

論文97-34S-1-2

다중 톤 방해신호가 존재하는 레일레이 페이딩 전송로에서 비동기 DPSK DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능분석

(Noncoherent DPSK Hybrid DS/SFH Spread Spectrum System over Rayleigh 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 비동기 DPSK 변조를 이용하는 직접 시퀀스/느린 주파수 도약 복합 확산대역 시스템의 성능을 고려한다. 다중 톤 방해신호가 존재하는 레일레이 페이딩 전송로에서의 복합 확산대역 시스템의 비트오율을 유도하고, 유도된 식을 이용하여 여러가지 시스템 파라미터에 대하여 계산한 결과를 보인다. 계산결과로부터 방해신호대 원하는 신호의 전력비가 작은 경우에는 직접시퀀스 확산대역 시스템이 복합 확산대역 시스템보다 더 나은 성능을 나타내는 것을 알 수 있고, 방해신호대 원하는 신호의 전력비가 큰 경우에는 직접시퀀스 확산대역 시스템의 성능이 복합 확산대역 시스템의 최악의 성능과 같게되는 것을 알 수 있다.

Abstract

In this paper, the performance of a hybrid direct-sequence/slow-frequency-hopped (DS/SFH) spread-spectrum (SS) system with noncoherent DPSK modulation is considered. The bit error probability is derived over a Rayleigh fading channel in the presence of multiple tone jamming. 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

디지털 통신시스템에서 전송로는 잡음, 방해신호, 다중경로 페이딩 등의 영향으로 오류를 발생시킨다. 방해신호와 다중경로 페이딩에 의한 간섭을 줄이기 위하여 확산대역(spread spectrum: SS) 통신시스템이 사용된다^{[1],[2]}. 확산대역 통신시스템은 대역 확산의 방법에 따라 직접시퀀스(direct-sequence: DS) 확산대

역 통신시스템과 주파수도약(frequency-hopped: FH) 확산대역 통신시스템으로 나누어진다. DS 확산대역 시스템과 FH 확산대역 시스템을 결합한 복합 확산대역 시스템은 DS 확산대역 시스템의 다중경로 페이딩에 효율적인 특성과 FH 확산대역 시스템의 방해신호에 효율적인 특성을 결합시킬 수 있다. 복합 확산대역 시스템은 또한 짧은 시그니처 시퀀스(signature sequence)와 주파수 도약 패턴을 사용하여 전체 동기 시간을 줄일 수 있다. 그러나 복합 확산대역 시스템의 송신기와 수신기 디자인에서는 복잡도가 증가한다는 단점이 있다^[3]. 직접시퀀스/느린 주파수 도약(direct-sequence/slow-frequency-hopped: DS/SFH)

* 正會員, 서울대학교 電氣工學部

(School of Electrical Eng., Seoul Nat'l Univ.)

接受日字: 1996年4月26日, 수정완료일: 1996年12月5日

복합 확산대역 시스템에 대한 연구는 많이 진행되어져 왔다^[31-161]. 기존의 연구는 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 다원접속 성능^[31-151], DS 시스템의 톤 방해신호에 대한 성능분석^[171,181], DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 다중 톤 방해신호에 대한 성능 분석^[161] 등에 대하여 이루어졌다. 기존의 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 다중 톤 방해신호에 대한 성능 분석은 MFSK 변조를 고려한 경우에 대한 것이다^[161].

본 논문에서는 다중 톤 방해신호가 존재하는 레일레이(Rayleigh) 페이딩 전송로에서 비동기 DPSK 변조를 고려한 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능을 분석하였다.

논문의 구성은 다음과 같다. 제 II 장에서는 송신기, 전송로, 방해신호, 수신기 등의 모델에 대하여 기술한다. 제 III 장에서는 시스템의 평균 비트오율을 유도하고 제 IV 장에서 계산결과를 보인다. 제 V 장에서는 결론을 기술한다.

II. 시스템 모델

DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 송신기 모델을 그림 1에 보인다. 비동기 DPSK 변조를 고려하면, DS 대역확산된 신호는 다음 식으로 주어진다.

