

# 나카가미 페이딩 채널에서 최대비 결합 다이버시티와 배열 안테나를 갖는 DS-CDMA 시스템의 성능 분석

정회원 박병훈\*, 김호준\*\*, 황승훈\*\*\*, 황금찬\*

## Performance of DS-CDMA with MRC Diversity and Array Antenna in Nakagami Multipath Fading Channel

Byeong-Hoon Park\*, Ho-Joon Kim\*\*, Seung-Hoon Hwang\*\*\*,  
Keum-Chan Whang\* *Regular Members*

### 요 약

무선 환경에서 다중 경로 신호는 시스템 성능을 열화시키는 중요한 원인이며 간섭 제한 시스템인 DS-CDMA 시스템에서는 다중 접속 사용자에 의한 간섭 신호는 시스템 용량을 크게 제한하므로 이런 영향을 극복할 수 있는 효과적인 기술이 필요하다. 본 논문에서는 나카가미 다중 경로 페이딩 환경에서 다중 경로 및 다중 접속 신호에 의한 간섭 신호를 억제하기 위해 DS-CDMA 시스템에 배열 안테나를 적용하여 성능을 분석하고 최대비 결합 다이버시티 그리고 두 기술을 혼합한 구조를 이용할 경우와 평균 비트 오류율 기준으로 그 성능을 비교한다.

### ABSTRACT

In mobile communications, multipath signals are major factor in the deterioration of communication system performance. And in a DS-CDMA multiple access environment, which is interference limited, the multiple access users contribute to degrade the system performance. Therefore, effective techniques are needed to enhance system performance. In this paper, we analysis the DS-CDMA system with the array antenna to suppress the effect of multipath and multiple access interferences in Nakagami fading channel, and comparison is made between the performance(average error rate) of an antenna array, MRC diversity and a combination of the two techniques on a basis of equal complexity.

### I. 서론

다수의 사용자에게 다양한 이동통신 서비스를 지원하게 될 차세대 개인 휴대통신 방식으로서 DS-CDMA에 대한 관심은 매우 높다. 일반적으로 이동통신 환경에서 다중 경로 채널에 의한 페이딩과 다중 접속에 따른 다른 사용자의 간섭 신호에 의해 시스템의 성능은 열화되어 통신 품질은 떨어지게 된다. 따라서 다중 접속 간섭의 영향과 다중 경로 페이딩을 극복하는 방안은 DS-CDMA 시스템의 용

량을 증대하기 위해 필수적이라고 할 수 있다.

최근에 다이버시티 안테나와 배열 안테나등과 같은 공간신호 처리기술의 응용은 간섭 신호를 줄이기 위한 방법으로 널리 인식되고 있다. 특히 배열 안테나는 스마트 안테나(Smart Antenna)라고 하여 간섭억제 공간분할 다중접속, 소프트웨어 안테나 그리고 소프트웨어 라디오와 같은 여러 분야에서 주목받고 있다. 이러한 지능형 스마트 안테나는 일반적으로 이동하는 사용자의 이동국의 위치를 파악하는 위치 추정단과 추정된 이동국 사용자의 분포를

\* 연세대학교 전기공학과 통신시스템 연구실(bhpark@commsys.yonsei.ac.kr)

\*\* 삼성전자 정보통신사업본부(minyu@samsung.co.kr)

\*\*\* LG정보통신 단말연구소(shwang@lgic.co.kr)

논문번호 : 98454-1014, 접수일자 : 1998년 10월 14일

고려하여 신호 대 잡음비 및 신호 대 간섭 비를 극대화되도록 안테나의 빔을 형성하는 적응 빔 형성 단으로 구성된다. 최근에는 이러한 별도의 위치 추정 없이 배열 안테나로 수신되는 신호와 이 신호를 처리하여 얻어지는 결과를 사용하여 최적의 안테나 빔을 형성하는 방식을 이용한다<sup>[1][2][3][4]</sup>. 즉 다중경로 환경에서 안테나의 빔을 수신을 원하는 사용자를 이동국을 향하도록 배열 안테나에 수신된 신호를 공간영역의 프로세싱(spatial processing)을 하여 배열 응답벡터를 추정하고 이 벡터값으로부터 최적의 안테나 빔을 형성하는 기중치 계수를 구해서 안테나 패턴을 적응적으로 제어함으로써 이동하는 이동국 사용자의 신호를 추적하여 수신하고 형성된 안테나 빔쪽 밖으로 도착되는 다중 경로 신호 및 다중 접속 사용자의 간섭 신호를 억제하여 시스템 용량을 증가시킨다.

