

레이리 페이딩 채널에서 TCM을 이용한 QAM 방식의 성능평가

正會員 尹斗萬*, 張基成*, 金澈成**

Performance of QAM schemes using TCM over Rayleigh fading channels

Doo Man Yoon*, Ki Sung Chang*, Cheol Sung Kim** Regular Members

본 논문은 1994년도 통신학술단체 육성지원금에 의하여 이루어진 연구결과입니다.

要 約

트렐리스 부호화 변조기법은 부호화되지 않은 기존의 변조기법에 비해 부가적인 대역폭이 필요없이 전력상의 이득을 얻을 수 있기 때문에 주파수 대역이 제한된 환경에 적합하다. 본 논문에서는 스펙트럼 활용효율은 좋으나 페이딩 채널에서는 정보 손상이 심하여 사용이 제한되어 온 QAM 신호를 대상으로 페이딩 채널 특성에 적합한 신호점 배치를 연구하였으며, 특히 레이리 페이딩 환경하에서 시스템 성능저하를 줄이는 방안으로 부호화율 4/5인 트렐리스 부호화된 32-QAM 방식을 고려해 시뮬레이션을 통하여 부호화되지 않은 16-QAM과 비트오율을 비교분석 하였다. 그 결과 $P_B=10^{-3}$ 에서 3dB 정도의 성능개선을 얻었는데 이는 채널환경이 열악하고 제한된 주파수 스펙트럼으로 통신을 해야되는 이동통신 등의 응용분야에서 유용하게 쓰일 수 있을 것으로 예견된다.

ABSTRACT

Trellis-coded modulation (TCM) has been known to achieve power gain without requiring more bandwidth compared to uncoded schemes in a bandwidth-limited environment. In this paper, the optimum signal constellation of spectrally efficient QAM signal in a fading channel has been studied. Moreover, the code rate of 4/5 trellis-coded 32-QAM scheme has been proposed to improve the performance without excessive bandwidth, and compared to the uncoded 16-QAM by computer simulation. As a result, the proposed TCM scheme has achieved 3dB improvement in a BER of about 10^{-3} , compared to uncoded 16-QAM scheme. Thus TCM is expected to be appropriate for a band-limited and fading channel such as mobile radio, etc.

*전남대학교 공과대학 전자공학과
Dept. of Electronics Eng., Chonnam National Univ.

**전남대학교 공과대학 컴퓨터공학과
Dept. of Computer Eng., Chonnam National Univ.

論文番號 : 95204-0605

接受日字 : 1995年 6月 5日

I. 서 론

최근들어 새롭고 복잡해져 가는 정보의 대량·고속 전송과 정보체계의 다양화에 따라 여러방식의 전송기법이 개발되고 있다. 그리고 보다 편리한 무선통신의 가입자 수요는 급증하고 있으며 디지털 기술의 발달로 무선통신에서도 아날로그 방식보다는 디지털 방식이 널리 개발중에 있고, 특히 스펙트럼 활용효율이 좋은 변조기법을 사용하는 쪽으로 기술개발이 진행중이다^{(1),(2)}.

본 논문에서는 현재의 이와같은 상황을 고려해 그동안 무선통신 시스템에서 다경로(multipath) 페이딩 현상이나 송·수신체의 이동으로 생기는 도플러 주파수 편이 현상의 영향때문에 기피되어 왔던 QAM 신호를 고려대상으로 하였다. 본 연구에서는 기 발표자료⁽³⁾에서 제안했던 페이딩 환경하에서 나타나는 시스템의 성능열화를 최소화하여 좋은 성능을 발휘하는 Differential 방식의 변복조기법을 적용하였다. 이 방식에 의해 얻어진 비트오율을 더 줄이기 위해 다양한 FEC(Forward Error Correction) 부호화 기법중에서 채널부호화에 의해 얻어진 여분의 비트(extra bit)를 이용해 심볼의 집합크기(symbol set size)를 확장해서 부호화(전력)이득을 얻는 TCM(Trellis Coded Modulation)을 적용해 QAM 방식의 성능을 분석하였다.

상태(state)수가 8과 32인 부호화된 star 32-QAM과 부호화되지 않은 16-QAM과의 성능비교를 위해 컴퓨터 모의 실험을 통해 비트오율을 계산하였다.

II. 채널 구성

리시안(Rician) 분포나 레일리(Rayleigh) 분포에 의해서 모델링된다고 가정할 수 있는 이동통신 채널에서 페이딩은 시스템에 많은 에러를 유발시킨다^{(4),(5),(6)}. 만약 수신측의 직접가시 성분(Direct line-of-sight component)이 완전히 차단될 경우 다경로(multipath) 성분만이 존재하고 수신된 신호의 포락선 변동은 레일리 분포를 따른다. 이동국에 도달하는 다경로파는 다음 수식과 같이 표현된다.

$$r(t) = \sum_{i=1}^N r_i \cos[2\pi(f_c - f_i)t + \phi_i] \quad (1)$$

여기서 $f_i = \frac{v}{c} f_c \cos\alpha_i$ 이고 r_i 는 다경로파의 i 번째 시

간에서의 진폭, f_i 는 i 번째 도플러 주파수, v 는 이동국 속도, c 는 광속이다.

