

---

# 위상을 고려한 DS/CDMA 시스템에서 Hybrid SC/MRC 다이버시티 기법을 이용한 성능분석

김원섭\* · 박진수\*\*

Performance Analysis of DS/CDMA with Phase Error Using Hybrid SC/MRC Diversity

Won-Sub Kim\* · Jin-Soo Park\*\*

---

이 논문은 과학기술부 · 한국과학재단 지정 청주대학교 정보통신연구센터의 지원에 의한 것임

---

## 요 약

본 논문에서는 완전 동기된 수신신호가 되도록 다이버시티의 브랜치간에 발생하는 위상차를 PLL의 이득값을 조절하여 보정할 경우, 시스템의 복잡도를 줄이면서 성능이 좋은 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식이 적용된 DS/CDMA 시스템의 성능분석을 하였다. 또한, 이동통신 환경에 대한 채널 환경 모델로 나카가미-m 페이딩 채널 환경을 채택하였으며, 나카가미 페이딩 지수에 따른 DS/CDMA 시스템에서 고려사항인 사용자, 프로세싱이득 및 경로수를 고려한 하이브리드 SC/MRC 다이버시티에 대한 시뮬레이션을 수행하였다. 분석결과 페이딩 환경에 따라 완전히 위상이 일치하도록 하기 위한 PLL의 이득값이 존재함을 알 수 있었다. 이는 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식이 적용된 DS/CDMA 시스템의 성능 개선을 위해 적절한 PLL 이득값을 조절하여 성능의 개선을 이룰수 있음을 확인하였다.

결과적으로, 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식이 적용된 DS/CDMA 시스템을 실제 통신 환경에서 적용할 경우, 완전 동기된 수신 신호가 되기 위해 페이딩 지수에 따라 조금의 차이는 있지만 PLL 이득 값이 5dB 이상 되어야 함을 확인하였다.

## ABSTRACT

In this paper, we analyzed the DS/CDMA System with Hybrid SC/MRC diversity, as a method to achieve a good performance by reducing the complexity of system, when PLL gain value was revised a phase gulf among branches to make perfect coherent receive signal.

The channel is a multipath Nakagami-m fading channel, we consider user(K), processor gain(N), number of paths(Lp) in DS/CDMA system with hybrid SC/MRC diversity.

We found that PLL gain values exist to make perfect coherent receive signal. We verified that DS/CDMA system with Hybrid SC/MRC diversity can improve performance when the proper PLL gain values is used in the system.

As a result, we verified that the upper limit of PLL gain value is 5dB to make perfect coherent receive signal in the DS/CDMA system with hybrid SC/MRC diversity.

## 키워드

DS/CDMA, Phase Error, Hybrid SC/MRC, PLL, Nakagami-m

---

\*청주대학교 전자공학과 박사과정

\*\*청주대학교 정보통신공학부

### I. 서 론

현재까지의 연구에서는 다양한 페이딩 환경하에서 완전 동기된 DS/CDMA 시스템의 성능분석이 이루어 졌다. 그러나 수신기가 고속으로 이동중이거나 수신기에 도달한 수신전파의 세기가 일정한 크기 이하인 경우 수신기에서 수신한 신호는 심각한 위상 에러를 지니게 되며 수신기의 수신 성능에 많은 영향을 주게 된다[1][2]. 나카가미 분포는 최근 라이시안 분포 대신 채택되는 일반적인 모델로써 적당한 다중경로 수와 페이딩 지수를 선택하여 여러 페이딩 환경을 모델화 할 수 있다. 이 통신 방식에서 BER(Bit Error Rate) 성능에 심각한 영향을 주는 다중 경로 페이딩에 영향을 받게 되며, 페이딩 효과를 완화하는 전형적인 다이버시티 결합 기법을 이용하고 있다.

즉 MRC(Maximal Ratio Combining), EGC(Equal Gain Combining), SC(Selective Combining)이다. MRC는 시간-조정, 동위상, 페이딩 진폭에 의한 최적의 가중치를 부가한 후 그것들을 합하게 된다. MRC는 결합된 신호의 최대 신호 대 잡음비(SNR)에 의한 다른 어떠한 다이버시티 결합 방식 보다 최대 성능 개선을 제공한다. 그러나, MRC는 각 신호의 브랜치에서 페이딩 진폭이 정보를 요구하기 때문에 다른 결합 방식보다 복잡성을 가지고 있다. 그러므로 EGC와 SC방식의 두 기술들은 최적의 MRC 구조에 관하여 복잡도를 줄이기 위한 이유로 종종 사용되어진다[3].

