

Trumpis 길쌈부호를 적용한 FH /MFSK 시스템의 잡음재밍에 대한 성능분석

正會員 宋 文 圭* 正會員 司空 石 鎮** 正會員 車 均 鉉*

Trumpis Coded FH /MFSK Performance in Noise Jamming Environments

Moon Kyou Song*, Sug Chin Sakong**, Kyun Hyon Tchah* *Regular Members*

要 約

AJ 시스템의 비트 오류 확률의 정확한 계산은 매우 어렵거나 불가능하므로 비트 오류 확률의 Chernoff 상한을 구하여 시스템의 성능 분석을 하는 것이 매우 유용하다. 부호채널에 대한 cutoff rate의 계산은 비교적 용이하므로, AJ 시스템의 부호화 비트 오류의 상한은 AWGN 채널에서의 비트오류의 상한이 cutoff rate의 함으로 직접 구해지는 관계를 이용하여 구할 수 있다.

본 논문에서는 부호 기법을 적용한 통신 시스템에 대하여 적용할 수 있는 비트 오류 확률의 상한에 대한 일반적인 표현식을 소개하고 그 결과를 이용하여 Trumpis 부호를 적용한 FH /MFSK 시스템의 광대역 및 부분 대역 잡음 재밍에 대한 성능 분석을 하였고 아울러 채널 측정을 통해 부가적으로 제공될 수 있는 재머의 상태 정보가 비트 오류 확률에 미치는 효과도 계산함으로써 위의 사실을 입증하였다.

ABSTRACT

The evaluation of coded error probabilities for antijam communication systems is usually difficult to do and, thus, easy-to-evaluate upper bounds are used. Since it is relatively easy to evaluate the cutoff rate for the coding channel, the coded bit error bounds for most antijam systems of interest can be easily expressed directly in terms of this cutoff rate parameter using the relationship between the bit error bounds and cutoff rate for AWGN channel. The key feature of these bounds is the decoupling of the coding aspects of the system from the remaining part of the communication system which includes jamming, suboptimum detectors, and arbitrary decoding metrics which may or may not use jammer state knowledge.

In this paper the bit error bounds for the Trumpis coded FH /MFSK with an AWGN channel are translated into the corresponding bit error bounds for broadband and partial band noise jammer. And the impact of the side information about jammer state is also evaluated with these upper bounds. Although it is considered for the soft decision detector, it is also applicable to the hard decision detector.

*高麗大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Eng., Korea Univ.

**國民大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering, Kukmin Univ.
論文番號 : 92-110 (接受(1992. 4. 7))

I. 서 론

AJ (Anti-jam) 시스템의 비트 오류 확률은 의도적인 재밍에 대해 계산되어야 하므로 AWGN 채널에서의 통상적인 통신 시스템에 비해 그 계산이 어렵다 [1]. 또한 AWGN 채널에서 부호 기법을 적용하는 경우 얻어지는 이득은 4dB 내지 5dB 정도임에 비해 AJ 시스템에 부호 기법을 적용하여 얻어지는 이득은 대부분의 경우 30dB 내지 50dB에 이른다 [2]. 이러한 이유로 AJ 시스템의 비트 오류 확률의 정확한 계산은 매우 어렵거나 불가능하므로 비트 오류 확률의 Chernoff 상한을 구하여 시스템의 성능 분석을 하는 것이 매우 유용하다.

본 논문에서는 부호 기법을 적용한 통신 시스템에 대하여 적용할 수 있는 비트 오류 확률의 상한에 대한 일반적인 표현식을 소개하고 그 결과를 이용하여 Trumpis 부호를 적용한 FH / MFSK 시스템의 부분 대역 잡음 재밍에 대한 성능 분석을 하였다. 또한 채널 측정을 통해 부가적으로 제공될 수 있는 재머의 상태 정보가 비트 오류 확률에 미치는 효과도 계산하였다.

II. 부호화 비트 오류 확률의 상한

길이가 N인 두 개의 전송 부호 시퀀스 x 와 \hat{x} 를 다음과 같이 정의하자.

$$x = (x_1, x_2, \dots, x_N), \quad \hat{x} = (\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_N) \quad (1)$$

채널을 통해 수신기에 입력되는 시퀀스는 y 라 하고, 시퀀스 y 가 재밍의 영향을 받았는지의 여부를 표시하는 재머 상태 변수의 시퀀스는 z 라 하고 각각 다음과 같이 표시하자.

$$y = (y_1, y_2, \dots, y_N) \quad (2)$$

$$z = (z_1, z_2, \dots, z_N) \quad (3)$$

이제 부호화 된 심볼을 전송하기 전에 인터리빙 (interleaving)을 적용하고 복호기 출력 심볼에 다시 디인터리빙 (deinterleaving)을 가한다고 하면 부호 채널은 memoryless 채널이 되며 다음의 성질을 만족한다. 즉,

$$P_N(y|x, z) = \prod_{n=1}^N P(y_n|x_n, z_n) \quad (4)$$

$$P_N(z) = \prod_{n=1}^N P(z_n) \quad (5)$$

가 된다. 따라서,

$$\begin{aligned} P_N(y|x) &= \sum_z P_N(y|x, z)P_N(z) \\ &= \prod_{n=1}^N P(y_n|x_n) \end{aligned} \quad (6)$$

의 관계가 성립한다. 이 관계를 그림으로 도시하면 그림 1과 같다 [1].

