

---

# 나카가미 페이딩 채널하에서 MIMO-OFDM 시스템의 성능분석

강경식\* · 김원섭\*\* · 박춘호\*\*

Performance Analysis of MIMO-OFDM System over Nakagami Fading Channel

Kyung-sik Kang\* · Won-sub Kim\*\* · Chun-ho Park\*\*

## 요 약

본 논문에서는 주변 환경에 따라 다양한 채널 상태를 나타낼 수 있는 분산형 나카가미 페이딩 채널하에서 선형의 시공간 블록코드 (Space-Time Block Code) 직교 설계로부터 평균 비트 에러율(Bit Error Rate) 성능을 평가하여 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 채널의 안테나 열 구성과 동작환경의 영향을 분석하였고 향상된 BER을 위한 MT 안테나의 설계조건과 페이딩 지수  $m$ 을 제안 한다.

시스템 성능의 분석을 위해 M-PSK(M-ary Phase Shift Keying) 변조 방식과, M-QAM(M-ary Quadrature Amplitude Modulation) 변조 방식을 사용 하였고, 분석 식은 각각 적분된 나카가미 페이딩 변수와 적분되지 않은 나카가미 페이딩 변수로부터 시스템의 성능을 비교·분석하였다. 채널 배열의 구성은 행렬의 수식적 계산에 의해 얻게 되며, AOA 확산이 감소하는 것에 따라 STBC(Space - Time Block Codes) BER 성능이 감소하며, 이와 같은 손실은 안테나 간격의 증가나, 배열구성의 변경을 통해 보상 될 수 있다.

## ABSTRACT

In this paper, I analyzed array organization of MIMO channel antenna and effect of operation environment by evaluating average BER from linear Space-Time Block Code orthogonal design and suggests designing condition of MT antenna for improved BER and the fading index  $m$ . To analyze system performance, I used M-PSK and M-QAM modulation, and to use analysis equations I used integrated by Nakagami fading variable, non-integrated Nakagami fading variable. We can get the organization of channel array by using mathematical calculation on matrix. STBE BER performance will decrease as AOA spreading decrease and such loss can be compensated from extending antenna spacing, and changing array organization.

## 키워드

MIMO, 나카가미, OFDM, STBC

## Key word

MIMO, Nakagami, OFDM, STBC

---

\* 정회원 : 주성대학 정보통신부사관과 (kang@jsu.ac.kr)

접수일자 : 2011. 07. 05

\*\* 정회원 : (주)하우넷 기술연구소

심사완료일자 : 2011. 07. 27

## I. 서 론

최근 무선통신 기술에서는 고화질, 고품질의 미디어 서비스 사용량의 급격한 수요 증가와 이동통신 서비스 가입자의 폭발적인 증가에 따라 대용량의 데이터를 초고속으로 전송하는 필요성이 증대함으로 주파수 자원의 부족 현상이 예상되고 있다. 위와 같은 요구는 무선 채널에서 페이딩, 음영효과, 시변 잡음, 전파감쇠, 간섭 등의 영향으로 심각하게 신호가 왜곡된다. 이 중에서 다중 경로에 의한 페이딩 현상은 서로 다른 경로를 거쳐 위상과 크기가 서로 달라진 신호들이 합쳐져 심한 왜곡을 초래한다. 전송 중에 발생하는 오류를 효율적으로 극복하고 보다 정확한 정보의 전송을 달성하기 위해서 오류 정정 부호에 대한 관심이 증가되었으며, 이러한 고속 디지털 통신에서 주파수를 공유하여 사용할 수 있는 시스템이 차세대 무선 멀티미디어 전송 기술로 크게 주목을 받고 있으며, 대표적인 방법으로 전송 다이버시티 페이딩 채널에서 상대적인 구현의 단순함과 수신시 다중 안테나의 사용으로 연구되고 있다[1]. 다이버시티를 얻는 방법으로는 크게 시간 다이버시티, 주파수 다이버시티, 공간 다이버시티 등이 있다.

OFDM은 고속 전송률(high-rate)을 갖는 데이터열을 낮은 전송률을 갖는 많은 수의 데이터열로 나누고 이들을 다수의 부반송파를 사용하여 동시에 전송하는 것이다. 낮은 전송률을 갖는 부반송파의 심볼구간은 증가하게 되므로 다중 경로 지연확산에 의해 발생하는 시간상에서의 상대적인 신호 분산이 감소한다.

