

# 페이딩 채널에서의 3/4 TC 16QAM의 성능 분석

## (Performance Analysis of 3 / 4 TC 16QAM in Fading Channel)

정 구 영\* · 문 재 경\* · 김 창 주\* · 김 영 수\*

(Goo-Young Jeong · Jae-Kyoung Mun, Chang-Ju Kim, Young-Su Kim)

### 요 약

이동통신에서 QAM변조방식은 레일리 페이딩채널의 특성으로 인해 채널의 추정 및 보상의 방법을 사용하여 페이딩에 대한 왜곡을 보정하더라도 페이딩이 심하게 타는 부분에 대해서는 연집에러가 생기게 되어 그 성능은 열악하다. 본 논문에서는 이 연집에러를 bit reversal 블록 인터리버를 이용하여 분산시키고 컴퓨터 탐색의 방법으로 찾아낸 레일리 채널에 적합한 TCM을 이용하여 레일리 페이딩 채널에서의 3/4 16QAM TCM의 성능을 분석하였다. 분석결과 인터리버의 효과는  $10^{-3}$ 의 오율에서 약 2dB, 변형된 비터비 복호기의 사용으로는 2.5dB 그리고 다이버시티의 사용으로는 약 9dB의 이득이 있음을 알 수 있었다. 이는 16QAM TCM이 디지털 이동통신에서 사용될 수 있음을 보인다.

### Abstract

In mobile communication, the performance of QAM technique is poor under deep fading even though Rayleigh channel characteristics are estimated and compensated. In this paper, we analyze the performance of 3/4 Trellis coded 16QAM in Rayleigh channel where burst errors are randomized by bit reversal block interleaver, and TCM coder is designed by computer search to be adequate for Rayleigh channel. The simulation results show that the interleaver has 2dB gain, the modified Viterbi decoder has 2.5dB, and diversity has 9dB gain at  $P_b = 10^{-3}$ . This indicates that the 3/4 TC 16QAM is applicable to digital mobile communication with good performance.

### I. 서 론

이동통신에서의 한정된 주파수자원에 대해 많은 사용자를 수용하기 위해서 효율적인 변복조 방식에

대한 연구가 꾸준히 진행되어져 왔다. 스펙트럼의 효율을 높이기 위해서 직교 변조방식이 개발되었고 이로인해 스펙트럼 자원을 2차원에서 이용할 수 있게 되었다[1]. 여기에 신호점을 in-phase와 quadra-

\* 한국전자통신연구소  
Electronics and Telecommunications Research Institute

ture측에서 전력효율을 생각하면서 배치시켜 전송하는 다단(multi-level) 변복조 기술이 개발되었고 마이크로파 전송에서는 1024QAM까지의 다단 변복조 기술이 사용되어지고 있다. 다만 변복조 기술은 크게 PSK계열과 QAM계열로 구분된다. 채널이 선형이거나 비선형이라도 채널 변수를 추정하여 보상할 수 있으면 PSK계열 보다 QAM계열의 주파수 이용효율이 좋다[1]. 따라서 스펙트럼효율 및 전력효율이 좋은 변복조 방식으로 알려져 있는 QAM계열의 변복조 방식의 이동통신에 적용하기 위한 연구가 최근 기술선진국을 중심으로 활발히 진행되고 있다. 그러나 QAM 계열의 신호방식을 이동통신에 이용하기 위해서는 커다란 문제점이 내재해 있다. 그것은 진폭 및 위상 모두에 정보를 전송하는 QAM의 스펙트럼 및 전력에 대한 우수성이 이동채널의 특성인 페이딩에 대해서 신호가 크게 왜곡되는 특성으로 작용하기 때문이다. 그러므로 QAM신호의 페이딩 채널에 대한 특성을 분석하고 그에 적합한 대책을 세우는 것이 필요하다고 하겠다. 본 논문에서는 채널 상태변수를 완전히 알고 송수신기의 동기가 맞았다는(coherent) 가정에서 컴퓨터 탐색의 방법으로 찾아낸 3/4 TC 16QAM의 레일리 페이딩에서의 특성과 성능을 시뮬레이션을 통하여 분석하였다.

## II. QAM변조방식의 이동통신에의 응용

QAM변조방식은 기본적으로 두개의 독립적인 ASK 신호  $a(t)$ 와  $b(t)$ 가 직교 반송파인  $\cos\omega_c t$ 와  $\sin\omega_c t$ 에 의해 변조되어 합성되는 신호로 표현할 수 있는데[1] 모든 직교변조방식은

$$x(t) = a(t)\cos\omega_c t + b(t)\sin\omega_c t \quad (1)$$

의 형태로 구성된다. 이는 직교관계에 있는 두 독립적인 반송파  $\cos\omega_c t$ 와  $\sin\omega_c t$ 를  $a(t)$ 와  $b(t)$ 로 진폭 변조하는 과정으로서 이해되어질 수 있다. 이때

$$a(t) = \sum_n a_n p(t - nT), \quad b(t) = \sum_n b_n p(t - nT) \quad (2)$$

가 되어 각각이 ASK인

$$x(t) = A \sum_n a_n p(t - nT) \cos\omega_c t + A \sum_n b_n p(t - nT) \sin\omega_c t \quad (3)$$

