

# 나카가미 페이딩 채널하에서 다이버시티를 갖는 셀룰러 하이브리드 DS/FH 확산대역 시스템의 성능

## (Performance of Cellular Hybrid DS/FH Spread Spectrum Systems with Diversity on Nakagami Fading Channel)

趙鉉旭\*, 朴尙奎\*

(Hyun Wook Cho and Sang Kyu Park)

### 요 약

본 논문에서는 비동기 셀룰러 다이버시티 하이브리드 DS/FH 확산대역 시스템의 성능을 주파수 비선택적 나카가미 페이딩 채널 하에서 오류확률을 분석하였다. BPSK 변조와 위상동기복조를 사용하였으며 수신기 모델로는 hard-limiting 상관수신기를 사용하여 셀룰러 환경에서 선형상관수신기와 비교하였고 다이버시티를 사용한 hard-limiting 상관수신기의 성능을 나타내었다. 확산부호계열과 주파수 도약패턴은 각각 랜덤 계열과 랜덤 도약패턴을 사용하였다. 확산대역폭이 동일한 경우에 확산부호주기와 도약주파수의 수를 변화시켜 다이버시티를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우의 성능을 비교 분석하였으며 원근효과를 고려한 성능을 나타내었다. 결과적으로 주변셀의 간섭을 고려한 셀룰러 비선택적 나카가미 페이딩 채널 하에서 다이버시티를 갖는 하이브리드 DS/FH 확산대역 시스템을 사용함으로써 원근문제의 강한 특성과 페이딩이 큰 경우 hard-limiting 상관수신기의 성능향상을 얻을 수 있었다.

### Abstract

In this paper, we analyze the asynchronous cellular hybrid DS/FH spread spectrum system with diversity on nonselective Nakagami fading channel. Binary PSK scheme is considered and random spreading code sequences and random hopping patterns are used. We compare the performance of system using hard-limiting correlation receiver with diversity and linear correlation receiver in Nakagami fading channel. We compute the average bit error probabilities with /without diversity according to spreading code sequence and the number of hopping frequencies under the same bandwidth expansion, and analyze near-far effect. The results show that hard-limiting correlation receiver with diversity gives a good performance over severe fading channel.

### I. 서 론

확산대역 시스템(spread spectrum system)은 사용자가 통신 중에 발생할 수 있는 간섭이나 전파 방해 또는 도청으로부터 정보를 보호하기 위해 전송할 신호

의 대역을 확산부호를 사용하여 미리 충분히 넓히는 방식이다. 전력 스펙트럼 밀도를 아주 낮게 하여 전송하면 수신단에서는 거의 백색잡음과 같은 낮은 레벨의 신호를 수신한다. 이 신호를 송신할 때에 사용한 확산부호를 이용하여 역확산시키면 원래의 신호가 재생되고, 의도적인 잡음이나 기타 부가된 신호는 낮은 레벨로 확산되어 원하는 정보를 거의 손상 없이 검출할 수 있다<sup>[11], [15]</sup>.

가장 널리 알려진 확산대역 시스템에는 긴 확산부

\* 正會員, 漢陽大學校 電子電氣工學部  
(Div. of Elec. & Computer Eng., Hanyang Univ.)  
接受日字: 1996年11月22日, 수정완료일: 1998年2月3日

호를 사용하여 원래 신호의 대역을 확산시키는 DS/SS(direct sequence spread spectrum) 시스템과 원래 신호의 반송 주파수를 특정한 주파수 도약패턴(frequency-hopping pattern)에 따라 도약시켜서 원래 신호의 대역을 확산시키는 FH/SS(frequency-hopped spread spectrum) 시스템이 있다.

하이브리드 DS/FH 확산대역 시스템(hybrid direct sequence/frequency hopped spread spectrum system)에서는 다중경로 페이딩(multipath fading)에 강한 DS/SS 시스템과 재밍에 강하고 원근문제(near-far problem)를 고려하지 않아도 되는 FH/SS 시스템의 장점들을 결합할 수 있다<sup>[7], [16]</sup>. 하이브리드 DS/FH 시스템은 확산대역능력을 더욱 확대시킬 수 있으며<sup>[6]</sup>, 확산된 대역폭에서 DS의 확산주기를 적게하고 FH의 도약주파수의 갯수를 크게 함으로서 확산된 대역폭이 같은 DS보다 전체적인 초기동기 시간을 줄일 수 있다<sup>[7]</sup>. 그러나 하이브리드 DS/FH 시스템의 단점은 송신기와 수신기가 복잡하다는 데 있다<sup>[7], [16]</sup>.

하이브리드 DS/FH 시스템에서 다원접속용량은 순수한 FH/SS 시스템에 비해 크지만 순수한 DS/SS 시스템보다는 적다. 그러나 다원접속 간섭전력이 큰 경우 하이브리드 DS/FH 시스템은 순수한 DS/SS 시스템에 비해 우수하고 순수한 FH/SS 시스템보다는 성능이 떨어지므로 원근문제를 고려할 때에는 하이브리드 DS/FH 시스템이 좋은 해결책이 될 수 있다<sup>[7], [16]</sup>.

일반적으로 백색 가우시안 잡음(white Gaussian noise)이 채널 모델로 가정되지만, 이동통신 환경에서는 잘 맞지 않는다<sup>[4]</sup>. 기존의 선형 상관수신기(linear correlation receiver)는 배경잡음을 가우시안의 형태로 가정할 때 가장 좋은 성능을 내도록 고안된 것이므로 가우시안의 형태가 아닌 임펄시브(impulsive) 채널에서는 성능이 좋지 않다. 반면에 hard-limiting 상관수신기는 임펄시브 채널에서 선형 상관수신기에 비해 월등히 성능이 좋다. 하지만 단순히 가우시안 잡음하에서 다원접속간섭만 있을 때는 선형 상관수신기가 성능이 좋으므로 채널 환경에 따라 절충 방법이 필요하다<sup>[1], [2]</sup>.

이동통신 환경에서는 여러가지 주변환경에 따라 페이딩 정도가 다르게 나타나는데 일반적으로 나카가미 페이딩환경에서 페이딩이 큰 경우는 hard-limiting 상관 수신기가 성능이 매우 우수하며 페이딩이 적은 경

우는 선형상관수신기보다 성능이 약간 떨어진다<sup>[18]</sup>. 따라서 페이딩의 정도에 상관없이 우수한 성능을 얻기 위한 방법이 필요하다.

본 논문은 채널 모델로서 Nakagami 페이딩(m-분포 페이딩)을 사용하였다. 최근에 여러 가지 다른 이동통신 채널에서 측정한 결과는 실내 무선 채널, 이동통신 채널을 Rayleigh나 Rician으로 채널을 정확하게 모델링할 수 없음을 잘 보여준다<sup>[9], [12]</sup>. Suzuki는 Nakagami 분포가 Rayleigh, Rician이나 log-normal 분포보다 도심지의 다중경로 채널에 더 적합함을 보여주었고<sup>[14]</sup>, Aulin이 실시한 디지털 이동통신 채널 실험에서도 Nakagami 분포가 실측 데이터에 가장 잘 일치한다고 나타났다<sup>[3]</sup>. 또한 이 모델은 Rayleigh나 one-sided Gaussian 분포도 나타낼 수 있고, Rayleigh보다도 페이딩이 크거나 페이딩이 적은 환경도 모델링할 수 있다. 또한 m값을 적절히 선택하고 적당한 범위를 설정하면 Rician이나 log-normal 분포도 나타낼 수 있다<sup>[5], [10]</sup>.

