

論文96-33A-11-2

# 다중 톤방해신호가 존재하는 페이딩 전송로에서 DS/SFH 복합 확산대역시스템의 성능분석

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

朴贊範\*, 李在弘\*

(Chanbum Park and Jae Hong Lee)

### 요 약

본 논문에서는 BPSK 변조를 사용하고 동기검출을 하는 직접시퀀스/느린주파수도약 (DS/SFH) 복합 확산대역 시스템의 성능을 분석한다. 다중 톤 방해신호가 존재하는 주파수 선택성 라이시안 페이딩 전송로에서의 비트오율을 유도한다. 페이딩 전송로는 WSSUS (wide-sense stationary uncorrelated scattering) 전송로로 모델링한다. 유도된 비트오율식을 몇가지 시스템 파라미터 값에 대하여 계산한 결과를 보인다. 계산결과로부터, 방해신호대 신호전력비가 낮은 경우에는 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능이 순수한 DS 확산대역 시스템의 성능보다 못하다는 것을 알 수 있고, 방해신호대 신호전력비가 높은 경우에는 DS 확산대역 시스템의 성능이 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 최악의 성능과 같은 정도로 나타나는 것을 알 수 있다.

### Abstract

In this paper, performance of a hybrid direct-sequence/slow-frequency-hopped (DS/SFH) spread-spectrum (SS) system with coherent BPSK modulation is analyzed. The bit error probability is derived over a frequency-selective Rician fading channel in the presence of multiple tone jamming. The fading channel is modeled as the wide-sense stationary uncorrelated scattering (WSSUS) model. Numerical evaluations are presented for some combinations of system parameters. The performance of a hybrid DS/SFH SS system is shown to be inferior to that of a pure DS SS system at low jamming-to-signal power ratio (JSR). At high JSR, the performance of a pure DS SS system is shown to be the same as the worst case performance of a hybrid DS/SFH SS system.

### I. 서 론

확산대역(spread-spectrum: SS) 통신 시스템은 다중경로 페이딩, 다른 사용자에게 의한 간섭신호, 고의적인 방해신호 등에 효과적으로 대처할 수 있는 통신 방법이다<sup>[1][2]</sup>. 가장 널리 사용되고 있는 확산대역 방

법은 직접시퀀스(direct-sequence: DS) 확산대역, 주파수도약(frequency-hopped: FH) 확산대역 방법이다. 직접시퀀스 대역확산된 신호를 주파수 도약함으로써 DS/FH 복합 확산대역 시스템을 얻을 수 있다. DS/FH 복합 확산대역 시스템은 직접시퀀스 방식의 다중경로에서의 효율성과 주파수도약 방식의 방해신호에 대한 효율성을 결합하는 특성을 가질 수 있다. 또한, 복합 확산대역 방식은 짧은 확산 시퀀스와 주파수도약 패턴을 사용함으로써 전체적인 동기시간을 줄일 수 있으나, 송신기와 수신기의 설계에 있어서는 복잡도가 다

\* 正會員, 서울大學校 電氣工學部  
(School of Electrical Eng., Seoul National Univ.)  
接受日字: 1996年4月8日, 수정완료일: 1996年11月2日

소 증가하는 단점이 있다 [13] [14].

확산대역 통신시스템의 방해신호 중 대표적인 것이 톤 방해신호이다. 톤 방해신호가 존재하는 환경에서 확산대역 통신 시스템의 성능에 대해서는 많은 연구결과가 있으나, 기존의 연구는 주파수도약 확산대역 시스템에서의 성능분석이나 [5], 직접시퀀스 확산대역 시스템에서의 성능분석이 주를 이루고 있다 [6-8]. 톤 방해신호가 존재하는 환경에서의 복합 확산대역 시스템에 대한 성능분석에 대한 연구도 있으나 [9], 가우시안 잡음 전송로에서 MFSK 변조를 사용하는 경우에 대한 결과를 보이고 있고, 복합 확산대역 시스템의 톤 방해신호가 존재하는 페이딩 전송로에서의 성능분석이나, 직접시퀀스 대역확산과 주파수도약 대역확산의 비인 복합비의 변화에 따르는 성능분석에 대한 기존의 연구결과가 없다.

본 논문에서는 다중 톤 방해신호가 존재하는 주파수 선택성 라이시안 페이딩 전송로에서 직접시퀀스 방식과 느린 주파수도약(slow FH: SFH) 방식을 결합한 복합 확산대역 시스템의 성능을 분석한다. 변조방식으로는 BPSK 방식을 고려하고, 전송로의 모델은 WSSUS (wide-sense stationary uncorrelated scattering) 전송로 모델 [10]을 사용하여 성능을 분석한다.

논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 송신기, 전송로, 방해신호, 수신기 등의 모델에 대하여 기술하고, III장에서 비트오율식을 유도한다. IV장에서는 여러가지 시스템 파라미터에 따른 계산결과를 보이고 V장에서 결론을 기술한다.

