

# 레이레이 페이딩 채널에서 하이브리드 확산대역 시스템의 성능

正會員 조 현 옥\*, 박 상 규\*

## Performance of Hybrid Spread Spectrum Systems in Rayleigh Fading Channel

Hyun Wook Cho\*, Sang Kyu Park\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 비동기 하이브리드 직접계열/주파수도약 확산대역 시스템의 성능을 가산적 백색 가우시안 잡음 채널과 주파수 비선택적 레이레이 페이딩 채널 하에서 오류확률을 분석하였다. BPSK 변조와 위상동기복조를 사용하였으며 수신기모델로서 선형 상관수신기와 hard limiting 상관수신기를 사용하여 성능을 비교하였다. 확산부호계열과 주파수 도약패턴으로는 각각 랜덤 계열과 랜덤 도약패턴을 사용하였다. 확산대역폭이 동일한 경우에 확산부호주기와 도약주파수의 수를 변화시켜 성능을 비교분석하였으며 원근효과를 고려한 성능을 나타내었다. 결과적으로 비선택적 레이레이 페이딩 채널 하에서 hard limiting 상관수신기가 선형상관수신기보다 성능이 우수하다.

### ABSTRACT

In this paper, we calculate average bit error probabilities of asynchronous hybrid DS/FH-SSMA systems in AWGN channel and nonselective Rayleigh fading channel. We analyze and compare the performance of systems in AWGN channel and Rayleigh fading channel by using linear correlation receiver and hard limiting correlation receiver(nonlinear correlation receiver). Binary PSK scheme is considered and random spreading code sequences and random hopping patterns are used. Bit error probabilities of the systems with/without near-far problem under the same bandwidth expansion are calculated. The result shows that the performance of hard limiting correlation receiver is better than that of linear correlation receiver over nonselective Rayleigh fading channel

### I. 서 론

확산대역 통신시스템은 의도적인 방해신호, 다른 사용자의 간섭 및 다중경로 페이딩에 강한 특성이 있으며 여러 명이 동시에 사용하는 다원접속이 가능하다. 최근 들어 디지털 통신기술의 눈부신 발달과 함께 각광받고 있는 부호분할다원접속(CDMA, code divi-

\*한양대학교 전자통신공학과  
論文番號:95242-0714  
接受日字:1995年 7月 14日

sion multiple access) 방식은 애널로그 FM(AMPS, advanced mobile phone service), 주파수분할다원접속(FDMA, frequency division multiple access), 시분할다원접속(TDMA, time division multiple access) 방식 등에 비해 사용자수를 비약적으로 증가시킬 수 있다는 장점을 가진 확산대역 기법을 이용한 통신시스템이다. 이러한 추세에 따라 실내 무선채널(indoor wireless channels), 근거리통신망(local area network) 또는 개인통신망(personal communication network)에서 상용화할 수 있는 것으로 하이브리드 DS/FH-SSMA(hybrid direct-sequence/frequency-hopped spread-spectrum multiple-access) 통신시스템이 있다.

DS시스템과 FH시스템을 결합한 하이브리드 DS/FH-SSMA 시스템은 다중경로 페이딩에 강한 DS시스템과 원근문제에 대한 FH시스템의 회피특성을 결합한 것이다<sup>(1)</sup>. 또한 하이브리드 DS/FH 시스템은 확산대역능력(spectrum spreading capability)을 더욱 확대시킬 수 있으며<sup>(2)</sup>, 확산된 대역폭에서 DS의 확산주기를 적게하고 FH의 도약주파수의 갯수를 크게 하므로서 확산된 대역폭이 같은 DS보다 전체적인 초기동기 시간을 줄일 수 있다<sup>(1),(3)</sup>.

가우시안 배경잡음이 존재하는 하이브리드 DS/FH-SSMA 시스템에서 다원접속용량(multiple access capacity)은 순수한 FH-SSMA 시스템에 비해 우수하지만 순수한 DS-SSMA 시스템에 비해서는 떨어진다<sup>(3),(4)</sup>.

그러나 다원접속간섭전력이 큰 경우 하이브리드 DS/FH 시스템은 순수한 DS시스템보다 간섭의 영향을 적게 받아서 하이브리드 DS/FH-SSMA 시스템이 더 좋은 해결책이 된다<sup>(5)</sup>. Hard limiting 상관수신기를 사용한 시스템은 배경 잡음이 충격잡음 등 가우시안 잡음이 아닌 경우에 기존의 선형 상관수신기를 사용하는 시스템에 비해 성능이 좋다<sup>(6)</sup>. 무선 이동통신에서는 페이딩 현상이 일어나므로 본 논문에서는 수신기 모델로서 복조시에 선형 상관수신기와 hard limiting 상관수신기(비선형 상관수신기)를 사용하여 비선택적 레일레이 페이딩 채널 하에서 성능을 비교분석하였다. 정보계열, 확산부호계열, 주파수 도약패턴으로 각각 랜덤계열과 랜덤 패턴을 도입하여 비선택적 레일레이 페이딩 채널하에서 하이브리드 DS/FH-SSMA 시스템의 평균 비트 오류확률을 가우시안 근사법을 사용하여 구한다. 또한 동일한 대역폭 확산 하에서 순수한 DS인 경우, 순수한 FH인 경우, 하이브리드 DS/FH인 경우를 비교 분석하였다. 분석결과로부터 비선택적 레일레이 페이딩 채널하에서 반복부호를 사용한 것과 같은 성능을 내는 hard limiting 상관수신기가 선형상관수신기보다 성능이 우수함을 보여준다.