통상적인 DS-CDMA 시스템은 레이크 수신기를 사용하여 도착시간이 서로 다른 다중 경로 신호들을 이용하지만 다중 경로 차가 작아서 지연 신호들을 분해할 수 없는 환경에서는 레이크 수신기로부터 얻어지는 이득은 없을 수 있다. 따라서 이런 환경에서는 수신 신호원들을 공간적으로 분리할 수 있는 방향성 안테나를 이용하여 수신하면 다중경로 페이딩이나 다중 접속 사용자에게 의한 간섭을 줄일 수 있다<sup>[4]</sup>. 그리고 다중 경로 채널을 통과한 복수의 신호들이 상호 통계적으로 독립적인 특성이 유지되도록 안테나 간격을 채널의 코히런스 대역폭 이상이 되도록 유지하면 다이버시티 결합은 다중경로 페이딩을 극복하는 방법으로서 매우 강력한 수단으로 알려져 있다<sup>[5]</sup>.

본 논문에서는 나카가미 다중경로 페이딩 채널 환경에서 M개의 안테나로 이루어진 배열 안테나를 이용하는 DS-CDMA 시스템의 성능을 분석하고 D개의 안테나를 이용한 최대비 결합 다이버시티를 적용한 시스템과 그리고 수신기의 복잡도는 동일하게 유지되면서 즉, 동일한 수의 안테나를 이용하여 배열 안테나와 다이버시티 안테나를 혼합하여 적용한 시스템의 성능을 비교한다. 상호간의 공정한 비교는 사용되는 안테나의 수를 기준으로 한다. 다시 말해서 6개의 안테나(D=6)로 구성된 최대비 합성결합 다이버시티 구조는 6개의 안테나(M=6)로 이루어진 배열 안테나와 그리고 총 안테나 수가 M\*D=6인 혼합구조의 시스템과 비교한다. 그러나 비교기준으로 삼은 안테나의 수를 제외하고 시스템 구성 측면을 고려하면 M 배열 안테나의 경우 안테나의 응

답벡터를 변화시키는 기중치를 계산하는 기중치 제어가 필요하지만 각 안테나에 수신되는 신호는 일정한 위상 차를 갖고서 신호특성은 동일하므로 채널 추정회로가 한 개면 된다. 그러나 차수가 D인 다이버시티의 경우 각 다이버시티 가지로 수신되는 신호는 독립적인 페이딩을 경험하고 입력되므로 가지 수 만큼의 채널 추정회로를 필요로 한다. 따라서 수신기 구조는 다이버시티 경우 더 복잡하다고 할 수 있다. 그러나 본 논문에서는 이러한 전체적인 시스템의 복잡도는 성능비교에 고려하지 않는다.

본 논문의 구성은 II절에서 시스템 및 신호 모델을 언급하고 III절에서 성능분석에 필요한 평균 비트 오류율을 계산하기 위한 식이 유도된다. 그리고 IV절에서 수치적인 결과와 고찰을 하며 V절에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 및 신호 모델

본 논문에서는 기지국에만 배열 안테나와 다이버시티 안테나를 갖는다고 하고 단일 셀에서 상향 링크만을 고려한다. 그림 1과 같이 M개의 안테나가 D개의 다이버시티 가지로 그룹화되어 있고 M개의 안테나는 신호원으로부터 각각의 안테나까지의 거리 차에 의한 지연신호를 수신하는 배열 안테나로서 지연 신호는 채널의 코히런스 대역폭 이내이고 D개의 다이버시티 가지들은 수신 신호가 상호 통계적으로 독립이 유지되도록 간격이 떨어져 있다고 가정한다.

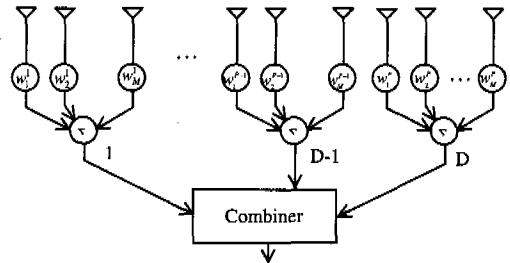


그림 1. 배열 및 다이버시티 안테나 이종 구조의 수신기

하나의 셀에는 K 명의 사용자가 신호를 송신한다고 가정하고, 0번째 사용자를 기준 사용자로 정한다. 채널을 통과하는 사용자 k의 송신 신호  $s_k(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \sqrt{2P_k} a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) e^{j(\omega_0 t + \phi_k)} \quad (1)$$

여기서  $a_k(t)$ 는  $k$ 번째 사용자 부호열의 파형이고  $b_k(t)$ 는  $k$ 번째 사용자의 BPSK 변조된 정보 비트를 나타낸다. 그리고  $P_k$ 는  $k$ 번째 사용자의 송신 전력이고  $\omega_0$ 는 반송파의 각주파수로 모든 사용자에게 대해 동일하다고 가정한다.  $\phi_k$ 는  $k$ 번째 사용자의 반송파 위상 성분에서 시간 지연이 고려된 랜덤 변수로  $(0, 2\pi)$ 의 범위에서 독립적으로 일량분포되며,  $\phi_0$ 는 0으로 가정한다.