α_i 는 이동국 이동방향과 i 번째 입사파 사이각, ϕ_i 는 0과 2π 사이에서 균일(Uniform) 분포를 갖는 i 번째 위상을 나타낸다. 따라서 이동체에 수신되는 신호의 진폭과 위상의 확률 밀도 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad r \geq 0 \quad (2)$$

$$p_\theta(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad 0 \leq \theta < 2\pi \quad (3)$$

실제로 이동통신 채널환경을 정확히 모의실험 한다는 것은 불가능한데, 이는 페이딩 환경하에서 작용하는 통계적 변수들이 불확실하고 단지 확률적이기 때문이다. 그래서 이동통신 채널의 특성은 사실상 매우 복잡하지만 잘 알려진 통계적 분포들을 기초로 페이딩 환경을 근사적으로 만들 수 있다. 따라서, 본 연구에서는 기 발표된 문헌⁽⁷⁾을 참고로 레일리 페이딩 환경을 적절히 모델링하였다. 그림 1에서는 레일리 페이딩 발생기의 블록도를 나타낸다.

III. Uncoded differential star 16-QAM

페이딩 환경하에서 신호는 진폭과 위상이 왜곡되어 수신되고 이로 인해 원래 데이터를 제대로 복원하기 어렵다. 특히 세가지 진폭을 갖는 rectangular 16-QAM은 진폭과 위상의 조합으로 두개의 기저벡터 성분을 찾아 내기 때문에 페이딩 랜덤위상의 영향이 크다. 그래서 본 연구에서는 이동통신 채널에서 훨씬 더 나은 성능을 나타내는 differential star 16-QAM 방식을 주로 고려한다. 그림 2와 그림 3은 differential star 16-QAM의 송·수신기 구조와 신호점 배치를 나타낸다.

그림 2 a)의 송신기를 살펴보자. n 번째 심볼을 나타내는 4 비트를 $b_1[n]$, $b_2[n]$, $b_3[n]$, $b_4[n]$ 이라하면 첫번째 데이터 비트 $b_1[n]$ 은 링 진폭(ring amplitude) $r[n]$ 을 결정한다. 수신단에서 차동복조를 이용한다면 $r[n]$ 은 (4)식에 의해 결정되고, 동기복조 시스템을 이용한다면 (5)식에 의해 결정된다.

