

# m-분포 나카가미 페이딩 채널에서 정방형 M-QAM의 MRC 다이버시티 성능분석

정희원 이영환\*, 준희원 이재윤\*\*, 종신회원 윤동원\*\*, 정희원 조평동\*

## MRC Diversity Analysis for Square M-QAM in Nakagami-m Fading Channels

Young-Hwan Lee\*Regular Member, Jae-Yoon Lee\*\*Associate Member,  
Dong-Weon Yoon\*\*Life Member, Pyung-Dong Cho\*Regular Member

### 요 약

이 논문에서는 주파수 비선택적 m분포 나카가미 페이딩 채널에서 정방형 M-QAM 신호에 대하여 MRC 다이버시티 적용시 정확하고 일반화된 평균 비트 에러 확률식을 closed-form으로 유도하고 성능을 분석한다. 독립된 페이딩 환경과 상관된 페이딩 환경에 대하여 각각 L개의 브랜치를 가지는 MRC 다이버시티를 고려하며, 성능 분석을 통하여 에러 성능이 향상됨을 보인다. 이 논문에서 제시되는 새로운 비트 에러 확률 식들은 이동통신의 페이딩 채널에서 MRC 다이버시티가 적용된 임의의 정방형 M-QAM 신호에 대한 성능을 계산하고 분석하는데 유용한 방법을 제공한다.

Key Words : QAM, Diversity, Fading, Error Probability.

### ABSTRACT

This paper presents and analyses the exact and general closed-form expression for the average bit error probability of  $M$ -ary square quadrature amplitude modulation (QAM) for maximal ratio combining (MRC) diversity reception in frequency-nonselective Nakagami- $m$  fading. An  $L$ -branch Mmaximal ratio combining diversity technique with independent or correlated fading cases is considered. Numerical results demonstrate the error performance improvement by employing with the use of MRC diversity reception. The new expressions presented here can offer a convenient way to evaluate the performance of an arbitrary square  $M$ -ary square QAM with an MRC diversity combiner for various cases of practical interest.

### I. 서론

멀티미디어 통신에 대한 사용자들의 요구 사항은 이동무선통신 시스템에서 보다 더 빠르고 대역 효율적인 전송 방식을 요구하고 있다. QAM은 대역폭의 증가없이 다양한 형태의 신호점 배치가 가능하여 고속 멀티미디어 전송에 적합한 변조 방식이다. 그러

나 QAM은 진폭에도 정보가 실리기 때문에 이제까지 이동통신 환경에서 적용이 되지 않았으나 멀티미디어 통신을 위한 초고속 전송이 요구되고 있어 이동통신에 있어서도 적응변조 방식이 제안되어 BPSK, QPSK와 더불어 16-QAM까지 쓰이게 될 예정이다. 또한 유럽 지상파 디지털 방송의 경우 OFDM에서 16-QAM, 64-QAM등이 제안되고 있다. 이렇듯 QAM은 주로 정방형 (square) QAM

\* 한국전자통신연구원 표준연구센터(yhwan@cetri.re.kr), \*\* 대전대학교 정보통신공학과(dwyoona@du.ac.kr)

논문번호 : 030434-1006, 접수일자 : 2003년 10월 7일

을 중심으로 이에 대한 비트오류율(BER)에 대하여 최근까지도 많은 연구가 진행되어 왔으며[2]-[5], 최근 정방형 QAM에 대하여 임의의 M에 대한 정확한 비트 오류율(BER) 식이 유도되었다[5].

이동통신 채널은 다중경로로 인한 페이딩으로 심한 신호 감쇄가 발생하는데 이러한 다중경로 페이딩 채널 모델중 이제까지 알려진 가장 포괄적이며 일반적인 모델은 나카가미 m-분포이다. 페이딩 채널이 나카가미 분포를 따를 때 순시 신호대잡음비(SNR),  $\gamma$ 에 대한 확률밀도 함수는 다음과 같다[6].

$$f(\gamma) = \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\gamma}\right)^m \exp\left(-\frac{m}{\gamma}\right), \gamma > 0 \quad (1)$$

여기서  $\bar{\gamma}$ 는 평균 SNR이고,  $\Gamma(\cdot)$ 는 감마 함수이며[7], m은 페이딩의 심한 정도를 나타내는 페이딩 지수이다. 이러한 다중경로 페이딩으로 인한 성능 열화 현상을 적절히 보상할 수 있는 방법 중 하나는 다이버시티이다. 다이버시티 기법 중 복잡도와 비용, 성능 개선 효과 등의 실제적 관점에서 가장 현실적인 기법은 최대비 합성(MRC) 다이버시티 기법으로 이는 동기 복조시 가장 높은 평균 SNR을 제공한다[8].

