

# 디지털 육상 이동통신에서 M진 QAM 신호의 최대비 합성 다이버시티 성능분석

윤 동 원<sup>†</sup> · 이 봉 환<sup>††</sup>

## 요 약

이 논문에서는 주파수 비선택적 느린 나카가미  $m$ -분포 페이딩 육상 이동통신 채널에서 M진 QAM 신호에  $L$ -가지의 최대비 합성 다이버시티를 적용하였을 때의 오율 성능을 유도하고 분석한다. 다이버시티 채널의 페이딩 인자가 동일한 경우와 서로 다른 경우에 대하여 각각 다중 가지 다이버시티 시스템을 고려한다. 페이딩 지수  $m = 1$  인 경우 유도된 M진 QAM 신호의 최대비 합성 다이버시티 심볼 오율식은 레일리 페이딩 채널에서의 오율식으로 돌아간다. 유도된 결과 식들은  $L$  값에 대하여 신호대 잡음비에 대한 함수로 최대비 합성 다이버시티 심볼 오율을 나타낸다.  $L$  값은 증가시킬수록 성능 향상을 가져옴을 보여준다. 이 논문에서 제시된 결과들은 디지털 육상 이동통신에서 QAM 시스템의 성능을 편리하게 계산하는데 충분히 일반적이다.

## Performance Analysis of MRC Diversity for M-ary QAM Signals in Digital Land Mobile Communications

Dong-Weon Yoon<sup>†</sup> · Bong-Hwan Lee<sup>††</sup>

### ABSTRACT

In this paper, the error rate performance of M-ary Quadrature Amplitude Modulation (QAM) system is derived and analyzed for diversity reception using an  $L$ -branch maximal ratio combining (MRC) in frequency-nonselctive slow  $m$ -distributed fading land mobile channel. The multiple branch diversity systems are considered for the identical and the different diversity channel fading factors, respectively. When fading index  $m$  is 1, the derived error rate expression leads to SER of M-ary QAM with MRC diversity in Rayleigh fading case. The derived results show the MRC diversity performances in terms of SER as a function of the SNR several values of  $L$ . A close inspection of results reveals that a significant improvement in performance is achieved as the order of  $L$  increases. The results presented are sufficiently general to offer a convenient method to evaluate the performance of digital land mobile QAM systems.

키워드 : QAM, Diversity, Fading

### 1. 서 론

육상 이동통신 시스템은 제1세대 아날로그 셀룰라 이동통신을 거쳐 제2세대 디지털 셀룰라 이동통신 서비스가 제공중이며 현재 제3세대 IMT-2000에 대한 연구가 활발히 진행중이다. IMT-2000에서는 정지시 최대 전송속도가 2Mbps 이하로 요즘 꾸준히 요구되고 있는 이동멀티미디어 통신을 감당하기에는 한계가 있으며, 앞으로 네트워크가 수십 Mbps급의 전송이 가능해지고, 무선 네트워크를 이용한 이동 멀티미디어 통신 수요가 증가하게 되면 이를 수용할 수 있는 광대역 무선 모뎀에 대한 요구

가 증가하게 될 것이다. 미국, 유럽과 일본 등에서는 이미 현재 개발중인 IMT-2000 시스템을 넘어서 이동멀티미디어 서비스가 가능한 제4세대 광대역 이동통신 시스템인 "System beyond IMT-2000"에 관한 서비스 개념 및 기술 개발에 관한 준비가 유·무선 통합망 개념으로 연구가 진행 중이다. 좋은 통화 품질을 유지하며 데이터, 화상 통신과 같은 새로운 광대역 이동통신 서비스 제공에는 고속 데이터 전송 시스템을 필요로 한다. 이동통신 시스템은 주파수 대역이 제한되어 있으므로 차세대 이동통신 시스템이 이러한 요구 조건을 수용하기 위하여는 대역폭 효율이 우수하고 대량의 데이터 전송이 용이한 변조 방식이 요구된다.

고속 데이터 전송과 대역폭 효율이 우수한 변조 방식 중

\* 이 논문은 한국과학재단 연구비 지원에 의한 것임.

† 정 회 원 : 대전대학교 컴퓨터정보통신공학부 교수

†† 종 신 회 원 : 대전대학교 컴퓨터정보통신공학부 교수  
논문접수 : 2001년 2월 20일, 심사완료 : 2001년 5월 3일

하나인 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)은 차세대 이동통신 시스템의 변조 방식으로 권고되고 있다[1]. QAM은 반송파의 진폭과 위상을 이용하여 데이터를 전송하는 변조 방식으로 현재 유선 통신망에서는 널리 쓰이고 있는 변조 방식이다. 유선 통신망과 달리 무선 이동통신 환경에서는 전파의 다중 전송로로 인한 페이딩 현상으로 반송파 신호의 위상과 진폭이 동시에 변화한다. 그러므로, 일반적인 이동통신 시스템에서는 다치 레벨(multi-level) 변조 방식인 QAM보다는 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)나, MSK(Minimum Shift Keying)와 같은 정진폭의 변조 방식이 현재 사용되고 있다. 그러나 멀티미디어 위주의 이동통신 시스템에서도 페이딩 현상을 보상시킬 수 있다면 대역폭 효율면에서 훨씬 우수한 QAM의 채택이 바람직하다[2-3].

