

# Pragmatic 부호화된 부분중첩 QAM

정희원 홍성권\*, 정옥현\*

## Pragmatic Coding for Partially Overlapped QAM

Seong Kwon Hong\*, Ok Hyun Jeong\* *Regular Members*

### 요약

본 논문에서는 부분중첩 QAM신호에 대한 Pragmatic 부호화방식을 제안하여 그 성능을 자유 유클리드 거리, 비트 오율상한의 관점에서 트렐리스 부호화방식과 비교하고 복호를 위해 필요한 계산량의 관점에서 복잡도를 비교한다.

부분중첩 QAM신호에 대하여 pragmatic 부호화방식을 적용하기 위해서 신호사상기의 하위 2비트에 대하여 Gray 사상법에 의해 신호가 사상되고 3번째 비트가 "0"인 경우에 신호의 중첩이 이뤄지는 형태로 성상도가 구성된다.

Pragmatic 부호기는 3bit/sec/Hz의 대역효율을 이루기 위해  $R=3/4$ 의 값을 가지고 3번째 비트의 값에 따라 4번째 비트에 대한 정보전송여부가 결정되는 형태를 이루고 복호기에서도 3번째 비트값에 따라 4번째 비트에 대한 비트결정이 이루어진다.

Pragmatic부호화된 부분중첩 QAM방식은 분석결과 중첩신호의 최소 유클리드 거리증가로 인하여 트렐리스 부호화된 QAM방식보다 낮은 복호계산량(67%)을 요구하며, 구속장의 길이가 3, 4, 7, 8인 경우에 있어서 0.6 - 1.5dB의 부호화이득을 갖는다.

### ABSTRACT

In this paper, we propose a novel pragmatic coding scheme for partially overlapped 12QAM signals, and compare it with trellis coded 16QAM in terms of free Euclidean distance, BER upper bound analysis, and complexity demand for Viterbi decoding.

In order to construct a pragmatic coding structure for partially overlapped 12QAM signals, 2 LSB bits of signal mapper is Gray coded and "0" of the third LSB bit is selected for indicating a overlapping of signals. The adopted punctured convolutional code rate for 3 bit/sec/Hz spectral efficiency is 3/4 and the third bit of signal mapper determines whether the forth bit contains the information or not.

The analysis shows that the pragmatic coded partially overlapped 12QAM scheme has a coding gain of 0.6-1.5dB at a BER of  $10^{-5}$  in the constraint length range of 3, 4, 7, 8 with the complexity of 67% over TCM.

### I. 서론

근래에 무선이동통신환경에서 보다 대역효율적인 변조방식에 대한 요구가 커지면서 QAM방식에

대한 부호화방식에 관한 연구가 관심을 모으게 되었고 특히 부분중첩 QAM방식은 원래의 QAM성상도보다 작은 수의 신호점을 갖는 성상도를 가지고 큰 최소 유클리드 거리를 갖는다는 면에서 연구

\*LG전자 미통(연) NT Group 차세대 단말실  
접수번호 : 98264-0623, 접수일자 : 1998년 6월 23일

가 이루어졌다[1][2].

트렐리스 부호화방식을 부분중첩 QAM신호에 적용하는데 있어 중요한 문제점은 평행천이가지가 트렐리스상에 존재하여 부호화방식의 자유 유클리드 거리가 한정된다는 것에 있다. 즉, 상태수가 증가하더라도 트렐리스 부호화방식의 자유유클리드 거리는 상태수가 2일 때와 같은 값을 갖는다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 방법으로 성상도를 기존의 부분중첩 QAM방식과 다르게 구성하고, 부호와 복호를 각 신호집합단계별로 행하는 다중단계 트렐리스 적용이 제안되었는데 이 때 대역효율이 2.5bit/sec/Hz로 트렐리스 부호화된 QAM방식에 대하여 전력효율은 우수하지만 대역효율측면에서 떨어지는 특성을 보였다[11].

본 논문에서는 부분중첩 QAM신호에 대하여 컨벌루션 부호를 적용하여 pragmatic부호화 방식구조를 제안하고 이를 트렐리스 부호화된 QAM신호와 대역폭효율, 자유 유클리드 거리, 비트오율상한, 복잡도등의 측면에서 비교분석한다.

