

論文2000-37TE-3-8

# 나카가미-m 페이딩 채널 하에서 PLL 이득에 따른 DS/CDMA의 성능 분석

(Performance Analysis of DS/CDMA with PLL Gain  
under the Nakagami-m Fading Channel)

姜 榮 錫 \* , 朴 鎭 秀 \*\*

(Chan Seok Kang and Jin Soo Park)

## 요 약

이동통신환경에서 수신신호의 진폭과 위상성분은 다중경로에 의한 페이딩(Fading) 영향을 받는다. 본 논문에서는 송수신 신호의 위상 차를 위상에러로 가정하고 Tikhonov 확률밀도함수를 이용하여 PLL(Phase Locked Loop)이득의 변화에 대한 DS/CDMA(Direct Sequence/Code Division Multiple Access) DPSK(Differential Phase Shift Keying)시스템의 성능을 분석하였다. 그 결과, 위상에러를 고려하지 않은 DPSK시스템과 비교하여 수신기의 PLL이득을 조정함으로써 시스템의 성능을 향상시킬 수 있음을 알 수 있었다. 시스템의 비트 오율이 10<sup>-2</sup>에서 PLL이득이 1dB에서 4.8dB, 7dB에서는 0.4dB의 성능차를 보이며 30dB에서는 두 시스템의 성능이 일치하게되어 PLL이 요구하는 이득의 상한이 30dB임을 입증하였다.

## Abstract

A received signal in mobile communication environments exhibits variation in both amplitude and phase due to the multipath fading. Therefore we analyzed the performance of DS/CDMA(Direct Sequence/Code Division Multiple Access) DPSK(Differential Phase Shift Keying) system for the variations of PLL(Phase Locked Loop) gain with Tikhonov probability density function, assuming that the phase difference between transmitter and receiver signals is phase error. As a result, it is discovered that the performance of system could be improved by the control of PLL gain in compared with the DPSK system which does not consider the phase error. If the PLL gain is 1 dB, the difference of two systems is 4.8dB and 0.4dB at 7dB. and if 30dB, it coincides. From above, it

## I. 서 론

최근 이동통신기술의 발전은 단순히 음성정보를 전송하는 것 뿐 만 아니라 개인 사용자에게 다양한 멀티

미디어 서비스를 제공하고자 하는 개인 통신 네트워크(PCN:Personal Communication Network)의 연구가 활발히 진행되고 있다. 현재 국내에서 서비스중인 CDMA(Code Division Multiple Access)방식인 경우, 다른 디지털 전송방식보다 몇 배의 용량성 및 확장성을 지니기 때문에 세계 각국에서 표준으로 채택하고 있고 이러한 기술은 다중경로 감쇄, 간섭의 경감, 보안등의 장점 때문에 용량 개선을 위해 PCN에서도 적용이 광범위하게 고려되고 있다.<sup>[1~3]</sup> 다양한 페이딩 환경에서 완전 동기나 불완전 동기로 가정하고 CDMA시스템의 성능을 주로 분석하였다. 그러나 수신기가 고속으로 이동

\* 正會員, 世京大學 電子情報應用科 助教授  
(Dept. of Applied Electronics, Saekyung College)

\*\* 正會員, 淸州大學校 電子工學科 教授  
(Dept. of Electronic Engineering, Chongju University)

※ 본 논문은 과학기술부·한국과학재단 지정 청주대학교 정보통신연구센터의 지원에 의한 것입니다.

接受日字:2000年8月14日, 수정완료일:2000年9月18日

중이거나 또는 수신기에 도달한 수신전파의 세기가 일정한 크기이하인 경우 수신기에서 수신한 신호는 심각한 위상에러를 지니게 되며 수신기의 수신성능에 많은 영향을 주게 되므로 반드시 시스템 성능분석시 고려해야 할 파라미터이다. 관련된 연구에서 보면 저속의 위상처리로 참조위상이 1비트 복조기간 동안 고정되었다고 가정하고 BPSK(Binary Phase Shift Keying)시스템의 에러율을 계산하였고, 페이딩 분포 모델면에서도 주로 레일레이(Rayleigh) 분포를 적용하여 제한적 결과만을 제시하였다. 최근 George Efthymoglou의 경우 나카가미(Nakagami)페이딩 채널에서 CDMA시스템의 성능을 분석하였지만 위상을 완전 동기된 상태로 가정하고 분석하였다.<sup>[4-7]</sup>