$$r[n] = b_1[n] \oplus r[n-2] \quad (4)$$

$$r[n] = b_1[n] \oplus r[n-1] \quad (5)$$

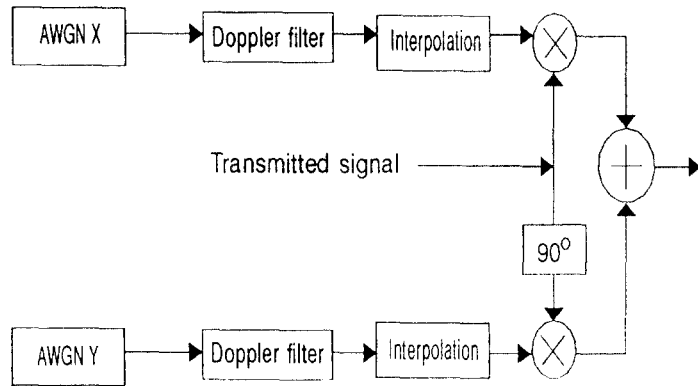


그림 1. 레일리 페이딩 모의실험 블럭도
Figure 1. Rayleigh fading simulation block diagram

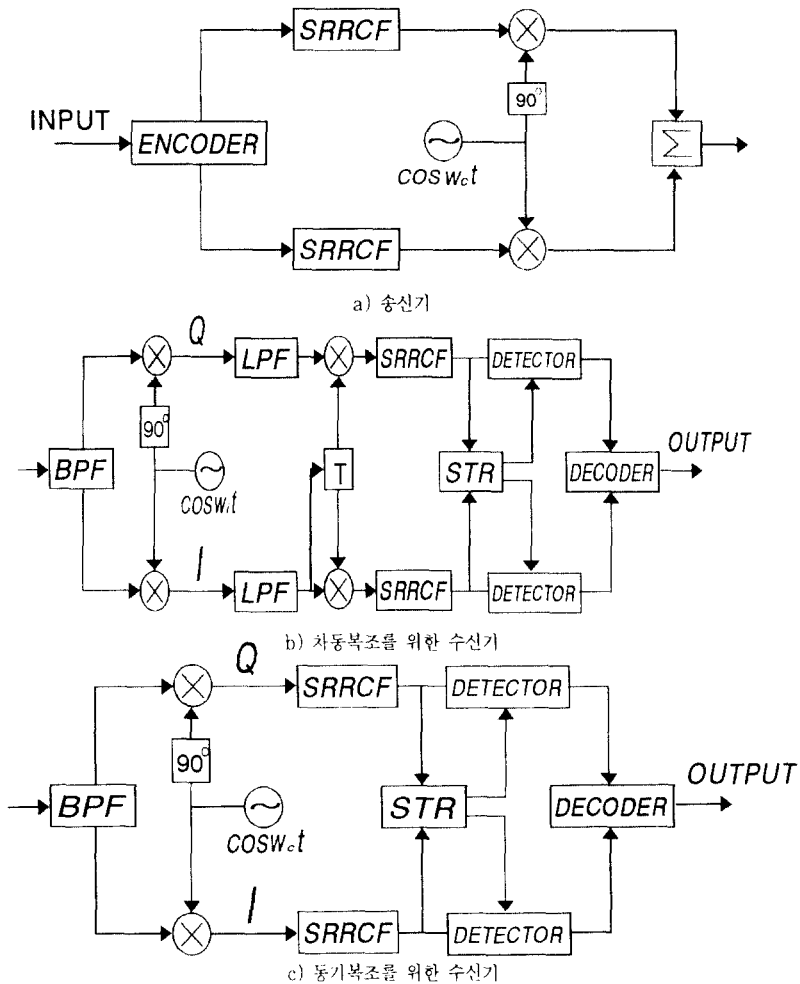


그림 2. Differential star 16-QAM의 송·수신 블럭도
Figure 2. Transceiver block diagram of differential star 16-QAM

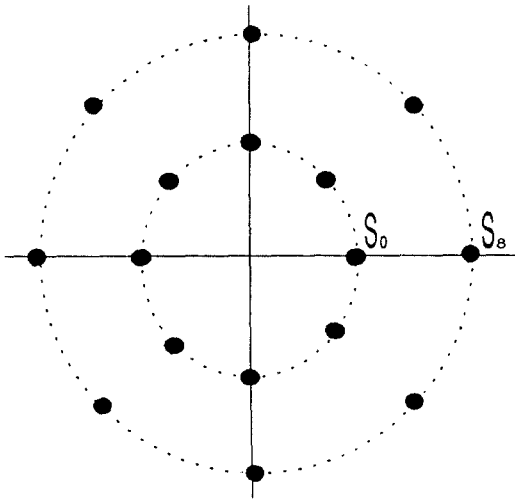


그림 3. Differential star 16-QAM 신호점
Figure 3. Signal constellation of differential star 16-QAM

$r[n]$ 이 참이면 그림 3의 신호점 배치에서 볼 수 있듯이 두개의 링 진폭중 큰 링의 신호가 되고 그렇지 않으면 작은 링의 신호가 된다. 나머지 3 비트 $b_2[n]$, $b_3[n]$, $b_4[n]$ 은 현재 심볼의 위상 θ_n 을 결정한다. 물론 Gray 부호화 매핑을 한다. 차동 부호화된 위상 ϕ_n 은 ϕ_{n-1} 에 ϕ_n 을 더해서 생성한다. 일단 부호기(encoder)는 요구되는 크기와 위상을 결정하여 적절한 I, Q 성분을 생성한다. 이 신호는 SRRCF(Square Root Raised Cosine Filter)로 펄스 성형(pulse shaping)되어서 반송파가 곱해서 전송된다.

그림 2 b)는 differential star 16-QAM 신호의 차동검파를 위한 수신기를 나타낸다. 중간 주파수, f_i 에 의해 I, Q 성분으로 분할된 후, I 채널 성분을 한 심볼구간 동안 지연해서 I, Q채널에 곱한다. 이렇게 곱해진 신호는 정합 필터인 SRRCF를 통과하고 STR(Symbol Timing Recovery)된 I, Q 샘플은 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$S_I = A_n A_{n-1} d_n d_{n-1} \cos(\phi_n - \phi_{n-1} + \gamma_n - \gamma_{n-1}) \quad (6)$$

$$S_Q = A_n A_{n-1} d_n d_{n-1} \sin(\phi_n - \phi_{n-1} + \gamma_n - \gamma_{n-1}) \quad (7)$$

여기서 A_n , ϕ_n 은 n번째 심볼의 진폭과 위상을 나타낸다. d_n , γ_n 은 페이딩 채널에 의해 나타난 진폭과 위

상의 왜곡을 표현한다. 신호의 크기를 결정했던 첫번째 비트 $b_1[n]$ 을 얻기 위해서는 (8)식처럼 현재 출력의 크기와 바로 전 심볼 출력의 크기의 비를 구하면 된다.

