

論 文

아나로그 주파수변조 (FM) 무선통신 시스템에 미치는
디지털 위상변조 (PSK) 무선통신 시스템의 간섭영향

正會員 趙 成 俊*

Effects of Radio Interference from Digital Phase Modulation (PSK) System on Analog Frequency Modulation (FM) System

Sung Joon CHO*, Regular Member

요 약 아나로그 무선통신계와 디지털 무선통신계가 각기 동일 무선주파수대의 인접 주파수를 사용함에 의한 통신방식간 간섭이 존재하는 경우에 이들 두 무선통신계가 공존하기 위한 최적조건을 구할 것을 목적으로 하여 디지털계의 대표적 방식인 위상변조 (PSK) 무선신호가 아나로그계의 대표적 방식인 주파수변조 (FM) 무선신호에 미치는 통신방식간 간섭 (동일 채널 간섭 및 인접 채널 간섭)의 영향을 해석했다. 해석방법으로서는 가우스성 잡음과 간섭신호에 의해 점파기의 출력단에 나타나는 출력기전대역 간섭잡음 (output baseband interference noise)의 근사식을 유도하여 FM 신호의 최고 채널 (top channel)에서의 신호 대 간섭잡음 전력비 (SNR; Signal-to-Noise Ratio)의 수치계산을 행했다. 얻어진 결과는 반송파 대 간섭파 전력비 (CIR; Carrier-to-Interferer Ratio), 반송파 대 잡음 전력비 (CNR; Carrier-to-Noise Ratio) 및 정규화 반송파 주파수차 (normalized carrier frequency separation)의 함수로서 그래프로 나타냈고 각각에 대한 검토를 행했다. 본 연구의 결과로부터 디지털 PSK 채널에 의한 통신방식간 간섭을 받는 아나로그 FM 채널에 대한 최적 또는 적당한 운용조건 (주파수 간격, 대역폭, 전력 등)의 예측이 가능하다.

ABSTRACT This paper has investigated and discussed the effects of multiple PSK signals upon an wideband FM signal in an intersystem interference environment between analog and digital radios. Using the derived approximate equation for the output baseband interference noise, the signal-to-interference noise power ratio (SNR) in the top channel baseband signal has been numerically calculated. The results are plotted in graphs as the functions of carrier-to-noise ratio (CNR), carrier-to-interferer power ratio (CIR), and normalized carrier separation. From the results in this paper, one can know some optimum or suitable operating conditions (frequency allocation, bandwidth, and power, etc.) for an FM channel in the intersystem interferences from digital PSK channels.

1. 서 론

1.1 연구배경

현재 통신수요의 급격한 증대와 다양화에 부

응하여 위성통신망 및 지상 무선통신망이 팽폭할 만큼 발전하여 가고 있고 통신방식으로서도 디지털 방식이 주축 도입되고 있다. 이와 같이, 아나로그 방식이 주축인 현존의 무선통신망에 디지털 회선의 착실한 증가로 말미암아 최근에는 아나로그 통신계와 디지털 통신계가 서로 혼재하는 상태로 많이 이용되고 있는 실정이어서 현실로서의 아나로그 무선계와 디지털 무선계 사이

* 韓國航空大學通信工學科
Dept. of Telecommunication Engineering, Hankuk Aviation College, Seoul 122 Korea
論文番號 : 83-11 (接受 1983. 5. 10)

에 부진수파수 간섭(RFI: Radio Frequency Interference)이 심각한 문제가 아닐 수 없다.

종래로부터도 무선통신계에 있어서도 무선수파수 스펙트럼의 유효이용이란 관점에서 전자간섭(EMI: Electromagnetic Interference)문제가 중요시되어 왔지만, 오늘날과 같은 아나로그-디지털의 공존이라는 양립성을 위하여 제작자의 통신계 소유의 특징을 갖는 동진방식 상호간의 간섭(서스벤전 간섭)의 모델화 및 영향의 평가와 제거가 더욱 중요하고 필요하다 하지 않을 수 없다.

현재로서, 대역폭과 신호 대 잡음비(SNR: Signal-to-Noise Ratio)와의 사이에 유효한 교환경(trade-off)이 있어 주파수변조(FM: Frequency Modulation)통신시스템이 아나로그 무선계에 작수종을 이루고 있으며 디지털 무선계에서는 오히려 특성이 좋은 위상변조(PSK: Phase Shift Keying)통신 시스템이 주종을 이루고 있다.