따라서 본 논문에서는 광범위한 채널 환경에서 적용될 수 있는 나카가미-m 채널로 다중경로 페이딩 채널을 모델화하고, 변조방식은 페이딩(Fading) 채널에 강한 장점을 지닌 DPSK(Differential Phase Shift Keying)변조방식을 적용하였다. 수신신호와 수신기 내의 회로에서 발생하는 수신측 기준신호 사이의 위상차를 위상에러로 가정하였고, 이러한 위상에러를 보정하기 위해 외부 PLL을 탑재한 RAKE수신기 모델을 제안하였다. 제안된 RAKE수신기의 PLL이득에 의한 DS/CDMA DPSK시스템 성능을 위상에러가 고려된 경우에 BER(Bit Error Rate)측면에서 분석하였다.

## II. 광대역 DS/CDMA 시스템모델

### 1. 수신신호모델

그림 1은 일반적인 셀룰러 시스템을 보여주고 있다.

그림 1에서 전력제어가 없는 경우, 홈 셀에서 k번째 사용자에게 대한 채널의 복소 저역통과 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$h_{ik}(t) = \frac{1}{(d_{ik,1})^{\alpha}} \sum_{l=1}^{L_p} \beta_{ikl} \delta(t - \tau_{ikl}) \exp(j\xi_{ikl}) \quad (1)$$

여기서,  $d_{ik,1}$  ( $d_{ik} \neq 0$ ): k번째 사용자로부터 i번째 셀 사이의 거리

$\alpha$ : 전파 경로 손실 지수

$L_p$ : 각 사용자로 도달된 수신경로의 수

$\beta_{ikl}, \tau_{ikl}, \xi_{ikl}$ : i 번째 셀에서 k번째 사용자의 l번째 경로이득과 시간지연, 위상

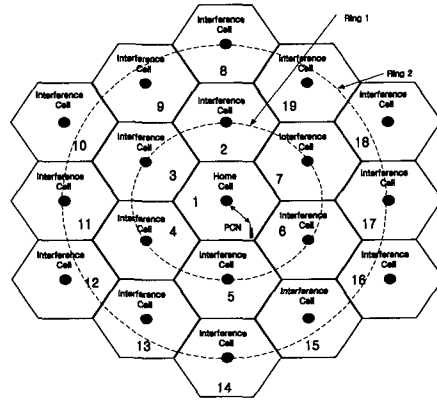


그림 1. 셀룰러 셀 구조

Fig. 1. Cellular cells structure.

$\beta_{ikl}$ 은 나카가미 랜덤 확률밀도함수(pdf:Probability density function)를 가지며,  $\tau_{ikl}$ 은  $[0, T]$ ,  $\xi_{ikl}$ 은  $[0, 2\pi]$ 에서 각각 균일한 분포를 갖는다고 가정한다. 또한 다른 경로 및 다른 사용자에게 대한 시간지연과 위상은 모두 통계적으로 독립이다. 일반적인 나카가미 분포의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$f(\beta) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left( \frac{m}{\Omega} \right)^m \beta^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} \beta^2\right), \quad \beta \geq 0, m \geq 0.5 \quad (2)$$

여기서,  $\Omega = E[\beta^2]$ ,  $m = \Omega^2 / \text{Var}[\beta^2]$

위의 수식에서  $m$ 은 페이딩 지수이며  $\Omega_n$ 은 n번째 경로의 평균수신전력을 의미하고,  $\beta$ 는 수신신호의 포락선을 나타내며  $\Gamma()$ 는 감마함수이다. 일반적으로  $m$  값은  $1/2 \leq m \leq \infty$  범위에 존재하며  $m$  값이 증가할수록 채널상에 페이딩이 감소함을 의미한다.<sup>[8]</sup>