## II. 시스템 모델

K명의 사용자가 동시에 정보신호를 전송하는 시스템

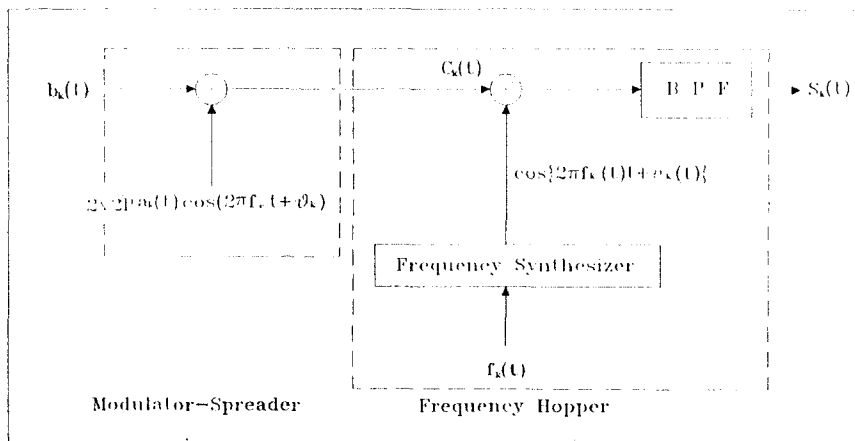


그림 1. 하이브리드 DS/FH-SS 송신기 모델

에서 k번째 사용자의 송신기모델은 그림 1과 같다<sup>3)</sup>.

k번째 사용자의 정보신호  $b_k(t)$ 는 BPSK 변조된 후 확산부호신호  $a_k(t)$ 에 의해 대역확산 된다. 이렇게 대역확산된 신호는 다시 주파수 도약패턴  $f_k(t)$  따라 반송 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 k번째 사용자 정보계열의 m번째 비트의 진폭으로  $l \neq m$ 일때  $b_l^{(k)}$ 와  $b_m^{(k)}$ 는 상호독립이며 +1과 -1을 가질 확률이 각각 1/2 이다.  $\{a_n^{(k)}\}$ 는 k번째 사용자 확산부호계열의 n번째 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 T인 직각 펄스이다.  $f_j^{(k)}$ 는  $[jT_h, (j+1)T_h)$  구간에서 k번째 사용자 송신신호의 도약주파수로서 일련의 주파수들의 집합  $\{f_1, f_2, \dots, f_q\}$ 로부터 선택되어지며 임의의 인접한 두 반송주파수사이의 최소 주파수차이는  $\Delta$ 이다. 최소 주파수차이  $\Delta$ 는 임의의 인접한 반송주파수로 도약할 때에 주파수 공간에서 간섭이 생기지 않도록  $\Delta \gg 2T_c^{-1}$ 로 가정한다.  $T_b, T_c, T_h$ 는 각각 비트간격, 칩간격, 도약주파수 지속시간으로  $T_b = NT_c, T_h = N_b T_b$ 이다. 여기서 N은 한 비트당 칩수,  $N_b$ 는 주파수 지속시간동안 할당된 정보계열의 비트 수로써  $N_b > 1$  일때 느린 FH가 된다. 확산된 대역폭은 하이브리드 DS/FH-SS 시스템에서 DS의 주기인 N과 FH의 도약주파수 갯수 q의 곱  $N \cdot q$ 로 나타내어진다.

k번째 사용자의 송신신호  $s_k(t)$ 는 다음과 같다<sup>3)</sup>.

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

여기서 P는 송신신호의 전력,  $f_c$ 는 중심주파수,  $f_k(t)$ 는 k번째 사용자의 도약주파수,  $\theta_k$ 는 k번째 확산변조기의 위상이다.  $u_k(t)$ 는 k번째 주파수 도약기의 위상으로  $[jT_h, (j+1)T_h)$  구간에서  $u_j^{(k)}$ 를 갖는다. 페이딩 환경하에서 i번째 사용자를 기준사용자로 가정하였을

때 비동기 시스템의 수신 신호는 식 (5)와 같이 된다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K y_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (5)$$

여기서  $y_k(t) = \alpha_k \sqrt{2P} b_k(t) a_k(t) \cos\{2\pi[f_c + f_k(t)]t + \theta_k + \alpha_k(t) + \phi_k(t)\}$ ,  $n(t)$ 는 양측 전력스펙트럼밀도가  $N_0/2$ 인 가산적 백색 가우시안 잡음이고,  $\tau_k$ 는 시간지연을 나타내는 랜덤변수로  $[0, T_h)$ 에 균일하게 분포한다.  $\alpha_k(t)$ 와  $\phi_k(t)$ 는 한 도약주파수 지속시간인  $T_h$ 동안의 신호로 각각 레일레이 랜덤변수로  $\alpha_k(t)$ 와  $\phi_k(t)$ 로 놓는다. 레일레이 랜덤변수  $\alpha_k$ 의 확률밀도함수는 식 (6)이다.

$$f(\alpha_k) = \frac{\alpha_k}{\rho_k} e^{-\frac{\alpha_k^2}{2\rho_k}}, \quad k=1, 2, 3, \dots, K \quad (6)$$

여기서  $E[\alpha_k^2] = 2\rho_k$ .

