

다중 톤 방해신호가 존재하는 나카가미 페이딩 전송로에서 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능분석

(Performance of a Hybrid DS/SFH Spread Spectrum System over Nakagami Fading Channel in the Presence of Multiple Tone Jamming)

卞宇燮*, 成宏模**

(WooSub Byun and Koeng-Mo Sung)

요 약

본 논문에서는 다중톤 방해신호가 존재하는 나카가미 페이딩 전송로에서 BPSK 변조 및 동기검출을 이용하는 직접시퀀스/느린 주파수 도약(DS/SFH) 복합 확산대역 시스템의 성능을 분석한다. 나카가미 페이딩 전송로 모델은 페이딩 지수 m 에 따라 다양한 전파환경을 표현할 수 있는 장점을 지니는데, $m=1$ 이면 레일리 페이딩 분포를 나타내고, $1/2 \leq m \leq 1$ 이면 레일레이 페이딩보다 심한 페이딩을 나타낸다. $m > 1$ 이면 라이시안 페이딩을 나타내고, m 이 무한대로 감에 따라 페이딩이 없는 조건을 나타낸다. 본 논문은 이 모델을 근거로 복합 확산대역 시스템의 비트오율식을 유도하고, 여러가지 시스템 파라미터에 대하여 계산한 결과를 제시한다. 계산결과로부터 m 이 증가함에 따라 페이딩의 영향은 줄어들고 이에 따라 더 좋은 성능을 나타내는 것을 알 수 있으며, 방해신호대 원하는 신호의 전력비(JSR)가 작은 경우에는 DS 확산대역 시스템의 성능이 DS/SFH 복합 확산대역 시스템보다 좋은 성능을 나타내지만, 방해신호대 원하는 신호의 전력비(JSR)가 큰 경우에는 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능이 DS 확산대역 시스템의 성능보다 더 우수하다. 결론적으로, 전체 대역폭을 일정하게 유지할 경우, 다중톤 방해신호가 존재하는 환경에서 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능이 DS 확산대역 시스템의 성능보다 훨씬 더 우수함을 알 수 있다.

Abstract

In this paper, the performance of a hybrid DS/SFH-SS(direct-sequence/slow-frequency-hopped spread-spectrum) system with coherent BPSK modulation over Nakagami fading channel in the presence of multiple tone jamming is analyzed. Because the Nakagami m -distribution can describe not only Rayleigh fading but also more general fluctuations involving a specular component by adjusting the value of the fading index m . It is known that for $m=1$ corresponds to Rayleigh fading, for $1/2 \leq m \leq 1$ corresponds to the worst case fading condition, for $m > 1$ corresponds to Rician fading, and for $m \rightarrow \infty$ corresponds to the nonfading condition. The bit error probability is derived over Nakagami model and numerical evaluations are presented for some combinations of system parameters. The results show that as m increases, the bit error probability is better. Also, at a low JSR(jamming-to-signal power ratio), a pure DS-SS system can achieve lower bit error probability than a hybrid DS/SFH-SS system. But at a high JSR, a hybrid DS/SFH-SS system is shown to be superior to a pure DS-SS system. Therefore, it is demonstrated that without increasing the total system bandwidth, the performance of a hybrid DS/SFH-SS is superior to that of a pure DS-SS system in the presence of multiple tone jamming.

* 正會員, 韓國通信 研究開發本部
(Korea Telecom Research & Development Group)

** 正會員, 서울大學校 電氣工學部

(The School of Electrical Engineering, Seoul National University)

接受日字:1998年8月21日, 수정완료일:1999年7月7日

I. 서론

확산대역(spread-spectrum : SS) 통신시스템은 다중경로 페이딩과 방해신호 등에 효과적으로 대처할 수 있는 통신 방법으로 초기에는 군사용으로 개발되었으나 현재는 이동통신에서 활발히 응용되고 있다.^[1,2] 확산대역 통신시스템은 대역확산의 방법에 따라 직접시퀀스(direct-sequence : DS) 확산대역 통신시스템과 주파수 도약(frequency-hopped : FH) 확산대역 통신시스템으로 크게 나누어진다. DS/FH 복합 확산대역 시스템은 DS 시스템과 FH 시스템의 장점을 결합한 것으로 직접시퀀스 대역확산된 신호를 주파수 도약함으로써 발생되며, 직접 시퀀스 방식의 다중경로에서의 효율성과 주파수도약 방식의 방해신호에 대한 효율성을 얻을 수 있는 잇점이 있다. DS/FH 복합 확산대역 시스템은 짧은 확산 시퀀스와 주파수 도약 패턴을 함께 사용함으로써 전체적인 동기시간을 감소시킬 수 있으나 송신기와 수신기의 설계시 복잡도가 증가하는 단점이 있다. DS/FH 복합 확산대역시스템은 주파수 도약 시간에 따라서 직접시퀀스/빠른 주파수 도약(direct-sequence/fast-frequency-hopped : DS/FFH)과 직접시퀀스/느린 주파수 도약(direct-sequence/slow-frequency-hopped : DS/SFH)으로 구분된다.^[3,4]