본 논문은 분산형 나카가미-m 페이딩 채널하에서 선형의 시공간 블록 코드(STBC) 직교의 설계로부터 평균 비트 에러율(BER) 성능을 분석하였다. 성능분석을 위해 M-PSK와 M-QAM 변조방식을 사용하였으며, 나카가미 페이딩 지수, AOA 확산, BS안테나 간격, MT 안테나 간격의 변화에 따른 시스템의 성능을 비교 분석하였다.

## II. M-PSK, M-QAM시스템의 BER 성능 분석

Alamouti 부호화기에서 두 개의 변조 심볼  $x_1$ 과  $x_2$ 를 하나의 블록으로 하여 2개의 송신 안테나를 위한 송신 부호 행렬로 구성한다.

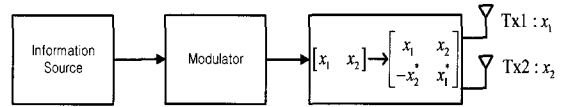


그림 1. 선형 STBC를 사용한 OFDM 시스템.  
Fig. 1. STBC OFDM system with linear.

송신 안테나 Tx1과 수신 안테나 사이의 채널의 특성을  $h_1$ , 수신안테나 Tx2과 수신 안테나 사이의 채널의 특성을  $h_2$ 이라고 하면, 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$h_1 = a_1 e^{j\theta_1} \quad h_2 = a_2 e^{j\theta} \quad (1)$$

여기서  $a$ 와  $\theta$ 는 각각 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 크기이득(amplitude gain)과 위상이동(phase shift)이다.[2]

나카가미 m-분포(Nakagami m-distribution)는 레일리(Rayleigh), 대수정규(Log-normal)나 라이시안(Rician) 분포에 비해 수학적 처리와 측정 데이터의 분석에 있어 훨씬 용이하며 보다 다양한 페이딩 환경을 제공해주는 도심 전파의 다중 경로 채널에 대한 페이딩 모델로 가장 포괄적인 분포로 알려져 있다[3]. 특히 나카가미 m-분포는 실측데이터를 기반으로 하여 얻은 분포로서 최근 들어 이동통신 채널환경 분석시 많이 적용되고 있는 모델이며 본 논문에서도 나카가미 분포를 적용하여 시스템을 분석하였다. 나카가미-m 분포의 확률밀도함수는 다음과 같이 표현된다.[4]

$$p(\rho) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \rho^{2m-1} e^{-\left(\frac{m}{\Omega}\right)\rho^2} \quad (2)$$

수식에서  $\Gamma(m)$ 은 감마함수(Gamma) 이고,  $\Omega$ 는  $E[r^2]$ 으로 표현하며 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 평균 전력 이득이다.  $m$ 은 나카가미 파라미터로 페이딩 지수이다.  $\Omega=1$ 일 때,  $m$ 의 변화에 따라 아래와 같이 나타내었다.  $m$ 이 1일 경우 일반적으로 레일리 확률밀도함수를 나타내며,  $m$ 이 작을수록 페이딩 분포가 넓게 분포하게 되어 채널에 심한 페이딩을 나타내게 되고  $m$ 값이 커질수록 페이딩 분포가 좁아지게 되어 채널에 페이딩이 점점 약해지는 것을 알 수 있다[5].

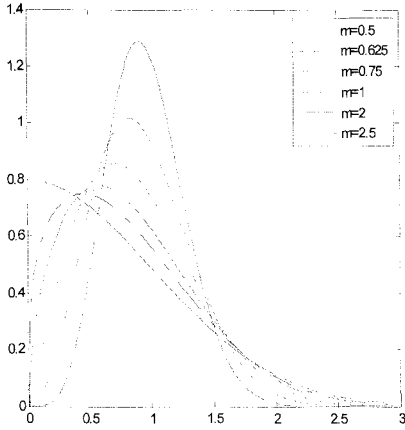


그림 2. 나카가미-m 분포의 확률 밀도 함수  
Fig. 2. probability density function of Nakagami-m distribution

$N$  개의 송신안테나와  $L$  개의 수신안테나로 구성되는 MIMO 시스템의 채널은 다음과 같이 행렬의 형태로 표현할 수 있다.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1L} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \dots & h_{NL} \end{bmatrix} \quad (3)$$

수신신호 벡터  $y$  는  $y = Hx + n$  이다.