## II. 시스템 모델

DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 송신기 모델을 그림 1에 보인다. BPSK 변조가 사용되는 경우 전송신호는 다음 식으로 주어진다.

$$s(t) = \sqrt{2P}b(t)a(t) \cos\{2\pi(f_c + f_h(t))t\} \quad (1)$$

여기서  $P$ 는 전송신호의 전력을 나타내고,  $f_c$ 는 반송파 주파수를 나타낸다. 데이터 신호  $b(t)$ 는 지속시간  $T$ 를 갖는 사각 펄스열로 구성된다.  $n$ 번째 펄스는  $nT \leq t < (n+1)T$  시간구간동안 진폭  $b^{(n)}$  ( $b^{(n)} \in \{+1, -1\}$ )을 갖는다. 이 데이터 신호는 BPSK 변조된

후 확산신호  $a(t)$ 에 의해 대역확산이 된다. 확산신호는 지속시간  $T_c$ 를 갖는 사각 펄스열로 구성되며,  $l$ 번째 펄스는  $lT_c \leq t < (l+1)T_c$  시간구간동안 진폭  $a^{(l)}$  ( $a^{(l)} \in \{+1, -1\}$ )을 갖는다.

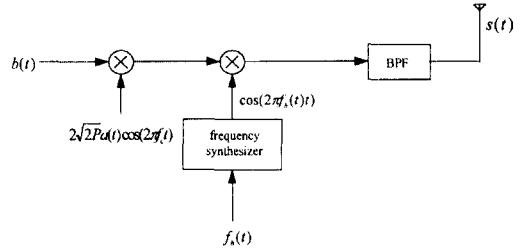


그림 1. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 송신기 모델

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

각 데이터 펄스에는  $N$ 개의 확산신호 펄스가 있다고 가정한다 ( $T = NT_c$ ). 또한, 확산시퀀스 ( $a^{(l)}$ )의 주기도  $N$ 이라고 가정한다. 직접시퀀스 대역확산된 신호는 주파수도약 패턴  $f_h(t)$ 에 따라 주파수 도약된다. 주파수도약 패턴은  $q$ 개의 등간격 주파수로부터 선택된 시퀀스 ( $f_h^{(j)}$ )로부터 구해진다. 주파수 간격은  $2/T_c$ 로서 직접시퀀스 대역확산된 신호가 인접한 주파수로 도약하는 경우에도 주파수대역이 중첩되지 않는다고 가정한다. 주파수도약 지속시간을  $T_h$ 라 하면, 도약당 전송 데이터 비트 수는 양의 정수  $N_b = T_h/T$ 가 된다. SFH 방식의 경우  $N_b > 1$ 이 성립한다.

데이터 신호의 대역폭을  $W$ 라고 하고, 대역확산된 신호의 대역폭을  $W_{ss}$ 라고 하면, DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 처리이득은 다음 식으로 주어진다.

$$G_p = W_{ss}/W \quad (2)$$

$$= q(2/T_c)/(2/T) = qN$$

다중 톤 방해신호의 모델은 다음 식과 같다.

$$J(t) = \sqrt{\frac{2P_f}{N_f}} \sum_{m=1}^{N_f} \cos(2\pi f_{j,m}t + \phi_m) \quad (3)$$

여기서  $P_f$ 는 방해신호의 전체 전력을 나타내고,  $N_f$ 는 방해신호의 갯수,  $f_{j,m}$ 은  $m$ 번째 톤 방해신호의 주파수,  $\phi_m$ 은  $m$ 번째 톤 방해신호의 위상으로  $[0, 2\pi]$  사이

에서 균일하게 분포한다. 재머(jammer)는 주파수도약에 사용되는 주파수를 알고 있으나, 주파수도약 패턴은 모르는 것으로 가정한다. 각 주파수도약 슬롯내에서 여러개의 톤으로 전력을 나눔으로써 재머가 얻을 수 있는 이득은 없으므로, 재머는 도약 주파수와 일치하는 위치인, 직접시퀀스 대역확산된 신호의 중앙에 방해신호 톤을 위치시키는 것으로 가정한다 [21] [9]. 직접시퀀스 확산대역 시스템과 DS/FH 복합 확산대역 시스템에 대한 재밍(jamming) 방법을 그림 2에 보인다.

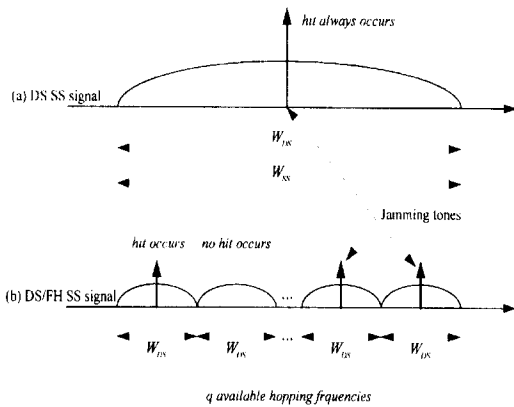


그림 2. 재밍 방법. (a) DS 확산대역 신호, (b) DS/FH 복합 확산대역 신호  
 Fig. 2. Jamming strategies for (a) a DS SS signal and (b) a DS/FH SS signal.

