dB.

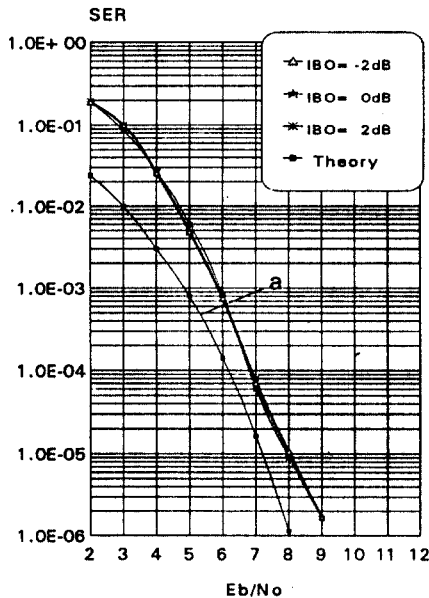


그림 7. 위성 채널에서 트렐리스 부호화된 8CPFSK의 SER 곡선  
Fig. 7. SER of the trellis coded 8-ary CPFSK on the Satellite Channel

### V. 결 론

위성 통신과 같이 비선형성을 포함하는 시스템에서는 주파수 효율이 우수하고 정진폭을 가지는 CPM이 적당하다. 또한 트렐리스 부호화된 8CPFSK는 CPM과 TCM을 결합한 형태로 대역폭과 에너지 특성이 뛰어나다. 위성 채널에서 변조 지수 1/4인 트렐리스 부호화된 8CPFSK가 QPSK보다 여러 성능이 우수하며  $10^{-5}$ 의 SER에서 약 2dB 이상의 개선을 보인다. 그러나 이 경우 대역폭에서 QPSK보다 1.6배, 위상천이 함수를 조정하면 1.2배를 차지하여 꼭 우수하다고는 할 수 없다. 다만 실험으로 위성채널에서 트렐리스 부호화된 8CPFSK의 성능을 얻었고 QPSK와 비교하여 QPSK는 비선형 증폭기 TWTA의 영향으로 여러 성능이 심하게 감소되나 트렐리스 부호화된 8CPFSK는 비선형 왜곡에 큰 영향을 받지 않음을 알

수 있었다. 결과적으로 비선형성을 갖는 위성 채널에서 CPFSK의 정진폭 특성으로 지금 위성통신에서 사용하는 QPSK보다 좋은 특성을 보이고 대역효율을 개선한다면 실제의 위성통신에서 적용가능함을 보였다.

참 고 문 헌

[1] L. C. Palmer, "Computer Modeling and Simulation of Communications Satellite Channels", *IEEE J. on Select Area Comm.*, vol. SAT-2, no. 1, pp. 89-102, Jan. 1984.

[2] Bixio E. Rimoldi, "Design of coded CPFSK Modulation System for Bandwidth and energy efficiency", *IEEE Trans on Comm.*, vol. 37, no. 9, pp. 897-905, Sep. 1989.

[3] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals", *IEEE Trans on Inform. Theory*, vol. IT-28, pp. 55-67, January. 1982.

[4] Bixio E. Rimoldi, "A Decomposition Approach to CPM", *IEEE Trans Inform. Theory*, vol. 34, no. 2, pp. 260-270, Mar. 1988.

[5] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with

redundant signal sets-Part I :Introduction", *IEEE Trans on Comm.*, vol. 25, no. 2, pp. 5-11, Feb. 1987.

[6] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part II :Statr of the art", *IEEE Trans on Comm.*, vol. 25, no. 2, pp. 12-21, Feb. 1987.

[7] A. M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers", *IEEE Trans on Comm.*, vol. COM-29, no. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.

[8] G. Karam, I. Fernandez, and V. Paxal, "New Coded 8-ary CPFSK Schemes", *IEEE ICC.*, vol. 2/3, pp. 1059-1063, May. 1993.

[9] J. B. Anderson, T. Aulin and C. E. Sundberg, "Continuous Phase Modulation", New York, Plenum, 1986.

[10] D. G. Forney, Jr., "The Viterbi algorithm", *Proc. IEEE*, vol. 61, pp. 268-278, Mar. 1973.

[11] W. P. Osborne and M. B. Lutz, "Coherent and Noncoherent Detection of CPFSK", *IEEE Trans on Comm.*, vol. COM-22, no. 8, pp. 1023-1036, Aug. 1974.



李 在 容 (Jae Yong Lee) 정희원  
 1992년 2월:연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
 1994년 2월:연세대학교 대학원 전자공학과 공학석사(공학석사)  
 1994년 3월-현재:연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정

홍 대 식 정희원

94년 4월호 P.604 참조



康 恩 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)  
 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 助教授, 副教授  
 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