$$Z_n = \frac{A_n A_{n-1} d_n d_{n-1}}{A_{n-1} A_{n-2} d_{n-1} d_{n-2}} = \frac{A_n d_n}{A_{n-2} d_{n-2}} \quad (8)$$

연속되는 심볼들 사이에 페이딩의 stationarity를 가정하면 페이딩 왜곡의 영향은 제거된다. 즉, Z_n 은 A_n , A_{n-2} 에 의해 결정된다. 각 링 진폭을 R_1 , R_2 라 할 때 $b_1[n]$ 은 (9)식의 조건을 만족하면 '0'이 전송된것으로 결정되고, Z_n 이 그외의 범위일 때는 $b_1[n]$ 은 '1'로 결정한다.

$$\frac{2}{R_1 + R_2} < Z_n \leq \frac{R_1 + R_2}{2} \quad (9)$$

그리고 나머지 3비트 $b_2[n]$, $b_3[n]$, $b_4[n]$ 은 (5), (6)식의 I, Q성분을 arctangent 함수를 사용해서 결정할 수 있다. 즉, 현재 심볼의 arctangent를 취한 값과 전 심볼의 값과의 차를 45°의 정수배에 가까운 곳으로 양자화해서 lookup table을 이용해 $b_2[n]$, $b_3[n]$, $b_4[n]$ 을 얻는다.

그림 2 c)는 동기복조를 위한 수신기 구조를 나타낸다. 앞의 (5)식을 이용해 $r[n]$ 을 생성하고, 수신단에서 STR된 I, Q 샘플은 다음식으로 표현된다.

$$S_I = A_n d_n \cos(\phi_n + \gamma_n) \quad (10)$$

$$S_Q = A_n d_n \sin(\phi_n + \gamma_n) \quad (11)$$

나머지 과정은 차동복조를 위한 수신기 구조에서 언급했던 내용과 같다.

IV. Trellis coded star 32-QAM

TCM은 변조기법과 부호화를 결합한 것으로 전송률(data rate)이나 대역폭을 변화시키지 않고, 부호화되지 않은 기존의 변조기법에 비하여 전력상의 이득을 얻을 수 있다는 특징을 가지고 있다. 1982년 Ungerboeck에 의해 제안된 이후 국내·외에서 연구가 활발히 진행중에 있다.^{[8],[9],[10]}

1. 시스템 모델

그림 4는 페이딩 채널에서 트렐리스 부호화된 star 32-QAM의 등가 기저대역 송·수신 모델이다. PN 데이터를 트렐리스 부호기(Trellis encoder)의 입력으로 받아 코드율(code rate) 4/5인 길썹부호화기로 부호화된 후 기억채널을 무기억채널로, 즉 페이딩 진폭을 독립적인 랜덤변수로 가정하기위해 인터리빙(interleaving)했는데 인터리빙 깊이(depth)는 이상적인 경우로 생각할 수 있도록 fade duration보다 훨씬 크게 했다.

전송된 star 32-QAM 심볼의 신호점을 그림 5에 나타냈는데, 신호점사이에 등간격(constant free distance)을 갖지는 못하지만 공간상에 TCM codeword를 적절하게, differential하게 매핑할 수 있다. 각 심볼은 신호 집합 분할 (set partitioning) 시, 부집합(subset) 내의 심볼간의 유클리드 거리(Euclidean distance)를 크게하기 위해 각각의 링마다 위상천이를 달리해 반 시계방향으로 매핑하였다.

2. Optimum 복·부호화기

부호화된 star 32-QAM의 구조는 4개의 진폭을 갖고, 각 링은 8PSK 구조와 같다. 인터리빙된 비이진 신호화(nonbinary signaling) 2차원 심볼의 비트오율(BER)의 상한식은 다음식으로 나타낼 수 있다^{[4],[8],[9]}.

$$P_b \leq \sum_{x, \hat{x} \in C} a(x, \hat{x}) p(x) P(x \rightarrow \hat{x}) \quad (12)$$

여기서 C는 모든 가능한 부호화된 시퀀스 집합이고,

$a(x, \hat{x})$ 은 x 가 \hat{x} 으로 복호화되는 에러사건에서 비트 에러 수이다. $p(x)$ 은 x 가 전송될 사전(a priori) 확률이다. 그리고 $P(x \rightarrow \hat{x})$ 은 x 가 \hat{x} 으로 복호화될 pairwise 에러 확률을 나타낸다.

일반적으로 pairwise 에러 확률을 계산하기 위해서는 다음의 4가지 내용을 알아야 한다.