M개의 셀과 각 셀의 실제 사용자 수를 K라고 가정하고 각 셀 사이트는 완전하게 전력제어가 이루어진다고 가정하면 홈셀 사이트에서의 전체 수신 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^K \rho_{ik} \sum_{l=1}^{L_p} \text{Re}\{\beta_{ikl} a_{ik}(t - \tau_{ikl}) \cdot b_{ik}(t - \tau_{ikl}) \exp[j(\omega_0 t + \phi_{ikl})]\} + n(t) \quad (3)$$

여기서, P: 기준셀에서 사용자들의 평균 수신 전력

$\omega_0$ : 기준 캐리어 주파수

$\phi_{ikl}$ :  $[0, 2\pi]$ 사이에서 균일 분포인 랜덤위상

$n(t)$  : 페이딩 잡음과 독립적인 가우스성 잡음

$i$  셀에서  $k$ 번째 사용자의 확산코드인  $a_{ik}(t)$ 의 칩 주기는  $T_c$ 이고  $b_{ik}(t)$ 는 비트 주기  $T$ 를 가진 데이터 신호이다. 따라서 본 시스템의 처리이득  $N$ 은  $N=T/T_c$ 가 된다.

$b_{ik}(t)$ 의  $j$ 번째 시퀀스는 동일한 확률에서 진폭이  $b_{ik}^{(j)}$ 이고  $[-1,+1]$ 의 값을 가지게 되며  $\rho_{ik}$ 는 다음과 같이 정의되는 전력제어 요소이다.

$$\rho_{ik} = \left( \frac{d_{ik,i}}{d_{ik,1}} \right)^{1/2} \quad (4)$$

여기서,  $d_{ik,i}$  :  $k$ 번째 사용자가  $i$ 셀 사이트로부터 자신이 소속한 셀사이트까지의 거리

$n(t)$  : 양측 파워 스펙트럼 밀도  $n_0/2$ 를 가지는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)

2. 수신시스템 모델

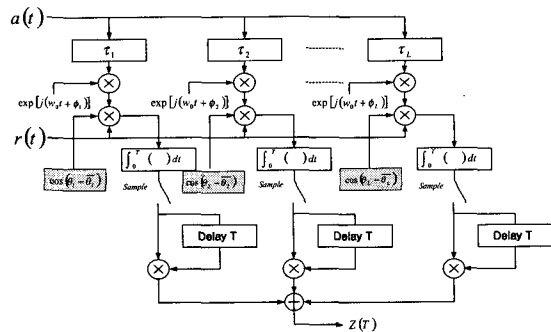


그림 2. 제안된 DPSK RAKE 수신기  
Fig. 2. A Proposed DPSK RAKE receiver

그림 2는 각각의 브랜치에서 수신된 신호의 위상을 보정할 수 있도록 본 논문에서 제안한 새로운 RAKE수신기 모델이다. 그림에서 각각의 경로로부터 수신기의 안테나에 수신된 신호는 RAKE 수신기의 브랜치를 통하여 일정한 시간지연을 갖는다. 이러한 시간지연을 받은 각각의 신호는 반송파 주파수를 곱한 후 중간주파수로 분리되고, 분리된 중간주파수 신호는 정합필터가 사용된 역확산 과정을 거쳐 정보데이터로 복원된다. 또한 정합필터를 통과한 후 역확산된 신호는 외부의 여러 가지 잡음 및 간섭 때문에 발생한 위상에러를 포함하게 되므로, 이를 제안된 RAKE 수신기에서는 각각의 브랜치에서 위상에러를 보정할 수 있도록 PLL

을 탑재시킨다. 이때 위상에러는 수신기 내부회로에서 발생되었다고 가정한다.

