DBpia

論文

PSK 信号에 対한 FDM-FM 信号의 干渉影響

正会員 李 亨 宰* 正会員 李 大 寧** 正会員 趙 成 俊***

Interference of FDM-FM Signal upon PSK Signal

Hyung Jae LEE*, Dae Young LEE** *and* Sung Joon CHO***, *Regular Members*

요 약 正規分布의 주파수 스펙트럼을 갖는 광대역 FDM-FM 신호가 同期 PSK(CPSK) 신호에 미치는 간섭영향에 관하여 조사했다. FDM-FM 신호로 부터의 동일채널(cochannel) 또는 인접채널(adjacent channel) 간섭하에 있어서의 PSK 신호의 수신誤率의 일반식을 구해 수치계산과 검토를 행했다. 해석결과는 반송파대 간섭파 전력비(CIR), 반송파대 잡음 전력비(CNR) 및 PSK 신호와 FDM-FM 신호 사이의 정규화 반송파 주파수차를 함수로 하여 나타내었다. 본 연구에서 얻어진 결과는 동일 무선주파수대에 두 신호의 반송파 주파수 확당을 위한 대역폭 및 전력 등을 성하는데 필요한 자료를 제공한다.

ABSTRACT The effect of wideband FDM-FM signal on binary CPSK signal in an interchannel interference environment has been investigated. A general equation of the bit error rate of binary CPSK signal with cochannel and adjacent channel interference from FDM-FM signal has been derived. The numerical results are given in graphs as the functions of carrier to noise ratio (CNR), carrier to interference ratio(CIR) and normalized carrier separation between PSK and FM signals. The results obtained can be used in designing the frequency allocation, bandwidths and powers of PSK and FM signals in same radio frequency (RF) bands.

1. 서 론

同期 PSK(CPSK) 방식에 관해서는 많은 연구가 행해져 왔고, CPSK 방식은 디지탈 정보전송방식중에서도 가장 효율좋은 통신방식의 하나로 각광을 받고 있다. 그러나 그간의 통신수요의 증가와 발전에 따른 전송로의 폭주현상으로 오늘날 회선상호간에는 電磁干渉(EMI ; Electro-Magnetic Interference) 이 심각한 문제로 대두되고 있다.[1]

* 韓国航空大学 電子工学科
Dept. of Electronic Engineering, Hankuk Ariation College, Kyungki-Do, 122 Korea
** 慶熙大学校 工科大学 電子工学科
Dept. of Electronic Engineering, Kyunghi University, Seoul, 132 Korea
*** 韓国航空大学 通信工学科
Dept. of Communication Engineering, Hankuk Aviation College, Kyungki-Do, 12? Korea

論文番号 : 81- 2 (接受 1981. 10. 1.)

상호 電磁干渉영향으로서는 동일회선간섭(cochannel interference)과 인접회선간섭(adjacent channel interference)의 2가지가 있으며 이는 모두 동일 무선주파수대를 이용함에 의해 야기되는 것으로서 주파수의 유효이용이란 면에서 중요한 문제가 아닐 수 없다. 전송로 사이의 상호간섭(mutual interference) 영향에 관해서는 다수의 연구[2][3]가 행해졌으나 현재와 같이 디지탈 및 아나로그 무선통신계가 混在함에 의한 시스템간 상호간섭 환경하에 있어서의 상호간섭영향에 관한 연구는 드물다.[3][4]

본 연구에서는 동일 무선주파수대상에 디지탈 통신계인 PSK 신호와 아나로그 통신계인 FM 신호가 인접하여 할당되었다는 가정하에 FM 신호가 PSK 신호에 미치는 電磁干渉영향에 관하여 조사하고자 한다. FM 신호로서는 正規分布의 주파수 스펙트럼을 갖는 광대역 FDM-FM 신호를 가정했으며 解析대상으로서는 PSK 신호의 受信誤率特性을 취한다. 2相 同期 PSK 신호의 受信誤率(BER : bit error

www.dbpia.co.kr

rate)의 일반식을 유도하여 수치해석 및 검토를 행하고 多相 同期 PSK 신호로의 확장을 논한다.