- (1) 제안된 복호 매트릭(decoding metric)
- (2) 사용된 interleaving의 형태
- (3) 사용된 검파(detection)의 형태
- (4) 채널상태 정보(CSI)의 유·무

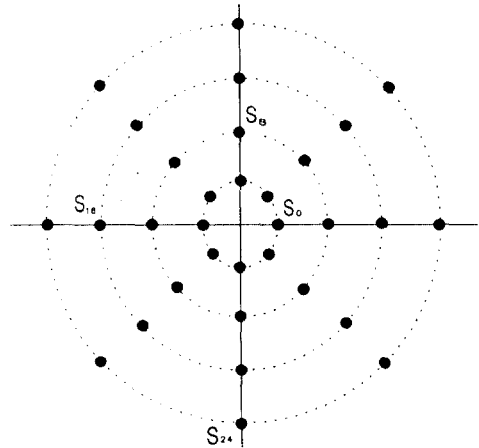


그림 5. 트렐리스 부호화된 star 32-QAM의 신호점
Figure 5. Signal constellation of trellis coded star 32-QAM

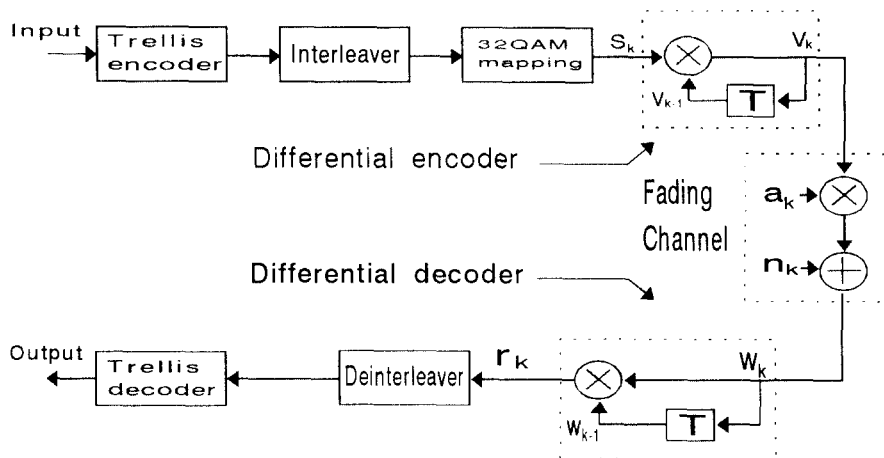


그림 4. 페이딩 채널에서 등가 기저대역 모델 블록도
Figure 4. Block diagram of the baseband equivalent model on a fading channel

본 연구에서 적용되고 있는 flat 페이딩 환경에서의 채널상태정보(CSI)는 완전한 위상 추적(phase tracking)을 가정하였기 때문에 간단히 페이딩 진폭 ρ_k 의 측정이다. 그리고, 이상적인 CSI와 완전한 인터리빙을 가정하였으므로 복호 매트릭은 다음식으로 표현된다.

$$m(y, x; \rho) = \sum_{k=1}^N \|y_k - \rho_k x_k\|^2 \quad (13)$$

여기서 $\|\cdot\|^2$ 은 일반적으로 제공된 유클리드 거리를 나타낸다.

최우 복호 규칙(Maximum likelihood decoding rule)은 주어진 매트릭을 최소화 하는 시퀀스 \hat{x} 선택하는 것이다.

$$\hat{x} = \min_{x \in C} m(y, x; \rho) \quad (14)$$

이제 pairwise 에리 확률은 다음식으로 쓸 수 있다.

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \leq e^{-\frac{E_s}{4N_0} d^2(x, \hat{x})} \quad (15)$$

$$\text{단, } d^2(x, \hat{x}) = \frac{1}{E_s} \sum_{k \in \zeta} \rho_k^2 \|x_k - \hat{x}_k\|^2 \quad (16)$$

여기서 ζ 는 $x \neq \hat{x}_k$ 인 k의 모든 집합을 나타낸다. 그리고 ρ_k 는 알고 있다고 가정하였다. 식(13)의 매트릭은 $(\rho_1 x_1, \rho_2 x_2, \dots, \rho_{NX} x_N)$ 이 전송되었다는 가정하의 AWGN 채널에 근사화 된다. 그래서 레이리 확률밀도 함수(p.d.f)에 대해 평균을 취하면 (15)식은 다음식으로 나타낼 수 있다.

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \leq \prod_{k \in \zeta} \frac{1}{(E_s/N_0)/4} \frac{1}{(\lambda_k)^2} \quad (17)$$

$$\text{단, } \lambda_k = \frac{1}{\sqrt{E_s}} \|x_k - \hat{x}_k\| \quad (18)$$

여기서 두 시퀀스 사이에 서로 다른 심볼의 수 L_s 를 집합 ζ 의 개수(cardinality)로 놓으면 (17)식은 (19)식이 된다.