SC 다이버시티는 다이버시티 브랜치 중 하나를 처리한다. 이는 최대 SNR을 가지기 위한 수신기에 의해 결정된다. 실제적인 위상동기 수신기를 위한 일반화된 선택적 결합 (GSC) 다이버시티 기술을 MRC에 고려하는 것은 전형적인 하이브리드 구조이다. 이는 SC에 수신된 신호 L로부터 가장 큰 것 MRC의 방식에 따라 최적의 가중치를 부가하여 통계적 결정의 합으로 선택되어진다. 이러한 하이브리드 구조를 Hybrid SC/MRC라고 하며 래일레이 페이딩 환경에서 SC, MRC 방식과 비교 분석되었다[4][5]. 이러한 하이브리드 구조는 MRC의 복잡도

를 줄이면서 비슷한 성능을 얻기 위함이다.

본 논문에서는 나카가미 다중경로 페이딩을 결합한 채널 모델에 대해 논하고 동기 복조를 사용한 DS-SS/CDMA 시스템에서 반드시 고려해야 하는 위상 에러를 추가하여 하이브리드 결합 방식을 적용한 BER성능을 비교 분석하였다.

본 논문의 목표는 나카가미 페이딩이 존재하는 채널상에서 하이브리드 SC/MRC를 사용하여 수신 신호의 위상이 완전 동기되는 DS/SS/CDMA 시스템의 성능을 프로세싱 이득(N), 사용자수(K), 페이딩 지수(m)와 기준사용자로부터의 수신되는 경로수 Lp를 고려하여 BER 성능을 분석하는 것이다.

### II. 시스템 모델

#### 1. 시스템 모델

본 논문에서 사용된 DS/SS/CDMA 시스템은 Milstein에 의해 제안된 모델이다.[5] K명의 사용자가 신호를 송신한다고 가정하고, 0번째 사용자를 기준사용자로 하였을 때, 채널을 통과하는 모든 사용자의 송신신호  $s(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

식 (1)에서  $\tau_k$ 는  $(0, T)$ 의 범위에서 독립적으로 분포된 랜덤변수이며,  $\tau=0$ 이다.  $a_k(t)$ 는 주기가  $T_c$ 인 k번째 사용자에 대한 PN 부호계열을 나타내고,  $b_k(t)$ 는 주기가 T인 k번째 사용자의 데이터 비트를 나타낸다.  $P_k$ 는 k번째 사용자의 전송전력을 나타내고,  $\omega_0$ 는 반송파 각 주파수로 모든 사용자에 대해 동일하며,  $\phi_k$ 는 k번째 사용자의 반송파 위상 성분에 시간지연이 고려된 랜덤변수로  $(0, 2\pi)$ 의 범위에서 독립적으로 분포된다.

k번째 사용자에 대한 채널의 다중경로 수는  $L_p^{(k)}$  이고, 각 다중경로의 시간지연 간격은 확산부호의 칩주기  $T_c$ 로 정한다. k번째 사용자의 i번째 경로에 대해  $\alpha_i^{(k)}$ 는 위상성분으로  $(0, 2\pi)$ 의 범위에서 독립적으로 분포되는 랜덤변수이고,  $\alpha_i^{(k)}$ 는 가중치로 나카가미 분포의 확률밀도함수를 갖는 독립적인 랜덤변수이다[6].

$$M(R, m, \Omega) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-(m/\Omega)R^2} \quad (2)$$

$m$ 은 페이딩 지수로 모든 다중경로에 대해 동일한 값으로 가정하고,  $\alpha_i^{(k)}$ 의 2차 모멘트는  $\Omega_i^{(k)}$ 로 정의한다. 도심지형에 적합한 것으로 알려진 지수함수의 MIP(Multipath Intensity Profile)을 고려하면  $\Omega_i^{(k)}$ 는  $\Omega_0^{(k)}$ 에 대해  $e^{-\delta i}$ 만큼 감소하며,  $\delta$ 는 MIP의 감쇠 지수이다.

RAKE 수신기는  $L_R$ 개의 분해경로로 구성되며, 양측 스펙트럼 밀도가  $\eta_0$ 인 AWGN  $N(t)$ 가 부가되어 RAKE 수신기에 입력되는 신호는 식 (3)과 같다.

$$r(t) = \sum_{n=0}^{L_R-1} \sqrt{2P} a_k(t-nT_c - \tau_k) \cdot b_k(t-nT_c - \tau_k) \alpha_n^{(k)} e^{j(\varphi_n^{(k)} + \phi_k)} + N(t) \quad (3)$$

전체 수신신호  $r(t)$ 가 정합필터와 RAKE 수신기를 통과한 후 샘플링 시간출력은 식(4)와 같다.

