

공간 다이버시티 기법을 이용하는 FH/MFSK 신호의 간섭과 레일리 페이딩 환경하에서의 오류 확률 특성

Error Rate Performance of FH / MFSK Signal with Space Diversity Techniques in the Environments of Interference and Rayleigh Fading

이 문 승* · 임 길 용* · 이 진**

(Moon Seung Lee*, Kill Yong Leem*, Lee Jin**)

요 약

간섭과 레일리 페이딩이 함께 존재하는 환경하에서 FH / MFSK 신호의 오류 확률식을 유도하고 유도한 식에 의해 수치 계산한 결과를 그래프로 나타내고 분석하였다. 선택 합성법과 최대비 합성법의 공간 다이버시티 기법의 채용에 따른 오류 확률의 개선 정도를 알아내었다.

분석 결과 최대비 합성법이 레일리 페이딩과 간섭에 대해 매우 효과적이라는 것을 알 수 있었다.

Abstract

In the environments with interference and Rayleigh fading 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. The degree of improvement of error rate performance has been found out in space diversity technique. From the results, we know that maximal ratio combining is very effective for Rayleigh fading and interference.

I. 서 론

대역 확산 통신은 1976년 미국 퍼듀대학의 Cooper교수의 제안으로 이동통신에서 처음 적용이 검토되었는데 이 통신방식은 전송 신호의 주파수 대역

폭을 정보 신호의 주파수 대역폭보다 훨씬 넓게 하여 통신하는 방식이다. 즉 정보를 확산부호라는 송수신자만이 알고 있는 부호로 대역 확산시키므로서 제3자가 수신해도 해독할 수 없고 신호의 대역이 확산되어 신호의 전력밀도가 낮아지므로 신호의 존재

* 인하공업전문대학 통신과
Dept. of Commun. Eng., Inha Technical Junior College

** 한국항공대학교 항공통신정보공학과
Dept. of Telecomm. and Infor. Eng., Hankuk Aviation University

자체를 잡음신호속에 은폐할 수 있는 비화성을 갖고 있다. 정보 신호의 대역 확산은 정보 신호와는 독립적인 확산 신호에 의해 이루어지며 수신시 확산 신호와 동일한 신호를 사용하여 원래 정보신호를 복원한다[1,2].

이와 같은 대역 확산 통신 시스템은 시스템의 구성 방식에 따라 직접 확산(Direct Sequence: DS), 주파수 도약(Frequency Hopping: FH), 시간 도약(Time Hopping: TH), 하이브리드(Hybrid) 방식 등이 있으나 이 중에서 특히 주파수 도약 방식은 직접 확산 방식에 비해 포착시간(Acquisition Time)이 짧고 대역을 넓게 확산시킬 수 있는 장점이 있을 뿐만 아니라 PN부호에 의하여 주파수를 랜덤(Random)하게 도약시킬 수 있다.

따라서 인위적인 간섭과에 강해 비화성이 높기 때문에 송신기가 복잡하고 수신기에서 동기의 어려움이 있음에도 불구하고 군사 통신 뿐만 아니라 이동 통신, 위성통신, 부호 분할 다중 접속(CDMA) 및 고정밀 거리 측정 등에 널리 이용되고 있다[3].

또한 1980년 Bell 연구소의 Goodman이 성능이 우수한 주파수 도약/주파수 편이 변조(Frequency Hopping /Frequency Shift Keying) 시스템을 제안한 바 있다[4]. Crepeau는 레일리 페이딩, Rice 페이딩과 m-분포 페이딩하에서의 비동기 MFSK 신호의 성능을 오울면에서 해석한 바 있지만 간섭과 잡음의 영향은 고려하지 않았다[5]. 또한 Musa와 Waskliwaskyi도 문헌 [6]에서 레일리 페이딩과 가우스 잡음하에서의 비동기 MFSK 신호의 성능을 구하였으며, Chyi은 문헌 [7]에서 레일리 페이딩하에서 공간 다이버시티 기법을 도입하여 오류 확률을 해석하였는데 간섭과 잡음의 영향을 고려하지 않고 전대역에서만 성능을 해석하였다.

디지털 데이터를 주파수 도약방식으로 전송할 경우에는 주로 비동기 MFSK 신호가 사용된다. 특히 이동통신에 비동기 FH /MFSK 신호를 이용할 때 수신되는 파중에는 직접파 성분이 매우 작은 대신 대부분이 반사파의 합성파이므로 Rice 페이딩 모델 보다는 레일리 페이딩 모델이 더욱 합당하다. 레일

리 페이딩은 페이딩 중에서도 심도가 매우 강한 페이딩이므로 이러한 환경하에서는 다이버시티 기법이나 부호화 기법의 사용이 필수적이다.

따라서 본 논문에서는 육상이동 무선통신에 FH / MFSK 신호를 이용할 때를 가정하여 Rice 페이딩 보다는 강한 레일리 페이딩을 도입하고 이에 대한 대비책으로 공간 다이버시티 기법으로 선택합성법과 최대비 합성법을 각각 이용하여 오류확률을 구하고 어느 기법이 더 효과적인가를 알아내고자 한다.