논문의 구성은 다음과 같다.

II장에서는 부분중첩QAM신호의 pragmatic 부호화방식 적용을 위한 성상도구성에 대하여 설명하고 III에서는 pragmatic 부호화방식이 부분중첩 QAM변조에 적용되기 위한 부호기와 복호기의 구조를 제안하고 자유 유클리드 거리측면에서 트렐리스 부호화방식과 비교한다. V장에서는 제안된 부호화방식에 대한 비트오율상한을 유도하고 비터비 복호에 의해 발생하는 '복호계산량을 트렐리스 부호화방식과 비교한다.

## II. 부분 중첩된 QAM 신호

그림 1은 pragmatic 부호화방식을 적용하기 위한 부분중첩된 QAM신호의 성상도를 예시하고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 부분중첩된 QAM신호는 기존의 QAM성상도에서 가장 큰 전력을 가지는 바깥의 네 개의 신호점들이 생략되고 12개의 신호점들로 구성된다. 즉, 네 개의 바깥 신호점들은 대각선 방향으로 반대면의 안쪽 신호점들과 겹치게 된다.

따라서, 바깥쪽 신호점을 나타내는 입력비트들이 변조기에 들어오면 중첩된 안쪽 신호점들이 출력되게 된다. 예를 들어, 변조기의 입력으로 0010 이나 1010이 들어오면, 같은 "A"신호점이 변조기의 출력으로 발생되어 채널로 전송된다. 고전력(high power)를 가지는 네 개의 신호점들이 생략되므로써 전체 평균 신호전력이 절약되고 이것이 성능의 향상을 가져오는 기본원인으로 작용한다.

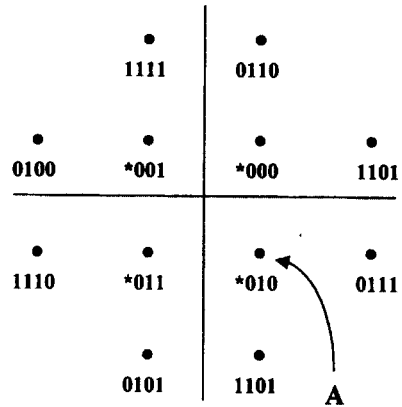


그림 1. 부분중첩된 QAM 신호집합

그림 1에서 나타나는 신호성상도는 [1]에서 나타난 QAM신호의 예와 같은 형태를 가지고 있다. 하지만, 입력정보비트에 대하여 할당되는 신호점들의 형태는 다르다는 것을 알 수 있다. 이는 다중단계 트렐리스 부호화를 적용하기 위해서 [1]의 경우와는 다른 형태의 신호집합분할을 하므로써 발생한다. [1]에서는 바깥의 신호점들의 대각선 반대쪽의 안쪽 신호점들과 중첩되는 것이 아니고, 대각선 방향에서 자기자신과 가까운 신호점들과 겹치게 된다. 정보비트에 따른 신호점들의 할당은 다르지만 전체 성상도의 구조는 같으므로 유클리드 거리에 따르는 성능은 [1]에서 보여진 예와 같다.

전체 신호의 평균전력이 1로 정규화된다고 한다면, 즉  $P_{av} = 1$ 인 경우, 부분중첩된 신호의 최소 유클리드 거리는 다음과 같이 계산되어질 수 있다. 그림 1에서 신호를 구성하는 기본단위가 되는 거리를 d

로 둘 때

$$(2 \times 4 \times \frac{2}{16} + 10 \times 8 \times \frac{1}{16})d^2 = 1, \quad d^2 = 1 \quad (1)$$

$$d_{\min}^2 = 4d^2 = 4/6 = 0.67 \quad (2)$$

8PSK의 경우, 최소 사승 유클리드 거리는 0.586 이므로 부분중첩된 QAM신호는 8PSK에 대하여 0.55dB의 성능향상을 보여준다. QAM신호는 앞에서 살펴본 바와 같이 3.5비트/초/Hz의 대역폭효율을 가지므로, 8PSK에 대해 0.5비트/초/Hz의 대역폭효율이득을 가지는 동시에 0.55dB의 전력이득을 가진다. 부분중첩된 QAM신호는 신호구성자체에서 좋은 특성을 가지고 있음을 알 수 있다.