가 되는 변조방식을 QAM이라고 하며 QAM의 전력밀도 분광은 두개의 독립적인 ASK가 합쳐지게 되므로

$$W_x(f) = \frac{A^2}{4T} (\bar{a}^2 + \bar{b}^2) (|\rho(f+f_c)|^2 + |\rho(f-f_c)|^2) \quad (4)$$

가 되고 특히  $a^2 = b^2$  일 경우

$$W_x(f) = \frac{A^2 a^2}{2T} (|\rho(f+f_c)|^2 + |\rho(f-f_c)|^2) \quad (5)$$

이 되어 그 모양은 비례상수를 제외하고 ASK의 전력밀도 분광과 같게 된다.

이러한 M-ary QAM의 가우시안 채널에서의 심벌 오류율은 [1]

$$P_s = 2(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \frac{E_s}{N_0}} \right) \times \left( 1 - \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \frac{E_s}{N_0}} \right) \quad (6)$$

가 되며 이때  $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ 이다.

여기에서 페이딩 되어 들어오는 반사파들의 영향이 매우 늦게 작용하여 최소한 한 신호간격에서는 신호의 크기가 일정하다는 가정에서의 감쇄요소를  $\alpha$ 라고 하고 이를 고정시키면 심벌오류율은

$$P_s(\gamma_b) = 2(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \gamma_b} \right) \times \left( 1 - \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \right) \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3}{2(M-1)} \gamma_b} \right) \quad (7)$$

가 되며 이때  $\gamma_b = \alpha^2 \frac{E_s}{N_0}$ 이다. 여기에서  $\alpha$ 가 랜덤하

계 변화할때의  $\gamma_b$ 의 pdf를  $P(\gamma_b)$ 라고 하면 페이딩 채널에서의 심벌오율은

$$P_{sfad} = \int_0^{\infty} P_s(\gamma_b) P(\gamma_b) d\gamma_b \quad (8)$$

로 나타내어지며 이는  $\gamma_b$ 의 특성함수에 의해 결정되어진다. 여기에 최대비 합성다이버시티를 적용할때 각 채널의 페이딩이 서로 독립적이므로 그의 합성된 신호대 잡음비인  $\gamma_b$ 의 특성함수  $\Psi_{\gamma_b}$ 는 다이버시티 채널의 수  $L$ 에 대해

$$\Psi_{\gamma_b}(s) = \frac{1}{(1-s\bar{\gamma}_b)^L} \quad (9)$$

로서 chi-square분포 랜덤변수로 나타내어진다. 따라서

$$P(\gamma_b) = \frac{1}{\Gamma(L)\bar{\gamma}_b^L} \gamma_b^{L-1} e^{-\gamma_b/\bar{\gamma}_b} \quad (10)$$

가 되며 이때  $\Gamma(\cdot)$ 는 gamma함수를 나타낸다. 식 (7)을 다른 형태로 변환하면

$$P_s(\gamma_b) = \frac{\sqrt{M}-1}{M} \left\{ (\sqrt{M}-1) + 4 \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\beta\gamma_b}) - (\sqrt{M}-1) \operatorname{erfc}^2(\sqrt{\beta\gamma_b}) \right\} \quad (11)$$

가 되며 이때  $\beta = \frac{3}{2(M-1)}$  이다.

이렇게 되면 식 (8)은

$$P_{sfad} = \frac{\sqrt{M}-1}{M} \left[ (\sqrt{M}-1) + 4I_1 - (\sqrt{M}-1)I_2 \right] \quad (12)$$

로서 이때  $I_1$  및  $I_2$ 는

$$I_1 = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\beta\gamma_b}) P(\gamma_b) d\gamma_b, \quad (13)$$

$$I_2 = \int_0^{\infty} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{\beta\gamma_b}) P(\gamma_b) d\gamma_b$$

이다.  $I_1$ 을 [2]의 결과를 이용하여 약간의 변형을 거쳐 closed form으로 나타내면

$$I_1 = \left( \frac{1-\mu}{2} \right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left( \frac{1+\mu}{2} \right)^k \quad (14)$$

로 나타내지며 이때의  $\mu = \sqrt{\frac{\beta\bar{\gamma}_b}{1+\beta\bar{\gamma}_b}}$ 이다. 한편  $I_2$ 를 구하기 위해 부분적분의 방법을 도입하여 계산한 결과만을 나타내면

$$I_2 = \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{\beta\bar{\gamma}_b}{1+\beta\bar{\gamma}_b}} \tan^{-1} \sqrt{\frac{\beta\bar{\gamma}_b}{1+\beta\bar{\gamma}_b}}, \quad L=1$$

$$= \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{(2n)!}{(n!)^2} \left\{ \left( \frac{1}{1+\beta\bar{\gamma}_b} \right)^n \sqrt{\frac{\beta\bar{\gamma}_b}{1+\beta\bar{\gamma}_b}} \tan^{-1} \sqrt{\frac{\beta\bar{\gamma}_b}{1+\beta\bar{\gamma}_b}} \right\}$$