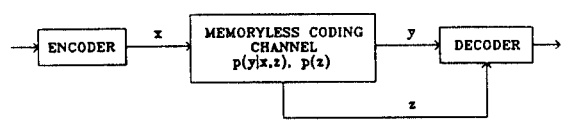


그림 1. 일반적인 memoryless 채널 모델
Fig 1. General memoryless channel model

이제 x 와 \hat{x} 의 두 가지 시퀀스만이 전송 가능한 부호 시퀀스라 가정하면, 수신기에 시퀀스 y 가 입력되었을 때 복호기가 시퀀스 \hat{x} 가 전송되었다고 판정하는 경우는 다음의 조건이 성립할 때 뿐이다.

$$\sum_{n=1}^N m(y_n, \hat{x}_n; z_n) \geq \sum_{n=1}^N m(y_n, x_n; z_n) \quad (7)$$

여기서 $m(\cdot)$ 은 복호기에 심볼 판정에 이용될 metric을 의미한다. 위와 반대의 경우라면 복호기는 x 가 전송되었다는 판정을 하게 된다. 실제로 x 가 전송되었을 때 복호기가 \hat{x} 로 잘못 판정할 확률은 pairwise 오류 확률이라 하며 다음 식과 같다 [3].

$$P(x \rightarrow \hat{x}) = \Pr \left\{ \sum_{n=1}^N m(y_n, \hat{x}_n; z_n) \geq \sum_{n=1}^N m(y_n, x_n; z_n) \mid x \right\} \quad (8)$$

이 식의 Chernoff 상한을 구하면 [4]

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \leq \min_{k \geq 0} \prod_{n=1}^N E \{ \exp(k[m(y_n, \hat{x}_n; z_n) - m(y_n, x_n; z_n)]) \mid x_n \} \quad (9)$$

이 얻어지며 여기서 k 는 음이 아닌 임의의 자유 변수이다.

AJ 시스템에서 주로 사용되는 모든 metric과 양극(antipodal)성 및 직교(orthogonal)성 파형에 대해 위 식의 지수함수의 평균은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$E\{\exp(k[m(y_n, \hat{x}_n; z_n) - m(y_n, x_n; z_n)]) | x_n\} = \begin{cases} D(k) & , \hat{x}_n \neq x_n \\ 1 & , \hat{x}_n = x_n \end{cases} \quad (10)$$

식(10)을 식(9)에 적용하면, 결국

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \leq \min_{k \geq 0} [D(k)]^{d(x, \hat{x})} \quad (11)$$

이 되며 여기서 $d(x, \hat{x})$ 는 해밍(Hamming) 거리이다. 이제 부호화 비트 오류 확률의 중요한 매개 변수 D 를 다음과 같이 정의한다.

$$D = \min_{k \geq 0} D(k) = \min_{k \geq 0} E\{\exp(k[m(y, \hat{x}; z) - m(y, x; z)]) | x\} |_{\hat{x} \neq x} \quad (12)$$

결과로서 pairwise 오류 확률의 상한은

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \leq D^{d(x, \hat{x})} \quad (13)$$

이 된다.

Pairwise 오류 확률의 상한은 두 개 이상의 부호 시퀀스가 존재하는 일반적인 경우의 오류 상한의 계산에 기초가 된다. 가능한 부호 시퀀스의 전체 집합을 C 라고 하면 비트 오류 상한에 대한 일반적인 표현식은 다음과 같다^[3].

$$P_b \leq \sum_x \sum_{\hat{x} \neq x} e(x, \hat{x}) P(x \rightarrow \hat{x}) p(x) \quad x, \hat{x} \in C \\ \leq \sum_x \sum_{\hat{x} \neq x} e(x, \hat{x}) D^{d(x, \hat{x})} p(x) \quad x, \hat{x} \in C \quad (14)$$

여기서 $e(x, \hat{x})$ 는 시퀀스 x 를 전송했을 때 \hat{x} 로 오인된 비트오류의 수를 표시하며 $p(x)$ 는 시퀀스 x 가 전송될 확률이다. 따라서 일반적인 부호의 적용시 발생

하는 비트 오류 확률은 다음식의 형태를 갖는다.

$$P_b \leq G(D) \quad (15)$$

여기서 함수 $G(\cdot)$ 는 사용된 특정 부호만의 함수이며, 변수 D 는 부호 채널과 복호기 metric의 함수임을 유의하면 AJ 통신 시스템의 변수 D 를 계산함으로써 위 식으로부터 특정 부호에 대한 비트 오류 확률의 계산이 가능하다는 중요한 사실을 알 수 있다.