그림 2는 선형상관기를 사용하는 수신기를 나타내며 주파수 역도약기(frequency dehopper)의 출력인  $r_d(t)$ 는 식 (7)과 같다<sup>3)</sup>.

$$r_d(t) = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=1}^K \alpha_k \cdot \delta[f_i(t), f_k(t - \tau_k)] b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) \cdot \cos[2\pi f_c t + \Phi_k(t)] + \hat{n}(t) \quad (7)$$

여기서

$$\delta[u, v] = \begin{cases} 1, & u = v \\ 0, & u \neq v \end{cases}$$

$$\Phi_k(t) = \psi_k(t) + \phi_k(t - \tau_k)$$

$\psi_k(t) = \theta_k - 2\pi[f_c + f_k(t - \tau_k)]\tau_k + \alpha_k(t - \tau_k) - \beta_i(t)$ 로서 k번째 신호의 j번째 도약구간에서  $[0, 2\pi]$ 에 균일하게 분포하는 값  $\psi_j^{(k)}$ 를 갖는다.

$\beta_i(t)$ 는 i번째 수신기의 frequency dehopper에 의한 위상이고,  $\hat{n}(t)$ 는  $n(t)$ 의 대역제한형으로 복조기출력에서 전력밀도  $N_0/8$ 인 가우시안 잡음이다. 수신기는 i번째 신호에 정합되므로  $\tau_i = \psi_j^{(i)} = 0$ 으로 가정하고  $\tau_k$ 와  $\psi_j^{(k)}$ 를 i번째 신호에 대한 상대적인 값으로 나타낼 수 있다. 그림 2에서  $[mT_b, (m+1)T_b)$  구간동안 i번째 수신기의 m번째 비트 결정변수  $Z_m^{(i)}$ 는 식 (8)과 같다.

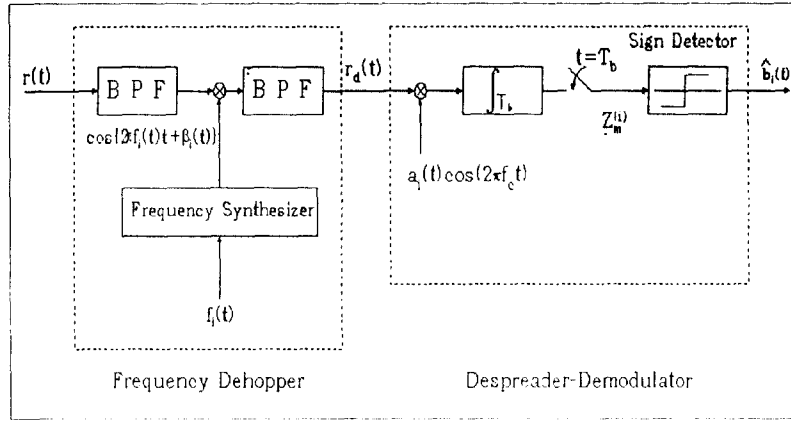


그림 2. 선형상관기를 사용한 하이브리드 DS/FH-SS 수신기 모델

$$Z_m^{(i)} = \int_{mT_b}^{(m+1)T_b} r_d(t) \cdot a_i(t) \cos(2\pi f_c t) dt$$

$$= \alpha_m^{(i)} \sqrt{\frac{P}{8}} b_m^{(i)} T_b + \sqrt{\frac{P}{8}} T_b \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^K F_{k,i} + \eta \quad (8)$$

여기서  $F_{k,i}$ 는 k번째 사용자로부터 기준사용자인 i번째 사용자에게 오는 간섭성분으로 평균치는 0,

$$\text{Var}[F_{k,i}] = \begin{cases} 0 & , \text{ 충돌이 일어나지 않은 경우} \\ \frac{2\rho_k}{3N} & , \text{ 충돌이 일어난 경우} \end{cases} \quad \text{이며}$$

유도과정은 부록(A)에 나타나 있다.

$$\eta = \int_{mT_b}^{(m+1)T_b} \hat{n}(t) \cdot a_i(t) \cos(2\pi f_c t) dt \quad \text{이다.}$$

식 (8)의 첫번째 항은 원하는 정보신호성분이고 두번째 항은  $K-1$ 명의 다른사용자로부터오는 간섭신호 성분이며 세번째 항은 평균이 0, 분산값이  $N_0 T_b / 16$ 인 가우시안 랜덤변수이다.

만약  $k_k$ 개의 충돌이 일어난다면, 전체 다원접속속성은 식 (9)와 같이 된다.

$$F_{MA} = \sum_{k=1}^{k_k} F_{k,i} \quad (9)$$

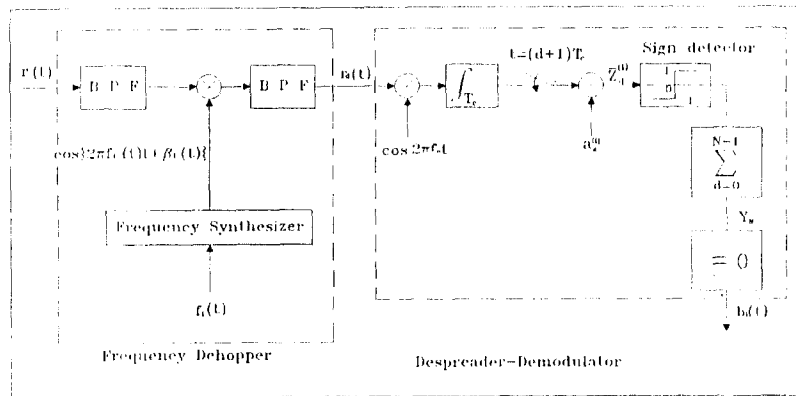


그림 3. Hard limiting 상관기를 사용한 하이브리드 DS-FH/SS 수신기 모델

$N_b \gg 1$ 인 경우에는, 모든 충돌을 전충돌로 가정할 수 있으며  $F_{MA}$ 는 중심극한정리에 의하여 평균이 0, 분산이 식 (10)과 같이 주어지는 가우시안 랜덤변수가 된다. 식(10)의 유도 과정은 <부록 A>에 설명되어 있다.

$$\text{VAR} \left[ \sum_{k=1}^{k_h} F \right] = 2\rho_k \cdot \frac{k_h}{3N} \quad (10)$$

Hard limiting 상관수신기를 사용한 하이브리드 시스템의 수신기는 그림 3과 같고, 수신신호  $r(t)$ 와 주파수 역도약기의 출력  $r_d(t)$ 는 선형상관수신기의 출력인 식 (7)과 같다.