DS/SFH 복합 확산대역 시스템에 대한 연구는 어느 정도 진행되어져 왔다. 기존의 연구는 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 다원접속 성능^[5], 레일레이 페이딩 전송로 혹은 라이시안 페이딩 전송로에서 다중톤 방해신호에 대한 성능^[6-10] 등에 대하여 분석이 이루어졌다. 그러나 앞의 논문들은 특정한 페이딩 환경만을 고려한 것이므로 다양한 전파환경, 즉 실내나 실외, 빌딩지역이나 산악지역, 도시나 농촌 등 여러 가지 전파환경을 함께 고려하지 못하는 단점이 있다. 이에 반해 나카가미 페이딩 모델은 페이딩이 없는 조건으로부터 극심한 페이딩을 갖는 경우까지 모든 경우를 포함하고 있어서 다양한 전파환경에 상당한 유연성을 지니는 장점을 지니고 있다. 본 논문에서는 다중톤 방해신호가 존재하는 나카가미 페이딩 전송로에서 BPSK 변조 및 동기검출을 이용하는 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율식을 유도하고, 여러가지 시스템 파라미터에 대하여 계산한 결과를 보인다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 송신기, 전송

로, 방해신호, 수신기 등의 모델에 대하여 기술하고, III장에서 비트오율식을 유도한다. IV장에서는 여러가지 시스템 파라미터에 대하여 계산결과를 보이고 V 장에서는 결론을 기술한다.

II. 시스템 모델

DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 송신기 모델을 그림 1에 보인다. BPSK 변조가 사용된 경우 DS 대역확산된 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$c(t) = \sqrt{2P}b(t)a(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) \tag{1}$$

여기서 P 는 전송신호의 전력을 나타내고, f_c 는 반송파 주파수를 나타낸다. 데이터 신호 $b(t)$ 는 이진 랜덤 데이터 시퀀스로서 $\{+1, -1\}$ 의 값을 갖고 비트 지속시간은 T 인 사각 펄스열로 구성된다. $a(t)$ 는

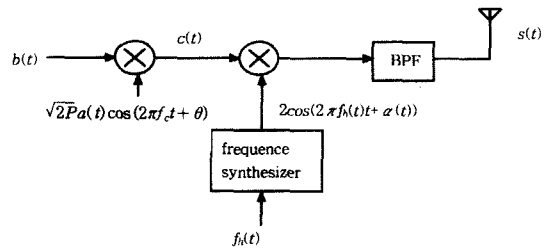


그림 1. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 송신기 모델

Fig. 1. Transmitter model for a hybrid DS/SFH SS system.

DS 대역확산에 사용되는 PN 시퀀스로서 $\{+1, -1\}$ 의 값을 갖고 칩 지속시간 T_c 인 사각 펄스열로 구성된다. 1개의 데이터 비트 동안 $N (= T/T_c)$ 개의 PN 시퀀스 칩이 존재한다고 가정한다. 그림 1에서 볼 수 있듯이 DS 대역확산된 신호는 주파수 도약패턴 f_h 에 따라 주파수 도약된다. 주파수도약 패턴은 q 개의 등간격 주파수 집합 $S = \{v_1, v_2, \dots, v_q\}$ 로부터 선택되는 시퀀스 (f_{h_j}) 로부터 구해진다. 각 주파수는 DS 대역확산된 신호의 대역폭인 $2T_c^{-1}$ 만큼의 간격을 갖는다고 가정하여 DS 대역확산된 신호가 인접 주파수로 도약하더라도 DS 대역확산된 신호의 중첩은 생기지 않는다고 가정한다. 주파수 도약 지속시간을 T_h 라 하고, f_{h_j} 를 j 번째 도약시간의 주파수라고 하면, 도약당 전송되는 데이터 비트의 수는 양의 정수 $N_o = T_h/T_c$ 가 된다.

SFH 확산대역 시스템의 경우 $N_s > 1$ 의 관계를 갖는다.

주파수도약된 후 전송신호는 다음 식으로 주어진다.

$$s(t) = \sqrt{2P}b(t)a(t)\cos\{2\pi(f_c + f_h(t))t + \theta + a(t)\} \quad (2)$$

여기서 $a(t)$ 는 주파수 도약기로부터 발생하는 위상과형을 나타내고 j 번째 도약시간동안 a_j 라는 상수값을 갖는다. 대역확산된 신호의 대역폭을 W_s , 데이터 신호의 대역폭을 W 라고 하면, DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 처리이득(processing gain)은 다음 식으로 주어진다.

$$G_p = W_s/W = q(2/T_c)/(2/T) = qN \quad (3)$$

다중톤 방해신호의 모델은 다음 식과 같이 주어진다.

$$J(t) = \sqrt{\frac{2P_j}{N_j}} \sum_{m=1}^{N_j} \cos(2\pi(f_c + f_{j,m})t + \psi_m) \quad (4)$$

여기서 P_j 는 방해신호의 전체전력을 나타내고, N_j 는 방해신호의 개수, $f_{j,m}$ 은 m 번째 톤 방해신호의 주파수를 나타내고, ψ_m 은 m 번째 톤 방해신호의 위상으로 $[0, 2\pi]$ 사이에서 균일하게 분포되어 있다고 가정한다. 재머(jammer)는 주파수도약에 사용되는 주파수를 알고 있으나, 주파수도약 패턴은 모르는 것으로 가정한다. 재머가 각 주파수도약 슬롯내에서 여러개의 톤 방해신호를 집중시켜 고정된 전력을 여러개의 톤에 분산시킬 경우, 재머가 얻을 수 있는 이득은 없으므로, 재머는 DS 대역 확산된 신호의 중앙에 톤 방해신호를 위치시키는 것으로 가정한다.^[8~10] 즉 재머는 주파수도약에 사용되는 주파수 집합 $S = \{v_1, v_2, \dots, v_q\}$ 으로부터 한 개 이상의 주파수를 선택하여 방해신호를 발생시킨다. 또한 방해신호가 주파수도약 개수 q 의 모든 슬롯에 방해신호를 위치시키는 경우는 최악의 경우이므로 $1 \leq N_j \leq q$ 로 가정한다.