$$+ \frac{2}{\pi} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{(2n)!}{2^{2n}(n!)^2} \left\{ \sum_{m=0}^{n-1} \frac{(2m)!}{2^{2m}(m!)^2} \left( \frac{1}{1+\beta\bar{\gamma}_b} \right)^{n-m-1} \cdot \left( \sqrt{\frac{\beta\bar{\gamma}_b}{1+2\beta\bar{\gamma}_b}} \right)^{(m-1)!} \left( \frac{1}{1+2\beta\bar{\gamma}_b} \right)^{m-1} \right\}, \quad L \geq 2 \quad (15)$$

가 된다.

한편 다이버시티를 고려하지 않은 경우 페이딩 채널에서의  $I_1$  및  $I_2$ 는

$$I_1 = \frac{1-\mu}{2}, \quad I_2 = \frac{4}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n+1} \left( \frac{1}{1+\beta\bar{\gamma}_b} + 1 \right)^{-(n+1)} \quad (16)$$

가 된다.

### III. Interleaving 및 Deinterleaving

페이딩에 의한 신호의 위상 및 진폭에 대한 왜곡을 보상하기 위하여 개발된 방법으로는 PSAM[6] 또는 TTIB[7]등이 있는데 채널 상태 정보를 완전히 안다고 해도 페이딩의 깊은 부분에서 일어나는 연접에러에 의한 복구할 수 없는 상황이 발생하게 된다.

수신신호의 복소기저대역신호를  $u(t)$ 라고 하면

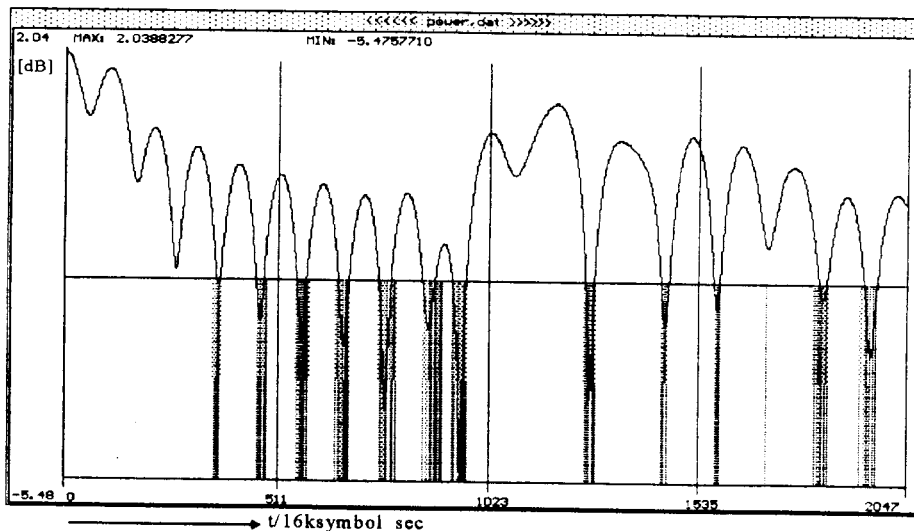
$$u(t) = c(t)a(t) + n(t) \quad (17)$$

가 되고 페이딩을 보상하기 위하여 CSI를 완벽하게 유추해 낸다고 가정하면, 즉  $\bar{c}(t) = c(t)$ 이면 보상된 신호  $\bar{a}(t)$ 는

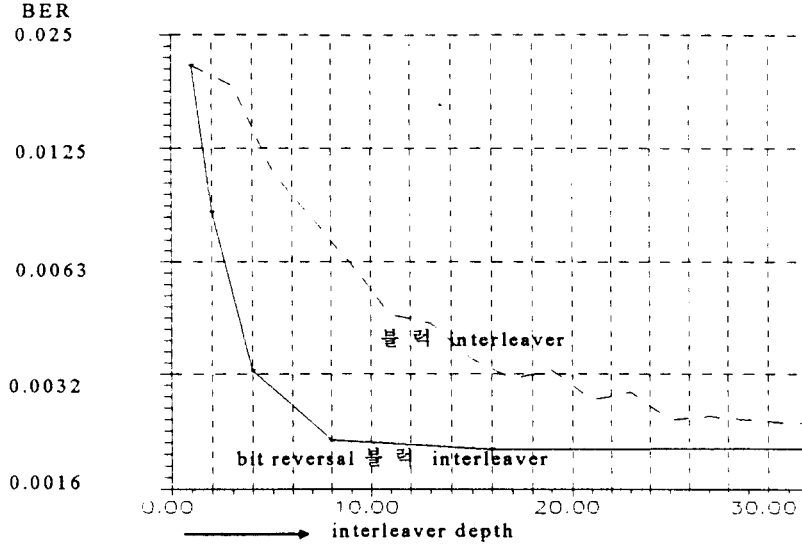
$$\bar{a}(t) = a(t) + n(t) / \bar{c}(t) \quad (18)$$

