

論文 90-27-5~1

Tone 신호방해 하에서의 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율

(Error Probability of a Hybrid DS/SFH Spread-Spectrum
System under Tone Jamming)

俞炳煥*, 李在弘**, 李相哲***

(Byeong Seok Yu, Jae Hong Lee, and Sang Chul Lee)

要 約

복합 DS/SFH 확산 대역 통신 방식은 보다 큰 처리 이득을 얻기 위하여 사용된다. 부가성 백색잡음과 multiple tone 신호 방해가 있는 채널에서의 복합 DS/SFH 확산 대역 통신 방식의 비트오율을 구하였다. 변조 기법은 BPSK를 고려하였고, DS/SFH의 복합비율, 신호 방해 tone의 수, 방해 신호 대 신호 비, 및 신호 대 잡음 비 등의 시스템 파라미터 값에 따른 비트오율을 계산하였다. 대부분의 시스템 파라미터 값에서 DS 시스템 또는 SFH 시스템이 복합 DS/SFH 시스템보다 낮은 비트오율을 달성함을 보였다. 그러나 또한 어떤 시스템 파라미터 값에서는 DS 시스템의 비트오율과 SFH 시스템의 비트오율보다 복합 DS/SFH 시스템의 비트오율을 더 작게 만드는 복합비율이 있음을 보였다.

Abstract

A hybrid DS/SFH spread spectrum system is used to achieve a larger gain in some applications. The probability of error for a hybrid DS/SFH (direct sequence/slow frequency hopped) spread-spectrum system is calculated over a channel which suffers from multiple-tone jamming and additive white Gaussian noise. BPSK (binary phase shift keying) is considered as modulation scheme. The probability of error is computed for various system parameters such as a DS/SFH hybrid ratio, the number of jamming tones, a jamming-to-signal ratio, and a signal-to-noise ratio. It is shown that a DS system or a SFH system achieves smaller probability of error than a hybrid DS/SFH system for most values of system parameters. However, it is also shown that there are hybrid ratios with which a hybrid DS/SFH system achieves smaller probability of error than a DS system and a SFH system achieve for some values of system parameters.

*正會員, 金星社(株)

(GoldStar Co., Ltd)

**正會員, 서울大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Seoul Nat'l Univ.)

***正會員, 國防科學研究所

(Agency for Defense Development)

接受日字 : 1990年 2月 21日

I. 서 론

디지털 통신은 정보를 담은 신호가 디지털인 통신이다. 디지털 통신에서는 신호 전송 중에 불가피하게 부가되는 잡음, 간섭 등의 영향으로 인하여 수신기에서 전송된 신호를 추정하는데 오류가 발생한다. 오류 발생에 의한 시스템의 성능 저하를 극복하는 한 방법으로 확산 대역 시스템이 사용된다.^[1] 최근

마이크로프로세서를 포함한 반도체 기술의 발달로 하드웨어 구성이 보다 용이해짐에 따라 통신이 디지털화 되는 추세에 있는데 이에 따라 확산대역 방식의 사용범위도 확대되고 있다. 확산대역 방식은 다원접속 능력, 신호방해 등 간섭에 대한 강인성 등의 장점으로 인하여 군사통신, 이동통신, 위성통신 등에 응용된다.^[2]

확산대역 시스템은 디지털 통신 시스템에서 전송 신호의 대역폭에 따라서 신호의 기저대역(baseband) 폭 보다 훨씬 넓은 통신 시스템이다. 데이터 신호의 대역 확산은 데이터 신호와는 독립적인 확산 신호를 사용하여 이루어지며 신호의 복원은 확산 신호에 동기된 신호를 사용함으로써만 이루어진다. 이러한 원리로 부터 확산대역 시스템은 여러 사용자에 의한 간섭(multiple-access interference)과 의도적인 신호방해(jamming) 등의 간섭에 강인한 성질을 가진다.^{[1][3]} 이러한 성질은 신호의 대역확산 정도를 나타내는 처리이득(processing gain)이 클수록 크다. 따라서 여러 사용자에 의한 간섭과 의도적인 신호방해가 심한 채널을 통해 통신을 할 경우에는 처리이득을 크게함으로써 확산대역 시스템의 성능을 개선할 수 있다. 확산대역 시스템의 방식에는 대역을 확산시키는 방식에 따라 직접시퀀스(DS: direct sequence) 확산대역 방식, 주파수도약(FH: frequency hopping) 확산대역 방식, 시간도약(TH: time hopping) 확산대역 방식 등이 있다. 이 중 한가지 방식 만으로는 하드웨어를 포함한 기술적 제약으로 인하여 달성할 수 있는 처리이득이 제한된다. 이러한 제한은 확산대역 방식을 복합적으로 사용함으로써 극복될 수 있다.^{[4][5][6]} 예를 들면 직접시퀀스 대역확산 방식과 주파수도약 대역확산 방식을 복합했을 때는 직접시퀀스 대역확산을 위한 확산신호의 주파수가 과도하게 높아지는 것을 피할 수 있고 또한 주파수도약 대역확산을 위한 주파수 합성기가 과도하게 복잡하게 되는 것을 피할수 있다.^[7]

디지털 통신 시스템의 성능을 나타내는 척도로 비트오율(bit error probability)이 사용되는데 디지털 통신의 일종인 확산대역 시스템의 성능의 척도로도 비트오율을 사용한다.^[8] 현재까지 직접시퀀스 확산대역 시스템, 주파수도약 확산대역 시스템의 비트오율은 백색 가우시안 잡음(AWGN: additive white gaussian noise) 환경에서 각각 계산된 바가 있다.^{[9][10]} 직접시퀀스 확산대역 방식과 주파수도약 확산대역 방식을 복합한 DS/FH 복합 확산대역 시스템의 비트오율은 Geraniotis에 의하여 SFH(slow FH) 와 BPSK 변조에 대하여 백색 가우시언 잡음과 다원접

속(multiple access) 환경하에서 계산되었다.^[11] Geraniotis의 논문에서는 잡음과 다원접속에 의한 간섭을 고려하고 신호방해는 고려하지 않고 비트오율을 계산하였다. 직접시퀀스 대역확산과 주파수도약 대역확산의 복합비율에 따른 다원접속 능력을 분석했는데, 주어진 주파수도약을 직접시퀀스 대역확산만 하는 것이 주파수도약 대역확산 및 복합 대역확산을 하는 경우보다 다원접속 능력이 우수하다는 것을 보였다.

통신 신호는 전송되는 과정에서 백색 가우시언 잡음과 의도적인 방해신호의 영향을 받는다. 본 논문에서는 백색 가우시언 잡음과 영향과 의도적인 방해신호의 영향을 받을 때의 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능을 비트오율을 통해 알아본다. 의도적인 방해신호는 여러 형태가 있지만 본 논문에서는 방해신호 중에서 많이 쓰이는 multiple tone 방해신호를 고려하고 변조에는 BPSK를 고려하여 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 복합비율에 따른 비트오율을 비교 분석한다.

