
다중톤 재밍이 존재하는 나카가미- m 페이딩 환경에서 BFSK 변조방식을 이용한 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 성능분석

정근열* · 박진수**

Performance Analysis of Hybrid DS/SFH Spread Spectrum System using BFSK Modulations
over Nakagami- m Fading Channel with Multitone Jamming

Keun-Yeol Jeong* · Jin-Soo Park

이 논문은 과학기술부 · 한국과학재단 지정 청주대학교 정보통신연구센터의 지원에 의한 것임.

요 약

본 논문에서는 다중톤 재밍이 존재하는 나카가미- m 페이딩 환경하에서 BFSK 변조방식을 사용한 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 성능을 분석하였다. 분석 결과 주파수 도약율이 증가할수록 시스템의 성능이 향상되었으며, 확산대역 시스템의 복잡비를 고정하였을 경우 DS확산대역 방식의 시스템보다 더 낮은 비트에러 확률을 가짐을 증명하였다. 또한 m 값이 증가함에 따라 페이딩의 영향이 감소함을 알 수 있었으며, 신호대 방해신호의 전력비(JSR)가 증가할수록 DS 확산대역 시스템보다 성능이 향상됨을 알 수 있었다.

결과적으로 재밍이 존재하는 나카가미- m 페이딩 환경 하에서 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 성능이 DS 확산대역 시스템의 성능보다 우수함을 입증하였다.

ABSTRACT

In this paper, we analyzed the performance of a hybrid DS/SFH(Direct-Sequence/Slow Frequency-Hopping) Spread Spectrum system with BFSK modulation over Nakagami- m fading channel with multitone jamming. The performance of the system was improved when a frequency hopping rate increased. In case that process gain of hybrid DS/SFH Spread Spectrum system to be fixed, the hybrid DS/SFH Spread Spectrum takes the low bit error probability than a DS Spread Spectrum system. Also, when the fading index m increases, the fading effect decrease, when the JSR(jamming to signal power ratio) increases, the performance of a hybrid DS/SFH Spread Spectrum system improved than DS Spread Spectrum system.

The result, we have been proved that performance of a hybrid DS/SFH Spread Spectrum was superior to DS Spread Spectrum system over Nakagami- m fading with tome jamming.

키워드

Jamming, Hybrid DS/SFH, Nakagami- m , Fading

*청주대학교 전자공학과 박사과정

**청주대학교 정보통신공학부

접수일자 : 2003. 9. 9

1. 서론

대역확산 방식은 다른 사용자의 간섭, 의도적인 방해신호 및 다중경로 페이딩에 강한 특성이 있으며 다원접속이 가능하여 현재 가장 많은 연구가 진행되어지고 있는 통신 방식이다. DS(Direct Sequence)확산대역 방식과 FH(Frequency Hopping)확산대역 방식을 결합한 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템은 다중경로 페이딩에 강한 DS확산대역 시스템의 장점과 원근문제(Near Far Problem)의 회피 성능이 우수한 FH 확산대역 방식의 장점을 결합한 시스템으로 확산대역 능력을 더욱 확대시킬 수 있으며 전체 확산된 대역폭에서 DS의 확산주기를 적게 하고 FH의 주파수 도약 수를 증가시켜 확산된 대역폭이 같은 DS확산대역 시스템보다 전체적인 초기동기 시간을 줄일 수 있는 장점이 있다[1]-[4].

AWGN(Additive White Gaussian Noise) 전송로에서 동기식과 비동기식 Hybrid DS/SFH 시스템의 성능은 E. Geraniotis에 의해 연구되었고 [1][2], 레일레이 다중경로 페이딩 전송로에서의 비동기식 Hybrid DS/SFH 시스템의 성능은 Z. Tan 과 I.F. Blake에 의해 연구되었다[3]. 또한 L. Sadiq 와 A.H. Aghvami 에 의해 라이시언 다중경로 페이딩 환경에서 PSK와 MFSK 변조방식을 적용한 비동기식 Hybrid DS/SFH 시스템의 성능을 연구하였다[4].

따라서 본 논문에서는 BFSK 변조방식을 적용한 동기식 Hybrid DS/FH 통신시스템의 성능을 다중 톤채밍이 존재하는 AWGN, 나카가미 다중경로 페이딩 환경 하에서 분석한다.

II. Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템 모델

전체 사용자 수가 K 일때, Hybrid DS/SFH 시스템의 k 번째($1 \leq k \leq K$, K 는 실제 사용자수) 사용자에 대한 전송기의 블록도를 그림 1에 보였다.

