

위 해석 모델에서 수신기는 송신기와 완전히 동기되었다고 가정하였으며 신호파, 간섭파, 잡음, 페이딩 채널에 대한 통계적 특성은 다음과 같다.

2-1 MSK 신호

MSK신호는 아래와 같이 표현된다.

$$s(t) = s_k \sum_{k=\text{even}} a_k P(t-kT) \cos w_R t \cos w_c t + s_k \sum_{k=\text{odd}} a_k P(t-kT) \sin w_R t \sin w_c t \quad (1)$$

여기서, $a_k = \pm 1$
 $w_R = 2\pi/4T$
 $P(t) = \begin{cases} 0 & -T < t \leq T \\ 1 & -T \geq t, t > T \end{cases}$
 $w_c = 2\pi f_c$
 $f_c =$ 반송파 주파수

2-2 간섭파

이동 무선 통신에서는 주파수를 효율적으로 이용하기 위하여 주파수의 재사용방법을 [9] 도입하고 있어 이에따른 동일 채널 간의 간섭이 시스템의 성능에 중요한 영향을 미치게된다. 본 논문에서는 다음과 같은 형태로 간섭파를 가정한다.

$$i(t) = I \cos(w_c t + \phi) \quad (2)$$

이때, I : 간섭파의 포락선

ϕ : 신호파와 간섭파 사이의 위상차

2-3 임펄스성 잡음

임펄스성 잡음의 모델은 Middleton이 제안한 임펄스성 잡음음 [10] 택하여 해석 한다. 대역 통과된 경우 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$n(t) = N \cos(w_c t + \zeta) \quad (3)$$

여기서 N 과 ζ 는 각기 독립된 랜덤 변수로서 잡음의 순서지와 위상을 나타내며 ζ 는 0과 2π 사이에서 일양 분포하고 N 은 0과 ∞ 사이에서 다음과 같은 분포를 한다.

$$P(N) = \frac{e^{-A}}{W} \prod_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{N}{\sigma_j^2} \exp[-N^2/2W\sigma_j^2] \quad (4)$$

단, $W (= \sigma_s^2 + \Omega_s)$: 전체 잡음 전력

A : 임펄스지수

N : 잡음의 순서지

$$\sigma_j^2 = (1/A + \Gamma^j)/(1 + \Gamma^j)$$

$\Gamma (= \sigma_s^2/\Omega_s)$: 가우시안 잡음과 임펄스성 잡음의 전력비

2-4 페이딩 채널

본 논문에서는 페이딩 지수 (m)에 따라 페이딩의 정도를 표현할 수 있는 보다 넓은 의미의 페이딩 모델인 m -분포 페이딩 채널 (Nakagami's channel) 을 고려 하였다. 페이딩 받은 신호의 포락선 $s(t)$ 의 확률 밀도 함수 $p(s)$ 는 다음 식으로 정의된다.

$$p(s) = \frac{2m^m s^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^2} \exp[-ms^2/\Omega] \quad (5)$$

$(m \geq 1/2)$

여기서 $\Omega/2$ 는 신호의 평균 전력, $\Gamma(\cdot)$ 는 Gamma 함수이다. m 에 따른 분포 곡선을 그림 2에 보였다.

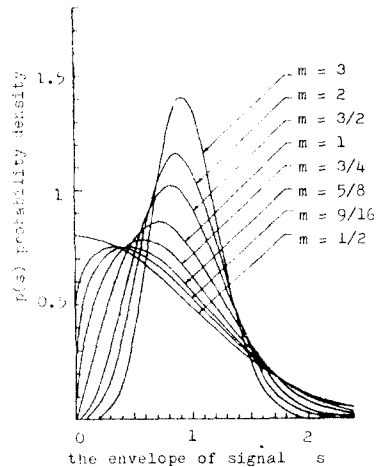


그림 2 m - 분포

3. MSK 시스템의 오율 특성

3-1 간섭과 잡음에 의하여 방해 받는 경우 수신단의 입력은 신호에 간섭과 잡음이 부가된 형태로 나타나게 된다. 그림 1의 해석 모델에서 I-채널과 Q-채널은 서로 대칭인 구조를 갖고 있어