본 논문에서는 랜덤 직접시퀀스, 랜덤 느린 주파수 도약패턴을 도입하고, PSK 변조 방식을 사용하여 느린 주파수 비선택적 Nakagami 페이딩 채널하에서 셀룰러 하이브리드 DS/FH 시스템의 성능을 분석한다. 전력제어가 된 환경과 전력제어가 되지 않은 환경에서 페이딩이 강할 때부터 약할 때까지 페이딩 지수를 변화시키면서 순수한 DS, 두 가지 형태의 하이브리드 DS/FH, 순수한 FH 시스템의 평균 비트오류확률을 구하고 시스템의 사용자 수를 비교 분석한다. 페이딩이 적은 경우와 큰 경우에 통신품질악화를 개선하기 위한 방법으로 최대비 합성 다이버시티를 이용하여 시스템의 성능을 분석하였다.

2장에서는 송신기 모델, 채널 모델, 수신기 모델 등 하이브리드 DS/FH 시스템 모델을 나타내고, 3장에서는 동일셀에서 간섭성분을 고려하여 시스템의 성능을 구하며 4장에서는 인접셀에서 오는 간섭성분을 고려하여 셀룰러 환경에서 시스템의 성능을 구한다. 5장에서는 하이브리드 시스템의 성능을 분석, 검토하며, 6장에서는 분석, 검토한 결과를 이용하여 결론을 내린다.

## II. 하이브리드 DS/FH 시스템 모델

### 1. 송신기 모델

$K$ 명의 사용자가 동시에 정보신호를 전송하는 하이

브리드 DS/FH 시스템에서  $k$ 번째 사용자의 송신기 모델은 그림 1과 같다.

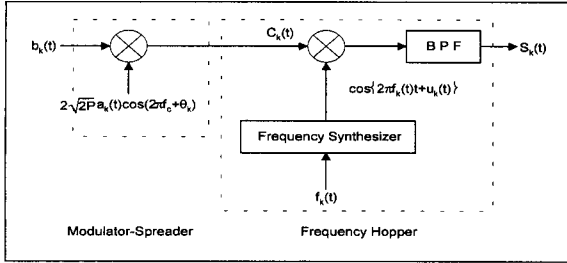


그림 1. 하이브리드 DS/FH 시스템의 송신기 모델  
Fig. 1. Transmitter model of hybrid DS/FH system.

$k$ 번째 사용자의 정보신호  $b_k(t)$ 는 BPSK 변조된 후 확산부호신호  $a_k(t)$ 가 곱해져서 대역 확산된다. 대역 확산된 신호는 다시 주파수 도약패턴  $f_k(t)$ 에 따라 방송 주파수가 변하여 송신된다. 그림 1에서  $b_k(t)$ ,  $a_k(t)$ ,  $f_k(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$b_k(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m^{(k)} P_{T_b}(t - mT_b) \quad (1)$$

$$a_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^{(k)} P_{T_c}(t - nT_c) \quad (2)$$

$$f_k(t) = f_j^{(k)}, \quad jT_h \leq t < (j+1)T_h \quad (3)$$

여기서  $\{b_m^{(k)}\}$ 는  $k$ 번째 사용자 정보계열의  $m$ 번째 비트의 진폭으로  $l \neq m$ 일 때  $b_l^{(k)}$ 와  $b_m^{(k)}$ 는 상호 독립이며 +1과 -1을 가질 확률이 각각 1/2이다.  $\{a_n^{(k)}\}$ 는  $k$ 번째 사용자 확산부호계열의  $n$ 번째 칩의 진폭으로  $\{b_m^{(k)}\}$ 와 동일한 확률적 특성을 갖으며  $a_n^{(k)} = a_{n+N}^{(k)}$  ( $N$ : 확산부호계열의 주기)이다.  $P_T(t)$ 는 지속시간이  $T$ 인 직각 펄스이다.  $T_b$ ,  $T_c$ ,  $T_h$ 는 각각 비트 간격, 칩 간격, 주파수 지속시간으로  $T_b = NT_c$ ,  $T_h = N_b T_b$ 이고  $N$ ,  $N_b$ 는 양의 정수이다.  $N_b$ 는 주파수 지속시간 동안 할당된 정보계열의 비트 수로써  $N_b > 1$  일 때 느린 FH(slow FH)가 된다.  $\{f_j^{(k)}\}$ 는  $[jT_h, (j+1)T_h)$  구간에서  $k$ 번째 사용자의 송신신호의 도약주파수로서 일련의 주파수들의 집합  $\{f_1, f_2, \dots, f_q\}$ 에서 선택되며 임의의 두 주파수 사이의 최소 주파수차이는  $\Delta$ 이다. 최소 주파수차이  $\Delta$ 는 임의의 두 사용자가 인접한 주파수로 도약할 때에도 주파수 공간에서 겹치는 부분이 생기지 않도록  $\Delta \gg 2T_c^{-1}$ 로 가정한다. 하이브리드 DS/FH 시스템에서 대역폭확산은 한 비트당 칩수인

$N$ 과 도약주파수의 개수인  $q$ 의 곱,  $N \cdot q$ 로 나타낸다.

$k$ 번째 사용자의 송신신호  $s_k(t)$ 는 다음과 같다.

$$s_k(t) = \sqrt{2P} b_k(t) a_k(t) \cos\{2\pi [f_c + f_k(t)] t + \theta_k + u_k(t)\} \quad (4)$$

여기서  $F$ 는 송신신호의 전력,  $f_c$ 는 중심주파수,  $\theta_k$ 는  $k$ 번째 확산변조기의 위상이고,  $u_k(t)$ 는  $k$ 번째 주파수 도약기의 위상으로  $[jT_h, (j+1)T_h)$  구간에서 상수값  $u_j^{(k)}$ 를 갖는다.

### 2. 채널 모델

신호의 정보비트간격이 채널의 coherence time  $(\Delta t)_c$ 보다 작고, 신호의 대역폭이 coherence bandwidth  $(\Delta f)_c$ 보다 좁은 느린 주파수 비선택적 페이딩을 가정하였다. Rayleigh나 Rician보다 무선다중경로 채널 모델로서 더 적합하고 여러 다른 페이딩 환경을 모델링할 수 있는 Nakagami 페이딩을 채널 모델로 하였다.

Nakagami 페이딩을 사용한 채널에서 수신된 신호의 진폭  $r$ 의 확률밀도함수  $f(r)$ 는 식 (5)와 같이 된다.

$$f(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m)\rho^m} \exp\left(-\frac{mr^2}{\rho}\right) \quad (5)$$

여기서  $\Gamma(\cdot)$ 는 감마함수(Gamma function)이고,  $\rho = E[r^2]$ 는 수신된 신호의 평균전력,  $m = \rho^2 / E[r^2 - \rho^2]$ 은 페이딩의 심한 정도를 나타내는 페이딩 지수이다.  $m$ 의 최소값은 0.5이며  $m=1$ 인 경우는 Rayleigh를 나타내고  $m=0.5$ 인 경우는 one-sided Gaussian분포를 나타낸다.  $m$ 값이 커질수록 페이딩이 약해짐을 나타내고  $m=\infty$ 일 때는 페이딩이 없는 상태를 나타낸다. 또한  $m$ 값을 적절히 선택하고 적당한 범위를 설정하면 Rician이나 log-normal 분포도 나타낼 수 있다.

### 3. Hard-limiting 상관수신기를 사용한 수신기 모델

Hard-limiting 상관수신기를 사용한 하이브리드 DS/FH 수신기 모델은 그림 2과 같다.