$k$ 번째 사용자와 기지국간의 다중 경로 페이딩 채널은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$h_k(t) = \sum_{n=0}^{L^{(k)}-1} \alpha_n^{(k)}(t) \delta(t - \tau_n^{(k)}) e^{j\phi_n^{(k)}} \quad (2)$$

이 식에서  $L^{(k)}$ 는  $k$ 번째 사용자의 다중 경로수이며  $\tau_n^{(k)}$ 는  $(0, T)$ 인 범위에서 독립적이며 일량분포인 시간지연 랜덤변수이다. 그리고  $\phi_n^{(k)}$ 는  $(0, 2\pi)$ 에서  $k$ 에 대해서 독립적이며 일량분포의 위상 랜덤 변수이다.  $\alpha_n^{(k)}$ 는  $n$ 번째 다중경로에 대한 이득으로서 다음과 같은 나카가미 분포의 확률 밀도 함수를 갖는 독립적인 랜덤 변수이다.

$$P_{\alpha_n^{(k)}}(\alpha) = \frac{2m_n^{m_n} \alpha^{2m_n-1}}{\Gamma(m_n) \Omega_n^{m_n}} e^{-(m_n/\Omega_n)\alpha^2} \quad (3)$$

여기서  $m_n$ 은 페이딩 지수로 모든 다중 경로에 대해 동일한 값이라고 가정하며,  $k$ 번째 사용자의  $n$ 번째 경로에 대한 이득  $\alpha_n^{(k)}$ 의 이차 모우먼트는  $\Omega_n^{(k)}$ 로 정의한다.

기지국의 수신단에서  $M$ 개의 배열 안테나의 출력 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sqrt{2P_k} \sum_{n=0}^{L^{(k)}-1} a_k(t - \tau_n^{(k)}) b_k(t - \tau_n^{(k)}) \alpha_n^{(k)} e^{j\phi_n^{(k)}} \mathbf{a}_n^{(k)} + \mathbf{N}(t) \quad (4)$$

이 식에서  $\mathbf{r}(t)$ 는  $M \times 1$  출력벡터이고  $\mathbf{a}_n^{(k)}$ 는  $k$ 번째 사용자의  $n$ 번째 다중 경로에 대한  $M \times 1$  배열 응답벡터이다. 그리고  $P_k \lambda_k$ 는 각 이동국에 대한 기지국의 수신 전력으로 각 이동국들의 송신 전력  $P_k$ 가 거리 경로 감쇠와 선택도의 영향을 받은 후

수신되는 전력이다. 이동국의 송신전력은 제어되므로 수신 전력은 모두 평균값인  $F$ 와 전력제어 오차에 의한 변이  $\lambda_k$ 로 표현된다.  $\lambda_k$ 는 대수정규분포의 랜덤변수이며,  $\lambda_k = 10^{x/10}$ 로 표시된다. 이 때  $x$ 는 평균이 0dB이고 표준편차가  $\sigma_x$ 인 정규분포의 랜덤 변수이다. 전력제어 오류편차는  $\sigma_x$ 로 나타나며, 보통 0~4dB로 고려한다.  $\xi_n^{(k)}$ 는 송신 반송파의 위상 성분과 시간지연이 고려된  $\phi_k$ 와 각 다중 경로의 위상변이  $\phi_n^{(k)}$ 의 합으로서  $(0, 2\pi)$ 에서 일량분포인 랜덤변수이며  $\mathbf{N}(t)$ 는 잡음벡터  $\eta_0 \mathbf{I}$ 이다.

식(4)에서 배열 안테나는 기준 사용자의 다중 경로 신호중에서 첫번째 경로의 신호에 대해서 빔을 형성 하며 심볼 주기동안 채널의 이득과 위상이 변하지 않고 수신단이 기준 사용자와 완전히 동기화 위상추정이 이루어지며 수신신호와 동일한 레벨의 채널이득을 추정한다고 가정하면 post-correlation 벡터  $\mathbf{z}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{z} = & b_0 2E\lambda_0 \{\alpha_0^{(0)}\}^2 \mathbf{a}_0^{(0)} \\ & + \sqrt{2P\lambda_0} \left[ \sum_{n=1}^{L-1} \sqrt{2P\lambda_0} \tilde{R}_0(T + \tau_n^{(0)}) \alpha_0^{(0)} \alpha_n^{(0)} e^{j(\xi_n^{(0)} - \xi_0^{(0)})} \mathbf{a}_n^{(0)} \right. \\ & \left. + \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{2P\lambda_k} \sum_{n=0}^{L-1} \tilde{R}_k(T + \tau_n^{(k)}) \alpha_0^{(0)} \alpha_n^{(k)} e^{j(\xi_n^{(k)} - \xi_0^{(0)})} \mathbf{a}_n^{(k)} \right] \\ & + \mu \end{aligned} \quad (5)$$

