

주파수 재 사용 기술을 이용한 M-ary 직교 16-State 및 32-State 다차원 PSK 트렐리스코딩

正會員 金海根*, 金珍泰*

16-State and 32-State Multidimensional PSK Trellis Coding Scheme Using M-ary Orthogonal Modulation with a Frequency-Reuse Technique

Hae Geun Kim*, Jin Tae Kim* *Regular Members*

요 약

주파수 재사용 기술(Frequency-Reuse)을 이용한 4-차원 M-ary 직교 트렐리스 코딩 방식에 대한 연구를 수행 하였다. 전송비 4/5 ($m/m+1$) 콘벌루션 부호기의 출력인 5개의 코딩 된 비트는 32개의 신호로 심볼화되어 4-D M-ary 직교 변조기에 의해 전송 채널로 보내진다. 이때 각각의 신호는 상호 동일 에너지를 가지며 PSK 변조된 형태이다. M-ary 직교 변조기에서는 OSW(Optimization of Signal Waveforms)기술에 의해 유도된 4-D 벡터를 사용하여 각 심볼들의 좌표를 지정해 주었다. OSW 기술을 이용 함으로서 MD(multidimensional) 구 표면에 위치한 신호점 간의 MED(Minimum Euclidean Distance)를 극대화 시켰으며, 이 원리를 TCM(Trellis-Coded Modulation)에 응용하여 전송 시스템의 성능을 향상 하였다.

본 논문에서는 4-D M-ary 직교 변조 방식과 트렐리스 코딩을 결합하고 심볼간의 거리에 준한 Set-partitioning 을 한 결과 AWGN 채널에서 16-state TCM 방식의 경우 비 코딩(uncoded) 방식에 비해 5.5 dB, 2-D TCM 방식에 비해 2.5 dB의 전송 이득을 얻을 수 있었다. 32-state TCM 방식의 경우 비 코딩 방식에 비해 6.4 dB, 2-D TCM 방식에 비해 3.4 dB의 전송 이득을 각각 얻을 수 있었다.

ABSTRACT

The 16- and 32-state Trellis-Coded M-ary 4-dimensional (4-D) orthogonal modulation scheme with a frequency-reuse technique have been investigated. Here, 5 coded bits from a rate 4/5 convolutional encoder provide 32 possible symbols. Then the signals are mapped by a M-ary 4-D orthogonal modulator, where each signal has equal en-

*한국전자통신연구소 신호서비스연구실
論文番號: 95115-0324
接受日字: 1995年 3月 24日

ergy and is PSK modulated. In the M -ary 4-D modulator, we have employed the vectors which is derived by the optimization technique of signal waveforms in a 4-D sphere. This technique is used in maximizing the minimum Euclidean distance between a set of signal points on a multidimensional sphere.

By combining trellis coding with M -ary 4-D modulation and proper set-partitioning, we have obtained a considerable improvement in the free minimum distance of the system over an AWGN channel. The 16-state scheme obtains coding gains up to 5.5 dB over the uncoded two-independent QPSK scheme and 2.5 dB over the two-independent 2-D TCM scheme. And, the 32-state scheme obtains coding gains up to 6.4 dB over the uncoded two-independent QPSK scheme and 3.4 dB over the two-independent 2-D TCM scheme.

I. 개 요

TCM은 1982년 [1] 이 발표된 이후 활발히 연구가 진행되고 있는 분야로서, 코딩과 변조 기술을 결합한 디지털 전송 방식이다. TCM방식의 주된 장점은 동일 전송비를 가지는 비 코딩 방식에 비해 같은 주파수 대역과 전송 에너지를 사용하면서도 현저한 부호화 이득을 제공하는데 있다.

또한 MD(Multidimensional) TCM이 제안되어 기존의 2-D TCM방식에 비해 전송 성능을 개선하였다. Wei^[2]는 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)을 이용한 격자 방식(Lattice Type) TCM을, Pietrobon^[3] 등은 동일 에너지 심볼을 전송하는 고정 진폭 방식(Constant amplitude type)을 각각 제안하였다. 이러한 MDTCM 방식은 2K-D(K=2, 4, 8, ...) TCM 이라고 하며, 콘벌루션 부호기에 입력되는 m 비트의 데이터가 하나의 2-D 신호군에 관련 되었을 때 하나의 트렐리스 간격 당 mk 비트가 전송된다. 여기에서 k 는 다중화 지수로서 단위 주기 당 전송되는 M -ary 변조 심볼의 수를 말한다.

격자방식 TCM 방식이 고정 진폭 방식에 비해 에너지 효율이 높으나, 고정진폭방식은 광 링크나, 위성통신 등 비선형 소자를 사용하는 통신 채널에 적합하다.

한편 Lachs^[4]는 4차원 구 표면에 존재하는 10개의 신호점들간의 MED(Minimum Euclidean distance)가 최대가 되는 좌표들을 OSW(Optimization of Signal Waveforms) 기술을 이용하여 산출하였다. 또한 이 결과 좌표를 이용하여 통신 시스템의 비트오류확률(Bit Error Rate)을 최소화 시킬 수 있다고 제시하였다.