이제껏 각도변조(angle modulation)방식간의 상호간섭문제는 다수 연구^{(1)~(6)}되었지만 대개가 아나로그 방식간(FDM-FM)만의 간섭문제였다. 디지털PSK와 FM중계 무선계 간의 간섭에 대한 해석을 Dodo등⁷이 행한 바 있으나 수신기의 내부잡음의 영향을 고려하지 않았다.

1.2 연구목적

본 연구에서는 수신기 등의 내부잡음의 영향을 고려하여 통신방식간 간섭이 존재하는 경우에 아나로그 무선통신계와 디지털 무선통신계가 공존하기 위한 최적조건을 구할 것을 목적으로 하여 디지털계인 위상변조(PSK) 무선신호가 아나로그계인 주파수변조(FM) 무선신호에 미치는 통신방식간 간섭(동일 채널 간섭 및 인접 채널간

섭)의 영향을 해석하여 주파수변조 무선신호의 최적 또는 적당한 운용조건(주파수 간격, 대역폭, 전력 등)을 얻어내고자 한다. 본 연구에 있어서 평가기준으로서는 신호 대 잡음비(SNR: Signal-to-Noise Ratio)를 채용하기로 한다.

1.3 연구내용 및 방법

해석에 있어서 FM신호가 복수개의 PSK 신호와 동일 무선수파수대역에 인접하여 위치하고 있을 경우를 가정하여 복수개의 PSK 신호가 FM신호에 미치는 영향을 살펴본다. 여기에서 취급하는 FM계로서는 유한한 기저대역(baseband) 사이에 균등(uniform)한 스펙트럼 분포를 갖는 랜덤잡음신호(random noise signal)에 의해 변조된 광대역FM(wideband FM)신호를 생각하여, 그의 무선수파수 전력 스펙트럼 밀도 분포로서 가우시안(Gaussian)을 가정한다. 해석방법으로서는 잡음과 간섭신호에 의해 검파기의 출력단에 나타나는 출력 기저대역 간섭잡음(output baseband interference noise)의 근사식을 유도하여 FM신호의 최고 채널(top channel)에서의 신호 대 간섭잡음 전력비(SNR)의 수치계산을 행한다. 얻어진 결과는 반송파 대 간섭파 전력비(CIR: Carrier-to-Interferer Ratio), 반송파 대 잡음 전력비(CNR: Carrier-to-Noise Ratio) 및 정규화 반송파 주파수지(normalized carrier frequency separation)의 함수로서 그래프로 나타내고 각각에 대한 검토를 행한다.

2. 간섭영향의 해석

2.1 해석 모델

해석 모델을 그림 1에 나타낸다. 이상적인 전송모형을 가정하여, FM 신호는 왜(distortion)없이

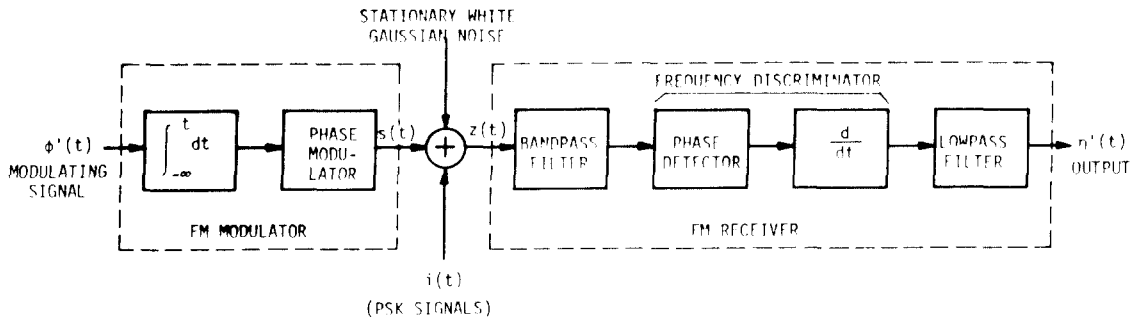


그림 1 FM 통신시스템
An FM communication system.