전송로는 다양한 이동통신 환경에서 실험적 데이터와 잘 맞는 것으로 알려진 나카가미 페이딩 전송로 모델을 사용하였다. 수신신호에 직접 경로성분이 존재하지 않는 경우 전송로는 레일레이 페이딩으로 모델링될 수 있고, 수신신호에 직접 경로성분이 존재하면 라이시안 페이딩으로 모델링될 수 있는데^[11, 12], 나카가미 페이딩 확률분포는 그 페이딩 지수값에 따라 다양한 페이딩 분포를 모두 나타낼 수 있는 장점을 지니고 있

다. 칩 지속시간 이상의 지연된 L 개의 다중경로를 갖는 나카가미 페이딩 전송로에 대한 복소 저역 충격응답(complex lowpass impulse response)은 다음 식으로 주어진다.^[13]

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \beta_l \delta(t - t_l) e^{j\varphi_l} \quad (5)$$

여기서, β_l 은 l 번째 경로의 경로이득을 나타내고 t_l 은 l 번째 경로의 지연시간, φ_l 은 l 번째 경로의 위상, $\delta(t)$ 는 디랙델타(dirac delta) 함수를 나타낸다. 경로이득 β_l 은 다음과 같은 나카가미 확률분포를 갖는다.^[14]

$$p_{\beta_l}(\beta) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \beta^{2m-1} e^{-(m/\Omega)\beta^2} \quad \beta \geq 0, m \geq \frac{1}{2} \quad (6)$$

여기서, $\Gamma(m)$ 은 감마 함수(Gamma function)을 나타내며 $\Gamma(m) = \int_0^\infty t^{m-1} e^{-t} dt$ 의 관계를 만족한다. Ω 은 경로이득 β 의 2차 모멘트 즉, $\Omega = E[\beta^2]$ 이고, m 은 페이딩 지수(fading index)로서 $m = \Omega^2 / E[(\beta^2 - \Omega)^2]$ 을 나타낸다. $m=1$ 이면 레일레이 페이딩 분포를 따르고, $1/2 \leq m \leq 1$ 이면 레일레이 페이딩보다 심한 페이딩을 나타낸다. $m > 1$ 이면 라이시안 페이딩을 나타내고, m 이 무한대로 감에 따라 페이딩이 없는 조건을 나타낸다. l 번째 페이딩 경로이득의 2차 모멘트 Ω_l 은 첫 번째 경로세기 Ω_1 과 다음과 같은 관계를 갖는다고 가정한다.^[15]

$$\Omega_l = \Omega_1 e^{-d(l-1)}, \quad d \geq 0 \quad (7)$$

여기서 d 는 감쇠의 정도를 나타내며, 이러한 감쇠의 형태를 다중경로 세기 프로파일(multipath intensity profile)이라고 한다. d 가 0의 값을 갖는 경우 다중경로 세기가 모든 경로에 대하여 균일한 값을 나타내므로 균일 다중경로 세기 프로파일이라고 정의하며, d 가 0보다 큰 값을 가지면 다중경로 세기가 지수값으로 감소하므로 지수적 다중경로 세기 프로파일이라고 정의한다.

DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 수신기 모델을 그림 2에 보인다. 수신기는 주파수도약 패턴 및 DS 확산신호를 알고 있고 원하는 신호의 한 경로만 동기 복조(coherent demodulation)한다고 가정한다. 수신

된 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$r(t) = x_s(t) + x_f(t) + n(t) \quad (8)$$

여기서, $x_s(t)$ 수신된 신호성분, $x_f(t)$ 는 톤 방해신호 성분, $n(t)$ 는 양방향 전력 밀도 $N_0/2$ 를 갖는 가우시안 잡음성분을 나타낸다. 수신된 신호성분은 다음 식과 같이 주어진다.

$$x_s(t) = \sum_{i=1}^L \sqrt{2P} \beta_i b(t-t_i) a(t-t_i) \cdot \cos\{2\pi(f_c + f_h(t-t_i))t + \phi_i\} \quad (9)$$

여기서, $\phi_i = \theta + a(t-t_i) + \varphi_i - 2\pi(f_c + f_h(t-t_i))t_i \pmod{2\pi}$ 를 나타내며, 시간지연 t_i 와 위상 ϕ_i 은 사용자 간의 비동기(asynchronism)를 모델링하는데 사용된다.

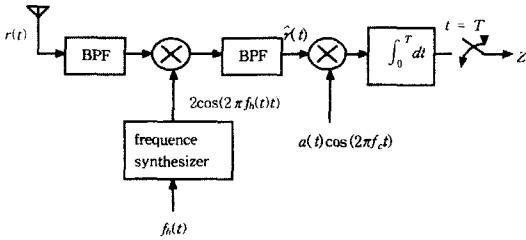


그림 2. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 상관 수신기

Fig. 2. Correlation receiver for a hybrid DS/SFH SS system.

톤 방해신호 성분은 다음 식과 같이 주어진다.

$$x_f(t) = \sqrt{\frac{2P_f}{N_f}} \sum_{m=1}^{N_f} \sum_{i=1}^L \beta_{f,m,i} \cos\{2\pi(f_c + f_{f,m})t + \phi_{f,m,i}\} \quad (10)$$

여기서 위상은 $\phi_{f,m,i} = \phi_m - 2\pi(f_c + f_{f,m})t_{f,m,i} + \varphi_{f,m,i}$ 의 값을 갖는다.

