

論 文

간섭과 페이딩 환경하에서 다이버시티와 부호화 기법을
이용하는 FH /MFSK 신호의 오류특성

正會員 李文承* 正會員 沈壽輔**

Error Rate Performance of FH /MFSK Signal with
Diversity and Coding Technique in the Interference
and Fading EnvironmentsMoon Seung Lee,* Soo Bo Sim** *Regular Members*

要 約

부분대역 간섭과 레일리 페이딩 환경하에서 FH/MFSK 신호에 대한 성능의 개선책으로 반복 다이버시티 기법과 오류 정정 부호를 채용할때의 비트 오류 확률식을 유도하고 이를 이용하여 수치계산한 결과를 그래프로 나타내고 이에 대해 검토하였다. 다이버시티의 경우에 반복 수에 따른 오류 확률의 개선정도를 알아내었고 오류 정정 부호로서 해밍부호, 블록(BCH)부호, 길쌈부호 등을 채용할때의 성능이 개선되는 정도알아냈다.

얻어진 결과로 부터 레일리 페이딩과 부분대역 간섭에 대처하기 위해 다이버시티의 반복 수를 증가시키더라도 그다지 오류 확률의 개선이 얻어지지 않지만 부호화에 의해서는 상당한 개선이 이루어지는데 그 중에서도 길쌈부호에 의한 개선이 가장 크다는 것을 알 수 있었다.

ABSTRACT

In the partial-band interference and Rayleigh-fading environments, the bit error probability equation of FH/MFSK signal has been derived and the error rate has been evaluated. And the results are shown in graphs and discussed. Here, to improve the error rate performance the repeated diversity and the error-correction coding techniques are adopted. The degree of improvement of error rate performance has been found out in diversity and coding techniques respectively. In diversity case, repetition number is taken as a parameter and in coding case, as the error-correction codes Hamming code, BCH code, and convolutional code are introduced. From the obtained results, we have known that the increase of the number of repetition in diversity tech-

*仁荷工業專門大學 通信科

**崇實大學校 情報通信工學科

論文番號 : 92-130 (接受1992. 9. 19)

nique has been brought a little imporvement of performance but the coding technique considerable improvement and in particular, convolucional code is very effective. Therefore, coding technique is considered to be better than repeated diversity to cope with Rayleigh fading and partial-band interference.

I. 서 론

대역 확산(Spread Spectrum)통신 방식은 원래 보내려고 하는 데이터의 주파수 대역폭보다 훨씬 더 넓은 주파수 대역폭을 이용하여 통신하는 방식으로 송수신기의 장치가 복잡해지고 부호 분할 다중화에 따른 부호 배분등의 난점에도 불구하고 잡음과 간섭으로부터의 영향을 덜받고 정보의 비화성을 높일 수 있는 잇점이 있어 현재 군사 통신이나 이동 무선 통신, 위성 통신등에 많이 이용되고 있다^{(1),(2)}.

대역 확산 통신방식에는 직접 확산(Direct Sequence), 주파수 도약(Frequency Hopping), 시간 도약(Time Hopping), 하이브리드(Hybrid)방식 등이 있으나 이 중에서 특히 주파수 도약 방식은 직접 확산 방식에 비해 포착시간(Acquisition Time)이 짧고 대역을 크게 확산시킬 수 있는 장점이 있을 뿐만 아니라 PN 부호에 의하여 주파수를 랜덤(Random)하게 도약시킬 수 있다. 따라서 인위적인 간섭과에 강해 비화성이 높기 때문에 통신기가 복잡하고 수신기에서 동기의 어려움이 있음에도 불구하고 군사 통신 등에 널리 이용되고 있다⁽²⁾.

Crepeau[3]는 간섭과 주파수 도약이 없을 때 레일리 페이딩, Rician 페이딩과 m-분포 페이딩하에서의 비동기 MFSK 신호의 성능을 오울면에서 해석한 바 있다⁽³⁾. 또한 Musa와 Wasklkiwaskyi도 문헌[4]에서 레일리 페이딩과 가우시안 잡음하에서의 비동기 MFSK 신호의 성능을 구했고 또 Yue는 문헌[5]에서 레일리 페이딩 채널에서 이동 무선을 위한 MFSK 신호의 성능을 해석하였다. Robertson은 문헌[6]과 [7]에서 Rician 페이딩하에서 비동기 FH /MFSK 신호가 부분대역 간섭의 영향을 받을때에 대해 오류확률을 해석 하였는데 다이버시티방법과 부호기법을 함께 도입한 바가 있다.