주어진 채널 용량과 비트 오류 확률에 대해 가능한 최대의 데이터 전송률을 보통 cutoff rate라 하며, 이 변수를 CR이라 하면 M 진 심볼에 대해 변수 D 와 다음의 관계에 있다^[5].

$$CR = \log_2 M - \log_2 \{1 + (M-1)D\} \quad \text{비트/심볼} \quad (16)$$

III. Trumpis 부호를 적용한 MFSK 시스템의 비트 오류 확률^[6]

MFSK 통신 시스템에서 복조기는 각 음조 성분의 에너지 검출기로 구성되며 이 경우 ML(maximum likelihood) 판정을 위한 규정은 주어진 채널 출력 y 중에서 가장 큰 에너지 성분 $e_i (i=1, 2, \dots, M)$ 이 검출된 음조를 전송 심볼로 정하는 것이다. 따라서 복호를 위한 metric은 다음 식으로 기술할 수 있다.

$$m(y, x) = e_x \quad (17)$$

식(17)로 주어지는 metric의 결과는 (-)이 아닌 실수이다. 이 metric은 양자화(quantization)된 바 없으므로 연성 판정 metric이 된다.

우선 부호 채널과 복호 metric의 함수인 변수 D 를 구하자. 식(10)으로부터

$$D(k) = E\{\exp(k[e_{\hat{x}} - e_x]) | x\} |_{\hat{x} \neq x} \\ = E\{\exp(ke_x) | x\} |_{\hat{x} \neq x} \cdot E\{\exp(-ke_x) | x\} \quad (18)$$

가 된다.

M 개의 심볼 $\{1, 2, \dots, i, \dots, M\}$ 중에서 $x=i$ 의 음조가 전송되었다고 하면, 검출기의 출력 e_1, e_2, \dots, e_M 은 독립 랜덤 변수이며, $r_i = \sqrt{e_i}$ 는 다음의 Rician 확률 밀도 함수를 갖는다^[3].

$$p(r_j | x=i) = r_j \exp\left(\frac{-r_j^2}{2}\right) \exp\left(\frac{-E_s}{N_0}\right) I_0\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} r_j\right) \quad (19)$$

여기서 $I_0(\cdot)$ 는 제 1종 0차 수정 Bessel 함수이고 E_s 는 부호 심볼 에너지로서 데이터 비트 에너지 E_b 에 부호율 R 을 곱한 것과 같다. $j \neq i$ 에 대해 변수 r_j 는 Rayleigh 확률밀도 함수를 갖는다. 즉,

$$p(r_j | x=i) = r_j \exp\left(\frac{-r_j^2}{2}\right) \quad (20)$$

이제 식(19)과 (20)를 이용하여 식(18)을 계산하면

$$\begin{aligned} E\{\exp(-ke_x) | x\} &= \int_0^\infty \exp(-kr^2) \exp\left(\frac{-r}{2}\right) \exp\left(\frac{-E_s}{N_0}\right) I_0\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} r\right) dr \\ &= \frac{1}{1+2k} \exp\left(\frac{-2k(E_s/N_0)}{1+2k}\right) \quad (21) \end{aligned}$$

이고,

$$\begin{aligned} E\{\exp(ke_x) | x\} &= \int_0^\infty \exp(kr^2) \exp\left(\frac{-r}{2}\right) dr \\ &= \frac{1}{1-2k} \quad (22) \end{aligned}$$

이다. 이때 $2k < 1$ 을 가정하였고, k 는 자유변수이므로 $2k$ 를 k 로 치환하면 결국 다음의 변수 D 를 구할 수 있다.

$$D = \min_{0 < k < 1} \left\{ \frac{1}{1-k^2} \exp\left(\frac{-k(E_s/N_0)}{1+k}\right) \right\} \quad (23)$$

$M=4$ 인 MFSK 통신에 대해 구속장 $K=7$ 이고 코드율 $R=1/2$ 인 최적의 길쌈부호는 Trumpis에 의해 구해졌으며, 이 부호를 MFSK 통신에 적용하였을 때의 비트 오류의 상한은 식(23)의 변수 D 를 매개변수로 하여 다음과 같이 구해진다^[6].

$$P_b \leq 1/2 [7D^7 + 39D^8 + 104D^9 + 352D^{10} + 1187D^{11} + \dots] \quad (24)$$

또한 $M=8$ 인 경우 구속장 $K=7$ 이고 코드율 $R=1/3$ 인 최적의 길쌈부호도 Trumpis에 의해 구해졌으

며, 이때의 비트 오류의 상한은 다음 식과 같이 구해진다^[6].

$$P_b \leq 1/2 [D^7 + 4D^8 + 8D^9 + 49D^{10} + 92D^{11} + \dots] \quad (25)$$

윗 식(24)와 (25)의 유도에 관해서는 참고문헌[6]을 참조하기 바라며, 본 논문에서는 최적의 부호로 알려진 Trumpis 길쌈부호를 FH/MFSK 통신에 적용하였을 때 잡음재밍에 대한 성능을 구하기 위해 그 결과식을 사용하기로 한다.