위의 성상도 구성은 [11]에서 나타난 신호집합구성과도 다른 형태를 가진다. [11]에서 부분중첩된 QAM신호는 다중단계 트렐리스 부호화방식을 적용하기 위하여 Ungerboeck의 신호집합 구성단계에서 마지막 비트에 해당하는 신호집합을 중첩시킴으로써 구성되었다. 본 논문에서 부분중첩 QAM신호는 pragmatic 부호화방식을 적용시키기 위하여 하위 두 비트에 대해서는 Gray사상이 적용되어 [11]에서 보여준 신호집합구성방식과는 다른 형태를 가진다.

성상도에서 신호점을 나타내는 기본단위를  $d$ 라고 할 때, 신호집합 분할단계에서 각 부집합의 최소 유클리드 거리를  $d_1, d_2, d_3$ 라고 한다면,  $d_1^2 = 8d^2, d_2^2 = 8d^2, d_3^2 = 32d^2$  이 된다.  $d^2$ 이 앞에 살펴보았듯이 1/6의 값을 가지므로 따라서,  $d_1^2 = 1.33, d_2^2 = 1.33, d_3^2 = 5.33$ 이 됨을 알 수 있다.

### III. Pragmatic 부호화방식

부분중첩 QAM신호에 대하여 pragmatic 부호화방식을 적용하기 위하여 부분중첩 QAM신호사상을 위한 할당비트중 하위 2비트에 대하여 컨벌루션 부호가 적용된다. 컨벌루션 부호의 전송율은 트렐리스 부호화된 QAM신호의 대역효율 3bit/sec/Hz와 동일한 대역효율을 갖기 위해서  $R=3/4$  부호율을 가

지는 펑처드 컨벌루션 부호(punctured convolutional code)가 선택된다. pragmatic 부호화된 부분중첩 QAM의 전체대역효율은 다음과 같다.

$$3/4 \cdot 2 + 1 + 0.5 = 3 \text{ bit/sec/Hz}$$

부분중첩 QAM신호의 pragmatic 부호화방식의 전송단은 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. 그림에서 앞서 설명한 바와 같이 하위 2비트는 3/4 펑처드 컨벌루션 부호로서 부호화된다. 3번째 신호할당비트는 3/4 펑처드 컨벌루션 부호와 연동하여 사상기에 입력되고 4번째 신호할당비트는 역시 버퍼에 저장되어 있다가 3번째 신호할당 비트의 값에 따라 정보비트를 할당하거나 더미비트(dummy bit)를 할당하게 된다. 3번째 신호할당비트가 0인 경우에 더미비트를 할당하고 1인 경우에 저장하고 있던 정보비트를 신호사상기에 할당하게 된다.

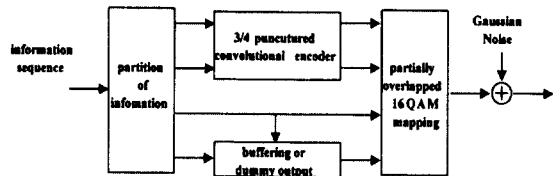


그림 2. 전송단 블록도

그림 3에는 부분중첩 QAM신호의 pragmatic 부호화방식의 수신단을 예시하고 있다. pragmatic 부호에 대한 복호는 다중단(multistage)으로 구성된다. 먼저 1단에서 펑처드 컨벌루션 부호에 대한 복호가 이루어지고 복호된 정보비트들은 재부호화(reencoding)과정을 거쳐 부호화되지 않은 비트들에 대한 2단복호에 이용된다. 2단에서 수신된 심볼들을 버퍼에 저장하고 있다가 1단에서 복호되고 재부호화된 비트들을 기준으로 해서 2단 정보비트 결정(decision)을 한다. 2단에서 정보비트 결정도 2단계의 과정으로 이루어지는데 먼저 신호결정비트중 세 번째 비트에 해당하는 정보비트에 대한 비트결정이 이루어지고 이 비트의 값이 "0"인지 "1"인지

에 따라 네번째 신호결정비트에 해당하는 결정이 이루어진다. "0"의 값을 가지는 경우, 네 번째 신호 결정비트를 더미비트로 판단하고 "1"인 경우, 정보 비트로 판단하여 재부호화비트들과 세 번째 신호 결정비트를 기준으로 하여 결정한다.