이동통신에 비동기 FH /MFSK 신호를 이용하는 경우를 생각하면 수신되는 파중에는 직접파 성분이 매우 작은 대신 대부분이 반사파의 합성파이므로 Rician 페이딩 모델보다는 레일리 페이딩 모델을 도입할 필요가 있다. 레일리 페이딩은 페이딩 중에서도

심도가 가장 강한 페이딩이므로 이러한 환경하에서는 필히 다이버시티나 부호화기법을 병용해야 한다. 따라서 본 논문에서는 육상이동 무선통신 등에 FH /MFSK 신호를 이용할때를 가정하여 Rician 페이딩보다는 강한 레일리 페이딩을 도입하고 이에대한 대비책으로 반복다이버시티 기법과 해밍부호, BCH부호, 길쌈부호등을 이용하는 부호화 기법을 채용할때의 성능을 구하여 각 기법들에 의해 어느만큼 성능이 개선되는가를 분석하고자 한다.

II. 반복다이버시티를 채용할때의 레일리 페이딩과 부분대역간섭하의 FH/ MFSK 신호의 오울 해석

M-ary FSK 송신기에서 i번째 심볼을 보냈다고 가정했을때 송신신호 $s_i(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$s_i(t) = \sqrt{2S} \cos(2\pi f_i t + \theta_i), \quad 0 \leq t \leq T, \quad 1 \leq i \leq M \quad (1)$$

- 단, S : 송신전력,
- f_i : i번째 심볼에 대한 반송주파수
- θ_i : 위상(0~2 π)
- T : 신호의 구간.

한편, 수신기에서 수신된 신호 $r_i(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$r_i(t) = \sqrt{2S} R \cos(2\pi f_i t + \phi) + n(t) \quad (2)$$

- 단, ϕ : 위상(0~2 π)
- $n(t)$: 평균값이 0이고 전력스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 백색 가우스잡음.

시스템의 채널에 있어서의 페이딩에 대처하기 위해 전송 심볼을 L번 반복 전송하는 다이버시티 기법을 채용하기로 한다. 레일리 페이딩 모델하에서는 페이딩을 받은 신호 진폭 R의 확률밀도함수, $p(R)$ 는 다음과 같이 나타내진다.

$$p(R) = \frac{2R}{\Omega} \exp\left[-\frac{R^2}{\Omega}\right] \quad (3)$$

단, $R \geq 0$

$\Omega/2$; R의 평균전력($\Omega = \overline{R^2}$).

그림 1은 레일리 확률 밀도함수를 나타낸 것이며

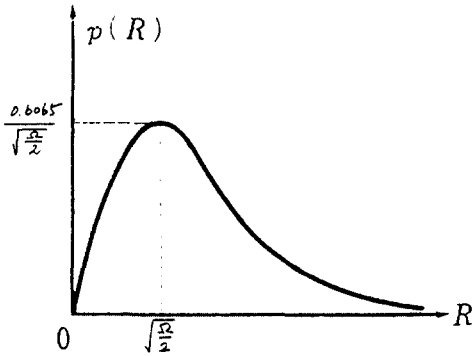


그림 1. 레일리 확률 밀도함수

Fig. 1. Rayleigh probability density function.

그림 2는 비동기 M-ary FSK 수신기를 나타낸 것이다.

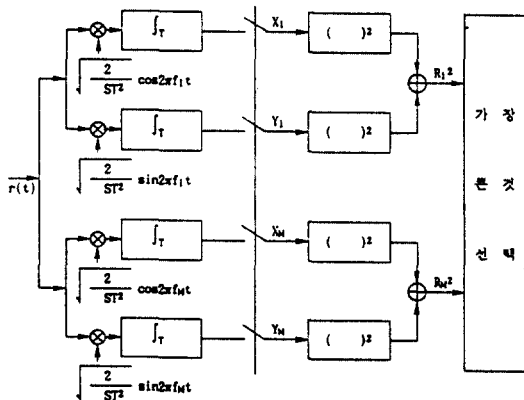


그림 2. 비동기 MFSK 수신기

Fig. 2. Noncoherent MFSK receiver.

반복 코드를 이용하여 하나의 심볼을 T초 동안에 L번 반복시켜 MFSK 변조기에 입력한다. 변조된 신호는 각 칩 구간에서 무작위로 도약하는 주파수에 의해 대역 확산되어 송신된다. 여기서 각 칩 구간에서

발생하는 에러는 서로 독립적이라고 가정한다.

수신단에서는 송신단의 도약 주파수와 똑같은 도약 주파수를 발생시켜 역확산시키고 각 칩 구간에 있어서 Hard Decision을 한다.

수신단에서 송신신호를 복호시에는 M개의 행 중에서 가장 많은 신호를 포함하고 있는 행을 선택하는 다수결 논리를 이용하기로 한다.