첫 번째 셀에서 첫 번째 사용자를 기준 사용자로 정의하면 그림 2으로부터 RAKE 수신기의 수신합수는 다음과 같다.

$$Z(T) = \sum_{j=1}^{L_k} [Z_j(0) \cdot Z_j^*(-1)] \quad (5)$$

여기서  $Z_j^*(-1)$ ,  $Z_j(0)$ 은 수신신호에서 판별된 사전 비트와 현재 비트 사이에서  $j$  번째 브랜치의 출력이다. 반송파를 제거한 후  $Z(T)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Z(T) = \text{Re} \left\{ \sum_{j=1}^{L_k} \left[ \sqrt{\frac{P}{2}} T b_{11}^{(0)} \beta_{11j} e^{j(\phi_{11} - \phi_j)} + N_j(0) \right] \cdot \left[ \sqrt{\frac{P}{2}} T b_{11}^{(-1)} \beta_{11j} e^{-j(\phi_{11} - \phi_j)} + N_j^*(-1) \right] \right\} \quad (6)$$

여기서  $b_{11}^{(0)}$ ,  $b_{11}^{(-1)}$ 는 기준 사용자가 검출한 현재와 사전 비트를 의미하며,  $\phi_j$ 는 수신기에서  $j$  번째 브랜치의 랜덤 캐리어 위상이고,  $N_j^*(-1)$ ,  $N_j(0)$ 는 두 비트사이에서  $j$ 번째 브랜치의 출력에서 수신된 잡음 성분이다. 잡음 성분  $N_j(n)$  ( $n = -1, 0$ )는 각각 다음과 같다.

$$N_j(n) = \sqrt{\frac{P}{2}} \left\{ \sum_{l=1, l \neq j}^{L_k} \beta_{11l} e^{j(\phi_{11} - \phi_l)} I_{11}(T) + \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^{L_k} \beta_{1kl} e^{j(\phi_{1k} - \phi_l)} I_{1kl}(T) + \sum_{i=2}^M \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} \rho_{ik} \beta_{ikl} e^{j(\phi_{ik} - \phi_l)} I_{ik}(T) \right\} + N(T) \quad (7)$$

여기서  $N(T)$ 는 백색 가우시안 잡음에 의해 야기되는 백색잡음의 복소값이다. 그리고 수신된 신호는 정합필터를 통과하여 역확산되며 각 셀에서 야기되는 간섭 신호인  $I_{ik}(T)$ 는 다음과 같다.

$$I_{ik}(T) = \int_0^T b_{ik}(t - \tau_{ik}) a_{ik}(t - \tau_{ik}) a_{11}(t) dt \quad (8)$$

확산신호에서 식 (8)의 분산은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\sigma_{I_{ik}}^2 = \frac{2T^2}{3N^2} (2N-1) \quad i=k=1$$

$$= \frac{2T^2}{3N} \quad \text{otherwise} \quad (9)$$

시스템의 전체 사용자 수인  $K$ 가 크면  $N_r(-1)$ ,  $N_r(0)$ 는 평균값이 0인 복소값 가우시안 랜덤 변수로 모델화 할 수 있다. 여기서  $\rho_{ik}$ 의 2차 모멘터를  $\mu_i = E[\rho_{ik}^2]$ 로 정의하면  $N_r(n)$  ( $n = -1, 0$ )의 실수부와 허수부는 상관관계가 없게 되며 다음과 같은 동일 분산값을 갖는다.

$$\sigma_N^2 = \frac{PT^2}{6N^2} (2N-1)(L_P-1)\Omega_0 + \frac{PT^2}{6N} \\ L_P \Omega_0 \left( K-1 + K \sum_{i=2}^M \mu_i \right) + \frac{\eta_0 T}{4} \quad (10)$$

경로 손실값  $\gamma$ 는 인접 셀로부터의 간섭이 4로 주어진다.<sup>[1]</sup> 따라서 사용자를 균일 분포로 가정하면 셀사이트 2에서 7까지의 링1에 대하여  $\mu_i$ 값은 0.0535이며, 셀사이트 8에서 19까지의 링2에 대하여  $\mu_i$ 값은 0.0029를 나타낸다.