II. 간섭과 레일리 페이딩

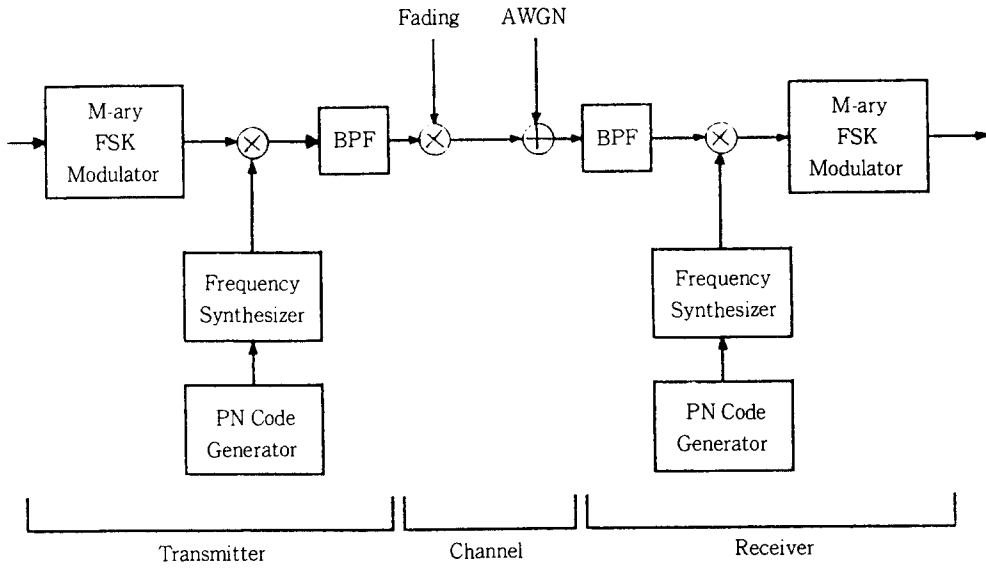
FH /MFSK 시스템은 MFSK 변조 방식을 사용하여 주파수를 도약시키면서 정보를 전송하는 방식이다. [그림 1]은 FH /MFSK 신호의 송수신기의 모델 및 채널 모델을 나타낸 것이다. 통신로에는 열잡음과 간섭 신호가 동시에 존재한다고 가정한다. 송신기의 구조는 디지털 정보를 MFSK로 변조시킨 다음 PN(Pseudo random Noise)부호 발생기에서 나온 2진부호가 주파수 합성기에 입력되어 출력 주파수를 발생시킨다. 이 신호와 MFSK 변조신호를 혼합기에 혼합시켜 주파수를 도약시키면서 전송한다. 수신기의 구조는 송신기와 동일한 구조의 PN부호 발생기에서 발생한 이진 부호가 주파수 합성기에 입력되어 주파수 합성기의 출력 주파수를 발생시킨다. 이 신호와 송신 신호가 합성기에서 합성되어 복조기를 거쳐 원래 신호로 복조된다. 또한 채널은 균일한 페이딩 채널(Uniform Fading Channel)로 가정하며, 여기에 간섭 신호가 방해 신호로써 작용한다.

수신단에서 복조는 비동기식(Non-coherent) 복조를 사용하고 검출기로는 에너지 검출기를 사용한다. 비동기 복조기는 반송파의 주파수와 위상 그리고 신호 시간을 정확히 모르는 경우 사용한다.

[그림 2]는 비동기 M-ary FSK 수신기를 나타낸다.

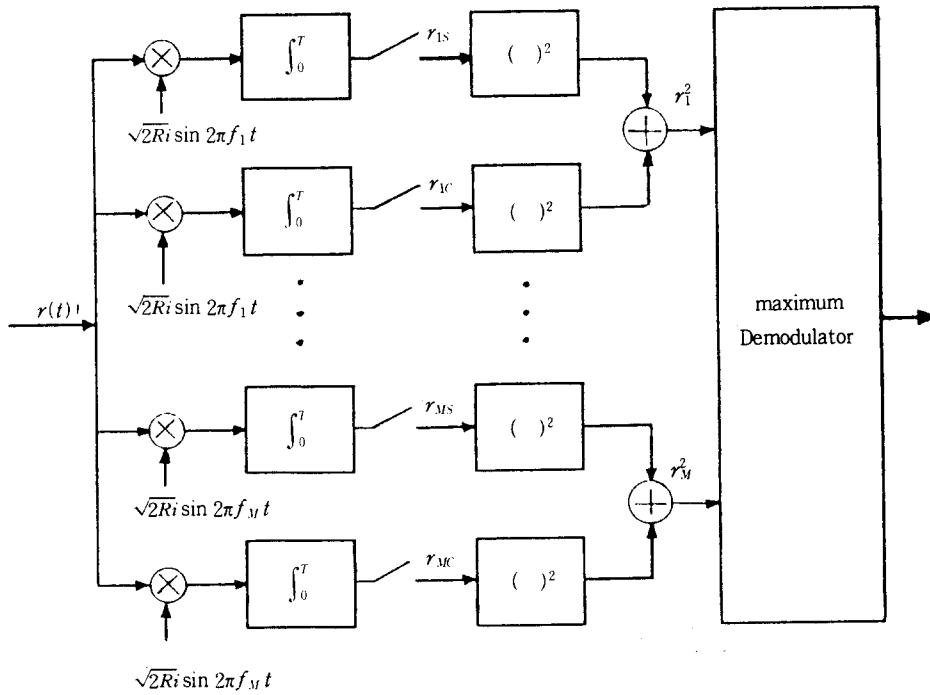
MFSK 변조 신호는 M개의 주파수와 2M개의 직교함수가 필요하다. M-ary FSK 송신기에서 i번째

공간 다이버시티 기법을 이용하는 FH / MFSK 신호의 간섭과 페일리 페이딩 환경하에서의 오류 확률 특성



[그림 1] FH/ MFSK 시스템 구성도

[Fig. 1] Block Diagram of FH/ MFSK System.



[그림 2] 비동기 복조기의 구조

[Fig. 2] Structure of Non-coherent Demodulator.