페이딩 보상 기법중 다이버시티(diversity) 기법은 다중 경로로 전송된 신호의 통계적 특성을 이용한 수신 기법이다. 이와 관련된 기술로는 최대비 합성(maximal ratio combining) 다이버시티, 선택성(selection) 다이버시티, 동일 이득(equal gain) 다이버시티 등이 있는데 그 중에서 최대비 합성 다이버시티는 다른 다이버시티에 비해 최적의 성능 향상을 갖는 합성 다이버시티 기법으로 알려져 있다[4-5].

이 논문에서는 육상 이동통신의 페이딩 채널 모델 중 가장 일반적이며 포괄적 모델인 m-분포 페이딩 채널하에서 QAM 신호에 최대비 합성 다이버시티를 적용하였을 때의 성능을 분석한다. 최근 이와 관련하여 1999년 11월에 Bhagava의 논문[14]이 발표되었으나 이는 저자들이 1996년 발표한 결과와[10] 똑같은 결과식으로 유도되었다. 그러나 본 저자들은 1996년 이 결과를 발표하면서 초기하 함수의 발산 문제가 있음을 발견하였다. 따라서 본 논문에서는 1996년 발표한 논문을 바탕으로 초기하 함수가 발산하지 않도록 하여 새로운 결과를 유도한다. 주파수 비선택적 느린 m-분포 페이딩 채널을 가정하여 L-가지(branch) 최대비 합성 다이버시티를 적용한 M진 QAM을 각각 다이버시티 채널의 특성이 동일한 경우와 상이한 경우로 나누어서 일반적이며 포괄적인 성능을 비교 분석한다.

## 2. 시스템 해석 모델

### 2.1 m-분포 페이딩 채널 모델

m-분포 페이딩 모델은 M. Nakagami가 제안한 분포로 나카가미 n-분포와 나카가미 q-분포에서 유도된다. 이론적으로 m-분포는 수신된 신호가 임의의 계수와 임의의 위상을 가진 벡터들의 합이라는 가정에서 유도된다. m-분포는 자체적으로 레일리 분포를 포함하고 있으며 단측 가우시안

분포에서 비 페이딩 분포에 이르는 다양한 페이딩 환경을 갖는 전송 채널을 다룰 수 있다. 또한, 전송 채널의 주어진 제한 조건에서는 라이시안 분포와 대수정규 분포를 나카가미 m-분포의 근사식으로 나타낼 수 있다[6-7].

디지털 통신 시스템에서 전송 신호가 m-분포 페이딩을 겪고 있다면 수신 신호는 식 (2.1)로 표시된다.

$$r(t) = ae^{-j\phi} s(t) + n(t), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.1)$$

여기서  $s(t)$ 는 송신 신호이며  $n(t)$ 는 양측 주파수 전력밀도(double-sided power spectral density)가  $N_0/2$ 인 부가성 백색 가우시안 잡음(AWGN)이며  $\phi$ 는 전송 채널의 위상 천이로  $[0, 2\pi]$  범위에 균일한 확률 분포를 가진다.  $\alpha$ 는 전송 채널의 감쇠 계수로 나카가미 m-분포를 가지며  $\alpha$ 에 대한 확률 밀도 함수는 식 (2.2)로 표시된다.

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \alpha^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} \alpha^2\right), \quad \alpha \geq 0 \quad (2.2)$$

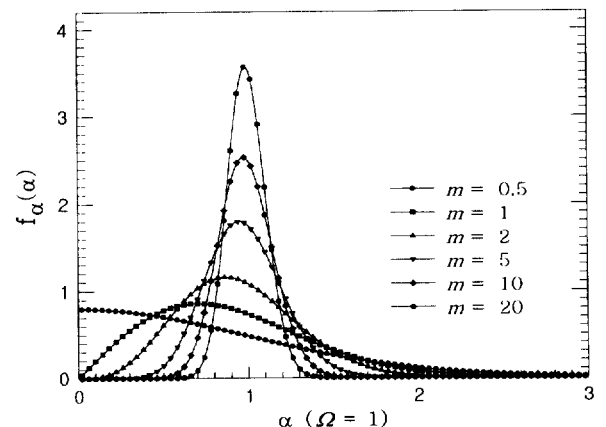
여기서  $\Omega$ 는  $\alpha$ 의 이차 모멘트로

$$\Omega = \mathbf{E}[\alpha^2], \quad (2.3)$$

과 같으며 m은 페이딩 지수(fading index)로 다음 식과 같이 정의된다.

$$m = \frac{\Omega^2}{\mathbf{E}[(\alpha^2 - \Omega)^2]}, \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (2.4)$$

식 (2.2)에서  $m = 0.5$ 이면 이 전송 채널은 단측 가우시안 채널이 되며,  $m = 1$ 이면 레일리 페이딩 채널이 되고 m이 무한대가 되면 페이딩이 없는 가우시안 채널이 된다. 또한 m이 1보다 작다면 이 전송 채널은 레일리 페이딩보다 심각한 페이딩 채널을 나타내며 m이 1보다 커짐에 따라 페이딩 현상이 줄어들고 있는 전송 채널을 뜻한다.