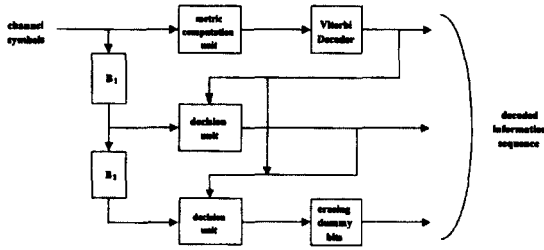


그림 3. 수신단 블럭도

트렐리스 부호화 방식과 같은 대역효율적인 부호화방식의 성능은 대략적으로 나타내면 다음과 같은 식으로 표현될 수 있다.

$$P_e \approx N(d_{free}) \cdot Q(d_{free} / 2\sigma) \quad (3)$$

여기서,  $P_e$ 는 오류 이벤트 확률(error event probability),  $N(d_{free})$ 는 오류이벤트의 평균발생수(average multiplicity),  $Q(\cdot)$ 는 가우시안 오류 확률 함수(Gaussian error probability function),  $d_{free}$ 는 자유 유클리드 거리를 의미한다.

위의 식을 기초로 해서 부호사이의 부호화이득은 다음과 같은 식에 의해 정의된다.

$$G = 10 \cdot \log \left( \frac{d_{free1}^2}{d_{free2}^2} \right) \quad (4)$$

컨벌루션 부호와 변조방식이 직접적으로 결합된 경우, 자승 자유 유클리드 거리는 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$d_{free}^2 = d_{min}^2 \cdot d_H \quad (5)$$

여기서,  $d_{min}^2$ 은 변조방식의 최소 자승 유클리드 거리,  $d_H$ 는 컨벌루션 부호의 자유 해밍거리를 의미한다.

표 1에는 pragmatic 부호화된 부분중첩 QAM방식과 트렐리스 부호화된 QAM방식의 자승 자유 유클리드 거리(squared free Euclidean distance)와 부호화이득(coding gain)이 각 상태수별로 비교되어 있다.

표 1. pragmatic 부호화된 부분중첩 QAM과 트렐리스 부호화방식의 자승 자유 유클리드 거리비교

구속장	부호화 방식		
	트렐리스 부호화방식	pragmatic 부호화된 부분중첩 QAM방식	
3	1.6	2.0	+0.97
4	2.0	2.4	+0.79
5	2.4	2.0	-0.79
6	2.4	2.4	+0.0
7	2.8	3.3	+0.75
8	2.8	4.0	+1.55

위 표에서 알 수 있듯이 pragmatic 부호화된 부분중첩 QAM방식은 구속장의 길이가 5, 6인 경우를 제외하고 트렐리스 부호화된 QAM방식에 대하여 부호화이득을 가짐을 알 수 있다.

#### IV. 성능분석

##### 4.1 오류확률상한

부호화방식의 비트오류성능(bit error rate performance) 일반적으로 상한(upper bound)과 하한(lower bound)으로 그 성능을 나타내는데 pragmatic 부호화 방식의 상한을 수학적 관점에서 유도하고 시뮬레이션 결과와 비교한다.

pragmatic 부호화된 부분중첩 QAM방식의 비트 오류율은 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$P_b = \frac{\sum_{k=1}^K P_k \cdot R_k}{R} = \frac{P_c \cdot R_c \cdot 2 + P_3 \cdot R_3 + P_4 \cdot R_4}{R} \quad (6)$$