다이버시티 기법을 채용할때의 R에 대한 누적 분포함수(CDF)는 다음과 같이 나타내진다⁽⁸⁾.

$$F(R) = \left[1 - \exp\left[-\frac{R^2}{\Omega}\right]\right]^L, \quad 0 \leq R < \infty \quad (4)$$

$$P_{se} = \frac{1}{(2\sigma^2)^L(L-1)!} U_m^{L-1} \exp\left[-\frac{U_m}{2\sigma^2}\right] \quad (5)$$

페이딩하에서의 오류확률 P_s 는 식(3)과 식(4)을 이용하여 다음과 같이 구해진다.

$$P_s = \int_0^\infty P_{se} \cdot p(R) dR$$

$$P_s = \frac{1}{(L-1)!} \sum_{k=0}^{M-1} (-1)^{m+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ m \end{matrix} \right] \cdot \frac{1}{(1+m+mbE_b/NL)^L} \sum_{k=0}^{m(L-1)} \beta_{km} \cdot (L-1+k)! \left[\frac{1+bE_b/NL}{1+m+mbE_b/NL} \right]^k \quad (6)$$

단, $M = 2^b$

b; 한 심볼을 이루는 비트수

E_b ; 비트 에너지

N; 잡음의 전력스펙트럼밀도

L; 다이버시티 반복수

(1)부분대역 간섭의 존재하에 페이딩의 영향을 받는 경우

그림 3은 전체 주파수 대역에서 부분 대역 간섭 (partial-band interference)이 존재하는 주파수 대역을 나타낸다. 이때 ρ 는 전체 주파수 대역 W_{ss} 와 간섭 신호가 존재하는 주파수 대역 W_I 의 비 $\rho = W_I/W_{ss}$ 이다. 그림 3에서 $N_I/2$ 는 평균 간섭 전력 밀도이고 $N_I/2\rho$ 는 부분 대역 간섭의 순간 최대 전력 밀도이다^{(10),(11)}.

단, ρ ; 대역 점유율($0 < \rho \leq 1$).

부분대역 간섭은 확률 ρ 로서 M-ary 신호에 간섭을 미치므로 식(6)으로부터 평균 비트 오율식은 다음과 같이 구할 수 있다.

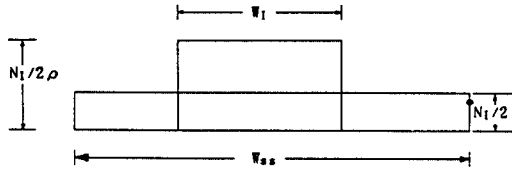


그림 3. 부분 대역 가우스 간섭신호의 주파수 분포
Fig. 3. Frequency distribution of Gaussian interference signal in partial-band.

$$\begin{aligned}
 P_{be} &= \rho P_s (E_b/N_i) \\
 &= \frac{\rho M}{2(M-1)} \cdot \frac{1}{(L-1)!} \sum_{m=1}^{M-1} (-1)^{m+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ m \end{matrix} \right] \\
 &\quad \cdot \frac{1}{(1+m+mb\rho E_b/N_i L)^L} \sum_{k=0}^{m(L-1)} \beta_{km} \\
 &\quad \cdot (L-1+k)! \cdot \left[\frac{1+b\rho E_b/N_i L}{1+m+mb\rho E_b/N_i L} \right]^k \quad (7)
 \end{aligned}$$

(2)부분 대역 간섭과 잡음의 존재하에서 페이딩의 영향을 받는 경우

부분대역 간섭하에서 가우스 잡음을 고려한 시스템의 에러는 가우스 잡음이 존재할때의 오율과 부분대역 간섭과 가우스잡음이 함께 존재할때의 오율을 각각 구해야 한다.

가우스 잡음만이 존재할때의 \$N\$은 \$N=N_0\$이고, 가우스 잡음과 부분대역 간섭이 함께 존재할때의 \$N\$은 \$N=N_0+N_i\$이 된다. 따라서 부분대역 간섭이 전체대역에서 차지하는 대역 점유율이 \$\rho\$이므로 평균 비트 오율식은 다음과 같이 구해진다(8),(10)

$$\begin{aligned}
 P_{ce} &= (1-\rho) \cdot P_s(E_b/N_0) + \rho \cdot P_s(E_b/N_0 + N_i) \\
 &= \frac{(1-\rho)M}{2(M-1)} \cdot \frac{1}{(L-1)!} \sum_{m=1}^{M-1} (-1)^{m+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ m \end{matrix} \right] \\
 &\quad \cdot \frac{1}{(1+m+mbE_b/N_0 L)^L} \sum_{k=0}^{m(L-1)} \beta_{km} \\
 &\quad \cdot (L-1+k)! \cdot \left[\frac{1+bE_b/N_0 L}{1+m+mbE_b/N_0 L} \right]^k \\
 &\quad + \frac{\rho M}{2(M-1)} \cdot \frac{1}{(L-1)!} \sum_{m=1}^{M-1} (-1)^{m+1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ m \end{matrix} \right] \\
 &\quad \cdot \frac{1}{[1+m+mb(\rho E_b/N_i L + E_b/N_0 L)]^L} \\
 &\quad \cdot \sum_{k=0}^{m(L-1)} \sum_{n=0}^{L-1-k} \beta_{kn} \cdot (L-1+k)!
 \end{aligned}$$

$$\left[\frac{1+b(\rho E_b/N_i L + E_b/N_0 L)}{1+m+mb(\rho E_b/N_i L + E_b/N_0 L)} \right]^k \quad (8)$$

Ⅲ. 채널 부호화 기법을 채용할때의 FH/ MFSK 신호의 오율해석

에러 검출 및 정정을 위한 부호기법에는 크게 선형 블록 부호화(linear block coding)와 컨볼루션 부호화(convolution coding)가 있는데 본 논문에서는 이들 기법중 대표적인 해밍 부호(Hamming code), BCH 부호와 길쌈부호를 도입하여 FH/MFSK 신호의 오율 개선의 정도를 알아내기로 한다.