수신신호  $r(t)$ 는 식 (6)과 같다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K y_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (6)$$

여기서  $y_k(t)$ 는 입력  $s_k(t)$ 에 대한 채널출력으로 식

(7)과 같이 쓸 수 있고,  $\tau_k$ 는  $[0, T_b]$ 에서 균일하게 분포하는  $k$ 번째 수신신호의 지연성분이고,  $n(t)$ 는 양측전력밀도가  $N_0/2$ 인 가산적 백색 가우시안 잡음이다.

$$y_k(t) = \alpha_k \sqrt{2P} b_k(t) a_k(t) \cos [2\pi f_c t + f_k(t) + \theta_k + u_k(t) + \phi_k(t)] \quad (7)$$

여기서  $\alpha_k$ 는 Nakagami 랜덤변수로  $[bT_b, (b+1)T_b]$  구간에서 상수값  $\alpha_b^{(k)}$ 를 갖으며  $\phi_k(t)$ 는 페이딩 채널에 의한 위상편이로  $[bT_b, (b+1)T_b]$  구간에서 상수값  $\phi_b^{(k)}$ 를 갖는다.

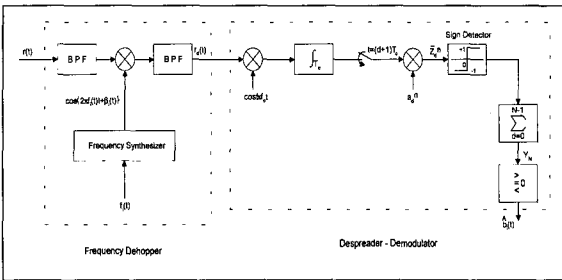


그림 2. Hard-limiting 상관수신기를 사용한 수신기 모델  
Fig. 2. Receiver model with had-limiting correlation receiver.

식(7)에서  $\alpha_k$ 는 한 비트구간동안  $i$ 번째 기준사용자에 대하여  $E[\alpha_k^2] = \rho_k$ 로 가정할 다른 사용자들에서도 모두  $E[\alpha_k^2] = \rho_k$ ,  $k \neq i$  가정하면  $\alpha_k$ 의 확률밀도 함수  $f(\alpha_k)$ 는 식(5)의  $f(r)$ 과 같은 Nakagami 분포를 따른다.

수신신호  $r(t)$ 는 대역폭이  $W \approx q \cdot \Delta$ 인 대역통과 필터를 거쳐 중심주파수가  $f_c$ 인 DS/SS신호가 된다. 주파수 역도약기 출력인  $r_d(t)$ 는 식(8)과 같다.

$$r_d(t) = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=1}^K a_k \cdot \delta[f_i(t), f_k(t - \tau_k)] b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) \cdot \cos[2\pi f_c t + \phi_k(t)] + \hat{n}(t) \quad (8)$$

여기서  $\delta[u, v] = \begin{cases} 1, & u=v \\ 0, & u \neq v \end{cases}$  이고  $\phi_k(t) = \theta_k - 2\pi[f_c + f_k(t - \tau_k)]\tau_k + u_k(t - \tau_k) + \phi_k(t, \tau_k) - \beta_i(t)$ 로서  $k$ 번째 신호의  $j$ 번째 도약구간에서  $[0, 2\pi]$ 에서 균일하게 분포하는 상수값  $\phi_k^{(j)}$ 를 갖는다.  $\beta_i(t)$ 는  $i$ 번째 수신기의 주파수 역도약기에 의한 위상이고  $\hat{n}(t)$ 는  $n(t)$ 의 대역제한형으로 복조기의 출력에서 전력밀도

$N_0/8$ 인 가우시안 잡음으로 처리한다.

$r_d(t)$ 에  $\cos(2\pi f_c t)$ 를 곱하고  $T_c$ 구간 동안 적분하여 제 2고조파 성분은 없앤 뒤 확산부호를 곱하고 부호검출기(sign detector)를 통과시켜 칩(chip) 단위로 +1인지 -1인지를 판별하고, 그 판별한 값을 한 비트 동안 모두 더한 값이 비트결정변수  $Y_N$ 이 된다.

부호검출기의 입력단에서  $i$ 번째 사용자  $m$ 번째 비트의  $d$ 번째( $d = 0, 1, \dots, N-1$ ) 칩결정변수  $Z_d^{(i)}$ 는 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned} Z_d^{(i)} &= \int_{mT_b + dT_c}^{mT_b + (d+1)T_c} r_d(t) a_i(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\ &= \alpha_m^{(i)} \sqrt{\frac{P}{8}} b_m^{(i)} T_c + \sqrt{\frac{P}{8}} T_c \sum_{k=1}^K \bar{F}_{k,i} + \eta_d \end{aligned} \quad (9)$$

여기서  $\eta_d$ 는  $i$ 번째 사용자의  $d$ 번째 칩에서 평균이 0이고 분산값이  $N_0 T_c / 16$ 인 가우시안 랜덤변수이다.

누적기의 출력인 비트결정변수  $Y_N$ 은 다음과 같다.

$$Y_N = \sum_{d=0}^{N-1} \text{sgn}(Z_d^{(i)}) \quad (10)$$

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases}$$

Hard-limiting 상관수신기를 사용했을 때  $i$ 번째 신호의  $d$ 번째 칩에 대한  $k$ 번째 사용자로부터의 간섭  $\bar{F}_{k,i}$ 는 특정 사용자와 무관하게  $\bar{F}$ 로 나타낼 수 있고, 임의의 사용자로부터 충돌이 발생하였을 경우 전 충돌일 때  $\bar{F}$ 는 평균이 0, 분산은

$$\text{VAR}[\bar{F}] = E[\alpha^2] \frac{1}{3} = \frac{\rho_k}{3} \quad (11)$$

인 확률변수가 되고, 부분 충돌일 때  $\bar{F}$ 는 평균이 0, 분산은

$$\text{VAR}[\bar{F}] = E[\alpha^2] \frac{1}{6} = \frac{\rho_k}{6} \quad (12)$$

인 확률변수가 된다. 부분 충돌은 한 도약구간 내에서 충돌이 발생한 첫 번째 비트 내의 1개의 칩에서만 발생하므로  $\bar{F}$ 의 분산값을  $\rho_k/3$ 로 가정하여도 충분히 신뢰할 수 있다.  $K$ 명이 동시에 전송하는 시스템에서  $k_h$ 명으로부터 충돌이 발생할 때 다원접속간섭의 합  $\sum \bar{F}$ 는 평균이 0, 분산이

$$\text{VAR}[\sum_{k_h \text{ mts}} \bar{F}] = \rho_k \frac{k_h}{3} \quad (13)$$

인 정규분포를 갖는다<sup>[17]</sup>.

4. 다이버시티를 사용한 hard-limiting 상관수신기 모델

두개 이상의 수신파를 이용하는 다이버시티 수신은 페이딩의 영향을 경감하는 기술로서 이동통신에서 고품질 전송을 실현하기 위한 중요한 기술의 하나이다.

본 절에서는 다이버시티 기법으로 Nakagami 페이딩환경에서 최대비 합성을 이용하여 선형상관수신기와 hard-limiting 상관 수신기에서의 시스템의 성능을 분석한다.

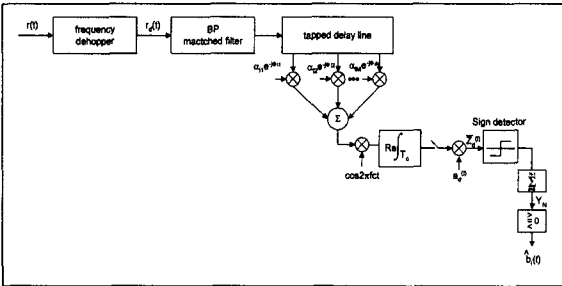


그림 3. 최대비합성을 사용한 하이브리드 hard limiting 수신기  
Fig. 3. Hybrid hard-limiting correlation receiver with MRC diversity.