본 논문에서는 전송비 4/5 콘벌루션 부호기에서 발생하는 32개의 심볼들을 M -ary 직교변조기에서 Map-

ping하는 TCM 방식을 제안하였다. M -ary 직교변조기에서는 주파수 재사용 기술을 이용하여 전자장에서의 수직 및 수평파를 상호 독립 시키는 원리를 적용하여 2개의 주파수로 4개의 직교함수를 발생 시켰으며, 여기에 사용된 32개의 동일 에너지 심볼(PSK 신호)에 대한 좌표는 OSW기술을 이용하여 MED를 극대화하였다. 또한 기존의 비코딩 변조방식과 2-D TCM 방식에 대한 전송성능을 산출하여 본 시스템의 전송 성능과 비교하였다.

II. 주파수 재사용 Trellis-Coded M -ary PSK 직교변조 시스템

그림 1과 같이 전송비 $m/(m+1)$ 콘벌루션 부호기 후단에 M -ary 직교변조기가 접속되는 경우 $m+1$ 비

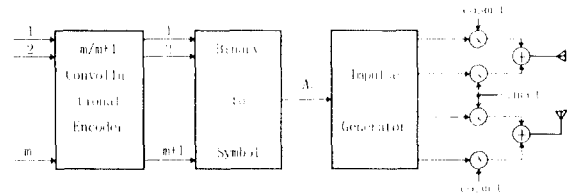


그림 1. 주파수 재사용기술을 이용한 M -ary 직교 MDTCM. Fig. 1 Trellis-Coded M -ary Multidimensional Modulator.

트의 코딩 데이터는 심볼화된 $A_i, i = 1, \dots, 2^{m+1}$, 신호로 된다. 이 신호는 임펄스 발생기를 거치므로써 $(a_{11} \dots a_{1m})$ 좌표를 가지는 n -D의 임펄스로 분리되어 해당 $e_j(t)$ 신호와 곱해져서 진폭변조된다. n 개의 진폭변조 신호는 모두 더해져 전송채널로 출력된다. 따라서 출력신호 $A_i(t)$ 는 다음식으로 표현된다.

$$A_i(t) = \sum_{j=1}^n a_{ij} e_j(t); \quad i = 1, 2, \dots, 2^{(m+1)}$$

여기에서 각각의 신호가 동일 에너지를 가질 때 다음과 같은 관계식이 성립된다.

$$\int_0^T A_i^2(t) dt = T \sum_{j=1}^n (a_{ij})^2 = E \text{ (independent of } i). \quad (2)$$

주파수 재 사용 기술(Frequency-Reuse)은 위성통신에서 하나의 반송파 주파수를 사용하여 진장 내에서 두개의 공간직교(Spatially Orthogonal) 함수를 발생시켜 주파수 스펙트럼 상에서 밴드폭의 수용 용량을 2배로 해주는 기법이다. 따라서 그림 1의 시스템의 출력력을 $S_i(t)$ 라 할 때 다음과 같이 나타내어진다.

$$S_i(t) = \vec{U}_V(a_{i1} \cos \omega_c t + a_{i2} \sin \omega_c t) + \vec{U}_H(a_{i3} \cos \omega_c t + a_{i4} \sin \omega_c t)$$

여기에서 \vec{U}_V 와 \vec{U}_H 는 단위 벡터로서 각각 수직 및 수평 오리엔테이션을 의미한다.

식(1)에서 n개의 신호집합, $c_1(t), \dots, c_n(t)$, 상호간이 직교 관계일 때 다음 조건을 만족한다.

$$\frac{1}{T} \int_0^T e_i(t) e_j(t) dt = \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (3)$$

그러므로 $A_i(t)$ 신호는 n-D 벡터 $A_i = (a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{in})$ 에 의해 결정된다.

예를 들어 32개의 신호가 4-D 상에 존재할 때 벡터와 신호들을 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \vdots \\ A_{32} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} & a_{1,3} & a_{1,4} \\ a_{2,1} & a_{2,2} & a_{2,3} & a_{2,4} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{32,1} & a_{32,2} & a_{32,3} & a_{32,4} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{pmatrix} \quad (4)$$

III. 신호파형의 최적화

n-D구 표면에 위치하는 신호점들의 MED를 최대화 하는 문제는 오래 전부터 연구되었으며 패턴 인식 등의 분야에 응용되어 왔다^{[5][6]}. 이 섹션에서는 OSW

기술의 원리와 프래그래밍 기법에 대하여 설명한다.

1. n-D Euclidean구면 상의 신호점

그림 1에서 언급된 A_i 심볼들은 동일 에너지를 가지기 때문에 반지름이 $\sqrt{E/T}$ 인 n-D Euclidean 공간의 구 표면의 점들로 간주할 수 있다.

이러한 신호점들이 에너지 보존장 내의 n-D 구 표면에 위치하는 입자들이라고 하자. 이 입자들은 에너지 장에 의해 여기되어 변위 됨으로써 결국에는 시스템 전체 포텐셜이 Local Minimum에 이르게 된다. 여기에서 시스템 포텐셜을 시스템 오류율(error rate)이라 간주할때 우리는 이 오류율을 Local Minimum^[5]화 할 수 있다.