2. 모델 및 가정

해석모델을 그림 1에 나타낸다. 전송로는 이상적이라 가정하여 PSK 신호는 왜곡(distortion)없이 수신기 前段에 도달하고, 여기에서 定常 白色 가우스잡음(stationary white Gaussian noise)과 간섭 FM 신호 i(t)가 가해진다고 가정한다. 즉, PSK 신호의 受信誤率은 오직 간섭신호와 잡음만의 영향에 의해 일어난다고 한다. PSK 신호의 정보 메세지(message)는 모두 等確率로 발생하며 수신기는 이상적인 대역통과 필터(BPF ; band pass filter)와 위상검파기로(phase comparator)로 구성된다고 가정한다.

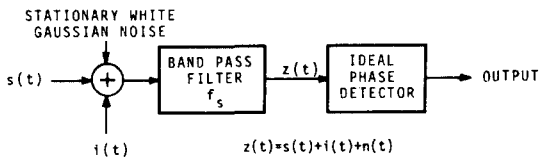

그림 1 CPSK 수신기

CPSK receiver.

그림 2에 고찰하고자 하는 두 신호간의 주파수 배치를 보인다. FM 신호는 PSK 신호에 대해 $f_d(=f_s-f_i,\ f_i$; FM 신호의 중심주파수)만큼 떨어져 인접한다고 한다.

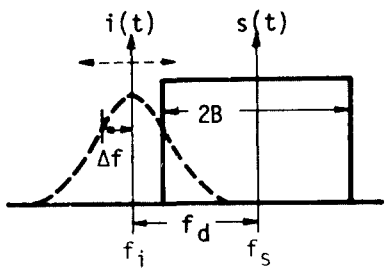

그림 2 주파수 배치도

Frequency arrangement.

2相 PSK 신호 $s(t)$와 FM 신호 $i(t)$는 각각 다음과 같이 나타 내어진다.

$$s(t)=S\cos(\omega_s t+\Phi(t)) \tag{1}$$

$$i(t)=I\cos(\omega_i t+\theta(t)) \tag{2}$$

여기에서 $\Phi(t)$는 신호위상으로서 마아크(mark)또는 스페이스(space)에 대응하여 0 또는 π인 위상값을 가지며, $\theta'(t)$ $(=d\theta/dt)$는 FM 신호의 基底帶域(baseband) 신호이다.

본 논문에서 취급하는 FM 무선통신계는 피변조파의 주파수 스펙트럼이 基底帶域 변조신호의 통계적 성질에 따라 一意的으로 결정되는 準安定狀態(quasi-stationary condition) 下에 있다고 가정한다. 따라서 FDM-FM 신호의 순시주파수 분포 $p(f)$는 평균치(mean) 0, 실효 주파수편이(RMS frequency deviation)가 Δf인 定常低域 가우스過程(stationary low-pass Gaussian process)에 따르게 되므로 FM 신호의 주파수 분포가 다음의 식으로 주어지는 단일 정현파로서의 해석적 취급이 가능하다.

$$p(f)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\Delta f}exp\left[-\frac{(f-f_i)^2}{2\Delta f^2}\right];\ f_i\gg\Delta f \tag{3}$$

그림 2에서 FM 신호가 PSK 수신기의 BPF 의 통과대역내에 들어오면 PSK 신호가 간섭을 받게 되어 검파기에서 誤判이 일어날 수가 있게 된다. 이 경우의 誤率(error rate)을 P_1이라고 하면 P_1은 위에서 말한 단일 정현파의 간섭파 및 잡음과 PSK 신호와의 간섭문제로서 계산된다. 한편, FM 신호가 BPF 의 통과대역외에 있을 경우에도 相加性 협대역 가우스잡음(additive narrowband Gaussian noise) 만에 의한 영향으로 역시 검파기에서 誤判이 일어날 수 있는데 이 때의 誤率을 P_2라 하자. PSK 신호의 수신 平均誤率(average error rate) P_e는 P_1, P_2를 각각의 발생확률(probabilities of occurrence)에 따라 평균함에 의해 얻어진다.