심볼을 보냈다고 가정했을때 송신신호 $s_i(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

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

단, S : 송신전력,

f_i : i 번째 심볼에 대한 반송주파수,

ϕ_i : 위상($0 \sim 2\pi$)

T : 신호 구간.

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

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

단, ϕ_i : 위상($0 \sim 2\pi$)

$n(t)$: 평균값이 0이고 전력스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 백색가우스잡음.

2.1 대역간섭

통신시스템에 있어서 전송로는 외부로부터 아무런 방해도 받지 않는 독립성이 유지되어야 하는데 특히 무선의 경우에는 채널이 유한하게 제한되어 있으므로 간섭의 영향은 더욱 증대되고 있다. 간섭이란 희망신호 이외의 신호가 외부에서 방해파로서 희망신호에 중첩되어 나타나는 것을 말하며 일반적으로 주파수 간섭이라고 한다.

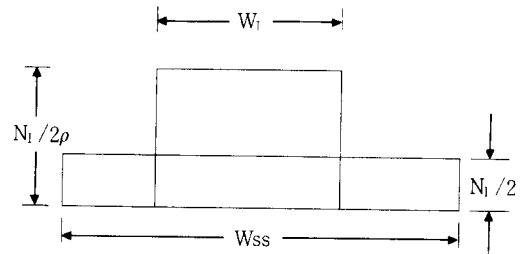
그러나 디지털통신의 경우 희망신호 자체의 파형이 대역제한 등으로 인해 퍼짐현상을 일으켜 서로 이웃하는 비트에 간섭을 유발하게 되는데 이것을 부호화 간섭(Intersymbol Interference: ISI)이라 하여 주파수 간섭과 구분하고 있다.

또한 기존의 사용 주파수대의 효율적인 이용을 위해 각종 무선통신 시스템에서는 간섭레벨의 허용치까지 동일주파수를 재사용할 수 있다. 이와 같은 동일대역의 재사용에 따라 발생하는 간섭을 동일 채널 간섭(Cochannel Interference: CCI)이라고 하며, 그의 영향은 다른 간섭보다 크기 때문에 본 논문에서

서는 주로 동일 채널 간섭을 고려하였다.

[그림 3]은 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 비이므로 $\rho = \frac{W_i}{W_{ss}}$ 가 된다. [그림 3]에서 $N_i/2$ 는 평균 간섭 전력 밀도이고 $N_i/2\rho$ 는 부분 대역 간섭의 순간 최대 전력 밀도이다[8,9].

단, ρ : 대역 점유율($0 < \rho \leq 1$).



[그림 3] 전대역 및 부분 대역 가우스 간섭신호의 주파수 분포

[Fig. 3] Frequency Distribution of Gaussian Interference Signal of Full-Band and Partial-Band.

2.2 레일리 페이딩

레일리 분포는 Load Rayleigh에 의해 유도된 분포로서 동일한 정도의 포락선을 가지며 위상이 광범위하게 걸쳐 불규칙하게 변동하는 여러개의 파가 합성된 경우의 깊은 페이딩을 나타낸다.

수신파가 추가되는 전리층 반사파로부터 얻어지는 단파의 원거리 전송, 마이크로파 회선의 다중 전송로, 시가지에 있어 육상이동 무선의 수신전계등에 대한 단주기의 포락선 변동의 확률분포로서 광범위하게 이용되어지고 있다.

FH/MFSK 시스템의 채널은 균일 페이딩 채널로 가정하고 도약된 송신 신호는 각각 독립적으로 페이딩의 영향을 받는다고 하면 시스템이 페이딩의

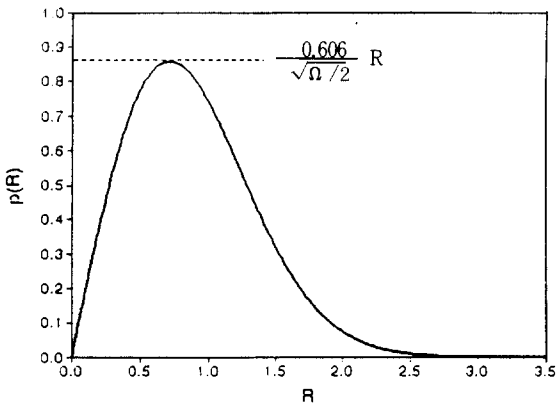
영향을 받을 때 수신 신호의 진폭 R은 다음 식과 같은 전력확률 밀도 함수를 갖는 레일리 랜덤 변수로 나타낼 수 있다.

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

단, $R \geq 0$,

$\Omega/2$: R의 평균전력($\Omega = R^2$).

[그림 4]는 레일리 확률 밀도함수를 나타낸 것이다.



[그림 4] 레일리 확률 밀도함수

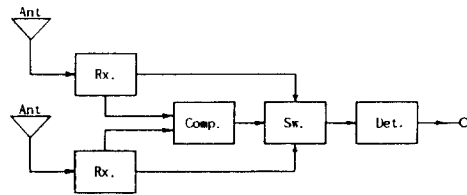
[Fig. 4] Rayleigh Probability Density Function

Ⅲ. 공간 다이버시티를 채용할 때 부분대역 간섭과 레일리 페이딩하에서의 FH/MFSK 신호의 오류 해석

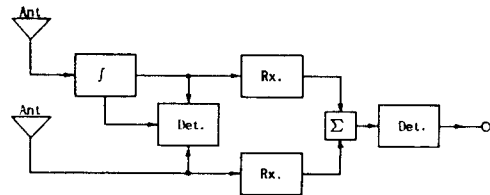
레일리 페이딩과 같은 확률적 변동현상이 나타나는 열악한 전송로에서 고품질의 전송을 실현하기 위해서는 변동현상이 서로 독립적인, 복수개의 전송로로부터 가장 양호한 것을 택하는 방법이 쓰이는데 이러한 복수개의 전송로를 가지(Branch)라고 하며 전파조건을 결정하는 파라미터로서는 공간, 각도, 주파수 및 시간 등이 이용된다.