위에서  $P_k$ 는 신호사상기(signal mapper)의  $k$ 번째 비트에서의 비트오류확률을 의미하고  $P_c$ 는 컨벌루션 부호화된 하위 2비트에 대한 오류확률을 의미한다.  $R_k$ 는  $k$ 번째 비트에서의 전송율을 의미하고  $R = R_c \cdot 2 + R_3 + R_4$ 의 값을 가진다.  $P_c$ 는 평चे드 컨벌루션 부호에 대한 비트오류율을 의미하고 전송율이  $k/n$ 인 경우에 있어서 다음과 같은 식은 상한된다[4].

$$P_c \leq \frac{1}{k} Q \left[ \sqrt{\frac{d_F^2 E_s}{2N_0}} \right] \exp\left(\frac{d_F^2 E_s}{4N_0}\right) \frac{\partial T(D, I)}{\partial I} \Big|_{I=1} \quad (7)$$

여기서,  $d_F^2$ 는 자유 해밍거리와 최소 자승 유클리드 거리의 곱에 의한 자유 자승 유클리드 거리를 의미한다.  $E_s$ 는 채널심볼당 평균에너지를 의미하고,

$$Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt \quad \text{이다. } T(D, I) \text{는}$$

컨벌루션 부호의 전달함수이다.  $D$ 는 신호집합비트에 의해 결정되는 채널심볼집합에서 다른 부집합의 가까운 신호점으로 잘못 판정할 확률을 의미하고 다음과 같은 상한값을 가진다.

$$D \leq N_c \exp\left(-\frac{d_0^2 E_s}{4N_0}\right) \quad (8)$$

$N_c$ 는 잘못 판정할 가능성이 있는 채널 신호점들의 수를 의미하고  $d_0^2$ 의 최소 자승 유클리드 거리를 의미한다.

$P_3$ 는 세 번째 비트에서 비트오류율을 의미하고 다음과 같은 식으로 상한된다.

$$P_3 \leq P_r + P_3' = P_r + N_3 \cdot Q \left( \sqrt{\frac{d_2^2 E_s}{2N_0}} \right) \quad (9)$$

위 상한식은 컨벌루션 부호단에서의 정보비트가 재부호화되어 3번째 비트에 대한 비트결정에 이용되었을 때 재부호화비트들에 오류가 발생하면 항상 3번째 비트에 대하여도 오류가 발생한다는 가정에서 성립한다.  $P_r$ 은 재부호화 비트들의 비트오류율을 의미하고 전송율이  $k/n$ 인 경우에 있어서 다음과 같은 식은 상한된다[4].

$$P_r \leq \frac{1}{n} Q \left[ \sqrt{\frac{d_F^2 E_s}{2N_0}} \right] \exp\left(\frac{d_F^2 E_s}{4N_0}\right) \cdot D \cdot \frac{\partial T(D, I)}{\partial D} \Big|_{I=1} \quad (10)$$

$P_3'$ 는 재부호화 비트의 영향을 고려하지 않은 경우, 세 번째 비트에서의 비트오류율을 의미하고  $N_3$ 은 한 신호점에서 오류가 발생할 가장 가까운 신호점들의 수를 의미한다.  $d_i$ 는  $i$ 번째 비트에 대한 Ungerboeck의 신호집합분할의 내부 유클리드 거리 (intra Euclidean distance)를 의미한다.

$P_4$ 의 경우,  $P_3$ 의 경우와 같이 다음과 같은 식으로 주어진다.

$$P_4 \leq P_r + P_3 + N_4 \cdot Q \left( \sqrt{\frac{d_3^2 E_s}{2N_0}} \right) \quad (11)$$

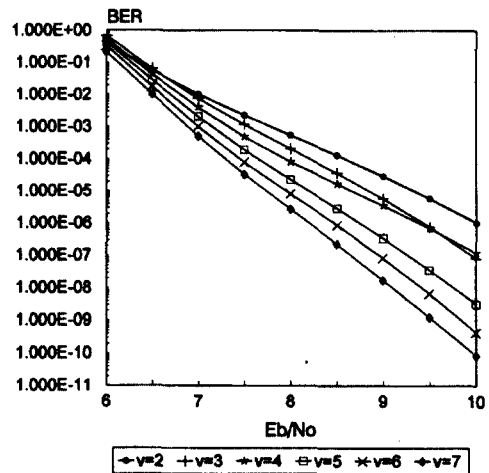


그림 4.  $\nu$ 에 따른 비트오류성능비교( $\nu=2, \dots, 7$ )

위의 식도 재부호화 비트들과 세 번째 비트에서의 오류가 네 번째 비트에 대하여 항상 오류를 발생시킨다는 관점에서 상한식이 주어진다.