시스템 포텐셜이 거의 정상상태(steady state)이 되었을 때 n-D 구면상의 입자의 좌표들은 오류율에서의 Local Minimum을 제공하는 a_{ij} 계수가 된다.

전송신호 $A_i(t)$ 는 주기 T시간 내에서 2^{m+1} 개의 신호들 중 하나이므로 각각의 A_i 신호는 상호disjoint 된다. 그러므로 P_c 를 correct decision 확률이라 할 때

$$P_c = \sum_{A_i \in \zeta} P(A_i) P_c(A_i) \quad (5)$$

여기에서

$P(A_i)$ = 전송 신호 A_i 의 priori 확률.

$P_c(A_i)$ = A_i 을 전송될 때 error없이 수신될 조건부 확률.

$\zeta = \{2^{m+1}$ 개의 M-ary심볼 $\}$.

m = 콘벌루션 부호기의 입력 비트수.

각각의 $P_c(A_i)$ 들은 단일값(single valued)을 가지므로, 시스템 포텐셜 V는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$= -P_c \quad (6)$$

여기에서 V는 에너지 보존장을 발생시키므로, 입자 k에 가해지는 보존장의 세기는 다음 식과 같이 계산된다^[4].

$$F_k = \sum_{j=1}^n \left[- \left(\frac{\partial V}{\partial a_{kj}} \right) e_j \right] = \sum_{i=1}^{2^{m+1}} \sum_{j=1}^n \left[\frac{\partial P(A_i) P_c(A_i)}{\partial a_{kj}} \right] e_j \quad (7)$$

여기에서 e_j 는 n-D구상의 subspace 'j'의 단위 벡터이며, 이것은 식 (1)에서의 $e_j(t)$ 와 같다. 식 (7)에서 P_c 가 최대치가 될 때 최소의 오류율을 제공하므로 V는 포텐셜함수로 적합하다.

2. 최소거리의 최대화(Maximizing the Minimum Distance)

일반적으로 M-ary PSK 방식에서 여러 확률은 거의 전적으로 가장 가까운 두 신호점 사이의 유클리드 거리(Euclidean distance)에 기인된다. 만약 SNR이 크다면 식 (7)을 이용하여 다음과 같이 n-D 구면상 입자간 보존장의 세기를 정의 할 수 있다.

$$F_{ik} = C(k_0) e^{-|d_{ik}|^2/k_0/T} d_{ik}/|d_{ik}| \quad (8)$$

여기에서 F_{ik} = 입자 i와 k간의 보존장력
 k_0 = 잡음의 주파수 대역
 d_{ik} = 입자 i에서 k로 연결되는 벡터
 T = 신호의 주기

예를 들어 두 입자간에 작용하는 힘이 반발력일 때 n-D 공간에서 두 입자의 운동은 그림 2와 같다.

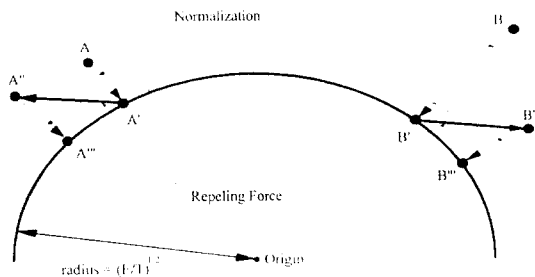


그림 2. 에너지 보존장 내에 위치한 MD 구면상에 위치하는 두신호점 간의상호 작용과 변위.

Fig. 2 Action and Movement of two Signal Points on the Surface of a Sphere in a Conservative Force Field.

3. 프로그래밍

n-D 구면상 입자들간의 장력을 계산하여 그 위치 이동시키기 위해 위의 식 (8)을 이용하여 다음 순서에서의 프로그램하였다.

1. n-D 공간에서 $2^{(m+1)}$ 개의 임의 좌표점 지정한다. 단 입자의 위치는 중복될 수 없다.
2. 원점과 원주 $(E/T)^{1/2}$ 사이의 거리로 정규화(normalize)한다.