$$P_e=p\cdot P_1+(1-p)P_2 \tag{4}$$

여기에서 p는 FM 신호가 PSK 수신기의 BPF 의 통과대역내에 들어 올 확률로서 다음과 같이 구해진다(그림 2 참조).

$$p=\int_{f_s-B}^{f_s+B}p(f)\,df=\frac{1}{2}\left[erf\left(\frac{F_d+b}{\sqrt{2}}\right)+erf\left(\frac{F_d-b}{\sqrt{2}}\right)\right] \tag{5}$$

단,

$erf(x)=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^x e^{-t^2}dt$; 誤差函数 (error function)

$Fd=\frac{f_d}{\Delta f}$; 정규화 반송파 주파수차

www.dbpia.co.kr

$$b=\frac{B}{\Delta f}$$

$f_d=f_s-f_i$; 반송파 주파수차

3. 同期 PSK 신호의 受信誤率

간섭 FM 신호가 수신기의 BPF 의 통과 대역내에 들어오면 BPF 후단에 있어서의 수신 합성신호 $z(t)$는

$$z(t)=s(t)+i'(t)+n(t) \tag{6}$$

로 주어진다. 여기에서 $i'(t)$, $n(t)$는 각각 간섭파 및 평균치 0, 전력 σ_n^2인 협대역 가우스잡음(narrow-band Gaussian noise)으로서 다음과 같이 표현된다.

$$i'(t)=I\cos(\omega t+\lambda) \tag{7-a}$$

$$n(t)=n_c(t)\cos\omega_s t-n_s(t)\sin\omega_s t \tag{7-b}$$

위식에서 $f(=\omega/2\pi)$는 식(3)의 통계적 성질을 가지며 λ는 $[0,2\pi]$ 사이에서 一様分布(uniform distribution)한다. 또 $n_c(t)$, $n_s(t)$는 신호위상에 대한 同相 (in-phase) 및 直交 (quadrature-phase)인 잡음성분으로서 모두 평균치 0, 분산 σ_n^2인 서로 통계적으로 독립인 定常低域 가우스過程(stationary lowpass Gaussian process)이다.

일반성을 잃지 않는 범위내에서 0 위상의 PSK 신호 ($\Phi(t)=0$)를 가정하면 검파기 입력단의 합성수신신호 $z(t)$는

$$z(t)=S\cos\omega_s t+I\cos(\omega t+\lambda)+n(t) \tag{8}$$

식(8)에 따른 위상검파기 입력의 벡터도 및 판정영역을 그림3에 나타낸다.

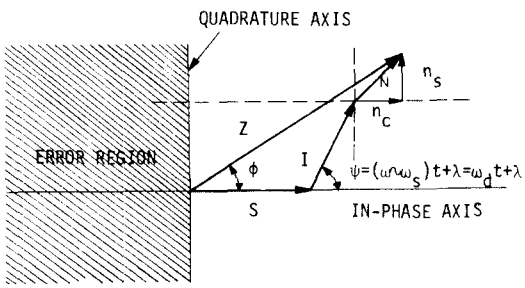

그림3. 위상검파기 입력의 벡터도 및 판정영역
Vector diagram of the input to the phase detector and its decision region.

그림에서 S는 PSK 신호의 진폭, I는 간섭신호인 FM 신호의 진폭, N는 협대역 가우스잡음의 진폭이며 Z는 수신 합성신호의 진폭이다. 또 ϕ는 간섭파의 PSK 신호에 대한 상대위상이며 ϕ는 수신 합성신호의 합성위상으로서 위상검파기는 이 ϕ 위상을 판정하여 송신된 정보를 얻어낸다.