### III. 성능분석

RAKE 수신기의 수신 브랜치수인  $L_R$ 쌍인  $\{N_r(0), N_r^*(-1)\}$ 은 서로 통계적으로 독립이고 복소 가우시안 값을 갖기 때문에 조건부 에러확률은 다음과 같이 주어진다.

$$P_e(\gamma_b) = \frac{1}{2^{2L_R-1}} e^{-\gamma_b} \sum_{n=0}^{L_R-1} C_n \gamma_b^n \quad (11)$$

$$\text{여기서, } C_n = \frac{1}{n!} \sum_{j=0}^{L_R-1-n} \binom{2L_R-1}{j}$$

그리고  $\gamma_b$ 는 다음과 같이 정의되는 수신기 출력에서의 조건부 신호대 잡음비가 된다.

$$\gamma_b = \frac{\gamma_0}{\Omega_0} \sum_{j=1}^{L_R} \beta_{1j}^2 = \sum_{j=1}^{L_R} \gamma_j \quad (12)$$

여기서,  $\gamma_j = \frac{\gamma_0}{\Omega_0} \beta_{1j}^2$ 는  $j$ 번째 브랜치의 순간 신호대 잡음비이며  $\gamma_0$ 는 다음과 같다.

$$\gamma_0 = \left[ \frac{2}{3N^2} (2N-1)(L_P-1) + \frac{2}{3N} \right. \\ \left. L_P \left( K-1 + K \sum_{i=2}^M \mu_i \right) + \frac{\eta_0}{E\Omega_0} \right]^{-1} \quad (13)$$

여기서,  $E$  : 비트당 에너지

$E\Omega_0/\eta_0$  : 각 경로에서 비트당 평균 수신 신호대 잡음비

평균 에러율은  $\gamma_b$ ,  $f(\gamma_b)$ 의 확률밀도함수에서 평균  $P_e(\gamma_b)$ 에 의한 조건부 BER로부터 계산될 수 있다. 특정 함수 방법에 의해  $f(\gamma_b)$ 는 식(14)와 같이 표현된다.

$$f(\gamma_b) = \frac{1}{\Gamma(mL_R)} \left( \frac{m}{\gamma_0} \right)^{mL_R} \gamma_b^{mL_R-1} \exp\left(-\frac{m}{\gamma_0} \gamma_b\right) \quad (14)$$

따라서 평균BER은 다음과 같이 표현 될 수 있다.

$$P_e = \int_0^\infty P_e(\gamma_b) f(\gamma_b) d\gamma_b \\ = \frac{1}{2^{2L_R-1} \Gamma(mL_R) (1 + \frac{\gamma_0}{m})^{mL_R}} \sum_{n=0}^{L_R-1} \frac{C_n \Gamma(n + mL_R)}{(1 + \frac{m}{\gamma_0})^n} \quad (15)$$

위상에러에 대한 확률밀도함수는 일반적으로 PLL이 lock되었을 때 Tikhonov분포로 모델화 된다.<sup>[8]</sup>

PLL의 출력위상  $\bar{\theta}_n$ 은 각각의 경로로 수신된 신호의 위상  $\theta_n$ 과 위상에러  $\Delta\theta_n$ 의 합이고, 위상에러  $\Delta\theta_n$ 의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$p(\Delta\theta_n) = \frac{\exp(\gamma_n \cos \Delta\theta_n)}{2\pi I_0(\gamma_n)}; \quad -\pi < \Delta\theta_n < \pi \quad (16)$$

$$\text{SNR} = \gamma_n = \frac{A_c^2}{N_0 B_{\text{eq}}} \quad (17)$$

여기서,  $I_0(\cdot)$  : 개선된 1종 0차 베셀함수

$\gamma_n$  : PLL루프내의 신호대 잡음비(PLL이득)

$B_{\text{eq}}$  : 루프의 등가 잡음 대역폭

$A_c$  : PLL에서 발생시킨 신호의 진폭

Tikhonov 분포로 불리는 이 확률분포는  $\gamma_n = 0$  일 때 단위함수의 분포형태에서부터  $\gamma_n = \infty$  일 때 임펄스함수의 형태를 갖는다.<sup>[4]</sup>  $\gamma_n$ 는 루프 내부에 존재하는 순간 SNR이며,  $\gamma_n$ 는 각각의  $n$ 에 대해  $\beta_n^2$ 에 비례하기 때문에 지수함수 분포를 갖는 랜덤함수이며, 확률밀도함수를 표현하면 다음과 같다.

$$p(\gamma_n) = \frac{1}{\sigma_L} \exp\left(-\frac{\gamma_n}{\sigma_L}\right) \quad (18)$$