그 어느 쪽에 대하여 해석 하여도 결과는 동일 하게 되므로 I-채널에 대하여 해석 하면 Integrate and Dump 필터의 입력은

$$Y_I(t) = s \sum_{k=\text{even}} a_k P(t-kT) \cos \omega_R t \cos \omega_c t + N \cos \xi \cos \omega_R t + I \cos \phi \cos \omega_R t \quad (6)$$

이다. 따라서 k번째 time slot에서의 출력은 다음식과 같다.

$$Z_I = \frac{s}{2} a_k + \frac{2}{\pi} I \cos \phi + \frac{2}{\pi} N \cos \xi \quad (7)$$

이때 a_k 는 +1과 -1의 값을 취할 수 있는데 그 발생 확률이 같아 어느 하나를 택하여도 동일한 결과를 얻게 되므로 a_k 가 +1인 경우 만 생각 하기로 한다.

이 합성 신호를 페이저도로 나타내었다.

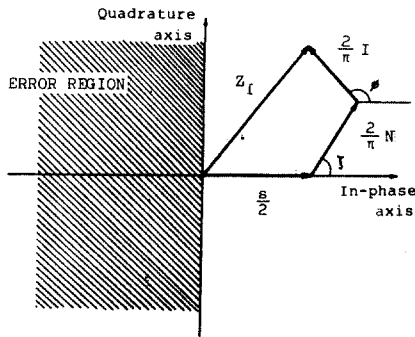


그림 3 합성 신호의 페이저도

잡음과 간섭 성분의 영향으로 합성신호 Z_I 가 정보 a_k 와 반대되는 부호를 갖게될 때 즉, 위의 페이저도에서 ERROR영역에 들어 가면 ERROR가 발생 한다. 그러므로 오율은 다음과 같이 표현 된다.

$$P_e = \text{Prob} \left\{ \frac{s}{2} + \frac{2}{\pi} I \cos \phi + \frac{2}{\pi} N \cos \xi < 0 \right\} = \text{Prob} \left\{ N \cos \xi < -\frac{\pi s}{4} - I \cos \phi \right\} \quad (8)$$

여기서 $N \cos \xi$ 를 새로운 변수 U 로 치환하고 N 과 ξ 의 확률 밀도 함수와 Jacobian[11]을 이용하여 U 의 확률 밀도 함수를 다음과 같이 구하였다.

$$p(U) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi W} \sigma_j} \exp[-U^2/2W\sigma_j^2] \quad (9)$$

이 식을 이용하면 아래와 같은 조건부 오율식을 얻을 수 있다.

$$P_e(\phi) = \int_{-\infty}^{-\pi s/4 - I \cos \phi} p(U) dU \quad (10)$$

위 식을 일반화 하기 위하여 ϕ 에 대하여 적분을 취하면

$$P_e = \int_0^{2\pi} \frac{1}{2\pi} P_e(\phi) d\phi \quad (11)$$

임펄스성 잡음과 간섭파에 의해 방해 받는 경우의 오율식은 식(12)로 얻을 수 있다.

$$P_e = \frac{e^{-A}}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left\{ \text{erfc} \left[\frac{\sqrt{\pi} \alpha}{4 \sigma_j} \right] + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left[\frac{-\pi^2 \alpha}{16 \sigma_j^2} \right] \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left[\frac{\sqrt{\pi} \alpha}{4 \sigma_j} \right] \cdot \frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} \frac{(\alpha)^k}{(2k)! \sigma_j^{2k} (\beta)^k} \right\} \quad (12)$$

이때, $\alpha = \frac{s^2}{2W}$: 반송파 대 잡음 전력 비

$\beta = \frac{s^2}{I^2}$: 반송파 대 간섭파 전력 비

3-2 간섭과 잡음 환경 하에서 신호가

페이딩을 받는 경우

신호가 페이딩을 받는 경우 식(12)에서는 일정 하던 s 가 확률 밀도 함수 (m -분포; $P(s)$)를 갖는 변수가 되어 오율식은 다음과 같은 적분식이 된다.