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \leq \frac{1}{\{(E_s/N_0)/4\}^{L_s}} \prod_{k=1}^{L_s} \frac{1}{(\lambda_k)^2} \quad (19)$$

윗식으로 부터 레이리 flat 페이딩 채널에서 성능을 결정하는 주요한 두가지 요소는 모든 가능한 부호화된 시퀀스쌍 사이의 해밍거리, 즉 최단 오류사건 경로의 길이 L_s 와 그 경로의 가지 매트릭의 곱임을 알 수 있다. 요약해 보면 AWGN 채널과 레이리 flat 페이딩 채널을 통한 TCM의 설계 기준은 AWGN 채널에서는 최소

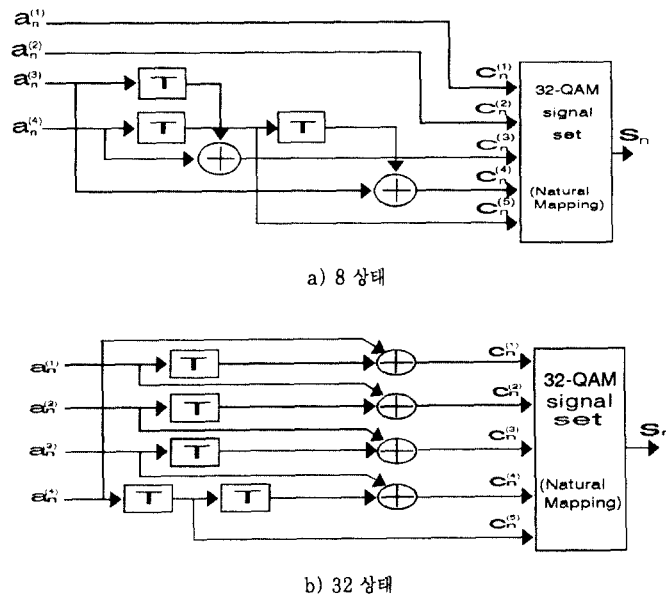


그림 6. 트렐리스 부호기
Figure 6. Trellis encoder

유클리드 거리 d_{free} 를, 그리고 페이딩 채널에서는 최단 오류사건 경로의 길이 L_s 를 최대화 시키는 것이다 [8], [9], [10], [11].

지금까지의 수학적 해석을 바탕으로 본 연구에서는 상태수 8($L_s=1$)과 상태수 32($L_s=2$)인 부호화기 구조를 star 32-QAM 성상도에 적합하도록 제안하여 적용하였는데, 부호화기 구조는 길쌈부호의 생성 다항식 행렬(generator polynomial matrix)을 구하고 이 행렬로부터 GCD(Greatest Common Divisor)를 계산해 catastrophic code가 되지 않게 하였다. 그림 6은 제안한 상태수 8과 상태수 32인 트렐리스 부호화의 구조를 나타낸다.

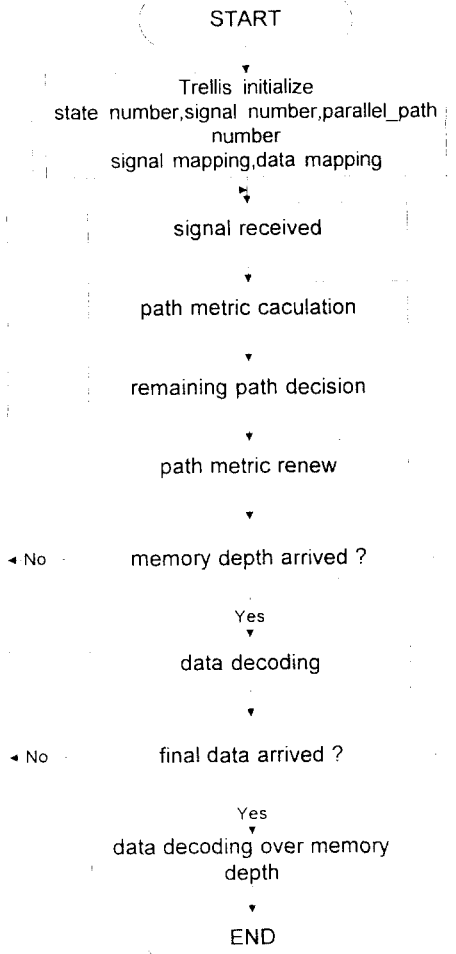


그림 7. Viterbi 알고리즘
Figure 7. Viterbi algorithm

수신단에서 차동 복호화기(differential decoder)를 통해 나온 신호는 디인터리빙(deinterleaving)되고 나서 트렐리스 복호화의 입력이 된다. 여기에 사용된 복호기는 최소한의 경로차를 갖는 경로를 구한다는 Viterbi 복호기를 적용한다. 그림 7은 본 연구에서 사용된 부호화된 star 32-QAM 방식에 적합한 Viterbi 알고리즘이다.

간단히 살펴보면 경로차(path metric)를 계산해서, 계산된 경로차를 ACS(Add-Compare-Select) 작용을 거쳐 버퍼를 통해 데이터가 출력된다.