나카가미 페이딩 채널에서 최대비 합성 다이버시티에 대한 여러 성능 분석은 여러 문헌에 나오고 있다[9]-[11]. Aalo 등은 참고문헌 [9]에서 MPSK의 심볼오류 확률을 분석하였으며, 특히, 참고문헌 [11]에서는 상관된 나카가미 페이딩 채널하에서 PSK와 FSK의 최대비 합성 비트오류 확률 성능을 분석하였다. 그러나 나카가미 페이딩 환경에서 임의의 정방형 M-QAM 신호에 대한 일반화된 closed-form 형태의 비트 오류 확률은 아직까지 구하여진 바 없다.

이 논문에서는 저자들의 참고문헌 [5]의 결과를 바탕으로 주파수 비선택적 나카가미 페이딩 환경에서 L-브랜치 최대비 합성 다이버시티 적용시 M-QAM 신호의 비트오류 확률을 closed-form 형태로 나타내고, 독립적인 페이딩 환경과 상관된 페이딩 환경에서 각각 성능을 분석한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델에 대하여 기술하고 III장에서는 나카가미 페이딩에서 독립적인 경우와 상관된 경우의 최대비 합성 다이버시티에 대한 정방형 M-QAM 신호의 일반화된 비트 오류 확률식을 유도한다. IV장에서 수치 결과들을 제시하며 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 해석모델

AWGN 채널에서 정방형 M-QAM 신호의 비트 오류 확률은 다음과 같다[5].

$$P_b(e|\gamma) = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} P_b(k) \quad (2)$$

여기서  $P_b(k)$ 는 동상성분(in-phase component)과 직교성분(quadrature component)에서 k-번째 비트가 오류가 될 확률로 다음과 같다.

$$P_b(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ \mathcal{O}(i, k, M) \cdot \text{erfc} \left[ \sqrt{\gamma} \Omega(i, M) \right] \right\} \quad (3)$$

식(3)에서  $\mathcal{O}(a, b, c) = (-1)^a \frac{c^{2b-1}}{c} \cdot \left[ 2^{b-1} - F\left(\frac{c^{2b-1}}{c} + \frac{1}{2}\right) \right]$ ; 이고  $F(\cdot)$ 는 floor 함수이며  $k \in \{1, 2, \dots, \log_2 \sqrt{M}\}$ ;  $\Omega(i, M) = \frac{3(2i+1)^2 \log_2 \gamma M}{2(M-1)}$  이다.

QAM 신호가 주파수 비선택적 나카가미 페이딩을 겪는다고 가정하면, 이 경우 평균 비트 오류 확률은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{P}_b = \int_0^\infty P_b(e|\gamma) f_D(\gamma) d\gamma \quad (4)$$

여기서  $f_D(\gamma)$ 는 다이버시티 출력 SNR에 대한 확률밀도함수이다. 식 (2) 를 (4)에 대입하여 정리하면

$$\bar{P}_b = \frac{1}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \left( \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left[ \mathcal{O}(i, k, M) \Psi(i, M) \right] \right) \quad (5)$$

가 되고 여기서

$$\Psi(i, M) = \int_0^\infty \text{erfc}(\sqrt{\gamma} \Omega(i, M)) f_D(\gamma) d\gamma \quad (6)$$

이다. 식 (5)에서  $\bar{P}_b$  는 신호대 잡음비와 관계하여  $\Psi(i, M)$ 의 함수로 표시되므로, 여기서는  $\Psi(i, M)$ 만 살펴보도록 한다.

일반적으로 L-차 최대비 합성 다이버시티에서 각 다이버시티 채널들은 독립적인 페이딩을 겪으며, 수신기에서 채널 추정 가능하다고 가정한다. 이러한 가정 아래서 i-번째 다이버시티 브랜치의 신호대 잡음비에 대한 확률밀도 함수는 다음과 같다 [12].

$$f_D(\gamma_i) = \frac{1}{\Gamma(m_i)} \left(\frac{m_i}{\gamma_i}\right)^{m_i} \gamma_i^{m_i-1} \exp\left(-\frac{m_i}{\gamma_i} \gamma_i\right), \gamma_i \geq 0 \quad (7)$$

여기서  $m_i$ 와  $\bar{\gamma}_i$ 는 각각  $i$ -번째 브랜치의 페이딩 지수와 평균 신호대 잡음비를 나타낸다.