$$z(t) = U_s + U_{mp} + U_{ma} + U_N \quad (4)$$

여기서  $U_s$ 는 신호성분,  $U_{mp}$ 는 다중경로 자기간섭,  $U_{ma}$ 는 다른 사용자에게 의한 다중접속 간섭,  $U_N$ 은 AWGN을 각각 나타낸다. 결정변수는 평균이  $U_s$ 이고, 분산이 식 (5)와 같이 주어지며, 나카가미 페이딩  $\alpha$ 에 조건부이다. 조건부 비트에러확률을 구하기 위해 샘플링 출력  $U_{mp}$ ,  $U_{ma}$ ,  $U_N$ 에 대한 분산을 구하면 다음과 같다[6].

$$\sigma_T^2 = \frac{1}{2} (\sigma_{mp}^2 + \sigma_{ma}^2 + \sigma_N^2) \quad (5)$$

$$\sigma_{mp}^2 \approx \frac{4E^2}{M} \Omega_0 [q(L_p, \delta) - 1] \sum_{n=0}^{L_R-1} \alpha_n^2 \quad (6)$$

$$\sigma_{ma}^2 \approx \frac{8E^2}{3M} \sum_{k=1}^K \Omega_0 [q(L_p, \delta) - 1] \sum_{n=0}^{L_R-1} \alpha_n^2 \quad (7)$$

$$\sigma_N^2 \approx 4E\eta_0 \sum_{n=0}^{L_R-1} \alpha_n^2 \quad (8)$$

여기서  $E = PT$ 는 한 비트 당 평균 수신 에너지이고,  $M$ 은 한 비트 당 확산부호의 칩 수이며,  $q(L_p^{(k)}, \delta)$ 는 다음과 같이 정의되며, 각 수신기에 대해 동일한 값을 가진다.

$$q(L_p^{(k)}, \delta) \equiv (1 - e^{-\delta L_p^{(k)}}) / (1 - e^{-\delta}) \quad (9)$$

본 논문에서 DS/CDMA 시스템의 정보전송을 분석에 조건부 비트에러확률을 구하기 위해 다음과 같

이 새로운 변수를 적용한다.

$$S \equiv \frac{1}{\Omega_0} \sum_{n=0}^{L_R-1} \alpha_n^2 \quad (10)$$

$S$ 는 나카가미 분포의 랜덤변수들을 제공하여 더한 것이므로 역시 나카가미 분포로 근사화 된다. 식 (10)을 사용하면, 식 (11)과 같은 조건부 비트에러확률을 구할 수 있다.

$$P_b(S) = \phi(-U_s/\sigma_T) = \phi(-\sqrt{\gamma}S) \quad (11)$$

$\phi(x)$ 는 식 (12)와 같이 가우시언 적분함수를 나타내며,  $\gamma$ 는 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다[6].

$$\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-(1/2)y^2} dy \quad (12)$$

$$\gamma = \left[ \frac{q(L_p, \delta) - 1}{2M} + \frac{Kq(L_p, \delta)}{3M} + \frac{\eta_0}{2E\Omega_0} \right]^{-1} \quad (13)$$

## 2. 하이브리드 SC/MRC 수신기 출력의 접합 확률

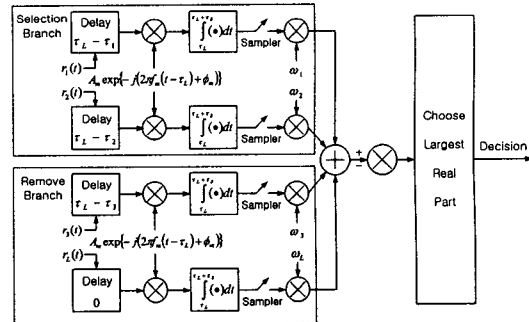


그림 1. 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식의 레이크 수신기

Fig. 1 The Rake Receiver of hybrid SC/MRC diversity technique

입력되는  $L$  브랜치 중 SNR이 가장 큰  $L_c$ 를 선택하는 SC를 고려하자. 브랜치 SNR은 랜덤 변수로 모델화 되어진다. 각 평균 전력  $\Omega$ 에서,  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L$ 이 SC 입력에 대하여 페이딩 진폭이라고 하자.

$$p_{r_1, \dots, r_L}(r_1, \dots, r_L) = L_c! \left(\frac{1}{L_c}\right) [p_r(r_{L_c})]^{L-L_c} \prod_{i=1}^{L_c} p_r(r_i), \quad r_1 \geq \dots \geq r_{L_c} \geq 0$$

$p_\gamma(\gamma)$ 은  $\gamma$ 의 PDF이고  $P_\gamma(\gamma) = \int_0^\gamma p_\gamma(y)dy$ 는 일치하는 CDF이다. 이것은  $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_{L_c}$ 은 독립적이지 않다.