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

여기서 P 는 전송 출력을 나타내고, $b(t)$ 는 차동 부호화된(differentially encoded) 이진 랜덤 데이터 시퀀스로서 $\{+1, -1\}$ 의 값을 갖고 비트 지속시간은 T 이다. $a(t)$ 는 DS 대역확산에 사용되는 PN 시퀀스로서 $\{+1, -1\}$ 의 값을 갖고 칩 지속시간은 T_c 이다. f_c 는 반송파 주파수이고, θ 는 DPSK 변조기에 의한 위상각을 나타낸다. 한 비트 동안에 $N(=T/T_c)$ 개의 PN 시퀀스 칩이 존재한다고 가정한다.

그림 1에서 볼 수 있듯이 DS 대역확산된 신호 $c(t)$ 는 주파수 도약 패턴 $f_h(t)$ 에 따라 주파수 도약된다. 주파수 도약 패턴은 q 개의 주파수 집합 $S = \{\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_q\}$ 로부터 선택되는 시퀀스 $(f_{h,j})$ 로부터 구해지고, 각 주파수는 DS 대역확산된 신호의 대역폭인 $2T_c^{-1}$ 만큼의 간격을 갖는다고 가정하여, DS 대역확산된 신호가 인접 주파수로 도약하더라도 DS 대역확산된 신호의 중첩은 생기지 않는 상황을 고려한다. 주

파수 도약 시간 간격을 T_h 라 하고, $f_{h,j}$ 를 j 번째 도약 시간의 주파수라고 한다. 도약당 전송되는 데이터 비트의 수를 $N_b = T_h/T$ 라고 하면, N_b 는 양의 정수값을 갖고 느린 주파수 도약 시스템의 경우 $N_b > 1$ 의 관계를 갖는다.

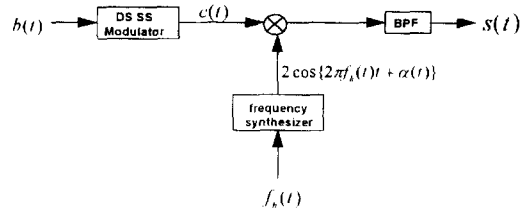


그림 1. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 송신기 모델
Fig. 1. Transmitter model for a hybrid DS/SFH SS system.

전송 신호는 다음의 식으로 주어진다.

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

여기서 $\alpha(t)$ 는 주파수 도약기로부터 발생하는 위상 파형을 나타내고, j 번째 도약 시간동안 a_j 라는 상수값을 갖는다.

W_{ss} 를 대역확산된 신호의 대역폭이라 하고, W 를 대역확산되기 전의 데이터 신호의 대역폭이라 하면, DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 처리이득(processing gain)은 다음 식으로 주어진다.

$$G_p = W_{ss}/W = q(2/T_c)/(2/T) = qN \quad (3)$$

제 IV 장에서는 이 qN 값을 고정하고 여러 가지 다양한 복합비(hybrid ratio)에 대하여 계산을 수행한다. 톤 방해신호는 다음 식으로 주어진다.

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

여기서 P_j 는 방해신호의 총 전력을 나타내고, N_j 는 방해신호 톤의 개수를 나타낸다. 방해신호의 총 전력은 고정되어 있다고 가정한다. $f_{j,m}$ 은 m 번째 방해신호 톤의 주파수를 나타내고, ϕ_m 은 m 번째 방해신호 톤의 위상을 나타내고 $[0, 2\pi]$ 구간에서 균일하게 분포되어 있다고 가정한다. 재머(jammer)는 주파수 도약에 사용되는 주파수를 알고 있고, 주파수 도약 패턴은 모

른다고 가정한다. 재머는 DS 대역확산된 신호의 중심 주파수에 방해신호 톤을 위치시키는 것으로 가정한다. 즉, 재머는 주파수 도약에 사용되는 주파수 집합 $S = \{\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_\theta\}$ 로부터 한개 이상의 주파수를 선택하여 방해신호를 발생시킨다.