채널을 통과한 수신신호는 식(14)와 같다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^L y_{k\ell}(t - \tau_{k\ell}) + n(t) \quad (14)$$

식(14)에서 L은 송수신단사이의 경로의 개수이며  $\tau_{k\ell}$ 는 k번째 신호의  $\ell$ 번째 경로의 시간지연이다. k번째 신호의  $\ell$ 번째 경로의 출력  $y_{k\ell}(t)$ 는 식(15)와 같다.

$$y_{k\ell}(t) = a_{k\ell} \sqrt{2P} b_k(t) a_k(t) \cdot \cos[2\pi f_c t + f_k(t - \tau_{k\ell}) + \theta_k + \phi_{k\ell}(t)] \quad (15)$$

수신기의 주파수 역도약기는 기준사용자의 1번째 경로에 따라 주파수 역도약을 행하고 주파수 역도약을 통과한 신호  $r_d(t)$ 는 다음과 같다.

$$r_d(t) = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=1}^K \sum_{\ell=1}^L a_{k\ell} \cdot \delta[f_i(t), f_k(t - \tau_{k\ell})] b_k(t - \tau_{k\ell}) a_k(t - \tau_{k\ell}) \cdot \cos[2\pi f_c t + \phi_{k\ell}(t)] + \hat{n}(t) \quad (16)$$

대역통과 정합필터는 분해할 수 있는 경로로부터 수신되는 신호들을 통과시키기 위한 것이며 수신기의 tapped delay line은 M개의 경로에 의한 신호만을

통과시킨다<sup>[13]</sup>.

상관수신기가 i번째 신호의 1번째 경로신호에 정합이 되었다고 가정하면  $k_h$ 개의 충돌이 발생 시 상관수신기의 출력의 결정변수  $Z_d^{(i)}$ 은 식(17)과 같다.

$$Z_d^{(i)} = \int_{m+T_s+\delta T_c}^{mT_s+(d+1)T_c} r_d(t) \cdot a_i(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\ = (a_m^{(i)})^2 \sqrt{\frac{P}{8}} b_m^{(i)} T_c + \sqrt{\frac{P}{8}} T_c \left[ \sum_{\ell=2}^L a_m^{(i\ell)} F_{i\ell, i} + \sum_{\ell=1}^L a_m^{(i\ell)} F_{k\ell, i} \right] + \eta_i \quad (17)$$

여기서

$\eta_i$  : 분산이  $\rho_i N_0 T_b / 8$ 인 랜덤변수

$F_{k\ell, i}$  : i번째 기준사용자의 1번째 가지에 k번째 사용자의  $\ell$ 번째 가지로부터의 간섭으로 특정사용자와 무관하게  $\bar{F}$ 로 나타낼 수 있으며 임의의 사용자로부터 충돌이 발생한 경우 식(11), (12), (13)과 같다.

$F_{i\ell, i}$  : i번째 기준사용자의 1번째 가지에 자신의  $\ell$ 번째 가지로부터의 간섭으로 각 경로에 무관하게  $\bar{F}$ 로 나타낼 수 있고 기준사용자의 다른 경로 성분과 충돌이 발생하였을 경우 전 충돌일 때  $\bar{F}$ 는 평균이 0, 분산은

$$VAR[\bar{F}] = E[a^2] \frac{1}{3} = \frac{\rho_i}{3} \quad (18)$$

인 확률변수가 되고, 부분 충돌일 때  $\bar{F}$ 는 평균이 0, 분산은

$$VAR[\bar{F}] = E[a^2] \frac{1}{6} = \frac{\rho_i}{6} \quad (19)$$

인 확률변수가 된다. 부분 충돌은 한 도약구간 내에서 충돌이 발생한 첫 번째 비트 내의 1개의 칩에서만 발생하므로  $\bar{F}$ 의 분산값을  $\rho_i/3$ 로 가정하여도 충분히 신뢰할 수 있다.

합성기 출력의 순시신호대 잡음비는 식 (20)과 같다.

$$\gamma = \sum_{\lambda=1}^M \gamma_{\lambda} \quad (20)$$

여기서  $\gamma_{\lambda}$ 는 tapped delay line의  $\lambda$ 번째 가지에서 순시 신호대 잡음비이다.

M개의 tapped delay line가지의 평균 신호대 잡음비가 동일하다고 가정하면  $\gamma$ 에 대한 분포함수는 [16]으로부터 다음과 같다.

$$f(\gamma_c) = \left(\frac{m}{\gamma_c}\right)^{Mm} \frac{\gamma_c^{Mm-1}}{\Gamma(Mm)} \exp\left(-\frac{m}{\gamma_c} \gamma_c\right) \quad (21)$$

여기서  $\bar{\gamma}_c$  는 tapped delay line의 각 가지에서의 평균 신호대 잡음비이다.

### III. 동일셀 내에서 하이브리드 DS/FH 시스템

Nakagami 페이딩 채널 하에서  $K$ 명이 동시에 전송하는 비동기(asynchronous) 하이브리드 DS/FH 시스템의 평균 비트오류확률은  $k_h(k_h=0, 1, \dots, K-1)$  개의 충돌이 발생할 확률과  $k_h$ 개의 충돌 발생 시의 오류확률을 이용하여 구할 수 있다.

본 논문에서는 랜덤 도약패턴을 사용하고  $N_b \gg I$ 인 경우를 고려하므로 충돌이 발생할 확률  $P_h$ 는 근사적으로 식 (22)와 같이 된다.

$$P_h \approx q^{-1} \tag{22}$$

또한  $K$ 명이 동시에 전송할 때  $k_h$ 개의 충돌이 발생할 확률  $P_h(k_h)$ 는 식 (23)과 같이 주어진다.

$$P_h(k_h) = \binom{K-1}{k_h} P_h^{k_h} (1-P_h)^{K-1-k_h} \tag{23}$$

평균 비트오류확률(average bit error probability)은 선형 상관수신기와 hard-limiting 상관수신기 모두 식 (24)이 된다.

$$P_e = \sum_{k_h=0}^{K-1} P_e(k_h) P_h(k_h) \tag{24}$$

여기서  $P_e(k_h)$  :  $k_h$ 개의 충돌이 발생했을 때의 조건부 비트오류확률이다.

Hard-limiting 상관수신기의 경우  $k_h$ 개의 충돌이 발생했을 때의 평균 비트오류확률  $P_e(k_h)$ 를 구하려면 먼저  $k_h$ 개의 충돌이 발생했을 때의 평균 칩오류확률  $P_c(k_h)$ 을 구해야 한다. 또한  $P_e(k_h)$ 는  $N$ 이 홀수일 때와 짝수일 때 다르게 구해진다.  $N$ 이 홀수인 경우에는  $(N+1)/2$ 개 이상의 칩오류가 발생할 때 그 비트에서 오류가 발생하고,  $N$ 이 짝수인 경우에는  $(N/2+1)$ 개 이상의 칩오류가 발생할 때 그 비트에서 오류가 발생하고  $N/2$ 개의 칩오류가 발생할 때는 비트오류가 발생할 수도 있고 발생하지 않을 수도 있다.  $b_m^{(k)}$ 가 +1일 확률과 -1일 확률은 각각 1/2이다.  $P_e(k_h)$ 는 송신단에서 -1을 송신하였다고 가정했을 때 누적이 출력의 비트결정변수  $Y_N$ 이 양수로 판정될 확률로 식 (25)와 같이 된다.

$$P_e(k_h) = P_r(Y_N > 0 | b_b^{(i)} = -1) = \begin{cases} \sum_{n=(N+1)/2}^N \binom{N}{n} P_c(k_h)^n [1-P_c(k_h)]^{N-n}, & N: \text{홀수} \\ \sum_{n=N/2+1}^N \binom{N}{n} P_c(k_h)^n [1-P_c(k_h)]^{N-n} + \frac{1}{2} \binom{N}{N/2} \{P_c(k_h)[1-P_c(k_h)]\}^{N/2}, & N: \text{짝수} \end{cases} \tag{25}$$

여기서  $P_c(k_h)$ 는 평균 칩오류확률로 식 (26)과 같다<sup>[18]</sup>.

$$P_c(k_h) = P_r(Z_d^{(i)} > 0 | b_b^{(i)} = -1) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_c}) f(\gamma_c) d\gamma_c = \frac{\Gamma(m + \frac{1}{2})}{2\sqrt{\pi} \Gamma(m)} \frac{m^{m-1}}{\gamma_c^m} {}_2F_1\left(m, m + \frac{1}{2}; m+1; -\frac{m}{\gamma_c}\right) \tag{26}$$

여기서

$$\bar{\gamma}_c = \left[ \left( \frac{\bar{E}_b}{N\gamma_o} \right)^{-1} + \frac{\rho_k}{\rho_i} \frac{2k_h}{3} \right]^{-1} \tag{27}$$

이고 식 (27)에서  $\bar{E}_b = \rho_i E_b$ 이다.