전송로는 주파수 선택성 라이시안 페이딩 전송로로 WSSUS 모델을 사용하였다 [10]. 이 모델은 데이터 비트 길이  $T$ 의 몇 배 구간에 해당하는 짧은 시간구간에 대해서 실제 무선 전송로의 특징에 적합한 모델이다 [11].

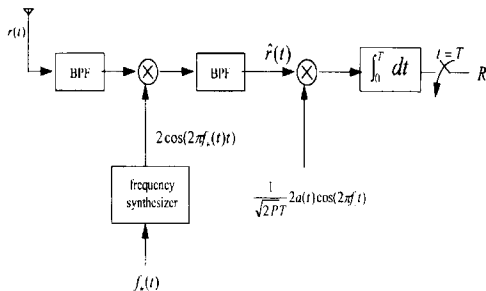


그림 3. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 수신기 모델  
 Fig. 3. Receiver model for a hybrid DS/SFH SS system.

DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 수신기 모델을 그림 3에 보인다. 수신 신호는 다음 식과 같다.

$$r(t) = x_s(t) + x_f(t) + n(t) \tag{4}$$

여기서  $x_s(t)$ 는 수신된 데이터 신호 성분,  $x_f(t)$ 는 톤 방해신호 성분,  $n(t)$ 는 평균 0이고 양측대파 스펙트럼 밀도가  $N_0/2$ 인 가우시안 잡음 성분을 나타낸다.

WSSUS 전송로를 통과한 수신된 데이터 신호 성분은 직접 신호 성분과 페이딩의 영향을 받은 신호성분으로 구성되며, 다음 식과 같이 주어진다.

$$x_s(t) = \text{Re} \left[ \sqrt{2P} \left\{ b(t)a(t) + \gamma_s \int_{-\infty}^{\infty} \beta_s(\tau) b(t-\tau)a(t-\tau) d\tau \right\} e^{j2\pi f_c t + j\phi_s(t)} \right] \tag{5}$$

식 (5)의 중괄호내의 첫번째 항은 페이딩의 영향을 받지않은 직접 신호 성분을 나타내고, 두번째 항은 페이딩의 영향을 받은 신호 성분을 나타낸다. 음이난 실수값을 갖는 파라미터  $\gamma_s$ 는 페이딩의 영향을 받은 신호 성분 전력의 직접 신호 성분 전력에 대한 비를 나타낸다.  $\beta_s(\tau)$ 는 전송로의 페이딩 성분에 대한 지역 등가 시변 임펄스 응답을 나타내는 평균 0인 복소 가우시안 확률 과정으로, 페이딩 과정이라 부른다. 식 (5)의 적분 구간은 모든 다중경로 신호에 대한 합을 나타내는데, 실제 다중경로 지연(multipath delay)을 나타내는  $\tau$  값의 구간 밖에서는  $\beta_s(\tau)$ 값이 0이 된다 [10], [12].

WSSUS 전송로를 통과한 톤 방해신호 성분은 직접 방해신호 성분과 페이딩의 영향을 받은 방해신호 성분으로 구성되며, 다음 식과 같이 주어진다.

$$x_f(t) = \text{Re} \left[ \sum_{m=1}^{N_f} \sqrt{\frac{2P_f}{N_f}} \left\{ 1 + \gamma_f \int_{-\infty}^{\infty} \beta_f(\tau) d\tau \right\} e^{j(2\pi f_{c,m} t + \phi_m)} \right] \tag{6}$$

여기서  $\gamma_f$ 는 페이딩의 영향을 받은 방해신호 성분 전력의 직접 방해신호 성분 전력에 대한 비를 나타내며 음이난 실수값을 갖는다.  $\beta_f(\tau)$ 는 전송로의 페이딩 성분에 대한 지역 등가 시변 임펄스 응답을 나타내는 평균 0인 복소 가우시안 확률과정으로, 톤 방해신호에 대한 페이딩 과정이다. 데이터 신호와 방해신호는 지역적으로 서로 다른 위치에서 전송되므로 페이딩 과정  $\beta_s(\tau)$  와  $\beta_f(\tau)$ 는 서로 독립이라고 가정한다.

수신된 신호  $r(t)$ 는 대역폭  $2q/T_c$ 인 이상적인 대역 통과 여파기를 통과한다. 이 여파기의 다음단에서는 전

송단에서의와 같은 주파수도약 패턴과 동기가 맞는 주파수 역도약기(dehopper)로 주파수 역도약을 하게된다. 주파수 역도약후 신호는 대역폭  $2/T_c$ 인 이상적인 대역통과 여파기를 통과하게 되고 이 과정에서 대역 밖의 원하지 않는 신호성분은 제거된다. 대역통과 여파기의 출력은 다음 식과 같다.

$$\hat{r}(t) = \hat{x}_s(t) + \hat{x}_j(t) + \hat{n}(t) \quad (7)$$

데이터 신호 성분  $\hat{x}_s(t)$ 는 다음 식과 같다.