### III. 정방형 M-QAM의 비트오류 확률유도

#### 1. 독립이며 동일한 페이딩 환경

만약 각 다이버시티 채널이 공간적으로 충분히 떨어져 있다면 다이버시티 브랜치간에서 서로 독립적이라 가정할 수 있다. 이 경우 모든 다이버시티 브랜치에 걸쳐  $m_i/\bar{\gamma}_i$ 가 같은 값을 가질 때 최대비 합성 다이버시티 수신기 출력의 신호대 잡음비에 대한 확률 밀도 함수는 다음과 같다[12].

$$f_D(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(m_T)} \left(\frac{m_T}{\gamma_T}\right)^{m_T} \gamma_T^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\gamma_T} \gamma\right), \gamma \geq 0 \quad (8)$$

여기서  $m_T$ 는 전체 페이딩 지수로  $m_T = \sum_{i=1}^L m_i$  이고  $\bar{\gamma}_T = \sum_{i=1}^L \bar{\gamma}_i$ 는 전체 평균 신호대 잡음비로이다.

이 경우  $\Psi(i, M)$ 를 구하기 위하여 [13, (A.8)]의 다음 관계식을 이용한다.

$$\int_0^\infty e^{-ax} x^{b-1} \text{erfc}(\sqrt{cx}) dx = \frac{\Gamma(b+\frac{1}{2})}{\sqrt{\pi} b(a+c)^{1/2}} \sqrt{\frac{c}{a+c}} {}_2F_1\left(1, b+\frac{1}{2}; b+1; \frac{a}{a+c}\right) \quad (9)$$

여기서  $a, b, c$ 는 양의 실수이고,  ${}_2F_1(\cdot)$ 는 초기하 함수로[7, 9.100] 다음과 같이 정의된다.

$${}_2F_1(a, b, c, z) = \frac{\Gamma(c)}{\Gamma(a)\Gamma(b)} \sum_{n=0}^\infty \frac{\Gamma(a+n)\Gamma(b+n)}{\Gamma(c+n)} \frac{z^n}{n!} \quad (10)$$

$$\Psi(i, M) = \sqrt{\frac{\Gamma(m_T + \frac{1}{2})}{\Gamma(m_T + 1)}} \sqrt{\frac{\Omega(i, M) \bar{\gamma}_T}{m_T + \Omega(i, M) \bar{\gamma}_T}} \left(\frac{m_T}{m_T + \Omega(i, M) \bar{\gamma}_T}\right)^{m_T}$$

$${}_2F_1\left(1, m_T + \frac{1}{2}; m_T + 1; \frac{m_T}{m_T + \Omega(i, M) \bar{\gamma}_T}\right) \quad (11)$$

식 (11)에서  $m_i$ 가 1이면( $m_T = L$ ), 레일리 페이딩에서 최대비 합성 다이버시티 비트 오류 확률식이 된다.  $L=1$ 이면,  $m_T = m_i = m$ 이며  $\bar{\gamma}_T = \bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}$ 가 되며 이는 나카가미 페이딩에서 다이버시티를 적용하지 않았을 때의 오류식이 된다. 식 (11)에서  $M=4$  일 때, 식 (5)는 잘 알려진 나카가미 페이딩에서 최대비 합성에 대한 QPSK의 비트 오류확률식이 된다. 만약 각 브랜치의 페이딩 지수와 신호대 잡음비가 모두 같다면 즉,  $m_i = m$ 이고  $\bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}$ 이면,  $m_T = m_L$ ,  $\bar{\gamma}_T = \bar{\gamma}L$ 이 되며 이 경우 식 (8)과 (11)은

식 (9)를 이용하면  $\Psi(i, M)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f_D(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(mL)} \left(\frac{m}{\gamma}\right)^{mL} \gamma^{mL-1} \exp\left(-\frac{m}{\gamma} \gamma\right), \gamma \geq 0 \quad (12)$$

$$\Psi(i, M) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma(mL + \frac{1}{2})}{\Gamma(mL + 1)} \sqrt{\frac{\Omega(i, M) \bar{\gamma}}{m + \Omega(i, M) \bar{\gamma}}} \left(\frac{m}{m + \Omega(i, M) \bar{\gamma}}\right)^{mL} {}_2F_1\left(1, mL + \frac{1}{2}; mL + 1; \frac{m}{m + \Omega(i, M) \bar{\gamma}}\right) \quad (13)$$

이 된다.