이 식에서  $L^{(k)} = L$ 이고  $\xi_n^{(k)}$ 는 추정된 위상이며  $\tilde{R}_0(t)$ 와  $\mu$ 는 각각 다음과 같이 정의된다.

$$\mu = \sqrt{2P\lambda_0} \sum_{n=0}^{L-1} \int_0^T N(t) a_0(t) \alpha_n^{(0)} e^{j\xi_n^{(0)}} \mathbf{a}_0^{(0)} dt \quad (6)$$

$$\tilde{R}_k(T + \tau_n^{(k)}) = \int_0^T a_0(t) a_k(t - \tau_n^{(k)}) b_k(t - \tau_n^{(k)}) dt \quad (7)$$

기준 사용자의 배열 응답  $\mathbf{a}_0^{(0)}$ 는 pre-correlation과 post-correlation의 배열 공분산 벡터로부터 구해진다<sup>[2]</sup>. 그리고 기준 사용자의 첫번째 경로에 대한 최적의 빔 패턴 형성에 필요한 가중 벡터  $\mathbf{w}$ 는 배열 응답벡터로부터 다음과 같이 주어진다<sup>[4]</sup>.

$$\mathbf{w} = k\mathbf{a}_0^{(0)} \quad (8)$$

이 식에서  $k$ 는 상수이며 수식전개를 간단히 하기

위하여  $k=1/M$  로 가정한다<sup>[6]</sup>. Post-correlation 벡터에 안테나 응답벡터의 기중치가 곱해진 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathcal{Y} &= \mathcal{Y}_s + \mathcal{Y}_{si} + \mathcal{Y}_{mai} + \mathcal{Y}_{ni} \\ &= b_0 2E\lambda_0 \{\alpha_0^{(0)}\}^2 \frac{\mathbf{a}_0^{(0)} \mathbf{a}_0^{(0)*}}{M} \\ &+ (\sqrt{2P\lambda_0})^2 \sum_{n=0}^{L-1} \tilde{R}(T + \tau_n^{(0)}) \alpha_0^{(0)} \alpha_n^{(0)} e^{j(\xi_n^{(0)} - \xi_0^{(0)})} \frac{\mathbf{a}_n^{(0)} \mathbf{a}_0^{(0)*}}{M} \\ &+ \sqrt{2P\lambda_0} \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{2P\lambda_k} \sum_{n=0}^{L-1} \tilde{R}(T + \tau_n^{(k)}) \alpha_0^{(0)} \alpha_n^{(k)} e^{j(\xi_n^{(k)} - \xi_0^{(k)})} \frac{\mathbf{a}_n^{(k)} \mathbf{a}_0^{(0)*}}{M} \\ &+ \frac{\mu \mathbf{a}_0^{(0)*}}{M} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서  $\mathcal{Y}_s$ 는 기준 이동국의 신호 성분이고  $\mathcal{Y}_{ms}$ 는 기준 이동국의 다중 경로 신호로부터 발생한 다중 경로 자기 간섭,  $\mathcal{Y}_{mai}$ 는 다른 사용자들에 의한 다중 접속 간섭 그리고  $\mathcal{Y}_{ni}$ 는 AWGN성분을 나타낸다. 이 때  $\mathbf{a}_0^{(0)} \mathbf{a}_0^{(0)*} = M$ 이므로 우항의 각 요소는 다음과 같이 된다.

$$\mathcal{Y}_s = b_0 2E\lambda_0 \{\alpha_0^{(0)}\}^2 \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_{si} &= (\sqrt{2P\lambda_0})^2 \sum_{n=0}^{L-1} [\tilde{R}(T + \tau_n^{(0)}) \alpha_0^{(0)} \cdot \\ &\alpha_n^{(0)} e^{j(\xi_n^{(0)} - \xi_0^{(0)})} \frac{\mathbf{a}_n^{(0)} \mathbf{a}_0^{(0)*}}{M}] \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{Y}_{mai} &= \sqrt{2P\lambda_0} \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{2P\lambda_k} \sum_{n=0}^{L-1} [\tilde{R}(T + \tau_n^{(k)}) \alpha_0^{(0)} \alpha_n^{(k)} \cdot \\ &e^{j(\xi_n^{(k)} - \xi_0^{(k)})} \frac{\mathbf{a}_n^{(k)} \mathbf{a}_0^{(0)*}}{M}] \end{aligned} \quad (12)$$

$$\mathcal{Y}_{ni} = \frac{\mu \mathbf{a}_0^{(0)*}}{M} \quad (13)$$

### III. 성능 분석

#### 1. 신호대 잡음비의 확률 밀도 함수

신호 진폭이 나카가미 페이딩 분포인 채널환경에서 수신 신호의 진폭은 식 (3)과 같은 나카가미 분포의 특성을 갖고며 원하는 신호의 진폭의 제곱의 형태인 신호전력 S는 다음과 같은 감마 분포 함수를 갖는다<sup>[7]</sup>.

$$p(S) = \frac{2m_s^{m_s} \alpha^{2m_s-1}}{\Gamma(m_s) \Omega_s^{m_s}} e^{-(m_s/\Omega_s)S} \quad (14)$$

여기서  $m_s \geq 1/2$ 이고  $\Omega_s$ 는 수신신호의 평균전력이다. 최대비 결합(MRC)시 D개의 각 채널의 페이딩 지수  $m_s$ 와 평균신호전력은 일정하다고 가정한다.