수신기의 첫 단은 주파수 역도약기(frequency dehopper)이다. 수신된 신호 $r(t)$ 는 대역폭 $2q/T_c$ 를 갖는 이상적인 대역통과 여파기를 통과한 후 사용자의 주파수도약 패턴에 따라 주파수 역도약기에 들어가 주파수 역도약(dehop)된다. 주파수 역도약된 신호는 고주파 성분을 제거하기 위하여 대역폭 $2/T_c$ 를 갖는 이상적인 대역통과 여파기를 통과한다. 대역통과 여파기의 출력신호는 다음 식과 같이 주어진다.

$$\hat{r}(t) = \hat{x}_s(t) + \hat{x}_f(t) + \hat{n}(t) \quad (11)$$

수신기의 주파수도약 패턴은 j 번째 주파수도약 패턴과 동기되어 있다고 가정하고, 이때의 기준경로(reference path)를 n 번째 경로라고 하자. 대역통과 여파기를 통과한 후 원하는 신호성분은 다음 식과 같이 주어진다.

$$\hat{x}_s(t) = \sqrt{2P} \sum_{i=1}^L \delta[f_h(t-t_i), f_h(t-t_n)] \cdot \beta_i b(t-t_i) a(t-t_i) \cos(2\pi f_c t + \phi_i) \quad (12)$$

톤 방해신호 성분은 다음 식과 같이 주어진다.

$$\hat{x}_f(t) = \sqrt{\frac{2P_f}{N_f}} \sum_{m=1}^{N_f} \sum_{i=1}^L \delta[f_{f,m}, f_h(t-t_n)] \cdot \beta_{f,m,i} \cos(2\pi f_c t + \phi_{f,m,i}) \quad (13)$$

재머는 주파수가 $f_{f,m} = f_h(t-t_n)$ 의 값을 가질 때 DS 대역확산된 신호에 방해신호를 충돌(hit) 시킨다. 주파수 역도약된 신호는 λ 번째 데이터 비트(여기서 $\lambda = jN_b + n'$ 으로 j 번째 도약의 n' 번째 데이터 비트)의 수신시간인 $[\lambda T, (\lambda+1)T]$ 시간구간동안 $a(t-t_n) \cos(2\pi f_c t + \phi_n)$ 과 상관값을 취하게 되고 그 결과는 식 (14)와 같다. 이때 느린 주파수도약이 가정되었으므로 동기복조를 가정하여 $\phi_n = 0, t_n = 0$ 이라 놓는다.

$$Z = \int_{\lambda T}^{(\lambda+1)T} \hat{r}(t) a(t) \cos(2\pi f_c t) dt = D + I + J + \eta \quad (14)$$

여기서 D 은 원하는 신호성분, I 은 다중경로에 의한 간섭성분, J 는 다중톤 방해신호 성분, η 은 잡음성분을 나타낸다. 각 성분 및 평균 비트오율에 대하여 기술하면 다음과 같다.

1. 원하는 신호성분과 잡음성분

원하는 신호성분은 다음 식으로 주어진다.

$$D = \sqrt{\frac{P}{2}} \beta_n b_n T \quad (15)$$

여기서, b_n 는 원하는 신호성분의 현재 데이터 비트를 나타내며, 원하는 신호성분의 평균은 0이고 분산은 다음과 같다.

$$E[D^2] = \frac{PT^2}{2} E[\beta_n^2] = \frac{PT^2}{2} \Omega_n \quad (16)$$

그리고 잡음성분 η 의 평균은 0이고 분산은 $N_0 T/4$ 로 주어진다. [16]

2. 다중경로 간섭성분

다중경로에 의한 간섭성분은 다음 식으로 주어진다.

$$I = \int_{\lambda T}^{(\lambda+1)T} \sum_{\ell=1, \ell \neq n}^L \sqrt{2P} \beta_\ell \delta[f_h(t-t_\ell), f_h(t)] b(t-t_\ell) a(t-t_\ell) \cos(2\pi f_c t + \phi_\ell) a(t) \cos(2\pi f_c t) dt \quad (17)$$

여기서 $N \gg 1$ 이라고 가정하면 경로 지연시간 t_ℓ 이 칩 지속시간 T_c 보다 크다고 할 수 있으므로 ℓ 번째 경로 신호의 데이터 비트동안 $L-1$ 개의 다른 경로 신호는 ℓ 번째 경로 신호와 같은 주파수를 갖고, $L-1$ 개의 지연된 성분들은 모두 충돌(hit)된다고 볼 수 있다. $f_c \gg 1/T$ 이라 가정하면 2배 주파수 성분을 무시할 수 있으므로 다중경로에 의한 간섭성분은 다음 식으로 주어진다.

$$I = \sum_{\ell=1, \ell \neq n}^L \sqrt{\frac{P}{2}} \beta_\ell \cos \phi_\ell [b_{\lambda-1} R_a(t_\ell) + b_\lambda \widehat{R}_a(t_\ell)] \quad (18)$$

여기서 $b_{\lambda-1}$ 은 원하는 신호성분의 이전 데이터 비트이고, $R_a(t_\ell)$ 과 $\widehat{R}_a(t_\ell)$ 은 각각 다음 식으로 주어진다.

$$R_a(t_\ell) = \int_0^{t_\ell} a(t-t_\ell) a(t) dt \quad (19a)$$

$$\widehat{R}_a(t_\ell) = \int_{t_\ell}^T a(t-t_\ell) a(t) dt \quad (19b)$$

다중경로에 의한 간섭성분의 분산은 다음 식으로 표현할 수 있다. [17, 18]

$$E[I^2] = \frac{PT_c^2}{12} \sum_{\ell=1, \ell \neq n}^L \Omega_\ell E[A(\ell)] \quad (20)$$