전송로는 느리게 변화하는 레일레이 다중경로 페이딩 전송로라고 가정한다. 페이딩율은 충분히 느려서, 전송로와 관계된 랜덤 파라미터들은 두개의 인접한 비트 지속시간동안 두드러지게 변화하지 않는다고 가정한다. 이 경우 DPSK 변조가 효율적이다. 전송로에 L 개의 경로가 존재한다고 가정한다. l 번째 경로는 세계의 확률 변수로 나타낼 수 있는데, 전송로 이득 β_l , 지연시간 τ_l , 위상 r_l 등이다. 서로 다른 경로의 전송로 이득, 지연시간, 위상들은 모두 통계적으로 독립이다. 전송로 이득 β_l 은 이차 모먼트 $E[\beta_l^2] = 2\rho$ 를 갖는 레일레이 분포를 갖고, 지연시간 τ_l 은 시간구간 $[0, T]$ 내에 균일하게 분포되어 있는 경우를 가정한다. 즉 다중경로 지지연 확산(multipath time delay spread)이 비트 지속시간 T 보다 작은 경우를 고려한다^[9]. 전송로의 위상 r_l 은 구간 $[0, 2\pi]$ 내에 균일하게 분포되어 있다고 가정한다. 마지막으로 전송로에는 부가성 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN) $n(t)$ 가 존재하는데, 양방향 전력 스펙트럼 밀도 $N_0/2$ 를 갖는다고 가정한다.

DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 수신기 모델을 그림 2에 보인다. 수신기는 주파수 도약 패턴, DS 확산 신호를 알고 있고, 시간 동기를 얻을 수 있다고 가정한다. 수신된 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$r(t) = x_s(t) + x_f(t) + n(t) \quad (5)$$

여기서, $x_s(t)$ 는 수신된 신호성분, $x_f(t)$ 는 톤 방해신호 성분, $n(t)$ 는 AWGN 성분을 나타낸다. 수신된 신호성분은 다음 식으로 주어진다.

$$x_s(t) = \sqrt{2P} \sum_{m=1}^M \beta_{J,m} b(t - \tau_{s,i}) a(t - \tau_{s,i}) \cos\{2\pi(f_c + f_{J,m})(t - \tau_{s,i}) + \phi_{s,i}(t)\} \quad (6)$$

여기서, 위상은 $\phi_{s,i}(t) = \theta + \alpha(t - \tau_{s,i}) - 2\pi(f_c + f_{J,m})(t - \tau_{s,i})$ $\tau_{s,i} - r_{s,i}$ 의 값을 갖는다. 톤 방해신호 성분은 다음 식으로 주어진다.

$$x_f(t) = \sqrt{\frac{2P_f}{N_f}} \sum_{m=1}^{N_f} \sum_{l=1}^{L_f} \beta_{J,m,l} \cos\{2\pi(f_c + f_{J,m})t + \phi_{J,m,l}\} \quad (7)$$

여기서, 위상은 $\phi_{J,m,l} = \phi_m - 2\pi(f_c + f_{J,m})\tau_{J,m,l} - r_{J,m,l}$ 의 값을 갖는다.

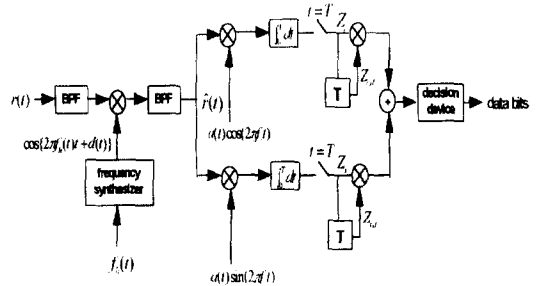


그림 2. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 수신기 모델
Fig. 2. Receiver model for a hybrid DS/SFH SS system.