다이버시티를 사용하는 경우 hard-limiting 상관수신기는  $k_h$ 개의 충돌이 발생하였을 때 평균오류확률  $P_e(k)$ 는 (26)과 같고  $k_h$ 개의 충돌이 발생할 때 평균 칩오류확률  $P_c(k)$ 는 식 (28)과 같다.

$$P_c(k_h) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_c}) \cdot f(\gamma_c) d\gamma_c = \frac{\Gamma(Mm + \frac{1}{2})}{2Mm\sqrt{\pi} \Gamma(Mm)} \left( \frac{m}{\gamma_c} \right)^{Mm} {}_2F_1\left(Mm, Mm + \frac{1}{2}; Mm+1, -\frac{m}{\gamma_c}\right) \tag{28}$$

여기서  $f(\gamma_c)$ 는 식(21)과 같고  $\bar{\gamma}_c$ 는 식(27)과 같다.

선형상관수신기의 평균오류확률은 식(29)와 같다<sup>[18]</sup>.

$$P_e(k_h) = P_r(Z_b^{(i)} > 0 | b_b^{(i)} = -1) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_b}) f(\gamma_b) d\gamma_b = \frac{\Gamma(m + \frac{1}{2})}{2\sqrt{\pi} \Gamma(m)} \frac{m^{m-1}}{\gamma_b^m} {}_2F_1\left(m, m + \frac{1}{2}; m+1; -\frac{m}{\gamma_b}\right) \tag{29}$$

여기서

$$\bar{\gamma}_b = \left[ \left( \frac{\bar{E}_b}{N_o} \right)^{-1} + \frac{\rho_k}{\rho_i} \frac{2k_h}{3N} \right]^{-1} \tag{30}$$

### IV. 셀룰러 환경 하에서 하이브리드 DS/FH 시스템

이 장에서는 Nakagami 페이딩 환경 하에서 인접 셀에 위치한 사용자들로부터 오는 간섭성분을 고려하여 선형 상관수신기와 hard-limiting 상관수신기의

성능을 비교 분석한다. 일반적으로 도심 지역에서 송신신호의 전력은 거리의 3승에서 4승 정도로 반비례하면서 작아진다. 따라서 수신 신호의 전력,  $P_r$ ,은 식 (31)과 같이 주어진다.

$$P_r = r^{-\beta} P_t \quad (31)$$

여기서  $P_t$ 는 송신신호의 전력,  $r$ 은 송신 지점과 수신 지점 사이의 거리이고,  $\beta$ 는 전력감쇄지수이고 본 논문에서는 전력감쇄지수를 3.5로 가정하여 인접셀로부터 오는 간섭을 해석한다. 그림 4는  $\beta=3.5$ 인 경우 인접 셀 사용자의 평균간섭전력의 크기를 나타낸 것이다 [17].

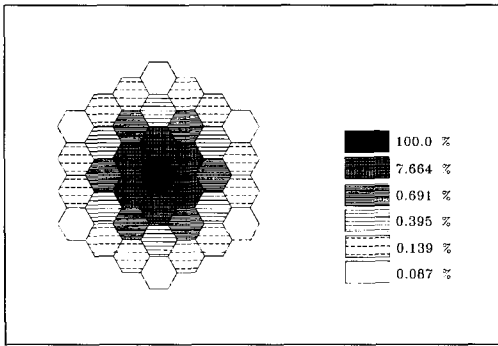


그림 4. 인접셀 사용자로부터 오는 평균간섭전력  
Fig. 4. Average Interference power from users of adjacent cell.

그림 4에서 나타난 것과 같이 기준사용자가 있는 기준셀(reference cell)의 주변 36개의 인접셀(adjacent cell)로부터 오는 평균간섭전력의 크기를 보면 가장 근접한 6개의 셀 이외에는 기준셀 사용자의 전력에 비해 간섭전력이 매우 작기 때문에 본 논문에서는 가장 근접한 6개의 셀로부터 오는 간섭전력만을 고려하기로 한다. 또한 각 셀에서의 도약주파수의 수, 사용자 수, 확산부호의 길이, 전력감쇄지수  $\beta$ 는 같다고 가정하고, 각 셀 내에서 사용자들은 균일하게 분포한다고 가정한다.

인접셀로부터 오는 간섭성분을 고려했을 때 기준사용자의 hard-limiting 상관수신기의 출력인  $Z'_d^{(i)}$ 는 식 (32)와 같이 된다.

$$Z'_d^{(i)} = a_b^{(i)} \sqrt{\frac{P}{8}} b_b^{(i)} T_c + \sqrt{\frac{P}{8}} T_c \sum_{k=1}^K \bar{F}_{k,i} + \sqrt{\frac{P}{8}} T_c \sum_{n=1}^6 \sum_{l=1}^{6K} \sqrt{L_{nl}} \bar{F}_{nl,i} + \eta_d$$

$$= a_b^{(i)} \sqrt{\frac{P}{8}} b_b^{(i)} T_c + \sqrt{\frac{P}{8}} T_c (\bar{F}_{MA} + \bar{F}_{AC}) + \eta_d \quad (32)$$

여기서  $\bar{F}_{MA} = \sum_{k=1}^K \bar{F}_{k,i}$ ,  $\bar{F}_{AC} = \sum_{n=1}^6 \sum_{l=1}^{6K} \sqrt{L_{nl}} \bar{F}_{nl,i}$  로  $\bar{F}_{nl,i}$  : n번째 셀의 l번째 사용자가 기준셀의 i번째 사용자에게 미치는 간섭성분이다.

$L_{nl}$  : n번째 셀의 l번째 사용자의 전력감쇄이다. 각 셀에서의 전력감쇄는 사용자의 위치에 상관없이 같다고 가정한다.

기준셀에서  $k_h$ 명으로부터 충돌이 발생하고, 인접한 6개의 셀에서  $k_h'$ 명으로부터 충돌이 발생한다고 하면  $\bar{F}_{MA}$ 는 평균이 0이고 분산이  $\rho_k k_h / 3$ 인 정규분포를 갖는 변수이고,  $\bar{F}_{AC}$ 는 평균이 0이고 분산이  $0.076 \rho_k k_h' / 3$ 인 정규분포를 갖는 변수로 볼 수 있다.