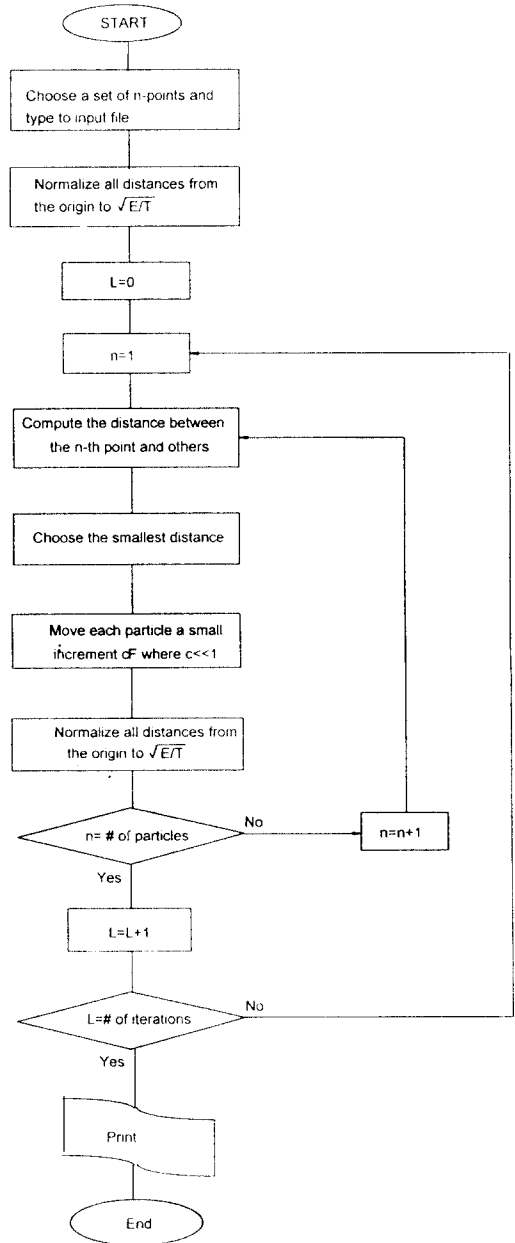


그림 3. MED 산출을 위한 OSW기술 수행을 위한 플로우 차트.

Fig. 3 The Flowchart for the Problem

3. 임의의 한 입자와 나머지 입자들 간의 거리를 계산하여 가장 가까운 점과의 거리를 선택하여 F를 계산하며 장력에 의해 변위된 좌표로 바꾸어 준다.
5. 모든 점들을 다시 원점과 원주의 거리로 정규화 한다.
6. 3-5과정을 다른 모든 점들에 대해서도 시행해 준다.
7. 2-6 과정을 반복(Iteration)한다.

그림 3에서는 위의 모든 과정을 플로우 차트로 나타내었다.

IV. 수행결과

32-point에 대한 프로그램을 수행하였다. 최초 입력

파일에 기록될 4-D 벡터들은 꼭 정규화 하여야 할 필요는 없다. 출력 벡터의 대칭성(symmetry)을 향상시키기 위해서는 임의의 프로그램 수행에서 얻은 출력 벡터는 다음 수행의 입력 벡터로 사용해야 하며 또한 식 (8)의 파라미터 값을 적절히 조절해야 한다. k_0 의 초기값은 T/8부터 시작하여 T/16순으로 대입하며 그때마다 보존장력 조절 상수 C값을 줄여 준다. 그렇지 않으면 출력 좌표값의 발산이 일어날 수 있다.

프로그램 수행결과 32-point의 경우 MED가 표 1과 같이 0.809으로 출력되었다. 표 1에서는 시스템 포텐셜이 정상상태 일 때 임의의 하나의 점과 다른 31개의 점들간의 MED를 계산하여 그 크기가 작은 순으

표 1. 프로그램 수행에 의해 유도된 MED를 가지는 32 신호점에 대한 4-D 좌표.

Table 1. Computer Derived Vectors for 32 signals in 4-D Sphere

A_i	a_{i1}	a_{i2}	a_{i3}	a_{i4}	(distance) ² to A_0	Signal Number
A_0	-0.362787	0.535530	0.077936	-0.758630	0.0000	0
A_1	-0.427980	-0.272260	0.466066	-0.724907	0.8086	1
A_2	0.451956	0.363509	-0.261169	-0.771614	0.8086	2
A_3	0.294727	0.241430	0.612178	-0.692882	0.8086	3
A_4	-0.691247	0.688544	-0.219103	0.008850	0.8086	4
A_5	-0.259356	0.371163	-0.753521	-0.476633	0.8086	5
A_6	-0.856946	-0.067417	-0.245302	-0.448248	0.8086	6
A_7	-0.116650	0.789680	0.591972	-0.111212	0.8086	7
A_8	0.156285	0.940721	-0.261711	-0.143747	0.9209	8
A_9	-0.181843	-0.018111	0.980102	-0.077489	1.6171	9
A_{10}	-0.701912	0.319009	0.513283	0.376952	1.6410	10
A_{11}	0.379311	-0.536620	0.171329	-0.734036	1.7095	11
A_{12}	0.773160	0.565435	0.271390	-0.094097	1.7703	12
A_{13}	0.283769	-0.376914	-0.688978	-0.550200	1.8822	26
A_{14}	-0.354732	-0.810617	-0.185695	-0.427296	1.9915	13
A_{15}	-0.787337	-0.502078	0.352972	0.058555	2.0003	28
A_{16}	-0.109646	0.770608	0.073873	0.623445	2.0295	27
A_{17}	0.527609	0.319783	-0.785662	-0.045853	2.0932	25
A_{18}	-0.407299	-0.368404	-0.835673	0.006029	2.2385	14
A_{19}	-0.815783	-0.052073	-0.288707	0.498432	2.2651	15
A_{20}	-0.192989	0.418606	-0.741856	0.487005	2.2662	19
A_{21}	0.935207	-0.175746	-0.187522	-0.243593	2.5264	31
A_{22}	0.333593	0.338596	0.716349	0.510795	2.5427	30
A_{23}	0.707852	-0.243788	0.660209	-0.060314	2.5803	20
A_{24}	0.014913	-0.810990	0.579961	-0.075618	2.6743	24
A_{25}	0.646590	0.374489	-0.208430	0.631059	3.0580	29
A_{26}	-0.200860	-0.359605	0.616925	0.670629	3.1608	21
A_{27}	0.430985	-0.877479	-0.210394	0.004127	3.2916	23
A_{28}	-0.289272	-0.774417	-0.168628	0.536810	3.4603	18
A_{29}	-0.075166	-0.021930	-0.143978	0.986478	3.4881	17
A_{30}	0.322350	-0.347136	-0.713213	0.516637	3.5007	16
A_{31}	0.581397	-0.433300	0.179701	0.664782	3.8666	22