수신기의 첫 단은 주파수 역도약기(frequency dehopper)이다. 수신된 신호는 대역통과 여파기를 통과하고 여파기를 통과한 신호는 주파수 역도약기로 들어간다. 주파수 역도약기에서는 송신기에서의 주파수 도약 패턴과 같은 패턴으로 주파수 역도약이 이루어지고 위상 파형 $d(t)$ 를 인가한다. 위상값은 j 번째 도약 구간동안 d_j 의 상수값을 갖는다. 주파수 역도약된 신호는 고주파 성분을 제거하기 위한 대역통과 여파기를 통과한다. 대역통과 여파기의 출력 신호는 다음 식으로 주어진다.

$$\hat{r}(t) = \hat{x}_s(t) + \hat{x}_j(t) + \hat{n}(t) \quad (8)$$

여기서, $\hat{n}(t)$ 는 $n(t)$ 의 대역 제한된 신호로서, 양방향 전력 스펙트럼 밀도 $N_0/8$ 를 갖는 백색 가우시안 잡음이다. 수신기의 주파수 도약 패턴은 j 번째 경로 신호의 주파수 도약 패턴과 동기되어 있다고 가정한다. 이 경로를 기준 경로(reference path)라고 하자. 대역통과 여파된 원하는 신호성분은 다음 식으로 주어진다.

$$\hat{x}_s(t) = \sqrt{P/2} \sum_{k=1}^{L_k} \delta[f_k(t - \tau_{s,i}), f_k(t - \tau_{s,i})] \beta_{s,i} b(t - \tau_{s,i}) a(t - \tau_{s,i}) \cos\{2\pi f_c t + \phi_{s,i}(t)\} \quad (9)$$

여기서, 위상값은 $\phi_{s,i}(t) = \phi_{s,i}(t) - d(t)$ 의 값을 갖고, $\delta[\cdot, \cdot]$ 함수는 다음 식으로 주어진다.

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

톤 방해신호 성분은 다음 식으로 주어진다.

$$\hat{x}_j(t) = \sqrt{\frac{P_j}{2N_j}} \sum_{m=1}^{N_j} \sum_{l=1}^L \delta[f_{j,m}, f_{\lambda}(t - \tau_{s,j})] \beta_{j,m,l} \cos(2\pi f_c t + \phi_{j,m,l}(t)) \quad (11)$$

여기서, 위상값은 $\phi_{j,m,l}(t) = \phi_{j,m,l}(t) - d(t)$ 의 값을 갖는다. 재머는 주파수가 $f_{j,m} = f_{\lambda}(t - \tau_{s,j})$ 의 값을 가질 때 DS 대역확산된 신호에 방해신호를 충돌(hit)시킨다. λ 번째 데이터 비트(여기서, $\lambda = jN_b + n$, 즉, j 번째 도약의 n 번째 데이터 비트)의 수신 시간 동안, 수신기의 동위상(in-phase) 성분의 출력은 다음 식과 같이 주어진다.

$$Z_c = \int_{\lambda T}^{(\lambda+1)T} \hat{r}(t) a(t) \cos(2\pi f_c t) dt \quad (12)$$

직교위상(quadrature-phase) 성분의 출력 Z_s 는 (12) 식에서 $\cos(\cdot)$ 항을 $\sin(\cdot)$ 항으로 바꾸어 구할 수 있다. $Z_{c,d}$ 와 $Z_{s,d}$ 는 각각 Z_c 와 Z_s 를 한 심볼 길이만큼 지연시켜 구할 수 있다. 수신기는 통계치(statistic) $Z_c, Z_{c,d}$ 와 $Z_s, Z_{s,d}$ 를 0인 문턱값(threshold)과 비교하여 전송된 데이터를 추정한다. 수신기는 시간 동기를 정확히 얻을 수 있다고 가정한다. 이 가정에 의해 기준 경로의 시간지연을 $\tau_{s,j} = 0$ 으로 놓고, 다른 경로에 따른 시간 지연을 기준 경로 신호에 대한 상대적인 시간 지연으로 고려한다. 신호의 위상에 대한 정보는 필요하지 않으나, DPSK 변조의 경우 위상 θ 는 인접한 두개의 데이터 비트 지속시간동안 일정한 값을 유지해야 한다. 각 도약 지속시간 동안 전송되는 데이터 비트의 수는 1보다 크다고 가정한다 ($N_b > 1$). 기준이 아닌 경로(nonreference path)의 신호는 주파수 역도약기에 의해 부분적으로 억제되므로, 각 도약의 처음 비트와 마지막 비트는 더미(dummy) 비트이다. 각 도약의 두번째 비트는 차동복조를 위한 기준 비트가 된다. j 번째 도약 시간의 두 인접한 데이터 비트 지속시간 동안 신호의 위상은 $\theta + a_j - d_j - r_j$ 값을 갖는다.