기준셀에서  $k_h$ 명으로부터 충돌이 발생하고, 인접한 6개의 셀에서  $k_h'$ 명으로부터 충돌이 발생할 때의 평균 비트오류확률은 식 (33)과 같이 된다.

$$P_e = \sum_{k_h=0}^{K-1} \sum_{k_h'=0}^{6K} P_e(k_h, k_h') P_h(k_h, k_h') \quad (33)$$

여기서  $P_h(k_h, k_h')$ 는 기준셀에서  $k_h$ , 인접셀에서  $k_h'$ 명으로부터의 충돌이 발생할 확률이며  $P_e(k_h, k_h')$ 는 기준셀에서  $k_h$ , 인접셀에서  $k_h'$ 명으로부터의 충돌이 발생했을 때 조건부 비트오류확률이다. 따라서 식 (25)와 (26)으로부터

$$P_h(k_h, k_h') = \binom{K-1}{k_h} P_h^{k_h} (1-P_h)^{K-1-k_h} \binom{6K}{k_h'} P_h^{k_h'} (1-P_h)^{6K-k_h'}$$

$$0 \leq k_h < K, 0 \leq k_h' \leq 6K \quad (34)$$

$$P_e(k_h, k_h') = P_r(Y_N > 0 | b_b^{(i)} = -1)$$

$$= \begin{cases} \sum_{n=(N+1)/2}^N \binom{N}{n} P_c(k_h, k_h')^n [1-P_c(k_h, k_h')]^{N-n}, & N: \text{홀수} \\ \sum_{n=N/2+1}^N \binom{N}{n} P_c(k_h, k_h')^n [1-P_c(k_h, k_h')]^{N-n} \\ + \frac{1}{2} \binom{N}{N/2} \{P_c(k_h, k_h') [1-P_c(k_h, k_h')]\}^{N/2}, & N: \text{짝수} \end{cases} \quad (35)$$

여기서  $P_c(k_h, k_h')$ 는 기준셀에서  $k_h$ 명으로부터, 인접한 6개의 셀에서  $k_h'$ 명으로부터 충돌이 발생할 때의 평균 칩오류확률로 식 (36)과 같다.

$$P_c(k_h, k_h') = P_r(Z'_d^{(i)} > 0 | b_b^{(i)} = -1) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_c'}) f(\gamma) d\gamma$$

$$= \frac{\Gamma(m+\frac{1}{2})}{2\sqrt{\pi} \Gamma(m)} \frac{m^{m-1}}{(\gamma_c')^m} {}_2F_1\left(m, m+\frac{1}{2}; m+1; -\frac{m}{\gamma_c'}\right) \quad (36)$$

여기서

$$\bar{\gamma}_c' = \left[ \left( \frac{\bar{E}_b}{NN_o} \right)^{-1} + \frac{\rho_k}{\rho_i} \frac{2k_h}{3} + 0.076 \frac{\rho_k}{\rho_i} \frac{2k_h'}{3} \right]^{-1} \quad (37)$$

다이버시티를 사용한 경우 인접셀로부터 오는 간섭성분을 고려했을 때  $i$ 번째 기준사용자의 1번째 경로 신호에 정합되었다고 가정을 하면 hard-limiting 상관 수신기의 출력은 식 (38)과 같이 된다.

$$Z_m^{(n)} = (\alpha_m^{(n)})^2 \sqrt{\frac{P}{8}} b_m^{(n)} T_c + \sqrt{\frac{P}{8}} T_c \left[ \sum_{l=2}^L a_m^{(il)} F_{il,n} + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L a_m^{(kl)} F_{kl,n} + \sum_{n \neq i} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L a_m^{(il)} F_{nl,n} \right] + \eta_f \quad (38)$$

여기서

$F_{il,n}$  : 기준셀  $i$ 번째 기준사용자의  $l$ 번째 경로의 신호가  $i$ 번째 기준사용자의 1번째 경로에 미치는 간섭으로 특성은 식(18)과 같다.

$F_{kl,n}$  : 기준셀  $k$ 번째 사용자의  $l$ 번째 경로의 신호가  $i$ 번째 기준사용자의 1번째 경로에 미치는 간섭으로 특성은 식(11)과 같다.

$F_{nl,n}$  :  $n$ 번째 셀  $k$ 번째 사용자의  $l$ 번째 경로의 신호가 기준셀  $i$ 번째 기준사용자의 1번째 경로에 미치는 간섭으로 특성은 식(11)과 같다.

$k_h$  명으로 부터 충돌이 발생하고, 인접한 6개의 셀에서  $k_h'$  명으로 부터 충돌이 발생할 때의 칩오류확률은 식(39)와 같다.

$$P_c(k_h, k_h') = P_r(Z^{(n)} > 0 | b_i^{(n)} = -1) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\bar{\gamma}_c'}) f_r dy$$

$$= \frac{\Gamma(Mm + \frac{1}{2})}{2Mm\sqrt{\pi} \Gamma(Mm)} \left( \frac{m}{\gamma_c} \right)^{Mm} {}_2F_1\left(Mm, Mm + \frac{1}{2}, Mm + 1, -\frac{m}{\gamma_c}\right) \quad (39)$$

여기서  $\bar{\gamma}_c'$ 은 식(37)과 같다.

### V. 분석 및 검토

그림 5와 그림 6은 동일셀 환경에서 페이딩 지수에 따른 평균오류확률을 나타낸 것이다. 그림 5는 선형상관 수신기를 사용한 경우로 페이딩이 적은 경우( $m=16$ )는 SNR값이 증가하면서 성능이 증가하지만 페이딩이 커지는 경우( $m=1$ )는 SNR이 증가하여도 성능향상이 없다. 그림 6은 hard-limiting상관 수신기를 사용한 경우로 페이딩이 적은 경우( $m=16$ )와 페이딩이 큰 경우

( $m=1$ )인 경우 SNR이 증가하면서 성능도 증가하며 페이딩이 커져도 성능저하가 크게 나타나지 않음을 알 수 있다. 따라서 선형상관 수신기는 페이딩이 적은 경우와 페이딩이 큰 경우 성능의 저하가 크게 나타나지만 hard-limiting상관수신기는 페이딩의 영향에 덜 민감함을 알 수 있다.

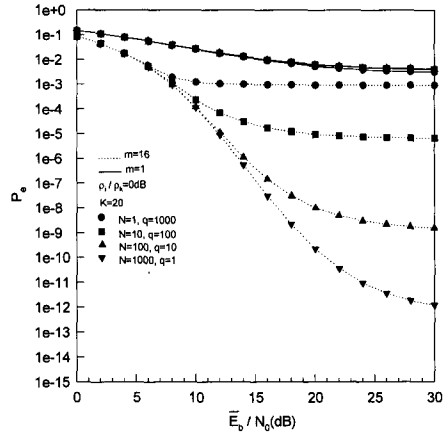


그림 5. 선형상관수신기의 평균오류확률(동일셀)  
Fig. 5. Error probability of linear correlation receiver(one cell).

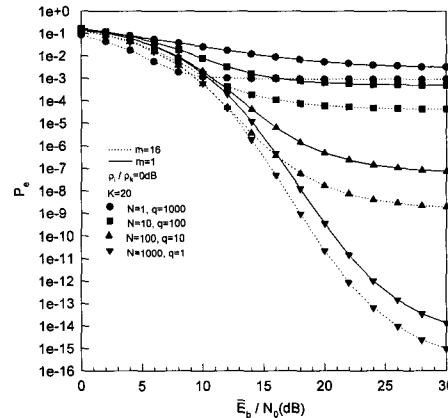


그림 6. Hard-limiting 상관수신기의 평균오류확률(동일셀)  
Fig. 6. Error probability of hard-limiting correlation receiver(one cell).