(그림 1) 나카가미 m-분포의 확률 밀도 함수

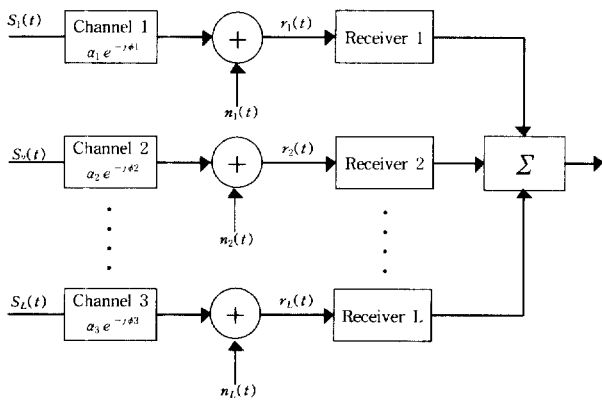
(그림 1)에는 식 (2.2)에서  $\Omega = 1$ 로 정규화한 나카가미  $m$ -분포의 확률 밀도 함수를 나타내었으며 페이딩 지수가 커짐에 따라 대부분의  $\alpha$ 가  $\Omega = 1$ 에 수렴하고 있음을 볼 수 있다.

식 (2.2)의  $m$ -분포를 갖는  $\alpha$ 에 대한 누적분포 함수(cumulative distribution function)를 구하면  $m$ 이 정수일 때 다음과 같다.

$$F_\alpha(\alpha) = 1 - \exp\left(-\frac{m}{\Omega} \alpha^2\right) \sum_{i=0}^{m-1} \frac{\alpha^{2i}}{\Gamma(i+1)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^i. \quad (2.5)$$

### 2.2 최대비 합성 다이버시티 모델

다이버시티는 다중경로로 전송된 신호의 통계적 특성을 이용하여 통신 시스템의 신뢰도를 효과적으로 향상시키는 수신 기법이다. 최대비 합성 다이버시티는 선택성 다이버시티나 동일이득 합성 다이버시티에 비해 실제 구현된 시스템은 복잡하지만 최적의 성능 향상을 얻을 수 있다. (그림 2)는  $L$ -가지 다이버시티 채널이 존재하는 전송 채널에서 최대비 합성 다이버시티 시스템을 나타낸다.



(그림 2) 최대비 합성 다이버시티 시스템

여기서 송·수신기 사이에 다중가지 다이버시티가 존재하며 각 다이버시티 채널의 신호는  $m$ -분포 페이딩을 겪고 있고 각 다이버시티 채널의 통계적 특성은 상호 독립인 것으로 가정한다. (그림 2)에서  $i$ 번째 수신기(Receiver  $i$ )에 수신된 신호  $r_i(t)$ 는 식 (2.6)으로 표시된다[4-5].

$$r_i(t) = a_i e^{-j\phi_i} s_i(t) + n_i(t), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (2.6)$$

이때 최대비 합성 다이버시티 시스템의  $i$ 번째 수신기 임펄스 응답  $h_i(t)$ 는

$$h_i(t) = e^{j\phi_i} s_i(T_s - t) \quad (2.7)$$

이 된다.

$i$ 번째 다이버시티 채널이 페이딩 지수  $m_i$ 와 나카가미  $m$ -분포를 가진다면, 이 채널의 신호대 잡음비  $\gamma_i$ 에 대한 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$f_{\gamma_i}(\gamma_i) = \frac{1}{\Gamma(m_i)} \left(\frac{m_i}{\gamma_i}\right)^{m_i} \gamma_i^{m_i-1} \exp\left(-\frac{m_i}{\gamma_i} \gamma_i\right), \quad (2.8)$$

여기서  $\bar{\gamma}_i$ 는  $i$ 번째 다이버시티 채널의 평균 신호대 잡음비로

$$\bar{\gamma}_i = \mathbf{E}[\gamma_i], \quad (2.9)$$

가 된다.

최대비 합성 다이버시티 시스템의 합성기(combiner) 출력에서 신호대 잡음비  $\gamma$ 는

$$\gamma = \sum_{i=1}^L \gamma_i, \quad (2.10)$$

이므로 최대비 합성 다이버시티 시스템에서 평균 신호대 잡음비  $\bar{\gamma}$ 는 식 (2.11)로 표시된다.

$$\bar{\gamma} = \sum_{i=1}^L \bar{\gamma}_i. \quad (2.11)$$

식 (2.8)에서  $m_i$ 와  $\bar{\gamma}_i$ 는 나카가미  $m$ -분포를 갖는  $i$ 번째 다이버시티 채널의 페이딩 특성을 대표적으로 나타낸다. 본 논문에서는  $m_i$ 와  $\bar{\gamma}_i$ 의 비  $m_i/\bar{\gamma}_i$ 를  $i$ 번째 다이버시티 채널 페이딩 인자로 정의한다. 이러한 정의 아래 각각 동일한 페이딩 인자를 갖는 경우와 서로 다른 페이딩 인자를 갖는 경우로 나누어 전송 채널에서 신호대 잡음비에 대한 확률 밀도 함수를 유도한다.

$L$ -가지 전송로의 통계적 특성은 상호 독립이므로 최대비 합성 다이버시티 시스템에서 신호대 잡음비의 특성 함수는 식 (2.12)로 표시된다.

$$\Phi_\gamma(s) = \prod_{i=1}^L \left( \frac{\frac{m_i}{\gamma_i}}{s + \frac{m_i}{\gamma_i}} \right). \quad (2.12)$$

먼저, 모든 다이버시티 채널에 대하여  $m_i$ 와  $\bar{\gamma}_i$ 가 동일한 경우와 같이  $m_i/\bar{\gamma}_i$ 가 동일하다면 최대비 합성 다이버시티 시스템에서 신호대 잡음비에 대한 확률 밀도 함수는 식 (2.13)이 된다.