III. 평균 비트오율

비트오율을 구하기 위하여 수신기의 출력에 대해 상

세히 기술하면 다음과 같다. 동위상 성분의 출력은 다음 식으로 주어진다.

$$Z_c = D_c + F_c + J_c + N_c \quad (13)$$

여기서 D_c 는 원하는 신호성분, F_c 는 다중경로 간섭성분, J_c 는 방해신호 성분, N_c 는 평균 0인 가우시안 확률변수로서 분산 $N_0 T/16$ 를 갖는다.

원하는 신호성분은 다음 식으로 주어진다.

$$D_c = \sqrt{P/8} T \beta_{s,j} b_{\lambda} \cos(\theta + a_j - d_j - r_j) \quad (14)$$

다중경로 간섭성분, 방해신호 성분, 평균 신호대 잡음비 및 평균 비트오율에 대하여 기술하면 다음과 같다.

1. 다중경로 간섭성분

l 번째 경로 신호의 데이터 비트동안 $L-1$ 개의 다른 경로 신호는 l 번째 경로 신호와 같은 주파수를 갖는다. 즉, l 번째 경로의 각 데이터 비트는 $L-1$ 번 완전히 충돌(fully hit)된다. $\tau_l > 0$ 이라고 가정하면, l 번째 경로 신호로부터의 영향은 다음 식으로 주어진다.

$$F_{c,l} = \sqrt{P/8} \beta_{s,l} \cos(\theta + a_j - d_j - r_j)$$

$$\left[b_{\lambda-1} \int_0^{\tau_l} a(t) a(t - \tau_l) dt + b_{\lambda} \int_{\tau_l}^T a(t) a(t - \tau_l) dt \right] \quad (15)$$

DS 확산이득 N 이 큰 값이면, 경로 지연 시간 τ_l 이 칩 지속시간 T_c 보다 크다고 가정할 수 있다. 이 경우 식 (15)의 적분은 평균 0인 확률변수가 되고 $F_{c,l}$ 은 간섭 성분이 된다. $F_{c,l}$ 의 분산은 $P \rho_{s,l} T^2 / (12M)$ 값을 갖는다. 여기서 $\rho_{s,l}$ 은 l 번째 경로의 전력으로서 $\rho_{s,l} = E[\beta_{s,l}^2] / 2$ 이다. $\tau_l < 0$ 인 경우에도 같은 결과를 얻을 수 있다. 그러므로, $L-1$ 개의 경로에 의한 다중경로 간섭성분은 분산 $(L-1)P \rho_0 T^2 / (12M)$ 를 갖는 확률변수이다. 여기서, 모든 경로 신호는 같은 경로 전력 ρ_0 를 갖는다고 가정하였다.

2. 톤 방해신호 성분

톤 방해신호의 l 번째 경로신호에 의한 영향은 다음 식으로 주어진다.

$$J_{c,l} = \sqrt{P_l / (8N_j)} \beta_{j,m,l} \cos\{\phi_{j,m,l}(t)\} \sum_{k=0}^{N-1} a_k T_c \quad (16)$$

방해신호의 위상에 대해 평균을 취하면, $J_{c,l}$ 은 평균 0이고 분산 $(\rho_{j,l} P_j T^2) / (8N_j N)$ 인 확률변수이다. 여기서,

$\rho_{j,l}$ 은 방해신호의 l 번째 경로의 전력으로서 $\rho_{j,l} = E[\beta_{j,m,l}^2] / 2$ 이다. L 개의 경로에 의한 톤 방해신호의 성분은 분산 $((L\rho_j P_j T^2) / (8N_p N))$ 를 갖는 확률 변수이다. 여기서, 모든 경로 신호는 같은 경로 전력 ρ_j 를 갖는다고 가정하였다.