여기서,  $\sigma_L = E[\gamma_n]$  : 루프의 평균 SNR, 모든 루프가 같다고 가정  $\gamma_n$ 가 최소한 몇 비트 동안 상수로 취급하기 위해 감쇠대역폭이 PLL의 대역폭보다 훨씬 작

다고 가정한다. 이러한 저속페이딩에 대한 가정은 평균 BER계산을 간단하고, 위상에러에 대한 Tikhonov 분포의 사용이 신호 진폭의 변화에도 유용하다.<sup>[6]</sup> 이러한 가정상태에서 랜덤변수인  $\cos(\Delta\theta)$ 를 기대값으로 대체해도 큰오차가 발생되지 않으므로 복조에 사용되는 수신기의 위상기대값은 다음과 같이 표현된다.

$$e^{j\bar{\theta}_n} = E_{\Delta\theta}[e^{j(\theta_n + \Delta\theta_n)}] \quad (19)$$

여기서,  $E_{\Delta\theta}$  : 위상에러  $\Delta\theta_n$ 의 기대값표시

$$E_{\Delta\theta}[\cos(\Delta\theta_n)] = \int_0^{2\pi} \cos(\Delta\theta_n) \frac{\exp(\gamma_n \cos \Delta\theta_n)}{2\pi I_0(\gamma_n)} d\Delta\theta_n \quad (20)$$

따라서 위상에러를 고려하여 시스템의 평균 BER을 계산하게 되면 식(15)와 식 (20)에 따라 다음과 같다.

$$P_e = \frac{1}{2^{2L_R-1}(mL_R-1)!} \left(\frac{m}{m+\gamma_0}\right)^{mL_R} \cdot \sum_{n=0}^{L_R-1} C_n(n+mL_R-1)! \left(\frac{\gamma_0}{m+\gamma_0}\right)^n \cdot \int_0^{2\pi} \cos(\Delta\theta_n) \frac{\exp(\gamma_n \cos \Delta\theta_n)}{2\pi I_0(\gamma_n)} d\Delta\theta_n \quad (21)$$

#### IV. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 페이딩 채널을 나카가미 확률밀도함수로 모델화하고 다중경로로 수신된 신호의 판별과 전송시 발생하는 위상에러를 고려하여 일반적인 RAKE 수신기 각각의 브랜치에 위상복원용 PLL을 탑재함으로써 PLL의 이득값과 페이딩지수  $m$ 의 변화에 따른 CDMA 시스템의 비트 오류율을 계산하였다. 다중경로의 수  $L_p=4$ , 나카가미 페이딩 지수는 각각  $m=1, 5, 10, 20$ 으로 가변시켰으며, CDMA시스템의 사용자수인  $K=50$ , 처리이득  $N=1023$ 인 경우에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션으로 실험하였다.

그림 3은 페이딩지수  $m$ 값의 변화에 따른 DS/CDMA DPSK 시스템의 비트 오류율을 나타낸 것으로 위상에러를 고려하지 않은 DS/CDMA DPSK 시스템과의 성능을 비교하였다. 여기서 위상에러를 고려하지 않았다는 함은 송수신기 사이에서 완전하게 동기가 일치한 시스템을 의미한다.

그림에서 PLL의 이득을 1dB로 고정후 페이딩 지

수가 각각  $m=1, 5, 10, 20$ 인 경우에 대해 시스템의 비트 오류율을 계산한 결과,  $m$ 값이 증가할수록 시스템의 비트 오류율은 감소하며 두 시스템을 비교하였을 때  $m=5$ 에서 비트 오류율이  $10^{-4}$ 기준으로 4dB의 성능차를 나타내었다.

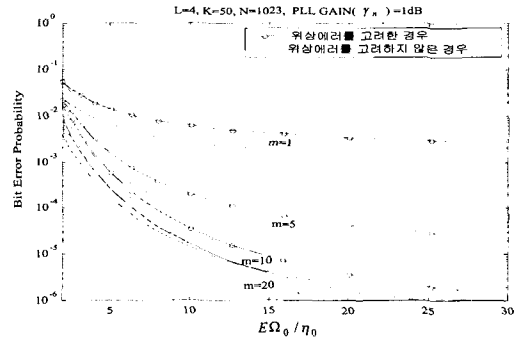


그림 3.  $m$  변화에 따른 DS/CDMA DPSK 비트 오류율  
Fig. 3. BER of DS/CDMA DPSK with  $m=1, 5, 10, 20$ .