그림 4는 위에서 구해진 비트오율상한식이 컨벌루션 부호의 메모리수  $\nu$ 에 따라( $\nu$ =구속장길이-1) 예시되어 있다.

그림 4를 보면  $\nu=3$ 인 경우와  $\nu=4$ 인 경우의 비트오율곡선이 교차하고 있음을 알 수 있다. 이러한 현상은 3/4 평쳐드 컨벌루션 부호의 해밍거리(Hamming distance)가  $\nu=3$ 인 경우, 4의 값을 가지고  $\nu=4$ 인 경우, 3의 값을 가지므로 인해서 발생하는 현상으로 자유 해밍거리의 역전이 자유 유클리드거리의 역전을 발생시키기 때문이다. Pragmatic 부호의 비트오율성능은 컨벌루션 부호의 성능에 의존적(dependent)이고 컨벌루션 부호의 비트오율성능은 최소 오류 이벤트(error event)만을 고려할 때 (3)식과 같은 관계가 성립하므로 자유 유클리드거리 값의 역전이 또한 비트오율곡선의 교차되는 현상을 나타내게 한다.

그림 6에는 상태수가 8인 경우와 64인 경우에 상한식과 시뮬레이션 결과치를 비교하고 있다. 시뮬레이션은 Monte-Carlo 시뮬레이션 기법을 적용하여 그림 6에 나타난 것과 같은 구성으로 이루어졌고 가산성 백색 가우시안 잡음( $\sigma^2 = N_0/2$ )이 채널효과로서 부분중첩된 QAM 신호에 부가되었다. 비트오율곡선에서 각 점은 최소한 100개이상의 비트오류가 발생한 경우 오류갯수를 세어 계산된 값이 표시되었다. 그림 6에서 알 수 있듯이  $10^{-5}$ 의 비트오율에서 상한식과 시뮬레이션 결과치는 약 0.5 dB의 차이를 나타내고 있다.

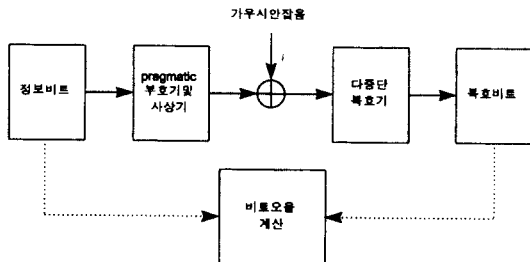


그림 5. 시뮬레이션 블록도

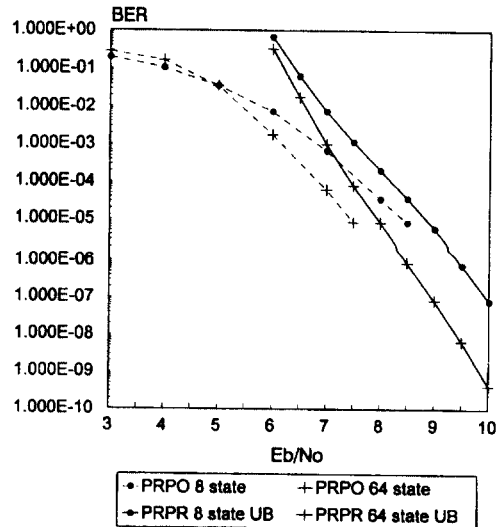


그림 6. 상한값과 시뮬레이션 결과치의 비교(상태수 8, 64)