나카가미-m 페이딩 CDF  $P_\gamma(\gamma) = \int_0^\gamma p_\gamma(y)dy$ 는 다음과 같이 측정되어진다.

$$P_\gamma(\gamma) = \left( \frac{\gamma(m, \frac{m\gamma}{\gamma})}{\Gamma(m)} \right), \gamma \geq 0 \quad (14)$$

$\gamma(\cdot, \cdot)$ 은 불완전한 감마함수를 의미한다. 본 논문에서는,  $L_c=2$ 와  $L=3$ 과 4의 특정한 경우는 다음과 같다.[6]

$$p_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) = 6p_\gamma(\gamma_1)p_\gamma(\gamma_2) \frac{\gamma(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma})}{\Gamma(m)}, \gamma_1 \geq \gamma_2 (L_c=2, L=3) \quad (15)$$

$$p_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) = 12p_\gamma(\gamma_1)p_\gamma(\gamma_2) \left[ \frac{\gamma(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma})}{\Gamma(m)} \right]^2, \gamma_1 \geq \gamma_2 (L_c=2, L=4) \quad (16)$$

### III. 성능 분석

1. 하이브리드 SC/MRC-2/3 이진 수신기의 평균 BER

이진 신호와 수신기는  $L=3$ 이고  $L_c=2$ 인 하이브리드 SC/MRC구조는 수신되는 브랜치중 가장 큰 신호를 가지는 두 개의 MRC 조합으로 구현되어진다. 수신 신호의 위상이 완전할 경우, 페이딩 진폭상의 BER은 다음과 같이 주어진다[6].

$$P_b(\gamma_t) = Q(\sqrt{2g\gamma_t}) \quad (17)$$

$Q(\cdot)$ 은 가우시안 Q함수이고, coherent BPSK에서  $g=1$ 이고  $\gamma_t = \gamma_1 + \gamma_2$ 는 총 SNR을 의미한다. 일반적으로 평균 BER은  $\gamma_t$ 의 PDF에 의해 계산되어진다.

$$P_b(E) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2g\gamma_t})p_{\gamma_t}(\gamma_t)d\gamma_t \quad (18)$$

식(15)와 식(17)을 식(18)에 대입하여 전개하면 식(19)와 같다.

$$P_b(E) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2g(\gamma_1 + \gamma_2)}) \cdot p_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2)d\gamma_1d\gamma_2 \quad (19)$$

$\gamma_1$ 와  $\gamma_2$ 는 상호 독립적이므로 식(15)의 집합 PDF를 사용하여 이중 적분을 취한다. 나카가미-m 채널에 가우시안 Q함수는 식(20)과 같이 표현할 수 있다.[6][7][9].

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2\psi}\right)d\psi, x \geq 0 \quad (20)$$

결과적으로

$$P_b(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty \int_0^\infty 6p_\gamma(\gamma_1)p_\gamma(\gamma_2) \frac{\gamma(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma})}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{g(\gamma_1 + \gamma_2)}{\sin^2\psi}\right)d\gamma_2d\gamma_1d\psi \quad (21)$$

$$P_b(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty \frac{6p_\gamma(\gamma_1)}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{g\gamma_1}{\sin^2\psi}\right)I(\gamma_1)d\gamma_1d\psi \quad (22)$$

여기서  $I(\gamma_1)$ 은 다음과 같이 정의한다.

$$I(\gamma_1) = \int_0^{\gamma_1} p_\gamma(\gamma_2) \cdot \frac{\gamma(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma})}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{g\gamma_2}{\sin^2\psi}\right)d\gamma_2 \quad (23)$$

$$\frac{\gamma(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma})}{\Gamma(m)} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!(m+n)} \left(\frac{m\gamma_2}{\gamma}\right)^{m+n} \quad (24)$$

식(24)를 식(23)에 대입하고 적분식을 전개하면

$$I(\gamma_1) = \left(\frac{m}{\gamma}\right) \frac{1}{\Gamma(m)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!(m+n)} \left(\frac{m}{\gamma}\right)^n \left(\frac{m}{\gamma} + \frac{g}{\sin^2\psi}\right)^{-2m-n} \gamma(2m+n, \left(\frac{m}{\gamma} + \frac{g}{\sin^2\psi}\right)\gamma_1) \quad (25)$$

식(25)를 식(22)에 대입하여  $\gamma_1$ 에 대해 전개하면

$$\int_0^\infty X \frac{6p_\gamma(\gamma_1)}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{g\gamma_1}{\sin^2\psi}\right)I(\gamma_1)d\gamma_1 = \frac{6}{\Gamma(m)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n!(m+n)(2M+n)} \frac{\Gamma(3m+n)}{2^{3m+n}} {}_2F_1\left(1, 3m+n; 2m+n+1; \frac{1}{2}\right) \left(1 + \frac{g\gamma}{m\sin^2\psi}\right)^{-3m-n} \quad (26)$$

식(26)를 식(22)에 대입한 후  $\psi$ 에 대한 적분 전개를 위해 다음의 적분 공식을 이용한다.