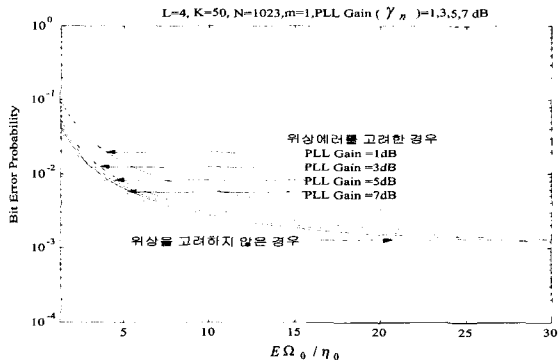


그림 4. PLL 이득 ( $\gamma_n$ )에 따른 DS/CDMA DPSK 비트 오류율  
Fig. 4. BER of DS/CDMA DPSK with PLL Gain ( $\gamma_n$ ).

그림 4는 페이딩지수  $m=1$ 로 고정 시킨후 RAKE 수신기의 각각의 브랜치에 탑재된 위상복원용 PLL의 이득을 각각 1, 3, 5, 7dB로 변화시키면서 시스템의 비트 오류율을 분석하였다. 시스템의 성능은 비트 오류율의 기준을  $10^{-2}$ 로 놓았을 때 PLL의 이득이 1dB에서 3dB로 변화하였을 경우 2.4dB, 3dB에서 5dB로 변화하였을 경우 0.4dB, 5dB에서 7dB로 변화하였을 경우 0.2dB의 성능차를 보였고, 이러한 결과로부터 PLL의 이득이 증가함에 따라 시스템의 성능이 개선되고 있음을 알 수 있

다. 또한 완전동기된 시스템과 비교하여 PLL의 이득이 1dB일 때 4.8dB, 3dB일 때 1.4dB, 5dB일 때 0.7dB, 7dB일 때 0.4dB의 성능차를 보였다. 이러한 결과로부터 PLL의 이득을 증가시킬수록 완전동기된 시스템의 성능에 근접할 수 있고, 위상에러를 PLL의 이득을 이용하여 보정할 수 있음을 알 수 있다.

그림 5는 페이딩 지수  $m=1$ 로 고정시킨후 PLL의 이득을 30dB로 놓았을 때 두 시스템의 성능을 비교하였다. 그림에서 알 수 있듯이 PLL의 이득이 30dB에서는 두 시스템의 성능이 일치함을 알 수 있다. 따라서 위상에러를 보정할 수 있는 PLL 이득의 상한이 30dB임을 입증하였다.

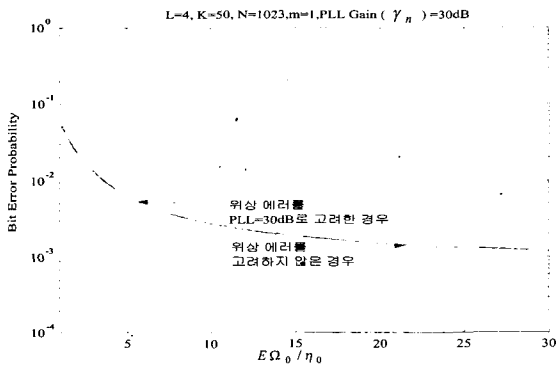


그림 5. PLL 이득 ( $\gamma_n$ )이 30dB일 경우 DS/CDMA DPSK 비트 오류

Fig. 5. BER of DS/CDMA DPSK with PLL Gain ( $\gamma_n$ )=30dB.