그림 2는 AWGN 채널에서 비동기 MFSK변조에 대한 Trumpis 길쌈 부호의 비트 오류 확률 곡선을 나타낸 것이다.

Cutoff rate는 변수 D 와 식(16)의 관계가 있으며, 이의 부호 심볼 에너지에 대한 곡선을 그림 3과 같이 나타내었다.

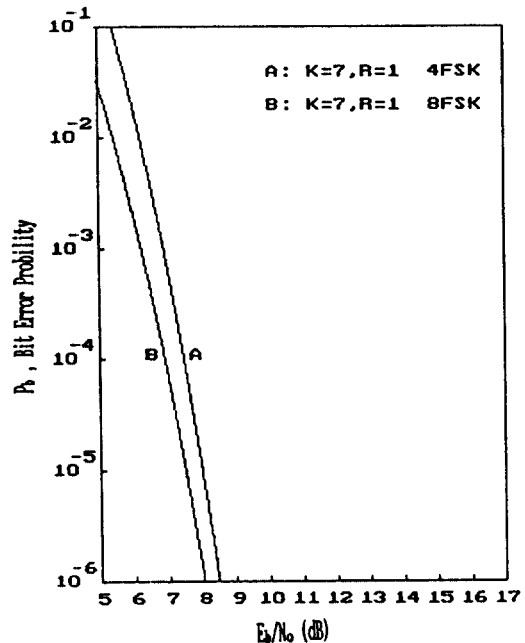


그림 2. MFSK에 대한 Trumpis 길쌈부호의 성능
Fig 2. Bit error bounds for Trumpis coded MFSK

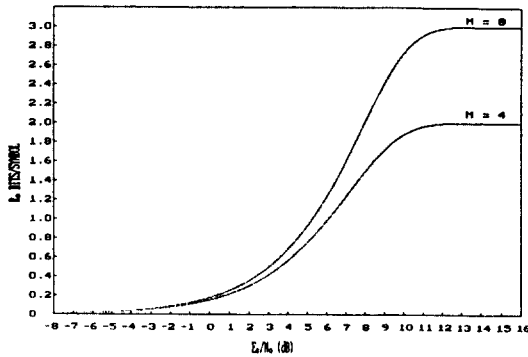


그림 3. 연성판정의 경우 MFSK에 대한 cutoff rate
Fig 3. Cutoff rates for MFSK with soft decision

IV. 성능 분석을 위한 전제 가정

(1) 부분대역 재머에 대한 가정

FH/MFSK 시스템에 가해지는 재머(jammer)의 전체 전력은 J 이고, FH 시스템의 전체 전송 대역폭 BW_{ss} 의 일부분인 BW_J 의 대역폭을 점유한다. 또한 BW_J 대역 내에서는 일정한 전력밀도를 갖는다고 가정하였다. 이 때 전체 전송 대역폭에 대한 재밍 대역의 비율 r 로 정의하면,

$$r = \frac{BW_J}{BW_{ss}} < 1 \quad (26)$$

이 되며, 전체 전송 대역에 대한 잡음 전력 밀도를 $N_j = J/BW_{ss}$ 라 할 때 실제적인 잡음전력밀도 N_j' 는

$$N_j' = \frac{N_j}{r} = \frac{J}{r BW_{ss}} \quad (27)$$

로 표시할 수 있다. 단 재밍 대역 BW_J 는 전체 전송대역 BW_{ss} 의 임의의 부분 집합으로서 송신기에서는 BW_J 의 위치에 대한 사전 정보를 가질 수 없다고 가정한다.

(2) FH/MFSK 시스템의 도약에 관한 가정

하나의 MFSK 신호의 전송 구간을 T_s 라 하고, FH 시스템의 도약 구간을 T_h 라 하면

$$T_h = d T_s \quad (28)$$

의 관계가 존재하며, d 가 1보다 큰 경우는 저속 주파수도약(SFH) 시스템이라 하며 d 가 1 이하가 되는

경우는 고속 주파수도약(FFH) 시스템이라 한다. 주파수도약 시스템에서 각 도약 주파수는 서로 독립적이며, 전송대역 BW_{ss} 상의 모든 주파수에 대해 동일한 확률을 가진다. 따라서 재밍 대역 BW_J 상에 FH/MFSK 심볼이 전송될 확률은 r 이 된다.