$x$  는 송신신호 벡터,  $y$  는 수신신호 벡터,  $n$  은 평균이 0 이고 분산이  $N_0/2$  인 가산성 백색 가우시안 잡음이다.  $T$  시간 동안 시스템은  $K$  심볼로 구성된  $\eta$  번째 블록을 송신하면  $z_\eta = (z_{1,\eta}, z_{2,\eta}, \dots, z_{K,\eta})$  이다. STBC의 코딩 비율  $R_\eta$  는  $K/T$  이다.  $\eta$  번째 블록 전송 동안,  $n$  번째의 송신과  $l$  번째의 수신 안테나 사이의 채널은  $h_{nl,\eta} = \varphi_{nl,\eta} e^{j\theta_{nl,\eta}}$  이다.  $\varphi_{nl,\eta}$  는 [3]에서 주어지는 확률 분포 함수(Probability Distribution Function)를 가진 나카가미-m 분산형 신호 포락선이다.

$$p_{\varphi_{nl,\eta}}(\varphi) = \frac{2}{\Gamma(m_{nl})} \left( \frac{m_{nl}}{\Omega_{nl}} \right)^{m_{nl}} \varphi^{2m_{nl}-1} e^{-\left( \frac{m_{nl}}{\Omega_{nl}} \right) \varphi^2} \quad (4)$$

수식 (4)에서  $\Gamma(\cdot)$  는 감마(Gamma) 함수이고  $\Omega_{nl} = E\{\varphi_{nl,\eta}^2\}$  는  $\eta$  블록에서  $n$  번째 송신과  $l$  번째의 수

신 안테나 사이 채널의 평균 전력 이득이다.

이상적인 채널 상태 정보(Channel State Information)를 가정한다면, 최대 가능성(Maximum Likelihood) 수신기는 부호어의 결정 거리를 계산하고, 합성신호 행렬  $M_\eta$  를 최소로 하는 송신 행렬을 찾아내어 최적의 성능을 달성한다. [6]

$$M_\eta = \sum_{t=1}^T \sum_{l=1}^L \left| r_{tL,\eta} - \sum_{n=1}^N h_{nl,\eta} C_{tn}(z_\eta) \right|^2 \quad (5)$$

일반적으로 M-PSK와 M-QAM의 송신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = s_I(t) \times \cos(2\pi f_c t) + s_Q(t) \times \sin(2\pi f_c t) \quad (6)$$

(6)식에서  $f_c$  는 캐리어 주파수이고,  $s_I(t)$  와  $s_Q(t)$  는 각각 동 위상과 직교 위상 성분의 기저대역 신호이다. M-PSK의  $s_I(t)$  와  $s_Q(t)$  는 아래와 같다.

$$s_I(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{2E_{TP}}{T}} g_T(t-kT) \cos\left(I_k \cdot \frac{2\pi}{M} + \frac{\pi}{M}\right) \quad (7)$$

$$s_Q(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{2E_{TP}}{T}} g_T(t-kT) \sin\left(I_k \cdot \frac{2\pi}{M} + \frac{\pi}{M}\right)$$

$E_{TP}$  는 심벌 에너지,  $T$  는 심볼 간격,  $g_T(t)$  는 raised-cosin 주파수 응답,  $I_k = 0, 1, \dots, M-1$  이고,  $M=2^P$  이다. 일반적인 M-PSK 신호는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$P_{c, M-PSK} = \frac{1}{\log_2 M} (1+1+2+4+\dots+2^{\log_2 M-2}) P_a \quad (8)$$

$$= \frac{M}{2 \log_2 M} P_a$$

다중 경로에서 감쇄 성분을 고려한 조건부 에러 확률의  $Q$  함수는  $\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$  이다.  $Q$  함수를 가우시안  $Q$  함수로 다시 나타내면 다음과 같다.