단, 부호화 하지 않은 채널에서의 심볼 에러율 \$P_b\$는 다음과 같다(10).

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} P_s \Big|_{E_b=r \cdot E_b}$$

1. 부분대역 간섭이 존재하에서 페이딩의 영향을 받을때의 부호 상관(11).

$$P_s = \frac{\sum_{m=1}^{M-1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ m \end{matrix} \right] (-1)^{m+1}}{(1+m+mb\rho r E_b/N_i)} \quad (9)$$

단, \$r\$; 부호화율

\$P_b\$; 비트 오류 확률.

2. 부분 대역 간섭과 잡음의 존재하에서 페이딩의 영향을 받을때의 부호 상관(12).

$$P_s = \frac{\sum_{m=1}^{M-1} \left[\begin{matrix} M-1 \\ m \end{matrix} \right] (-1)^{m+1}}{1+m+mbr(\rho E_b/N_i + E_b/N_0)} \quad (10)$$

Ⅲ-1. 해밍 부호의 채용

해밍 부호는 구성과 처리 속도면에서 우수하며 단일 비트 에러 정정에 쓰인다. \$(n,k)\$ 해밍 부호중 정보 비트 \$k\$가 4비트이고 전송비트 \$n\$이 7비트인 \$(7,4)\$ 해밍 부호를 사용하면 복호시의 심볼 오율식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{SH} = \sum_{i=1}^n \left[\begin{matrix} n \\ i \end{matrix} \right] P_s^i (1-P_s)^{n-i} \quad (11)$$

단, $\binom{n}{i} = {}_n C_i = \frac{n!}{(n-i)! i!}$

따라서 복호된 비트 오류식은 다음과 같다.

$$P_{bH} = \frac{\rho M}{2(M-1)} \sum_{i=2}^n \binom{n}{i} P_s^i (1-P_s)^{n-i} \quad (12)$$

III-2. 블럭 부호의 채용

M-ary 블럭 부호에서 복호시의 심볼(k-비트) 오류식은 다음과 같이 구해진다⁽¹³⁾.

$$P_{SB} = 1/n \sum_{i=1}^n i \binom{n}{i} P_s^i (1-P_s)^{n-i} \quad (13)$$

단, $t = [(d-1)/2]$; 채널의 비트 오류수

d: 부호의 최소거리

n: 블럭 최소길이

따라서 복호 비트 오류는 식(13)으로부터 다음과 같이 구한다.

$$P_{bB} = \frac{M\rho}{2(M-1)n} \sum_{i=1}^n i \binom{n}{i} P_s^i (1-P_s)^{n-i} \quad (14)$$

III-3. 길쌈 부호의 채용

부호율이 1/2이고 구속장(Constraint Length)이 7인 2진 길쌈 부호(Binary Convolution Code)의 오류식은 다음과 같다⁽¹⁰⁾.

$$P_{bc} \leq 1/2(36D^{10} + 211D^{12} + 1404D^{14} + \dots) \quad (15)$$

단, $D = 2 \sqrt{\frac{P_s(1-P_s)}{M-1}} + \left[\frac{M-2}{M-1} \right] P_s$

또한 부호율이 1/3이고 구속장 (Constraint Length)이 7인 2진 길쌈 부호의 오류식은 다음과 같다⁽¹⁰⁾.

$$P_{bc} \leq 1/2(D^{14} + 20D^{16} + 53D^{18} + \dots) \quad (16)$$

그리고 M-ary 길쌈 부호의 비트 오류식은 다음과 같다⁽¹⁰⁾.

$$P_{bc} \leq 1/2(7D^7 + 39D^8 + 104D^9 + 352D^{10} + 1348D^{11} + \dots); \quad (4\text{-ary, 부호율 } 1/2, k=7) \quad (17)$$

$$P_{bc} \leq 1/2(D^7 + 4D^9 + 49D^{10} + 92D^{11} + \dots); \quad (8\text{-ary, 부호율 } 1/3, k=7) \quad (18)$$

IV. 수치결과 및 검토

앞절에서 구한 레일리 페이딩하의 FH/MFSK 신호의 비트오류 확률식을 이용하여 신호의 평균비트 에너지 대 간섭 전력비(E_b/N_I), 비트에너지 대 잡음 전력비(E_b/N_0), 부분대역 간섭의 대역 점유율(ρ), 심볼 비트수(b), 다이버시티 반복수(L)를 함수로 하여 수치계산한 결과를 그래프로 나타내었다.