한편 MFSK 신호의 각 M 진 음조가 점유하는 대역폭은 재밍 대역에 비해 매우 작은 경우를 가정하여

$$\frac{M}{T_s} \ll BW_J \quad (29)$$

가 성립되며 따라서 각 도약 구간에서 MFSK의 가능한 M 진 음조의 일부만이 재밍 대역에 포함되는 경우 즉 엣지 효과(edge effect)는 무시하도록 한다.

또한 부호 적용시 이상적인 인터리빙(interleaving)을 적용하여 memoryless 부호 채널을 가정한다. 이는 부호화 전송된 각 M 진 심볼이 재밍 대역에 위치할 확률이 r 이고 재밍의 영향을 받지 않을 확률은 $1-r$ 이 됨을 의미한다.

이제 재머의 상태 변수 Z 를 정의하자. 이 변수는 전송 심볼이 재밍 대역에 도약되면 '1'이 되고 재밍 대역 외부에 도약된 경우에는 '0'이 되는 두 가지 경우를 표시한다. 재머의 상태 변수 Z 는 수신기에서 채널 측정을 통해 얻을 수 있다. 그러면 이상적인 인터리빙을 적용하였을 때 다음의 관계가 성립된다.

$$P\{Z=1\} = r \quad (30)$$

$$P\{Z=0\} = 1-r \quad (31)$$

V. 부분대역 재밍에 대한 FH/MFSK의 성능 평가

전송 신호를 x , 채널 출력을 y 라 할 때 심볼 관정에 이용될 metric은

$$m(y, x; z) = c(z) e_x \quad (32)$$

로 표시되며 여기서 e_x 는 MFSK의 복조기로 사용된 에너지 검출기의 출력이고 $c(z)$ 는 Z 변수에 따른 가중치이다.

그러면 변수 $D(k)$ 는

$$\begin{aligned} D(k) &= E\{\exp(kc(z)[e_x - e_x]) \mid x, z \neq x\} \quad (33) \\ &= r E\{\exp(kc(1)[e_x - e_x]) \mid x, z = 1\} \mid x \neq x \\ &\quad + (1-r) E\{\exp(kc(0)[e_x - e_x]) \mid x, z = 0\} \mid x \neq x \end{aligned}$$

이고, $0 < 2kc(1) < 1$ 에 대하여

$$E\{\exp(kc(1)[e_x - e_x]) | x, z = 1\} | \hat{x} \neq x$$

$$= \frac{1}{1 - (2rc(1))^2} \exp\{-2kc(1)r(E_s/N_j) / (1 + 2kc(1))\}$$
(34)

이고,

$$E\{\exp(kc(0)[e_x - e_x]) | x, z = 0\} | \hat{x} \neq x$$

$$= \exp\{-2kc(0)r(E_s/N_j)\}$$
(35)

임을 이용하면, 결국 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$D(k) = \frac{r}{1 - (2rc(1))^2} \exp\{-2kc(1)r(E_s/N_j) / (1 + 2kc(1))\} + (1-r) \exp\{-2kc(0)r(E_s/N_j)\}$$
(36)

이제 채널 측정을 통해 수신기에서 재머의 상태 변수에 대한 정보가 유용하다면 $c(0)$ 는 매우 큰 값으로 하여 식(36)의 두 번째 항을 무시할 수 있게 하고, $c(1)$ 은 $1/2$ 로 취하여 정규화 하여 다음의 최소값 D 를 얻을 수 있다¹¹⁾.

$$D = \min_{0 < k < 1} \left[\frac{r}{1 - k^2} \exp\{-kr(E_s/N_j) / (1 + k)\} \right]$$
(37)

만일 재머의 상태변수에 대한 정보가 없다면, $c(1) = c(0) = 1/2$ 로 정규화하여 다음 식을 얻는다¹¹⁾.

$$D = \min_{0 < k < 1} \left[\frac{r}{1 - k^2} \exp\{-kr(E_s/N_j) / (1 + k)\} + (1-r) \exp\{-kr(E_s/N_j)\} \right]$$
(38)

그림 4와 5는 각각 식(37)과 (38)로 주어지는 D 를 여러 값의 r 에 대해 도시한 것이다.

식(26)의 관계를 이용하여 $M = 4$ 와 8의 각 경우에 대해 몇가지 r 에 대한 cutoff rate의 곡선을 그리면 그림 6,7과 같다.