3. 평균 신호대 잡음비(signal-to-noise ratio: SNR)

방해신호가 수신신호에 충돌되었을 때, 전체 간섭성분은 가우시안 잡음, 다중경로 간섭성분, 톤 방해신호 성분을 포함한다. DS 확산이득이 크면 전체 간섭성분은 가우시안 확률 변수로 근사화되고 분산은 다음 식으로 주어진다.

$$\sigma_{hit}^2 = \frac{N_0 T}{16} + \frac{(L-1)P\rho_0 T^2}{12N} + \frac{L\rho_j P_j T^2}{8N_p N} \quad (17)$$

방해신호가 수신신호에 충돌되지 않으면, 전체 간섭신호는 가우시안 잡음과 다중경로 간섭 성분을 포함한다. 이 경우도 DS 확산이득이 크면, 전체 간섭성분은 가우시안 확률 변수로 근사 화되고 분산은 다음 식으로 주어진다.

$$\sigma_{no\ hit}^2 = \frac{N_0 T}{16} + \frac{(L-1)P\rho_0 T^2}{12N} \quad (18)$$

$Z_{c,d}, Z_s, Z_{s,d}$ 에서의 전체 간섭 성분은 Z_c 에서의 전체 간섭 성분과 서로 독립이고, 같은 분포를 갖는다. 또한, 동일한 기준 경로 전력과 동일한 분포를 가정하였으므로, 다른 경로에 대한 결정 변수(decision variable)는 서로 독립이다.

평균 신호대 잡음비 $\bar{\gamma}$ 는 전체 간섭성분을 잡음으로 보고 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{\gamma}_{hit} = \left\{ \left(\frac{\bar{E}_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{2(L-1)}{3N} + \gamma \frac{L}{N} \frac{JSR}{N_j} \right\}^{-1} \quad (19)$$

$$\bar{\gamma}_{no\ hit} = \left\{ \left(\frac{\bar{E}_b}{N_0} \right)^{-1} + \frac{2(L-1)}{3N} \right\}^{-1} \quad (20)$$

여기서 $\bar{E}_b = 2\rho_0 P T$ 는 비트당 평균 에너지를 나타내고, $\gamma = \rho_j / \rho_0$ 는 방해신호와 원하는 신호의 평균 경로 전력 비를 나타내고, $JSR = P_j / P$ 는 방해신호대 원하는 신호의 전력비(jammer-to-signal power ratio: JSR)를 나타낸다.

4. 평균 비트오율

DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 평균 비트오율은

다음 식으로 주어진다.

$$P_{e, DS/SFH} = \rho P_{e, DS, hit} + (1-\rho) P_{e, DS, no\ hit} \quad (21)$$

여기서 $\rho = N_j / q$ 는 방해비(jamming fraction)를 나타내고, $P_{e, DS, hit}$ 와 $P_{e, DS, no\ hit}$ 은 각각 DS 대역확산된 신호가 방해신호에 충돌되었을 때와 충돌되지 않았을 때의 DS 대역확산된 신호의 오류를 나타내며, DPSK 변조의 경우 각각 다음 식과 같이 주어진다^[10].

$$P_{e, DS, hit} = \frac{1}{2(1 + \gamma_{hit})} \quad (22)$$

$$P_{e, DS, no\ hit} = \frac{1}{2(1 + \gamma_{no\ hit})} \quad (23)$$

식 (22), (23)을 식 (21)에 대입하면 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 평균 비트오율을 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$P_{e, DS/SFH} = \rho \frac{1}{2(1 + \gamma_{hit})} + (1-\rho) \frac{1}{2(1 + \gamma_{no\ hit})} \quad (24)$$

재머는 항상 방해신호를 반송파 주파수와 일치시켜 방해신호를 발생시킨다고 가정하였으므로, DS 확산대역 시스템의 평균 비트오율은 (24) 식에 $\rho = N_j / q = 1$ 을 대입하여 구할 수 있다.

IV. 계산결과

평균 비트오율 (24)를 계산한 결과를 보인다. 복합 확산대역 시스템의 처리이득 qN 을 고정하고, 표 1에 주어진 것과 같은 복잡비에 대하여 계산하였다. 비트오율식의 유도에서는 DS 확산이득 N 이 큰 것으로 가정하고 전체 간섭성분을 가우시안 확률 변수로 가정하였는데, $N=16$ 인 경우에도 가우시안 확률 변수로 가정할 수 있다는 기존의 결과를 볼 수 있다^[2].