여기서 $A(\ell)$ 은 다음 식으로 주어진다.

$$A(\ell) = \widehat{A}(\ell) + \widehat{A}(\ell - N) \quad (21)$$

$\widehat{A}(\ell)$ 은 직접시퀀스 대역확산에 사용되는 확산시퀀스의 부분상관(partial correlation)으로 정의되며 다음 식과 같이 주어진다.

$$\widehat{A}(\ell) = C^2(\ell) + C^2(\ell + 1) + C(\ell)C(\ell + 1) \quad (22)$$

여기서 $C(\ell)$ 은 확산시퀀스의 부분상관을 나타내며 다음 식으로 주어진다.

$$C(\ell) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-\ell} a^j a^{j+\ell} & , \quad 0 \leq \ell \leq N-1, \\ \sum_{j=0}^{N-1+\ell} a^{j-\ell} a^j & , \quad 1-N \leq \ell < 0, \\ 0 & , \quad |\ell| \geq N \end{cases} \quad (23)$$

임의의 랜덤 2진 시퀀스에 대하여 식 (20)을 계산하고 [16~18], 식 (7)을 이용하면 다중경로에 대한 간섭성분의 분산은 식 (24)와 같이 주어진다. 이때, 기준경로 n 을 첫번째 경로 ($n=1$)라고 가정하였다.

$$E[I^2] = \begin{cases} \frac{PT_c^2 N}{6} (L-1) \Omega_1 & , \quad d=0 \\ \frac{PT_c^2 N}{6} \left(\frac{1-e^{-d}}{1-e^{-d}} - 1 \right) \Omega_1 & , \quad d \neq 0 \end{cases} \quad (24)$$

3. 톤 방해신호 성분

톤 방해신호의 영향은 다음 식으로 주어진다.

$$J = \sum_{\ell=1}^L \sqrt{\frac{P_\ell}{(2N_\ell)}} \beta_{J,m,\ell} \sum_{k=0}^{N_\ell-1} a_k \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} \cos(\phi_{J,m,\ell}) dt \quad (25)$$

톤 방해신호의 위상 $\phi_{J,m,\ell}$ 은 $[0, 2\pi]$ 구간에서 균일하게 분포되어 있으므로, 톤 방해신호 성분 J 는 평균 0이고 분산은 다음 식으로 주어진다.

$$E[J^2] = \begin{cases} \frac{LP_J T_c^2}{4N_p N} \Omega_{J,1} & , \quad d=0 \\ \frac{P_J T_c^2}{4N_p N} \left(\frac{1-e^{-d}}{1-e^{-d}} \right) \Omega_{J,1} & , \quad d \neq 0 \end{cases} \quad (26)$$

여기서, $\Omega_{J,1}$ 는 톤 방해신호의 첫번째 경로의 전력으로서 $\Omega_{J,1} = E[\beta_{J,m,1}^2]$ 이다.

III. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율

톤 방해신호가 수신신호에 충돌하지 않으면, 전체 간섭신호는 가우시안 잡음과 다중경로 간섭성분을 포함한다. 이 경우 DS 확산이득이 크면 Central Limit Theorem에 의해서 전체 간섭성분은 가우시안 확률변수로 근사화되고 분산 $\sigma_{z, no hit}^2$ 은 다음 식으로 주어진다.

$$\sigma_{z, no hit}^2 = \begin{cases} \frac{N_o T}{4} + \frac{PT_c^2 N}{6} (L-1) \Omega_1 & , \quad d=0 \\ \frac{N_o T}{4} + \frac{PT_c^2 N}{6} \left(\frac{1-e^{-d}}{1-e^{-d}} - 1 \right) \Omega_1 & , \quad d \neq 0 \end{cases} \quad (27)$$

톤 방해신호가 수신신호에 충돌하면, 전체 간섭신호는 가우시안 잡음, 다중경로 간섭 성분, 톤 방해신호 성분을 포함한다. 전체 간섭성분의 분산 $\sigma_{z, hit}^2$ 은 다음 식으로 주어진다.

$$\sigma_{Z,hi}^2 =$$

$$\begin{cases} \frac{N_o T}{4} + \frac{PT_c^2 N}{6}(L-1)\Omega_1 + \frac{LP_j T_c^2}{4N_j N} \Omega_{j,1}, & d=0 \\ \frac{N_o T}{4} + \frac{PT_c^2 N}{6} \left(\frac{1-e^{-d}}{1-e^{-d}} - 1 \right) \Omega_1 + \frac{P_j T_c^2}{4N_j N} \left(\frac{1-e^{-d}}{1-e^{-d}} \right) \Omega_{j,1}, & d \neq 0 \end{cases} \quad (28)$$

DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율은 다음 식과 같이 주어진다.

$$P_{e,DS/SFH} = \frac{N_I}{q} P_{e,DS,hi} + (1 - \frac{N_I}{q}) P_{e,DS,no hi} \quad (29)$$

여기서 $P_{e,DS,hi}$ 는 톤 방해신호에 충돌한 직접 시퀀스 대역확산된 부분의 오류를 나타내고, $P_{e,DS,no hi}$ 은 톤 방해신호에 충돌하지 않은 직접시퀀스 대역확산된 부분의 오류를 나타낸다. 데이터 비트가 $\{+1, -1\}$ 중에서 등확률로 발생한다고 가정할때 전송된 데이터 비트 b_i 가 +1이라고 가정하면, $P_{e,DS,hi}$ 은 다음 식으로 주어진다.