BFSK 변조기를 사용하는 경우 k 번째 사용자에 대한 직접확산 변조기의 출력은 다음 식(1)과 같다[1,3].

$$c_k(t) = 2\sqrt{2P} \Psi(t) a_k(t) \cdot \cos\{2\pi[f_c + b_k(t)\Delta_{FSK}]t + \theta_k(t)\} \quad (1)$$

여기에서 $\theta_k(t)$ 는 k 번째 FSK 변조기에 의한 위상이고, l 번째 정보 신호 $b_k^{(l)}$ 는 $\theta_k(t) = \theta_k$ 일때 $b_k^{(l)} = m$, $m \in \{+1, -1\}$ 의 값을 갖는다. 또한 $\Psi(t)$ 는 $T_c^{-1} \int_0^{T_c} \phi^2(s) ds = 1$ 로 정규화 되는 칩 파형이고, θ_k 는 주파수 톤 $f_c + m\Delta_{FSK}$ 에 해당하는 위상각이며, 두 주파수 톤 사이의 간격은 $2\Delta_{FSK}$ 이다. $\Delta_{FSK} \gg T$ 라고 가정하면 두 신호의 FSK 톤 사이의 간섭은 무시할 수 있다.

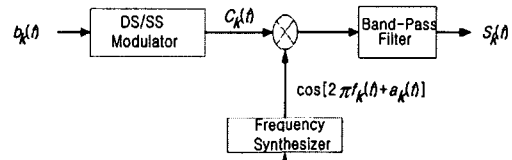


그림 1 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 송신기.
Fig. 1 Transmitter for a Hybrid DS/SFH spread spectrum system.

그림 1에서 직접 확산된 신호 $c_k(t)$ 는 k 번째 주파수 도약 패턴 $f_k(t)$ 에 따라 주파수 도약된다. 주파수 도약 패턴은 q 개의 주파수 집합 $S = \nu_1, \nu_2, \dots, \nu_q$ 로부터 연속되는 주파수 신호열 $f_k^{(j)}$ 로 얻을 수 있다. 주파수 도약 신호의 지속 시간을 T_k 라 하고, 주파수 도약에 사용되는 주파수는 $\Delta_{FSK} \gg 2T^{-1} = 2(NT_c)^{-1}$ 간격의 등간격이라 가정하면 이웃한 신호가 도약할 때 직접 확산된 신호의 중첩은 발생하지 않는다. 여기에서 Δ_{FSK} 는 주파수의 최소 간격이다. 주파수 도약당 전송되는 데이터 비트의 수는 $N_b = T_k/T$ 로 양의 정수 값을 갖는다.

주파수 도약된 후 k 번째 사용자의 송신기에서 전송되는 신호는 BFSK 변조기를 사용한 경우 다음 식(2)와 같다.

$$s_k(t) = \sqrt{2P} \Psi(t) a_k(t) \cdot \cos[2\pi(f_c + b_k(t)\Delta_{FSK} + f_k(t))t + \theta_k(t) + \alpha_k(t)] \quad (2)$$

식(2)에서 $\alpha_k(t)$ 는 k 번째 주파수 도약기에 의해 발생하는 위상과형이고, j 번째 시간구간동안 $\alpha_k^{(j)}$ 값은 일정하다고 가정한다.

본 논문에서 사용된 전송로 모델은 L 경로를 갖는 나카가미-m 페이딩 전송로로 모델링 한다. k 번째 사용자의 전송로에 대한 복소 저역 임펄스 응답(Complex lowpass impulse response)은 다음 식으로 주어진다[5].

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^L \gamma_{k,l} \delta(t-t_{k,l}) e^{j\psi_{k,l}} \quad (3)$$

여기에서 $\gamma_{k,l}$ 은 l 번째 경로의 경로이득을 나타내고, $t_{k,l}$ 은 l 번째 경로의 지연시간, $\psi_{k,l}$ 은 l 번째 경로의 위상, $\delta(t)$ 는 디랙 델타(Dirac delta) 함수를 나타낸다. $\gamma_{k,l}$ 은 나카가미 분포를 갖는 확률변수라 가정하고, $t_{k,l}$ 은 $(l-1)T_c + \Delta_{k,l}$ 로 나타낼 수 있으며 모든 k, l 에 대하여 서로 독립이고, 동일한 분포를 갖는다고 가정한다. $\Delta_{k,l}$ 은 $[1, T_c]$ 구간에서 균일하게 분포되어 있는 확률변수이고, $\psi_{k,l}$ 은 $[0, 2\pi]$ 구간 내에서 균일하게 분포되어 있는 확률변수라 가정한다. 경로이득 $\gamma_{k,l}$ 은 다음의 나카가미 확률분포를 갖는다[6].

$$p_{\gamma_{k,l}}(\gamma) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_{k,l}}\right)^m \gamma^{2m-1} e^{-\left(\frac{m}{\Omega_{k,l}}\right)\gamma^2} \quad (4)$$

여기에서 $\Gamma(m)$ 은 감마 함수(Gamma function)를 나타내며 $\Gamma(m) = \int_0^\infty t^{m-1} e^{-t} dt$ 의 관계를 갖는다.