가 되어 깊은 페이딩을 타는  $|\bar{c}(t)| \ll 1$ 일때  $\bar{a}(t)$ 의 값이 가우시안 분포의 분산을 매우 크게하는 요인으로 작용한다. [그림 1]에서는 레일리 채널의 log scale 신호전력에 대해서 인터리버를 거치지 않았을때 비터비 복호를 한 후 복호 오류가 발생한 부분을 그림으로 나타낸 것이다. SNR에 따라서 복호 오류가 발생하는 페이딩 신호의 전력 크기는 달라지겠지만 [그림 1]에서 볼 수 있듯이 페이딩 채널의 특성이 전력레벨이 일정크기 이하로 줄어드는 상황에서 복호오류가 발생함을 볼 수 있다. 이는 비터비 복호기의 트렐리스에서 복구할 수 없는 에러의 요인으로 작용하며  $|\bar{c}(t)| \ll 1$ 인 심벌들이 연속으로 발생하며 일반적으로 TCM은 이런 연집에러에 대해 매우 취약한 것으로 알려져 있으며 이를 보완하기 위하여 사용하는 것이 인터리버/디인터리버이다. 본 연구에서는 이 연집에러를 분산시키기 위하여

bit reversal 블록 인터리버를 사용하였다. 이는 행 방향으로 심벌을 쌓고 출력으로 나가는 열의 순서에 대해 열의 번호를 2진으로 바꾸고 most significant bit(MSB)와 least significant bit(LSB)의 위치를 바꾼 순서대로 출력하는 방식으로서 일반적인 방식보다 페이딩의 상관관계를 더욱 분산시킬 수 있는 기법이다. 본 시뮬레이션에서 사용한  $32 \times 32$  bit reversal 블록 인터리버의 출력되는 열의 순서는 0, 16, 8, 24, 4, 20, 12, 28, 2, 18, 10, 26, 6, 22, 14, 30, 1, 17, 9, 25, 5, 21, 13, 29, 3, 19, 11, 27, 7, 23, 15, 31로서 비터비 복호기에 대해 시간 다이버시티의 효과를 나타낸다. [그림 2]에서 볼 수 있듯이 일반적인 블록 인터리버는 depth가 32가 되어도 그 성능이 bit reversal 블록 인터리버에 미치지 못함을 알 수 있다.  $32 \times 32$  블록 인터리버는 전송속도 16Ksymbol/sec 일때 1024 심벌, 즉 64msec의 지연을 유발하며 디인터리버와의 연계를 고려하면 128 msec의 인터리버에 의한 지연이 생기게 된다. 그러나 80Hz의 도플러 주파수에서 안정된 인터리버의 효과를 볼 수가 있다.



[그림 1] Fading 신호의 Amplitude와 Burst Error.



[그림 2] 블록 인터리버와 bit reversal 블록 인터리버의 interleaving depth에 따른 성능 비교(f<sub>d</sub>=80Hz)

#### IV. TCM 부호화기 설계 및 복호화

이동통신에서 사용할 수 있는 TCM의 설계에 대해서는 그 설계기준이 복호기의 metric에서 유클리디안거리 만을 중요시 하는 가우시안 채널에서의 TCM 설계기준과는 페이딩의 영향으로 인해 매우 다르다[2][3][5].

시스템의 수신기가 완벽하게 송신기와 동기가 맞추어져 있다고 가정하면 수신신호는 가우시안 잡음  $n_i$ , 송신신호  $s_i$ 와 채널상태  $a_i$ 에 대해

$$\gamma_i = a_i s_i + n_i \quad (19)$$

로 간단하게 표현할 수 있다. 비터비 복호후의 정규화된 신호의 오류확률을 계산하기 위하여 수신신호의 열을  $\vec{\gamma} = (\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_l)$  이라고 하고 비터비 복호기에서 정의된 metric을 최대로 하는 부호신호의 열을 선택한다. 송신신호의 열이  $\vec{S} = (s_1, s_2, \dots, s_l)$  이라고 하면 복호오류는  $\hat{S} = (\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_l)$ 로 복호기가 신호의 열을 잘못 선택할 때 발생하게 된다. 이 pairwise error 확률  $P(\vec{S} \rightarrow \hat{S})$ 를 구하기 위하여 수신기가 페이딩의 크기인  $a_i$ 를 완벽하게 추정할

수 있다고 가정하면 이때의 변형된 비터비 복호기의 복호 metric  $m(\gamma_i, s_i; a_i)$ 는

$$m(\gamma_i, s_i; a_i) = -|\gamma_i - a_i s_i|^2 \quad (20)$$

로서 이때  $a_i \left( |a_{i, in-phase}|^2 + |a_{i, quadrature}|^2 \right)^\beta$ 으로 나타난다. 이는 페이딩을 심하게 타는 경우의 신호에 대해서는 그 판단에 대한 가중치를 적게 줌으로서 다른 경로로 확산되는 상황을 방지하고자 함이다. 이의 pairwise error 확률  $P(\vec{S} \rightarrow \hat{S})$ 는 [2]

$$\begin{aligned} P(\vec{S} \rightarrow \hat{S}) &= P_r [m(\vec{\gamma}, \hat{S}; \vec{a}) \geq m(\vec{\gamma}, S; \vec{a})] \\ &= P_r \left[ \sum_{i=1}^l \{m(\vec{\gamma}, \hat{S}; \vec{a}) - m(\vec{\gamma}, S; \vec{a})\} \geq 0 \right] \\ &= P_r \left[ \sum_{i=1}^l D_i \geq 0 \right] \end{aligned} \quad (21)$$