$$P_{e_f} = \int p(s) P_e ds \quad (13)$$

그러므로 페이딩을 받는 MSK신호가 임펄스성 잡음과 간섭의 영향을 받을 경우의 오율은 다음과 같다.

$$P_{e_f} = \frac{e^{-A}}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left\{ \left[1 - \sqrt{\frac{\pi \alpha}{4 m \sigma_j^2}} \frac{\Gamma(m+\frac{1}{2})}{\Gamma(m)} \left(1 + \frac{\pi^2 \alpha}{16 m \sigma_j^2} \right)^{-(m+\frac{1}{2})} {}_2F_1 \left(1, m+\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\pi^2 \alpha}{16 m \sigma_j^2 + \pi^2 \alpha} \right) \right] + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{(-1)^k (2k+1)!}{\{(k+1)!\}^2 k!} \left(\frac{\alpha}{4 \sigma_j^2 \beta} \right)^{k+1} \sqrt{\frac{\pi^2 \alpha}{4 m \sigma_j^2}} \frac{\Gamma(m+\frac{1}{2})}{\Gamma(m)} \left(1 + \frac{\pi^2 \alpha}{16 m \sigma_j^2} \right)^{-(m+\frac{1}{2})} {}_2F_1 \left(-k, m+\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\pi^2 \alpha}{16 m \sigma_j^2 + \pi^2 \alpha} \right) \right\} \quad (14)$$

여기서 $\alpha = \Omega / 2W$: 반송파 잡음 전력 비
 $\beta = \Omega / I^2$: 반송파 대 간섭파 전력 비

4. 수치계산 및 검토

앞에서 얻어진 오율식에 따라 컴퓨터 Simulation하여 그 결과를 반송파 대 잡음 전력 비(CNR), 반송파 대 간섭파 전력 비(CIR), 페이딩 지수(m), 임펄스 지수(A, I) 등을 변수로 하여 구하였다.

(그림 4-그림 11)

그림 4-그림 6은 임펄스성 잡음에 의한 영향을 나타낸다. 이로부터 임펄스성이 강할 때는 CNR이 증가 하더라도 오율이 크게 개선되지 않는다는 것을 알 수 있고 β 의 값을 1로 접근시키고 I의 값을 크게하면 할수록 오율 특성이 가우스성 잡음만에 의해 영향을 받는 경우와 비슷해 진다는 사실을 확인할 수 있다.

그림 7은 간섭파가 부가된 경우에 대한 결과이다. 여기서는 간섭파가 크면 클수록 오율이 증가한다는 물리적으로 타당한 결과를 얻었다.

그림 8은 신호파가 페이딩 받는 경우로서 페이딩이 강할 때는 앞에서 도시한 그림 4의 결과와는 반대로 가우스성 잡음의 경우가 보다 열화되고 있음을 알 수 있다. 그러나 페이딩 지수가 점차 커져 페이딩이 약하게 되는 경우에는 가우스성 잡음에 의한 영향은 크게 줄어드는 반면 임펄스성 잡음에 의한 영향은 그다지 줄어들지 않음을 알 수 있다.

그림 9와 그림 10에서는 페이딩과 간섭파의 영향이 동시에 존재하는 경우인데 그림 7에서와는 달리 오율의 변화폭이 상당히 크다. 즉, 신호가 페이딩을 받게 되면 미약한 간섭파일지라도 간섭파로 부터의 영향이 크다.

그림 11은 CIR과 CNR을 일정한 값으로 고정시키고 페이딩 지수를 변화시켰을 때의 오율 특성을 나타내고 있다. 여기서도 그림 8에서와 마찬가지로 페이딩이 강한 경우(m의 값이 작을 때)에는 임펄스성 잡음보다 가우스성 잡음의 영향이 더 크며 페이딩이 약한 경우(m의 값이 클 때)에는 가우스성 잡음의 영향은 급격히 줄어드는 반면 임펄스성 잡음의 영향은 여전히 남아 시스템에 큰 장애요소가 됨을 보인다.