$\Omega_{k,l}$ 은 경로이득 $\gamma_{k,l}$ 의 이차 모멘트 $\Omega_{k,l} = E[\gamma_{k,l}^2]$ 이고, m 은 페이딩 지수로 $\gamma_{k,l}^2$ 의 정규화된 분산의 역수로 $m = \Omega_{k,l}^2 / E[(\gamma_{k,l}^2 - \Omega_{k,l})^2]$ 이다.

페이딩 지수 $m=1$ 이면 레일레이 페이딩 분포

이고, $1/2 \leq m \leq 1$ 이면 레일레이보다 심한 페이딩을 나타내며 $m > 1$ 이면 라이시안 페이딩을 나타낸다. m 이 무한대로 증가함에 따라 페이딩이 없는 전송로를 나타낸다[6].

다중톤 방해신호는 다음 식(5)와 같이 모델링된다[5].

$$s_j(t) = \sqrt{\frac{2P_j}{N_j}} \sum_{m=1}^{N_j} \cos[2\pi(f_c + f_{j,m})t + \theta_{j,m}] \quad (5)$$

여기에서 N_j 는 톤 방해신호의 수, $f_{j,m}$ 은 m 번째 톤 방해신호의 주파수, 그리고 $\theta_{j,m}$ 은 m 번째 톤 방해신호의 위상이다. 또한 P_j 는 단일 톤 방해신호의 전력으로 P_{JT} 를 전체 방해신호의 전력이라 하면 $P_j = P_{JT}/N_j$ 의 값을 갖는다.

같은 주파수 대역에 사용자 K 명을 할당하였고 가정하였을때, 공통의 기준시간이 부족하거나 전송로의 변화로 인한 전송시간의 차이로 인해 전송 동기를 맞추기가 어려우나, 동기복조를 사용하여 시간지연과 위상지연은 0이라 가정한다. 따라서 각 수신기의 입력신호는 다음 식(6)과 같다.

$$r(t) = \sum_{s=1}^K r_{s_s}(t) + n(t) + s_f(t) \quad (6)$$

여기에서 $r_{s_s}(t) = h_k(t)s_k(t - \tau_k)$ 는 나카가미 페이딩 전송로를 통과한 신호성분이고, $s_f(t)$ 는 다중톤 방해신호 성분, $n(t)$ 는 AWGN 성분을 나타낸다.

나카가미 페이딩 전송로를 통과하여 수신된 신호성분은 다음 식(7)과 같이 쓸 수 있다.

$$r_{s_s}(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{2P_k} \gamma_{k,l} \Psi(t - \tau_{k,l}) a_k(t - \tau_{k,l}) \cdot \cos\{2\pi(f_c + b_k(t - \tau_{k,l})\Delta_{FSK} + f_{1,1}(t - \tau_{1,1})t + \Phi_{k,l}(t))\} \quad (7)$$

여기에서 위상과형 $\Phi_{k,l}(t)$ 은 다음과 같이 정의되어진다[2].

$$\Phi_{k,l}(t) = \theta_k(t - \tau_{k,l}) + \alpha_k(t - \tau_{k,l}) - \beta_i(t) - 2\pi[f_c + b_k(t - \tau_{k,l})\Delta_{FSK} + f_k(t - \tau_{k,l})]t \quad (8)$$

여기에서 $\beta_i(t)$ 는 i 번째 사용자의 주파수 역도약기에 의한 위상파형으로서 j 번째 주파수 도약 시간 동안 $\beta_j^{(i)}$ 의 상수 값을 갖는다.

그림 2에 k 번째 사용자의 l 번째 경로에 대한 BFSK 변조기를 사용한 Hybrid DS/SFH 시스템의 수신기 블록도를 나타내었다.

수신기는 주파수 도약 패턴, 기준 신호 그리고 i 번째 신호의 시간동기 획득이 가능하다고 가정하였다.

수신신호 $r_{s_i}(t)$ 는 대역폭 $2q/T_c$ 를 갖는 이상적인 대역통과 여파기를 통과한 후 주파수 도약 패턴에 따라 역도약(Dehop)된다.

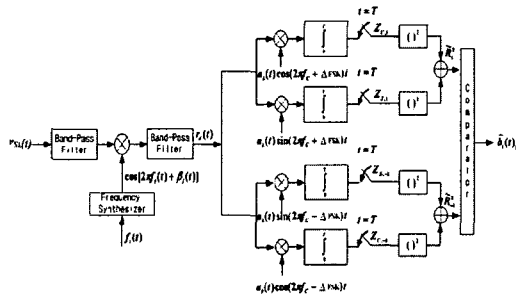


그림 2 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 수신기. Fig. 2 Receiver for a Hybrid DS/SFH spread spectrum system.