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2 \vartheta}\right) d\vartheta, \quad x \geq 0 \quad (9)$$

식(9) 가우시안  $Q$  함수는 독립성과 유한의 적분을 가능하게 하며 다중 경로에서 여러확률을 계산하는데 널리 쓰인다. 가우시안  $Q$  함수로 나타낸  $P_{e, M-PSK}$ 은 다음과 같다.

$$P_{e, M-PSK} \approx \frac{2}{\pi \max(\log_2 M, 2)} \quad (10)$$

$$\sum_{i=1}^{\max(\frac{M}{4}, 1)} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{E_s}{N_0} \frac{\sin^2(2i-1)\frac{\pi}{M}}{\sin^2\theta}\right) d\theta$$

### III. M-PSK, M-QAM시스템의 BER 성능 분석

#### 3.1. M-PSK, M-QAM시스템의 조건부 BER

$\zeta_\eta = \|h_{k,\eta}\|^2$ 은 아래의, 심볼당 평균 전송된 에너지에 따라 등가의 가우시안의 모델의 출력에서의 심볼  $\gamma_\eta$  당 순간적인 신호 대 잡음비(SNR)는 계산될 수 있다.

$$\gamma_\eta = \frac{aE\{|z_{k,\eta}\|^2\}}{N_0} \zeta_\eta = \frac{1}{N} \frac{E_s}{N_0} \zeta_\eta \quad (11)$$

전송된 에너지  $E_s$  다음과 같다.

$$E_s = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^N \sum_{t=1}^T E\{|C_{tn}(z_\eta)|^2\} \quad (12)$$

$$= \frac{a}{K} \sum_{n=1}^N \sum_{t=1}^T E\{|z_{k,\eta}\|^2\} = aNE\{z_{k,\eta}\}^2$$

#### • M-PSK의 조건부 BER

$$P_b(E|\zeta_\eta) \approx \frac{2}{\pi \max(\log_2 M, 2)} \quad (13)$$

$$\times \sum_{i=1}^{\max(\frac{M}{4}, 1)} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{E_s}{N_0} \frac{\sin^2(2i-1)\frac{\pi}{M}}{N \sin^2\theta} \zeta_\eta\right) d\theta$$

#### • M-QAM의 조건부 BER

$$P_b(E|\zeta_\eta) \approx \frac{4}{\pi \log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \quad (14)$$

$$\times \sum_{i=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{E_s}{N_0} \frac{3(2i-1)^2}{2N(M-1) \sin^2\theta} \zeta_\eta\right) d\theta$$

#### 3.2. M-PSK, M-QAM시스템의 평균 BER

$P_b(E) = \int_0^\infty P_b(E|\zeta_\eta) p_{\zeta_\eta}(\zeta_\eta) d\zeta_\eta$ 으로 평균 BER을 얻을 수 있다.  $p_{\zeta_\eta}(\zeta_\eta)$ 는  $\zeta_\eta$ 의 확률 분포 함수이다. 선형의 STBC의 평균 BER로서 랜덤 변수의 모멘트생성함수(Moment Generating Function)를 통해 M-PSK 또는 M-QAM 변조 방식을 방법은 다음과 같이 쓸 수 있다[4].

#### • M-PSK의 평균 확률 밀도 함수

$$P_b(E) \approx \frac{2}{\pi \max(\log_2 M, 2)} \sum_{i=1}^{\max(\frac{M}{4}, 1)} \quad (15)$$

$$\times \int_0^{\frac{\pi}{2}} M_{\zeta_\eta} \left( \frac{E_s}{N_0} \frac{\sin^2(2i-1)\frac{\pi}{M}}{N \sin^2\theta} \right) d\theta$$

#### • M-QAM의 평균 확률 밀도 함수

$$P_b(E) \approx \frac{4}{\pi \log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \quad (16)$$

$$\times \sum_{i=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} \int_0^{\frac{\pi}{2}} M_{\zeta_\eta} \left( \frac{E_s}{N_0} \frac{3(2i-1)^2}{2N(M-1) \sin^2\theta} \right) d\theta$$

#### 3.3. 나카가미 페이딩 채널하에서 BER 성능분석

각각의 페이딩 채널이 같은 페이딩으로 가정하면  $m_{n,l} = m$ 이고, 평균 전력 이익이 페이딩 채널에서 동일하다고 가정하면  $\Omega_{n,l} = \Omega$ 와 같다. 이와 같은 경우,  $\zeta_{n,l} = \varphi_{n,l}^2$ 의 주변변의 확률 분포 함수는 다음의 감마 분포를 따른다.