로 배열했으며, 각 점마다 심볼번호를 지정하였다. 여기에서 우리는 하나의 점 주위에 8개의 점들이 동일한 거리를 두고 주위에 위치해 있으며 기타의 다른 점들은 점점 먼 거리에 위치해 있으며 입자간 최대 거리는 4이하임을 알 수 있다.

4.1 16-및 32-state TCM의 구성

피드백 루프가 포함된 4/5 systematic 컨벌류션 부호기를 이용하여 그림 4(a) 및 그림 5(a)와 같이 16-state 와 32-state TCM 시스템을 각각 구성하였다. 여기에

서 5개의 출력 비트(y_4-y_0)들은 4개의 입력비트(x_3-x_0)와 5개의 state 비트(S_4-S_0)에 의해 결정이 되며 트렐리스도는 각각 그림 4(b) 및 그림 5(b)와 같다. 각 trellis 도에서는, 짝수번호의 신호들은 state 0-15와 홀수번호의 신호들은 state 16-31이 각 신호들의 다음상태 (next state)로 지정된다. 16-state 트렐리스도에서는 두개의 신호 단위로 짝을 이루며 하나의 평행천이 (parallel transition)를 형성하고 있다.

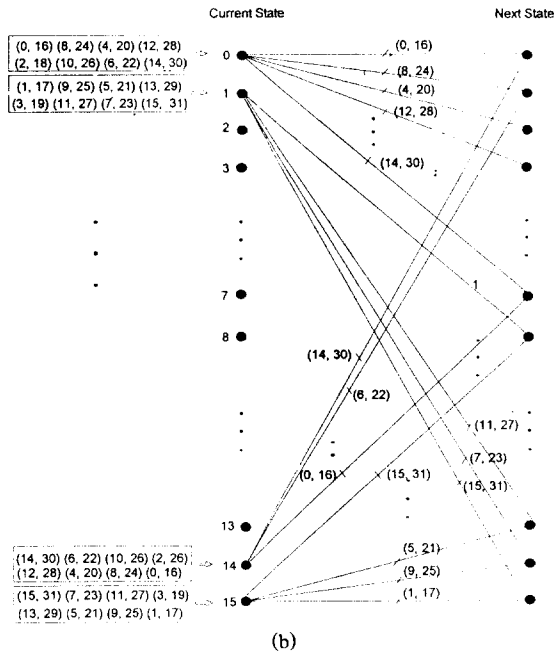
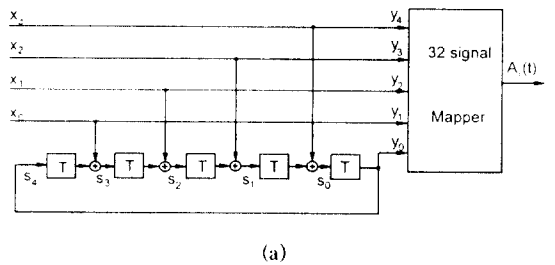
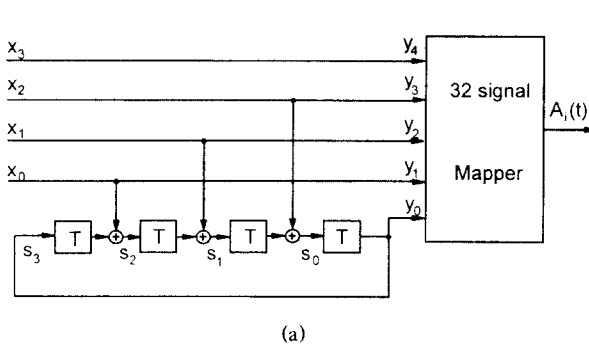


그림 4. (a) 16-state MDTCM의 구조와 (b) Trellis도.
Fig. 4 (a) 16-State MDTCM Scheme and (b) the Trellis Diagram

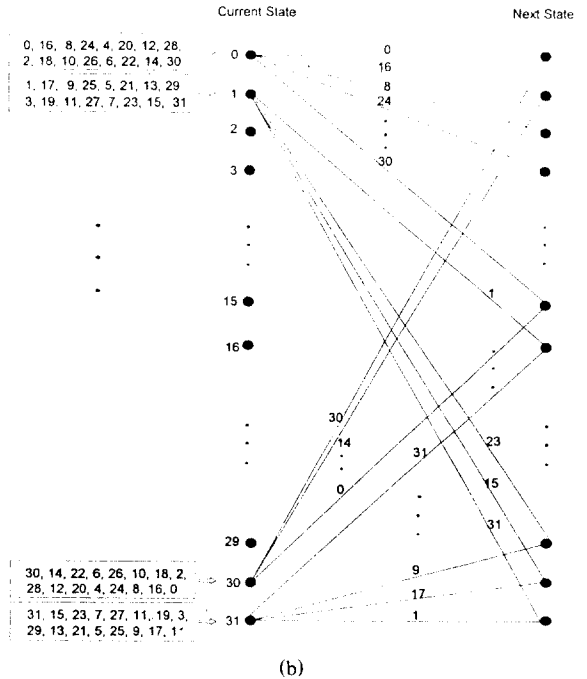


그림 5. (a) 32-state MDTCM의 구조와 (b) Trellis도.
Fig. 5 (a) 32-State MDTCM scheme and (b) the Trellis Diagram