수신신호 $r_{s_i}(t)$ 에 대한 주파수 역도약과 대역통과 여파기를 통과한 신호 $r_d(t)$ 는 다음 식(9)와 같다.

$$r_d(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{1}{2} P_k} \gamma_{k,l} \delta[f_k(t - \tau_{k,l}), f_s(t)] \Psi(t - \tau_{k,l}) a_k(t - \tau_{k,l}) \cos 2\pi[f_c + b_k(t - \tau_{k,l})\Delta_{FSK}]t + \Phi_{k,l}(t) + \bar{n}(t) + \bar{s}(t) \quad (9)$$

여기에서 $\bar{n}(t)$ 는 $N_0/8$ 의 전력스펙트럼 밀도를

갖는 대역 제한된 $n(t)$ 신호이고, Krönecker 함수 δ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\delta(u, v) = \begin{cases} 0 & , |u \neq v| \\ 1 & , |u = v| \end{cases} \quad (10)$$

주파수 역도약된 신호는 그림 2에서 보인바와 같이 $[\tau_k, \tau_k + T]$ 구간 동안 $a_i(t) \cos(2\pi f_c + m\Delta_{FSK})t$ 와 상관을 취하게 되고, λ 번째 데이터 비트를 수신하는 동안 in-phase 성분의 출력은 다음과 같다. 이때 $\lambda = j_i N_b + n_i$ (n_i 는 j_i 번째 도약의 데이터 비트)이다.

$$Z_{c,m} = \int_{\lambda T}^{(\lambda+1)T} r_d(t) a_1(t) \cos[2\pi(f_c + m\Delta_{FSK})t] dt, \quad m=1, -1 \quad (11)$$

quadrature 성분의 출력은 식(11)에서 $\cos(\cdot)$ 를 $\sin(\cdot)$ 로 바꾸어 줌으로서 얻을 수 있다.

Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 in-phase 성분은 식(11)과 식(9)을 이용하여 다음 식(12)와 같이 쓸 수 있다.

$$Z_{c,m} = D_{c,m} + I_{c,m}^{(k,\lambda)} + I_{c,m}^{(l)} + J_{c,m} + \eta_{c,m} \quad (12)$$

여기에서 $D_{c,m}$ 은 원하는 신호성분, $I_{c,m}^{(k,\lambda)}$ 는 다른 사용자에 의해 발생하는 다중처리 간섭, $I_{c,m}^{(l)}$ 은 다중경로에 의한 간섭성분, $J_{c,m}$ 은 다중톤 방해신호 성분, $\eta_{c,m}$ 은 잡음 성분으로 평균이 0이고 분산이 $N_0 T/16$ 인 확률변수를 나타낸다.

식(9)와 식(12)로부터 원하는 신호성분 $D_{c,m}$ 은 다음 식(13)과 같이 주어진다.

$$D_{c,m} = \sqrt{\frac{P_k}{8}} \gamma_{k,l} T \delta(b_\lambda^{(j)}, m) \cos[\theta_{i,m} + \alpha_{j_i}^{(j)} - \beta_{j_i}^{(j)}] \quad (13)$$

여기에서 $b_\lambda^{(j)}$ 는 λ 번째 데이터 비트를 나타내며, 이때 $\lambda = j_i N_b + n_i$ 이고 $1 \leq n_i \leq N_b$ 이다.

i 번째 기준 사용자에 대한 다른 사용자 신호에 의한 다중처리 간섭성분은 2배 주파수 성분을

무시하면 식(14)와 같이 쓸 수 있으며

$$I_{c,m}^{(k,d)} = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{1}{8} P_k} \gamma_{k,l} \delta[f_k(t-\tau_{k,d}), f_l(t)] \cdot \int_{\lambda T}^{(\lambda+1)T} a_k(t-\tau_{k,d}) a_l(t) dt \quad (14)$$

평균은 0이고 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$E[(I_{c,m}^{(k,d)})^2] = \begin{cases} \frac{PT^2 N_m}{24} L \Omega_{k,l} & d=0 \\ \frac{PT^2 N_m}{24} \frac{1-e^{-dL}}{1-e^{-d}} \Omega_{k,l} & d \neq 0 \end{cases} \quad (15)$$

다중경로에 의한 간섭성분은 $f_c \gg 1/T$ 라 가정하면 2배 주파수 성분을 무시할 수 있으므로 다중 경로에 의한 간섭성분은 다음 식(16)과 같이 주어지며

$$I_{c,m}^{(d)} = \sum_{l=1}^L \sqrt{\frac{1}{8} P_k} \gamma_{k,l} \delta[f_k(t-\tau_l), f_l(t)] \cdot \int_{\lambda T}^{(\lambda+1)T} a_k(t-\tau_l) a_l(t) dt \quad (16)$$

확산이득 $N \gg 1$ 이면 경로 지연시간이 칩 지속 시간보다 크다고 가정할 수 있으므로, 평균은 0이고 분산은 식(17)과 같이 주어진다.