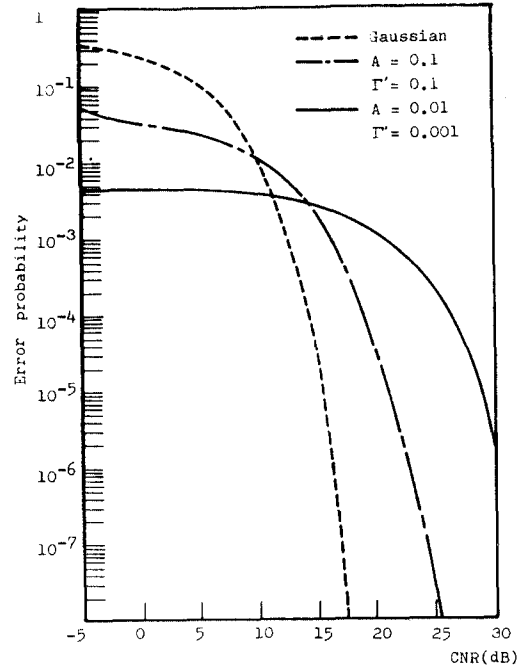


그림 4 임펄스성 잡음 환경 하에서 MSK신호의 오율

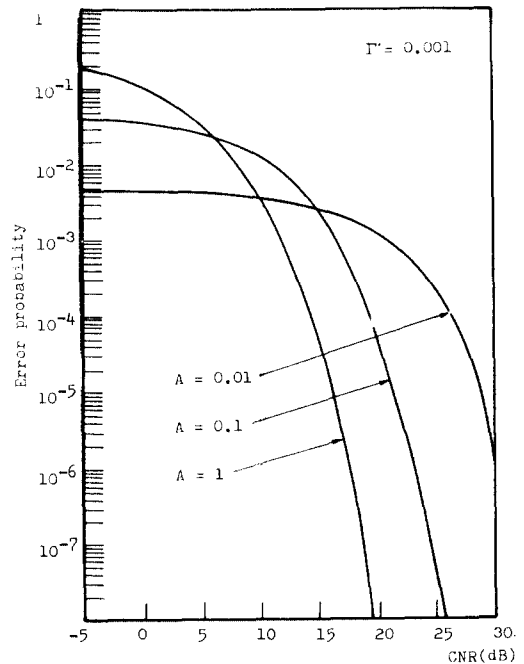


그림 5 임펄스성 잡음 환경 하에서 β 의 변화에 따른 MSK신호의 오율

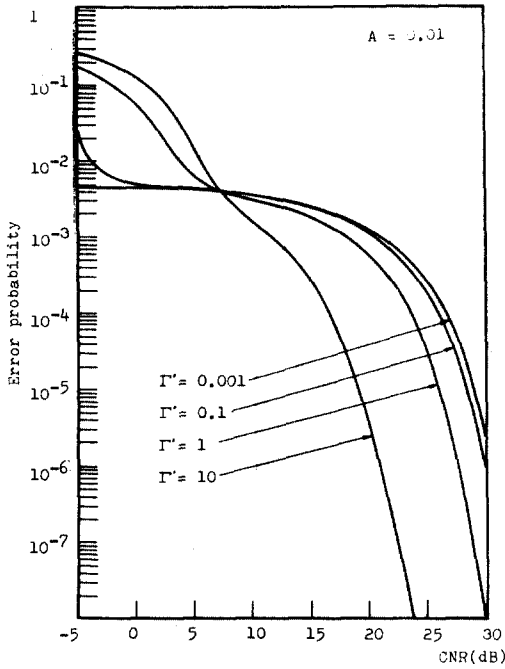


그림 6 임펄스성 잡음 환경 하에서 Γ 의 변화에 따른 MSK신호의 오율