II. DS/SFH복합 확산대역 시스템의 개요

확산대역 통신 시스템은 전송 신호의 대역 폭이 데이터 신호의 대역 폭보다 훨씬 넓은 시스템이다. 주파수 대역의 확산(spreading)은 전송할 데이터 신호에 독립적인 확산 신호를 이용하여 달성되며 대역확산된 신호의 대역복원(despreadng)은 확산 신호에 동기된 수신을 통하여 이루어진다.

확산대역 시스템은 대역을 확산하는 방법에 따라 직접시퀀스 확산대역, 주파수도약 확산대역, 시간도약 확산대역 등이 있고, 이들을 복합적으로 사용한 복합 확산대역 방식이 있다. 직접시퀀스 확산대역 방식은 의사불규칙(pseudo random)하게 발생된 확산신호를 데이터 신호에 곱함으로써 대역확산을 한다. 주파수도약 확산대역 방식은 확산신호에 따라 반송파의 주파수를 의사불규칙적으로 바꿈으로써 대역확산을 한다. 그런데 직접시퀀스 확산대역 방식 및 주파수도약 확산대역 방식을 단독으로 사용했을 때는 하드웨어를 포함한 기술적 제약으로 인해 대역확산을 크게하는 것이 어렵다. 두 확산대역 방식을 복합적으로 사용하면 큰 처리이득을 얻을 수 있다. 변조에 BPSK를 사용한 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 구성을 그림 1에 보인다.

송신기에서는 기저대역신호를 직접시퀀스 대역확산한 후 주파수도약 대역확산을 한다. 송신기는 직접시퀀스 대역확산기(spreader), 주파수도약기(hopper)와 변조기로 구성된다. $d(t)$ 는 대역폭이 W 인 2진

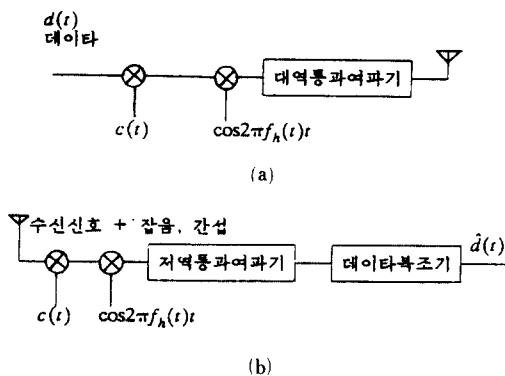


그림 1. DS/SFH 복합 확산대역 시스템

- (a) 송신기
- (b) 수신기

Fig. 1. Hybrid DS/SFH spread-spectrum system.

- (a) Transmitter,
- (b) Receiver.

데이터 신호로서 $\{+1, -1\}$ 의 값 가운데서 독립적으로 등화률로(i. i. d.: independent identically distributed) 선택된다. $c(t)$ 는 대역폭이 W_s 인 의사잡음 시퀀스로 구성된 확산신호인데 이 시퀀스를 데이터 시퀀스 $d(t)$ 에 곱함으로써 직접시퀀스 대역확산을 한다. $\cos[2\pi f_h(t)t]$ 는 주파수도약 확산신호인데 직접시퀀스 대역확산된 신호 $d(t) \cdot c(t)$ 에 곱함으로써 주파수도약 대역확산을 하고 주파수를 RF 주파수로 높이는 역할을 한다. 여기서 $f_h(t)$ 는 주파수 합성기의 출력주파수로서 q 개의 도약주파수 $\{f_1, \dots, f_q\}$ 가운데서 선택되어 일정한 시간동안 지속되는 값이다. SFH에서는 그 시간이 데이터 비트의 지속 시간보다 길다. 이 시스템에서는 직접시퀀스 대역확산을 먼저 하고 주파수도약 대역확산을 나중에 하였다. 그런데 대역확산의 순서는 주파수도약 대역확산을 먼저하고 직접시퀀스 대역확산을 나중에 해도 수학적으로는 같은 결과를 가져오지만 그림 1에 나타난 순서대로 하면 직접시퀀스 대역확산은 배타적 논리합(exclusive-OR) 회로 등의 디지털 회로로 구성할 수 있다는 장점이 있으므로 시스템의 구현이 쉬워진다는 장점이 있다. RF 변조된 신호는 불필요한 주파수 성분을 없애기 위하여 중심 주파수가 f_0 이고 대역폭이 $2W_{sq}$ 인 대역통과 여파기를 통과한다.

수신기는 dehopper, 확산된 주파수를 대역복원하는 대역복원기 및 복조기로 구성된다. dehopper는 수신 신호에 $\cos[2\pi f_h(t)t]$ 를 곱하여 주파수도약 대역확산된 신호의 대역복원을 하고, 대역복원기는 $c(t)$ 를 곱하여 직접시퀀스 대역확산된 신호의 대역복원을 한

다. 대역복원된 신호는 방해신호를 비롯한 불필요한 주파수 성분을 제거하기 위하여 대역폭이 W 인 저역통과 여파기를 통과한다. 복조기는 어파된 출력신호를 신호의 상관(correlation)에 의하여 복조하여 추정된 데이터 신호 $\hat{d}(t)$ 를 얻는다.

신호전송에 사용되는 채널은 잡음과 방해신호의 영향을 받는 채널이다. $n(t)$ 는 부가성 백색 가우시언 잡음신호로서 전력 스펙트럼 밀도는 $N_0/2$ 이다. $J(t)$ 는 multiple tone 방해신호로 다음과 같이 주어진다.

$$J(t) = \sqrt{\frac{2P_J}{N_J}} \sum_{j=1}^{N_J} \cos(2\pi f_j t + \phi_j) \quad (1)$$

여기서 P_J 는 방해신호의 전력, N_J 는 방해신호의 개수, f_j 는 방해신호의 주파수, ϕ_j 는 방해신호와 전송신호의 위상차이를 나타내는 파라메터이다. 각 주파수 tone들은 동일한 전력을 가진다고 가정한다.

본 논문에서는 multiple tone 신호방해 환경 아래서의 DS/SFH-BPSK 복합 확산대역 통신 시스템의 비트오율을 계산한다. 먼저 방해신호의 개수가 하나인 single tone 신호방해 아래서의 직접시퀀스 확산대역 시스템을 분석한 후 방해신호의 개수가 여러 개인 multiple tone 신호방해 아래서의 주파수 도약이 포함된 복합 확산대역 시스템의 비트오율을 계산한다. 복합 확산대역 시스템의 비트오율은 처리이득, 잡음 대 신호 전력비, 방해신호 대 신호 전력비, 방해신호의 개수, 주어진 주파수 대역을 복합하여 사용하는 복합비율 등의 파라메터에 영향을 받는데 여러 가지 파라메터 값에 따른 시스템의 성능을 계산분석한다.

III. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율

확산대역 통신 시스템에서 처리이득은 확산신호의 대역폭과 데이터 신호의 대역폭의 비이다. 직접시퀀스 확산대역의 처리이득은 다음과 같이 주어진다.^[12]

$$\begin{aligned} G_p &= \frac{W_s}{W} \\ &= \frac{T}{T_c} \\ &= N. \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 W 는 데이터 신호의 대역폭, W_s 는 확산시퀀스 신호의 대역폭, T 는 데이터 신호의 지속시간길이, T_c 는 확산시퀀스 신호의 지속시간길이, N 은 T_c 에 대한 T 의 비이다. 보통 N 이 정수가 되도록 T 와 T_c 를 정한다. 주파수도약 확산대역 시스템의 처리이득은 다음과 같이 주어진다.^[12]

$$\begin{aligned} G_p &= \frac{W_s}{W} \\ &= \frac{qW}{W} \\ &= q. \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 q 는 도약 가능한 주파수 슬롯의 개수이다. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 처리이득은 다음과 같다.

$$G_p = Nq. \quad (4)$$

즉 전체 처리이득은 직접시퀀스 확산대역 시스템의 처리이득 N 과 주파수도약 확산대역 시스템의 처리이득 q 의 곱으로 나타내지는데 N 과 q 가 각각 정수이므로 G_p 도 또한 정수이다.

먼저 single tone 신호방해 아래서 BPSK 변조와 코히어런트(coherent) 복조 기법이 사용된 직접시퀀스 시스템의 비트오율은 다음과 같이 주어진다.^[5]

$$P(\epsilon) = Q \left[\sqrt{\frac{NSR + JSR}{2} \frac{\sin^2(\Delta f T_c)}{N} \left(1 + \frac{\cos[2\phi + (N-1)2\pi \Delta f T_c] \sin(N2\pi \Delta f T_c)}{N \sin(2\pi \Delta f T_c)} \right)} \right]. \quad (5)$$

여기서 NSR은 잡음 대 신호 전력비 (noise to signal power ratio), JSR은 방해신호 대 신호 전력비 (jamming to signal power ratio), Δf 는 방해신호와 신호의 주파수 차이를 나타내는 파라미터, ϕ 는 방해신호와 전송 신호의 위상 차이를 나타내는 파라미터이고,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du, \quad (6)$$

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}. \quad (7)$$

이다.

DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 성능을 분석하기 위하여 위의 single tone 신호방해 아래서의 직접시퀀스 확산대역 시스템을 multiple tone 신호방해와 주파수도약이 있는 시스템으로 연장하여 고려한다. 기저대역 신호의 대역폭이 W 인 데이터 신호를 주파수 천이시키면 대역폭은 $2W$ 가 된다. 방해신호는 주파수 천이된 데이터 신호의 주파수 대역폭 $2W$ 간격으로만 들어올 수 있다고 가정한다. 또한 (1)식에서 와 같이 각 방해신호 tone들은 동일한 전력을 갖는다고 가정한다. 방해신호의 개수가 N_J 일 때 사용 중인 도약주파수 대역 안에 들어온 방해신호의 개수

를 h 라고 하면 h 의 최대치 h_{\max} 는 다음과 같이 구해진다.

$$h_{\max} = \min(N_J, N). \quad (8)$$

여기서 N_J 는 방해신호의 개수이고 N 은 직접시퀀스 확산대역 시스템의 처리이득이다. 이 때 복합 확산대역 시스템의 비트오율은 다음과 같이 주어진다.

$$P(\epsilon) = \sum_{h=0}^{h_{\max}} P\{h \text{ hits}\} P(\epsilon | h \text{ hits}). \quad (9)$$

여기서 $P(\epsilon | h \text{ hits})$ 은 사용중인 도약주파수 대역 안에 h 개의 충돌이 생겼을 때의 비트오율이다. 또한 $P\{h \text{ hits}\}$ 는 직접시퀀스 확산된 신호가 사용중인 도약주파수 대역 안에서 h 개의 충돌이 발생할 확률로서 다음과 같이 주어진다.

$$P\{h \text{ hits}\} = \frac{\binom{G_p - N}{N_J - h} \binom{N}{h}}{\binom{G_p}{N_J}}, \quad h = 0, 1, \dots, h_{\max}. \quad (10)$$

여기서 G_p 는 복합 확산대역 시스템의 처리이득, N 은 직접시퀀스 확산대역 시스템의 처리이득, N_J 는 방해신호의 개수이다.

대역폭 $2W_s$ 를 가지는 도약주파수 대역을 데이터 신호의 대역폭 $2W$ 로 분할하면 모두 N 개의 조각이 생긴다. 가장 낮은 주파수 조각에 $-(N-1)/2$ 을 할당하고 1씩 증가시키면서 각 조각에 정수값을 할당한다. 여기서 분석의 편의상 N 이 홀수라고 가정한다. N 이 홀수라고 가정을 하면 가운데 조각은 0이 할당되고 가장 높은 주파수 조각에 $(N-1)/2$ 이 할당된다. 사용 중인 도약주파수 대역 안에 방해신호에 의한 h 개의 충돌의 위치를 나타내는 확률배터리를 $\bar{X} = (X_1, \dots, X_h)$ 로 정의한다. 여기서 X_i 는 사용 중인 도약 주파수 대역 안에 생긴 j 번째 충돌된 조각에 할당된 값이다. 그림 2에 확률베티 \bar{X} 와 사용 중인 도약 주파수 대역 안에 각 조각에 할당된 값을 보여주는 그림을 보였다.

X_1	X_2	...	X_h
$-\frac{N-1}{2}$	\dots	-2	-1

그림 2. 사용 중인 도약 주파수 대역에 할당된 값

Fig. 2. Assigned values to each pieces of a hopped frequency band in use.