이상의 그림에서 $r=1$ 인 경우는 실제적으로는 광대역 잡음 재밍(broadband noise jamming)에 해당하는 것이므로 그림 5,6,7을 이용하면 임의의 부호에 대하여 광대역 잡음 재밍과 부분대역 잡음 재밍 간의 비트오율 상한에 대한 비교가 가능하다. 본 논문에서는 그림 2,3 및 그림 6,7의 관계를 이용하여 연성판정

의 경우 Trumpis 부호화된 FH / MFSK의 잡음 재밍에 대한 비트오율 상한을 구하였으며 그 결과는 그림 8과 그림 9에 나타내었다.

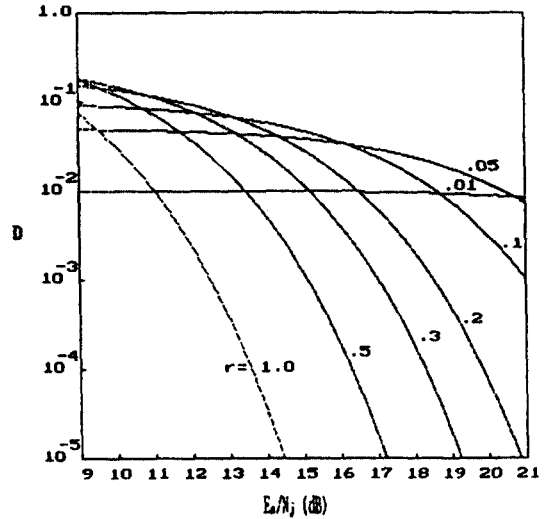


그림 4. 재머 정보가 유용한 경우 연성 판정에 대한 변수 D
Fig 4. Parameter D for soft decision with jammer state knowledge

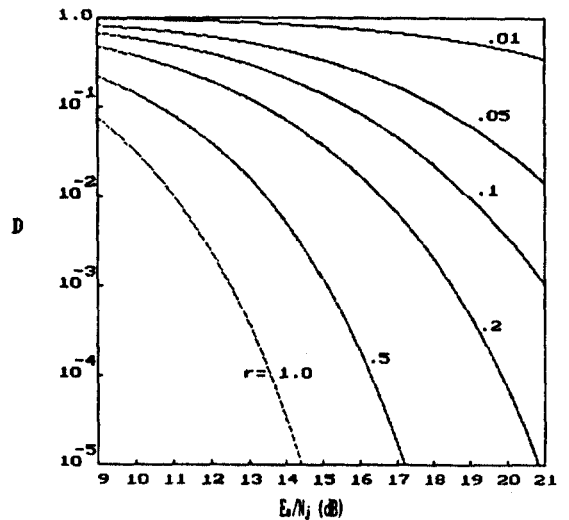


그림 5. 재머 정보가 유용하지 않은 경우 연성 판정에 대한 변수 D
Fig 5. Parameter D for soft decision with no jammer state knowledge

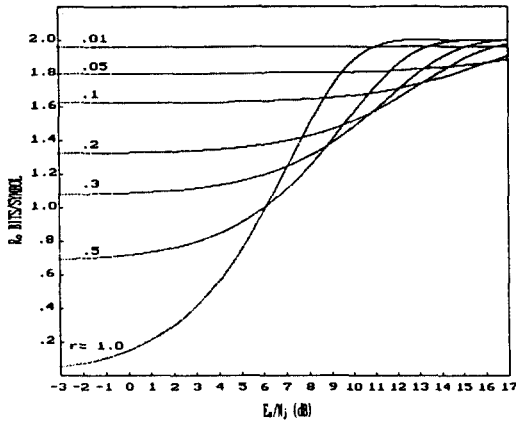


그림 6a. 재머정보가 있을 때 연성판정에 대한 FH /4FSK의 cutoff rate
 Fig 6a. Cutoff rate of FH /4FSK for soft decision with jammer state knowledge

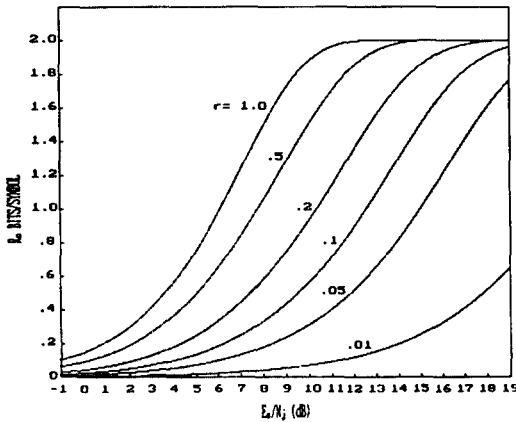


그림 6b. 재머정보가 없을 때 연성판정에 대한 FH /4FSK의 cutoff rate
 Fig 6b. Cutoff rate of FH /4FSK for soft decision with no jammer state knowledge