최대비 결합된 출력의 신호 대 잡음비는 다음과 같다<sup>[8]</sup>.

$$\Lambda = \sum_{k=1}^D \Lambda_k \quad (15)$$

여기서  $\Lambda_k$ 는 k번째 가지의 short-term 전력과 각 채널에서 동일한 잡음 전력에 해당하는 신호 대 잡음비이며 식 (14)와 같은 확률 분포밀도 함수를 갖는다. 각 다이버시티 가지에서 페이딩 프로세스가 통계적으로 독립적이라고 가정할 때, 신호 대 잡음비  $\Lambda$  또한 다음과 같은 감마 분포를 갖는 랜덤변수이다<sup>[9]</sup>.

$$p(\Lambda) = \frac{2m_s^D \alpha^{2Dm_s-1}}{\Gamma(D \cdot m_s) \Omega_s^{m_s}} e^{-(m_s/\Omega_s)S} \quad (16)$$

#### 2. 비트 오율

Post-correlation 벡터에 안테나 응답벡터의 기중치가 곱해진 판정변수  $Re\{\mathcal{Y}\}$ 는 평균이  $\mathcal{Y}_s$ 이고 분산이  $(\sigma_{si}^2 + \sigma_{mai}^2 + \sigma_{ni}^2)/2$ 인 가우시안 랜덤변수로 볼 수 있으며 나카가미 페이딩  $\alpha$ 와 전력제어 오차  $\lambda$ 에 대해서 조건부이다. 먼저 가우시안 분포로 근사화된 다중 접속 간섭신호는 평균이 영이고 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_{mai}^2 = \frac{8E^2}{3N} \lambda_0 \{\alpha_0^{(0)}\}^2 \sum_{k=1}^{K-1} \lambda_k \sum_{n=0}^{L-1} \Omega_n^{(k)} \left\| \frac{\mathbf{a}_n^{(k)} \mathbf{a}_0^{(0)*}}{M} \right\|^2 \quad (17)$$

이 식에서  $\Omega_n^{(k)} = E\{a_n^{(k)}\}^2$ ,  $E=PT$ 로서 한 비트당 평균 수신에너지이고, N은 한 비트당 확산 부호의 칩 수이고  $\lambda_0$ 와  $\lambda_k$ 는 각각 기준 사용자와 k번째 사용자의 전력제어 오차이다.

기준 사용자 이외의 신호에 대해서는 첫 번째 다중 경로만 고려한다고 가정할 때, 기준 사용자에게

형성된 안테나 빔폭 안에 다른 사용자가 존재하거나 또는 빔폭 안에 존재하지 않지만 그 사용자 신호가 그 빔 안으로 유입되면 배열 안테나에 의해 각 사용자를 공간적으로 분해할 수 없으므로 간섭으로 작용하며 그렇지 않고 다른 사용자 혹은 그 사용자의 다중 경로 신호가 빔폭 밖에 존재하면 간섭으로 작용하지 않게 된다. 따라서 임의의 사용자의 다중 경로 신호들은 무작위로 빔폭 안에 존재하여 간섭을 일으키는 현상을 이항 분포로 모델링 할 수 있다<sup>[10]</sup>. 식 (17)에서 임의의 사용자에 대해 간섭량을 결정하는  $\rho = \|\mathbf{a}_n^{(k)} \mathbf{a}_0^{(0)*}\|/M$ 을 성공확률  $\beta = \theta_B/2\pi$ 인 이항분포

$$p(\rho) = \binom{K-1}{k} \beta^k (1-\beta)^{K-1-k} \quad (18)$$

로 근사화할 수 있다. 여기서  $\theta_B$ 는 유효 안테나 빔폭이다<sup>[11]</sup>. 식 (17)에 식 (18)을 적용하면 다중 접속 간섭신호의 분산값은 다음과 같다.

$$\sigma_{mai}^2 = \frac{8E^2\beta}{3N} \lambda_0 \{\alpha_0^{(0)}\}^2 \sum_{k=1}^{K-1} \lambda_k L \Omega_0 \quad (19)$$

여기서 각 사용자의 다중 경로수는  $L$ 개로서 동일하고  $\Omega^{(k)} = \Omega_0$ 이라고 가정하며  $E\{p(\rho)\} = \beta$ 이다. 마찬가지로  $\Psi_s$ 를 성공확률이  $\beta = \theta_B/2\pi$ 인 이항분포로 모델링하면 이 때 그 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_{si}^2 = \frac{4E^2}{N} \beta \lambda_0^2 \{\alpha_0^{(0)}\}^2 \Omega_0 [L-1] \quad (20)$$