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{c}{\sin^2\psi}\right)^{-m}d\psi = \frac{\sqrt{c/\pi}}{2(1+c)^{m+1/2}} \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m+1)} {}_2F_1\left(1, m+1/2; m+1; \frac{1}{1+c}\right) \quad (27)$$

${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ 인 하이퍼 지오메트릭 함수를 나타낸다. 식(26)과 식(27)을 적용하여 식(22)를 전개하면

$$P_b(E) = \frac{3}{(\Gamma(m))^3} \sqrt{\frac{g\gamma/m}{\pi(1+g\gamma/m)}} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \Gamma(3m+n+1/2)}{2^{3m+n} n! (m+n)(2m+n)(3m+n)} \cdot \left(\frac{1}{1+g\gamma/m}\right)^{3m+n} \cdot {}_2F_1(1, 3m+n; 2m+n+1; \frac{1}{2}) \cdot {}_2F_1(1, 3m+n+1/2; 3m+n+1; \frac{1}{1+g\gamma/m}) \quad (28)$$

이것은  $m \geq 1/2$ 인 경우에 유용하다.

각각의 브랜치에 PLL을 적용함으로써 수신신호에서 발생한 위상에러를 제거하기 위해 위상에러를 고려하면 PLL의 출력위상  $\bar{\theta}_i$ 은 각각의 경로로 수신된 신호의 위상  $\theta_i$ 과 위상에러  $\Delta\theta_i$ 의 합이고, 위상에러  $\Delta\theta_i$ 의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$p(\Delta\theta_i) = \frac{\exp(\gamma \cos \Delta\theta_i)}{2\pi I_0(\gamma)} : -\pi < \Delta\theta_i < \pi \quad (29)$$

$$SNR = \gamma_i = \frac{A_c^2}{N_0 B_{eq}} \quad (30)$$

여기서  $I_0(\cdot)$ 는 개선된 1종 0차 베셀함수이며  $\gamma_i$ 는 PLL루프내의 신호대 잡음비이다. 수식 (30)에서  $B_{eq}$ 는 루프의 등가 잡음 대역폭이고,  $A_c$ 는 PLL에서 발생시킨 신호의 진폭을 의미한다. Tikhonov 분포로 불리는 이 확률분포는  $\gamma_i = 0$  일 때 단위함수의 분포형태에서부터  $\gamma_i = \infty$  일 때 임펄스함수의 형태를 갖는다. Tikhonov 분포는 그림 2와 같다.

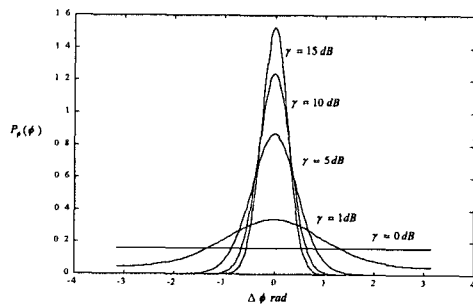


그림 2. Tikhonov 확률밀도 함수

여기서 파라미터  $\gamma_i$ 는 루프 내부에 존재하는 순간 SNR이며,  $\gamma_i$ 는 각각의  $n$ 에 대해  $\beta_i^2$ 에 비례하기 때문에 지수함수 분포를 갖는 랜덤함수이다.

이러한 확률밀도함수를 표현하면 다음과 같다.

$$p(\gamma_i) = \frac{1}{\sigma_L} \exp\left(\frac{-\gamma_i}{\sigma_L}\right) \quad (31)$$

여기서,  $\sigma_L = E[\gamma_i]$ 는 루프의 평균 SNR이고 모든 루프가 같다고 가정한다.