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(m_T)} \left(\frac{m_T}{\gamma_T}\right)^{m_T} \gamma^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\gamma_T} \gamma\right), \quad (2.13)$$

여기서 전체 페이딩 지수  $m_T$ 는

$$m_T = \sum_{i=1}^L m_i, \quad (2.14)$$

이고, 전체 평균 신호대 잡음비  $\bar{\gamma}_T$ 는 식 (2.15)로 표시된다.

$$\bar{\gamma}_T = \sum_{i=1}^L \bar{\gamma}_i. \quad (2.15)$$

특별한 경우로  $i$ 번째 다이버시티 채널의 페이딩 지수,  $m_i = 1$ 이고  $i$ 번째 다이버시티 채널의 평균 신호대 잡음비,  $\bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}_c$ 로 같다면 본 논문에서 유도한 식 (2.13)은 레일리 페이딩 채널에서 최대비 합성 다이버시티를 적용한 시스템에서 신호대 잡음비에 대한 확률 밀도 함수가 된다[4].

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \gamma^{L-1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_c}\right). \quad (2.16)$$

다음은 페이딩 인자가 서로 다른 경우를 고려한다. 즉  $i$ 번째 다이버시티 채널에서 정수의 페이딩 지수를 가지며  $m_i/\bar{\gamma}_i$ 가 다이버시티 채널마다 서로 다르다면 최대비 합성 다이버시티 시스템에서 신호대 잡음비에 대한 확률 밀도 함수는 식 (2.17)이 된다.

$$f_\gamma(\gamma) = \prod_{i=1}^L \left(\frac{m_i}{\bar{\gamma}_i}\right)^{m_i} \cdot \left[ \sum_{j=1}^L \sum_{k=1}^{m_j} \frac{\eta_j^{(m_j-k)}}{(m_j-k)!} \frac{\gamma^{k-1}}{(k-1)!} \exp\left(-\frac{m_j}{\bar{\gamma}_j} \gamma\right) \right]. \quad (2.17)$$

여기서

$$\eta_j^{(m_j-k)} = \frac{d^{m_j-k}}{ds^{m_j-k}} \left[ \prod_{l \neq j} \left(\frac{m_l}{\bar{\gamma}_l} + s\right)^{-m_l} \right] \Big|_{s=-m_j/\bar{\gamma}_j}, \quad (2.18)$$

이다.

### 3. 최대비 합성 다이버시티 성능분석 및 검토

디지털 통신에서는 수신된 데이터의 오류 확률이 통신 시스템의 성능 분석에 중요한 기준이 된다. 여기서는 앞에서의 시스템 모델을 바탕으로 심볼 오류 확률(SER : Symbol Error Rate)을 유도하고 성능을 분석하여 차세대 디지털 이동통신 시스템에 직교 진폭 변조 방식의 채택이 가능함을 보인다. M진 직교 진폭 변조 신호의 복조는 I-성분과 Q-성분으로 나누어 판정 경계에 따라 처리되며 페이딩이 없는 가우시안 잡음하에 신호대 잡음비에 대한 조건부 SER은 식 (3.1)로 표시된다[1].

$$P_s(\gamma) = \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} \operatorname{erfc}(\sqrt{p\gamma}) - \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{p\gamma}) \quad (3.1)$$

여기서  $p$ 는

$$p = \frac{3 \log_2 M}{2(M-1)}, \quad (3.2)$$

이고  $\gamma$ 는 비트당 신호대 잡음비,  $\bar{\gamma}$ 는 평균 비트당 신호대 잡음비이며  $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 는 상보 에러 함수(complementary error function)로 다음식으로 정의된다.

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2} du. \quad (3.3)$$

최대비 합성 다이버시티에서는 합성기의 출력이 최대 신호대 잡음비를 갖도록 각 다이버시티 가지의 신호는 정합된 이득이 가중되어 합성된다. 따라서 최대비 합성 다이버시티 시스템의 신호대 잡음비는 각 다이버시티 채널의 신호대 잡음비의 합이 된다.

최대비 합성 다이버시티를 사용한 m-분포 페이딩 채널에서 오류 확률은 신호대 잡음비  $\gamma$ 에 대한 조건부 오류 확률을 최대비 합성 다이버시티에서 확률 밀도 함수로 적분함으로써 얻을 수 있다[8-9].

$$\bar{P} = \int_0^\infty P(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (3.4)$$

먼저 각 다이버시티 채널의  $m_i/\bar{\gamma}_i$ 가 같은 경우, m-분포 페이딩 채널에서 최대비 합성 다이버시티를 적용한 M진 직교 진폭 변조 신호의 평균 SER은 식 (3.1)과 식 (2.13)을 식 (3.4)에 대입하여 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\bar{P}_s = \int_0^\infty \left\{ \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} \operatorname{erfc}(\sqrt{p\gamma}) - \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{p\gamma}) \right\} \cdot \frac{1}{\Gamma(m_T)} \left(\frac{m_T}{\bar{\gamma}_T}\right)^{m_T} \gamma^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\bar{\gamma}_T} \gamma\right) d\gamma. \quad (3.5)$$