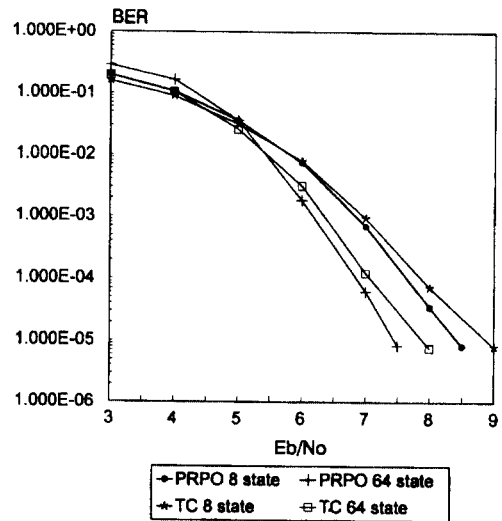


그림 7. 트렐리스 부호화방식과의 성능비교(상태수 8, 64)

그림 7에는 pragmatic 부호화된 부분중첩 QAM 방식과 트렐리스 부호화방식의 비트오율 성능이 상태수가 8인 경우와 64인 경우에 있어서 보여주고 있다. 표에서 자유 유클리드 거리비교에 의한 부호화이득이 각각 0.66dB, 0.75dB였는데 그림에서 알

수 있듯이 pragmatic 부호화된 부분중첩 QAM방식이 트렐리스 방식에 대하여  $10^5$ 의 비트오율에서 약 0.5의 부호화이득을 가짐을 알 수 있다.

#### 4.2 복잡도

부호의 복잡도는 정보 한 비트를 복호하기 위해 필요한 비교(comparison)와 합(addition)의 수로 표현할 수 있다. 따라서, k/n컨벌루션 부호를 사용하는 경우, 다음과 같이 표현할 수 있다[4].

$$L = \frac{2^v(2^k - 1) + 2^n - 2}{k} \quad (12)$$

여기서,  $v$ 는 컨벌루션 부호의 구속장 길이를 나타낸다.

위의 복호복잡도 개념은 비터비 복호를 구성할 경우, 트렐리스 구성을 고려하여 입력비트에 따른 트렐리스 천이가지수, 출력비트수, 상태수를 입력되는 비트수로써 정규화 시킨 것을 의미한다.

트렐리스 부호화 구조의 경우, 정보비트당 복호 복잡도를  $(n-1)/n$  컨벌루션 부호로서 생각할 수 있고 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L = \frac{2^v(2^{n-1} - 1)}{n-1} \quad (13)$$

높은 부호화율을 갖는 컨벌루션 부호의 복잡도는 (12)식에서  $2^k$ 의 영향에 의해서,  $k$ 가 증가함에 따라서, 증가하게 된다. 높은 부호화율을 갖는 컨벌루션 부호의 복잡도를 줄이기 위해 펄쳐드 기법을 사용하는데 펄쳐드 컨벌루션 부호는 낮은 부호율을 가진 기본부호의 부호화(encoding)을 블록단위로 처리하고 일부분의 부호비트를 perforation패턴에 따라 제거하므로써 고 부호화율의 부호를 얻는 방법이다. 펄쳐드 컨벌루션 부호의 복호에 있어서 비터비 복호는 펄쳐링되기 이전의 모부호와 같은 구조에 펄쳐링된 비트 매트릭값에 대하여 일정한 상수값을 지정하는 방식으로 이루어진다. 따라서, 펄쳐드 부호의 복호복잡도는 기본부호의 복호복잡도

와 거의 같은 정도를 가지게 되고 위 (12)식에 대하여  $k=1, n=2$ 인 값을 대입하면 1/2컨벌루션 부호를 기본부호로 하는 펄쳐드 컨벌루션 부호는 다음과 같은 복호복잡도를 가지게 된다.

$$L = 2^v \quad (14)$$

위의 식들을 고려할 때 pragmatic 부호화된 부분중첩 QAM방식과 트렐리스 부호화된 QAM방식의 복잡도를 나타내면 식(15), 식(16)과 같다.

$$L_{POQAM} = 1.5 \cdot 2^v \quad (15)$$

$$L_{TCQAM} = 2.33 \cdot 2^v \quad (16)$$

따라서, 두 방식의 복잡도를 비교하면,

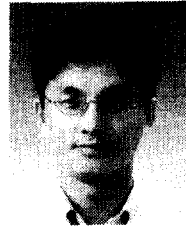
$$\frac{L_{POQAM}}{L_{TCQAM}} = \frac{1.5 \cdot 2^v}{2.33 \cdot 2^v} = \frac{1.5}{2.33} = 0.67 \quad (17)$$

이고 따라서, pragmatic 부호화된 부분중첩 QAM 방식은 트렐리스 부호화된 QAM방식의 67%의 복호복잡도만을 요구한다는 것을 알 수 있다. 즉, 트렐리스 부호화된 QAM방식에 대하여 단위시간당 단위비트에 대하여 67%의 비교합연산만을 요구한다는 것을 의미한다.