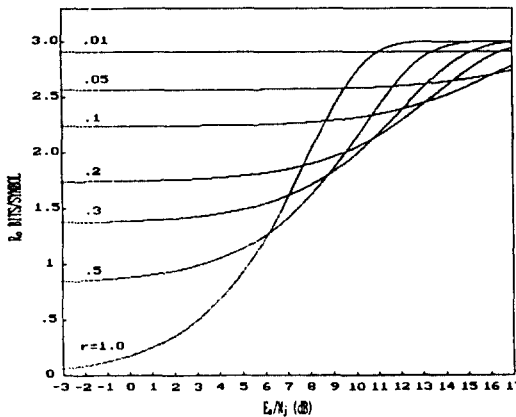


그림 7a. 재머정보가 있을 때 연성판정에 대한 FH /8FSK의 cutoff rate
 Fig 7a. Cutoff rate of FH /8FSK for soft decision with jammer state knowledge

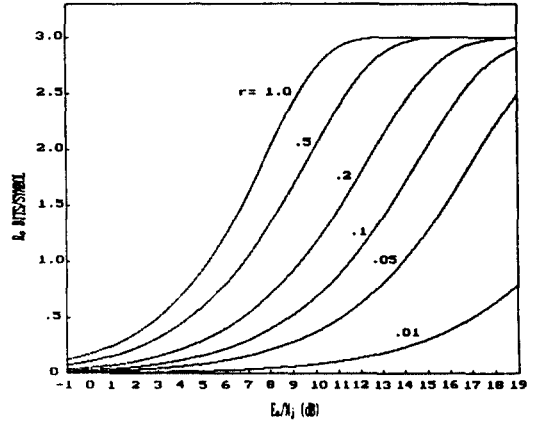


그림 7b. 재머정보가 없을 때 연성판정에 대한 FH /8FSK의 cutoff rate
 Fig 7b. Cutoff rate of FH /8FSK for soft decision with no jammer state knowledge

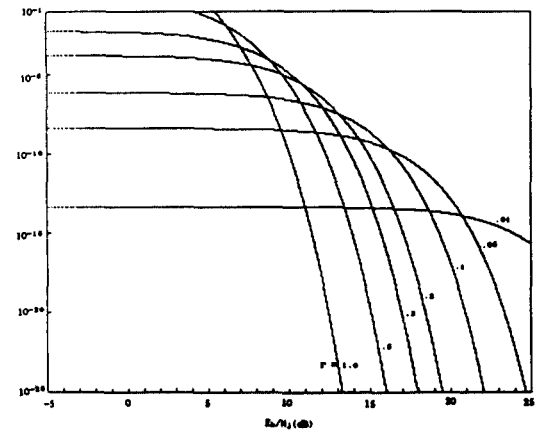


그림 8a. 재머 정보가 있을 때 연성판정 FH/4FSK의 성능
 Fig 8a. Bit error bounds of FH /4FSK for soft decision with jammer state knowledge

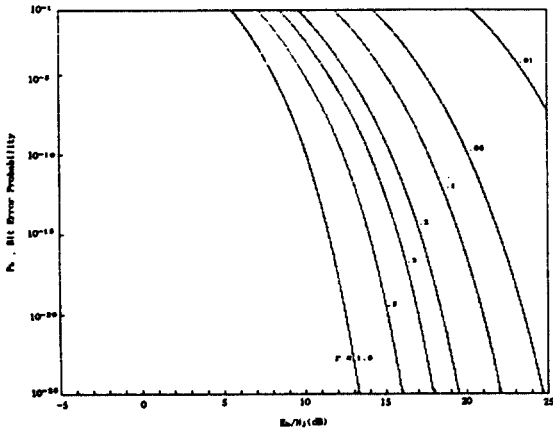


그림 8b. 재머 정보가 없을 때 연성관정 FH / 4FSK의 성능
Fig 8b. Bit error bound of FH / 4FSK for soft decision with no jammer state knowledge

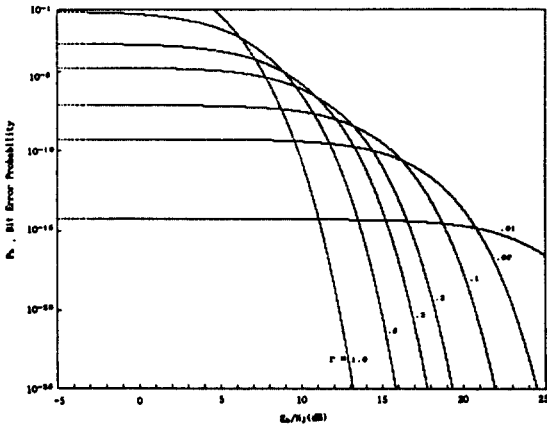


그림 9a. 재머 정보가 있을 때 연성관정 FH/8FSK의 성능
Fig 9a. Bit error bound of FH / 8FSK for soft decision with jammer state knowledge