식 (3.5)를 구하기 위하여 다음 관계식을 이용한다[12 (A.8)].

$$\int_0^\infty e^{-at} t^{b-1} \operatorname{erfc}(\sqrt{ct}) dt = \frac{\Gamma\left(b+\frac{1}{2}\right)}{\sqrt{\pi} b(a+c)^b} \sqrt{\frac{c}{a+c}} {}_2F_1\left(1, b+\frac{1}{2}; b+1; \frac{a}{a+c}\right), \quad (3.6)$$

여기서 a, b, c는 양의 실수이며,  ${}_2F_1(\cdot)$ 은 초기하 함수(hypergeometric function)로 식 (3.7)로 표시된다[11, 9.100].

$${}_2F_1(a, b; c; z) = \frac{\Gamma(c)}{\Gamma(a)\Gamma(b)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(a+n)\Gamma(b+n)}{\Gamma(c+n)} \frac{z^n}{n!}. \quad (3.7)$$

식 (3.5)의 첫 번째 항은 식 (3.6)을 이용하여 쉽게 구할 수 있다. 그러나 식 (3.5)의 두 번째 항의 적분은 매우 복잡하다. 먼저 [11, 2.323]을 이용하면 식 (2.13)의 적분 식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\int f(\gamma) d\gamma = - \sum_{i=0}^{m-1} \frac{\gamma^i}{\Gamma(i+1)} \left( \frac{m_T}{\gamma_T} \right)^i e^{-\frac{m_T}{\gamma_T}}. \quad (3.8)$$

식 (3.5)의 두 번째 적분 항은 부분적분과 식 (3.8)을 이용하여 식 (3.6) 형태로 정리되며 이러한 관계식들을 이용하여 정리하면 각각 다이버시티 채널의  $m_i\sqrt{\gamma_i}$ 가 같은 경우에 m-분포 페이딩 채널에서 최대비 합성 다이버시티를 적용한 M진 직교 진폭 변조 신호의 최종 평균 SER은 다음과 같다 [부록 참조].

$$\begin{aligned} \bar{P}_s = & - \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} \\ & + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} \frac{\Gamma\left(m_T + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(m_T+1)} \sqrt{\frac{p\gamma_T}{m_T + p\gamma_T}} \left( \frac{m_T}{m_T + p\gamma_T} \right)^{m_T} \\ & \cdot {}_2F_1\left(1, m_T + \frac{1}{2}; m_T + 1; \frac{m_T}{m_T + p\gamma_T}\right) \\ & + \frac{4}{\pi} \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} \frac{p\gamma_T}{m_T + 2p\gamma_T} \sum_{i=0}^{m_T-1} \frac{1}{2i+1} \left( \frac{m_T}{m_T + 2p\gamma_T} \right)^i \\ & \cdot {}_2F_1\left(1, i+1; i + \frac{3}{2}; \frac{m_T + p\gamma_T}{m_T + 2p\gamma_T}\right). \end{aligned} \quad (3.9)$$

특별한 경우로 각 다이버시티 채널의 평균 신호대 잡음비가  $\bar{\gamma}$ 로 동일하고 레일리 분포를 갖는 전송 채널에서 최대비 합성 다이버시티를 적용하면 유도한 식 (3.9)는 레일리 분포하의 오율식이 됨을 쉽게 확인할 수 있다[13].

둘째, 각각 다이버시티 채널의  $m_i/\bar{\gamma}_i$ 가 다른 경우, m-분포 페이딩 채널에서 최대비 합성 다이버시티를 적용한 M진 직교 진폭 변조 신호의 평균 SER은 식 (3.1)과 식 (2.17)을 식 (3.4)에 대입하면 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \bar{P}_s = & \prod_{x=1}^L \left( \frac{m_x}{\gamma_x} \right)^{m_x} \cdot \sum_{y=1}^L \sum_{z=1}^{m_y} \frac{\eta_y^{(m_y-z)}}{(m_y-z)!} \\ & \cdot \left\{ \int_0^{\infty} \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} \operatorname{erfc}(\sqrt{p\gamma}) \frac{\gamma^{z-1}}{(z-1)!} \exp\left(-\frac{m_y}{\gamma_y} \gamma\right) d\gamma \right. \\ & \left. - \int_0^{\infty} \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{p\gamma}) \frac{\gamma^{z-1}}{(z-1)!} \exp\left(-\frac{m_y}{\gamma_y} \gamma\right) d\gamma \right\}. \end{aligned} \quad (3.10)$$