그림 4와 그림 5는 부분대역 간섭과 잡음의 영향을 받는 경우로서 E_b/N_0 가 16[dB]일 때 각각 M값과 다이버시티 반복수 L값의 변화에 따른 오류 확률을 나타낸 것이다. 그림 4에서 대역 점유율 ρ 가 0.001일 때는 E_b/N_I 를 증가시켜도 오류 확률의 변화가 거의 없으나 ρ 가 0.1일 때는 오류 확률이 낮아진다. 그 양상은 모든 M에 있어서 비슷하나 M의 변화에 따른 오류 확률의 변화의 폭은 M의 값이 커질수록 좁아진다.

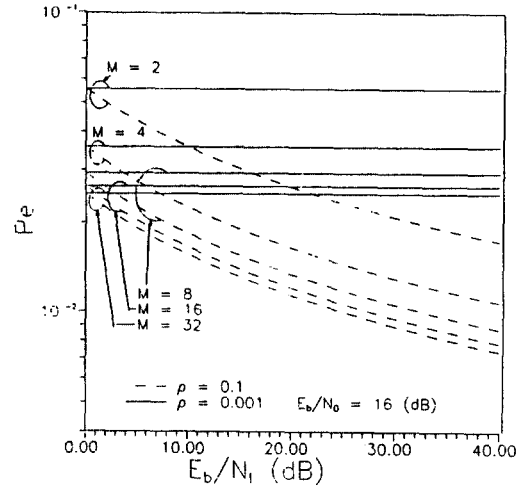


그림 4. 부분대역 점유율이 0.1, 0.001일때 심볼비트수의 변화에 따른 오류 확률 특성($E_b/N_0 = 16$ [dB])

Fig. 4. Error rate performance for various symbol bit number when partial-band fraction ratio $\rho=0.1$ and $\rho=0.001$.

그림 5는 M이 4일 때인데 E_b/N_I 를 증가시켰을 때 대역 점유율 ρ 값에 따른 오류 확률의 변화 양상은 다이버시티 반복수 L에 있어서 비슷하다. 각 L에 있어서 대역 점유율 ρ 값에 따른 오류 확률의 변화의 폭

은 E_b/N_1 값이 클 수록 넓다.

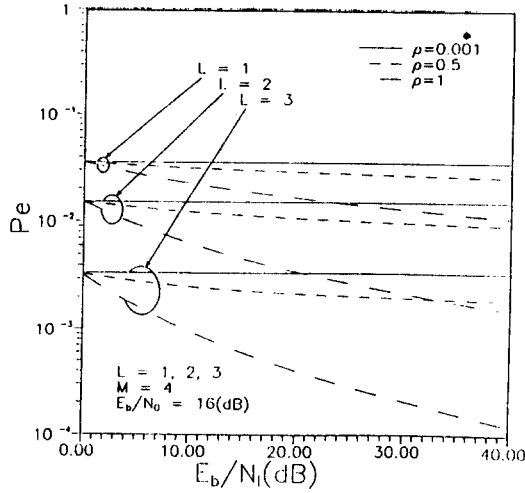


그림 5. $M=4$ 일때 다이버시티하에서 부분 대역 점유율 변화에 따른 오류 확률 특성($E_b/N_0=16$ [dB])
Fig. 5. Error rate performance for various partial-band fraction ratio in diversity when $M=4$.

그림 6은 $L=1$, $M=4$, $E_b/N_0=16$ [dB]일때 ρ 의 변화에 따른 오류 확률을 나타내는데 ρ 값이 작을 때는 E_b/N_1 변화에 따른 오류 확률의 개선이 거의 없으나 ρ 값이 클 때(예로서 $\rho=1$ 즉, 전대역 간섭일 때)는 어느 정도 성능이 개선됨을 알 수 있다.

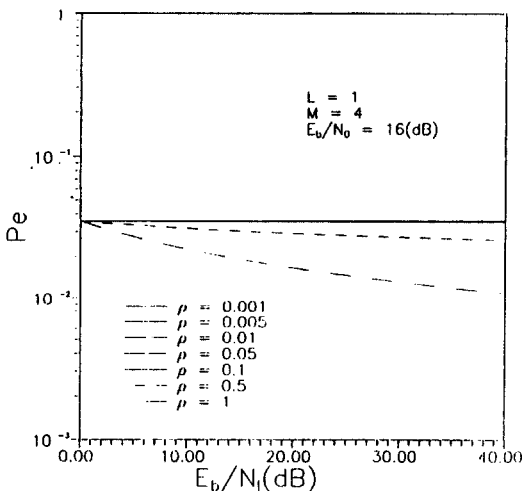


그림 6. L 이 1이고 M 이 4일때 부분대역 점유율의 변화에 따른 오류 확률 특성($E_b/N_0=16$ [dB])

Fig. 6. Error rate performance for various partial-band fraction ratio when $L=1$ and $M=4$.