$$p_{\zeta_{n,l}}(\zeta) = \frac{m^m}{\Gamma(m)} \frac{\zeta^{m-1}}{\Omega^m} e^{-\frac{m\zeta}{\Omega}} \quad (17)$$

따라서,  $\zeta_\eta = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L \zeta_{n,l}$ 는 상관 감마 변수  $NL$ 의 합이다. 적분형태의 MGF를 간단하게 나타낸다.

$$M_{\zeta_\eta}(s) = \det\left(I_{NL} + s \frac{\Omega}{m}\right)^{-m} \quad (18)$$

적분된 페이딩 변수는 단독적으로 상관하고 있는 페이딩 환경에서 Closed-Form의 형태 BER식의 도출을 용이하게 한다.

$$M_{c_j}(s) = \sum_{d=1}^D \sum_{k=1}^{m\alpha_d} \frac{\kappa_{dk}}{(1+s\mathfrak{N}_d)^k}$$

$$K_{dk} = \frac{\mathfrak{N}_d^{k-m\alpha_d}}{(m\alpha_d-k)!} \frac{\partial^{m\alpha_d-k}}{\partial s^{m\alpha_d-k}} \times \left[ \prod_{\substack{d'=1 \\ d' \neq d}}^D \frac{1}{(1+s\mathfrak{N}_{d'})^{m\alpha_{d'}}} \right] \Bigg|_{s=-\frac{1}{\mathfrak{N}_d}}$$

• M-PSK

$$P_b(E) \approx \frac{2}{\pi \max(\log_2 M, 2)} \sum_{i=1}^{\max(\frac{M}{4}, 1)} \times \sum_{d=1}^D \sum_{k=1}^{m\alpha_d} \left( \frac{1-\omega(\Delta_{di})}{2} \right)^k \times \sum_{p=0}^{k-1} \binom{k-1+p}{p} \left( \frac{1+\omega(\Delta_{di})}{2} \right)^p$$

• M-QAM

$$P_b(E) \approx \frac{4}{\pi \log_2 M} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \sum_{i=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} \times \sum_{d=1}^D \sum_{k=1}^{m\alpha_d} \kappa_{dk} \left( \frac{1-\omega(\Upsilon_{di})}{2} \right)^k \times \sum_{p=0}^{k-1} \binom{k-1+p}{p} \left( \frac{1+\omega(\Upsilon_{di})}{2} \right)^p$$

적분되지 않는 페이딩 파라미터는 산술적 적분법에 의해 계산될 수 있다. 특히  $x = \cos(2\theta)$ 의 변화는 가우스-Chebyshev 적각 위상법[7, eq. 25.4.38]을 사용할 수 있게 하는데, 이 방법은 가로축과 가중치가 Closed-Form이 되도록 하는 장점이 있다.

• M-PSK

$$P_b(E) \approx \frac{1}{\pi \max(\log_2 M, 2)} \sum_{i=1}^{\max(\frac{M}{4}, 1)} \times \int_{-1}^{+1} M_{c_j} \left( \frac{E_s}{N_0} \frac{\sin^2(2i-1)\frac{\pi}{M}}{N \sin^2\left(\frac{\arccos x}{2}\right)} \right) \frac{dx}{\sqrt{1-x^2}}$$

$$= \frac{1}{\nu \max(\log_2 M, 2)} \sum_{i=1}^{\max(\frac{M}{4}, 1)} \times \left[ \sum_{q=1}^{\nu} M_{c_j} \left( \frac{E_s}{N_0} \frac{\sin^2(2i-1)\frac{\pi}{M}}{N \sin^2\left(\frac{\arccos x}{2}\right)} \right) + R_{\nu,i} \right]$$

• M-QAM

$$P_b(E) \approx \frac{2}{\pi \log_2 M} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \sum_{i=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} \times \int_{-1}^{+1} M_{c_j} \left( \frac{3(2i-1)^2 \frac{E_s}{N_0}}{2N(M-1) \sin^2\left(\frac{\arccos x}{2}\right)} \right) \frac{dx}{\sqrt{1-x^2}}$$

$$= \frac{2}{\nu \log_2 M} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \sum_{i=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} \times \left[ \sum_{q=1}^{\nu} M_{c_j} \left( \frac{3(2i-1)^2 \frac{E_s}{N_0}}{2N(M-1) \sin^2\left(\frac{\arccos x}{2}\right)} \right) + R_{\nu,i} \right]$$

#### IV. MIMO 채널 모델 성능 분석

MIMO 무선 시스템에서 가장 근본적인 기술은 송신 안테나 배열 요소  $n$ 부터 수신 안테나 배열  $l$ 까지의 임펄스 응답이다. 이러한 전형적 임펄스 응답은 다수의 임펄스 중첩으로 나타낼 수 있다.