식 (3.10)의 계산 역시 매우 복잡하나 식 (3.5)와 같은 형태이다. 위에서의 계산 과정을 반복하면 각각 다이버시티

채널의  $m_i/\bar{\gamma}_i$ 가 다른 경우에 m-분포 페이딩 채널에서 최대비 합성 다이버시티를 적용한 M진 직교 진폭 변조 신호의 최종 평균 SER은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{P}_s = & \prod_{x=1}^L \left( \frac{m_x}{\gamma_x} \right)^{m_x} \\ & \cdot \sum_{y=1}^L \sum_{z=1}^{m_y} \frac{\eta_y^{(m_y-z)}}{(m_y-z)!} \left\{ - \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} \left( \frac{\gamma_y}{m_y} \right)^z \right. \\ & + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} \frac{\Gamma\left(z + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(z+1)} \sqrt{\frac{p\gamma_y}{m_y + p\gamma_y}} \left( \frac{\gamma_y}{m_y + p\gamma_y} \right)^z \\ & \cdot {}_2F_1\left(1, z + \frac{1}{2}; z + 1; \frac{m_y}{m_y + p\gamma_y}\right) \\ & + \frac{4}{\pi} \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} \frac{p\gamma_y^{z+1}}{m_y + 2p\gamma_y} \sum_{i=0}^{z-1} \frac{1}{2i+1} \frac{m_y^{i-z}}{(m_y + 2p\gamma_y)^i} \\ & \left. \cdot {}_2F_1\left(1, i+1; i + \frac{3}{2}; \frac{m_y + p\gamma_y}{m_y + 2p\gamma_y}\right) \right\}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

여기서

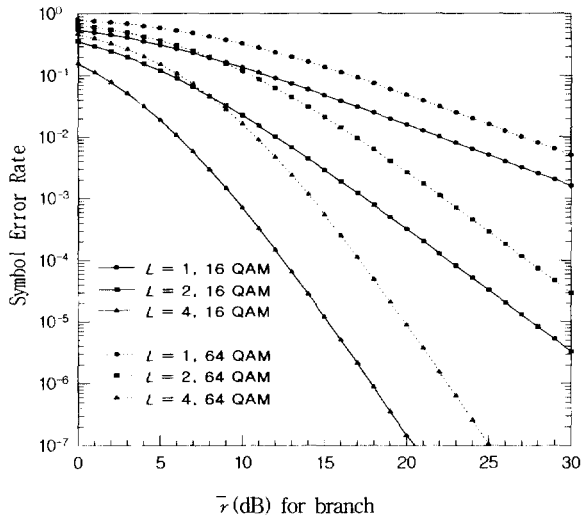
$$\eta_y^{(m_y-z)} = \frac{d^{m_y-z}}{ds^{m_y-z}} \left[ \prod_{l=y}^L \left( \frac{m_l}{\gamma_l} + s \right)^{-m_l} \right] \Big|_{s=-m_y/\bar{\gamma}_y} \quad (3.12)$$

이다. 식 (3.9)와 식 (3.11)로부터 최대비 합성 다이버시티 시스템에서 SER은 신호대 잡음비의  $m_T$  승에 좌우됨을 알 수 있다.

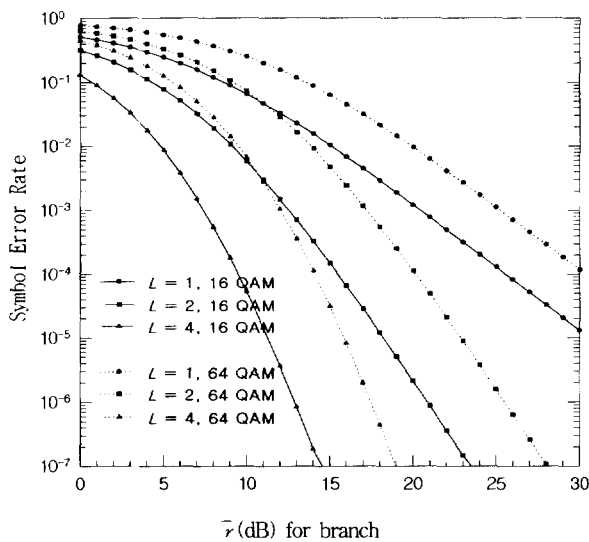
(그림 3)과 (그림 4)는 식 (3.9)로부터 각 다이버시티 채널의 페이딩 인자가 동일한 경우에 최대비 합성 다이버시티를 적용한 16-QAM과 64-QAM의 성능을 나타내었다. (그림 3)은 각 다이버시티 채널의 페이딩 지수  $m_i = 1$ (레이리 페이딩 경우)이며  $L = 1, 2, 4$ 에서 16-QAM과 64-QAM의 SER을 나타내었다. SER을  $10^{-5}$ 으로 기준하였을 때 16-QAM의 경우  $L = 4$ 인 경우가  $L = 2$ 인 경우 보다 약 12 dB 정도 신호대 잡음비에서 이득을 얻을 수 있으며, 64-QAM의 경우  $L = 4$ 인 경우가  $L = 2$ 인 경우보다 약 11 dB 정도 이득을 얻을 수 있음을 볼 수 있다.

(그림 4)는 각 다이버시티 채널의 페이딩 지수,  $m_i = 2$ 이며  $L = 1, 2, 4$ 에서 16-QAM과 64-QAM의 SER을 나타내었다. 역시 SER을  $10^{-5}$ 으로 기준하였을 때 16-QAM의 경우  $L = 4$ 인 경우가  $L = 2$ 인 경우 보다 약 7.5 dB 정도 이득을 얻을 수 있으며, 64-QAM의 경우  $L = 4$ 인 경우가  $L = 2$ 인 경우 보다 약 7dB 정도 이득을 얻을 수 있음을 볼 수 있다.