그림 3에서는 $E_b / N_0 = 10$ (dB), $\gamma = 0$ (dB), $L = 8$ 일 때, 방해신호대 원하는 신호의 전력비 JSR이 각각 10, 30 (dB) 인 경우의 DS 확산대역 시스템과 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율을 방해신호의 개수에 대해 보인다. 다중 톤 방해신호는 DS 대역확산 신호의 중심주파수인 도약주파수에 일치시킨다고 가정하였으므로 도약 가능한 주파수의 수만큼의 개수까지 가능하다. JSR=10 (dB)인 경우에는 DS 확산대역 시스템이 복합 확산대역 시스템보다 더 낮은 비트오율을 얻을 수 있음을 알 수 있고, JSR=30 (dB)인 경우에는

DS 확산대역 시스템의 비트오율이 복합 확산대역 시스템의 최악의 비트오율과 같은 정도로 나타남을 알 수 있다.

표 1. 계산결과에 사용된 복합 확산대역 시스템
Table 1. Hybrid systems used in numerical evaluation.

notation	N	q
DS	1000	1
H1	250	4
H2	100	10
H3	50	20
H4	20	50

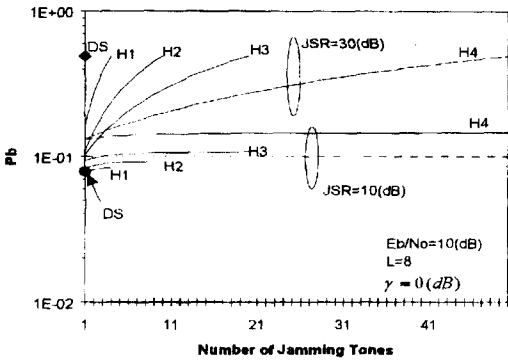


그림 3. JSR에 따른 복합 확산대역 시스템의 비트오율
 $E_b/N_0 = 10(dB), L = 8, \gamma = 0(dB)$
Fig. 3. BER of hybrid systems for JSR
 $E_b/N_0 = 10(dB), L = 8, \gamma = 0(dB)$.

그림 4에서는 $E_b/N_0 = 20(dB), JSR = 10(dB), L = 8$ 일 때, 방해신호대 원하는 신호의 경로 전력비 $\gamma = \rho_j/\rho_0$ 가 각각 10, -10 (dB) 인 경우의 DS 확산대역 시스템과 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율을 방해신호의 개수에 대해 보인다. $\gamma = 10(dB)$ 인 경우는 방해신호의 영향이 커지게 되고, DS 확산대역 시스템의 비트오율이 복합 확산대역 시스템의 최악의 비트오율과 같은 정도로 나타난다. $\gamma = -10(dB)$ 인 경우에는 방해신호의 영향이 적어지게 되고, DS 확산대역 시스템이 복합 확산대역 시스템보다 더 낮은 비트오율을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한, $\gamma = -10(dB)$ 인 경우 방해신호의 개수의 변화에 대해 비트오율의 변화가 거의 없음을 알 수 있는데, 이것은 원하는 신호의 다중 경로 간섭에 비해 방해신호의 영향이 매우 적어지기 때문이다.

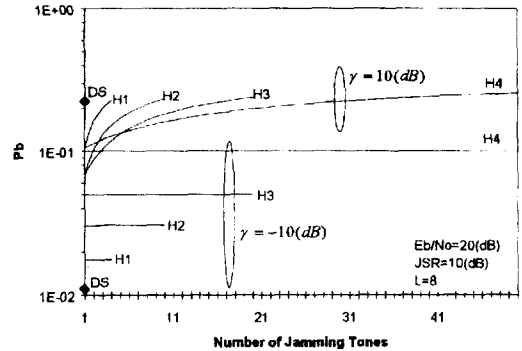


그림 4. 방해신호대 원하는 신호 평균 경로 전력비 $\gamma = \rho_j/\rho_0$ 에 따른 복합 확산대역 시스템의 비트오율 $E_b/N_0 = 20(dB), JSR = 10(dB), L = 8$
Fig. 4. BER of hybrid systems for jammer to signal average path power ratio $\gamma = \rho_j/\rho_0, E_b/N_0 = 20(dB), JSR = 10(dB), L = 8$.