$$\hat{x}_s(t) = \text{Re} \left[ \sqrt{2P} b(t) a(t) + \gamma_s \int_{-\infty}^{\infty} \beta_s(\tau) b(t-\tau) a(t-\tau) d\tau \right] e^{j2\pi f_c t} \quad (8)$$

주파수 역도약 과정에서 톤 방해신호는  $f_{j,m}(t) = f_c + f_h(t)$ 일 때 수신된 데이터 신호의 직접시퀀스 대역확산된 부분에 충돌(hit)된다. 톤 방해신호 성분  $\hat{x}_j(t)$ 는 다음 식과 같다.

$$\hat{x}_j(t) = \begin{cases} \text{Re} \left[ \sqrt{\frac{2P_j}{N_j}} \left[ 1 + \gamma_j \int_{-\infty}^{\infty} \beta_j(\tau) d\tau \right] e^{j(2\pi f_c + \phi)t} \right], & \text{when } f_{j,m}(t) = f_c + f_h(t) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

여기서  $\phi$ 는  $[0, 2\pi]$  구간에서 균일하게 분포되어 있는 톤 방해신호의 위상을 나타낸다.

느린 주파수도약이 가정되었으므로, 수신된 데이터 신호는 몇 개의 데이터 비트 구간동안 같은 반송파 주파수를 유지한다. 즉, 확산신호의 동기를 얻은 후 수신기의 추적시스템은 수신된 데이터 신호의 위상을 찾을 수 있어 동기 복조가 가능하게 된다. 적분방전(integrate-and-dump) 여파기의 출력은 다음 식으로 주어진다.

$$R = \frac{1}{\sqrt{2PT}} \int_{nT}^{(n+1)T} \hat{r}(t) \cdot 2a(t) \cos(2\pi f_c t) dt \quad (10)$$

확산대역 시스템에서는  $f_c \gg 1/T$ 의 관계를 나타내므로, 식 (10)의 적분에서 이중 주파수 성분은 무시될 수 있고, 식 (10)은 다음 식과 같이 된다.

$$R = \begin{cases} S_D + S_F + J_D + J_F + \eta, & \text{when } f_{j,m}(t) = f_c + f_h(t) \\ S_D + S_F + \eta, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (11)$$

여기서  $S_D$ 는 수신된 데이터 신호의 직접 성분,  $S_F$ 는 수신된 데이터 신호의 페이딩 성분,  $J_D$ 는 톤 방해신호의 직접 성분,  $J_F$ 는 톤 방해신호의 페이딩 성분을 나

타내고,  $\eta$ 는 잡음 성분을 나타낸다. 현재의 데이터 심볼을  $b_n$ 이라 하면, 이상의 성분들은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$S_D \triangleq \frac{1}{\sqrt{2PT}} \int_{nT}^{(n+1)T} \sqrt{2P} b(t) a(t) \cos(2\pi f_c t) \cdot 2a(t) \cos(2\pi f_c t) dt = b_n \quad (12)$$

$$S_F \triangleq \frac{\gamma_s}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} a(t) \text{Re} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \beta_s(\tau) b(t-\tau) a(t-\tau) d\tau \right] dt \quad (13)$$

$$J_D \triangleq \sqrt{\frac{P_j}{PN_j}} \frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} a(t) dt \cos \phi \quad (14)$$

$$J_F \triangleq \sqrt{\frac{P_j}{PN_j}} \frac{\gamma_j}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} a(t) \text{Re} \left[ e^{j\phi} \int_{-\infty}^{\infty} \beta_j(\tau) d\tau \right] dt \quad (15)$$

$$\eta \triangleq \frac{1}{\sqrt{2PT}} \int_{nT}^{(n+1)T} \hat{n}(t) \cdot 2a(t) \cos(2\pi f_c t) dt \quad (16)$$

복합 확산대역 시스템의 비트오율을 유도하기 위해서는 데이터 신호의 페이딩 성분  $S_F$ , 톤 방해신호의 직접 성분  $J_D$ , 톤 방해신호의 페이딩 성분  $J_F$ , 잡음 성분  $\eta$ 의 분산을 계산해야 한다. 이러한 확률 변수들의 분산을 계산하는 데에는 전송로의 공분산(covariance) 함수가 사용된다. WSSUS 주파수 선택성 페이딩 전송로의 페이딩 과정에 대한 공분산 함수는 다음 식과 같이 주어진다 [10], [12]-[14].

$$\frac{1}{2} E\{\beta(\tau)\beta(\sigma)\} = 0 \quad (17)$$

$$\frac{1}{2} E\{\beta(\tau)\beta^*(\sigma)\} = \rho(\tau)\delta(\tau-\sigma) \quad (18)$$