또한 화률벡터 $\Phi = (\Phi_1, \dots, \Phi_h)$ 를 사용중인 도약주파수 대역 안에 생긴 h개의 방해신호와 도약주파수 반송파 신호 간의 위상 차이를 나타내는 화률벡터라고 정의한다. 그러면 도약주파수 대역 안에 h개의 충돌이 생겼을 때의 비트오율 $P(\epsilon | h \text{ hits})$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$P(\epsilon | h \text{ hits}) = \sum_{x_1=\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}-h+1} \sum_{x_2=x_1+1}^{\frac{N-1}{2}-h+2} \cdots \sum_{x_h=x_{h-1}+1}^{\frac{N-1}{2}} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \cdots \int_0^{2\pi} P(\epsilon | \bar{x}, \bar{\phi}) f_{\bar{x}\bar{\phi}}(\bar{x}, \bar{\phi}) d\bar{\phi}. \quad (11)$$

여기서 N은 직접시퀀스 확산대역 시스템의 처리이득이고 $P(\epsilon | \bar{x}, \bar{\phi})$ 는 화률벡터 \bar{x} 와 $\bar{\phi}$ 가 각각 \bar{x} , $\bar{\phi}$ 일 때의 비트오율이고 $f_{\bar{x}\bar{\phi}}(\bar{x}, \bar{\phi})$ 는 화률벡터 \bar{x} 와 화률벡터 $\bar{\phi}$ 의 결합 화률 밀도 함수이고 적분은 h 종 적분이다. 서로 독립인 두 화률벡터의 결합 화률밀도 함수는 각각의 화률 밀도 함수의 곱이 된다.^[13] 화률벡터 \bar{x} 와 화률벡터 $\bar{\phi}$ 는 서로 독립이므로 (11)식은 다음과 같이 된다.

$$P(\epsilon | h \text{ hits}) = \sum_{x_1=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}-h+1} \sum_{x_2=x_1+1}^{\frac{N-1}{2}-h+2} \cdots \sum_{x_h=x_{h-1}+1}^{\frac{N-1}{2}} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \cdots \int_0^{2\pi} P(\epsilon | \bar{x}, \bar{\phi}) f_{\bar{x}}(\bar{x}) f_{\bar{\phi}}(\bar{\phi}) d\bar{\phi}. \quad (12)$$

여기서 화률벡터 \bar{x} 의 화률 밀도 함수 $f_{\bar{x}}(\bar{x})$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$f_{\bar{x}}(\bar{x}) = \frac{1}{[N]_h}, -\frac{N-1}{2} \leq x_1 < \cdots < x_h \leq \frac{N-1}{2}, x_i \text{는 정수}. \quad (13)$$

여기서 N은 직접시퀀스 확산대역 시스템의 처리이득이고 h는 사용중인 주파수 대역 안에 들어온 방해신호의 갯수이다.

한편 화률벡터 $\bar{\phi}$ 의 성분 ϕ_j 는 사용중인 도약주파수 대역 안에 j번째로 충돌한 방해신호와 전송신호 간의 위상차이를 나타내는 화률 변수로 그 화률밀도 함수는 다음 식으로 주어진다.

$$f_{\phi_j}(\phi_j) = \frac{1}{2\pi}, |\phi_j| \leq \pi, j = 1, \dots, h. \quad (14)$$

화률변수 Φ_1, \dots, Φ_h 는 서로 독립이므로 $\bar{\Phi} = (\Phi_1, \dots, \Phi_h)$ 의 결합 화률 밀도 함수는 (14)식으로부터 다음과 같이 구해진다.

$$f_{\bar{\Phi}}(\bar{\phi}) = \frac{1}{(2\pi)^h}, 0 \leq \phi_j < 2\pi, j = 1, \dots, h. \quad (15)$$

여기서 h는 사용중인 주파수 대역 안에 들어온 방해신호의 갯수이다.

(12)식의 화률벡터 $\bar{x} = \bar{x}$ 이고 화률벡터 $\bar{\Phi} = \bar{\phi}$ 일 때의 비트오율 $P(\epsilon | \bar{x}, \bar{\phi})$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$P(\epsilon | \bar{x}, \bar{\phi}) = Q \left[\frac{1}{\sqrt{\text{NSR}/2 + \sigma_j^2}} \right]. \quad (16)$$

여기서 NSR은 잡음 대 신호 전력비이고 $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du$ 이다. 또한 σ_j^2 은 방해신호가 잡음처럼 수신기 출력에 나타났을 때의 전력을 전송신호의 전력으로 정규화한 양으로 다음과 같이 구해진다.

$$\sigma_j^2 = \frac{\text{JSR}}{2NN_j} \sum_{j=1}^h \text{sinc}^2[\Delta f_j T_c] \left[1 + \frac{\cos[2\phi_j + (N-1)2\pi\Delta f_j T_c] \sin(N2\pi\Delta f_j T_c)}{N \sin(2\pi\Delta f_j T_c)} \right]. \quad (17)$$

여기서 Δf_j 는 충돌한 j번째 방해신호의 주파수와 전송 신호의 중심 주파수와의 차이를 나타내는 파라메터이고 ϕ_j 는 j번째 방해신호와 전송신호의 위상차이를 나타내는 파라메터이다. 도약주파수 대역 안에 충돌한 j번째 방해신호의 주파수와 전송신호의 중심 주파수와의 차이인 Δf_j 와 확산시퀀스 신호의 지속시간 길이 T_c 의 곱은 다음과 같이 주어진다.

$$\Delta f_j T_c = \frac{\Delta f_j}{W_s}. \quad (18)$$

여기서 Δf_j 는 $-W_s + W$ 와 $W_s - W$ 사이의 값을 갖는다. Δf_j 가 주어질 때 X_j 는 다음과 같이 주어진다.

$$X_j = \frac{N}{2} \Delta f_j T_c. \quad (19)$$

여기서 N는 직접시퀀스 확산대역 시스템의 처리이득, f_j 는 도약주파수 대역 안에 충돌한 j번째 방해신호의 주파수, T_c 는 확산시퀀스 신호의 지속 시간이다. 이와 (18)식으로부터 도약주파수 대역안에 충돌한 j번째 방해신호의 주파수와 전송신호의 중심 주파수와의 차이인 Δf_j 와 확산시퀀스 신호의 지속 시간 길이 T_c 의 곱은 다음과 같이 된다.

$$\Delta f_j T_c = \frac{2X_j}{N}. \quad (20)$$

(20)식을 (17)식에 대입하면 방해신호가 잡음처럼 수신기 출력에 나타났을 때의 전력을 전송신호의 전력으로 정규화한 양 σ_j^2 이 다음과 같이 구해진다.

$$\sigma_j^2 = \frac{\text{JSR}}{2N_{\text{J}}} \sum_{h=1}^h \text{sinc}^2 \left(\frac{2x_h}{N} \right) \left| 1 + \frac{\cos 2(\phi_j + \frac{N-1}{N} 4\pi x_h) \sin [4\pi x_h]}{N \sin \left[\frac{4\pi x_h}{N} \right]} \right|. \quad (21)$$

여기서 JSR은 방해신호 대 신호 전력비, N은 직접시퀀스 확산대역 시스템의 처리이득, N_{J} 는 방해신호의 갯수, h는 사용중인 주파수 대역 안에 들어온 방해신호의 갯수, x_h 는 (19)식으로 주어진 방해신호와 전송신호간의 주파수 차이를 나타내는 파라메타, ϕ_j 는 방해신호와 전송 신호의 위상차이를 나타내는 파라메타이다. (12), (13), (15), (16)식으로부터 사용중인 주파수 대역 안에 들어온 방해신호의 갯수가 h개 일때의 비트오율 $P(\epsilon | h \text{ hits})$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$P(\epsilon | h \text{ hits}) = \sum_{x_1=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}-h+1} \sum_{x_2=x_1+1}^{\frac{N-1}{2}-h+2} \cdots \sum_{x_h=x_{h-1}+1}^{\frac{N-1}{2}} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \cdots \int_0^{2\pi} Q \left[\frac{1}{\sqrt{\text{NSR}/2 + \sigma_j^2}} \right] \frac{1}{\left(\frac{N}{h} \right) (2\pi)^h} d\phi_j. \quad (22)$$

여기서 N은 직접시퀀스 확산대역 시스템의 처리이득, NSR은 잡음 대 신호 전력비, σ_j^2 은 (21)식으로 주어진 방해신호가 잡음처럼 수신기 출력에 나타났을 때의 전력을 전송 신호의 전력으로 정규화한 양이고 적분은 h중 적분이다.