4.2 집합분할(Set-Partitioning)

콘벌루션 부호기의 출력 S_4-S_0 비트들을 표 1에 나타난 32개의 심벌로 1 대 1 대응 시키면 각각의 심벌은 4 차원 벡터를 가지며 상호 간 일정한 거리를 유지하게 되는 신호로 된다. 여기에서 A_0 심벌과 다른 31개의 심벌간의 거리를 각각 산출 하였으며, 이 거리들을 기준하여 각 시스템 별로 최대의 minimum distance를 가지는 신호의 부분집합을 구하였다.

16-state TCM 방식에서는 표 2와 같이 32 개의 심벌을 16 개의 부분집합으로 분리하였다. 각각의 부분집합은 2개의 심벌로 구성되며 하나의 평행천이를 형성하면서 부분집합 간 최소거리가 최대값이 되게 구성하였다.

그러므로 16-state TCM의 경우 평행천이를 구성하는 부분집합 내의 원소간의 신호 간의 MED는 3.459 가 되게 하였다.

표 2. 32 신호점에 대한 16개의 부분집합으로 Set-partitioning. (< 3.489)

Table 2. Set Partitioning of 32 Signals into 16 Subsets with the Squared Distances (< 3.489)

Subset	Elements of Signals	(distance) ² of subset
D ₀	0, 16	3.500
D ₁	1, 17	3.459
D ₂	2, 18	3.565
D ₃	3, 19	3.459
D ₄	4, 20	3.605
D ₅	5, 21	3.732
D ₆	6, 22	3.622
D ₇	7, 23	3.736
D ₈	8, 24	3.802
D ₉	9, 25	3.736
D ₁₀	10, 26	3.761
D ₁₁	11, 27	3.800
D ₁₂	12, 28	3.605
D ₁₃	13, 29	3.528
D ₁₄	14, 30	3.712
D ₁₅	15, 31	3.642

4.3 Free distance의 계산

일반적으로 TCM 방식의 free distance는 트렐리스도를 이용하거나 transfer function을 구하여 계산할 수 있다. 후자를 이용할 경우 시스템의 정밀한 오를

을 계산할 수 있으나 계산이 매우 복잡하다. 따라서 본 논문에서는 신호 대 잡음 비가 비교적 클 때 사용하는 전자의 방법을 사용 하였다.

따라서 1) 평행천이 상호간의 거리와, 2) error event의 상태(state) "00" 시작점에서 방출된 경로(path)가 다시 상태(state) "00"에 다시 합류 할 때까지의 총누적 거리들 중 제일 작은값을 선택하면^[7], 16-state TCM 방식의 경우 평행천이 간 MED가 3.459이며 error event에 의한 MED는 그림 6과 같이 0.809의 거리를 가지는 4개의 path의 거리합이 3.236이므로 16-state TCM 방식의 free distance는 3.236이다. 32-state TCM 방식의 경우 평행천이가 존재하지 않음으로 그림 7에서와 같이 최단 거리의 error event에서와 같이 0.809의 거리를 가지는 5개의 path의 거리합이 3.236이므로 free distance는 4.045로 된다.

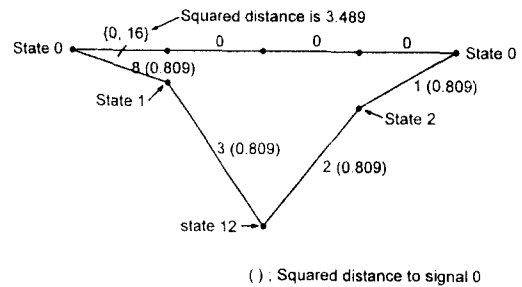


그림 6. 16-state MDTCM의 Error Event도와 MED의 계산.
Fig. 6 The Minimum Squared Distance of 16-State TCM Scheme.