수신기가  $i$ 번째 신호에 정합되면 부호검출기의 입력단에서 칩 결정변수  $\bar{Z}_d^{(i)}$ 는 식 (11)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \bar{Z}_d^{(i)} &= \int_{mT_c + dT_c}^{mT_c + (d+1)T_c} r_d(t) \cdot a_i(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\ &= \alpha_m^{(i)} \sqrt{\frac{P}{8}} b_m^{(i)} T_c + \sqrt{\frac{P}{8}} T_c \sum_{k \neq i}^K \bar{F}_{k,i} + \hat{\eta}_d \quad (11) \end{aligned}$$

여기서  $\hat{\eta}_d$ 는  $i$ 번째 사용자의  $d$ 번째 칩에서 평균이 0이고 분산값이  $N_o T_c / 16$ 인 가우시안 랜덤변수이고,  $\bar{F}_{k,i}$ 는  $k, i$  사용자간의 다원접속간섭이다. 식 (12)는 전체 다원접속간섭이고,  $\bar{F}_{MA}$ 는 평균이 0, 분산이 식 (13)인 가우시안 랜덤변수이다. 식 (13)의 유도 과정은 <부록 B>에 설명되어 있다.

$$\bar{F}_{MA} = \sum_{k=1}^{k_h} \bar{F}_{k,i} \quad (12)$$

$$\text{VAR} \left[ \sum_{k=1}^{k_h} \bar{F}_{MA} \right] = 2\rho_k \cdot \frac{k_h}{3} \quad (13)$$

누적기출력인 비트결정변수  $Y_N$ 은 식(14)와 같다.

$$Y_N = \sum_{d=0}^{N-1} \text{sgn}(\bar{Z}_d^{(i)}) \quad (14)$$

여기서

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

### III. 시스템의 성능

3장에서는 선형 상관수신기와 hard limiting 상관수신기를 사용한 시스템의 비트오류확률을 계산한다. 본 논문에서는 랜덤도약패턴을 사용하고  $N_b \gg 1$ 인 경우를 고려하므로 충돌이 발생할 확률  $P_h$ 는 근사적으로 식 (15)와 같이 된다.

$$P_h \approx q^{-1} \quad (15)$$

여기서  $q$ 는 도약 주파수의 수이다.  $K$ 명이 동시에 전송할 때  $k_h$ 개의 충돌이 발생할 확률  $P_h(k_h)$ 는 식 (16)과 같이 된다<sup>(5)</sup>.

$$P_h(k_h) = \binom{K-1}{k_h} P_h^{k_h} (1-P_h)^{K-1-k_h}, \quad 0 \leq k_h < K \quad (16)$$

평균 비트오류확률은 선형상관수신기와 hard limiting 상관수신기 모두에서 식 (17)과 같이 쓸 수 있다<sup>(5)</sup>.

$$P_e = \sum_{k_h=0}^{K-1} P_e(k_h) P_h(k_h) \quad (17)$$

여기서  $P_e(k_h)$ 는  $k_h$ 개의 충돌이 발생했을때 조건부 비트오류확률이다. 선형상관수신기 사용시 조건부 비트오류확률,  $P_e(k_h)$ 는 식 (18)과 같다.

$$\begin{aligned} P_e(k_h) &= \int_0^\infty Q(A \cdot \lambda) f_\lambda(\lambda) d\lambda \\ &= \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1+\bar{\gamma}_b}} \right] \quad (18) \end{aligned}$$

식 (18)에서  $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{u^2}{2}} du$ , 비트 에너지가

$$E_b \text{ 즉, } E_b = PT_b \text{ 일 때 } A = \left[ \left( \frac{2E_b}{N_o} \right)^{-1} + \frac{2\rho_k k_h}{3N} \right]^{-1/2}, f_\lambda(\lambda)$$

는 식(6)에서 나타낸 레일레이 확률밀도함수 이고, 비트 신호대 잡음비,  $\bar{\gamma}_b$ 는 식 (19)와 같다.

$$\bar{\gamma}_b = \left[ \left( \frac{\bar{E}_b}{N_o} \right)^{-1} + \frac{\rho_k}{\rho_i} \frac{2k_h}{3N} \right]^{-1} \quad (19)$$

식 (19)에서  $\bar{E}_b = 2\rho_i PT_b$ 이다.

Hard limiting 상관수신기를 사용한 시스템의 조건부 비트오류확률,  $P_e(k_h)$ 는  $N$ 이 홀수인 경우와 짝수인 경우로 나누어진다.  $N$ 이 홀수인 경우  $(N+1)/2$ 개 이상의 칩오류가 생길때 비트오류가 발생하며  $N$ 이 짝수인 경우는  $(N/2+1)$ 개 이상의 칩오류와  $N/2$ 개의 칩오류가 생겼을 때 비트오류가 발생한다.