IV. 계산 결과

DS/SFH-BPSK 복합 확산대역 시스템의 비트오율은 직접시퀀스와 주파수도약의 복합비율, 방해신호의 갯수 N_{J} , 잡음 대 신호 전력비 NSR, 방해신호 대신호 전력비 JSR 등에 의해 결정된다. (9), (10), (21), (22)식으로부터 DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율이 계산된다. 그런데 윗식들은 다중 적분과 다중 합으로 표현되어 있기 때문에 그 식만으로는 파라미터에 따른 비트오율의 경향을 알 수가 없다. 비트오율의 계산을 위해서는 다중 적분과 다중 합의 계산이 필요한데 이를 위해서 컴퓨터를 이용하여 계산을 하였다. 계산을 위해서 UNIX System V/386 운영체제에서 실행되는 C 컴파일러를 사용하여 계산 프로그램을 컴파일하고 실행하였다. 계산 시간은 방해신호의 갯수 N_{J} 가 커질수록, 처리이득 G_p 가 커질수록 증가한다. DS/SFH 복합 확산대역 시스템의 비트오율 계산을 하는데 있어서 방해신호의 갯수 N_{J} 가 4인 경우까지 계산하였다. 처리이득 G_p 는 보통

수 천 정도의 값을 가지지만 이 정도의 G_p 값에 대한 시스템의 비트오율을 계산하려면 계산 시간이 너무 커진다. 그리고 처리이득 G_p 는 因數를 많이 가져야 주어진 처리이득과 직접시퀀스 처리이득과 주파수도약 처리이득으로 배분하는 경우의 수가 많아진다. 그래서 비교적 작은 숫자이고 因數를 많이 가지는 숫자인 105로 선택하여 계산하였다. 복합비율에 따른 복합 확산대역 시스템의 성능을 분석하기 위하여 직접시퀀스와 주파수도약의 복합비율, 방해신호의 갯수 N_{J} , 잡음 대 신호 전력비 NSR, 방해신호 대신호 전력비 JSR 등의 여러가지 파라메타에 따른 비트오율을 계산한다.

복합 시스템의 처리이득 G_p 를 105로 고정하면 직접시퀀스 처리이득이 $N=1, 7, 15, 21, 35, 105$ 일 때 주파수도약 처리이득은 각각 G_p/N 인 $q=105, 35, 21, 15, 7, 1$ 로 결정된다. $N=1$ 은 주어진 주파수 대역을 주파수도약 대역확산만 적용하여 데이터 신호를 확산하고 직접시퀀스 대역확산은 적용하지 않는 경우를 나타낸다. $N=105$ 는 주어진 주파수 대역을 직접시퀀스 대역확산만 적용하여 데이터 신호를 확산하고 주파수도약 대역확산은 적용하지 않는 경우를 나타낸다. N 이 1과 105 이외의 값을 가질 때는 직접시퀀스 대역확산 방식과 주파수도약 대역확산 방식이 N에 따른 특정한 비율로 복합되어 데이터 신호를 확산하는 경우를 나타낸다. 이러한 각각의 경우에 대하여 여러가지 방해신호의 갯수 N_{J} , 잡음 대 신호 전력비 NSR, 방해신호 대 신호 전력비 JSR등에 대하여 비트오율을 계산하였다.

계산에 이용된 파라메타 값의 범위는 다음과 같다. 처리이득 G_p 는 105로 고정시킨다. 방해신호의 갯수 N_{J} 는 1, 2, 3, 4의 값을 가진다. 방해신호 대 신호 전력비 JSR은 0, 6, 12, 18, 24, 30 dB의 값을 가진다. 잡음 대 신호 전력비 NSR은 -3, -4, ..., -14, -15 dB의 값을 가진다. 직접시퀀스 확산대역의 처리이득 N는 1, 7, 15, 21, 35, 105의 값을 가진다.

그림 3에 방해신호의 갯수 N_{J} 가 1일때 N에 따른 시스템의 비트오율의 계산 결과를 보인다. 그림 3(a)에 잡음 대 신호 전력비 NSR이 -9 dB인 경우의 시스템의 비트오율을 보인다. 직접시퀀스 확산대역의 처리이득 N이 증가함에 따라 비트오율은 점점 감소한다. 방해신호 대 신호 전력비 JSR=0, 6 dB인 경우에는 N=7, 15, 21, 35, 105에 대한 비트오율들이 거의 같으므로 복합방식을 쓰면 큰 대역확산 처리이득을 얻을 수 있으면서 비트오율은 직접시퀀스 시스템의 비트오율과 비슷하다는 이점이 있다. 그러나 방해신호의 전력이 증가하면서 JSR=18, 24, 30 dB 이

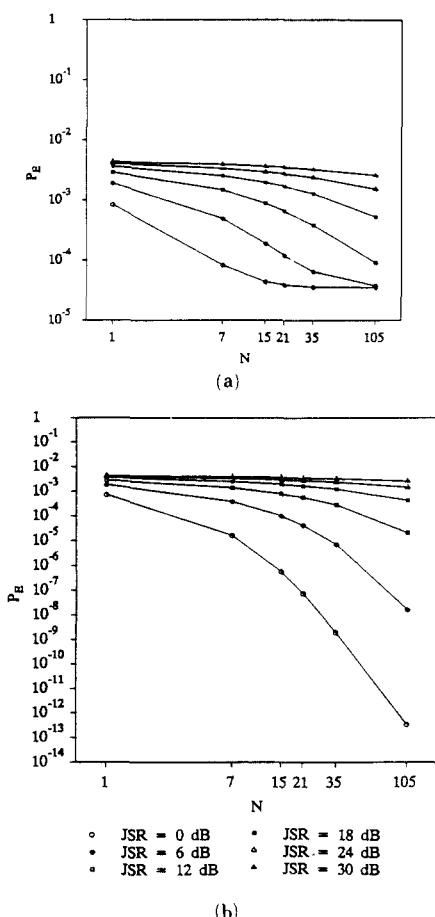


그림 3. DS/SFH-BPSK 복합 화산대역 시스템의 비트오율 $G_p = 105$, $N_J = 1$

(a) NSR = -9 dB
(b) NSR = -15 dB

Fig. 3. BER for a hybrid DS/SFH-BPSK spread-spectrum system. $G_p = 105$, $N_J = 1$
(a) NSR = -9 dB,
(b) NSR = -15 dB.