#### 2. 독립이며 상이한 페이딩 환경

나카가미 페이딩 채널의  $L$ -브랜치 최대비 합성 다이버시티에서 각 브랜치가 서로 독립이고 각 브랜치의  $m_i/\bar{\gamma}_i$ 가 서로 다르다면  $m_i$ 가 정수일 때 다이버시티 출력 신호대 잡음비에 대한 확률밀도 함수는 다음과 같다[12].

$$f_D(\gamma) = \prod_{i=1}^L \left(\frac{m_i}{\gamma_i}\right)^{m_i} \cdot \left[ \sum_{k=1}^L \sum_{n=0}^{m_i-k} \frac{\eta_i^{(m_i-k)} \gamma^{k-1}}{(m_i-k)!(k-1)!} \exp\left(-\frac{m_i}{\gamma_i} \gamma\right) \right], \gamma \geq 0 \quad (14)$$

여기서

$$\eta_j^{(m_j-k)} = \frac{d^{m_j-k}}{ds^{m_j-k}} \left[ \prod_{l=1, l \neq j}^L \left( \frac{m_l}{\gamma_l} + s \right)^{-m_l} \right] \Big|_{s=-m_j/\bar{\gamma}_j} \quad (15)$$

이다. 위에서 사용한 방법들을 이용하면  $\Psi(i, M)$ 는 다음과 같이 구하여 진다.

$$\Psi(i, M) = \prod_{z=1}^i \left( \frac{m_z}{\gamma_z} \right)^m \sum_{y=1}^i \sum_{z=1}^{m_y} \eta_y^{(m_y-z)} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma(z+\frac{1}{2})}{\Gamma(z+1)} \sqrt{\frac{\Omega(i, M) \bar{\gamma}_y}{m_y + \Omega(i, M) \bar{\gamma}_y}} \left( \frac{\bar{\gamma}_y}{m_y + \Omega(i, M) \bar{\gamma}_y} \right)^z {}_2F_1 \left( 1, z + \frac{1}{2}; z + 1; \frac{m_y}{m_y + \Omega(i, M) \bar{\gamma}_y} \right) \quad (16)$$

여기서

$$\eta_y^{(m_y-z)} = \frac{d^{m_y-z}}{ds^{m_y-z}} \left[ \prod_{l=1, l \neq y}^L \left( \frac{m_l}{\gamma_l} + s \right)^{-m_l} \right] \Big|_{s=-m_y/\bar{\gamma}_y} \quad (17)$$

### 3. 상관된 페이딩 환경

만약 다이버시티 브랜치가 충분한 거리를 두고 서로 떨어져 있지 않다면 각기 다른 브랜치 신호라 할지라도 더 이상 독립적이지 못하다. 이절에서는 다이버시티 브랜치들이 서로 상관되어 있을 때 정방형 M-QAM의 비트오류 확률을 유도하고 분석한다. 여기서는 상수 상관(constant correlation) 모델과 지수 상관(exponential correlation) 모델, 두 가지의 상관 모델을 고려한다.

#### 3.1 상수 상관 페이딩 환경

만약 어느 두 브랜치간의 상관계수가 상수이면 상수 상관 모델 가정이 가능하다. 즉,  $\rho_{\theta} = \rho$ 인 경우 신호대 잡음비에 대한 확률밀도함수는 다음과 같다 [11].

$$f_{\theta}(\gamma) = \frac{\binom{m}{L} \gamma^{mL-1} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\lambda}\right) \Gamma\left(\frac{mL}{\lambda}\right)}{\gamma^{\binom{m}{L}} \Gamma\left(\frac{mL}{\lambda}\right)} \quad \gamma \geq 0 \quad (18)$$

여기서  $\rho$ 는 상관계수이고  $\lambda = 1 - \rho + L\rho$ 이다.  $\rho = 0$ 이면, (18)식은 (12)식으로 돌아가며,  $\Psi(i, M)$ 는 (13)식으로 돌아감을 알 수 있다.  $\rho > 0$ 에 대하여,  $\Psi(i, M)$ 는 [11, (A.12)]를 이용하여 식 (20)과 같이 구할 수 있다.