$$E[(I_{c,m}^{(d)})^2] = \begin{cases} \frac{PT^2 N}{24} (L-1) \Omega_l & d=0 \\ \frac{PT^2 N}{24} \left(\frac{1-e^{-dL}}{1-e^{-d}} - 1 \right) \Omega_l & d \neq 0 \end{cases} \quad (17)$$

그리고, 다중톤 방해신호(multi-tone jamming)는 2배 주파수 성분을 무시하면 식(18)과 같고

$$J_{c,m} = \sqrt{\frac{P_j}{2N_j}} \sum_{m=1}^{N_j} \sum_{l=1}^L \gamma_{j,m,l} \delta[f_{j,m}(t-\tau_l), f_l(t)] \cdot a_1(t) \int_{\lambda T}^{(\lambda+1)T} \cos(\theta_{j,m,l}) dt \quad (18)$$

다중톤 방해신호의 위상 $\theta_{j,m,l}$ 은 $[0, 2\pi]$ 구간에서 균일하게 분포되어 있으므로, 평균은 0이고 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$E[J^2] = \begin{cases} \frac{LP_j T_c^2}{16N_j N} \Omega_{j,1} & d=0 \\ \frac{P_j T_c^2}{16N_j N} \left(\frac{1-e^{-dL}}{1-e^{-d}} \right) \Omega_{j,1} & d \neq 0 \end{cases} \quad (19)$$

BFSK변조기를 사용한 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 quadrature 성분은 위에 표현된 수식에서 $\cos(\cdot)$ 를 $\sin(\cdot)$ 로 바꿈으로써 구할 수 있다.

III. 나카가미-m 페이딩 전송로에서의 시스템 성능 분석

사용자수가 k 인 경우에 완전충돌에 대한 확률은 다음 식(20)과 같다.

$$P_k = q^{-1} \quad (20)$$

따라서 동기식 Hybrid DS/SFH 시스템의 비트 오류 확률은 다음 식(21)과 같이 구할 수 있다[7].

$$P_e = \frac{N_t}{q} P_{e,jam} + \left(1 - \frac{N_t}{q}\right) P_{e,no jam} \quad (21)$$

여기에서 $P_{e,jam}$ 와 $P_{e,no jam}$ 는 각각 DS 대역 확산된 신호가 다중톤 방해신호에 충돌되었을 때와 그렇지 않은 경우의 비트 오류확률을 나타낸다.

전송된 데이터 비트는 $+1, -1$ 중에서 같은 확률로 나타난다고 가정하면 $P_{e,jam}$ 는 다음 식(22)와 같이 주어진다[8].

$$P_{e,jam} = \int_0^\infty P(Z_{1,m} < 0 | \gamma_{1,m} = \gamma) p_{\gamma_{1,m}}(\gamma) d\gamma \quad (22)$$

여기에서 $P(Z_{1,m} < 0 | \gamma_{1,m} = \gamma)$ 는 페이딩 경로이득 $\gamma_{1,m}$ 이 주어진 경우의 조건부 비트 오류확률을 나타내고, $p_{\gamma_{1,m}}(\gamma)$ 는 $\gamma_{1,m}$ 의 확률밀도 함수이다.

다중톤 방해신호에 충돌되었을 경우의 간섭성

분 $I_{c,m}^{(k,d)} + I_{c,m}^{(0)} + J_{c,m} + \eta_{c,m}$ 은 $N \gg 1$ 인 경우 평균이 0이고 분산은 각 분산의 합인 확률변수이므로 $P(Z_{1,m} < 0 | \gamma_{1,m} = \gamma_1)$ 은 다음 식(23)과 같이 쓸 수 있으며

$$P_{Z, jam} = P(Z_{1,m} < 0 | \gamma_{1,m} = \gamma) \\ = P\left(\sqrt{\frac{P}{8}} \gamma_1 T + I_{c,m}^{(k,d)} + I_{c,m}^{(0)} + J_{c,m} + \eta_{c,m} < 0\right) \quad (23) \\ = Q(\sqrt{2}\gamma)$$

간섭성분의 분산 $\gamma_{Z,m}^2$ 는 다음과 같다.

$$\gamma_{Z,m}^2 = \begin{cases} \frac{N_0 T}{16} + \frac{PT_c^2 N n_i}{24} L \Omega_{k,i} + \frac{PT_c^2 N}{24} (L-1) \Omega_{k,i} \\ + \frac{LP_j T^2}{16N_f N} \Omega_{j,1}, & d=0 \\ \frac{N_0 T}{16} + \frac{PT_c^2 N n_i}{24} \left(\frac{1-e^{-dL}}{1-e^{-d}}\right) \Omega_{k,i} \\ + \frac{PT_c^2 N}{24} \left(\frac{1-e^{-dL}}{1-e^{-d}} - 1\right) \Omega_{k,i} \\ + \frac{P_j T_c^2}{16N_f N} \left(\frac{1-e^{-dL}}{1-e^{-d}}\right) \Omega_{j,1}, & d \neq 0 \end{cases} \quad (24)$$