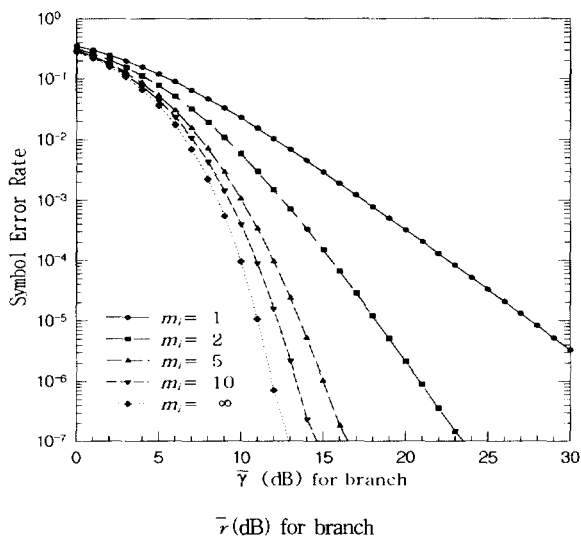
(그림 3)과 (그림 4)로부터 최대비 합성 다이버시티 기법이 시스템 복잡성 증가등을 고려하여 가지수 L을 적절히 조절하면 페이딩 현상에 의한 신호대 잡음비의 악화를 극복하는 방법으로 사용될 수 있음을 알 수 있다.



(그림 3) MRC에서 M-ary QAM의 SER ( $m_i = 1$ )



(그림 4) MRC에서 M-ary QAM의 SER ( $m_i = 2$ )



(그림 5)  $m_i$ 에 따른 16-QAM의 SER ( $L = 2$ )

(그림 5)는 두 가지( $L = 2$ )의 다이버시티 채널을 갖는 나카가미 페이딩 채널에서 최대비 합성 다이버시티를 적용한 16-QAM의 SER을 나타내었다. 각 다이버시티 채널은 페이딩 지수,  $m_i = 1, 2, 5, 10, \infty$ 를 갖는 것으로 가정하였다. (그림 5)로부터 페이딩 지수  $m$ 이 커짐에 따라 페이딩이 없는 채널에서의 오류 확률에 접근하고 있음을 확인할 수 있다.

#### 4. 결 론

이 논문에서는 육상 이동통신 페이딩 채널에 가장 일반적이며 포괄적 모델인  $m$ -분포 페이딩 채널 모델에 대하여  $L$ -가지의 최대비 합성 다이버시티를 적용한 M진 QAM 신호의 오류 확률을 각 다이버시티 채널의 페이딩 인자가 동일한 경우와 서로 다른 경우에 대하여 각각 유도하여 성능을 분석하였다. 여기서 페이딩 채널은 주파수 비선택적이고 느린 페이딩을 겪는다고 가정하였다. 유도한 결과식의 검증으로 페이딩 지수,  $m = 1$ 인 경우 즉, 레일리 페이딩 채널에서의 오류 확률과 일치함을 확인하였다. 페이딩 지수  $m$ 이 커짐에 따라 페이딩이 없는 채널에서의 오류 확률에 접근하고 있음도 확인하였다.

또한 상대적으로 작은 페이딩 지수를 갖는 다이버시티 가지의 전송 채널에서 다이버시티 가지수  $L$ 을 증가시킴으로 심각한 페이딩 현상으로 인한 M진 QAM 시스템의 성능 저하를 보상할 수 있음을 확인하였다.

최적의 다이버시티 합성 기법으로 알려진 최대비 합성 다이버시티 기법을 사용하면 SER을  $10^{-5}$ 으로 기준하였을 때 페이딩 지수,  $m = 1$ 인 경우 즉, 직접파가 존재하지 않고 반사파만이 존재하는 페이딩이 심한 경우에 16-QAM과 64-QAM의 경우  $L = 4$ 를 사용하면  $L = 2$ 를 사용할 때 보다 약 11~12dB 정도의 신호대 잡음비 성능 개선 효과를 얻을 수 있었다. 최대비 합성 다이버시티 기법으로 다이버시티 가지수  $L$ 을 적절히 조절하면 페이딩 현상에 의한 신호대 잡음비의 악화를 극복하는 방법으로 사용될 수 있음을 알 수 있었다. 이는 16-QAM의 경우 다이버시티 가지수  $L$ 을 4로 하면 SER을  $10^{-5}$ 으로 유지하기 위하여 신호대 잡음비가 15dB 정도 요구되므로 이동통신의 페이딩 채널에서도 유선 통신망과 마찬가지로 M진 QAM 시스템이 적용 가능함을 보여 주고 있다. 이 논문에서 제시된 결과들은 이동통신의 페이딩 환경에서 QAM 시스템의 성능을 편리하게 계산하는데 충분히 일반적이다.

부 록

식 (3.5)를 다시쓰면

$$\overline{P_s} = I_1 - I_2, \tag{A.1}$$

여기서

$$I_1 = \int_0^\infty \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} \operatorname{erfc}(\sqrt{p\gamma}) \frac{1}{\Gamma(m_T)} \left(\frac{m_T}{\gamma_T}\right)^{m_T} \gamma^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\gamma_T} \gamma\right) d\gamma. \tag{A.2}$$

$$I_2 = \int_0^\infty \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{p\gamma}) \frac{1}{\Gamma(m_T)} \left(\frac{m_T}{\gamma_T}\right)^{m_T} \gamma^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\gamma_T} \gamma\right) d\gamma. \tag{A.3}$$