가 되며 여기에서  $D_i = m(\vec{\gamma}, \hat{S}; \vec{a}) - m(\vec{\gamma}, S; \vec{a})$ 이다. 여기에 Chernoff bound를 적용하면

$$P(\vec{S} \rightarrow \hat{S}) \leq \vec{E}_a \left[ \exp \left( \lambda \sum_{i=1}^l D_i \right) \right]$$

$$\leq \prod_{i=1}^l \bar{E}_a \left[ E_{n_i a_i} \left( \exp(\lambda D_i) \right) \right] \quad (22)$$

이고  $E_{n_i a_i}(\cdot)$ 를 계산하기 위해  $D_i = m(\bar{r}, \hat{S}; \bar{a}) - m(\bar{r}, S; \bar{a})$ 를 (22)식에 대입하여 풀면

$$\begin{aligned} E_{n_i a_i} \left( \exp(\lambda D_i) \right) &= E_{n_i a_i} \left[ \exp \left( \lambda (|r_i - a_i s_i|^2 - r_i - a_i \hat{s}_i|^2) \right) \right] \\ &= \exp \left( -\lambda (1 - N_0 \lambda) a_i^2 |s_i - \hat{s}_i|^2 \right) \end{aligned} \quad (23)$$

이 된다. 여기에서 식 (23)을 최소로 하는  $\lambda$ 값을 찾아보면  $\lambda_{opt} = \frac{1}{2N_0}$  이고 이를 다시 식에 대입하면

$$E_{n_i a_i} \left( \exp(\lambda D_i) \right) = \exp \left( -\frac{1}{4N} a_i^2 |s_i - \hat{s}_i|^2 \right) \quad (24)$$

가 된다. (24)식을 (22)식에 대입하여  $a_i$ 에 대한 기댓치를 계산하면

$$\begin{aligned} P(S \rightarrow \hat{S}) &\leq \prod_{i=1}^l \frac{1+k}{1+k + \frac{1}{4N_0} |s_i - \hat{s}_i|^2} \\ &\quad \exp \left( -\frac{\frac{k}{4N_0} |s_i - \hat{s}_i|^2}{1+k + \frac{1}{4N_0} |s_i - \hat{s}_i|^2} \right) \end{aligned} \quad (25)$$

이며, 이때  $k = (\text{직사파의 전력} / \text{간접파의 전력})$ 이다. 시스템 성능에 대한 직관을 얻기 위해 SNR이 매우 크다고 가정하면

$$P(S \rightarrow \hat{S}) \leq \prod_{i \in \eta} \frac{(1+k)e^{-k}}{4N_0 |s_i - \hat{s}_i|^2} \quad (26)$$

이며  $\eta$ 는  $s_i \neq \hat{s}_i$ 인 집합을 의미한다. 뒷식에서  $l_\eta$ 를  $\eta$ 의 원소갯수로 정의하면

$$P(S \rightarrow \hat{S}) \leq \frac{|(1+k)e^{-k}|^\eta}{\left(\frac{1}{4N_0}\right)^\eta d_p^2(l_\eta)} \quad (27)$$

이고 여기에서  $d_p^2(l_\eta) = \prod_{i \in \eta} |s_i - \hat{s}_i|^2$ 는 오류경로  $(S, \hat{S})$ 에 대해서  $s_i \neq \hat{s}_i$ 인 신호들의 거리곱이고  $l_\eta$ 는 오류경로  $(S, \hat{S})$ 의 유효경로거리(effective path length)라고 부른다. 이렇게 구해진 pairwise error 확률로부터 부호화율이  $\frac{m}{m+1}$ 인 TCM의 비트오류확률을 구해보면

$$P_b \leq \frac{1}{m} \frac{\partial \bar{T}(I)}{\partial I} = \sum_{\eta} \sum_{d_p^2(l_\eta)} a(l_\eta, d_p^2(l_\eta)) \frac{|(1+k)e^{-k}|^\eta}{\left(\frac{1}{4N_0}\right)^\eta d_p^2(l_\eta)} \quad (28)$$