따라서 식(23)은 다음 식(25)와 같이 다시 쓸 수 있다.

$$P_{e, jam} = P_{Z, jam} p_{\gamma_{1,m}}(\gamma) d\gamma \quad (25)$$

또한 다중톤 방해신호에 충돌되지 않은 경우의 간섭성분의 분산은 다음과 같고

$$\gamma_{Z,-m}^2 = \begin{cases} \frac{N_0 T}{16} + \frac{PT_c^2 N n_i}{24} L \Omega_{k,i} \\ + \frac{PT_c^2 N}{24} (L-1) \Omega_{k,i}, & d=0 \\ \frac{N_0 T}{16} + \frac{PT_c^2 N n_i}{24} \left(\frac{1-e^{-dL}}{1-e^{-d}}\right) \Omega_{k,i} \\ + \frac{PT_c^2 N}{24} \left(\frac{1-e^{-dL}}{1-e^{-d}} - 1\right) \Omega_{k,i}, & d \neq 0 \end{cases} \quad (26)$$

다중톤 방해신호에 충돌되지 않을 경우의 비트 오류확률은 같은 방법을 이용하여 구할 수 있다.

따라서 Hybrid DS/SFH 시스템의 전체 비트 오류확률은 다음 식(27)과 같이 구할 수 있다.

$$P_e = \frac{N_t}{q} [P_{Z, jam} p_{\gamma_{1,m}}(\gamma) d\gamma] \\ + \left(1 - \frac{N_t}{q}\right) [P_{Z, no jam} p_{\gamma_{1,m}}(\gamma) d\gamma] \quad (27)$$

식의 내부적분은 γ 의 라플라스 변환 형태로 표현할 수 있으며, γ 의 (MGF)³를 이용하면, 나카가미-m 페이딩 환경하에서 다중톤 방해신호에 충돌한 경우에 대한 평균비트 오류확률의 최종 수식(28)을 얻을 수 있다.

$$P_{e, jam} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{a\gamma/m}{\pi(1+a\gamma/m)}} \frac{\Gamma(m+\frac{1}{2})}{\Gamma(m+1)} \\ \cdot {}_2F_1\left(1, m+\frac{1}{2}; m+1; \frac{1}{1+a\gamma/m}\right) \quad (28)$$

같은 방법을 이용하여 다중톤 방해신호에 충돌되지 않을 경우의 평균비트 오류 확률식을 구할 수 있다.

IV. 분석 결과 및 검토

시스템의 성능을 분석하기 위해 처리이득 (G_p), 페이딩 전송로의 경로수 (L), 페이딩 지수 (m), 전체 사용자의 수 (K), 그리고 다중톤 방해신호의 개수 (N_f) 등의 파라미터를 사용하였다. Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 처리이득은 $G_p = W_s/W = q(2/T_c)/(2/T) = qN$ 과 같으므로 사용된 확산대역 시스템의 복잡비는 전체 대역폭을 일정하게 유지하기 위해 고정하고, DS 대역확산에 사용된 PN 시퀀스 칩수 N 과 주파수 도약을 위한 주파수의 수 q 를 변화시켜 구성하였다.

그림 3과 그림 4에 처리이득 복잡비의 변화에 따른 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 성능 분석 결과를 나타내었다. 분석을 위해 사용자수 ($k=1$)와 경로의 감쇠율 ($d=1$)를 고정한 후, 다중 경로의 수 (L)와 페이딩 지수 (m), 그리고 신호

대 잡음 전력비 (E_b/N_0)를 파라미터로 하여, 신호 대 방해신호 전력비 (E_b/N_f)의 변화에 따른 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 성능을 비교·분석하였다. 그 결과 전체 대역폭이 같은 시스템에서 주파수 도약수를 증가시킬수록 시스템의 성능이 향상됨을 알 수 있었고, 방해신호의 전력비 증가할수록 시스템의 성능은 감소함을 알 수 있었다. 또한 신호대 방해신호 전력비가 -13[dB] 이상인 경우에는 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템보다 DS 확산대역 시스템의 성능이 우수하나 신호대 방해신호 전력비가 -13[dB] 이하로 작아질수록 Hybrid DS/SFH 시스템의 성능이 우수해짐을 확인할 수 있었다.