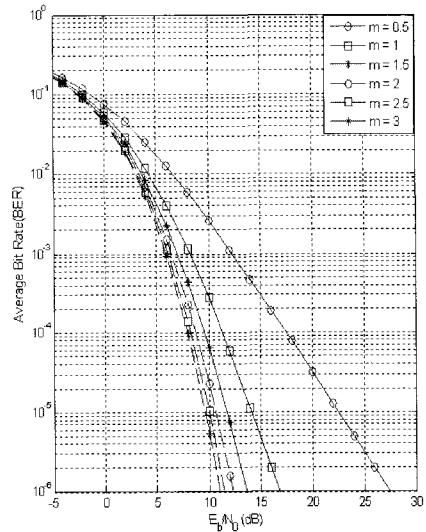


그림 3. M-PSK 시스템에서 페이딩 지수  $m$ 값의 변화에 따른 성능분석  
Fig 3. Performance Analysis of M-PSK System for Fading Parameter  $m$

$$h_{nl}(\tau, t) = \sum_{i=1}^{I_n(t)} \epsilon_{i,nl}(t) \delta(\tau - \tau_{i,nl}(t)) \quad (24)$$

$h_{nl,\eta}$  와  $h_{n'l',\eta}$  의 공간적인 상관관계는 다음과 같이 쓰일 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho_{nl,n'l'} &= \frac{E\{h_{nl,\eta} h_{n'l',\eta}^*\}}{\sqrt{\Omega_{nl} \Omega_{n'l'}}} \quad (25) \\ &= \frac{1}{\sqrt{\Omega_{nl} \Omega_{n'l'}}} \sum_{q=1}^m \sum_{i=1}^{I_{n,q}} E\{g_{i,q,\eta}\}^2 \\ &\times \exp\left[-j \frac{2\pi}{\lambda} (\xi_{i,q,n,\eta}^{BS} - \xi_{i,q,n',\eta}^{BS} + \xi_{i,q,l,\eta}^{MT} - \xi_{i,q,l',\eta}^{MT})\right] \end{aligned}$$

채널의 평균 전력 이득  $\Omega$  는  $\sum_{q=1}^m \sum_{i=1}^{I_{n,q}} E\{g_{i,q,\eta}\}^2$  이다.  $\Delta$  가 상당히 작은 값으로 식이 단순하게 할 수 있다.  $\rho_{nl,n'l'}$  은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho_{nl,n'l'} &\approx \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} d_{nn'}^{BS} \cos \alpha_{nn'}^{BS}\right] \int_{-\pi}^{\pi} \exp \quad (26) \\ &\left[ j \frac{2\pi}{\lambda} [d_{nn'}^{BS} \Delta \sin \alpha_{nn'}^{BS} \sin \phi^{MT} + d_{ll'}^{MT} \cos(\phi^{MT} - \alpha_{ll'}^{BS})] \right. \\ &\left. \times f_{\phi^{MT}}(\phi^{MT}) d\phi^{MT} \right] \end{aligned}$$

주어진 근사적인 상호 관계식은 확률 분포 함수  $f_{\phi^{MT}}(\phi^{MT})$  에서도 계산될 수 있다[7]-[9].

$$f_{\phi^{MT}}(\phi^{MT}) = \frac{\exp[\kappa \cos(\phi^{MT} - \varphi)]}{2\pi I_0(\kappa)}, \phi^{MT} \in [-\pi, \pi] \quad (27)$$