본 논문에서는  $\gamma_i$ 가 최소한 몇 비트 동안 상수로 취급되어지게 하기 위해서 감쇠대역폭이 PLL의 대역폭보다 훨씬작다고 가정한다. 이 저속페이딩에 대한 가정은 평균 BER계산을 간단하게 하고, 위상에러에 대한 Tikhonov 분포의 사용이 신호 진폭의 변화에도 유용하도록 해 준다[8]. 이러한 상태로 고정되었을 때 랜덤변수인  $\cos(\Delta\theta)$ 를 기대값으로 대치하여도 심각한 오류를 발생시키지 않는다. 그러므로 복조에 사용되는 수신기의 위상기대값은 다음과 같이 표현된다.

$$e^{j\bar{\theta}_i} = E_{\Delta\theta_i} [e^{j(\theta_i + \Delta\theta_i)}] \quad (32)$$

여기서  $E_{\Delta\theta_i}$ 는 위상에러  $\Delta\theta_i$ 의 기대값으로 재 표현된다.

$$E_{\Delta\theta_i} [\cos(\Delta\theta_i)] = \int_0^{2\pi} \cos(\Delta\theta_i) \frac{\exp(\gamma_i \cos \Delta\theta_i)}{2\pi I_0(\gamma_i)} d\Delta\theta_i \quad (33)$$

따라서 위상 에러를 고려한 시스템의 평균 BER을 계산하게 되면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_b(E) = \frac{3}{(\Gamma(m))^3} \sqrt{\frac{g\gamma/m}{\pi(1+g\gamma/m)}} \times \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \Gamma(3m+n+1/2)}{2^{3m+n} n! (m+n)(2m+n)(3m+n)} \times \left(\frac{1}{1+g\gamma/m}\right)^{3m+n} \times {}_2F_1(1, 3m+n; 2m+n+1; \frac{1}{2}) \times {}_2F_1(1, 3m+n+1/2; 3m+n+1; \frac{1}{1+g\gamma/m}) \times \int_0^{2\pi} \cos(\Delta\theta_i) \frac{\exp(\gamma_i \cos \Delta\theta_i)}{2\pi I_0(\gamma_i)} d\Delta\theta_i \quad (34)$$

2. 하이브리드 SC/MRC-2/4 이진 수신기의 평균 BER

$L_c$ 와  $L=4$ 인 경우 평균 BER도 동일한 방법으로 다음과 같이 나타낸다.

$$P_b(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_{\gamma_1}^0 \int_{\gamma_2}^0 12 p_{\gamma_1}(\gamma_1) p_{\gamma_2}(\gamma_2) \cdot \left[ \frac{\gamma(m, \frac{m\gamma_2}{\gamma})}{\Gamma(m)} \right]^2 \cdot \exp\left(-\frac{g(\gamma_1 + \gamma_2)}{\sin^2 \psi}\right) d\gamma_2, d\gamma_1, d\psi \cdot E_{\Delta\theta_i} [\cos(\Delta\theta_i)] \quad (35)$$

이를 전개하면[10]

$$P_b(E) = \frac{6}{(\Gamma(m))^4} \sqrt{\frac{g\gamma/m}{\pi(1+g\gamma/m)}} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^{n+l} \Gamma(4m+n+l+1/2)}{2^{4m+n+l} n! l! (m+n)(m+l)(3m+n+l)(4m+n+l)} \times \left(\frac{1}{1+g\gamma/m}\right)^{4m+n+l} {}_2F_1\left(1, 4m+n+1; 3m+n+1; \frac{1}{2}\right) \times {}_2F_1\left(1, 4m+n+1+1/2; 4m+n+1+1; \frac{1}{1+g\gamma/m}\right) \times \int_0^{2\pi} \cos(\Delta\theta_1) \frac{\exp(\gamma_1 \cos \Delta\theta_1)}{2\pi I_0(\gamma_1)} d\Delta\theta_1 \tag{36}$$

#### IV. 수학적인 결과

본 논문에서는 DS/CDMA 방식에서 BPSK 변조 방식을 고려한 시스템을 고려하여 다이버시티 방식 중 복잡도를 줄이면서 성능이 우수한 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 구조를 고려하였다. 또한, 이동통신 환경에 대한 채널 환경 모델로 나카가미-m 페이딩 채널 환경을 채택하였으며, 완전 동기된 수신 신호가 되도록 다이버시티의 브랜치간에 발생하는 위상차를 PLL의 이득값을 조절하여 보정할 경우, 나카가미 페이딩 지수에 따른 DS/CDMA 시스템에서 사용자 수(K), 프로세싱이득(N) 및 경로수(Lp)를 고려한 하이브리드 SC/MRC 다이버시티에 대한 시뮬레이션을 시행하였다. 따라서, 본 논문에서는 위상을 고려한 다중경로 페이딩 채널하에서 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식을 적용한 레이크 수신기를 이용하여 DS/CDMA 시스템에서 레이크 수신기의 브랜치 수와 다중경로수를 4로하고 프로세싱 이득값을 1023으로 설정하여 나카가미 페이딩 지수와 사용자수에 따른 성능분석을 하였다. 사용자가 1과 30인 경우 페이딩 지수 m값이 m=1, m=2인 경우의 수신강도에 따른 다이버시티 방식의 에러율을 분석하였으며, 수신강도가 10dB인 경우 사용자 수에 따른 다이버시티 방식의 에러율을 분석하였다.