여기서  $\rho(\tau)$ 는 페이딩 과정의 지연 전력 밀도 스펙트럼(delay power density spectrum)으로서, 음이던 실수값의 함수이다 [15]. 주파수 선택성 페이딩 전송로는 메모리가 있어서 수신된 신호에 심볼간 간섭을 유발시킨다. 주파수 선택성의 정도는 인접한 데이터 비트에 의한 심볼간 간섭만을 고려한다. 인접한 데이터 비트보다 더 많은 데이터 비트에 대한 심볼간 간섭까지 고려하는 것은 전체적인 성능 열화가 심해서 실제적인 관점에서 볼 때 통신 전송로로 부적합하기 때문이다 [16]. 이 조건은  $|\tau| > T$ 인 구간에서  $\rho_k(\tau) = 0$ 인 것을 의미한다. 지연 전력 밀도 스펙트럼에 대해서, 이전의 연구 [15]에서는 가우시안, 지수적(exponential), 삼각, 사각 지연 전력 스펙트럼 밀도에 대하여 고려하였으나, 이 논문에서는 임의로 삼각 지연 전력 스펙트럼 밀도에 대해서만 고려한다. 삼각 지연 전력 스펙트럼 밀도는

다음과 같이 주어진다.

$$\rho(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\lambda T} \left(1 - \frac{|\tau|}{\lambda T}\right), & |\tau| \leq \lambda T \\ 0, & |\tau| > \lambda T \end{cases} \quad (19)$$

여기서  $\lambda$ 는  $0 \leq \lambda < 1$ 의 값을 갖는 전송로 상관계수로서 정규화된 rms 지연 퍼짐(normalized rms delay spread  $\mu = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \tau^2 \rho(\tau) d\tau} / T$ ) 와는  $\lambda = \sqrt{6}\mu$ 의 관계를 갖는다 <sup>115)</sup>.

데이터 신호의 페이딩 성분  $S_F$ 는 평균 0인 조건부 가우시안 확률변수를 나타낸다. 모든 데이터 패턴에 대해 평균을 취하면  $S_F$ 의 분산은 다음 식으로 주어진다 <sup>111)</sup>.

$$\sigma_{S_F}^2 = \frac{2\gamma_S^2}{T^2} \int_0^T \rho_S(\tau) [R_a^2(\tau) + \widehat{R}_a^2(\tau)] d\tau \quad (20)$$

여기서  $R_a(\tau)$ 와  $\widehat{R}_a(\tau)$ 는 연속시간 부분적 상호상관(partial cross-correlation) 함수로  $0 \leq \tau \leq T$ 구간에 대해 다음과 같이 정의된다.

$$\widehat{R}_a(\tau) \triangleq \int_0^{\tau} a(t-\tau) a(t) dt \quad (21)$$

$$R_a(\tau) \triangleq \int_{\tau}^T a(t-\tau) a(t) dt \quad (22)$$

식 (19)에서  $\lambda T$ 를  $\lambda N = n + p$ 로 정의한다.  $n$ 은  $N$ 보다 작은 양의 정수이고  $p$ 는  $0 \leq p < 1$  범위의 값을 갖는다. 식 (19)를 식 (20)에 대입하면, 다음과 같이 분산을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_{S_F}^2 = \frac{2\gamma_S^2}{\lambda^2 N^3} \sum_{l=0}^n & \left[ p_l \{C^2(l-N) + C^2(l)\} \left\{1 - \frac{1}{\lambda N} \left(l + \frac{1}{2} p_l\right)\right\} \right. \\ & + p_l^2 \{ \Pi(l-N) + \Pi(l) \} \left\{1 - \frac{1}{\lambda N} \left(l + \frac{2}{3} p_l\right)\right\} \\ & \left. + \frac{p_l^3}{3} \{ \Delta^2(l-N) + \Delta^2(l) \} \left\{1 - \frac{1}{\lambda N} \left(l + \frac{3}{4} p_l\right)\right\} \right] \end{aligned} \quad (23)$$

여기서  $l < n$ 일 때  $p_l = 1$ 이고,  $p_n = p$ 이다.  $C(l)$ 은 PN 시퀀스 ( $a^{(n)}$ )의 비주기 부분 상관(aperiodic partial correlation) 값으로서 다음 식과 같이 정의된다 <sup>117)</sup>.

$$C(l) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-l} a^{(j)} a^{(j+l)}, & 0 \leq l \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+l} a^{(j-l)} a^{(j)}, & 1-N \leq l < 0 \\ 0, & |l| \geq N \end{cases} \quad (24)$$

또한,  $\Delta(l)$ 과  $\Pi(l)$ 은 각각  $\Delta(l) = C(l+1) - C(l)$ ,  $\Pi(l) = \Delta(l)C(l)$ 과 같이 정의된다.

톤 방해신호의 직접성분  $J_D$ 는 평균 0인 가우시안 확률변수로서 분산은  $\sigma_{J_D}^2 = (P_J/PN_J)(\cos^2 \phi)/N$ 로 주어진다 <sup>12)</sup>. 톤 방해신호의 페이딩 성분  $J_F$ 는 위상  $\phi$ 가 주어지면 평균 0인 조건부 가우시안 확률변수이고, 그 분산은 다음 식과 같다 <sup>16)</sup>.

$$\sigma_{J_F}^2 \text{var}(J_F \phi) = \frac{P_J}{PN_J} \frac{\gamma_J^2}{N^2} \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\tau) d\tau \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} a^{(k)} a^{(l)} \quad (25)$$