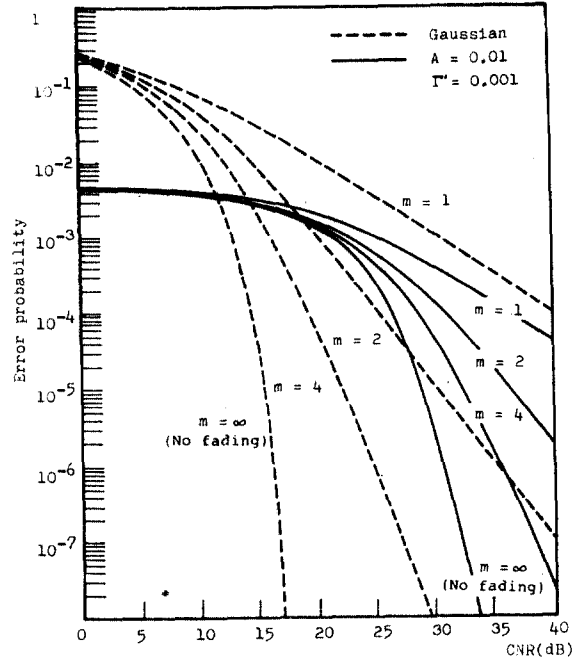


그림 8 페이딩 채널 상에서 잡음의 영향을 받는 MSK신호의 오율

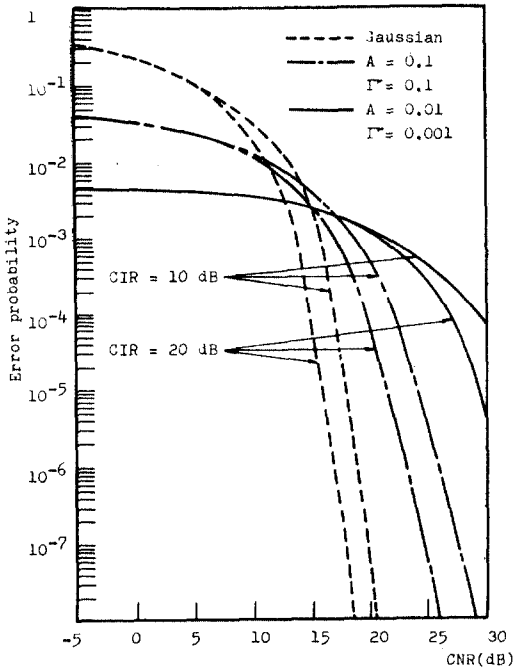


그림 7 간섭과 잡음이 있을 때 MSK신호의 오율

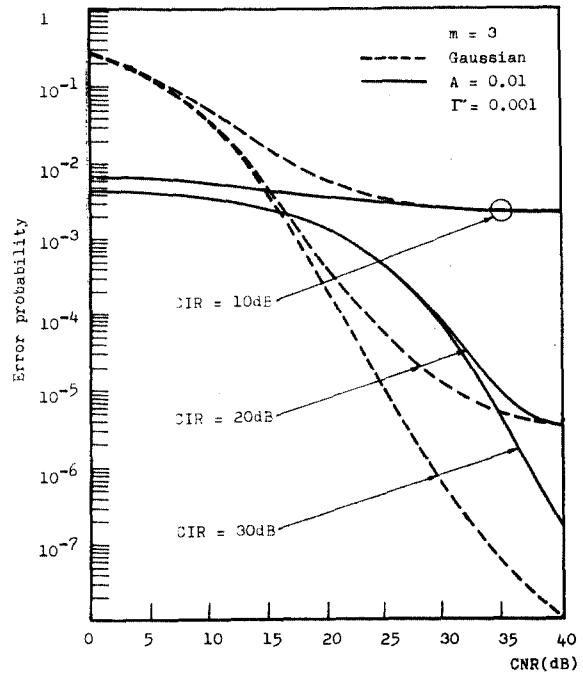


그림 9 페이딩 채널 상에서 간섭과 잡음의 영향을 받는 MSK신호의 오율 (CIR의 변화)