그림 7은 $M=8$, $\rho=1$, $E_b/N_0=16$ [dB] 일때 다이버시티 반복수 L 값을 증가시켰을 경우인데 E_b/N_1 가 클 수록 L 에 따른 개선의 폭이 넓어진다. 예를 들면 E_b/N_1 가 20[dB]에서 $L=1$ 일 때와 $L=5$ 일 때를 비교하면 오류 확률이 약 2×10^4 배 개선된다.

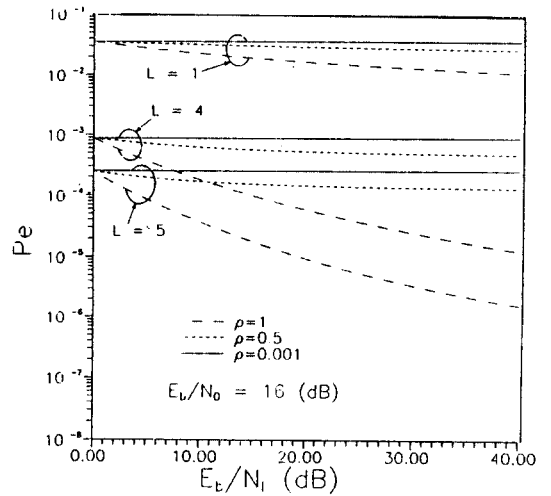


그림 7. M 이 8이고 ρ 가 1일때 다이버시티 반복수의 변화에 따른 오류 확률 특성($E_b/N_0=16$ [dB])
Fig. 7. Error rate performance for various in diversity when $M=8$ and $\rho=1$.

그림 8은 부분 대역 간섭하에서의 L 의 변화에 따른 오류 확률인데 ρ 가 작을 때는 E_b/N_1 를 증가시키더라도 변화가 없지만 $\rho=1$ 일때는 개선을 보이는데 그 개선의 폭은 L 이 클 수록 크다.

그림 9는 전대역 간섭($\rho=1$)에서 L 를 4로 일정히 하였을 때 M 과 E_b/N_0 를 파라메타로 하여, E_b/N_1 의 변화에 따른 오류 확률을 나타낸 것이다. 이 그림에서 $E_b/N_1=20$ [dB]일 때 $M=8$ 일 경우가 $M=4$ 일 경우에 비해 약 2.2배 정도 성능이 좋다는 것을 알 수 있었다.

그림 10과 그림 11은 부분대역 간섭($\rho=0.1$)에서 각각 오류 정정 능력 T 가 3과 5인 BCH 부호를 채용한 경우를 보인 것인데, T 가 3일 때 오류 확률 10^{-5} 을 기준으로 하여 살펴보면 BCH(15,5) 부호가 BCH

(31,16) 부호보다 E_b/N_1 가 약 4[dB] 개선되며, T가 5일 때는 BCH(31,11) 부호가 BCH(127,92) 부호보다 E_b/N_1 가 약 8[dB] 개선된다.

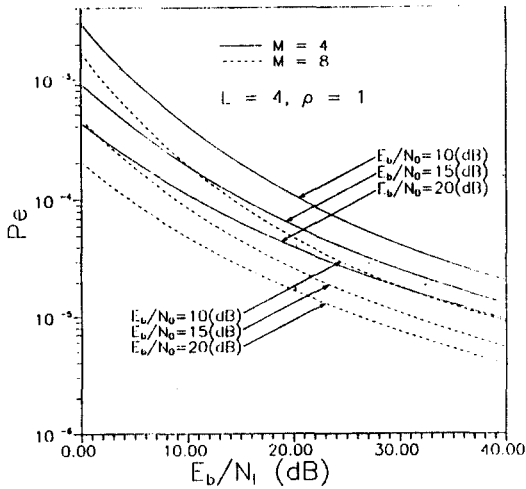


그림 8. 다이버시티하에서 부분대역 점유율의 변화에 따른 오류 확률 특성($E_b/N_0=16$ [dB])

Fig. 8. Error rate performance for various partial-band fraction ratio in diversity.

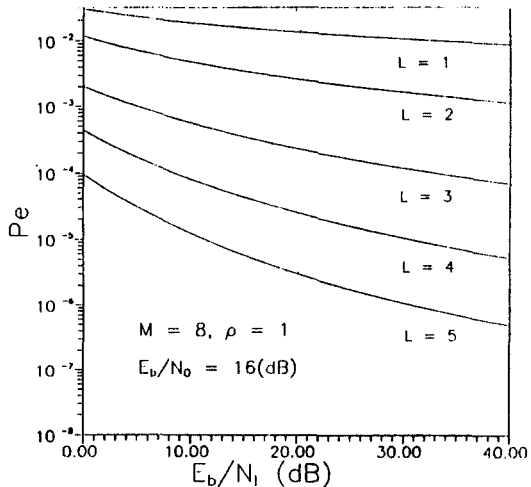


그림 9. M이 4와 8, L=4 이고 ρ 가 1일때 E_b/N_0 변화에 따른 오류 확률 특성

Fig. 9. Error rate performance for various E_b/N_0 when $M=4,8$, $L=4$ and $\rho=1$.