되면 N 이 1, 7, 15, 21의 경우에 대해 비트오율의 감소가 거의 없다. 이 경우 역시 비트오율의 희생이 거의 없이 복합 방식에 의한 큰 차이이들을 얻을 수 있다.

그림 3(b)에 NSR = -15 dB인 경우의 시스템의 비트오율을 보인다. N 이 증가함에 따라 비트오율이 감소한다. 전반적인 비트오율은 그림 3(a)보다 더 낮다. 비트오율의 경향은 JSR이 12, 18, 24, 30 dB일 때는 그림 3(a)와 비슷하지만 JSR이 0과 6 dB일 때는 N 이 증가함에 따라 비트오율이 크게 떨어진다.

그림 4에 방해신호의 갯수 N_J 가 2일 때 N 에 따른

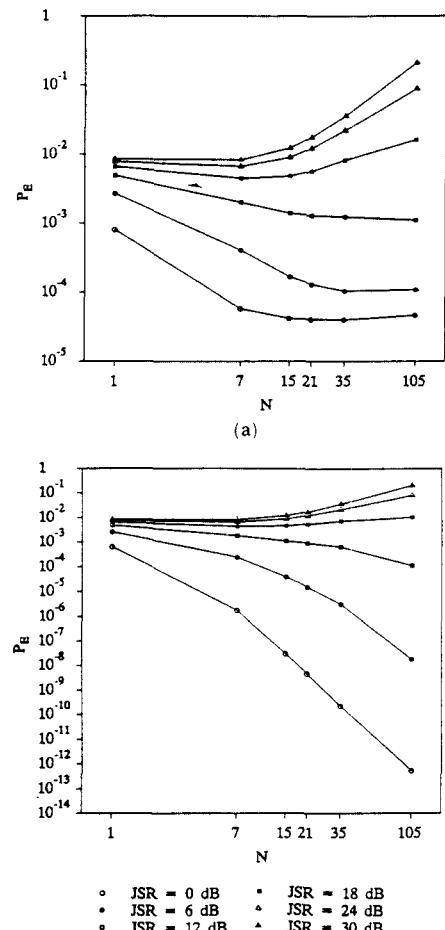


그림 4. DS/SFH-BPSK 복합 화산대역 시스템의 비트오율 $G_p = 105$, $N_J = 2$

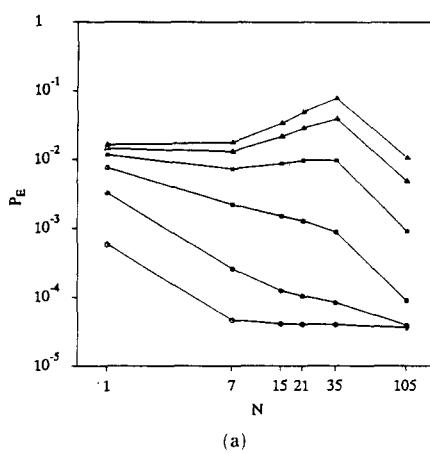
(a) NSR = -9 dB
(b) NSR = -15 dB

Fig. 4. BER for a hybrid DS/SFH-BPSK spread-spectrum system. $G_p = 105$, $N_J = 2$
(a) NSR = -9 dB,
(b) NSR = -15 dB.

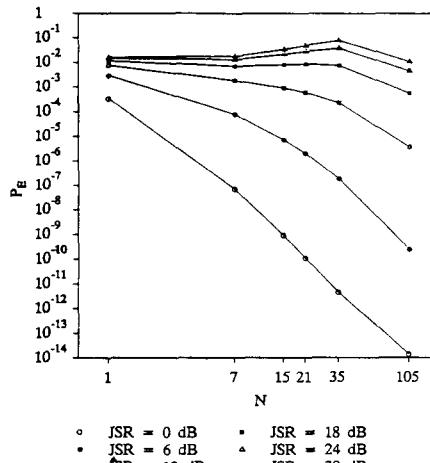
시스템의 비트오율의 계산 결과를 보인다. 그림 4(a)에 NSR = -9 dB인 경우의 시스템의 비트오율을 보인다. JSR = 0, 6, 12 dB인 때의 파라메터에 따른 비트오율의 경향은 그림 3(a)와 비슷하다. JSR = 0 dB인 경우 $N = 15, 21, 35$ 일 때의 비트오율은 $N = 1, 7, 105$ 인 경우보다 차이는 미소하지만 비트오율이 더 낮음을 알 수 있다. 이것은 복합방식을 쓰으로써 비트오율을 낮출 수 있음을 뜻한다. JSR = 18, 24, 30 dB

일 때는 $N=15, 21, 35, 105$ 일 때의 비트오율이 $N=1, 7$ 인 경우보다 더 증가한다. 그 이유로는 방해신호의 전력이 커지면 주파수도약으로는 어느 정도는 방해신호를 이겨낼 수 있지만 직접시퀀스 대역확산 방식으로는 이겨낼 수가 없기 때문이라 판단된다.

그림 4(b)에 $NSR=-15$ dB인 경우의 시스템의 비트오율을 보인다. 비트오율의 경향은 그림 3(b)와 비슷하다. 그러나 $JSR=18, 24, 30$ dB인 경우의 비트오율은 N 이 증가할 수록 오히려 더 증가한다.



(a)



(b)

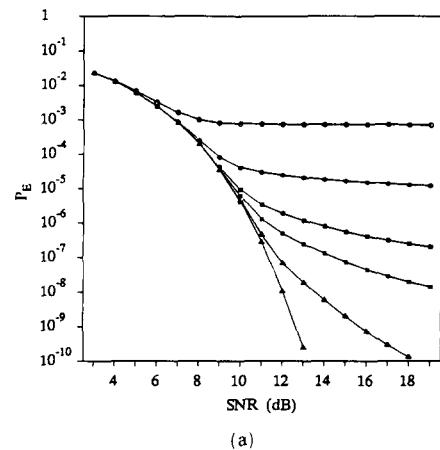
그림 5. DS/SFH-BPSK 복합 확산대역 시스템의 비트오율 $G_p=105, N_J=4$

(a) $NSR=-9$ dB

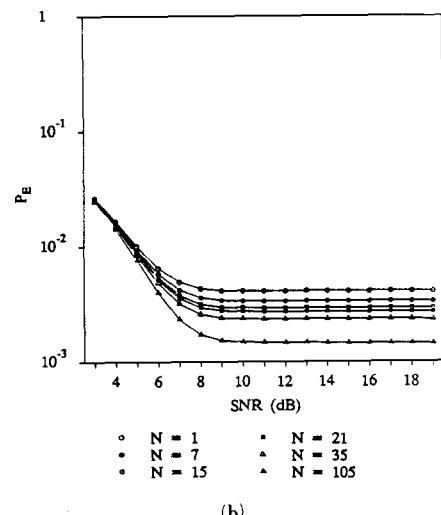
(b) $NSR=-15$ dB

Fig. 5. BER for a hybrid DS/SFH-BPSK spread-spectrum system. $G_p=105, N_J=4$.
 (a) $NSR=-9$ dB,
 (b) $NSR=-15$ dB.