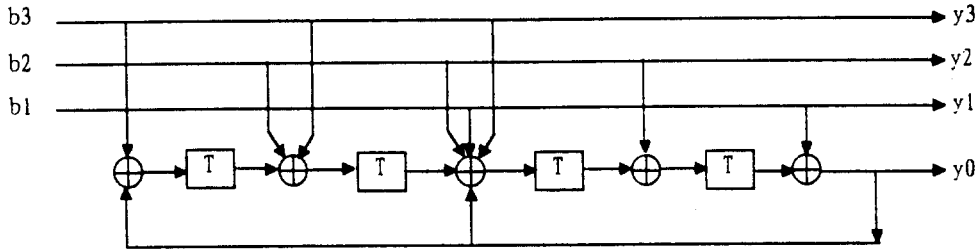
이고 여기에서  $\bar{T}(I)$ 는 페이딩 채널에 대한 TCM의 전달함수이며  $a(l_\eta, d_p^2(l_\eta))$ 는 최단유효경로거리가  $l_\eta$ 이고 제곱거리곱이  $d_p^2(l_\eta)$ 인 오류경로에 대한 평균 비트오류의 갯수를 나타낸다. 위의 식으로부터 최소의  $l_\eta$ 값과  $d_p^2(l_\eta)$ 값을 갖는 경로가 가장 중요한 경로임을 알 수 있다. 그러므로 매우 높은 채널 SNR ( $N_0 \rightarrow 0$ )에 대한 비트오류확률은

$$P_b \approx \alpha \left( L, d_p^2(L) \right) \frac{|(1+k)e^{-k}|^L}{\left(\frac{1}{4N_0}\right)^L d_p^2(L)} \quad (29)$$

와 같이 근사화 될 수 있다. 여기에서  $L = \min(l_\eta)$ 은 그 부호의 최단 유효 경로 거리(shortest effective path length)이며  $d_p^2(L)$ 은  $l_\eta$ 를  $L$ 로 갖는 오류경로의 거리곱을 의미한다. 식 (29)로부터 페이딩 채널(작은  $k$ 값, 큰 SNR)에 대해 TCM의 설계기준은 다음과 같이 세울 수 있다.

- 1) 부호의 최단유효경로거리  $L$ 을 최대한도 하여야 한다.
- 2) 1)의 조건을 만족하는 부호중에 가장 큰  $d_p^2(L)$ 을 갖는 부호를 찾는다.
- 3) 2)의 조건을 만족하는 부호중  $\alpha(l_\eta, d_p^2(l_\eta))$ 가 최소인 부호를 찾는다.

이러한 조건을 만족하는 부호기의 구조를 선택함에 있어서 catastrophic 구조로 빠질 가능성이 적은 systematic 길쌈부호기를 이용하게 되는데 syste-



[그림 3] 3/4 TC 16QAM 16 스테이트 systematic 부호화기

matic 길쌈부호기의 구조는 [그림 3]에 나타나 있으며 컴퓨터 탐색의 방법으로 찾아낸 Hk의 값들이 <표 1>에 제시되어 있다.

이런 부호기 구조를 이용하여 시뮬레이션하고자 하는 시스템의 구조를 [그림 4]에 보였다. 신호원으로부터 3비트씩 발생하는 신호를 [그림 3]에 나타난 systematic 길쌈부호화기를 통해  $S_{in-phase} = \{3, 1, -1, -3\}$ ,  $S_{quadrature} = \{3, 1, -1, -3\}$ 의 신호를 Ungerboeck의 set partitioning 기법을 이용해 직교신호를 발생한다.  $32 \times 32$ bit reversal 블록 인터리버를 통하여 심벌간의 순서를 풀어놓은 심벌들이 각각 공간 다이버시티라고 가정된 각각의 채널로 입력이 되는데 이때의 채널은 페이딩 특성이 서로 독립이라고 가정한다. 채널로부터 나온 각각의 신호  $u_1(t)$  및  $u_2(t)$ 는  $a_1(t)$  및  $a_2(t)$ 에 의해

$$x_1(t) = u_1(t) + \frac{n_1(t)}{a_1(t)}, \quad x_2(t) = u_2(t) + \frac{n_2(t)}{a_2(t)} \quad (30)$$

로 보상된다.

<표 1> 가우시안 채널 및 레일리 채널에서의

3/4 TC 16QAM의 비교

(Hk: octal represent)

Channel	State #	H0	H1	H2	H3	L	$d_p^2/E_s$	$d_{free}^2$
가우시안	8	11	02	04		1	3.2	2.0
레일리	8	13	01	04	14	2	0.8	1.6
레일리	16	25	05	16	34	2	3.2	1.6

이렇게 보상된 신호  $x_1(t)$ 와  $x_2(t)$ , 그리고  $a_1(t)$ 와  $a_2(t)$ 는  $32 \times 32$ bit reversal 블록 디인터리버를 통하여 최대비 합성 다이버시티를 통하여 합성된 SNR이 최대가 되도록 각 다이버시티신호의 페이딩 정도에 따라 계수가 조정되어 합성된다. 각 채널의 CSI를

$$\bar{\rho}(t) = \bar{\rho}_n(t) + j\bar{\rho}_{iQ}(t) \quad (31)$$

라 하고 각 채널의 신호를

$$x_i(t) = x_n(t) + jx_{iQ}(t) \quad (32)$$

라 하면 결합가중치  $w(t)$

$$w(t) = \sum_{i=1}^M [\{\bar{\rho}_n(t)\}^2 + \{\bar{\rho}_{iQ}(t)\}^2] \quad (33)$$