V. 컴퓨터 모의실험 결과

진폭과 위상에 각각 정보를 신는 QAM 신호는 이동 통신 환경하에서 적용하고자 할 때, 실제 이러한 통신환경이 확률적이기 때문에 수식으로 정리하기는 힘들다. 따라서 컴퓨터 모의실험을 통해서 수치해석적으로 성능을 살펴본다.

Differential 방식의 부호화되지 않은 star 16-QAM과, 부호화된 star 32-QAM 신호를 normalized fading bandwidth, $f_d T$ ($f_d = 40\text{Hz}$, $T = 1/32000\text{ sec}$)가 1.25×10^{-3} 인 레일리 페이딩 채널을 통과시켜 모의실험 하였는데, 그림 8은 발생된 페이딩 진폭을 보여주고 있다.

그림 9에는 레일리 페이딩과 AWGN이 가해진 상황하에서 CSI(Channel State Information)를 고려하지 않고 신호대 잡음비를 달리하여 Monte Carlo 방법을 이용하여 구한 비트오율 곡선을 보여주고 있다.

비트오율 곡선에서 볼 수 있듯이 상태수 8인 경우보다 상태수 32인 경우의 성능이 $P_B=10^{-4}$ 근처에서 2-3 dB 정도 개선됨을 확인할 수 있고, 앞에서 언급했듯이 이동통신 환경하에서 rectangular 16-QAM보다는 differential 방식의 star 16-QAM의 성능이 월등함을 알 수 있다. 본 연구에서 비교해보고자 하는 가장 관심있는 성능분석인 부호화되지 않은 star 16-QAM 과 부호화된 star 32-QAM 방식의 성능비교는, $P_B=10^{-3}$ 을 기준해서 3 dB, $P_B=10^{-4}$ 을 기준해서는 10 dB 이상의 성능개선을 가져옴을 알 수 있었다.

모의실험 환경은 모든 과정을 C 언어로 구현하였으며, 실제 입력 신호는 PC 용량을 고려해 50000 비트 PN 데이터를 이용했다. 결과인, 그림 9는 각 SNR에

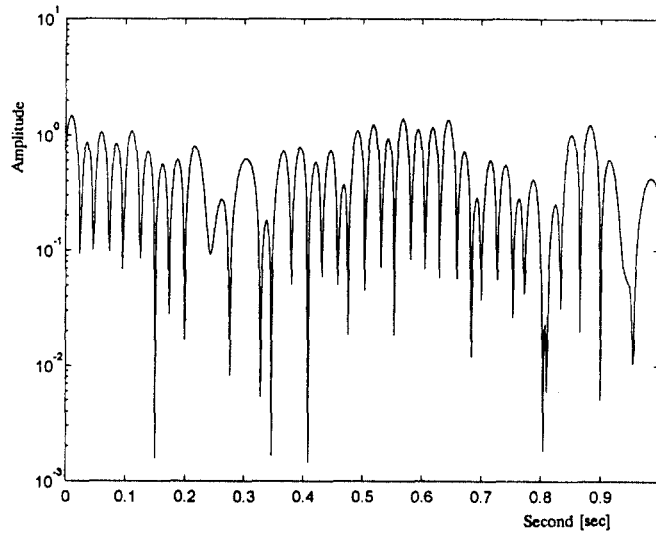


그림 8 Rayleigh 페이딩 진폭
Figure 8. Rayleigh faded amplitude

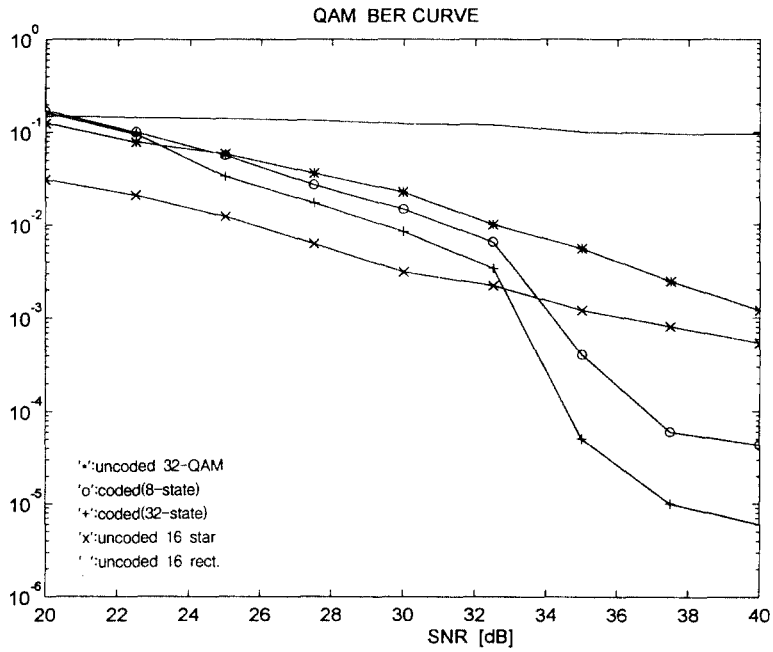


그림 9. 비트오율 곡선
Figure 9. BER curve

대해 여러번 처리해 평균을 내서 나타낸 것이다.