그리고 잡음성분의 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_{ni}^2 = 4E\lambda_0\eta_0 \frac{\mathbf{a}_0^{(0)} \mathbf{a}_0^{(0)*}}{M^2} = \frac{4E\lambda_0\eta_0}{M} \quad (21)$$

이진 랜덤 데이터 비트  $b_0$ 의 값은 1로 가정하고 또한 신호전력은  $S = 1/\Omega_0$ 이라고 하면  $\lambda, \lambda_b, \lambda_0$ 에 대한 조건부 비트 오류율은 다음과 같다<sup>[12]</sup>.

$$P_b(S, f_{oc}, \lambda_l, \lambda_0) = \Phi\left(\frac{\Psi_s}{\sigma_T}\right) = \Phi(\sqrt{\gamma S}) \quad (22)$$

$$\gamma = \left[ \frac{(L-1)\beta}{2N} + \frac{L\beta}{3N} \frac{\lambda_l}{\lambda_0} + \frac{\eta_0}{2E\Omega_0\lambda_0 M} \right]^{-1} \quad (23)$$

여기서  $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 이고

$\lambda_l (= \sum_{k=0}^K \lambda_k)$ 는 대수 정규분포를 갖는  $K$ 개의 랜덤 변수의 합으로,  $\lambda_k$ 의 표준편차가 4dB이하일 경우에 대수 정규분포로 근사화 된다<sup>[13]</sup>. 평균 비트 오류율은  $\lambda, \lambda_b, \lambda_0$ 의 확률밀도 함수로서 비트 오류율을 적분하여 구해진다. 먼저 식 (16)의  $\lambda$ 에 대한 확률 밀도 함수를 이용하여 적분하면 그 결과는 다음 식과 같다.

$$P_b(\lambda_0, \lambda_l) = \frac{\sqrt{\gamma_S} (1+\gamma_S)^{-D \cdot m_s} \Gamma(D \cdot m_s + 1/2)}{\sqrt{1+\gamma_S} 2\sqrt{\pi} \Gamma(D \cdot m_s + 1)} {}_2F_1\left(1, D \cdot m_s + \frac{1}{2}; D \cdot m_s + 1; \frac{1}{1+\gamma_S}\right) \quad (24)$$

여기서  $\gamma_s = \gamma S / m_s$ 이다. 확률 밀도 함수가 로그 평균인  $m_{\lambda_0}$ 이고 로그 분산이  $\sigma_{\lambda_0}$ 인 대수 정규 함수  $\lambda_b, \lambda_0$ 에 대해 적분하면 그 결과는 다음과 같다.

$$P_b = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} P_b(\exp(\sqrt{2}\sigma_{\lambda_0} y_0 + m_{\lambda_0}), \exp(\sqrt{2}\sigma_{\lambda_b} y_1 + m_{\lambda_b})) e^{-y_0^2} dy_0 e^{-y_1^2} dy_1 \quad (25)$$

이 적분은 다음 식과 같이 Hermite 적분 방법을 사용하여 쉽게 계산할 수 있다<sup>[14]</sup>.

$$P_b = \frac{1}{\pi} \sum_{l=1}^h w_l \sum_{n=1}^h w_n P_b(\exp(\sqrt{2}\sigma_{\lambda_0} x_n + m_{\lambda_0}), \exp(\sqrt{2}\sigma_{\lambda_b} x_l + m_{\lambda_b})) \quad (26)$$

#### IV. 결과 및 고찰

평균 수신 SNR은  $E\Omega_0/\eta_0$ 로 가정하며 각 안테나의 이득은 일정하고 안테나 빔은 각각 독립적이라고 가정한다. 그리고 일반적으로 안테나의 빔 폭은 배열 안테나를 구성하는 안테나 요소의 수에 따라 결정되므로 유효 빔폭  $\theta_B$ 는  $2\pi/LM$  ( $L$ :비례상수)로 규정한다<sup>[15]</sup>.

그림 2는 배열 안테나를 사용함으로써 얻어지는 이득을 나타낸다. 페이딩은 없고( $m = \infty$ )  $M = 1, 2, 3, 4$ ,  $N = 127$  그리고  $L = 3$ 이다. 여기서 안테나의 수가 증가할수록 오류율은 현저히 줄어드는 것을 알 수 있다.