여기서  $\bar{d}_{nn'}^{BS} = 2\pi d_{nn'}^{BS} / \lambda$ ,  $\bar{d}_{ll'}^{MT} = 2\pi d_{ll'}^{MT} / \lambda$  이므로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \rho_{nl,n'l'} &\approx \frac{\exp[j 2\pi d_{nn'}^{BS} / \lambda \times \cos \alpha_{nn'}^{BS}]}{I_0(\kappa)} \quad (28) \\ &\times I_0([\kappa^2 - (2\pi \bar{d}_{ll'}^{MT} / \lambda)^2 - (2\pi \bar{d}_{nn'}^{BS} / \lambda)^2 \Delta^2 \sin^2 \alpha_{nn'}^{BS} \\ &- 2\pi \bar{d}_{nn'}^{BS} / \lambda \times 2\pi \bar{d}_{ll'}^{MT} / \lambda \times \Delta \sin \alpha_{nn'}^{BS} \sin \alpha_{ll'}^{MT} + j 2\kappa \\ &\times [2\pi \bar{d}_{nn'}^{BS} / \lambda \times \cos(\varphi - \alpha_{ll'}^{MT}) \\ &+ 2\pi \bar{d}_{nn'}^{BS} / \lambda \times \Delta \sin(\alpha_{nn'}^{BS}) \sin \varphi]^2)^{\frac{1}{2}} \end{aligned}$$

최종 식(28)로 나카가미 페이딩 지수, AOA 확산, BS 안테나 간격, MT안테나 간격의 변화에 따른 시스템의 성능을 비교·분석 할 수 있다.

### V. 결론

안테나 배열과 공간적인 상관계수와 각각 다른 Nakagami-m 페이딩 채널에서 선형 공간-시간 블록 코드의 BER 성능의 효과를 표현하기 위해 가우스-Chebyshev 직각 위상법에서  $\nu=100$  으로 가정 하였다. 또한 MT 안테나 주위에서 등방성 분산이 발생하는 2x2MIMO 시스템을 가정하였다. ( $\kappa=0$ )

Nakagami-m 페이딩 파라미터의 영향과  $N=2$  일 때 송신 안테나에서 선형 M-PSK/M-QAM 시공간 블록 코드의 BER 성능에서 안테나 간격 영향을 분석하였다.

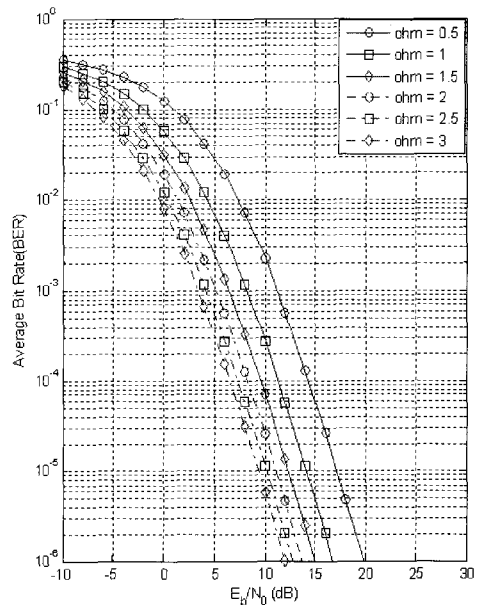


그림 4. M-PSK 시스템에서 AOA확산 값의  $\Omega$  변화에 따른 성능분석  
Fig 4. Performance Analysis of M-PSK System for  $\Omega$

그림 3은  $N=2$  인 송신 안테나와 평균  $E_b/N_0$  에서 선형 M-PSK STBC의 평균 BER 성능에 대한 나카가미-m 페이딩 파라미터의 영향을 BS 안테나 간격  $d_{12}^{BS} = 10\lambda$ ,

MT 안테나 간격  $d_{12}^{MT} = 0.3\lambda$ , AOA 확산  $\Delta = \pi/32$ , 그리고 BS에서의 평균 AOA  $\alpha_{12}^{BS} = \pi/4$ 로 가정하여 비교·분석하였다. 그림 3에서 페이딩 지수  $m$ 이 값이 증가함에 따라 BER 값이  $10^{-5}$ 인 경우 각각 M-PSK 변조에서  $m=0.5$ 일 때 22.5dB,  $m=3$ 일 때 9.56dB로, M-PSK의 성능이 향상됨을 볼 수 있다.

그림 4는 페이딩 지수  $m$ 을 1로 가정하였을 때, 채널의 평균 전력 이득  $\Omega$ 의 값에 따라 BER 값이  $10^{-5}$ 에서 M-QAM 변조에서  $\Omega=0.5$ 일 때 11.54dB,  $\Omega=3$ 일 때 3.76dB로 성능이 향상됨을 확인하였다.