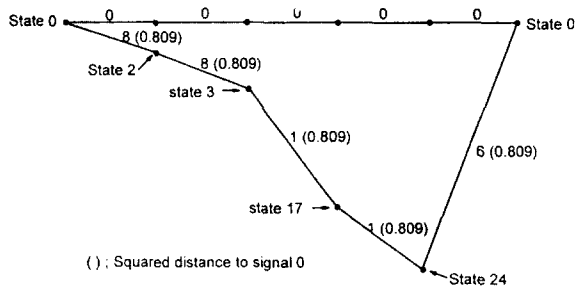


그림 7. 32-state MDTCM의 Error Event도와 MED의 계산.
Fig. 7 The Minimum Squared Distance of 32-State TCM Scheme

4.4 전송 품질의 분석

MDTCM의 경우 SNR이 높을 때 비트오류확률은 다음 식과 같다⁸⁾.

$$P_b(e) = \frac{1}{b} Q \left(\sqrt{\frac{b \cdot E_b \cdot d_{free}^2}{2kN_0}} \right) \quad (9)$$

여기에서 b 는 변조기의 입력 비트수, k 는 다중화(multiplicity) 지수로서 하나의 trellis간격 당 전송되는 M-ary 심볼의 수, d_{free}^2 는 해당 TCM방식의 MED, E_b 는 한 비트 당 전송 에너지, N_0 는 가우시안 잡음전력밀도를 각각 나타낸다.

본 논문에서 소개된 4-D TCM방식의 경우 16-state 부호기를 사용할 때 $k=1, b=4, d_{free}^2=3.24$ 이며, 32-state 부호기를 사용한 경우 $k=1, b=4, d_{free}^2=4.05$ 이다. 따라서 각각의 파라미터들을 식 (9)에 대입할 때 그림 8과 같이 각 시스템 별 성능을 비트오류확률 대 SNR의 그래프로 나타낼 수 있다. 편의를 위하여 그림 8에서는 다음 섹션에서 언급될 비 코딩 및 2-D TCM방식에 대한 성능 특성 그래프도 동시에 삽입하였다.

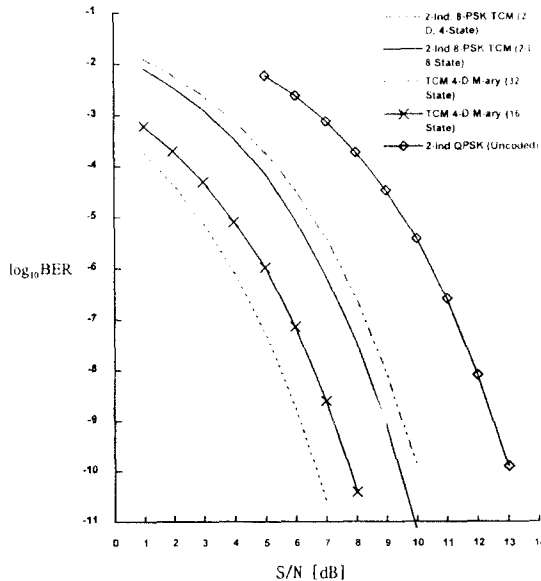


그림 8. Uncoded QPSK, 2-D TCM, M-ary MDTCM간의 전송 성능 비교.

Fig. 8 The BER vs. SNR curves for 2-Dimensional and 4-Dimensional TCM Schemes.

4.5 대응되는 시스템과의 전송품질의 비교

시스템을 비교하고 분석하기 위해 전송조건이 동일한 비 코딩 대응 시스템에 대한 분석이 필요하다. 그러므로 M-ary 4-D TCM과 대응되는 시스템으로서 그림 9(a)와 같이 2개의 QPSK 변조기가 병렬로 연결된 2-independent uncoded QPSK 시스템과 그림 9(b)와 같이 2개의 8-PSK TCM이 결합된 2-independent 2-D TCM 등을 들 수 있다.

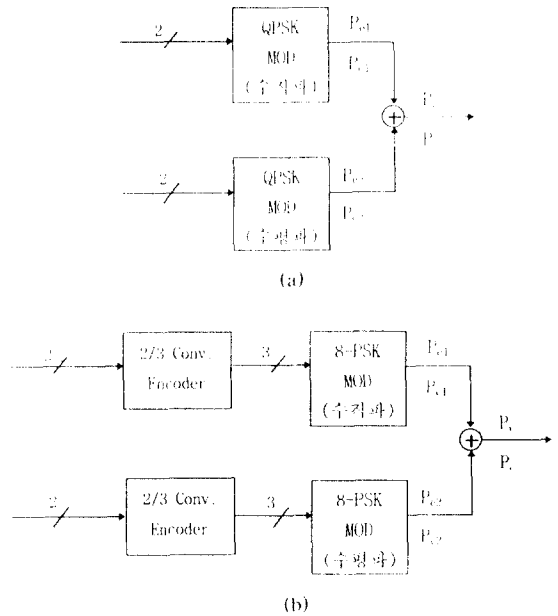


그림 9. (a) 2-independent QPSK 시스템, (b) 2-independent 2-D TCM 시스템.

Fig. 9 (a) 2-independent QPSK System, (b) 2-independent 2-D TCM System.