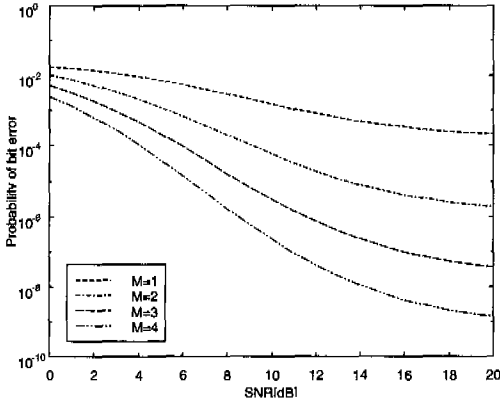


그림 2. 안테나 수의 변화에 따른 배열 안테나의 성능( $m=\infty$ ,  $N=127$ ,  $L=3$ ,  $K=10$ )

10e-3에서 평균 SNR은 5.5dB가 감소했다. 그림 3은 안테나의 수를 증가시키는 것이 처리이득을 증가시키는 것보다 더 효율적임을 보여주고 있다. M=1인 경우, 처리 이득을 530까지 증가 시켜도 오율은 거의 개선되지 않는 반면에 처리 이득을 고정하고 배열 안테나 수 M을 4까지 증가시키면 오율은 매우 현격하게 감소한다. 이런 효과는 배열 안테나의 차수 증가가 처리이득의 증가에 비해 더 많은 양의 간섭 신호를 제거한다고 볼 수 있다. 그림 4는 전력 제어 오차가 4dB일 때 배열 안테나의 성능을 보여준다. M=1일 때는 오율 10e-3을 만족하지 못하지만 배열 차수를 1만 증가(M=2)하더라도 적절한 성능을 얻을 수 있다.

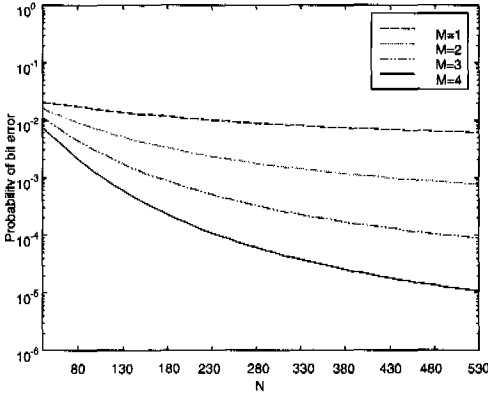


그림 3. 처리이득에 따른 비트오율( $m=\infty$ ,  $L=3$ ,  $K=30$ ,  $E_b/N_0=5dB$ )

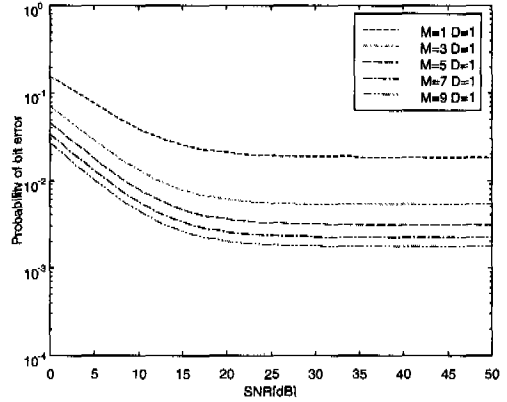


그림 5. 배열 안테나 수의 변화에 따른 비트 오율( $m=1$ ,  $N=255$ ,  $L=3$ ,  $K=10$ )

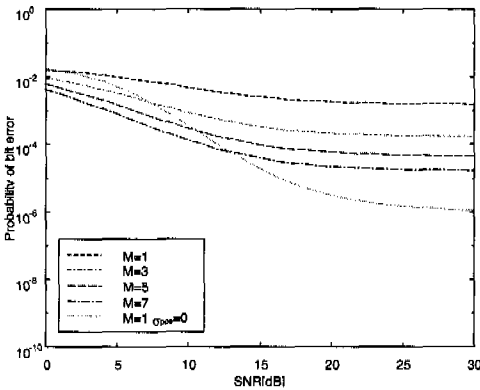


그림 4. 전력제어 오차를 고려한 배열 안테나의 성능( $m=\infty$ ,  $K=10$ ,  $L=3$ ,  $N=255$ ,  $\sigma_{pcc}=4dB$ )

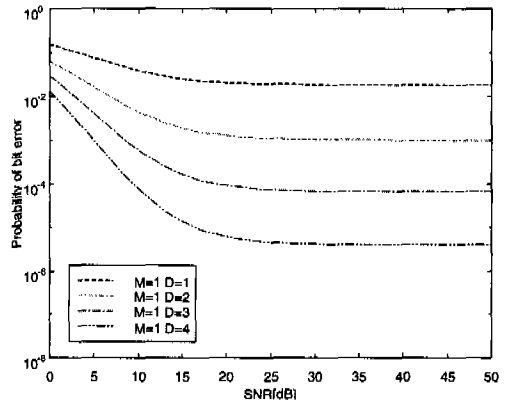


그림 6. 다이버시티 차수 변화에 따른 비트 오율( $m=1$ ,  $N=255$ ,  $L=3$ ,  $K=10$ )

M=1일 때와 M=2일 때 비교해보면 비트 오율이

그림 5와 6은 페이딩 환경( $m=1$ )에서 배열 안테나 수 M과 다이버시티 차수 D의 변화에 따른 성능

의 변화를 나타낸다.  $M$ 이 증가하면 성능이 개선되지만 개선되는 정도는  $M$ 이 클수록 포화된다. 그리고 다이버시티 차수  $D$ 를 증가시키면 페이딩 환경에서 성능이 크게 향상됨을 알 수 있다.