그림3에서 수신 합성신호의 위상각 ϕ가 빗금친 왼쪽 반평면에 들어가면 0 위상인 PSK 신호를 π 위상인 PSK 신호로 誤判하게 된다. 이 때의 誤率 $p[\varepsilon|0]$는 수신 합성벡터의 끝단이 빗금 친 부분안에 놓여질 확률로서 구해진다.

즉,

$$\begin{aligned}p[\varepsilon|0]_\lambda &= P_{rob}[-\infty<n_s<\infty]\cdot P_{rob}[-\infty<n_c<-S-I\cos(\omega_d t+\lambda)]\\ &=\int_{-\infty}^{-S-I\cos(\omega_d t+\lambda)}\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n}exp\left[-\frac{n_c^2}{2\sigma_n^2}\right]dn_c\\ &=\frac{1}{\sqrt{\pi}}\int_{-\infty}^{\frac{-S-I\cos(\omega_d t+\lambda)}{\sqrt{2}\sigma_n}}e^{-t^2}dt\\ &=\frac{1}{2}\left[erfc\frac{\{S+I\cos(\omega_d t+\lambda)\}}{\sqrt{2}\sigma_n}\right]\\ &=\frac{1}{2}[erfc\{\sqrt{\rho}+\sqrt{\xi}\cos(\omega_d t+\lambda)\}]\end{aligned} \tag{9}$$

여기에서 $p[\varepsilon|0]_\lambda$는 λ에 대한 조건부 확률이며

$\rho=\frac{S^2}{2\sigma_n^2}$; 반송파대 잡음 전력비(CNR)

$\xi=\frac{I^2}{2\sigma_n^2}$; 간섭파대 잡음 전력비(INR)

$$erfc(x)=1-erf(x)=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_x^\infty e^{-t^2}dt$$

$p[\varepsilon|0]$는 다음과 같이 식(9)의 $p[\varepsilon|0]_\lambda$를 모든 λ에 관해 평균을 취하여 구할 수 있다.

$$p[\varepsilon|0]=\frac{1}{2}E[erfc\{\sqrt{\rho}+\sqrt{\xi}\cos(\omega_d t+\lambda)\}]_\lambda \tag{10}$$

위식에서 $erfc[u+v]$는

$$erfc[u+v]=erfc(u)+\frac{2}{\sqrt{\pi}}exp(-u^2)\sum_{l=1}^{\infty}(-1)^l\cdot H_{l-1}(u)\frac{v^l}{l!} \tag{11}$$

과 같이 전개되며 위 식의 급수는 $u+v\geq 0$인 모든 u, v 값에 대해 수렴한다. 여기에서 $H_n(x)$는 n 차의 Hermite 다항식을 나타낸다. 따라서 식(11)에 따라 식(10)을 전개하면

www.dbpia.co.kr

$$p[\varepsilon|0]=\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\rho})+\frac{2}{\sqrt{\pi}}exp(-\rho)\sum_{l=1}^{\infty}(-1)^{l}\cdot H_{l-1}(\sqrt{\rho})\frac{1}{l!}\left(\sqrt{\frac{\rho}{\gamma}}\right)^{l}\cdot E[\cos^{l}(\omega_d t+\lambda)]_{\lambda} \tag{12}$$

단, $\gamma=\frac{S^2}{I^2}$; 반송파대 간섭파 전력비(CIR)

다음으로 다음의 관계

$$\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\sin^n x dx=\int_0^{2\pi}\cos^n x\,dx=\begin{cases}0 & ;n=1,3,5,\cdots\cdots\\ \dfrac{n!}{2^n\left(\frac{1}{2}n\right)!\left(\frac{1}{2}n\right)!} & ;n=0,2,4,\cdots\cdots\end{cases} \tag{13}$$

를 이용하여 식(12)중의 $E[\cdot]$항을 계산하면

$$E\left|\cos^{l}(\omega_d t+\lambda)\right|=\int_0^{2\pi}\cos^{l}(\omega_d t+\lambda)p(\lambda)d\alpha=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\cos^{l}(\omega_d t+\lambda)d\lambda=\begin{cases}0 & ;l=1,3,5,\cdots\\ \dfrac{l!}{2^{l}\left(\frac{1}{2}l\right)!\left(\frac{1}{2}l\right)!} & ;l=0,2,4,\cdots\end{cases} \tag{14}$$