그림 5에 방해신호의 개수 N_J 가 4일 때 N 에 따른 시스템의 비트오율의 계산 결과를 보인다. 그림 5(a)에 $NSR=-9$ dB인 경우의 시스템의 비트오율을 보인다. 방해신호 대 신호의 전력비 $JSR=0, 6, 12$ dB인 때의 파라미터에 따른 비트오율의 경향은 그림 4(a)와 비슷하다. 그러나 $JSR=18, 24, 30$ dB일 때는 $N=15, 21, 35$ 일 때의 비트오율이 $N=1, 7, 105$ 인 경우보다 더 증가한다. 이 경우는 복합방식에 의해서 비트오율이 더 증가함을 나타낸다.



(a)



(b)

그림 6. DS/SFH-BPSK 복합 확산대역 시스템의 비트오율 $G_p=105, N_J=1$

(a) $JSR=0$ dB

(b) $JSR=24$ dB

Fig. 6. BER for a hybrid DS/SFH-BPSK spread-spectrum system. $G_p=105, N_J=1$.
 (a) $JSR=0$ dB,
 (b) $JSR=24$ dB.

그림 5(b)에 $NSR = -15$ dB인 경우의 시스템의 비트오율을 보인다. 비트오율의 경향은 그림 4(b)와 비슷하다.

그림 6에 방해신호의 갯수 N_J 가 1일 때 직접시퀀스 확산대역 시스템의 처리이득 N 이 1, 7, 15, 21, 35, 105에 대해 SNR에 따른 시스템의 비트오율의 계산 결과를 보인다. 그림 6(a)에 $JSR = 0$ dB일 때의 비트오율을 보인다. 비트오율은 SNR이 증가함에 따라 감소하는데 SNR이 어느 정도가 지나면 감소의 정도가 매우 작아진다. 비트오율의 감소가 매우 작게 되는 SNR 값은 직접시퀀스 확산대역 처리이득 N 이 커질수록 증가한다.

그림 6(b)에 $JSR = 24$ dB일 때의 비트오율을 보인다. 전반적인 비트오율은 그림 6(a)보다 더 높다. 이것은 방해신호의 전력이 증가함에 따른 결과이다. 비트오율의 경향은 그림 6(a)와 비슷하다.

그림 7(a)에 방해신호의 갯수 $N_J = 2$ 일 때 SNR에 따른 시스템의 비트오율의 계산 결과를 보인다. 그림 7(a)에 $JSR = 0$ dB일 때의 비트오율의 계산 결과를 보인다. 전반적인 경향은 그림 6(a)와 비슷하다.

그림 7(b)에 $JSR = 24$ dB일 때의 비트오율의 계산 결과를 보인다. 이 그래프에서는 미소하지만 복합방식에 의한 비트오율의 감소를 볼 수 있다. 즉 직접시퀀스 확산대역의 처리이득 $N = 7$ 일 때의 비트오율이 가장 낮다.

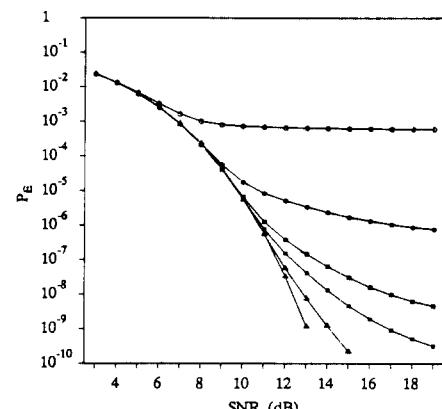
그림 8(a)에 방해신호의 갯수 $N_J = 4$ 일 때 SNR에 따른 시스템의 비트오율의 계산 결과를 보인다. 그림 8(a)에 $JSR = 0$ dB일 때의 비트오율의 계산 결과를 보인다. 전반적인 경향은 그림 7(a)와 비슷하다.

그림 8(b)에 $JSR = 24$ dB일 때의 비트오율의 계산 결과를 보인다. 이 그래프에서는 미소하지만 복합방식에 의한 비트오율의 감소를 볼 수 있다. 직접시퀀스 확산대역의 처리이득 $N = 7$ 일 때의 비트오율이 $N = 1, 15, 21, 35$ 때의 비트오율 보다는 낮다. 그러나 $N = 105$ 일 때의 비트오율 보다는 더 높다.

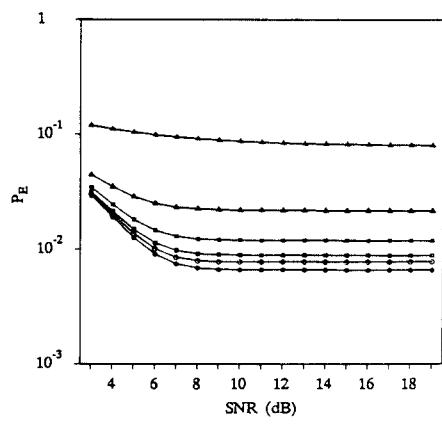
V. 결 론

디지털 통신 시스템에서 신호의 전송 중에 불가피하게 부가되는 잡음, 간섭 등의 영향으로 인하여 수신기에서 전송 신호를 추정하는데 오류가 발생한다. 오류 발생에 의한 시스템의 성능 저하를 극복하는 한 방법으로 확산대역 시스템이 사용된다. 확산대역 시스템에서 하드웨어 구성을 난점으로 극복하여 넓은 대역확산을 달성하기 위하여 복합 확산대역 방식을 사용한다. 본 논문에서는 직접시퀀스 확산대역 방식과 주파수도약 확산대역 방식을 복합하고 변조기법

으로는 BPSK를 사용하고 복조기법으로는 코히어런트 복조를 사용한 DS/SFH-BPSK 복합 확산대역 시스템 성능을 분석하였다. DS/SFH-BPSK 복합 확산대역 시스템의 비트오율 식을 유도하고 방해신호의 갯수, 잡음 대 신호 전력비, 방해신호 대 신호 전력비에 따른 비트오율을 계산하였다. 방해신호는 multiple tone 방해신호를 고려하여 방해신호는 변조된 데이터 신호의 주파수 대역 폭 간격으로 들어온



(a)



(b)

그림 7. DS/SFH-BPSK 복합 확산대역 시스템의 비트오율 $G_p = 105$, $N_J = 2$

(a) $JSR = 0$ dB

(b) $JSR = 24$ dB

Fig. 7. BER for a hybrid DS/SFH-BPSK spread-spectrum system. $G_p = 105$, $N_J = 2$.