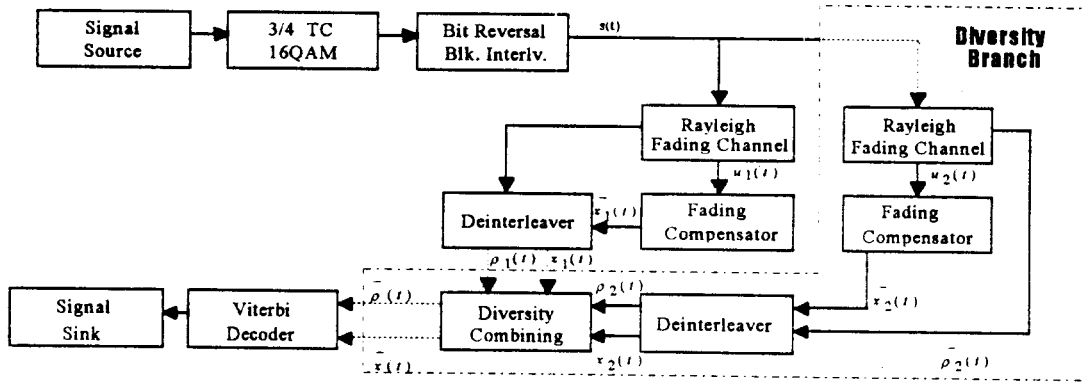
가 되고 결합기의 출력신호  $\bar{r}(t)$ 는

$$\bar{r}(t) = \sum_{i=1}^M \frac{\{\bar{\rho}_n(t)x_n(t)\}^2}{w(t)} + j \sum_{i=1}^M \frac{\{\bar{\rho}_{iQ}(t)x_{iQ}(t)\}^2}{w(t)} \quad (34)$$

로 나타내어지며 결합된 CSI를  $\bar{\rho}(t)$ 라 하면

$$\bar{\rho}(t) = \sqrt{\sum_{i=1}^M \{\bar{\rho}_n(t)\}^2}^M + j \sqrt{\sum_{i=1}^M \{\bar{\rho}_{iQ}(t)\}^2}^M \quad (35)$$

이 되며 이는  $\bar{r}(t)$ 를 입력신호로, 그리고  $\bar{\rho}(t)$ 를 CSI로 하는 변형된 비터비 복호기를 통하여 출력된다.

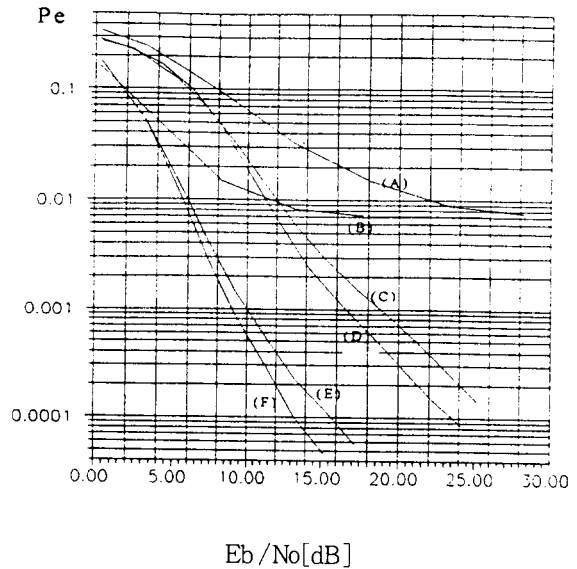


[그림 4] 시뮬레이션 시스템 구조

V. 결 과

인터리버/디인터리버를 사용하면서 최대비 합성 다이버시티를 사용한 경우와 그렇지 않은 경우에 대해서 채널상태정보를 완벽하게 안다는 가정에서 매우 커다란 이득을 얻을 수 있음이 [그림 5]의 결과를 통해 알 수 있으며 이때 다이버시티 브랜치는 두 개를 사용하였다. 유클리디안거리 보다는 최단 에러 발생 경로길이  $L$ 과 브랜치 거리들의 곱인  $d_{eff}^2$ 의 값을 크게 하는 systematic 구조의 TCM을 컴퓨터 탐색의 방법으로 구현하여 완벽한 채널상태정보를 안다고 가정했을 때 16state의 경우 이의 인터리버/디인터리버를 사용했을 때와 사용하지 않았을 때, 그리고 비터비 복호기의 수신된 신호와 판정하는 신호와의 metric에 가중치로 채널상태정보  $\bar{\rho}(t)$ 를 곱하므로써, 깊은페이딩을 탄 신호에 대해서는 판정을 보류하는 metric을 취하는 변형된 비터비 복호기[3]를 사용한 경우와 페이딩에 대한 가중치를 고려하지 않는 전형적인 비터비 복호기에 대한 결과를 [그림 6]에 제시하였다. [그림 6]의 (C)는 인터리버/디인터리버를 사용하면서 변형된 비터비 복호기를 사용한 경우이며 (B)는 일반적인 비터비 복호기를 사용한 경우, 그리고 (A)는 인터리버/디인터리버를 사용하지 않은 경우의 결과이다. 이때의 도플러 주파수는 80Hz이고 인터리버는  $32 \times 32$ 의 크기를 갖는다. [그림 6]에서 볼 수 있듯이 인터리버/디인터리버를