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

$$= \begin{cases} \sum_{n=(N+1)/2}^N \binom{N}{n} P_c^n(k_h) [1 - P_c(k_h)]^{N-n} & , N: \text{홀수} \\ \sum_{n=N/2+1}^N \binom{N}{n} P_c^n(k_h) [1 - P_c(k_h)]^{N-n} \\ + \frac{1}{2} \binom{N}{N/2} \{P_c(k_h) [1 - P_c(k_h)]\}^{N/2} & , N: \text{짝수} \end{cases} \quad (20)$$

$$\text{여기서 } P_c(k_h) = \int_0^{\infty} Q(A' \cdot \lambda) f_{\alpha}(\lambda) d\lambda$$

$$= \frac{1}{2} \left[ 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_c}{1 + \bar{\gamma}_c}} \right] \quad (21)$$

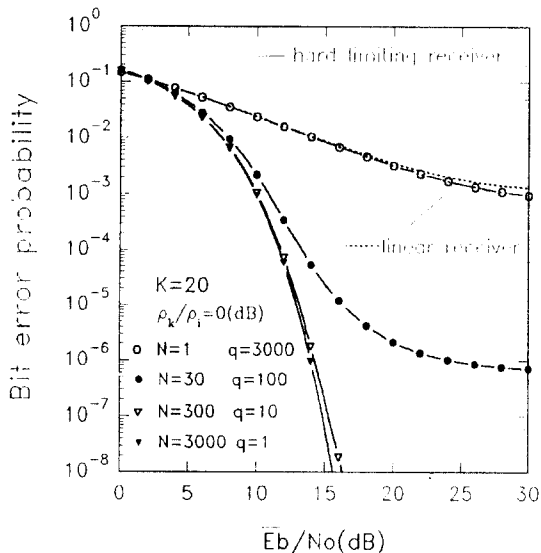


그림 4. 전력제어가 된 상태에서 신호대 잡음비에 대한 평균 비트오류확률

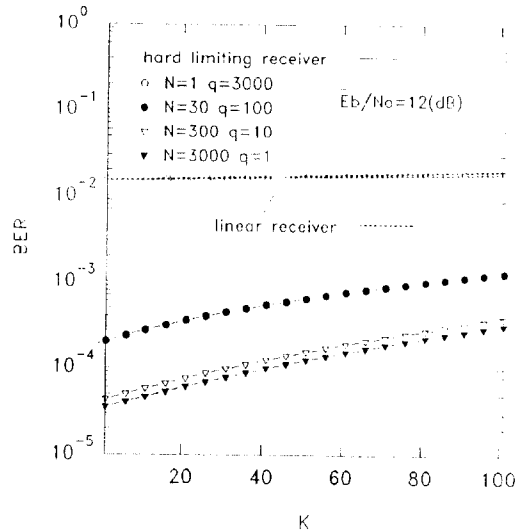


그림 5.  $\bar{E}_b/N_0 = 12\text{dB}$  일때 사용자 수에 따른 평균 비트오류확률

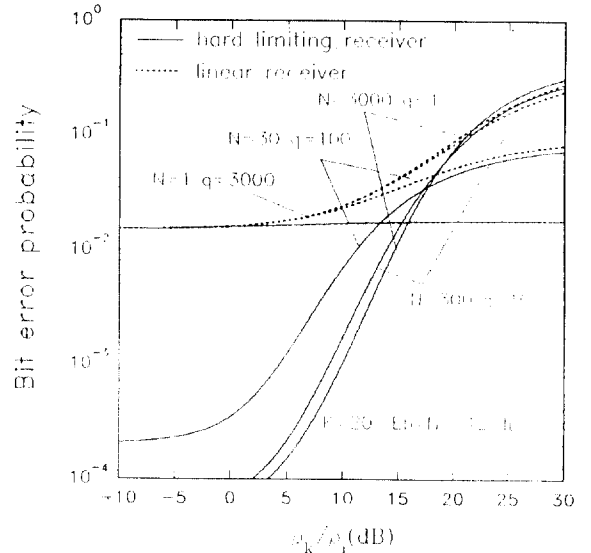


그림 6.  $\bar{E}_b/N_0 = 12\text{dB}$  일때 간섭전력비에 대한 평균 비트오류확률

식 (21)에서  $A' = \left[ \left( \frac{2\bar{E}_b}{NN_0} \right)^{-1} + \frac{2\rho_k k_h}{3N} \right]^{-1/2}$  이고, 칩 신호대 잡음비,  $\bar{\gamma}_c$ 는 식 (22)와 같다.

$$\bar{\gamma}_c = \left[ \left( \frac{\bar{E}_b}{NN_0} \right)^{-1} + \frac{\rho_k}{\rho_i} \frac{2k_h}{3} \right]^{-1} \quad (22)$$

#### IV. 검토 및 결론

하이브리드 DS/FH 확산대역 시스템은 다중경로에 강한 직접계열 확산대역 시스템의 장점과 원근문제에 대한 주파수도약 확산대역 시스템의 회피특성을 결합한 시스템이다. 본 논문에서는 시스템 사용자를 20명으로 가정하고, 확산대역폭( $N \cdot q = 3000$ )은 순수한 DS, 순수한 FH, 하이브리드 DS/FH의 세 가지 경우에 같다고 가정하여 비선택적 페이딩 환경에서 선형 상관수신기와 hard limiting 상관수신기의 성능을 비교분석하였다.