시퀀스 ( $a^{(k)}$ )를 주기  $N$ 인  $m$ -시퀀스라고 가정하면,  $(N-1)/2$ 개의  $-1$ 과  $(N+1)/2$ 개의  $+1$ 로 구성되어  $\sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} a^{(k)} a^{(l)} = 1$ 의 관계가 성립된다. 이 결과와 식 (19)의  $\int_{-\infty}^{\infty} \rho(\tau) d\tau = 1$ 인 성질을 이용하면 식 (25)는 다음과 같이 된다.

$$\sigma_{J_F}^2 = \frac{P_J}{PN_J} \frac{\gamma_J^2}{N^2} \quad (26)$$

잡음 성분  $\eta$ 는 평균 0이고 분산  $\sigma_{\eta}^2 = N_0/(2PT) = N_0/(2E_b)$ 인 가우시안 확률변수이다.

### III. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율

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

$$P_{e, DS/SFH} = \frac{N_J}{q} P_{e, DS, \text{hit}} + \left(1 - \frac{N_J}{q}\right) P_{e, DS, \text{no hit}} \quad (27)$$

여기서  $P_{e, DS, \text{hit}}$ 는 톤 방해신호에 충돌된 직접시퀀스 대역확산된 부분의 오율을 나타내고,  $P_{e, DS, \text{no hit}}$ 은 톤 방해신호에 충돌되지 않은 직접시퀀스 대역확산된 부분의 오율을 나타낸다.  $P_{e, DS, \text{hit}}$ 은 다음 식과 같이 구하여진다.

$$P_{e, DS, \text{hit}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{e, DS, \text{hit}}(e| \phi) d\phi \quad (28)$$

여기서  $P_{e, DS, \text{hit}}(e| \phi)$ 는 톤 방해신호의 위상이 주어졌을 때의 조건부 오율을 나타낸다. 데이터 비트가  $\pm 1$  중에서 등확률로 선택되고 현재 전송된 데이터 비트  $b_n$ 이  $-1$ 이라고 가정하면,  $P_{e, DS, \text{hit}}(e| \phi)$ 는 다음 식과 같이 주

어진다.

$$P_{e,DS,hit}(\epsilon|\phi) = \Pr\{R>0\} = \Pr\{-1+S_F+J_D+J_F+\eta>0\} \quad (29)$$

$S_F+J_D+J_F+\eta$ 는 평균 0이고 분산이  $\sigma^2 = \sigma_{S_F}^2 + \sigma_{J_D}^2 + \sigma_{J_F}^2 + \sigma_{\eta}^2$ 인 가우시안 확률변수이므로 식 (29)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_{e,DS,hit}(\epsilon|\phi) = \Pr\{S_F+J_D+J_F+\eta>1\} = Q\left(\frac{1}{\sqrt{\sigma_{S_F}^2 + \sigma_{J_D}^2 + \sigma_{J_F}^2 + \sigma_{\eta}^2}}\right) \quad (30)$$

여기서  $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy$ 를 나타낸다. 비슷한 방법으로  $P_{e,DS,no hit}$ 는 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$P_{e,DS,no hit} = Q\left(\frac{1}{\sqrt{\sigma_{S_F}^2 + \sigma_{\eta}^2}}\right) \quad (31)$$

식 (30)과 식 (31)을 식 (27)에 대입하면, DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율을 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$P_{e,DS/SFH} = \frac{N_f}{q} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} Q\left(\frac{1}{\sqrt{\sigma_{S_F}^2 + \sigma_{J_D}^2 + \sigma_{J_F}^2 + \sigma_{\eta}^2}}\right) d\phi + \left(1 - \frac{N_f}{q}\right) Q\left(\frac{1}{\sqrt{\sigma_{S_F}^2 + \sigma_{\eta}^2}}\right) \quad (32)$$

#### IV. 계산결과

본 장에서는 식 (32)를 계산하여 얻은 결과를 보인다. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율을 계산하여 비교하는 경우 식 (2)의  $Nq$  값을 일정하게 고정시켜서 계산하는 것이 정확한 비교가 되겠지만, 직접 시퀀스 확산대역에 쓰이는 확산시퀀스의 부분 상관값의 영향을 보기 위하여 표 1과 같은 복합 시스템에 대하여 계산하였다. 계산에서 데이터 신호와 톤 방해신호가 같은 정도의 페이딩을 겪는 것으로 가정하여 수신 신호의 페이딩 성분 전력대 직접 성분 전력의 비  $\gamma_s^2$ 과  $\gamma_j^2$ 의 값을 같은 값으로 놓았다.  $\gamma_s^2$ 과  $\gamma_j^2$ 의 값을 0.2로 설정한 것은 전형적인 라이시안 요소(Rician factor)의 값인 7 dB에 해당하기 때문이다<sup>[19]</sup>. 전송률 상관계수  $\lambda$ 의 값 0.25는 정규화된 rms 지연 퍼짐  $\mu \approx 0.1$ 에 해당한다<sup>[20]</sup>.