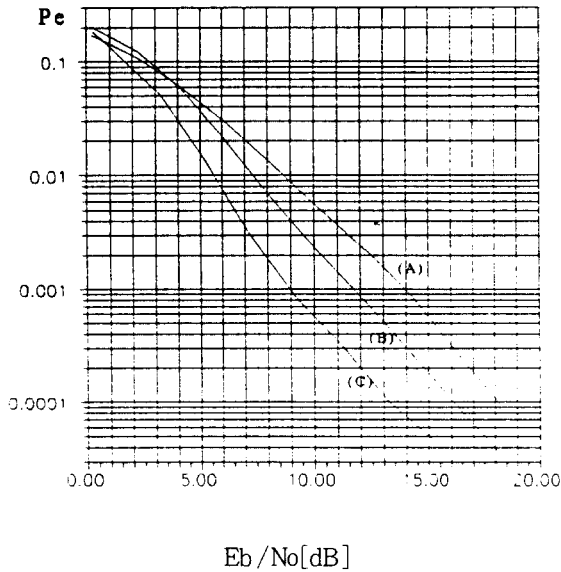
사용하고 변형된 비터비 복호기를 사용하였을 때  $10^{-3}$ 의 에러율에서 약 5dB의 이득이 있음을 볼 수 있다.



[그림 5] 레일리 채널에 적합한 16스테이트 트렐리스 부호화 16QAM의 성능

- (A) G 16State TCM No-Diversity
- (B) G 16State TCM Diversity (2 MRC)
- (C) R 8State TCM No-Diversity
- (D) R 16State TCM No-Diversity
- (E) R 8State TCM Diversity (2 MRC)
- (F) R 16State TCM Diversity(2 MRC)
- (G = Gaussian, R=Rayleigh에 알맞게 설계된 TCM)





[그림 6] 인터리버와 CSI의 효과

- (A) R 16State TCM, Diversity (2 MRC), No-인터리버, No-CSI
- (B) R 16State TCM, Diversity (2 MRC), 인터리버, No-CSI
- (C) R 16State TCM, Diversity (2 MRC), 인터리버, CSI
- (R = Rayleigh에 알맞게 설계된 TCM)

## VI. 결 론

가우시안 채널에 적합한 유클리디안거리만을 강조한 TCM의 경우 병렬 경로의 영향으로, 최단 에러 발생 경로길이 L이 1인 관계로 신호대 잡음비가 아무리 증가하여도 성능이 좋아지지 않는 에러 floor가 존재함을 볼 수 있다. 그러나 레일리 채널에 적합한 제안된 TCM의 경우 8state 및 16state 코드 모두가 에러 floor는 존재하지 않음을 알 수 있다. 결과에서 볼 수 있듯이 TCM은 slow 페이딩 채널의 경우 나타나는 연집에러에 대해 매우 취약하므로 인터리버/디인터리버의 사용이 필요한데 그 효과는  $10^{-3}$ 의 에러율에서 약 2.0dB이며 다이버시티의 효과는 약 9dB로 매우 크게 나타난다. 또한 채널상태정보를 비터비 복호기의 판단에 적용시킴으로서 그렇지 않을

때보다  $10^{-3}$ 의 에러율에서 약 2.5dB의 이득을 볼 수 있다. 16QAM TCM을 사용하여 레일리 페이딩 채널에 적합하게 L 및  $d_{\min}^2$ 을 크게 하여 컴퓨터 탐색의 방식으로 찾아낸 부호는 인터리버/디인터리버, 다이버시티 및 변형된 비터비 복호기를 사용하므로서 좋은 통신품질을 구현할 수 있음을 시뮬레이션을 통하여 알 수 있었다.

## 참 고 문 헌

- [1] John G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1989.
- [2] D. Divsalar and M.K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels: Performance criteria," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp.1004-1012, Sept. 1988.
- [3] J.K. Cavers and P. Ho, "Analysis of the error performance of Trellis coded modulation in Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol.40, pp.74-83, Jan. 1992.
- [4] W.C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, John Wiley and Sons Inc. 1974.
- [5] S.H. Jamali & T.Ne-Ngoc, *Coded-Modulation Techniques for Fading Channels*, Kluwer Academic Publishers. 1994.
- [6] M.L. Moher and J.H. Lodge, "TCMP-A modulation and coding strategy for Rician fading channels," *IEEE JSAC*, vol.7. No.9, pp. 1347-1355, Dec. 1989.
- [7] P.M. Martin, A. Bateman, J.P. McGeehan and J.D. Marvill, "The Implementation of a 16QAM Mobile Data System using TTIB-based Fading Correction Techniques," *Proc. 38th IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 71-76, June. 1988.