그림 4는 전력제어가 된 상태에서 신호대 잡음비에 대한 평균 비트오류확률을 나타낸 것이다.  $N = 30$ 인 Hard limiting 상관수신기를 사용한 경우 신호대 잡음비가 11dB에서  $10^{-3}$ 의 오류확률을 얻을 수 있었고 같은 오류확률을 얻는데 선형 상관수신기는 신호대잡음비가 30dB가 되어 Hard limiting 상관수신기가 19dB의 전력의 이득을 얻을 수 있음을 보여준다. 또한 선형 상관수신기를 사용한 경우에는  $N$ 이 증가함에 따라 성능의 변화가 거의 나타나지 않고, 신호대 잡음비가 증가함에도 불구하고 성능이 크게 개선되지 않는데 반해 Hard limiting 상관수신기는 순수한 FH( $N=1$ )에서는 성능이 선형상관수신기를 사용할때와 거의 같게 나타났지만  $N$ 이 증가함에 따라 성능이 매우 좋아졌으며 신호대 잡음비가 커짐에 따라 현저한 성능의 향상을 보여 준다.

그림 5는 전력제어된 환경에서  $\bar{E}_b/N_0 = 12\text{dB}$ 일때 사용자 수에 따른 평균비트오율을 나타낸 것이다. 사용자가 60명인 경우 선형 상관수신기는 오류확률이  $10^{-2}$ 이고 Hard limiting 상관수신기는  $N = 30$ 일때 오류확률이  $10^{-3}$ 로 Hard limiting 상관수신기가 사용자 수가 같은 경우 더 좋은 성능을 얻을 수 있다.  $N$ 이 증가함에 따라 선형상관수신기는 성능의 변화가 거의 나타나지 않지만 Hard limiting 상관수신기는 사용자 수가 40명에서  $N = 30$ 일때는 오류확률이  $10^{-3}$ 이고  $N = 300$ 일때는 오류확률이  $10^{-4}$ 으로  $N$ 값이 증가함에 따라 성능의 향상을 보여준다.

그림 6은 간섭전력을 고려한 경우  $\bar{E}_b/N_0 = 12\text{dB}$ 일때 간섭전력비에 대한 평균 비트오류확률을 그린 것이다. 선형 상관수신기에서는 간섭전력비가 5dB인 경우  $N$ 의 값에 상관없이 오류확률이 약  $10^{-2}$ 으로 성

능의 변화가 거의 없고, 간섭전력비가 30dB인 경우 순수한 FH( $N=1$ )는 오류확률이 약  $10^{-2}$ 이고 순수한 DS( $N=3000$ )는 오류확률이 약 0.5로  $N$ 값이 증가함에 따라 성능이 저하를 보여준다. 한편 Hard limiting 상관수신기에서는 간섭 전력비가 5dB인 경우 순수한 FH( $N=1$ )는 오류확률이 약  $10^{-2}$ 이고 순수한 DS( $N=3000$ )인 경우 오류확률이 약  $10^{-4}$ 으로 선형 상관수신기와는 달리  $N$ 이 증가함에 따라 성능의 향상을 보여준다. 또한 간섭전력비가 30dB인 경우 순수한 FH( $N=1$ )일때 오류확률이 약  $10^{-2}$ 이고 순수한 DS( $N=3000$ )일때 오류확률이 약 0.5로 간섭전력비가 증가할수록 순수한 FH시스템이 성능이 우수함을 보여준다.

결론적으로 주파수 비 선택적 레일레이 페이딩 채널하에서 하이브리드 DS/FH 확산대역 시스템은 선형 상관수신기를 사용한 경우에는  $N$ 값에 따라 성능의 큰 변화가 없는 반면, Hard limiting 상관수신기를 사용한 경우에는 전력제어가 된 상태에서는  $N$ 값이 증가함에 따라, 또 신호대 잡음비가 커짐에 따라 성능이 크게 향상된다. 간섭전력을 고려한 경우에도 선형상관수신기보다 전체적으로 성능이 우수하다.

#### [부 록]

##### A. 선형 상관수신기의 경우

$i$ 번째 사용자의  $m$ 번째 비트복조시  $k$ 번째 사용자로부터의 간섭은 두 사용자가 같은 주파수 대역을 점유한 충돌(hit)이 발생할때 생긴다. 아래 (그림)은 0번째 도약구간에서  $k$ 번째 사용자로부터의 간섭  $F_{k,i}$ 에 대한 참조도이다.

$k$ 번째 사용자로부터의 간섭  $I_{k,i}$ 를 나타내기위해 다음 몇가지를 정의한다.

$$h(j_k) = \delta[f_{j_{+k}}^{(k)}, f_j^{(0)}], \quad j_k = -1, 0 \quad (\text{A.1a})$$

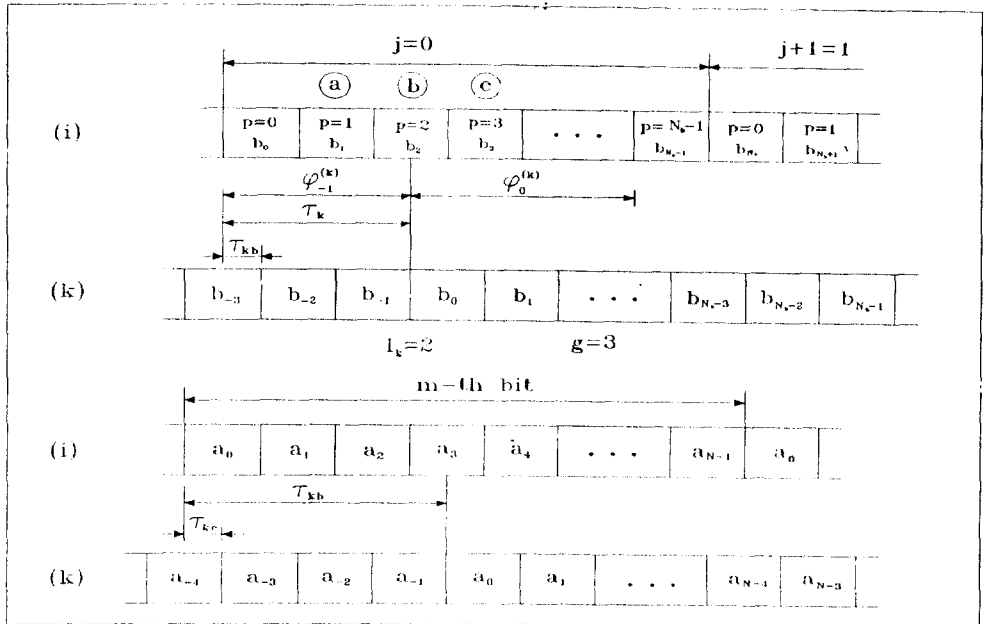
$$l_k = [\tau_k/T_b] \quad , \quad 0 \leq l_k \leq N_b - 1 \quad (\text{A.1b})$$