$$F_2(a; b_1, b_2; c_1, c_2; x, y) = \frac{1}{\Gamma(a)} \int_0^x t^{a-1} e^{-t} F_1(b_1, c_1; xt) F_1(b_2, c_2; yt) dt \quad (19)$$

$$\Psi(i, M) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma\left(\frac{mL+1}{2}\right)}{\Gamma(mL+1)} \sqrt{\frac{\Omega(i, M) \bar{\gamma}(1-\rho)}{m + \Omega(i, M) \bar{\gamma}(1-\rho)}}$$

$$\left[ \left( \frac{m}{m + \Omega(i, M) \bar{\gamma}(1-\rho)} \right)^L \left( \frac{1-\rho}{\lambda} \right) \right]^m$$

$$F_3\left( mL + \frac{1}{2}, mL + \frac{3}{2}, mL + \frac{\Omega(i, M) \bar{\gamma}(1-\rho)}{m + \Omega(i, M) \bar{\gamma}(1-\rho)}; mL + \frac{mL\rho}{\lambda m + \Omega(i, M) \bar{\gamma}(1-\rho)} \right) \quad (20)$$

여기서  $F_1(\cdot)$ 는 is 초기하 함수(hypergeometric function)로 다음과 같이 정의된다 [14].

$$F_2(a; b_1, b_2; c_1, c_2; x, y) = \frac{\Gamma(c_1)\Gamma(c_2)}{\Gamma(a)\Gamma(b_1)\Gamma(b_2)}$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Gamma(a+i+n)\Gamma(b_1+n)\Gamma(b_2+n)}{\Gamma(c_1+n)\Gamma(c_2+n)\Gamma(n!)} x^n y^m, |x|+|y| < 1 \quad (21)$$

#### 3.2 지수 상관 페이딩 환경

만약 어느 두 브랜치간의 거리가 증가함에 따라 브랜치간의 상관계수가 지수적으로 즉,  $\rho_{\theta} = \rho^{|\theta-\beta|}$ 로 감소한다면 지수상관 모델 가정이 가능하다. 상수이면 상수 상관 모델 가정이 가능하다. 이 경우 신호대 잡음비에 대한 확률밀도 함수는 다음과 같이 근사화 될 수 있다[11].

$$f_{\theta}(\gamma) = \frac{\gamma^{\beta-1} \left( \frac{\beta}{L\gamma} \right)^{\beta} \exp\left(-\frac{\beta}{L\gamma}\gamma\right)}{\Gamma(\beta)} \quad \gamma \geq 0 \quad (22)$$

여기서  $\beta = \frac{mL^2}{h}$ ,  $h = L + \frac{2\rho}{1-\rho} \left( L - \frac{1-\rho^L}{1-\rho} \right)$ ,  $0 \leq \rho \leq 1$ 이다.

앞 장에서와 같은 전개과정과 [11, (A-6)], [11, (A-7)]을 이용하면,

$$\int_0^{\infty} x^{a-1} e^{-\beta x} \Gamma(a, s) dx = \frac{\Gamma(s+a)\Gamma(a)}{\Gamma(s)\Gamma(a+s)} \left( \frac{\beta}{\beta+s} \right)^s \quad (23)$$

$$\Gamma\left(n + \frac{1}{2}\right) = \sqrt{\pi} 2^{-2n+1} \frac{\Gamma(2n)}{\Gamma(n)}, \quad n=0,1,2,\dots \quad (24)$$

$\Psi(i, M)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\Psi(i, M) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma\left(\beta + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(\beta+1)} \sqrt{\frac{h\Omega(i, M)\gamma}{mL+h\Omega(i, M)\gamma}} \left(\frac{mL}{mL+h\Omega(i, M)\gamma}\right)^{\beta} {}_2F_1\left(1, \beta + \frac{1}{2}; \beta + 1; \frac{mL}{mL+h\Omega(i, M)\gamma}\right) \quad (25)$$

식 (25)에서  $\rho=0$ 이면, 서로 독립일 경우의 결과인 식 (13)으로 돌아감을 알 수 있다.