그림 5에서는 AOA 확산 값  $\Delta$ 변화에 따른 평균 BER 성능을 비교·분석하였다. M-PSK 변조에서 AOA 확산 값  $\Delta = \pi/4$ 일 때, 13.55dB에서  $\Delta = \pi/2048$ 일 때 16.09dB로 성능이 감소함을 확인하였다.

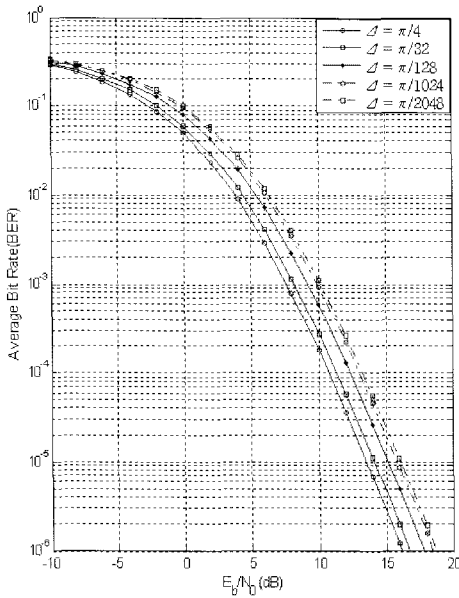


그림 5. M-PSK 시스템에서 AOA 확산 값의  $\Delta$ 변화에 따른 성능분석

Fig 5. Performance Analysis of M-PSK System for  $\Delta$

전체적인 분석결과 페이딩 지수  $m$ 이 증가하면 성능 향상은 되지만 성능의 향상 폭은 급격히 줄어들음을 확인하였다. 송신측 BS 안테나 거리  $d^{BS}$  및 수신측 MT 안테나 거리  $d^{MT}$ 의 증가 또한 성능 향상이 되지만, 거리 증가량에 비해 성능향상 폭은 줄어들음을 확인하였다.

### 참고문헌

- [1] V.Taokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes fir high data rate wireless communication : Performance analysis amd code comstruction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [2] 김진영,(초고속 무선 통신을 위한) MIMO /OFDM 시스템 : High-speed wireless communication for multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing system. 서울 : 인터비전, 2008.
- [3] 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.
- [4] J. G. Proakis, *Digital Communications* 3rd ed. New York, McGraw-Hill 1995.
- [5] Sklar, "Digital Communcation", Prentice-hall, 1988.
- [6] V. A. Aalo, "Performance of maximal-ratio diversity systems in a correlated Nakagami fading environment," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 2360 - 2369, Aug. 1995.
- [7] C. Tepedelenlioglu, A. Abdi, G. Giannakis, and M. Kaveh, "Estimation of Doppler spread and signal strength in mobile communications with applications to handoff and adaptive transmission," *Wireless Commun. Mob. Comput.*, vol. 1, pp. 221 - 242, 2001.
- [8] A. Abdi, J. A. Barger, and M. Kaveh, "A parametric model for the distribution of the angle of arrival and the associated correlation function and power spectrum at the mobile station," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 51, pp. 425 - 434, May 2002.
- [9] Y. C. Ko, A. Abdi, M. S. Alouini, and M. Kaveh, "Average outage duration of diversity systems over generalized fading channels," in *Proc. IEEE Wireless Commun. Networking Conf.*, Chicago, IL, 2000, pp. 216 - 221.

## 저자소개



강경식(Kyung-sik Kang)

1983. 청주대학교 전자공학과 학사.  
1989. 한양대학교 전자통신공학과 석사.  
1998. 청주대학교 전자공학과 박사

1993년~현재. 주성대학 정보통신부사관과 부교수  
※관심분야: 부호이론, 디지털정보통신



김원섭(Won-sub Kim)

1999. 청주대학교 전자공학과 학사.  
2001. 청주대학교 전자공학과 석사.  
2005. 청주대학교 전자공학과 박사

※관심분야: 이동통신, 무선 네트워크



박춘호(Chun-ho Park)

2009. 청주대학교 전자공학과 학사.  
2011. 청주대학교 전파 및 정보통신 석사.  
2011~현재. (주)하우엣 전임연구원

※관심분야: 디지털정보통신