이다. 식 (A.2)는 식 (3.6)을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_1 = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} \frac{\Gamma\left(m_T + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(m_T+1)} \sqrt{\frac{p\gamma_T}{m_T + p\gamma_T}} \left(\frac{m_T}{m_T + p\gamma_T}\right)^{m_T} {}_2F_1\left(1, m_T + \frac{1}{2}; m_T + 1; \frac{m_T}{m_T + p\gamma_T}\right). \tag{A.4}$$

식 (A.3)을 구하기 위하여 식 (3.8)을 이용하여 부분적분을 행한 후, 식 (3.6)을 이용하면 다음과 같이 된다.

$$I_2 = \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} \operatorname{erfc}^2(\sqrt{p\gamma}) \left( -\sum_{i=0}^{m_T-1} \frac{1}{\Gamma(i+1)} \left(\frac{m_T\gamma}{\gamma_T}\right)^i e^{-\frac{m_T}{\gamma_T} \gamma} \right) \Big|_0^\infty - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} \sqrt{p} \sum_{i=0}^{m_T-1} \frac{1}{\Gamma(i+1)} \left(\frac{m_T}{\gamma_T}\right)^i \int_0^\infty \operatorname{erfc}(\sqrt{p\gamma}) \gamma^{i-\frac{1}{2}} e^{-(\rho + \frac{m_T}{\gamma_T})\gamma} d\gamma = \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} - \frac{4}{\pi} \frac{(\sqrt{M}-1)^2}{M} \frac{p\gamma_T}{m_T + 2p\gamma_T} \sum_{i=0}^{m_T-1} \frac{1}{2i+1} \left(\frac{m_T}{m_T + 2p\gamma_T}\right)^i {}_2F_1\left(1, i+1; i + \frac{3}{2}; \frac{m_T + p\gamma_T}{m_T + 2p\gamma_T}\right) \tag{A.5}$$

최종적으로 식 (A.1), 식 (A.4), 식 (A.5)를 정리하면 식 (3.9)가 구해지며, 식 (3.11)도 같은 과정으로 얻을 수 있다.

참 고 문 헌

[1] W. T. Webb, and L. Hanzo, *Modern Quadrature Amplitude*

*Modulation*, IEEE Press, 1994.

[2] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.VT-42, No.2, pp.137-147, May 1993.

[3] J. P. McGeehan and A. J. Bateman, "Phase-locked transparent tone in band (TTIB) : a new spectrum configuration particularly suited to the transmission of data over SSB mobile radio," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.COM-32, No.1, pp.81-87, Jan. 1984.

[4] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd Ed., McGraw-Hill, 1995.

[5] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, 1st Ed., Wiley-Interscience, 1974.

[6] M. Nakagami, "The m-distribution - A general formula of intensity distribution of rapid fading," in *Statistical methods in radio wave propagation*, W. G. Hoffman, Ed., Oxford, England : Pergamon Press, 1960.

[7] P. J. Crepeau, "Uncoded and coded performance of MFSK and DPSK in Nakagami fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.COM-40, No.3, Mar. 1992.

[8] L. Hanzo, R. Steele, and P. M. Fortune, "A Subband Coding, BCH Coding, and 16-QAM System for Mobile Radio Speech Communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol.VT-39, No.4, pp.137-147, Nov. 1990.

[9] N. C. Beaulieu and A. A. Abu-Dayya, "Analysis of Equal Gain Diversity on Nakagami Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.COM-39, No.2, pp.225-234, Feb. 1991.

[10] K. Cho, D. Yoon and Y. Han, "Performance of M-ary QAM Signals with MRC Diversity in Nakagami Fading Channels" *KICS Fall Conference*, pp.87-90, Seoul National Univ., Korea, Nov. 1996.

[11] I. S. Gradshteyn, and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*, Academic, 1980.

[12] T. Eng and B. Milstein, "Coherent DS-CDMA Performance in Nakagami Multipath Fading," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.43, pp.1134-1143, March 1995.

[13] J. Lu, T. Tjhung and C. Chai, "Error Probability Performance of L-Branch Diversity Reception of M-QAM in Rayleigh Fading," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.46, pp.179-181, Feb. 1998.

[14] A. Annamalai, C. Tellambura and K. Bhargava, "Exact Evaluation of Maximal-Ratio and Equal-Gain Diversity Receivers for M-ary QAM on Nakagami Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.47, pp.1335-1344, Sept. 1999.



### 윤 동 원

e-mail : dwyoon@dragon.taejon.ac.kr

1989년 한양대학교 전자통신공학과 졸업  
(공학사)

1992년 한양대학교 전자통신공학과 졸업  
(공학석사)

1995년 한양대학교 전자통신공학과 졸업  
(공학박사)

1995년~1997년 동서대학교 정보통신공학과 전임강사

1997년~현재 대전대학교 컴퓨터정보통신공학부 조교수

2001년~현재 펜실베니아주립대 연구교수

관심분야 : 무선통신, 이동통신, 디지털통신 시스템



### 이 봉 환

e-mail : blee@dragon.taejon.ac.kr

1985년 서강대학교 전자공학과 졸업(학사)

1987년 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업  
(공학석사)

1993년 텍사스 A&M 대학교 전기공학과  
졸업(공학박사)

1987년~1995년 한국통신 연구원

1995년~현재 대전대학교 컴퓨터정보통신공학부 조교수

관심분야 : 컴퓨터네트워크, 광인터넷, 네트워크보안,

액티브네트워크