#### IV. 비트 오류 확률 성능 분석

앞에서 구하여진 (11), (16), (25) 식을 (5)번식에 대입하여, 페이닝 지수  $m$ , 변조레벨  $M$ , 다이버시티 차수  $L$ 에 대하여 신호대잡음비의 함수로 평균 비트 오류 확률을 나타내었다. 그림 1은 독립이며 동일한 분포를 가질때의 경우인데  $L$ 이 1에서 2로 증가할 때 많은 이득을 얻을 수 있음을 볼 수 있으나 이러한 이득은  $L$ 이 2에서 그보다 높은 차수로 증가할 때 다소 줄어드는 것을 보여주고 있다. 예를 들어의 평균 비트 오류 확률을 기준으로 4-QAM에 대하여  $L$ 이 1에서 2로 증가 할 때 약 13dB 정도의 다이버시티 이득을 얻을 수 있으나  $L$ 이 2에서 4로 증가 하여도 약 7.5dB 정도 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 볼 수 있다. 이러한 결과는 이미 알려진대로, 다이버시티 개수가 어느 정도 존재할 때 부가적인 다이버시티 브랜치의 증가는 이득 증가에 큰 영향을 미치지 못함을 확인시키는 결과이다.

그림 2는 독립이나 비동일 분포를 가질 때의 비트 오류 확률을 나타내었다. 여기서  $m$ 는 브랜치마다 다르다고 가정한다. 즉,  $L=4$ 에 대하여는  $m_1=1, m_2=2, m_3=3, m_4=4$ 를 각각 가정하였다. 그림 1과 그림 2의 결과로부터 I축과 Q축에 각각 1비트를 추가하여 변조 레벨이 높아질 때마다 평균 비트 오류 확률을 10<sup>-3</sup> 이하로 유지하기 위해서는 부가적인 4~5 dB 정도의 전력이 더 요구됨을 알 수 있다. 즉, 차세대 이동통신에서 고려되고 있는 적응변조를 위하여 4-QAM에서 16-QAM, 16-QAM에서 64-QAM으로 변조레벨을 높일 경우 다이버시티 차수에 거의 무관하게 다이버시티 차수가 같은 경우, 같은 비트 성능을 유지하기 위해서는 4~

5dB 정도의 전력이 더 필요하게 됨을 알 수 있다.

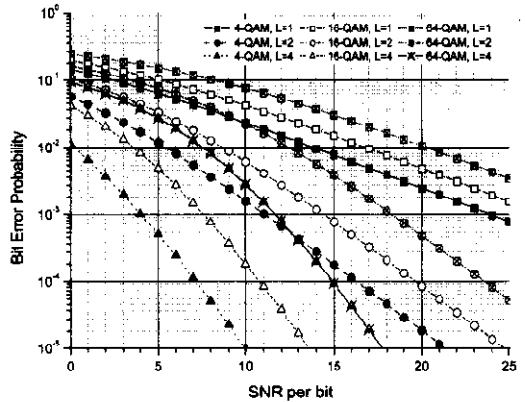


그림 1. 독립이며 동일한 페이닝 채널에서 MRC 다이버시티 차수에 따른 M-QAM의 평균 BER ( $L=1,2,4, M=4, 16, 64$  and  $m=1$ )

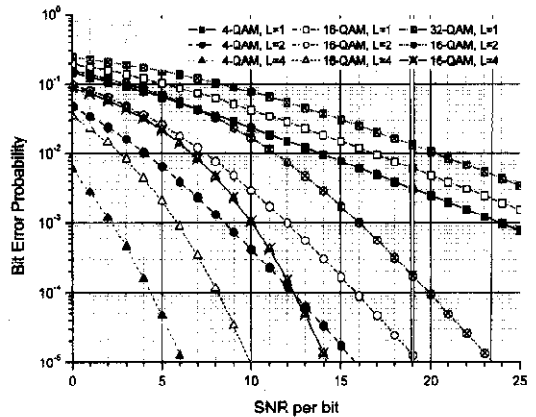


그림 2. 독립이며 상이한 페이닝 채널에서 MRC 다이버시티 차수에 따른 M-QAM의 평균 BER ( $M=4, 16, 64, L=1$  for  $m=1, L=2$  for  $m=1,2$  and  $L=4$  for  $m=1,2,3,4$ )

그림 3은 지수 상관된 나카가미 페이닝 채널에서 페이닝 지수  $m=1$ 일 때 다이버시티 차수  $L$ 과 상관 계수  $\rho$ 에 따른 16-QAM 비트 오류 성능을 나타내었다. 10<sup>-3</sup>의 성능을 유지할 때 각 브랜치가  $\rho=0.9$ 만큼 상관되었을 때가  $\rho=0$ 인 독립인 경우 보다  $L=2, 3, 4$ 에 대하여 각각 9.5, 10.5, 11dB 만큼 전력 손실이 생김을 알 수 있다. 그러나 상관된 경우라도 다이버시티 차수를 높일 경우 독립인 경우보다 전력이득을 얻을 수 있다. 예를 들어  $\rho=0.5$ 로 상관된 경우  $L=4$ 를 사용하면  $\rho=0$ 인 독립인 경우

$L=2$ 를 사용할 때 보다 약 2.5 dB의 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 볼 수 있다.