$$g = [\tau_{kb}/T_c] \quad , \quad 0 \leq g \leq N - 1 \quad (\text{A.1c})$$

여기서

$\tau_b, \tau_{kc}: \tau_k \text{ mod } T_b, \tau_{kb} \text{ mod } T_c$ 로서 각각  $[0, T_b]$ 와  $[0, T_c]$ 에서 균일하게 분포한다.

$[x]: x$ 의 정수부이다.



<그림> 충돌 발생시 다원접속 참조도

k번째 사용자가 미치는 간섭성분  $F_{k,i}$ 는 다음 세가지 경우중 하나이다. (A.2b)

(i)  $0 \leq l_k < p$

$$F_{k,i} = T_b^{-1} h(0) \left\{ \alpha_{m_1}^{(k)} \cos(\psi_{j-1}^{(k)} + \phi_{m_1}^{(k)}) \left[ \tau_{kc} \sum_{B_1}^{g+1} + (T_c - \tau_{kc}) \sum_{B_2}^g \right] + \alpha_{m_2}^{(k)} \cos(\psi_j^{(k)} + \phi_{m_2}^{(k)}) \left[ \tau_{lc} \sum_{B_3}^{N-g-1} + (T_c - \tau_{kc}) \sum_{B_4}^{N-g} \right] \right\} \quad (A.2a)$$

(ii)  $p < l_k \leq N_b - 1$

$$F_{k,i} = T_b^{-1} h(-1) \left\{ \alpha_{m_1}^{(k)} \cos(\psi_{j-1}^{(k)} + \phi_{m_1}^{(k)}) \left[ \tau_{kc} \sum_{B_1}^{g+1} + (T_c - \tau_{kc}) \sum_{B_2}^g \right] + \alpha_{m_2}^{(k)} \cos(\psi_{j-1}^{(k)} + \phi_{m_2}^{(k)}) \right\}$$

(iii)  $l_k = p$

$$F_{k,i} = T_b^{-1} \left\{ h(-1) \alpha_{m_1}^{(k)} \cos(\psi_{j-1}^{(k)} + \phi_{m_1}^{(k)}) \left[ \tau_{kc} \sum_{B_1}^{g+1} + (T_c - \tau_{kc}) \sum_{B_2}^g \right] + h(0) \alpha_{m_2}^{(k)} \cos(\psi_j^{(k)} + \phi_{m_2}^{(k)}) \left[ \tau_{lc} \sum_{B_3}^{N-g-1} + (T_c - \tau_{kc}) \sum_{B_4}^{N-g} \right] \right\} \quad (A.2c)$$

여기서

$$m_1 = m - l_k - 1$$

$$m_2 = m - l_k$$

(i), (ii), (iii)에서 정보계열과 확산부호계열은 모두 랜덤계열이므로 각각의 정보계열과 확산부호계열의 곱은 상호독립이며 +1과 -1이 될 확률이 각각 1/2인 확률변수  $B_1, B_2, B_3, B_4$ 를 사용하여 나타낼 수



있다.  $h(j_k)$ 가 1일 때는  $k$ 번째 신호와 충돌이 발생한 경우이고  $h(j_k)$ 가 0일 때는  $k$ 번째 신호와 충돌이 없음을 나타낸다.

식 (A.2a), (A.2b), (A.2c)에서  $F_{k,i}$ 의  $\alpha$ ,  $\cos(\cdot)$ ,  $\tau$ ,  $B$ 는 각각 상호독립이고, 또  $k \neq i$ 인 모든  $k, i$ 에 대하여 독립이고 동일한 확률적 특성을 가지므로 임의의 사용자와 무관하게  $F$ 로 나타낼수 있고 임의의 사용자로부터 충돌이 발생하였을때 (i), (ii)경우의  $F$ 는 평균이 0이고 분산이

$$\begin{aligned} \text{VAR}[F] &= E[F^2] \\ &= E[\alpha_k^2] \frac{1}{3N} \\ &= \frac{2\rho_k}{3N} \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

인 확률변수가 된다.

(iii)의 경우의  $I$ 는 평균이 0이고 분산이

$$\text{VAR}[F] = \begin{cases} \frac{2\rho_k}{3N} & , \text{ 전충돌} \\ \frac{2\rho_k}{6N} & , \text{ 부분충돌} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

인 확률변수가 되고 한 도약구간에서 충돌이 일어나는 첫번째 비트에서만 일어나므로  $N_b \gg 1$ 인 SFH 시스템에서 (iii)의 분산값을  $2\rho_k$ 라고 할 수 있다.