다이버시티의 각 가지(Branch)에 대한 합성 수신법 중 검파전 다이버시티(Predetection Diversity) 기법에는 선택 합성법(Selection Combin-

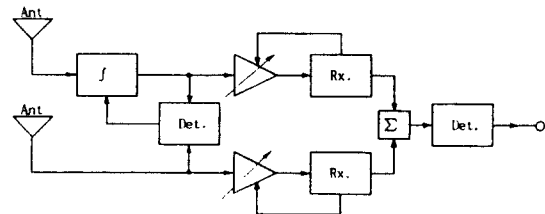
ing: SC), 등 이득 합성법(Equal Gain Combining: EGC) 및 최대비 합성법(Maximal Ratio Combining: MRC)의 3가지 기법이 있다[8]. SC는 수신과 중에서 가장 레벨이 높은 것을 검출하여 선택하는 방법이고, EGC는 각 가지의 신호를 완전히 동일한 이득과 위상이 되도록 합성하는 방법이다. MRC는 수신 레벨이 낮은 가지는 이득이 낮게, 또 수신 레벨이 높은 가지는 이득을 높게 하여 각 가지의 수신 레벨에 비례하는 이득을 갖게 합성하는 방법으로서 출력신호 대 잡음 전력비를 최대로 할 수 있는 합성법이다. 이 3가지 대표적인 합성법은 [그림 5]와 같다.



(a) 선택 합성법 (Selection Combining)



(b) 등이득 합성법 (Equal Gain Combining)



(c) 최대비 합성법 (Maximal Rate Combining)

[그림 5] 공간 다이버시티 수신기의 대표적인 합성법

[Fig. 5] Typical Combining Methods for Space Diversity Receiver

본 논문에서는 위의 3가지 방법중 성능이 우수한 선택 합성법의 2가지를 도입하여 각 방식에 따른 성능개선의 정도를 밝히기로 하며 가지 사이의 전력상 관계수를 파라미터로 사용하기로 한다.

3.1 선택 합성법

레이리 페이딩 통신로에서 다이버시티 가지의 페이딩 변동과 잡음은 모두 독립적이라 가정하고 2개의 가지(branch)를 이용하여 수신하는 선택합성 다이버시티의 경우, 출력의 SN비는 다음과 같이 된다.

$$\gamma_s = \max(\gamma_1, \gamma_2) \quad (4)$$

단, r_1, r_2 는 각각의 가지의 SN비이다.

따라서 B번째의 다이버시티 가지의 SN비 γ_B 의 확률밀도함수를 $f_s(\gamma_B)$ 라고 하면 출력 SN비의 확률밀도함수는 다음과 같이 나타내진다[9]

$$f_s(\gamma_B) = \int_0^{\gamma_B} \int_0^{\gamma_1} f(\gamma_1) f(\gamma_2) d\gamma_1 d\gamma_2 \quad (5)$$

여기서 포락선이 레일리 분포할 경우, 각 출력 SN비, γ 의 확률밀도함수는 다음과 같이 나타내진다.

$$f_s(\gamma) = \frac{1}{E_b/N} \exp\left(-\frac{\gamma}{E_b/N}\right), 0 \leq \gamma < \infty \quad (6)$$

식 (6)은 다이버시티 가지에 있어서의 평균 SN비가 모두 E_b/N 로 같다고 하면

$$f_s(\gamma_B) = \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{E_b/N}\right)\right]^2 \quad (7)$$

으로 나타내진다. 따라서 출력 SN비의 확률밀도함수는 다음과 같이 구해진다.

$$f_s(\gamma_B) = \frac{d}{d\gamma} f_s(\gamma) = \frac{2}{E_b/N} \exp\left(-\frac{\gamma}{E_b/N}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{E_b/N}\right)\right] \quad (8)$$

레이리 페이딩 통신로에 있어서 독립된 B개의 다이버시티 가지를 이용하는 다중 다이버시티의 경우, 확률 밀도함수는 다음과 같다.

$$f_s(\gamma_B) = \frac{B}{E_b/N} \exp\left(-\frac{\gamma}{E_b/N}\right) \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{E_b/N}\right)\right]^{B-1}, \gamma \geq 0 \quad (9)$$

M-ary 직교 신호에서 정정된 심볼확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다[10].

$$P_s(\gamma_B) = \sum_{j=0}^{M-1} \frac{(-1)^j}{j+1} \binom{M-1}{j} \exp\left(-\frac{j\gamma_B}{j+1}\right) \quad (10)$$

단, $M = 2^b$

따라서 M개의 다중 다이버시티와 부호화를 했을 때의 심볼확률은 다음과 같다.

$$P_s = \int_0^{\infty} P_s(\gamma_B) f_s(\gamma_B) d\gamma_B = 1 + \sum_{j=0}^B (-1)^{j+1} \binom{B}{j} \prod_{k=1}^{B(M-1)} \left[\frac{k}{k + j / (1 + \frac{E_b}{N})} \right] \quad (11)$$

한 심볼을 이루는 비트수를 b라고 할 때 심볼 오류확률 P_{ss} 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{ss} = \sum_{j=0}^B (-1)^j \binom{B}{j} \prod_{k=1}^{B(M-1)} \left[\frac{k}{k + j / (1 + b \frac{E_b}{N})} \right] \quad (12)$$