방해신호대 신호 전력비(jamming-to-signal power ratio: JSR)에 따른 복합 확산대역 시스템의 비트오율을 그림 4에 보인다. JSR이 작은 경우 복합

확산대역 시스템은 재머가 한 개의 톤 방해신호에 전력을 집중하는 경우에 최악(worst case)의 비트오율을 나타내고, JSR이 큰 경우에는 재머가 가능한 최대갯수의 톤 방해신호에 전력을 분산시킬 때 최악의 비트오율을 나타내는 것을 알 수 있다. 직접시퀀스 확산대역 시스템은 JSR이 작은 경우에는 복합 확산대역 시스템보다 더 낮은 비트오율을 나타내고, JSR이 큰 경우에는 복합 확산대역 시스템의 최악의 비트오율과 같은 비트오율을 나타낸다.

표 1. 계산에 사용된 복합 확산대역 시스템과 처리이득

Table 1. Hybrid systems and their processing gains used in numerical evaluations.

notation	$N$	$q$	$Nq$
H6	15	68	1020
H5	31	33	1023
H4	63	16	1008
H3	127	8	1016
H2	255	4	1020
DS	1023	1	1023

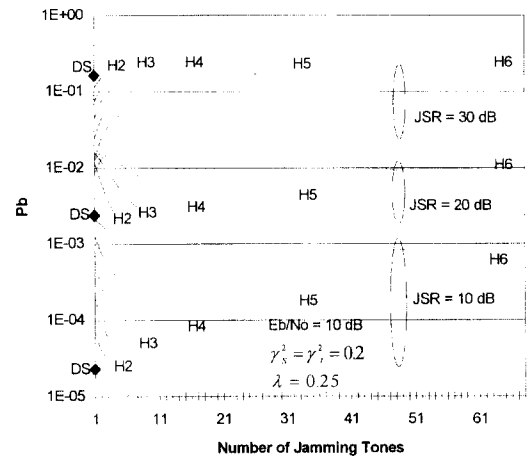


그림 4. JSR에 따른 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율

Fig. 4. Bit error probabilities of hybrid DS/SFH SS systems for JSR.

수신신호의 페이딩 성분 전력대 직접 성분 전력의 비  $\gamma_s^2$ 과  $\gamma_j^2$ 에 따른 복합 확산대역 시스템(H3)의 비트오율을 그림 5에 보인다.  $\gamma_s^2$ 과  $\gamma_j^2$ 의 값은 0.1~0.6 범위에서 계산하였는데, 이것은 전형적인 라이시안 요소

의 범위인 10dB~2dB에 해당하기 때문이다 [20]. 그림에서 페이딩 성분의 전력이 증가함에 따르는 비트오율의 증가를 볼 수 있다.

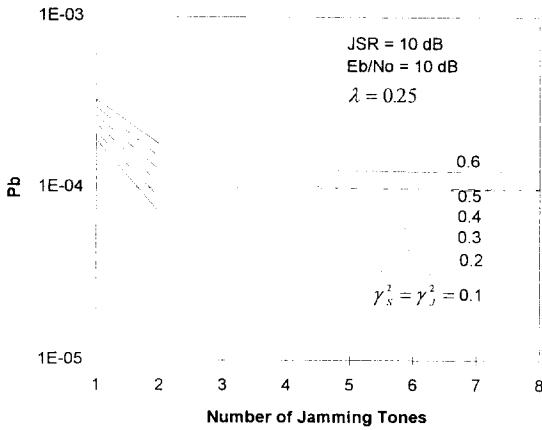


그림 5. 페이딩 성분 전력대 직접성분 전력비  $\gamma_s^2, \gamma_j^2$ 에 따른 DS/SFH 복합 확산대역 시스템(H3)의 비트오율

Fig. 5. Bit error probability of a hybrid DS/SFH SS system (H3) for the ratio of faded signal power to direct signal power  $\gamma_s^2, \gamma_j^2$ .

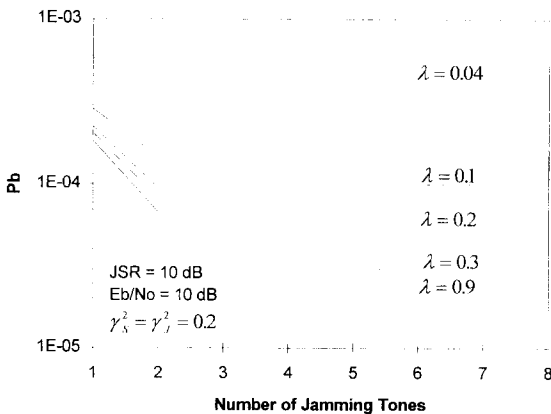


그림 6. 전송로 상관계수  $\lambda$ 에 따른 DS/SFH 복합 확산대역 시스템(H3)의 비트오율

Fig. 6. Bit error probability of a hybrid DS/SFH SS system (H3) for the channel correlation coefficient  $\lambda$ .

전송로 상관계수  $\lambda$ 에 따른 복합 확산대역 시스템(H3)의 비트오율을 그림 6에 보인다. 전송로 상관계수  $\lambda$ 가 감소함에 따라 비트오율은 증가하는 것을 볼 수 있는데, 전송로 상관계수가 작아지면 페이딩 성분

상관 수신기의 스무딩(smoothing) 효과가 감소하기 때문이다 [11].