그림 7은 페이딩이 큰 경우( $m=1$ : 레일레이 페이딩) 선형상관수신기와 hard-limiting상관수신기의 평균오류확률을 나타낸 것이다. 선형상관수신기는 순수 FH( $N=1$ )나 하이브리드, 순수 DS( $N=1000$ )에 상관없이 SNR이 증가하여도 성능향상이 없으며 hard-limiting상관수신기는 순수FH와 하이브리드 순



수 DS순으로 SNR이 증가하면서 성능이 향상됨을 알 수 있다. 선형상관수신기인 경우 SNR이 증가하여도 음성통신에 필요한 평균오류확률  $P_e = 10^{-3}$ 을 유지할 수 없지만 hard-limiting상관수신기를 사용하는 경우 하이브리드(N=100)와 순수 DS는 SNR이 증가하면서 성능이 향상된다. Hard-limiting상관수신기를 사용하는 경우 음성통신에 필요한 평균오류확률  $P_e = 10^{-3}$ 을 하이브리드(N=100)와 순수 DS는 SNR이 11dB일 때 유지되며 데이터 통신에 필요한 평균오류확률  $P_e = 10^{-5}$ 은 하이브리드(N=100)와 순수 DS는 SNR이 각각 15.3dB와 14dB일 때 유지된다. 따라서 음성 통신에서는 필요한 성능을 유지하는 데에는 하이브리드 시스템과 순수 DS시스템간에 성능 차이가 없으며, 데이터 통신을 하는 경우에도 비슷한 SNR을 가지고 도 필요한 성능을 유지할 수 있음을 알 수 있다.

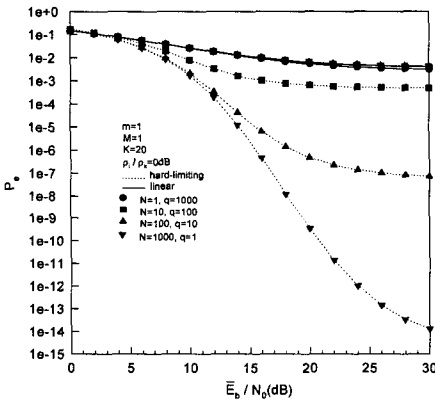


그림 7. Rayleigh 환경에서 선형상관수신기와 hard-limiting상관수신기의 평균오류확률  
 Fig. 7. Error probability of linear and hard-limiting correlation receiver over Rayleigh fading channel.

그림 8은 전력되지 않은 환경 하에서 간섭전력비에 따른 선형상관수신기와 hard-limiting상관수신기의 평균오류확률을 나타낸 것으로 선형상관수신기는 페이딩이 적은 경우는 hard-limiting상관수신기보다 성능이 우수하지만 페이딩이 커지고 간섭이 증가하면서 성능이 급격한 감소함을 나타낸다. 페이딩 환경과 전력제어 되지 않은 환경 하에서 hard-limiting상관수신기가 안정된 시스템의 성능을 유지할 수 있다.

그림 9는 셀룰러 환경에서 SNR에 따른 동시사용자 수를 나타낸 것으로 SNR값이 증가하여도 사용지수가

증가하지 않으며 다이버시티를 사용하면 SNR이 증가하면서 사용자 수가 증가하며 순수 FH, 하이브리드(N=10, 100), 순수 DS순으로 성능이 우수하며 하이브리드(N=100)와 DS시스템의 동시사용지수는 거의 동일하게 나타난다.

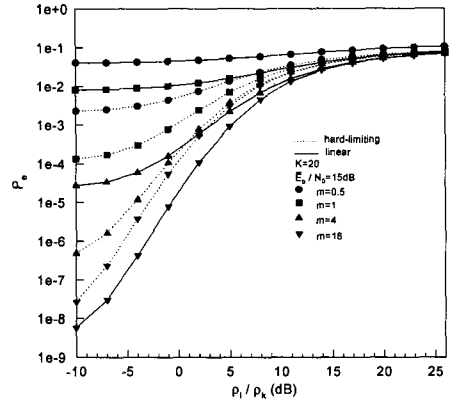


그림 8. 간섭전력비에 따른 선형상관수신기와 hard-limiting 상관수신기의 평균오류확률(셀룰러)  
 Fig. 8. Average bit error probability of linear and hard-limiting correlation receiver with several interference power ratio (cellular).

그림 10은 페이딩 지수에 따른 평균오류확률을 나타낸 것으로 페이딩이 큰 경우나 작은 경우 간섭전력비가 적은 경우는 순수 DS(N=1000)가 성능이 가장 우수하며 하이브리드(N=100,10), 순수 FH(N=1)순으로 성능이 우수함을 알 수 있다. m=1일 때 간섭전력비가 11dB에서부터 순수 FH가 성능이 가장 우수하며 하이브리드, 순수 DS순으로 성능이 우수함을 알 수 있다. 따라서 하이브리드 시스템이 간섭전력이 적은 경우 순수 DS와 비슷한 성능을 나타내며 간섭전력이 큰 경우 순수 DS시스템보다 우수한 성능을 유지하므로 전력제어 되지 않은 환경 하에서 주변의 간섭의 크기의 변화에 따라 하이브리드 시스템이 적합함을 보여 준다.

그림 11은 m=0.5일 때 다이버시티를 사용한 hard-limiting상관수신기의 평균오류확률을 나타낸 것이다. 다이버시티를 사용하지 않은 경우 순수 FH와 하이브리드(N=10)는 SNR이 증가하여도 성능향상이 없으며 순수 DS와 하이브리드(N=100) 음성통화에 필요한 오류확률  $10^{-3}$ 과 데이터 통신에 필요한  $10^{-5}$ 을 유지하는데 큰 SNR값이 필요하다. 다이버시티를 사용

한 경우 순수 FH는 음성통신에 필요한 오류확률을 유지할 수 있으며 하이브리드(N=10,100)와 순수 DS시스템은 적은 SNR값을 가지고 음성통신과 데이터 통신에 필요한 오류확률을 유지할 수 있다. 페이딩이 강한 경우 하이브리드 시스템은 다이버시티를 사용함으로써 적은 SNR값을 가지고 통화에 필요한 성능을 유지할 수 있음을 보여준다.

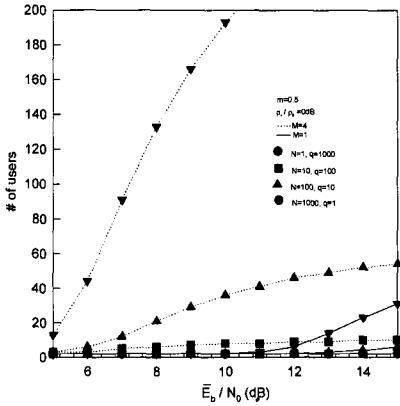


그림 9. SNR에 따른 하이브리드 hard-limiting 상관수신기의 동시 사용자수 ( $P_e = 10^{-3}$ )  
 Fig. 9. SNR vs the number of users of hybrid hard-limiting correlation receiver ( $P_e = 10^{-3}$ ).

브리드 hard-limiting 상관 수신기의 평균오류확률과 선형상관수신기의 오류확률을 나타낸 것이다. 페이딩이 적은 경우는 hard-limiting 상관수신기가 선형상관 수신기보다 성능이 떨어지지만 다이버시티를 사용함으로써 선형상관수신기보다 우수한 성능을 얻을 수 있음을 보여준다. 따라서 페이딩이 크고 적음에 상관없이 다이버시티를 사용함으로써 선형상관수신기보다 우수한 성능을 얻을 수 있음을 보여준다.

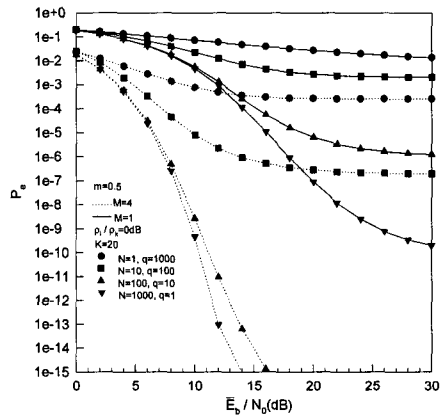


그림 11. 다이버시티를 사용한 하이브리드 hard-limiting 상관수신기의 평균오류확률(셀룰러)  
 Fig. 11. Average bit error Probability of hybrid hard-limiting correlation receiver with diversity (cellular).