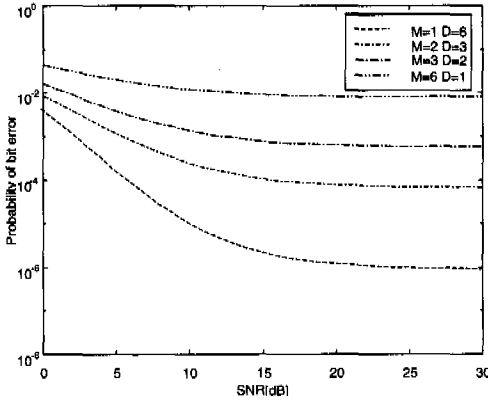


그림 7. 안테나의 수가 일정한 경우의 성능 비교( $m=1, K=20, L=3, N=255$ )

그림 7은  $B=6$ 으로 조합할 수 있는 모든 경우의 성능비교이다. 다이버시티 차수  $D$ 가 클 때가 동일한 수로 이루어진 배열 안테나 경우보다 어떤 SNR에 대해서도 더 나은 성능을 보인다. 즉,  $D=2, M=3$ 일 때가  $D=1, M=6$ 일 때보다 더 성능이 우수하다. 따라서 페이딩 환경에서는 성능을 향상시키기 위해서는 안테나 수의 측면에서 보면 다이버시티 차수를 증가시키는 것이 제일 효율적인 방법임을 알 수 있다.

### V. 결론

본 논문에서는 나카가미 다중 경로 페이딩 환경에서 다중 경로 및 다중 접속 신호에 의한 간섭 신호를 억제하기 위해 DS-CDMA 시스템에 배열 안테나를 적용하여 분석하고 최대비 결합 다이버시티 그리고 두 기술을 혼합한 구조를 이용할 경우와 평균 비트 오류율 기준으로 그 성능을 비교하였다. 분석 결과, 다중 경로 페이딩 환경에서 안테나 간에 통계적인 독립을 유지하면서 다이버시티 차수를 늘리는 것이 배열 안테나의 차수를 늘려서 간섭신호 억제능력을 향상시키는 것보다 더 DS-CDMA 시스템의 성능을 개선할 수 있다는 것을 알 수 있었다. 또한 전력제어 오차가 있는 환경에서는 원하는 신호원에 대한 안테나 빔폭을 줄이고 전력제어 오차가 있는 타신호는 널링하여 억제할 수 있도록 배열

안테나의 배열수를 늘리는 것이 유리하다. 마지막으로 다중경로 페이딩을 극복하는 파라미터 중에서 다이버시티 차수 배열 안테나의 요소 안테나 수 그리고 확산이득의 순서로 그 효과가 크다.

안테나 다이버시티와 배열 안테나를 혼합한 시스템의 장점은 환경에 따라 적용할 수 있는 유연성에 있다고 할 수 있다. 즉 페이딩이 적어서 다이버시티의 의한 효과가 적은 경우 배열 안테나의 차수를 늘리고 반대로 페이딩이 심한 경우에는 배열 안테나의 수를 줄여 다이버시티 차수를 늘려서 성능을 더 향상시킬 수 있을 것이다.

### 참고 문헌

- [1] B. Suard, A. Naguib, G. Xu, and A. Paulraj, "Performance analysis of CDMA mobile communication systems using antenna arrays," *Proc IEEE ICASSP 93*, pp.153-156, Apr 1993.
- [2] A. Naguib, G. Xu, and A. Paulraj, "Effects of multipath and base-station antenna arrays on uplink capacity of cellular CDMA," *IEEE ISSSTA94*, pp. 395-399, 1994.
- [3] A. F. Naguib, and A. Paulraj, "Performance of DS/CDMA with M-ary orthogonal modulation cell site antenna arrays," *Proc. IEEE VTC95*, pp.45-49, 1995.
- [4] N. Ishii and R. Khono, "Tap selectable Viterbi equalizer combined with diversity antennas," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E78-B, no. 11, pp.1498-1506, Nov 1995.
- [5] R. G. Vaughan and J. B. Anderson, "Antenna diversity in mobile communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-36, pp. 149-172, Nov. 1987.
- [6] N. K. Bose, C. R. Rao and C. Godara, *Handbook of statistics 10, Signal Processing and its applications: Constrained Beamforming and Adaptive Algorithms*, Noth Holland, 1993.
- [7] 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,