간섭과 페이딩이 함께 존재할 때 부분대역 간섭은 대역 점유율 ρ 만큼 M-ary 신호에 간섭을 미치므로 식 (12)로부터 평균 비트오류확률식은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{bs(t)} = \frac{\rho M}{2(M-1)} P_{ss} \frac{E_b}{N_t / \rho}$$

공간 다이버시티 기법을 이용하는 FH/MFSK 신호의 간섭과 레일리 페이딩 환경하에서의 오류 확률 특성

$$= \frac{\rho M}{2(M-1)} \sum_{j=0}^B (-1)^j \binom{B}{j} \prod_{k=1}^{B(M-1)} \left[\frac{k}{k+j/(1+b\rho\frac{E_b}{N_i})} \right] \quad (13)$$

그리고 간섭과 잡음 및 페이딩이 함께 존재할 때 부분대역 간섭이 전체 대역에서 차지하는 대역 점유율이 ρ 이므로 평균 비트오류확률식은 최종적으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{bs(t,x)} &= (1-\rho) \frac{M}{2(M-1)} P_{ss} \left[\frac{E_b}{N_o} \right] \\ &+ \frac{\rho M}{2(M-1)} P_{ss} \left[\frac{E_b}{N_o + N_{i/\rho}} \right] \\ &= \frac{(1-\rho)M}{2(M-1)} \sum_{j=0}^B (-1)^j \binom{B}{j} \prod_{k=1}^{B(M-1)} \left[\frac{k}{k+j/(1+b\frac{E_b}{N_o})} \right] \\ &+ \frac{\rho M}{2(M-1)} \sum_{j=0}^B (-1)^j \binom{B}{j} \cdot \prod_{k=1}^{B(M-1)} \left[\frac{k}{k+j/[1+b(\frac{E_b}{N_o + N_i/\rho})]} \right] \end{aligned} \quad (14)$$

3.2 최대비 합성법

최대비 합성 다이버시티는 다이버시티 가지입력의 위상을 모두 동상이 되도록 조정함과 더불어 각각의 포락선에 비례하여 가중치를 가하여 S/N비가 큰 것일수록 합성 S/N비에의 기여가 크게 되도록 합성하는 방식이다. 이와 같이 각각의 포락선에 비례하는 가중치를 붙이면 모든 순간에 있어서 합성 수신파의 S/N비는 최대가 된다. 따라서 페이딩은 원만하여 신호 펄스의 지속시간에 비해 충분히 긴 시간에 걸쳐 일정하며 이 시간내에 잡음의 통계적 성질이 모두 포함되고 평균치가 0이라고 간주되지 않으면 안된다.

레일리 페이딩 통신로에서 독립된 B개의 다이버시티 가지를 채용할 때의 합성출력의 비트 에너지 대 잡음전력비 γ 에 대한 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$\gamma_m = \gamma_1 + \gamma_2 \quad (15)$$

$$f_m(\gamma_B) = 1 - \left(1 + \frac{\gamma}{E_b/N}\right) \exp\left(-\frac{\gamma}{E_b/N}\right) \quad (16)$$

$$f_m(\gamma_B) = \frac{\gamma}{E_b/N} \exp\left(-\frac{\gamma}{E_b/N}\right) \quad (17)$$

레일리 페이딩 통신로에 있어서 독립된 B개의 다이버시티 가지를 이용하는 다중 다이버시티의 경우, 확률밀도함수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} f_m(\gamma_B) &= 1 - \exp\left[-\frac{\gamma}{E_b/N}\right] \sum_{k=0}^{B-1} \frac{1}{k!} \left[\frac{\gamma}{E_b/N}\right]^{B-1} \end{aligned} \quad (18)$$

M-ary 직교신호에서 정정된 심볼확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} f_m(\gamma_B) &= \sum_{i=0}^{M-1} \frac{(-1)^i}{i+1} \binom{M-1}{i} \\ &\exp\left(-\frac{i\gamma_B}{i+1}\right) \end{aligned} \quad (19)$$

따라서 M개의 다중 다이버시티와 부호화를 했을 때의 심볼확률은 식(9)와 식(19)를 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_m &= \int_0^\infty P_m(\gamma_B) f_m(\gamma_B) d\gamma \\ &= 1 + \sum_{i=1}^{M-1} \frac{(-1)^i}{i+1} \binom{M-1}{i} \\ &\prod_{j=1}^B \frac{j}{j + \frac{E_b}{N} i/(i+1)} \end{aligned} \quad (20)$$

한 심볼을 이루는 비트 수를 b라고 할 때 심볼오류 확률 P_{sm} 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{sm} = 1 + \sum_{i=1}^{M-1} \frac{(-1)^i}{i+1} \binom{M-1}{i} \prod_{j=1}^n \frac{j}{j + b\rho \frac{E_b}{N} i / (i+1)} \quad (21)$$

간섭과 페이딩이 함께 존재할 때 부분대역 간섭은 대역 점유율 ρ 만큼 M-ary 신호에 간섭을 미치므로 식(21)로부터 평균 비트오류확률식은 다음과 같이 된다.

$$P_{sm(i)} = \frac{\rho M}{2(M-1)} P_{sm} \frac{E_b}{N_i / \rho} = \frac{\rho M}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} \frac{(-1)^{i+1}}{i+1} \binom{M-1}{i} \prod_{j=1}^B \frac{j}{j + b\rho \frac{E_b}{N_i} i / (i+1)} \quad (22)$$