이 되어 $p[\varepsilon|0]$은 다음과 같이 된다.

$$p[\varepsilon|0]=\frac{1}{2}\left|erfc(\sqrt{\rho})+\frac{2}{\sqrt{\pi}}exp(-\rho)\sum_{l=1}^{\infty}H_{2l-1}(\sqrt{\rho})\frac{1}{2^{2l}l!\,l!}\left(\frac{\rho}{\gamma}\right)^{l}\right| \tag{15}$$

식(15)의 급수가 수렴하기 위해서는 모든 λ값에 관해

$$\sqrt{\rho}+\sqrt{\xi}\cos(\omega_s t+\lambda)\geq 0 \tag{16}$$

인 조건을 만족해야 하므로

$$\sqrt{\rho}\geq\sqrt{\xi}\ \text{또는}\ \sqrt{\gamma}=\frac{S}{I}\geq 1 \tag{17}$$

임을 알 수 있다. 이는 정규화 간섭파 진폭의 크기가 정규화 희망신호의 진폭의 크기 보다 커서는 안됨을 의미하며 식(15)는 반송파대 간섭파 전력비(CIR ; carrier to interferer power ratio) γ 가 0dB 이상에서 성립함을 나타낸다.

π위상의 신호에 대한 $p[\varepsilon|\pi]$도 0 위상의 신호에 대한 $p[\varepsilon|0]$와 동일하게 구해진다. $[0,\pi]$의 두 정보 신호가 동등확률로 보내어지고 있으므로 2相 同期 PSK 방식의 誤率 P_1은 결과적으로 식(15)가 된다.

FM 신호로 부터 간섭이 없을 경우의 誤率을 P_2라 하면 P_2는 식(15)에서 $\xi\left(=\frac{\rho}{\gamma}\right)=0$로 놓아

$$P_2=\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\rho}) \tag{18}$$

로 구해지는데 이는 가우스잡음의 영향만에 의한 誤率이다. 따라서 식(5),(15) 및 (18)을 식(4)에 대입하면 FM 신호로 부터 간섭을 받고 있는 2相 同期 PSK의 비트 誤率(BER ; bit error rate)는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_e=p\cdot P_1+(1-p)P_2=\frac{1}{2}erfc(\sqrt{\rho})+\frac{1}{2}\left|erfc\left(\frac{F_d-b}{\sqrt{2}}\right)-erfc\left(\frac{F_d+b}{\sqrt{2}}\right)\right|\cdot\left|\frac{1}{\pi}exp(-\rho)\sum_{l=1}^{\infty}H_{2l-1}(\sqrt{\rho})\frac{1}{2^{2l}l!\,l!}\left(\frac{\rho}{\gamma}\right)^{l}\right| \tag{19}$$

식(19)에서 정규화 반송파 주파수차 F_d가 0인 경우는 同一채널 간섭파를 의미한다. 따라서 식(19)는 FM 신호로 부터의 同一채널 또는 隣接채널 간섭의 존재하의 2相 同期 PSK 방식의 BER의 일반식을 나타낸다.

P_e에 대한 수치해석으로서 $b=3$, 정규화 주파수차가 $F_d=0,3,6,7$ 및 8인 경우에 대하여 그림 4에 나타냈다.