#### 참고 문헌

1. M. R. Soleymani and L. Kang, "Tellis Cding with Partially Overlapped Signal Sets", Proceedings of ICC' 91, pp. 1075-1079, 1991.
2. Isabelle Urbin, Shuji Kubota, and Shuzo Kato, "Trellis-Coded 16-QAM with Overlapped Signal Sets for Satellite Communication Systems", Proceedings of ICC' 93, pp. 1728-1723, 1993.
3. H. Imai and S. Hirakawa, "A new multilevel coding method using error correcting codes", IEEE Trans. on Inform. Theory, IT-23, no.3, pp. 371-377, May 1977.

4. Y. Kofman, E. Zehavi, and S. Shamaï, "Performance Analysis of a Multilevel Coded Modulation System", IEEE Trans. on Comm. COM-42, February/March/April pp.299-311 1994.
5. N. Seshadri and C. E. W. Sundberg, "Multilevel Trellis Coded Modulation for the Rayleigh Fading Channel", IEEE Trans. on Comm. COM-41, no 9. pp. 1300-1310, September 1993.
6. J. Conan, "The Weight Spectra of Some Short Low-Rate Convolutional Codes", IEEE Trans. on Comm. COM-32, no. 9., pp.1050-1053, September 1984.
7. D. Haccoun, G. Begin, "High-Rate Punctured Convolutional Codes for Viterbi and Sequential Decoding", IEEE Trans. on Comm. COM-37, no. 11 pp.1113-1125, November 1989.
8. Ibrahim Altunbas and Umit Aygolu, "Multilevel Coded FSK/PSK Modulation", Proceedings of ICC' 94, pp. 640-644, 1994.
9. G. Ungerboeck, " Channel coding with multilevel/phase signals," IEEE Tans. Inform. Theory IT-28, no 1, pp. 55-67, January 1982
10. A. N. Trefimov and B. D. Kudryashov, "Distance Spectra and Upper Bounds on Error Probability for Trellis Codes", IEEE Trans. on Inform. Theory IT-41, no. 2, pp. 561-572, March 1995.
11. Sungkwon Hong, Younghwan You, Jongheon Kim, and Changeon Kang, "Multilevel Trellis Coded 16QAM with Partially Overlapped Signal Sets", Proc. of PIMRC' 96
12. Sungkwon Hong, Youngwoo Yun, and Changeon Kang, "LSB Coded Hybrid Frequency Phase Shift Keying", IEE Letters Vol. 32. No, 11. pp. 1021-1022 May 1996.



홍성권(Seong Kweon Hong)정회원

1970년 2월 7일생

1992년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(학사)

1994년 2월 : 연세대학교 본대학원 전자공학과 졸업(석사)

1998년 2월 : 연세대학교 본대학원 전자공학과 졸업(박사)

1998년 3월 - 현재 : LG전자(주) 미디어 통신연구소 선임연구원

<관심분야> 이동통신채널에서 채널부호화 방식 및 대역효율적인 채널부호화방식연구

정 옥 현(Ok Hyun Jeong)정회원

1959년 6월 25일생

1982년 2월 : 서강대학교 이공대학 전자공학과 졸업(학사)

1985년 2월 : 서강대학교 이공대학원 전자공학과 졸업(석사)

1996년 8월 : 서강대학교 공과대학원 전자공학과 졸업(박사)

1985년 1월 - 1986년 12월 : 금성전기(주) 기술연구소 연구원

1987년 1월 - 1994년 12월 : 금성통신(주) 연구소 선임연구원

1995년 1월 - 현재 : LG전자(주) 미디어 통신연구소 책임연구원