$$P_{e,DS,hi} = \int_0^\infty P(Z < 0 | \beta_n = \beta) p_{\beta_n}(\beta) d\beta \quad (30)$$

여기서 $P(Z < 0 | \beta_n = \beta)$ 는 페이딩 경로이득 β_n 값이 주어진 경우의 조건부 오류를 나타내고, $p_{\beta_n}(\beta)$ 는 확률 밀도 함수로서 식 (6)으로 주어진다. $N \gg 1$ 인 경우, I, J, η 는 각각 서로 독립이고 동일한 기준 경로 전력과 동일한 분포를 가정하였으므로 $I+J+\eta$ 는 평균이 0이고 분산 $\sigma_{Z,hi}^2 = \sigma_s^2 + \sigma_j^2 + \sigma_\eta^2$ 인 확률변수이므로 $P(Z < 0 | \beta_n = \beta)$ 은 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned} P(Z < 0 | \beta_n = \beta) &= P\left(\sqrt{\frac{P}{2}} \beta T + I + J + \eta < 0\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{P}{2}} \beta T / \sigma_{Z,hi}\right) \end{aligned} \quad (31)$$

여기서 $Q(x) = \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\right) \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy$ 를 나타낸다.

식 (31)을 식 (30)에 대입하면 $P_{e,DS,hi}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} P_{e,DS,hi} &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{P}{2}} \beta T / \sigma_{Z,hi}\right) p_{\beta_n}(\beta) d\beta \\ &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{P}{2}} \beta T / \sigma_{Z,hi}\right) \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega_1}\right)^m \beta^{2m-1} e^{-(m/\Omega_1)\beta^2} d\beta \end{aligned} \quad (32)$$

같은 방법으로 $P_{e,DS,no hi}$ 를 구할 수 있으며, 이 결과

를 식 (29)에 대입하여 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율을 구한다.

IV. 계산 결과

전체 대역폭을 일정하게 유지하기 위해 시스템 처리이득 qN 을 고정하고, 다중톤 방해신호가 존재하는 환경에서 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능과 DS 확산대역 시스템의 성능을 평균 비트오율 식 (29)를 통해 비교한다. 모든 그림에서는 E_b/N_0 (dB)을 -3 (dB)~ 42 (dB)로 변화시키며 비트오율을 구한 결과를 나타내며, 시스템의 처리이득 qN 의 표기는 다음과 같다.

DS ($N=1024, q=1$), H1 ($N=256, q=4$), H2 ($N=128, q=8$), H3 ($N=64, q=16$) 및 H4 ($N=32, q=32$).

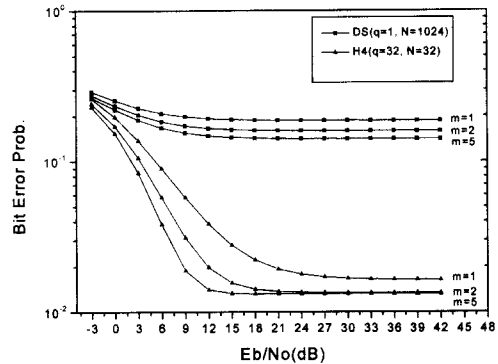


그림 3. m 값에 따른 복합 확산대역 시스템의 비트오율:

$JSR=30$ (dB), $N_j=1, L=8, \gamma=0$ (dB), $d=1$

Fig. 3. BER of hybrid systems for various m :

$JSR=30$ (dB), $N_j=1, L=8, \gamma=0$ (dB), $d=1$

그림 3에서는 $JSR=30$ (dB), $N_j=1, L=8, \gamma=0$ (dB), $d=1$ 일 때, 페이딩 지수 m 을 각각 1, 2, 5로 변화시킨 경우의 H4과 DS의 비트오율을 나타낸다. E_b/N_0 (dB)을 변화시키에 따라 H4가 DS 보다 더 낮은 비트오율을 보이는데, 이것은 DS 확산대역 시스템 보다 DS/SFH 확산대역 시스템이 더 우수하다는 것을 나타낸다. E_b/N_0 (dB)를 변화시키에 따라 DS 경우는 큰 변화가 없지만 H4의 경우는 E_b/N_0 (dB)가 -3 (dB)~ 18 (dB)의 구간에서 큰 변화를 보인다. 이것으로부터 성능의 개선을 위해 적절한 E_b/N_0 (dB)

이 인가되어야 함을 알 수 있다. 또한 m 이 증가함에 따라 더 낮은 비트오율을 갖는데, 그 이유는 페이딩의 영향이 점점 감소하기 때문이다. $m=1$ 인 경우는 레일 레이 페이딩을 나타내고, $m=2$ 인 경우는 직접성분대 페이딩성분 전력비가 3.8 (dB)인 라이시안 페이딩을 나타내며, m 이 무한히 증가할수록 페이딩이 없는 조건을 나타낸다.