多相(M-ary) 同期 PSK 방식으로의 확대[11]는 수식적

$$\text{CIR(M-ary)}=\text{CIR(binary)}-20\log_{10}\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)$$

에 대해 다음과 같은 관계식에 의해 구할 수 있다.

$$P_e(M)\Big|_{\text{CNR}}=2P_e(\text{binary})\Big|_{\text{CNR}+20\log_{10}\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)}$$

실례를 든다면 2相 PSK(BPSK)의 誤率곡선의 4相(QPSK)으로의 확대는 CIR(M=2)+3dB에 대해 횡좌표의 CNR을 새로히 CNR(M=2)+3dB인 값으로 해석 읽어 2배하면 된다. 즉, QPSK로의 확대일 경우는 그림 4에서 CIR, CNR 값만을 각각 현재의 값에다 3dB 더한 값으로 해 주면 그래프를 그대로 이용할 수 있다.

www.dbpia.co.kr

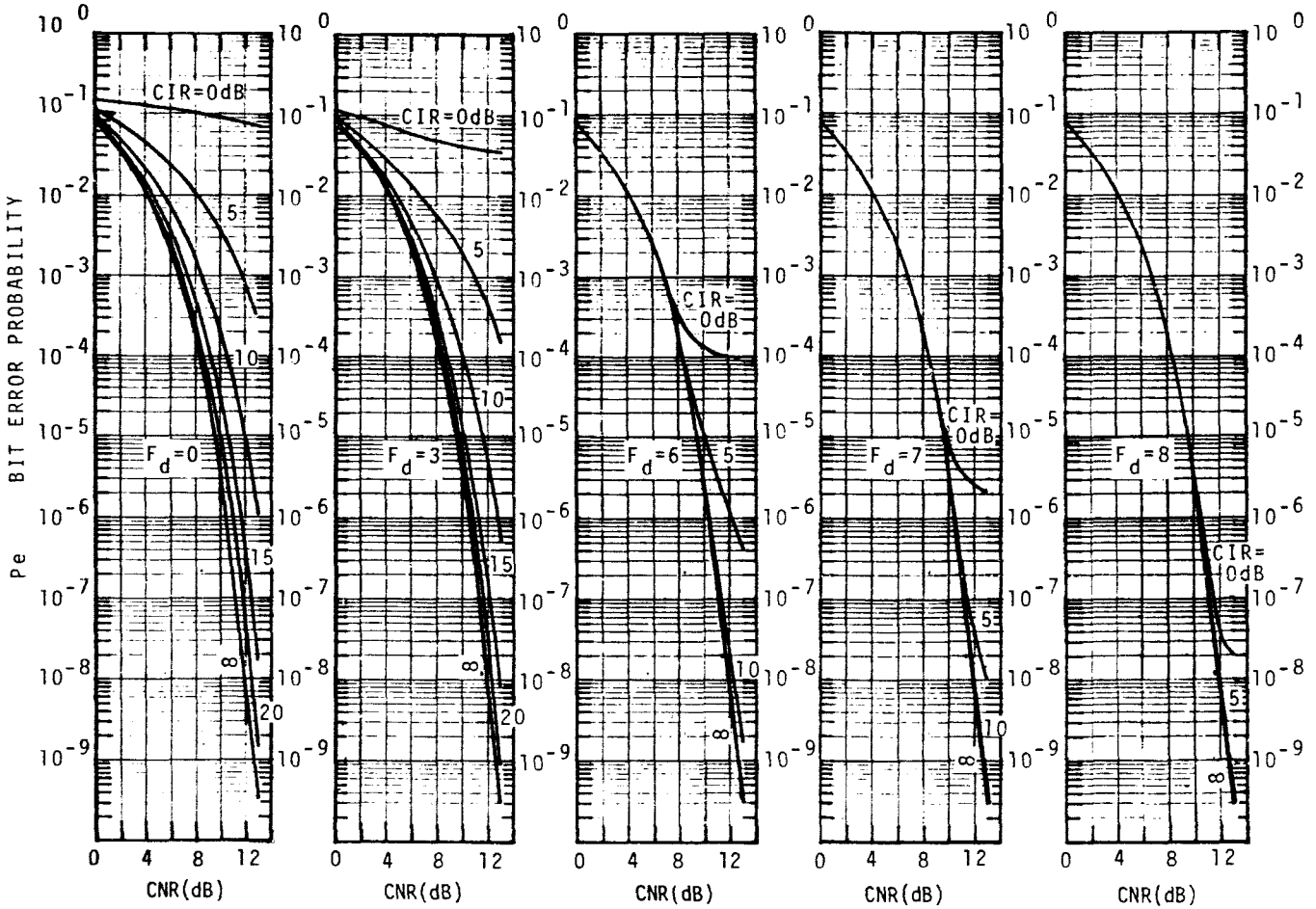

그림 4 FM 신호간섭에 의한 2相 同期 PSK 시스템의 誤率 특성
Error rates for binary CPSK system with interfering FM signal.