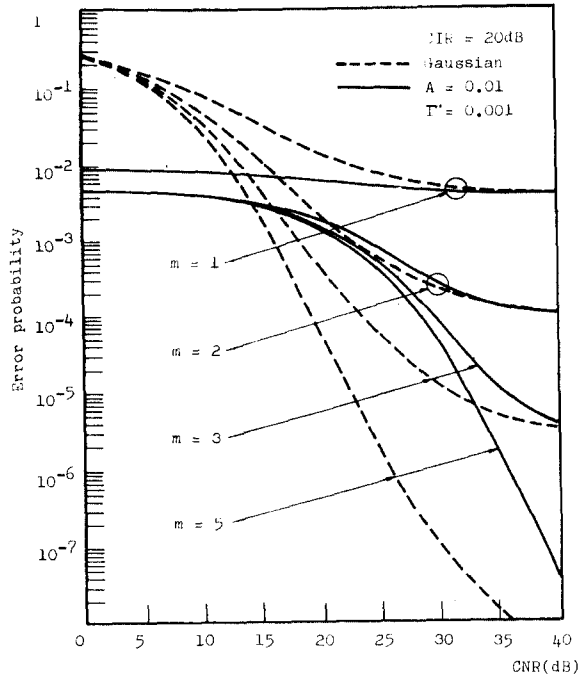


그림 10 페이딩 채널 상에서 간섭과 잡음의 영향을 받는 MSK신호의 오류 (페이딩 지수의 변화)

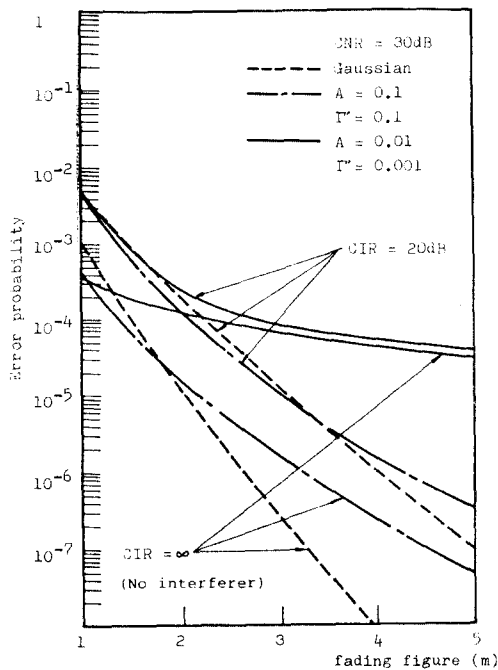


그림 11 페이딩 지수에 대한 MSK신호의 오류

REFERENCES

- [1] T.Brenig, "Data transmission for mobile radio," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, no.3, pp. 77-85, Aug. 1978.
- [2] S.Pasupathy, "Minimum shift keying: A Spectrally efficient modulation," IEEE Comm. Mag. July 1979.
- [3] S.Kabasawa, N.Morinaga, and T.Namegawa, "Effect of interference on MSK signal," Paper of Technical Group on Communication Systems, IECE of Japan, CS-79-47, June 1979.
- [4] O.H.Shabigh, "On the effects of CW interference on MSK signal reception," IEEE Trans. Comm., vol. COM-30, no.8, pp. 1925-1929, Aug. 1982.
- [5] C.E.Sundberg, "Error probability of partial-response continuous-phase modulation with coherent MSK-type receiver, diversity, and slow Rayleigh fading in Gaussian noise," Bell Syst. Tech. J., vol. 61, no.8, pp.1933-1963, Oct. 1982.
- [6] _____, "On contiguous phase modulation in cellular digital mobile radio systems," Bell Syst. Tech. J., vol.62, no.7, pp.2067-2089, Sep. 1983.
- [7] K.Feher, Digital modulation techniques in an interference environment, vol.9 of EMC Encyclopedia, German-town, Maryland: Don White Consultants, 1977.
- [8] D.Middleton, "Statistical-physical models of electromagnetic interference," IEEE Trans. Electromag. Comput., vol. EMC-19, no.3, pp.106-127, Aug. 1977.
- [9] W.C.Jakes, Jr., Microwave mobile communications, New York: Wiley, 1974.
- [10] M.Nakagami, "The m -distribution - A general formula of intensity distribution of rapid fading," in Statistical Methods in Radio Waves Propagation, W.C.Hoffman Ed. New York: Pergamon Press, 1960.
- [11] A.Papoulis, Probability, random variables and stochastic process, New York: Wiley, 1974.