일반적으로 2-independent 시스템에서, 두 시스템의 통계적 특성이 같고 p_{e1} 과 p_{e2} 를 각 시스템의 correct decision 확률, p_{e1} 과 p_{e2} 를 비트오류확률, p_e 를 전체 시스템의 correct decision 확률, p_e 를 전체 시스템의 비트오류확률이라 할 때 p_e 는 다음과 같이 나타난다.

$$p_e = p_{e1}^2 = (1 - p_{e1})^2$$

$$p_e = [1 - (1 - p_{e1})^2] = 2p_{e1} - p_{e1}^2 \quad (10)$$

SNR이 높을때 QPSK변조기와 2-D TCM의 비트 오류확률은 다음식으로 표현된다⁹⁾.

$$P_b(e) = \frac{1}{2} Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \text{ QPSK}$$

$$P_b(e) = \frac{1}{b} Q \left(\sqrt{\frac{b \cdot E_b \cdot d_{free}^2}{2N_0}} \right) \text{ 2-D TCM} \quad (11)$$

그러므로 (11)의 두 식을 식 (10)에 대입할 때 그림 9(a)와 (b)에 나타난 두 시스템에 대한 각각의 전송 성능을 계산하여 그림 8과 같이 비트오류확률 대 SNR의 관계 그래프를 그릴 수 있다.

그림 8에서는 지금까지 언급된 4개의 시스템들에 대한 성능을 비교했다. 4-D 16-state TCM의 경우 2-independent QPSK방식에 비해 5.5dB, 2-independent 2-D TCM방식에 비해서는 2.5dB 개선되었다. 또한 4-D 32-state TCM의 경우 2-independent QPSK방식에 비해 6.4dB, 2-independent 2-D TCM방식에 비해서는 3.4dB 개선되었다. 2-independent 2-D TCM방식은 2-independent QPSK방식에 비해 기존에 이미 연구된 바와 같이 3dB의 코딩 이득을 얻고있다.

V. 결 론

콘벌루션 부호기와 OSW기술에 의해 산출된 4차원 벡터를 이용한 M-ary PSK 직교 변조기를 trellis 부호화 방식과 결합 함으로서 비 코딩(uncoded)방식이나 2-D TCM방식에 비해 현저한 부호화 이득을 얻을 수 있었다.

OSW기술을 이용 함으로서 8차원에서 512신호집이나 그 이상 차원의 공간에서 보다 많은 신호집들간 MED를 유도할 수 있으며, 이를 이용함으로서 시스템의 입력 비트수를 더욱 증가시킬 수 있는 동시에 비 부호화 방식에 비해 보다 높은 이득을 제공할 수 있다. 또한 차원의 수가 높아 지더라도 다중화 지수는 항상 1이므로 보다 고품질의 통신 시스템을 구성할 수 있다.

본 논문에서 제안된 TCM방식은 다중화가 용이하므로 광 부반송파 다중화(SCM:subcarrier multiplexing)¹⁰⁾나 Discrete Multitone(DMT) 기술¹¹⁾에 적용하

여 전송 품질을 더욱 향상 시킬 수 있으며 추가의 부호화 이득을 얻을 수 있어 Multigigabit/sec 통신에 유리한 방식 이라 볼 수 있다.

참 고 문 헌

1. G. Ungerboeck, "Channel Coding with Multilevel/Phase Signal," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-28, no.1, Jan. 1982.
2. L. Wei, "Trellis-Coded Modulation with Multidimensional Constellations," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-33, no.4, Jul. 1987.
3. S. Pietrobon, R. Deng, A. Lafanechere, G. Ungerboeck, and D. Costello, "Trellis-Coded Multidimensional Phase Modulation," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-36, no. 1, Jan. 1990.
4. Gerard Lachs, "Optimization of Signal Waveforms," IEEE Trans. Inform. Theory," vol. IT-9, no.2, Apr. 1963.
5. H. Goldstein, Classical Mechanics, Addison-Wesley, Inc., Mass., ch 10, 1950.
6. F. Toth, "On the Densest Packing of Spherical Caps," Amer. Math. Monthly, vol. 56, pp330-331, 1949.
7. E. Biglieri and P. J. Mclane, "Uniform Distance and Error Probability Properties of TCM Schemes," IEEE Trans. Commun., vol. 39, Jan. 1991.
8. E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. Mclane, and M. K. Simon, Introduction to Trellis-Coded Modulation with Application. Macmillan, New York, 1991.
9. G. Ungerboeck, "Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets Part I," IEEE Comm. Mag., Feb. 1987.
10. P. Hill and R. Olshansky, "Multigigabit Subcarrier Multiplexed Coherent Lightwave System," IEEE J. Lightwave Technol., vol. 10, no.11, Nov. 1992.
11. J. Chow, J. Tu, and J. Cioffi, "A Discrete Multitone Transceiver System for HDSL Applications," J. Select. Areas Commun., vol. 9, no.6, Aug. 1991.



金海根(Hae Geun Kim)정회원

1977년 2월:경북대학교 전자공학과 졸업

1994년 8월:미국 University of South Florida 전기공학과 졸업(공학박사)

1980년 8월~현재:한국전자통신연구소 재직, 교환연구단 신호서비스연구실 책임연구원

※주관심분야: modulation, trellis coding, optical fiber communications, mobile communications



金珍泰(Jin Tae Kim) 정회원

1980년 2월:인하대학교 전자공학과(학사)

1982년 8월:인하대학교 전자공학과(석사)

1988년~1989년:University of Missouri Kansas City 방문연구원

1996년 2월:인하대학교 전자공학과(박사)

1979년~현재:한국전자통신연구소 신호서비스연구실 실장

※주관심분야:디지털신호처리, 멀티미디어 통신, ATM 교환시스템