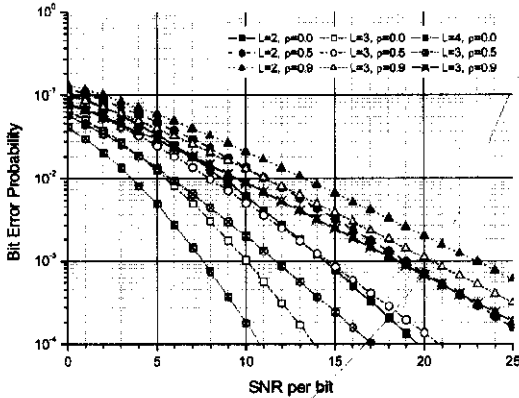


그림 3. 지수 상관된 페이딩 채널에서 MRC 다이버시티 차수에 따른 16-QAM의 평균 BER ( $L=2,3,4, \rho=0, 0.5, 0.9, m=1$ )

표 1과 표 2에는 지수 상관된 페이딩에서 16-QAM에 대하여  $L=1$ 에 대한 다이버시티 차수의 이득을 평균 비트 오류 확률  $10^{-3}$ 과  $10^{-5}$ 에 대하여 각각 나타내었다. 표 1과 표 2의 결과로부터 같은 조건 아래서 페이딩이 심할수록 (페이딩 지수가 작을수록) 다이버시티 이득이 더 큼을 알 수 있으며, 같은 조건 아래서 브랜치간 상관성이 커질수록 다이버시티 이득은 줄어들음을 볼 수 있다.

표 1. 지수 상관된 페이딩 채널에서의 BER을 기준으로 16-QAM의 MRC 다이버시티 이득

$\rho$	$m=1$		$m=2$		$m=3$	
	$L=2$	$L=4$	$L=2$	$L=4$	$L=2$	$L=4$
0	12.6dB	19.4dB	6.9dB	11.5dB	4.7dB	8.5dB
0.5	8dB	15.3dB	5.2dB	8.7dB	3.8dB	7.6dB
0.9	4dB	8.6dB	3.5dB	7.1dB	3.2dB	6.4dB

표 2. 지수 상관된 페이딩 채널에서의 BER을 기준으로 16-QAM의 MRC 다이버시티 이득

$\rho$	$m=1$		$m=2$		$m=3$	
	$L=2$	$L=4$	$L=2$	$L=4$	$L=2$	$L=4$
0	22.2dB	33.1dB	11.2dB	17.6dB	6.5dB	10.9dB
0.5	12.8dB	24.6dB	7.4dB	14dB	4.8dB	9.4dB
0.9	5dB	10.7dB	4.0dB	8.3dB	3.4dB	6.9dB

### V. 결 론

이 논문에서는 독립이고 동일한, 독립이고 비동일한, 그리고 서로 상관된 나카가미 페이딩 채널에 대

하여 각각 정방형 M-QAM의 다이버시티 적용시 비트 오류율을 정확하고 일반화된 closed-form 형태로 유도하고 분석하였다. 상관된 페이딩에서는 상수 상관과 지수상관의 두가지 경우를 고려하였다. 특별한 경우로  $m=1$  일 때는 유도된 식들은 레일리 페이딩 채널의 비트 오류 확률식이 되며,  $L=1$  일 때는 다이버시티가 없는 나카가미 페이딩에서의 비트 오류 확률식이 된다. 이 논문에서 보여지는 식들은 변조 레벨  $M$ , 페이딩 지수  $m$ , 다이버시티 차수  $L$ 에 대하여 여러 파라메타들을 변화시켜가며 정확한 비트 오류 성능을 제공할 수 있어 이동통신 환경이 다이버시티를 적용한 M-QAM의 성능 분석에 유용한 자료를 제공할 수 있다는 형식으로 결론을 작성한다.