그림 12는 그림 11과 같은 부분 대역 간섭 환경하에서 해밍 부호와 길쌈 부호를 채용하였을 때의 오류

확률인데 해밍 부호일때 보다 길쌈 부호일때의 성능이 우수하며, 오류 확률 10^{-5} 을 기준으로 하여 비교해 보면 구속장이 7이고 부호율이 1/3인 길쌈 부호가 부호율이 1/2인 길쌈부호보다 전력면에서 약 14 [dB] 정도의 이득이 있다는 것을 알 수 있다.

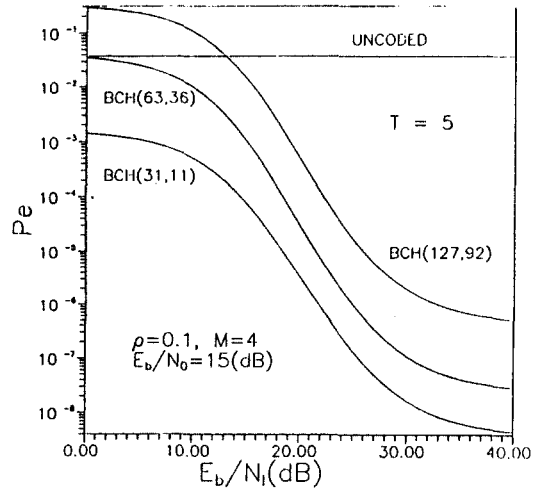


그림 10. T=3인 BCH 부호를 이용할 때의 비트 에러 확률 ($\rho=0.1$, $M=4$, $E_b/N_0=15$ [dB])

Fig. 10. Bit error probability employing BCH code with $T=3$.

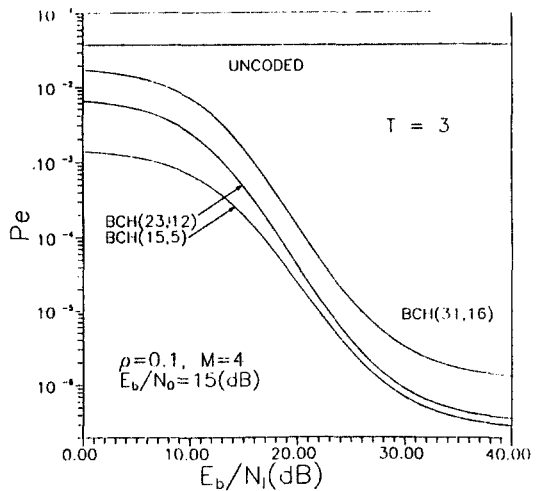


그림 11. T=5인 BCH부호를 이용할 때의 비트 에러 확률 ($\rho=0.1$, $M=4$, $E_b/N_0=15$ [dB])

Fig. 11. Bit error probability employing BCH code with $T=5$.

그림 13은 부분대역 간섭($\rho=0.1$) 환경하에서 다이버시티와 길쌈 부호를 채용하였을 때 E_b/N_0 에 따른 오류 확률을 나타낸 것이다. 이 그림에서는 비교를 위해 그림 12에서의 길쌈부호의 오류 특성을 함께 나타내었다. 이 그림으로부터 다이버시티 반복수 L 에

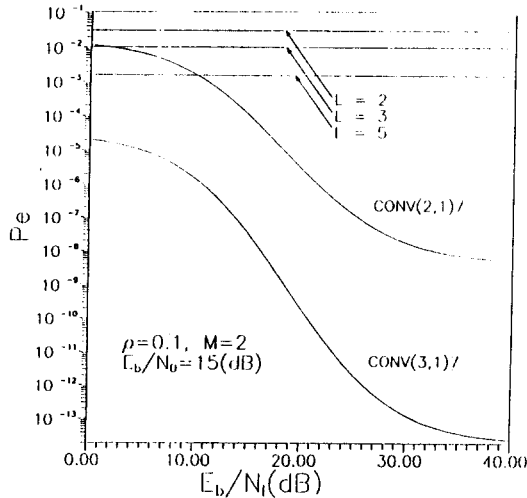


그림 12. 해밍코드와 길쌈부호를 이용할 때의 비트 에러 확률 비교($\rho=0.1, M=2, E_b/N_0=15[\text{dB}]$)
 Fig. 12. Comparison of bit error probability for Hamming code and convolutional code.

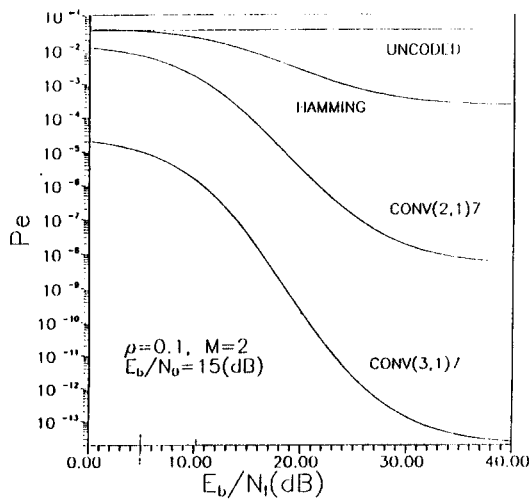


그림 13. 길쌈부호를 이용할 때의 비트 에러 확률($\rho=0.1, M=2, E_b/N_0=15[\text{dB}]$)
 Fig. 13. Bit error probability employing convolutional code.