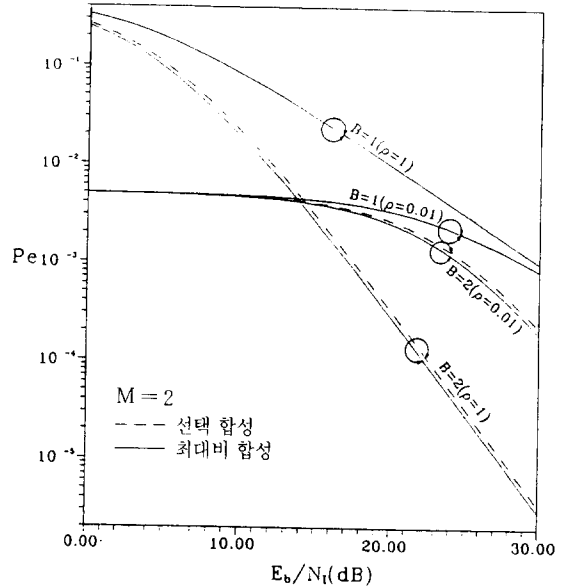
그리고 간섭과 잡음 및 페이딩이 함께 존재할 때 평균 비트오류확률식은 최종적으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{bmi(N)} = (1 - \rho) \frac{M}{2(M-1)} P_{sm} \left[\frac{E_b}{N_o} \right] + \frac{M}{2(M-1)} P_{sm} \left[\frac{E_b}{N_o + N_i / \rho} \right] = \frac{(1 - \rho)M}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} \frac{(-1)^{i+1}}{i+1} \binom{M-1}{i} \prod_{j=1}^n \frac{j}{j + b \frac{E_b}{N_o} i / (i+1)} + \frac{\rho M}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} \frac{(-1)^{i+1}}{i+1} \binom{M-1}{i} \cdot \prod_{j=1}^n \frac{j}{j + bi \left[\frac{E_b}{N_o + N_i / \rho} \right] / (i+1)} \quad (23)$$

IV. 수치결과 및 검토

앞장에서 유도한 레일리 페이딩하에서의 FH/MFSK 신호의 비트 오류 확률식을 이용하여 신호

의 평균비트 에너지 대 간섭 전력비(E_b/N_i), 비트 에너지 대 잡음 전력비(E_b/N_o), 부분대역 간섭의 대역 점유율(ρ), 심볼 비트 수(b), 다이버시티 반복 수(L), 가지 수(B)를 함수로 하여 수치계산한 결과를 [그림 6]~[그림 11]에 나타내었다.

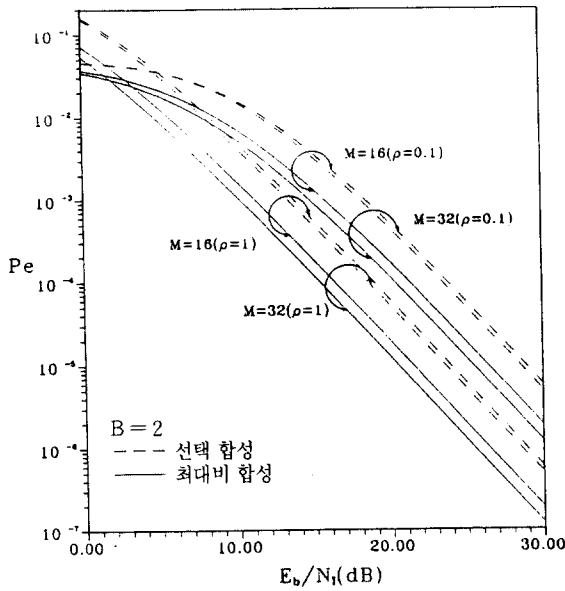


[그림 6] 부분대역 점유율이 각각 0.01과 1이고 심볼비트수가 2일 때 공간 다이버시티의 가지(branch) 수의 변화에 따른 오류확률 특성 [B: 가지(branch)의 수]

[Fig. 6] Error Rate Performance for Various Branches in Space Diversity When $M = 2$, Partial-Fraction Ratios $\rho = 0.01$ and $\rho = 1$ [B: no. of Branch].

[그림 6]과 [그림 7]은 부분대역 간섭의 영향을 받는 경우로서 가지 수 B와 부분대역 점유율 ρ 의 변화에 따른 오류 확률을 나타낸 것이다. [그림 6]에서 E_b/N_i 가 낮은 영역에서는 대역 점유율 ρ 가 0.01 경우에 가지 수에 따른 개선폭은 없고 대역 점유율 ρ 가 1(전대역)일 때에는 E_b/N_i 증가에 따른 오류확률의 감소가 현격한데 가지 수의 증가에 따른 개선폭은 E_b/N_i 가 증가할수록 매우 커진다.

[그림 7]은 가지 수 B가 2일 때로서 E_b/N_i 를 증



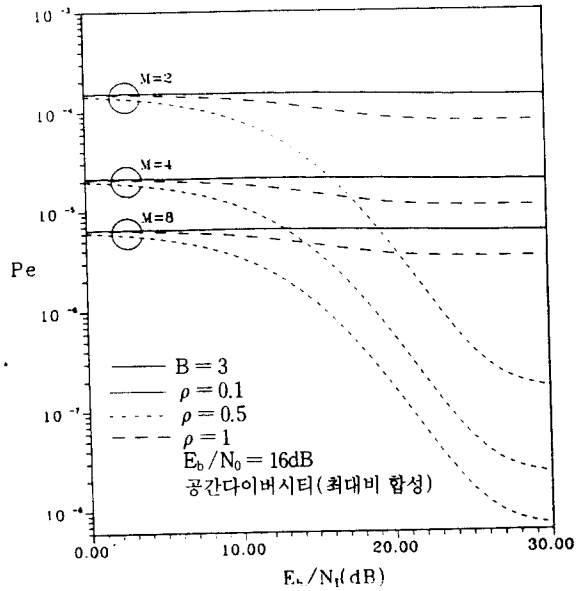
[그림 7] B가 2이고 M이 각각 16과 32일 때 부분 대역 점유율 변화에 따른 오류확률특성 [B: 가지(branch)의 수]

[Fig. 7] Error Rate Performance for Various Partial-Band Fraction Ratios When B = 2, M = 16 and 32 [B: no. of Branch].