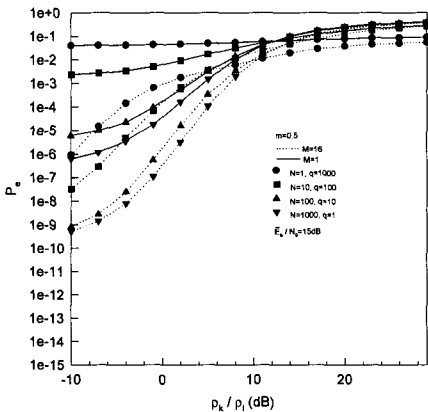


그림 10. 간섭전력비에 따른 하이브리드 hard-limiting 상관수신기의 평균오류확률(셀룰러, K=20)  
 Fig. 10. Interference power ratio vs average bit error probability of hybrid hard-limiting correlation receiver (cellular, K=20).

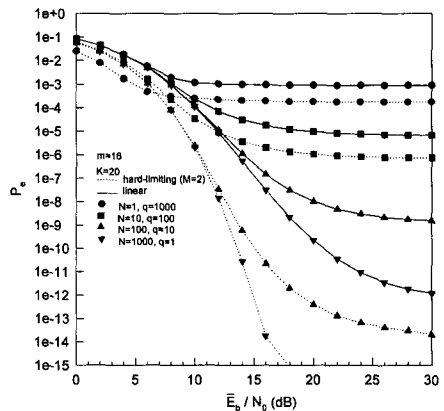


그림 12. SNR에 따른 하이브리드 선형상관수신기와 다이버시티를 갖는 하이브리드 hard-limiting 상관 수신기의 평균오류확률(셀룰러)  
 Fig. 12. SNR vs the average bit error probability of hybrid linear correlation receiver and hybrid hard-limiting correlation receiver with diversity.

그림 12는 m=16일 때 다이버시티를 사용한 하이

VI. 결 론

본 논문에서는 셀룰러 환경에서 여러 가지 다른 페이딩 환경을 모델링할 수 있는 Nakagami 페이딩 채널 하에서 하이브리드 DS/FH 시스템의 성능을 구하였고, 다이버시티 기법을 사용하여 하이브리드 DS/FH 시스템의 성능을 분석하였다. 페이딩이 강할 때부터 약할 때까지, 전력제어가 된 환경과 전력제어가 되지 않은 환경에서 선형 상관수신기를 사용할 때와 hard-limiting 상관수신기를 사용할 때의 셀룰러 하이브리드 DS/FH 시스템의 성능을 비교하고 분석하였다.

여러 가지 페이딩 환경에서 선형 상관수신기와 hard-limiting 상관수신기를 비교해 본 결과 페이딩이 적은 경우와 큰 경우의 변화에 따라 선형상관 수신기의 성능저하가 크게 나타나지만 hard-limiting 상관수신기의 성능저하는 크게 나타나지 않는다. 따라서 hard-limiting 상관수신기가 페이딩의 변화에 덜 민감하며 페이딩의 크기에 관계없이 좋은 성능을 유지한다. 전력제어가 된 환경에서는 한 개의 비트당 칩수인  $N$ 이 클수록 시스템의 성능이 좋고 전력제어가 되지 않은 환경에서는 간섭전력비가 작은 경우는  $N$ 이 클수록, 간섭전력비가 큰 경우는  $N$ 이 작을수록 시스템의 성능이 좋게 나타난다. 하이브리드 시스템은 전력제어되지 않은 환경 하에서는 간섭전력비의 간섭이 적은 경우는 성능이 가장 좋은 DS 시스템에 근접한 성능을 나타내고 간섭이 커지면 DS보다 우수한 성능을 얻을 수 있으므로 FH와 DS보다 하이브리드 시스템이 간섭의 크기가 변하는 상황에 가장 적합함을 알 수 있다. 셀룰러 환경 하에서 페이딩이 강한 경우 최대비 합성 다이버시티를 사용하여 hard-limiting 상관수신기 성능을 향상시킬 수 있다. 따라서 시스템의 페이딩 환경과 간섭전력의 크기가 변하는 셀룰러 환경하에서 다이버시티를 갖는 하이브리드 hard-limiting 상관수신기를 사용함으로써 좋은 시스템 성능을 얻을 수 있다.

※ 본 논문은 한국과학재단의 1995년 핵심전문 연구 과제 지원에 의하여 이루어졌음(과제번호 : 951-0913-099-1)

참 고 문 헌

[1] B. Aazhang and H. V. Poor, "Performance

of DS/SSMA communications in impulsive channels-Part I: Linear correlation receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35. NO. 11, pp. 1179-1187, Nov. 1987.

[2] B. Aazhang and H. V. Poor, "Performance of DS/SSMA communications in impulsive channels-Part II: Hard-limiting correlation receivers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, no. 1, pp. 88-97, Jan. 1988.

[3] T. Aulin, "Characteristics of a digital mobile radio channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-30, pp. 45-53, May 1981.

[4] W. Braun and U. Dersch, "A physical mobile radio channel," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 40, pp. 472-482, May 1991.

[5] U. Charash, "Reception through Nakagami fading multipath channels with random delays," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-27, pp. 657-670, Apr. 1979.

[6] R. C. Dixon, *Spread Spectrum System*, John Wiley & Sons, 1984.

[7] E. A. Geraniotis, "Coherent hybrid DS-SFH spread-spectrum multiple-access communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-3, no. 5, pp. 695-705, Sept. 1985.

[8] I. Gradshteyn and I. Ryzhik, *Tables of Integrals, Series and Products*. New York: Academic, 1980.

[9] H. Hashemi, "The indoor radio propagation channel," *Proc. IEEE*, vol.81, pp. 943-968, July 1993.

[10] 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, 1960.

[11] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling and L. B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communication-a tutorial," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, no. 5, pp. 855-884, May 1982.

[12] R. Prasad, A. Kegel, and A. de Vos, "Performance of microcellular mobile radio in a cochannel interference, natural, and man-made noise environment," *IEEE*

- Trans. Veh. Technol.*, vol. 42, pp. 33-39, Feb. 1993.
- [13] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd Ed. McGrawHill, 1989.
- [14] H. Suzuki, "A statistical model for urban multipath propagation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 673-680, July 1977.
- [15] R. A. Scholtz, "The spread spectrum concept," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, no. 8, pp. 746-755, August 1977.
- [16] J. Wang and M. Moeneclary, "Hybrid DS/SFH spread-spectrum multiple access with predetection diversity and coding for indoor radio," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 10, no. 4, pp. 705-713, May 1992.
- [17] S. K. Park, H. W. Cho, S. H. Choi, "Performance of Digital Cellular Hybrid SSMA Systems," *Proceeding of APCC*, No. 2, pp. 3D.4.1-3D.4.4, 1995.
- [18] 최수환, 조현욱, 박상규, "Nakagami 페이딩 채널하에서 하이브리드 DS/FH 확산대역 시스템의 성능," 한국통신학회 추계학술대회 논문집. vol.14. No.2, pp. 3-6, 1995

저 자 소 개



趙 鉉 旭(正會員)

1987년 2월 제주대학교 공과대학 통신공학과(공학사). 1990년 2월 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학석사). 1996년 2월 한양대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정 수료. 주관심분야는 디지털통신,

확산대역통신, 부호이론, PCS, IMT-2000



朴 尙 奎(正會員)

1974년 2월 서울대학교 전기공학(공학사). 1980년 5월 Duke University 통신공학(공학석사). 1987년 5월 University of Michigan 통신공학(공학박사). 1976년 7월 ~ 1978년 10월 국방

과학연구소 1990년 8월 ~ 1991년 8월 University of Southern California 객원교수. 1987년 3월 ~ 현재 한양대학교 공과대학 전자전기공학부 교수. 주관심 분야는 디지털 통신, 확산대역통신, 부호이론, PCS, IMT-2000