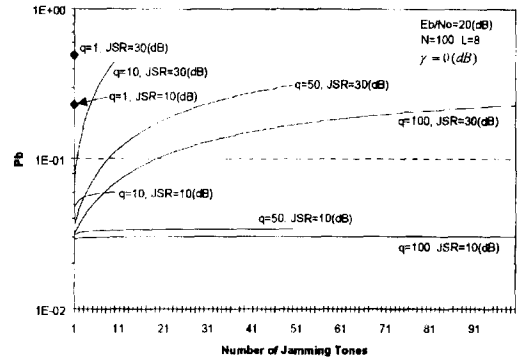


그림 5. $N=100$ 일때 도약가능 주파수의 수 증가 ($q=1,10,50,100$)에 따른 복합 확산대역 시스템의 비트오율. $E_b/N_0 = 20(dB), L = 8, \gamma = 0(dB)$
Fig. 5. BER of hybrid systems for an increasing number of available hopping frequencies ($q=1,10,50,100$), when $N=100, E_b/N_0 = 20(dB), L = 8, \gamma = 0(dB)$.

그림 5에서는 $E_b/N_0 = 20(dB), \gamma = 0(dB), L = 8$ 일 때 JSR이 각각 10, 30 (dB) 인 경우 DS 확산대역 시스템과 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율을 방해신호의 개수에 대해 보인다. 이 그림에서는 N 값을 100으로 고정하고 q 값을 증가시키는 경우의 비트오율을 계산하였다. q 값을 증가시키면 그만큼 대역확산 이득이 늘어나는 것을 의미한다. JSR=10 (dB)인 경우 q 값이 50에서 100으로 증가해도 비트오율의 감소는 두드러지게 나타나지 않음을 볼 수 있는데, 이것은 원하

는 신호의 다중경로 간섭성분이 방해신호보다 더 큰 영향을 미치기 때문이다.

V. 결 론

본 논문에서는 다중 톤 방해신호가 존재할 때 비동기 DPSK 변조를 사용하는 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율을 구하였다. 신호성분과 톤 방해신호 성분 모두 레일레이 페이딩을 겪는 상황을 고려하였다.

계산결과로부터 다음의 결과를 알 수 있다. 방해신호대 원하는 신호의 전력비가 작은 경우에는 DS 확산대역 시스템이 복합 확산대역 시스템보다 더 낮은 비트오율을 얻을 수 있고, 방해 신호대 원하는 신호의 전력비가 큰 경우에는 DS 확산대역 시스템의 비트오율이 복합 확산대역 시스템의 최악의 비트오율과 같은 정도로 나타난다. 방해신호대 원하는 신호의 평균 경로 전력비가 증가함에 따라 시스템의 성능은 열화된다. 방해신호대 원하는 신호의 평균 경로 전력비가 작은 경우에는 DS 확산대역 시스템이 복합 확산대역 시스템보다 더 낮은 비트오율을 나타내고, 방해신호대 원하는 신호의 평균 경로 전력비가 큰 경우에는 DS 확산대역 시스템의 비트오율이 복합 확산대역 시스템의 최악의 비트오율과 같은 정도로 나타난다. DS 확산이득을 고정하고 도약 가능 주파수의 수를 증가시켜도 방해신호대 원하는 신호의 전력비가 작은 경우에는 비트오율의 두드러진 감소가 나타나지 않는데, 이것은 원하는 신호의 다중경로 간섭성분이 방해신호보다 더 큰 영향을 미치기 때문이다.

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] 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] 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.
- [7] 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.
- [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] T. S. Rappaport, Wireless Communications Principles and Practice. IEEE Press, 1996.
- [10] J. G. Proakis, Digital Communications. 2/e, McGraw-Hill, 1989.

저 자 소 개

朴贊範(正會員) 第33卷 A編 第11號 參照
현재 서울대학교 전기공학부 박사
과정

李在弘(正會員) 第33卷 A編 第8號 參照
현재 서울대학교 전기공학부 교수