가시켰을 때 대역 점유율 ρ 에 따른 오류 확률의 변화 양상은 동일한 심볼 비트 수 M에 대해 선택 합성이나 최대비 합성 모두 비슷하다. 각 심볼 비트 수 M에 있어서 대역 점유율 ρ 에 따른 오류 확률의 변화의 폭은 E_b/N_t 값이 커지더라도 거의 일정하다.

[그림 8]은 부분대역 간섭과 잡음하에서 가지 수 B가 3일 때 심볼 비트 수 M을 증가시켰을 경우인데 대역 점유율 ρ 가 0.1일 때는 E_b/N_t 를 증가시켜도 오류 확률의 변화가 거의 없으나 대역 점유율 ρ 가 증가할수록 개선의 폭은 커진다. 그 양상은 모든 심볼 비트 수 M에 있어서 비슷하나 심볼 비트 수 M = 2일 때가 개선의 폭이 가장 크다.

[그림 9]는 가지 수가 B = 3, 심볼 비트 수가 M = 8, $E_b/N_0 = 16\text{dB}$ 일 때 대역 점유율 ρ 를 증가시켰을 경우인데 부분대역에서는 E_b/N_t 가 증가해도 개선이 거의 없으나 전대역에 가까울수록 개선 폭은 커짐을 알 수 있다.

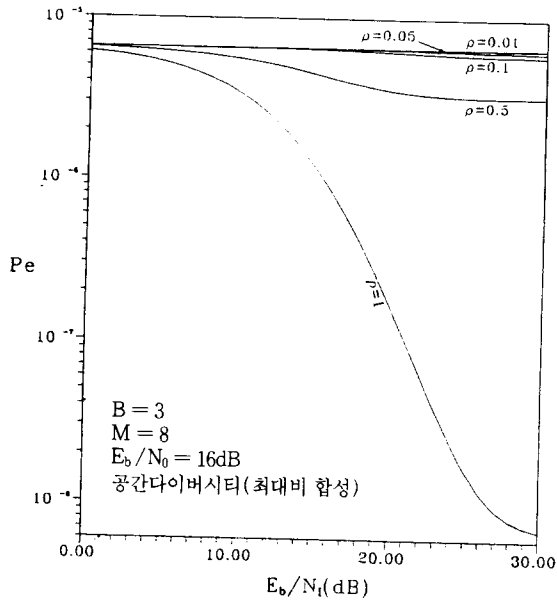


[그림 8] B가 3이고 부분대역 점유율이 각각 0.1과 0.5, 1일 때 심볼비트수의 변환에 따른 오류 확률 특성($E_b/N_0 = 16\text{dB}$) [B: 가지(branch)의 수]

[Fig. 8] Error Rate Performance for Various Partial-Band Fraction Ratios $\rho = 0.1, 0.5, 1$ When B = 3 and M = 2, 4, 8 [B: no. of Branch].

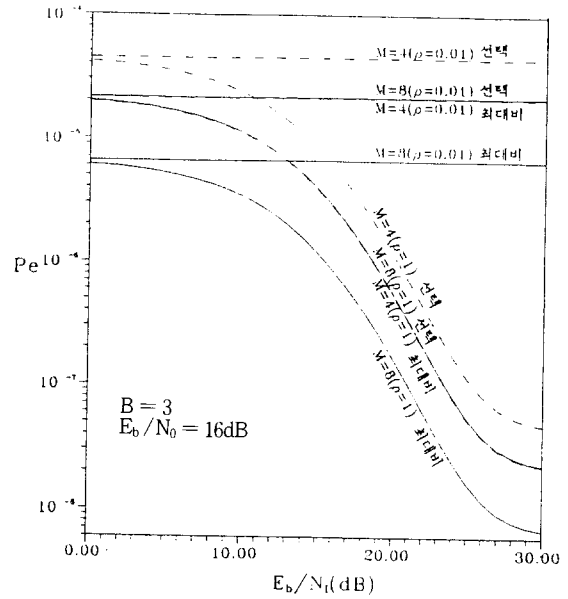
[그림 10]은 전대역 간섭($\rho = 1$)에서 가지 수가 B = 1, 심볼 비트 수가 M = 4일 때 E_b/N_0 를 파라미터로 하여 E_b/N_t 의 변화에 따른 오류확률을 나타낸 것인데 E_b/N_t 가 작은 영역에서는 E_b/N_0 의 값에 따른 오류확률의 변화폭이 크지만 E_b/N_t 가 큰 영역에서는 E_b/N_0 가 크더라도 변화폭이 거의 없다.

[그림 11]은 부분대역 간섭과 잡음하에서 가지 수가 B = 3일 때 대역 점유율 ρ 와 심볼 비트 수 M을 파라미터로 하여 선택 합성법과 최대비 합성법에 따른 오류확률을 E_b/N_t 변화에 따라 나타낸 것이다. 선택 합성법이나 최대비 합성법 모두 부분대역 간섭시에는 모든 심볼 비트 수 M에 대해서 E_b/N_t 가 변화하더라도 오류확률의 변화가 거의 없으나 전대역 간섭시에는 E_b/N_t 의 변화에 따라 큰 개선이 얻어지는데 두가지 방법 모두 그 양상이 비슷하다.