그림 5과 그림 6에는 다중톤 방해신호의 개수 변화에 따른 Hybrid DS/SFH 시스템의 성능 분석 결과를 나타내었다. 분석 결과, 신호대 방해신호 전력비가 -10[dB] 이하일 경우 다중톤 방해신호의 개수가 증가할 수록 시스템의 성능이 감소하나, 방해신호의 전력비 그 이상으로 증가하면 다중톤 방해신호의 개수가 시스템의 성능에 큰 영향을 미치지 못함을 알 수 있다. 또한 앞의 결과와 마찬가지로 경로의 수에 따른 성능의 변화가 크게 일어나지 않음을 알 수 있었다.

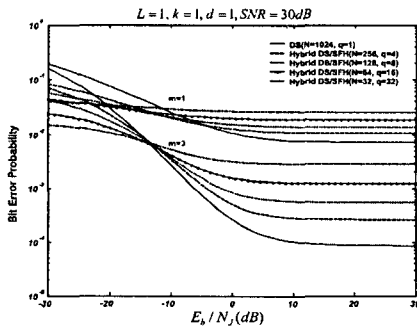


그림 3 처리이득에 따른 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 비트 오류 확률(L=1)
Fig. 3 BER performance of Hybrid DS/SFH spread spectrum system with Process Gain(L=1)

그림 7과 그림 8에는 사용자수를 고려하였을 경우 Hybrid DS/SFH 시스템의 성능 분석 결과를 나타내었다. 그 결과 방해신호가 존재하는 환경에서는 전체 사용자수에 따른 시스템의 성능에 신호

대 방해신호 전력비의 변화가 큰 영향을 미치지 못함을 알 수 있었다.

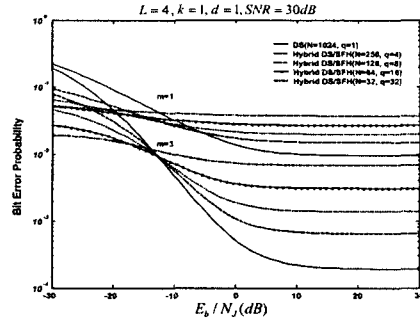


그림 4 처리이득에 따른 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 비트 오류 확률(L=4)
Fig. 4 BER performance of Hybrid DS/SFH spread spectrum system with Process Gain(L=4)

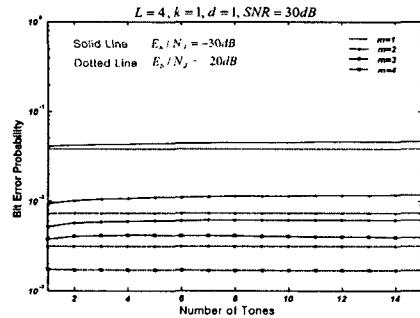


그림 5 방해신호의 갯수를 고려한 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 비트 오류 확률(L=4)
Fig. 5 BER performance of Hybrid DS/SFH spread spectrum system with Jamming tones(L=4)

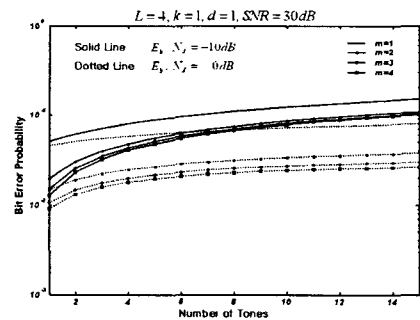


그림 6 방해신호의 갯수를 고려한 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 비트 오류 확률(L=4)
Fig. 6 BER performance of Hybrid DS/SFH spread spectrum system with Jamming tones(L=4)

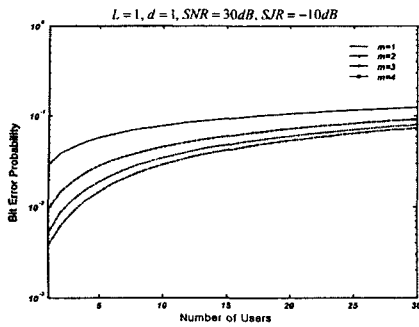


그림 7 사용자 수를 고려한 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 비트 오류 확률.(L=1)
 Fig. 7 BER performance of Hybrid DS/SFH spread spectrum system with Users.(L=1)

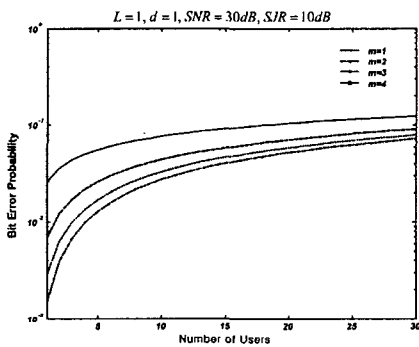


그림 8 사용자 수를 고려한 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 비트 오류 확률.(L=1)
 Fig. 8 BER performance of Hybrid DS/SFH spread spectrum system with Users.(L=1)