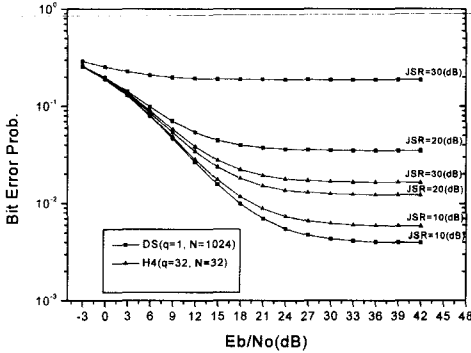


그림 4. JSR에 따른 복합 확산대역 시스템의 비트오율:

$$N_f=1, L=8, \gamma=0(\text{dB}), m=1, d=1$$

Fig. 4. BER of hybrid systems for various JSR: $N_f=1, L=8, \gamma=0(\text{dB}), m=1, d=1$

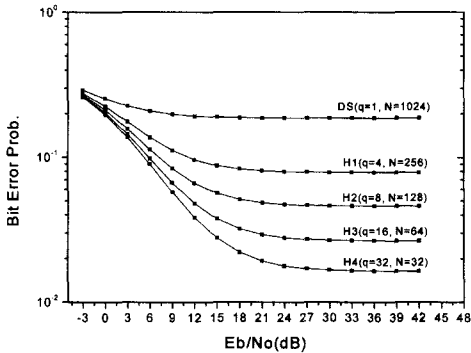


그림 5. 여러 가지 복합 확산대역 시스템의 비트오율: $JSR=30(\text{dB}), N_f=1, L=8, \gamma=0(\text{dB}), m=1, d=1$

Fig. 5. BER of various hybrid systems: $JSR=30(\text{dB}), N_f=1, L=8, \gamma=0(\text{dB}), m=1, d=1$

그림 4에서는 $N_f=1, L=8, \gamma=0(\text{dB}), m=1, d=1$ 일 때, JSR을 각각 10, 20, 30(dB)로 변화시킨 경우의 H4과 DS의 비트오율을 나타낸다. 그림으로부터 방해신호대 원하는 신호의 전력비가 작은 경우 ($JSR=10\text{dB}$)에는 DS 확산대역 시스템의 성능이

DS/SFH 복합 확산대역 시스템보다 좋은 성능을 나타내지만, 방해신호대 원하는 신호의 전력비가 큰 경우 ($JSR=20, 30\text{dB}$)에는 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능이 DS 확산대역 시스템의 성능보다 더 우수함을 알 수 있다.

그림 5에서는 $JSR=30(\text{dB}), N_f=1, L=8, \gamma=0(\text{dB}), m=1, d=1$ 일 때, 여러 가지 시스템에서의 비트오율을 보인다. 시스템의 처리이득 qN 이 일정할 때, 주파수도약 개수 q 가 증가함에 따라 더 낮은 비트오율을 보인다.

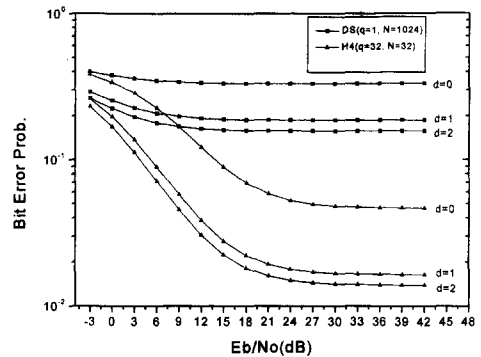


그림 6. d 값에 따른 복합 확산대역 시스템의 비트오율:

$$JSR=30(\text{dB}), N_f=1, L=8, \gamma=0(\text{dB}), m=1$$

Fig. 6. BER of hybrid systems for various d : $JSR=30(\text{dB}), N_f=1, L=8, \gamma=0(\text{dB}), m=1$

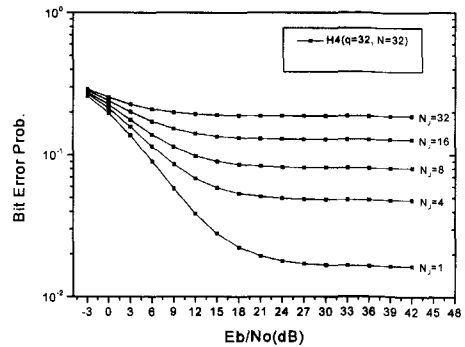


그림 7. N_f 값에 따른 복합 확산대역 시스템의 비트오율: $JSR=30(\text{dB}), L=8, \gamma=0(\text{dB}), m=1, d=1$

Fig. 7. BER of hybrid systems for various N_f : $JSR=30(\text{dB}), L=8, \gamma=0(\text{dB}), m=1, d=1$.

그림 6은 $JSR=30(\text{dB}), N_f=1, L=8, \gamma=0(\text{dB}), m=1$ 일 때, 페이딩 감쇠계수 d 를 각각 0, 1, 2로 변

화시킨 경우의 H4과 DS의 비트오율을 나타낸다. d 가 증가함에 따라 더 낮은 비트오율을 보였는데, 이것은 기준경로에 포함되는 전력의 다른 경로에 비해 상대적으로 크기 때문이다.

그림 7은 $JSR=30(dB)$, $L=8$, $\gamma=0(dB)$, $m=1$, $d=1$ 일 때, 다중톤 방해신호의 개수 N_f 를 각각 1, 4, 8, 16, 32로 변화시킨 경우의 H4의 비트오율을 보인다. 그림에서 다중톤 방해신호의 개수 N_f 가 증가함에 따라 비트오율이 증가함을 알 수 있다.