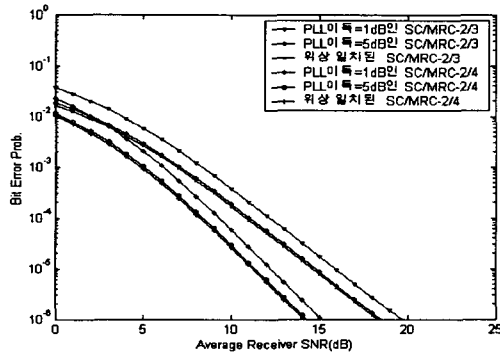


그림 3. g=1, m=1, N=1023, Lp=4, K=1인 경우의 P(e)  
Fig. 3 The Bit Error Probability of g=1, m=1, N=1023, Lp=4

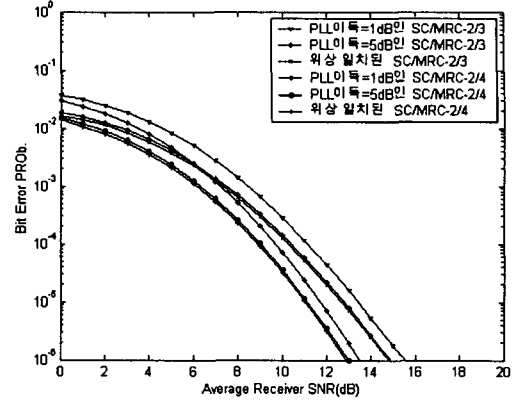


그림 4. g=1, m=2, N=1023, Lp=4, K=1인 경우의 P(e)  
Fig. 4 The Bit Error Probability of g=1, m=1, N=1023, Lp=4

그림3과 그림4는 사용자수(K)가 기준 사용자만을 고려할 경우 페이딩 지수값이 1과 2인 경우를 보여주고 있으며 위상 일치된 SC/MRC는 완전히 위상이 일치하는 경우를 가정한 것이고 PLL 이득 값이 존재하는 경우는 실제 통신 환경인 경우로써 PLL 이득 값이 5dB인 경우는 위상이 일치하다고 가정한 경우에 근접함을 알 수 있다.

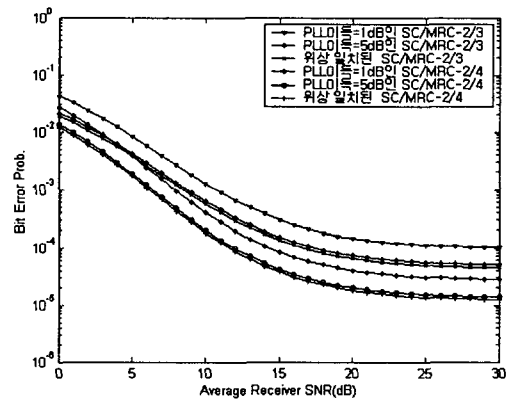


그림 5. g=1, m=1, N=1023, Lp=4, K=30인 경우의 P(e)  
Fig. 5 The Bit Error Probability of g=1, m=1, N=1023, Lp=4

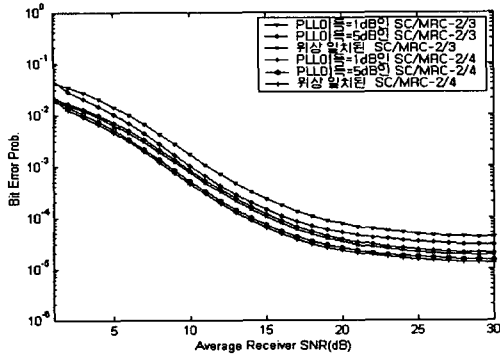


그림 6.  $g=1, m=2, N=1023, L_p=4, K=30$ 인 경우  $P(e)$   
 Fig. 6 The Bit Error Probability of  $g=1, m=2, N=1023, L_p=4, K=30$

그림5와 그림6은 사용자수(K)가 30일 경우에 대하여 페이딩 지수가 1과 2인 경우를 보여주고 있으며 사용자수가 증가하더라도 기준사용자만을 고려한 경우와 동일하게 PLL 이득 값이 5dB인 경우는 위상이 일치하다고 가정할 경우에 근접함을 알 수 있다.