## V. 결론

본 논문에서는 송수신 신호의 위상차를 위상에러로 가정하고 Tikhonov 확률밀도함수를 이용하여 PLL의 이득의 변화에 대한 DS/CDMA DPSK 시스템의 성능을 분석하였다. 완전동기된 DS/CDMA 시스템의 일반적인 에러확률계산식으로부터 본 논문에서 제안한 위상에러 파라미터를 적용하여 개선된 에러확률계산식을 유도하여 분석한 결과, 위상에러를 고려하지 않은 DS/CDMA DPSK 시스템과 비교하여 페이딩 지수  $m$ 값이 증가할수록 시스템의 비트 오류가 감소하였고  $m=5$ 일 때 비트 오류가 10<sup>-4</sup>기준으로 4dB의 성능차를 보였으며, 완전동기(위상에러를 고려하지 않은)된 시스템과 비교하여 PLL의 이득이 1dB일 때 4.8dB, 3dB일 때 1.4dB, 5dB일 때 0.7dB, 7dB일 때 0.4dB의 성능차를 보

였다. 따라서 PLL의 이득을 증가시킬수록 완전동기된 시스템의 성능에 근접할 수 있고, PLL의 이득을 이용하여 위상에러를 보정할 수 있음을 알 수 있었다.

또한 PLL의 이득이 30dB에서는 두 시스템의 성능이 일치하므로 위상에러를 보정할 수 있는 PLL 이득의 상한이 30dB임을 입증하였다. 향후, 본 논문에서 제안한 RAKE수신기에 추가된 PLL의 수를 최소화하여 저전력의 시스템 분석이 요구된다.

## 참고 문헌

- [1] K. S. Gilhousen, et al., "On the capacity of a cellular CDMA system," IEEE Trans, Vehic. Technol. Vol. 40, pp.303-312, May 1991.
- [2] W. C. Y. Lee, "Overview of cellular CDMA," IEEE Trans. Vehic. Technol. Vol. 40, pp.291-302, May 1991.
- [3] A. J. Viterbi, "The evolution of digital wireless technology from space exploration to personal communication services," IEEE Trans. Vehic. Technol. Vol. 43, pp.638-644, Aug. 1994.
- [4] W. C. Lindsey, "Phase-shift-keyed signal detection with noisy reference signals," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. Vol. AES-2, pp.393-401, July 1966.
- [5] V. K. Prabhu, "PSK performance with imperfect carrier phase recovery," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. Vol. AES-12, pp.275-285, Mar. 1975.
- [6] Thomas Eng, Laurence B. Milstein, "Partially Coherent DS-SS Performance in Frequency Selective Multipath Fading," IEEE Trans. COMM, Vol. 45, No. 1, pp.110-118, January 1997.
- [7] George Efthymoglou, "Performance Analysis of Noncoherent Binary DS/CDMA System in a Nakagami Multipath Channel with Arbitrary Parameter," Proceeding of the Golbecom. '96 Vol. 2, Nov. 1996.
- [8] J. G. Proakis, "Digital Communications." New York: McGraw-Hill, 1995.
- [9] Peterson, Ziemer, Borth, "Introduction to Spread Spectrum Communication," Prentice-hall, 1995.

[10] J. Wang, et al., "DS-CDMA with predetection diversity for indoor radio communications," IEEE Trans, Commun., Vol. 42, pp.1929-1938, Feb. 1994.

저 자 소 개



姜 燦 錫(正會員)

1980년 충주공업전문대학 전자과 졸업. 1986년 단국대학교 전자공학과 졸업. 1992년 청주대학교 대학원 전자공학과 공학 석사. 1997년 청주대학교 대학원 전자공학과 박사수료.

1986년~1994년 2월 : 충주대학교 전자공학과 조교.  
1994년~2000년 현재 세경대학 전자정보응용과 조교수.  
관심분야 : 대역확산 통신, 이동통신



朴 鎭 秀(正會員)

1966.3~1975.2 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1975.3~1977.2 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학 석사). 1980.3~1985.2 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학박사).

1978. 3~현재 청주대학교 교수. 1986.12~1988.1 Elec. Dep. of UCCS Post. Doc. 1991.1~1992.12 대한전자공학회 충북지부 지부장. 1991.9~1994.8 IEEE Daejeon Section Chairman. 1998.1~1999.12 한국통신학회 충북지부 지부장. 1999.6~현재 과학기술부·한국과학재단 지정 청주대학교 정보통신연구센터 센터장. 2000.3~현재 한국정보처리학회 충북지부 지부장. 관심분야 : 대역확산통신, 이동통신, 코딩