그림의 결과들을 종합해 볼때, 전체 대역폭을 일정하게 유지할 경우, 다중톤 방해신호가 존재하는 환경에서 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능이 DS 확산대역 시스템의 성능보다 훨씬 더 우수함을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 다중톤 방해신호가 존재하는 나카가미 페이딩 전송로에서 BPSK 변조 및 동기검출을 이용하는 직접시퀀스/느린 주파수 도약(DS/SFH) 복합 확산대역 시스템의 성능을 분석하였다. 나카가미 페이딩 전송로 모델은 페이딩 지수 m 에 따라 다양한 전파환경을 표현할 수 있는 장점을 지니는데, $m=1$ 이면 레일리 페이딩 분포를 따르고, $1/2 \leq m \leq 1$ 이면 레일리 페이딩보다 심한 페이딩을 나타낸다. $m > 1$ 이면 라이시안 페이딩을 나타내고, m 이 무한대로 감에 따라 페이딩이 없는 조건을 나타낸다. 계산결과로부터 시스템 처리 이득 qN 을 일정하게 유지했을 때, $E_b/N_0(dB)$ 을 변화시킴에 따라 DS/SFH 확산대역 시스템이 DS 확산대역 시스템보다 더 낮은 비트오율을 보인다. 또한 m 이 증가함에 따라 페이딩의 영향이 감소하여 더 좋은 성능을 나타내는 것을 알 수 있으며, 페이딩 감쇠계수 d 를 증가시킬 경우에도 더 낮은 비트오율을 보였는데, 이것은 기준경로에 포함되는 전력의 다른 경로에 비해 상대적으로 크기 때문이다. 방해신호대 원하는 신호의 전력비(JSR)가 작은 경우에는 DS 확산대역 시스템의 성능이 DS/SFH 복합 확산대역 시스템보다 좋은 성능을 나타내지만, 방해신호대 원하는 신호의 전력비(JSR)가 큰 경우에는 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능이 DS 확산대역 시스템의 성능보다 더 우수하다. 결론적으로, 전체 대역폭을 일정하게 유지할 경우, 다중톤 방해신호가 존

재하는 환경에서 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능이 DS 확산대역 시스템의 성능보다 훨씬 더 우수함을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications—a tutorial." *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-30, no. 5, pp.855–884, May 1982.
- [2] R. E. Ziemer and R. L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*. Macmillan, 1985.
- [3] E. A. Geraniotis. "Coherent hybrid DS-SFH spread-spectrum multiple-access communications." *IEEE J of Select Areas in 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. on Commun.*, vol. COM-34, no. 9, pp. 862–872, Sept. 1986.
- [5] J. Wang and M. Moeneclaey, "Hybrid DS/SFH spread-spectrum multiple access with predetection diversity and coding for indoor radio," *IEEE J. of Select. Areas in Commun.*, vol. SAC-10, no. 4, pp. 705–713, May 1992.
- [6] B. K. Levitt, "FH/MFSK performance in multitone jamming." *IEEE J. of Select. Areas in Commun.*, vol. SAC-3, no. 5, pp. 627–643, Sept. 1985.
- [7] R.-H. Dou and L. B. Milstein, "Error probability bounds and approximations for DS spread-spectrum communication systems with multiple tone or multiple access interference," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-32, no. 5, pp. 493–502, May 1984.
- [8] L. B. Milstein, S. Davidovice, and D. L. Schilling, "The effect of multiple-tone interfering signals on a direct sequence spread spectrum communication system," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-30,

no. 3, pp. 436-446, March 1982.

[9] M. A. Laxpati and J. W. Gluck, "Optimization of a hybrid SFH/DS MFSK link in the presence of worst case multitone jamming," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-43, no. 6, pp. 2118-2126, June 1995.

[10] 박찬범, 이재홍, "다중톤 방해신호가 존재하는 페이딩 전송로에서 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능분석," *전자공학회 논문지*, 제 33 권, A편, 제 11호, pp.10-18, Nov. 1996.

[11] P. D. Shaft, "On the relationship between scintillation index and Rician fading," *IEEE Trans. on commun.*, vol. COM-22, no. 5, pp. 731-732, May 1974.

[12] T. S. Rappaport and C. D. McGillem, "UHF fading in factories," *IEEE J. of Select. Areas in Commun.*, vol. SAC-7, no. 1, pp. 40-48, Jan. 1989.

[13] T. Eng and L. B. Milstein, "Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath fading." *IEEE Trans. on commun.*, vol. COM-34, no. 2/3/4, pp. 1134-1143, Feb./Mar./Apr. 1995.

[14] H. Suzuki, "A statistical model for urban radio propagation." *IEEE Trans. on commun.*, vol. COM-25, no. 7, pp. 673-680, July 1977.

[15] U. Charash, "Reception through Nakagami fading multipath channels with random delays," *IEEE Trans. on commun.*, vol. COM-27, no. 4, pp. 657-670, Apr. 1979.

[16] T. S. Rappaport, *Wireless Communications : Principles and Practice*. IEEE Press, 1966.

[17] M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple-access communication-Part I : System analysis," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-25, no. 8, pp. 795-700, Aug. 1977.

[18] M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiple-access communication-Part II : Code sequence analysis," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-25, no. 8, pp. 800-803, Aug. 1977.

저 자 소 개



卞宇燮(正會員)

1982년 3월 ~ 1986년 2월 연세대학교 공과대학 전기공학과 졸업, 공학사. 1986년 9월 ~ 1998년 8월 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업, 공학석사. 1990년 5월 ~ 현재 한국통신 연구개발본부 근무. 1994년 3월 ~ 현재 서울대학교 전기공학부 박사과정. 주관심분야는 확산대역 통신 및 그 응용, 스마트(Smart) 안테나



成宏模(正會員)

1965년 3월 ~ 1971년 6월 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업, 학사. 1973년 5월 ~ 1977년 10월 독일 아헨 공대 전자통신공학과 졸업, 공학석사. 1977년 10월 ~ 1982년 9월 독일 아헨 공대 음향공학과 졸업, 공학박사. 1983년 7월 ~ 현재 서울대학교 공과대학 전기공학부 교수. 1997년 7월 ~ 1998년 9월 서울대학교 뉴미디어통신공동연구소 소장. 1998년 9월 ~ 현재 서울대학교 공과대학 전기공학부 학부장