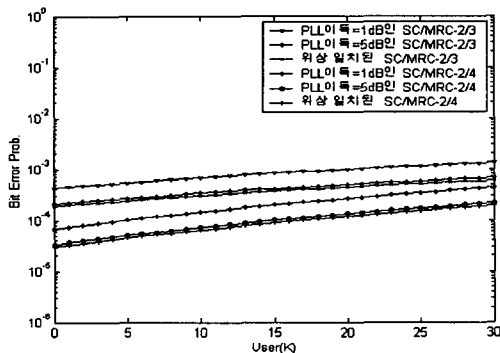


그림 7.  $g=1, m=1, N=1023, L_p=4, br=10dB$ 인 경우의 K에 따른  $P(e)$   
 Fig. 7 The Bit Error Probability with  $g=1, m=1, N=1023, L_p=4, Br=10dB$

그림7은 평균수신 SNR이 10dB인 경우에 대하여 사용자수에 따른 시뮬레이션 결과를 보여주고 있으며 그림7에서 보는 바와 같이 사용자 수에 상관없이 PLL 이득 값이 5dB인 경우는 위상이 일치하다고 가정할 경우에 근접함을 알 수 있다.

## V. 결 론

시뮬레이션 결과에서 보는 것처럼 페이딩 환경에 따라 완전히 위상이 일치하도록 하기 위한 적당한 PLL의 이득값을 가져야 하며, 이는 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식이 적용된 DS/CDMA 시스템의 성능 개선을 위해 적절한 PLL 이득값을 조절하여 성능의 개선을 이룰수 있음을 확인하였다.

결과적으로, 하이브리드 SC/MRC 다이버시티 방식이 적용된 DS/CDMA 시스템을 실제 통신 환경에 적용할 경우, 완전 동기된 수신 신호가 되기 위해 페이딩 지수에 따라 조금의 차이는 있지만 PLL 이득 값이 5dB이상 되어야 함을 확인하였다.

## 참고문헌

- [1] K.S.Gilhausen et al., "On the capacity of cellular CDMA System," IEEE Trans. Vehic.Technol., vol.40, PP303-312, May 1991
- [2] W.C.Y.Lee, 'Overview of cellular CDMA." IEEE Trans. Vehic.Technol., vol.40, PP291-302, May 1991
- [3] G.L.Stilber, Principles of Mobile Communication. Norwell, MA: Kluwer, 1996
- [4] N.Kong, T.Eng and L.B Milstein, "A selection Combining scheme for Rake receivers," in Proc. IEEE int. Conf. Univ. Personal Comm. ICUPC'95, Tokyo, Japan, Nov. 1995, pp.426-429
- [5] N.Kong, T.Eng and L.B Milstein, "Comparison of diversity combining techniques for Rayleigh-fading channel," IEEE Trans. Comm, vol.44, pp.1117-1129, Sept. 1996
- [6] M. Nakagami, "The m-distribution-A general formula of intensity distribution of rapid fading," in Statistical Methods in Radio Wave Propagation. 1960, pp 3-36.
- [7] Marvin K.Simon and Mobamed-slim Alouini, Digital Communication over Fading Channels, Wiley, 2000.
- [8] Peterson, Ziemer, Borth, "Introduction to Spread Spectrum Communication", Prentice-hall, 1995
- [9] T.Eng and L.B.Milstein, "Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath fading,"

- IEEE Trans. Comm, vol 43,pp 1134-1143, 1995  
[10] Moharmed-Slim Alouini, MarvinK. Simon,  
"Performance of Coherent Receiver with Hybrid  
SC/MRC over Nakagami-m Fading Channels",  
IEEE Tran. pp 1155-1164, 1999

### 저자소개



김원섭(Won-Sub Kim)

1999년 청주대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
2001년 청주대학교 대학원 전자공학과(공학석사)  
2001년~현재 청주대학교 대학원 전자공학과 박사과정  
2000년~현재 한국과학재단지정 정보통신연구센터 기술연구원  
※관심분야: 디지털 이동통신, 부호이론, 대역확산 통신, Multimedia 통신, 영상통신



박진수(Jin-Soo Park)

1975년 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)  
1977년 한양대학교 대학원 전자통신과 졸업(공학석사)  
1985년 한양대학교 대학원 전자통신과 졸업(공학박사)  
1978년~현재 청주대학교 정보통신공학부 교수  
1999년~현재 청주대학교한국과학재단지정 정보통신연구센터 소장  
※관심분야: 디지털 이동통신, 부호이론, 대역확산 통신, Multimedia 통신, 영상통신