V. 결론

Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템은 다중경로에 강한 직접 시퀀스(direct sequence) 확산대역 시스템과 방해신호에 강한 특성과 원근문제(near-far problem)를 고려하지 않아도 되는 주파수 도약(frequency hopping) 확산대역 시스템의 장점을 결합한 시스템이다. Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템은 확산대역 능력을 더욱 확대시킬 수 있으며, 확산된 대역폭 내에서 직접 시퀀스 확산대역 시스템의 확산을 적게하고 주파수 도약 개수를 크게 함으로써 전체 확산 대역폭이 같은 직접 시퀀스 확산대역 시스템보다 초기 동기 시간을 줄일 수 있는 장점이 있다. 본 논문에서는 이러한 장점을 갖는 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 성능

분석을 위해 방해신호가 존재하는 나카가미-m 페이딩 환경을 고려하여 직접 시퀀스 확산대역 시스템과의 성능을 비교하였다.

분석결과 같은 처리이득을 갖는 시스템에서 주파수 도약 수를 증가시킬수록 시스템의 성능이 향상되었고, 신호대 방해신호의 전력이 큰 경우에는 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 성능이 직접 시퀀스 확산대역 시스템보다 떨어지나 신호대 방해신호의 전력이 감소할수록 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 성능이 직접 시퀀스 확산대역 시스템보다 나아짐을 확인하였다. 또한 방해신호가 존재하는 환경 하에서는 경로의 수에 따른 성능의 변화가 크게 일어나지 않음을 확인하였고, 신호대 잡음전력비가 작은 경우에 방해신호의 전력이 신호전력보다 커질수록 페이딩 지수의 영향도 감소함을 알 수 있었다.

그림 3에서 그림 8까지의 성능 분석 결과로부터, 톤 방해신호가 존재하는 나카가미-m 페이딩 채널 환경에서 Hybrid DS/SFH 확산대역 시스템의 성능은 모든 파라미터 상에서 양질의 통신이 이루어 질 수 없을 정도의 성능을 나타내고 있다. 따라서 다중톤 재머는 효과적으로 시스템에 영향을 미칠 수 있으며 항 재밍 시스템을 설계하고자 하였을 때에는 다이버시티 기법이나, 오류 정정 코드를 적용한 시스템의 성능 분석이 필요하다고 사료된다.

참고 문헌

- [1] E. A. Geraniotis, "Coherent Hybrid DS-SFH spread-spectrum Multiple Access communications, " IEEE J. Select. Areas in Commun., vol. SAC-3, no.5 pp.695-705, Sept. 1985.
- [2] E. A. Geraniotis, "Noncoherent Hybrid DS-SFH spread-spectrum Multiple Access Communications," IEEE Trans. on Commun., vol. COM-34, no.9 pp.862-872, Sept. 1986.
- [3] Tan Z., Blake I. F., "Multipath diversity reception of hybrid DS-SFH spread spectrum multiple access over Rician

multipath fading channels," IEEE International Conference on Selected Topics in, pp.433-436, June 1992.

- [4] Sadiq L., Aghvami A. H., "Performance of coded hybrid spread-spectrum communication system in presence of Rician fading and multiple access interference," IEEE Electronics Letters, vol. 25, Issue 5,2 pp.328-329, March 1989.
- [5] Marvin K. Simon, Jim K. Omura, Robert A. Scholtz, Barry K. Levitt, spread spectrum Communications Handbook, Revised Edition, McGraw-Hill, 1994.
- [6] Marvin K. Simon, Mohamed-Slim Alouini, Digital Communication over Fading Channel, WILEY INTER- SCIENCE, 2000.
- [7] 정근열, 박진수, "부분대역 재밍하에서 FH/CPFSK 시스템의 성능분석", 한국해양정보통신학회 논문집 제6권4호, pp.499-504, 2002년 6월.
- [8] T. Eng and L. B. Milstein, "Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath Fading," IEEE Trans. on Commun., vol. 43, no.2/3/4, pp.1134-1143, Feb./March /April 1995.



박진수(Jin-Soo Park)

e-mail : parkjs@chongju.ac.kr

1975년 한양대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1977년 한양대학교 대학원 전자통신공학과 졸업(공학석사)

1985년 한양대학교 대학원 전자통신공학과 졸업(공학박사)

1978년~현재 청주대학교 정보통신공학부 교수

1999년~현재 청주대학교 정보통신연구센터 소장

2000년~현재 한국정보처리학회 충북지부 지부장

※ 관심분야 : 디지털 이동통신, 부호이론, 대역확산

통신, Multimedia 통신, 영상통신

통신, Multimedia 통신, 영상통신

저자 소개

정근열(Keun-Yeol Jeong)

e-mail : jungky@chongju.ac.kr

1993년 청주대학교 전자공학과 졸업 (학사)

1995년 청주대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)

2000년 청주대학교 대학원 전자공학과 박사수료

※ 관심분야 : 디지털 이동통신, 대역확산 통신, Multimedia 통신