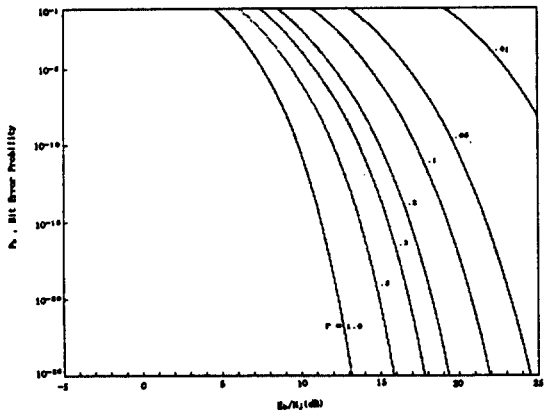


그림 9b. 재머 정보가 없을 때 연성관정 FH/8FSK의 성능
Fig 9b. Bit error bound of FH / 8FSK for soft decision with no jammer state knowledge

이상의 고찰에서 구한 Trumpis 부호화된 FH / MFSK의 광대역 및 부분대역 잡음 재밍에 대한 성능을 $M=4$ 인 경우와 $M=8$ 인 경우에 대해서 비교해보면, 매우 높은 SNR에 대해서는 거의 같은 성능을 보이고 있으나 SNR이 낮아질수록 $M=8$ 인 경우가 $M=4$ 인 경우보다 우수해짐을 알 수 있다. 또한 이러한 사실은 재머 정보의 유무에 상관없이 성립함을 확인할 수 있다. 한편 각 경우에 대해 재머 정보가 유용할 때가 재머 정보가 없는 경우에 비해 우수함을 알 수 있다.

VI. 결 론

AJ 시스템의 비트 오류 확률의 정확한 계산은 매우 어렵거나 불가능하므로 비트 오류 확률의 Chernoff 상한을 구하여 시스템의 성능 분석을 하는 것이 매우 유용하다. 한편 부호 채널의 유효 부호화 심볼 에너지 대 잡음비 E_c/N_0 에 대한 cutoff rate의 계산은 비교적 용이하며, 대부분의 AJ 시스템에 대한 부호화 비트오율의 상한식은 이러한 cutoff rate의 향으로 직접 구해진다. 따라서 이러한 사실을 이용할 때 AJ 시스템의 부호화 비트 오율의 상한은 AWGN 채널에서의 비트오율의 상한이 cutoff rate의 향으로 직접 구해지는 관계를 이용하여 구할 수 있다.

본 논문에서는 부호 기법을 적용한 통신 시스템에 대하여 적용할 수 있는 비트 오류 확률의 상한에 대한 일반적인 표현식을 소개하고 그 결과를 이용하여 연성관정의 경우 Trumpis 부호를 적용한 FH / MFSK 시스템의 광대역 및 부분 대역 잡음 재밍에 대한 성능 분석을 하였고, 아울러 채널 측정을 통해 부가적으로 제공될 수 있는 재머의 상태 정보가 비트 오류 확률에 미치는 효과도 계산함으로써 위의 사실을 입증하였다.

참 고 문 헌

1. M.K. Simon, J.K. Omura, R.A. Scholtz, and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications, Vol. 1*, Computer Science Press, 1985.
2. A.J. Viterbi, "Spread spectrum communications-myths and realities," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 17, pp.11-18, May 1979.
3. A.J. Viterbi, and J.K. Omura, *Principles of Digital Communication and Coding*. New York: McGraw-Hill, 1979.
4. I.M. Jacobs, "Probability of error bounds for binary transmission on the slowly fading Rician channel," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-12, pp.431-441, Oct. 1966.
5. L. Biedermann, J.K. Omura, and P.C. Jain, "Decoding with approximate channel statistics for bandlimited nonlinear satellite channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-27, pp. 697-708, Nov. 1981.
6. B. Trumpis, *Convolutional Codes for M-ary Channels*, Doctoral Dissertation, School of Engineering and Applied Science, University of California, Los Angeles, 1975.



宋文圭(Moon Kyou Song) 正會員
 1965年 6月 8日生
 1988年 2月: 高麗大學校 電子工學科 卒業(工學士)
 1990年 2月: 高麗大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)
 1990年 2月~現在: 高麗大學校 大學院 電子工學科 博士課程



司空石鎭(Sug Chin Sakong) 正會員
 1951年 3月 23日生
 1976年 2月: 高麗大學校 電子工學科 卒業(工學士)
 1981年 2月: 高麗大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)
 1985年 2月: 高麗大學校 大學院 電子工學科 卒業(工學博士)
 1982年~現在: 國民大學校 電子工學科 副教授



車均鉉(Kyun Hyon Tehah) 正會員
 1939年 3月 26日生
 1965年: 서울大學校 工學士
 1967年: 美國 일리노이大學校 工學碩士
 1976年: 서울大學校 工學博士
 1977年~現在: 高麗大學校 電子工學科 教授