www.dbpia.co.kr

4. 결 론

본 논문에서는 채널간 간섭환경하에서 FDM-FM 신호가 2相 同期 PSK 신호에 미치는 영향에 관하여 해석했다. BER을 구하기 위한 일반식을 유도하고 수치해석을 보인후 多相 同期 PSK 방식에로의 확대를 꾀했다. 수치해석 결과로서는 정규화 반송파 주파수차 F_d가 크면 클수록 誤率이 적어짐을 알 수 있었고 $F_d \geq 6$인 경우에는 誤率이 CIR에 그다지 의존하지 않음을 알 수 있었는데 이는 誤率이 다만 가우스잡음만에 의해 일어나기 때문이다. 同一채널 간섭인 경우($F_d=0$)의 誤率은 Rosenbaum[2]의 결과와도 잘 일치함을 알 수 있었다.

본 논문에서 구해진 결과는 간섭상황하의 채널 할당 등에 있어서 반송파 주파수, 대역폭 및 전력등을 정함에 있어 유용한 자료를 제공한다.

參 考 文 獻

(1) K. Feher, Digital modulation techniques in an interference environment, vol. 9 of EMC Encyclopedia. Germantown, Marvland:Don White Consultants, 1977.

(2) A. S. Rosenbaum, "PSK error performance with Gaussian noise and interference," Bell Syst. Tech. J., vol. 48, No. 2, pp. 413~442, Feb. 1969.

(3) V. K. Prabhu, "Error rate considerations for coherent phase-shift keyed systems with co-channel interference," Bell Syst. Tech. J., vol. 48, No. 3, pp. 743~767, Mar. 1969.

(4) J. Dodo and H. Kirematsu, "Interference problems of digital (PSK) and FM radio relay system," FUJITSU Scientific & Tech. J., pp. 43~65, Mar. 1973.

(5) 水野俊夫, 平田康夫, 森永規彦, 滑川敏彦, "PSK波に 対する FDM-FM 波の 信号干渉," 日本電子通信学会 研究会資料 CS73-130, 1974年 1月.

李 亨 宰(Hyung Jae LEE) 正会員
1933年 3月20日生
1958年 3月：韓国航空大学 電子工学科 卒業
1961年 3月：漢陽大学校工科大学電気工学科卒業
1972年 2月：漢陽大学校大学院修了
1964年10月：韓国航空大学助教授
1971年 7月：韓国航空大学副教授
1978年 1月：韓国航空大学 教授

李 大 寧(Dae Young LEE) 正会員
1968年 9月~1970年 3月：캘리포니아州立大学院（工学碩士）
1976年 9月~1979年 9月：延世大学校大学院電子工学科（工学博士）
1971年 9月：慶熙大学校工科大学電子工学科助教授
1977年 3月：慶熙大学校工科大学電子工学科副教授
韓国情報科学会 理事

趙 成 俊(Sung Joon CHO) 正会員
1946年 1月 9日生
1965年 4月~1969年 2月：韓国航空大学通信工学科卒業（工学士）
1973年 4月~1975年 2月：漢陽大学校大学院（通信専攻）卒業（工学碩士）
1977年 4月~1981年 3月：日本大阪大学大学院通信工学科（工学博士）
1969年 4月~1972年 7月：海軍技術（通信）將校
1972年 8月~現在：韓国航空大学通信工学科助教授
本 学会 総務理事, 編集委員長

www.dbpia.co.kr