(a) $JSR = 0$ dB,

(b) $JSR = 24$ dB.

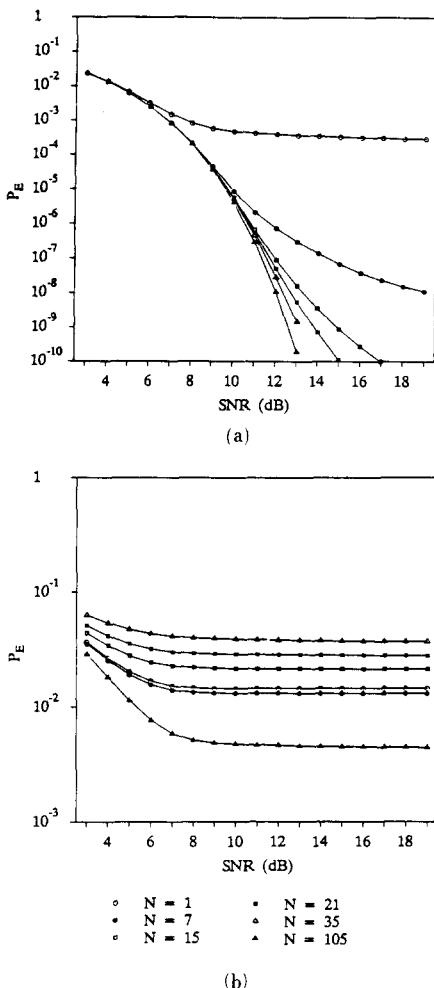


그림 8. DS/SFH-BPSK 복합 화산대역 비트오율
 $G_p = 105$, $N_J = 4$
(a) JSR = 0 dB
(b) JSR = 24 dB

Fig. 8. BER for a hybrid DS/SFH-BPSK spread-spectrum system. $G_p = 105$, $N_J = 4$.
(a) JSR = 0 dB,
(b) JSR = 24 dB.

수 있고, 각 방해신호 tone 들은 동일한 전력을 가진다고 가정하였다.

방해신호 대 신호의 전력비가 낮고 신호 대 잡음 전력비가 높을 경우는 주어진 처리이득에 대하여 화산대역 시스템은 직접시퀀스 대역확산만 하는 것이 주파수도약 대역확산을 하는 경우 및 DS/SFH 복합 확산하는 경우보다 비트오율이 더 작다. 그러나 방해신호의 전력이 큰 경우는 직접시퀀스 화산대역 방식의 비트오율이 오히려 더 커진다. 한편 방해 신호대

신호의 전력비가 낮고 신호 대 잡음 전력비가 낮을 경우는 복합비율에 관계없이 비트오율이 거의 같다. 이 경우 복합방식을 쓰면 큰 대역확산 처리이득을 얻을 수 있으므로 비트오율은 직접시퀀스 시스템의 비트오율과 비슷하다는 이점이 있다.

또한 어떤 시스템 파라미터 값에서는 DS 시스템의 비트오율과 SFH 시스템의 비트오율보다 복합 DS/SFH 시스템의 비트오율을 미소하지만 더 크게 만드는 복합비율이 있음을 보였다.

参考文献

- [1] R.A. Scholtz, "The spread-spectrum concept," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 748-755, Aug. 1977.
- [2] R.C. Dixon, *Spread Spectrum Systems*, 2/e. Wiley, 1984.
- [3] P.A. Kullstam, "Spread-spectrum performance analysis in arbitrary interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 848-853, Aug. 1977.
- [4] M.K. Simon, J.K. Omura, R.A. Scholtz, and B.K. Levitt, *Spread Spectrum Communications*, vol. 1. Computer Science Press, 1985.
- [5] R.E. Ziemer and R.L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*, Macmillan, 1985.
- [6] J.G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, 1983.
- [7] G.R. Cooper, and C.D. McGillem, *Modern Communications and Spread Spectrum*, McGraw-Hill, 1986.
- [8] M.P. Ristenbatt and J.L. Daws, Jr., "Performance criteria for spread-spectrum communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-25, pp. 756-762, Aug. 1977.
- [9] L.B. Milstein, "The effect of multiple-tone interfering signals on a direct-sequence spread-spectrum communication system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, pp. 436-446, Mar. 1982.
- [10] J.S. Bird and E.B. Felstead, "Antijam performance of fast frequency-hopped M-ary NCFSK - an overview," *IEEE Trans. SAC.*, vol. SAC-4, pp. 216-232, Mar. 1986.
- [11] E.A. Geraniotis, "Noncoherent hybrid DS-SFH spread-spectrum multiple-access communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-34, pp. 862-872, Sep. 1986.

- [12] R.L. Pickholtz, D.L. Shilling, and L.B. Milstein, "Theory of spread-spectrum communications - a tutorial," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, pp. 855-884, May 1982.
- [13] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, 1984.

著者紹介



俞炳堯(準會員)

1964年 4月 11日生. 1988年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업. 공학사학위 취득. 1990年 2月 서울대학교 대학원 전자공학과 졸업. 공학석사학위 취득. 1990年 2月 ~현재 금성사 중앙연구소 근무.

주관심분야는 디지털 통신, 채널 고우딩, 위성통신 등임.

李相哲(正會員)

1948年 2月 20日生. 1971年 2月 서울대학교 전기공학과 졸업. 1973年 미 버지니아 주립 공과대학 전자공학과 석사학위 취득. 1976年 미 듀크대학 전자공학과 박사학위 취득. 1982年 9月 ~현재 국방과학연구소 책임연구원. 주관심분야는 군특수통신 및 자동화 등임.



李在弘(正會員)

1953年 12月 7日生. 1976年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업. 공학사학위 취득. 1978年 2月 서울대학교 대학원 전자공학과 졸업. 공학석사학위 취득. 1986年 8月 미국 미시간 대학교 전기공학 및 컴퓨터 과학과 졸업. 공학박사학위 취득. 1978年~1981年 해군사관학교 전자공학과 교관, 전임강사. 1987年 2月 ~현재 서울대학교 전자공학과 조교수. 주관심분야는 채널고우딩, 화산대역 시스템, 디지털통신이론, 위성통신, 이동통신, 음성합성 등임.