따른 오류 확률의 변화 폭은 그다지 크지 않고 E_b/N_0 의 증가에 따른 변화가 거의 없다. 따라서 레일리 페이딩 환경하에서 부분 대역 간섭을 받을 경우의 극복을 위해서는 다이버시티 기법을 채용하느니 부호화 기법을 채용하는 편이 매우 효과적이라는 것을 알 수 있었다.

V. 결 론

본 논문에서는 부분대역 간섭과 페이딩 환경하에서 FH/MFSK 신호에 대한 성능의 개선책으로 반복 다이버시티 기법과 오류 정정부호를 채택했을 때의 비트 오류 확률식을 유도하고 이를 이용하여 수치 계산한 결과를 그래프로 나타내고 이에 대해 검토하였다.

다이버시티 경우에는 반복수에 따른 오류 확률의 개선 정도를 알아보았는데 다이버시티 반복수 L 의 증가에 따른 오류 확률의 개선폭은 그다지 크지 않고 E_b/N_0 의 증가에 따른 변화도 거의 없었다.

오류정정 부호로서 해밍부호, BCH부호, 길쌈부호 등을 채용하였을 때에 이들에 의한 성능의 개선 정도를 알아보았는데 신호의 비트에너지 대 간섭과의 전력 스펙트럼비인 E_b/N_0 가 10[dB]에서 20[dB] 사이에서 에러 발생 확률의 감소가 뚜렷하였으며, 오류 정정 능력 T 가 클수록 E_b/N_0 의 값이 적어져 비트 에너지면에서 개선됨을 알 수 있었다.

따라서 레일리 환경하에서 부분대역 간섭을 받을 때 이에 대처하기 위해 다이버시티의 반복 수를 증가시키더라도 그다지 오류 확률의 개선이 얻어지지 않음을 알 수 있었으나 부호화에 의한 개선은 상당히 얻을 수 있는데 부호 중에서 길쌈 부호가 가장 효과적이라는 것을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

1. R. C. Dixon, *Spread spectrum systems*, Wiley-Interscience, 1984.
2. P.F. Sass, "Army spread spectrum," *Milcom*, 1982.
3. P.J. Crepeau, "Uncoded and coded performance of MFSK and DPSK in Nakagami fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol.40, no.3, pp.487-483, March 1992.
4. Musa and Wasklkiwaskyi, "Principles of milita-

- ly communication systems," Artech House, pp. 65-122.
5. O.C.Yue, "Performance of frequency-hopping multiple-access multilevel FSK systems with hard-limited and linear combining," IEEE Trans. Commun., vol.COM-29, pp.1687-1694, Nov. 1981.
 6. R.C. Robertson and T.T. Ha, "Error probabilities of fast frequency-hopped MFSK with noise-normalization combining in a fading channel with partial-band interference," IEEE Trans. Commun., vol.40, no.2, pp.404-412, Feb. 1992.
 7. R.C. Robertson and T.T. Ha, "Error probabilities of fast frequency-hopped FSK with self-normalization combining in a fading channel with partial-band interference," IEEE J. Select. Areas Commun., vol.10, no.4, pp. 714-723, May 1992.
 8. J.G. Proakis, *Digital communications*, McGraw-Hill, 1989.
 9. M.K. Simon, et al., *Spread spectrum communication*, vol.II, 1985.
 10. R.E. Ziemer and R.S. Peterson, *Digital communications and spread spectrum systems*, New York : Macmilan, 1985.
 11. Shu Lin, "An introduction to error correcting codes," Prentice-Hall, 1970.
 12. B. D. Trumpis, "Convolutional coding for M-ary channels," Ph. D. dissertation, Univ. California, Los Angeles, 1975.
 13. Don, J. Torrieri, "The information bit error rate for block code," IEEE Trans. commun., vol. com-32, pp.474-479, Apr. 1984.



李文承(Moon Seung Lee) 正會員
 1946年 9月 23日生
 1969年 2月 : 한국항공대학 통신과 졸업
 1984年 2月 : 숭실대학교 전자과 공학석사학위 취득
 1988年 ~ 현재 : 숭실대학교 전자과 박사과정

1969年 ~ 1975年 : 주식회사 대한항공 시스템부 근무
 1975年 ~ 현재 : 인하공업전문대학 통신과 교수



沈壽輔(Soo Bo SIM) 正會員
 1931年 5月 30日生
 • 現在 : 崇實大學校 工科學大學 電子工學科 教授
 ※ 主關心分野 : 무선통신시스템