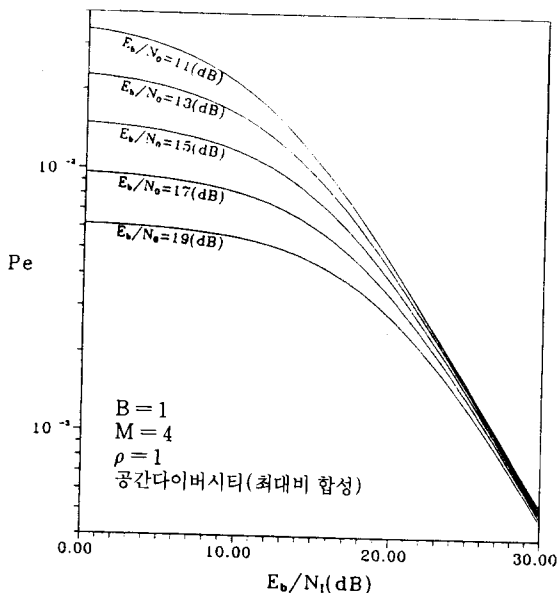
[그림 9] B가 3이고 M이 8일 때 부분대역 점유율의 변화에 따른 오류확률특성($E_b/N_0 = 16\text{dB}$) [B: 가지(branch)의 수]

[Fig. 9] Error Rate Performance for Various Partial-Band Fraction Ratios When $B = 3$ and $M = 8$ [B: no. of Branch].



[그림 11] B가 3이고 부분대역 점유율이 각각 0.01과 1일 때 심볼비트수의 변화에 따른 오류확률특성 [B: 가지(branch)의 수]

[Fig. 11] Error Rate Performance for Various Symbols Bit Rate Numbers When Partial-Band Fraction Ratios $\rho = 0.01$, $\rho = 1$ and $B = 3$ [B: no. of Branch].



[그림 10] $B = 1$, $M = 4$ 이고 $\rho = 1$ 일 때 E_b/N_0 의 변화에 따른 오류확률특성 [B: 가지(branch)의 수]

[Fig. 10] Error Rate Performance for Various E_b/N_0 When $M = 4$, $B = 1$ and $\rho = 1$ [B: no. of Branch].

V. 결론

본 논문에서는 간섭과 레일리 페이딩이 함께 존재하는 환경하에서 FH/MFSK 신호의 수신성능을 개선하기 위해 공간 다이버시티 기법을 채택했을 때의 비트 오류확률식을 유도하고 이를 이용하여 수치 계산한 결과를 그래프로 나타내어 이를 분석, 검토하였다.

공간 다이버시티 기법으로서 선택 합성법과 최대비 합성법을 각각 채용하여 이들에 의한 오류확률의 개선 정도를 알아내었다.

가지 수 B를 증가시키면 전대역이 부분대역 보다 오류는 현저히 감소되는데 그 양상은 선택 합성법과 최대비 합성법 둘다 거의 비슷하다. 가지 수 B를 증가시키면 오류는 더 감소되는데 가지 수 B의 증가에

따른 개선의 정도는 적어진다. 심볼 비트수 M 과 E_b/N_f 를 증가시키면 부분대역 간섭하에서와 부분대역간섭과 잡음하에서 모두 오류확률이 개선되는데 심볼 비트수 M 을 동시에 증가시켜주는 것이 오류확률을 감소시키는데 효과적이다. E_b/N_f 와 대역 점유율 ρ 를 변화시키면 부분대역 간섭하에서는 오류확률의 개선이 없지만 전대역에서는 오류확률이 크게 개선되는데 이것은 선택 합성법이나 최대비 합성법에서 모두 비슷하다.

레일리 페이딩 환경하에서 간섭과 잡음의 영향을 함께 받을때 주로 간단한 반복 다이버시티 기법을 채용하고 있는데 반복 다이버시티의 경우, 반복횟수가 많으면 많을수록 오류확률을 낮추는데는 효과적이겠지만 동일 채널에 머무르는 시간이 그만큼 길어져 인위적인 간섭(Jamming)을 피할 수 있는 확률이 낮아진다. 따라서 정보량이 많거나 다중 접속 방식에서는 반복 다이버시티 기법보다는 공간 다이버시티 기법이 더 효과적이라고 생각된다.

참 고 문 헌

1. R. L. Pickholtz, D. L. Schilling, and L. B. Milstein, "Theory of spread spectrum communication: a tutorial", IEEE Trans. Commun., vol. COM-30, no. 5, pp. 855~884, May 1982.
2. G. R. Cooper and C. D. McGillem, *Modern Communication and Spread Spectrum*, Mc Graw-Hill, 1986.
3. P. F. Sass, *Army Spread Spectrum*, Milcom, 1982.
4. O. J. Goodman, P. S. Henry, and V. K. Prabhu, "Frequency-hopped multilevel FSK for mobile radio", B.S.T.J, 59-7, 1980.
5. 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, Mar. 1992.
6. A. T. Musa and W. J. Wasklkiwaskyi, *Principles of Military Communication Systems*, Artech House, pp. 65~122, 1968.
7. G. T. Chyi, J. G. Proakis, and C. M. Keller, "On the symbol error probability of maximum-selection diversity reception schemes over a Rayleigh fading channel, "IEEE Trans. Commun., vol. 37, no. 1, pp. 79~83, Jan. 1989.
8. M. K. Simon, et al., *Spread Spectrum Communication*, vol. II, 1985.
9. R. E. Ziemer and R. S. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*, New York: Macmilan, 1985.
10. C. Leung, "Optimized selection diversity for Rayleigh fading channels, "IEEE Trans. Commun., vol. COM-30, pp. 554~557, Mar. 1982.