그림 7에서는 직접시퀀스 대역확산의 처리이득이  $N=127$  로 고정된 경우, 도약 가능한 주파수의 수  $q$  값의 증가에 따르는 복합 확산대역 시스템의 비트오율을 보인다. 이 경우  $q$ 값이 증가 하는 것은 대역폭의 증가를 의미한다. 그림에서  $q$ 값을 증가시키으로써 톤 방해신호에 충돌될 확률이 줄어들어 비트오율이 낮아지는 것을 알 수 있다. 그러나, JSR이 낮은 경우는  $q$  값의 증가가 비트오율에 큰 영향을 주지 못한다는 것을 알 수 있다.

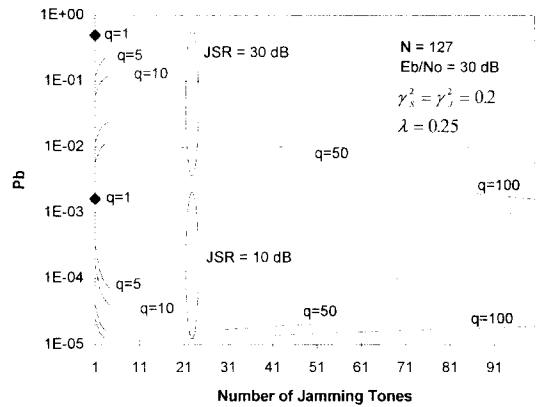


그림 7. DS 처리이득이 고정된 경우, 도약주파수 수 ( $q$ )의 증가에 따른 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율

Fig. 7. Bit error probabilities of hybrid DS/SFH SS systems for the increasing number of available hopping frequencies ( $q$ ).

### V. 결론

본 논문에서는 다중 톤 방해신호가 존재하는 주파수 선택성 라이시안 페이딩 전송로에서 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율식을 유도하고 계산결과를 보였다. 변조방식으로는 BPSK 방식을 고려하고 전송로의 모델은 WSSUS 전송로 모델을 사용하였다. 비트오율식의 유도에서는 직접시퀀스 확산 시퀀스의 상호 상관값의 영향을 고려하였고, 유도된 비트오율식에 대해 복합 확산대역 시스템의 복잡비, 방해신호대 신호전력비, 수신신호의 페이딩 성분 전력대 직접 성분 전력의 비, 전송로 상관계수, 톤 방해신호의 개수 등의 파라미터에 대하여 계산결과를 보였다. 방해신호대 신호

전력비가 낮은 경우 직접시퀀스 확산대역 시스템은 복합 확산대역 시스템보다 낮은 비트오율을 나타내고, 방해신호대 신호 전력비가 높은 경우에는 직접시퀀스 확산대역 시스템은 복합 확산대역 시스템의 최악의 비트오율과 같은 정도의 비트오율을 나타낸다.

### 참 고 문 헌

- [1] R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications - a tutorial," *IEEE Trans. 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] 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.
- [6] L. B. Milstein and D. L. Schilling, "Performance of a spread spectrum communication system operating over a frequency-selective fading channel in the presence of tone interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, no. 1, pp. 240-247, Jan. 1982.
- [7] L. B. Milstein, S. Davidovici, 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.
- [8] 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.
- [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] P. A. Bello, "Characterization of randomly time-variant linear channels," *IEEE Trans. on Commun. and Syst.*, vol. CS-11, pp. 360-393, Dec. 1963.
- [11] D. E. Borth and M. B. Pursley, "Analysis of direct-sequence spread-spectrum multiple-access communication over Rician fading channels," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. COM-27, no. 10, pp. 1566-1577, Oct. 1979.
- [12] S. Stein, "Fading communications media," Ch. 9 of *Communication Systems and Techniques*, McGraw-Hill, 1966.
- [13] H. L. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part III*, Wiley, 1971.
- [14] R. S. Kennedy, *Fading Dispersive Communication Channels*, Wiley, 1969.
- [15] F. D. Garber and M. B. Pursley, "Performance of differentially coherent digital communications over frequency-selective fading channels," *IEEE Trans on Commun.*, vol. COM-36, no. 1, pp. 21-31, Jan. 1988.
- [16] P. A. Bello and B. D. Nelin, "The effect of frequency selective fading on the binary error probabilities of incoherent and differentially coherent matched filter receivers," *IEEE Trans. on Commun. and Syst.*, vol. CS-11, pp. 170-186, June 1963.
- [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. 795-799, 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.

[19] 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.

[20] T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice. IEEE Press, 1996.

저 자 소 개



朴 贊 範(正會員)

1990년 2월. 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업, 공학사 1992년 2월. 서울대학교 대학원 전자공학과 졸업, 공학석사 1992년 3월 - 현재. 서울대학교 대학원 전기공학부 박사과정 주관심분야 : 변복조, 확산대역

통신 및 그 응용

李 在 弘(正會員) 第 33卷 A編 第 8號 參照

현재 서울대학교 전기공학부 교수