### 참 고 문 헌

- [1] L. Hanzo, L. Hanzo, C. H. Wong and M. S. Lee, *Adaptive Wireless Transceiver- Turbo-Coded, Turbo-Equalized and Space-Time Coded TDMA, CDMA and OFDM Systems*, John Wiley & Sons, 2002.
- [2] J. Lu, K. B. Letaief, J. C-I Chuang, and M. L. Liou, "M-PSK and M-QAM BER Computation Using Signal-Space Concepts," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, pp.181-184, Feb.
- [3] L. Yang and L. Hanzo, "A Recursive Algorithm for the Error Probability Evaluation of M-QAM," *IEEE Comm. Letters*, vol. 4, No. 10, pp.304-306, Oct. 2000.
- [4] M. P. Fitz and J. P. Seymour, "On the Bit Error Probability of QAM Modulation," *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 1, no. 2, pp.131-139, 1994.
- [5] K. Cho and D. Yoon, "On the General BER Expression of One and Two Dimensional Amplitude Modulations," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, pp.1074-1080, July 2002
- [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, pp. 3-36, 1960
- [7] I. S. Gradshteyn, and I. M. Ryzhik, *Tables of integral, series and product*, New York:

Academic Press, 1980

- [8] W. C. Jakes, *Mobile Communication Engineering*, New York: Wiley, 1974
- [9] V. Aalo and S. Pattaramalai, "Average error rate for coherent MPSK signals in Nakagami fading channels," *Electron. Lett.*, vol. 32, (17), pp. 1538-1539, 1996
- [10] A. Annamalai, "Error Rates for Nakagami-m Fading Multichannel Reception of Binary and M-ary signals," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 58-68, Jan. 2001
- [11] V. Aalo, "Performance of Maximal-Ratio Diversity Systems in a Correlated Nakagami-Fading Environment," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 2360-2369, Aug. 1995
- [12] E. K. Al-Hussaini and A. A. M. Al-Bassiouni, "Performance of MRC Diversity Systems for the Detection of Signals with Nakagami Fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, pp.1315- 1319, Dec. 1985
- [13] T. Eng and B. Milstein, "Coherent DS-CDMA Performance in Nakagami Multipath Fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp.1134-1143, March 1995
- [14] H. Exton, *Multiple Hypergeometric Functions and Applications*, New York: Wiley, 1976
- [15] W.C. Lee, *Mobile Communication Design Fundamentals*. New York: John, Wiley & Sons, 2nd ed., 1993.
- [16] L.J. Slater, *Confluent Hypergeometric Function*, Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 1960

이영환(Young-Hwan Lee)

정회원



1984년 2월 : 숭실대학교 전자공학과 졸업  
 1986년 2월 : 광운대학교 전자공학과 석사  
 1998년 3월~현재 : 한국정보통신대학원대학교 전자공학과 박사과정

1989년 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 기술기준연구팀 선임연구원

<주관심분야> 무선통신, 기술기준, 안테나공학

이재윤(Jae-Yoon Lee)

준회원

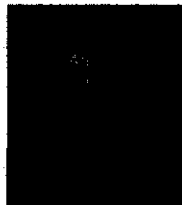


2002년 2월 : 대전대학교 정보통신공학과 졸업  
 2003년 3월~현재 : 대전대학교 정보통신공학과 석사과정

<주관심분야> 무선통신, 이동통신, 디지털통신시스템

윤동원(Dong-Weon Yoon)

중신회원



1989년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 수석 졸업  
 1992년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 석사  
 1995년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 박사

1995년~1997년 : 동서대학교 정보통신공학과 전임강사

1997년~1997년 : 한국전자통신연구원 초빙연구원

2001년~2002년 : 펜실베이니아주립대 방문교수

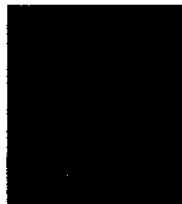
2002년~현재 : 한국전자통신연구원 초빙연구원

1997년~현재 : 대전대학교 정보통신공학과 부교수

<주관심분야> 무선통신, 이동통신, 디지털통신시스템

조평동(Pyung-Dong Cho)

정회원



1980년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업  
 1995년 2월 : 충남대학교 컴퓨터과학과 석사  
 2003년 2월 : 충남대학교 컴퓨터과학과 박사

19980년~1997년 : 한국전자통신연구원 지능망, 통신처리시스템 개발

1998년~현재: 한국전자통신연구원 기술기준연구팀장

<주관심분야> 기술기준, 광인터넷, 무선 LAN