$K$ 명이 동시에 전송할 때  $i$ 번째 사용자의 수신기에  $k_h$ 개의 충돌((iii)은 전충돌로 가정)이 발생하고  $kh$ 가 충분히 크다고 가정하면  $k_h$ 명으로부터의 다원접속 간섭의 합  $\sum_{k_h} F$ 는 중심극한정리로부터 평균이 0이고 분산이

$$\text{VAR}[\sum I] = \frac{k_h}{3N} \quad (\text{2.9})$$

인 정규분포를 갖는 것으로 해석할 수 있다.

### B. Hard limiting 상관수신기의 경우

Hard limiting 상관수신기를 사용했을때  $i$ 번째 신호의  $d$ 번째 칩에 대한  $k$ 번째 사용자로부터의 간섭  $\bar{F}_{k,i}$ 를 나타내면 다음 경우와 같다.

- (i)  $l_k \neq p$
- (a)  $d \neq g$  일때 ( $N-1$ 개의 칩에서 발생)

$$\begin{aligned} \bar{F}_{k,i} &= T_c^{-1} h(j_k) \alpha_m^{(k)} \cos(\psi_{j+j_k}^{(k)} + \phi_m^{(k)}) \\ &[\tau_{lc} \cdot B_1 + (T_c - \tau_{kc}) \cdot B_2] \end{aligned} \quad (\text{B.1a})$$

- (b)  $d = g$  일때 (1개의 칩에서 발생)

$$\begin{aligned} \bar{F}_{k,i} &= T_c^{-1} h(j_k) [\alpha_{m_1}^{(k)} \cos(\psi_{j+j_k}^{(k)} + \phi_{m_1}^{(k)}) \cdot \tau_{lc} \cdot B_1 \\ &+ \alpha_{m_2}^{(k)} \cos(\psi_{j+j_k}^{(k)} + \phi_{m_2}^{(k)}) \cdot (T_c - \tau_{kc}) B_2] \end{aligned} \quad (\text{B.1b})$$

- (ii)  $l_k = p$
- (a)  $d \neq g$  일때 ( $N-1$ 개의 칩에서 발생)
- (i)의 (a)와 같다.

- (b)  $d = g$  일때 (1개의 칩에서 발생)

$$\begin{aligned} \bar{F}_{k,i} &= T_c^{-1} [h(-1) \alpha_{m_1}^{(k)} \cos(\psi_{j-1}^{(k)} + \phi_{m_1}^{(k)}) \cdot \tau_{kc} B_1 \\ &+ h(0) \alpha_{m_2}^{(k)} \cos(\psi_j^{(k)} + \phi_{m_2}^{(k)}) \cdot (T_c - \tau_{kc}) B_2] \end{aligned} \quad (\text{B.1c})$$

(i), (ii)에서

$$\begin{aligned} j_k &= -1, 0 \\ m &= m_1, m_2 \end{aligned}$$

(i), (ii)에서  $\bar{F}_{k,i}$ 는 특정사용자와 무관하게  $\bar{F}$ 로 나타낼수 있고 임의의 사용자로부터의 충돌이 발생했을때 (i), (ii)에서  $\bar{F}$ 는 평균이 0, 분산이

$$\begin{aligned} \text{Var}[\bar{F}] &= E[\bar{F}^2] \\ &= E[\alpha_k^2] \frac{1}{3} \\ &= \frac{2\rho_k}{3} \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

인 확률변수가 되고, (ii)의 (b)에서  $\bar{F}$ 는 평균이 0, 분산이

$$\text{VAR}[\bar{F}] = \begin{cases} \frac{2\rho_k}{3} & , \text{ 전충돌} \\ \frac{2\rho_k}{6} & , \text{ 부분충돌} \end{cases} \quad (\text{B.3})$$

인 정규분포 확률변수가 된다.

(ii)의 (b)는 충돌이 발생하는 첫번째 비트의 한개의 칩에서만 발생하므로 이 칩을 전충돌(hit)로 가정하면  $\bar{F}$ 의 분산값을  $2\rho_k/3$ 로 나타낼 수 있다. K명이 동시에 전송하는 시스템에서  $k_h$ 명으로부터 충돌이 발생할 때 다원접속간섭의 합  $\sum_{k_h \text{ hits}} \bar{F}$ 는 평균이 0, 분산이

$$\text{VAR} \left[ \sum_{k_h \text{ hits}} \bar{F} \right] = 2\rho_k \text{codt} \frac{k_h}{3} \quad (\text{B.4})$$

인 정규분포를 갖는 것으로 해석할 수 있다.

※본 논문은 한국과학재단의 1994년도 핵심전문연구 과제 지원에 의하여 이루어졌음  
(과제번호:941-0900-073-1)

박 상 규(Sang Kyu Park)정회원

1974년 3월:서울대학교 전기과 학사

1980년 5월:Duke Univ. 전기과 석사

1987년 5월:Univ. of Michigan 전기과 박사

1987년~현재:한양대학교 전자통신공학과 부교수



조 현 옥(Hyun Wook Cho) 정회원

1987년 2월:제주대학교 통신공학과 학사

1990년 2월:한양대학교 전자통신공학과 석사

1996년:한양대학교 전자통신공학과 박사과정

## 참 고 문 헌

1. R. Prasad and E. Walther, "Performance analysis of a hybrid slow frequency hopping/direct sequence CDMA system in an indoor rician fading channel," ISSSTA '92, no. 29, pp. 119-122, Dec. 2, 1992.
2. R. C. Dixon, Spread Spectrum System, John Wiley & Sons, 1984
3. 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.
4. E.A. Geraniotis, "Noncoherent hybrid DS-SFH spread spectrum multiple-access communications," IEEE Trans. Commun., vol. 9, pp. 862-872, Sept. 1986.
5. 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.
6. 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.