VI. 결 론

이동통신 채널에서 QAM 방식의 응용은 주파수 스펙트럼 활용효율이 문제시되는 현재 특히 고려해 볼만 하다. 본 연구에서는 직접가시 성분이 없고 다경로(multipath) 성분으로만 수신신호가 이루어졌다고 가정할 수 있는 레일리 페이딩 환경에서 부호화되지 않은 16-QAM의 최적 신호점 배치 및 성능을 평가하였고, 이 방식에 부호화를 4/5인 TCM을 적용해 $P_b=10^{-3}$ 을 기준해서 3dB정도의 성능개선을 가져왔다. 이러한 성능개선은 전송신호의 적절한 신호점 배치와 집합 분할에 맞는 부호기 설계, 또, 알맞는 복호기 구조에서 얻을 수 있었다.

본 연구에서는 레일리 페이딩과 AWGN이 가해진 상황에서 CSI를 고려하지 않았지만 CSI를 얻는 잘 알려진 여러기법(예를들어 PSAM⁽¹⁾)을 이용해 복호시 CSI를 사용하고 부가적인 성능개선 알고리즘을 적용한다면 채널환경이 열악한 이동통신 시스템에서도 QAM 방식의 적용이 가능할 것으로 예견된다.

참고문헌

1. W. T. Webb and L. Hanzo, *Modern Quadrature Amplitude Modulation*, IEEE, 1994.
2. W. T. Webb, L. Hanzo, "Bandwidth efficient QAM schemes for Rayleigh fading channels", IEE Proc., Vol. 138, No. 3, pp.169-175, June 1991.
3. 김희규, 윤두만, 김철성, "PCN에서 Differential encoding을 이용한 QAM 신호의 전송에 관한 연구", 제4회 통신 정보 합동 학술대회 논문집, 1994.

4. D. Divsalar and M. K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels: Performance criteria", IEEE Trans. Commun., Vol. 36, pp.1004-1011, September, 1988.
5. C. Loo, "A statistical model for a land mobile satellite link", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. VT-34, pp.122-127, August 1985.
6. A. Aghamohammadi and H. Mery, "On the error probability of linearly modulated signals on Rayleigh frequency flat fading channels", IEEE Trans. Commun., Vol. 38, No. 11, November, 1990.
7. Gaston A. Arrendo, William H. Chriss, "A Multipath Fading Simulator for Mobile Radio", IEEE Trans. Commun., Vol. Com-21, No. 11, pp.1325-1328, November, 1973.
8. E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane, and M. K. Simon, *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Application*, New York: Macmillan, 1991.
9. S. Hamidreza, Tho Le-Ngoc, *Coded Modulation Techniques for Fading Channels*, KAP, 1994.
10. J. K. Cavers and Paul Ho, "Analysis of the Error Performance of Trellis-Coded Modulations in Rayleigh Fading Channels", IEEE Trans. Commun., Vol. 40 No. 1, pp.74-83, January, 1992.
11. D. Divsalar and M. K. Simon, "Maximum-Likelihood Differential Detection of Uncoded and Trellis Coded Amplitude Phase Modulation over AWGN and Fading Channel-Metrics and Performance", IEEE Trans. Commun., Vol. 42, No. 1, January, 1994.



尹斗萬(Doo Man Yoon) 정회원

1969年 8月 15日生
1994年 2月: 전남대학교 전자공학과
(학사)
1994年 3月~현재: 전남대 대학원전
자공학과(석사과정)

※주관심 분야: 디지털 이동통신, 위성통신 등



張基成(Ki Sung Chang) 정회원

1969年 1月 17日生
1994年 2月: 전남대학교 전자공학과
(학사)
1994年 3月~현재: 전남대 대학원전
자공학과(석사과정)

※주관심 분야: 이동통신, 위성통신, 디지털 신호처리 등



金澈成(Cheol Sung Kim) 정회원

1953年 12月 28日生
1977年 2月: 서울대학교 전자공학
과(학사)
1979年 2月: 서울대 대학원 전자공
학과(석사)

1987年 12月: Univ. of Arizona(박사)
1979年 2月~1983年 3月: 국방과학연구소 근무
1983年 3月~1984年 2月: 대우중공업 기술연구소 근무
1985年 1月~1987年 11月: Univ. of Arizona
(Research Associate)
1987年 11月~1989年 3月: 한국전자통신연구소(이동통신 연
구실장 역임)
1989年 3月~1995年 3月: 전남대학교 전자공학과 교수
1995年 3月~현재: 전남대학교 컴퓨터공학과 교수
※주관심 분야: 디지털 통신시스템공학, 이동통신, 위성통신
통신신호처리, 영상처리 등