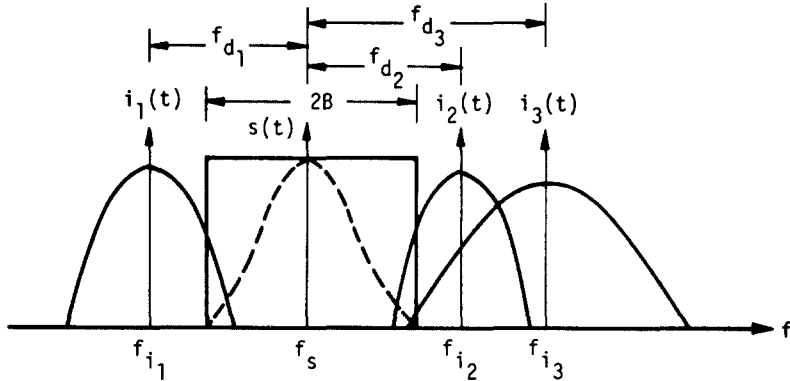


그림 2 신호 주파수의 배치도.
Frequency arrangement.

FM수신기의 전단(front end)에 도달된다고 한다. 여기에서 정상 백색 가우스성 잡음(stationary white Gaussian noise)과 ν 개의 발생원으로부터의 ν 개의 PSK간섭파(interferer)가 가해진다. FM수신기는 이상적인 대역통과 필터(BPF; Band Pass Filter)와 이상적인 FM검파기에 의해 구성된다고 가정한다. BPF의 대역폭은 충분히 넓어 희망하는 FM신호에 왜를 일으키지 않는다고 가정한다.

2.2 신호 주파수의 배치

그림 2에 고찰하고자 하는 주파수 배치를 나타냈다. 다치PSK신호는 FM신호 $s(t)$ 로부터 f_{d_k} ($=f_{i_k} - f_s, k=1, 2, \dots, \nu$)씩 떨어져 위치한다. 여기에서 취급하는 FDM-FM신호는 광대역FM(wideband FM)신호라 가정하여 그의 기저대역신호(baseband signal)로서 이상적으로 대역제한된 랜덤 신호(random signal)를 생각한다.

희망FM신호 $s(t)$ 와 k 번째의 PSK간섭파 $i_k(t)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$s(t) = \text{Re}\{S \exp j\{\omega_s t + \phi(t)\}\} \quad (1)$$

$$i_k(t) = \text{Re}\{I_k u_k(t) \exp j\{\omega_{i_k} t + \mu_k\}\}, \quad 1 \leq k \leq \nu \quad (2)$$

여기에서 S 는 희망FM신호의 진폭, $I_k u_k(t)$ 는 k 번째의 PSK간섭파의 복소포락선, $f_s (= \omega_s / 2\pi)$ 와 $f_{i_k} (= \omega_{i_k} / 2\pi)$ 는 각각의 반송파 주파수이고 $d\phi(t)/dt$ 는 FM변조신호(modulation signal)로서 대역제한된 평균치(mean) 0, 평균전력(mean power) Δf^2 인 정상 가우스 랜덤 과정(stationary Gaussian random process)이라고 가정한다. ν 개의 PSK간섭파는 ν 개의 간섭원으로부터 발생하므로 ν 개의 PSK간섭파는 서로 독립적이고 μ_k 는 $[0, 2\pi]$ 사이에서 균등하게 분포(uniform distribution)한다고 생각한다.

2.3 신호와 잡음 및 간섭파의 위상관계

BPF에의 합성입력은

$$\begin{aligned} z(t) &= s(t) + i(t) + n(t) \\ &= \text{Re}\{S \exp j\{\omega_s t + \phi(t)\}\} + n(t) + \sum_{k=1}^{\nu} \text{Re}\{I_k u_k(t) \exp j\{\omega_{i_k} t + \mu_k\}\} \\ &= \text{Re}\{G(t) \exp j\{\omega_s t + \phi(t) + \theta(t)\}\} \\ &\quad + \sum_{k=1}^{\nu} I_k u_k(t) \exp j\{\omega_{i_k} t + \mu_k\} \end{aligned} \quad (3)$$

여기에서 $n(t)$ 는 BPF의 출력잡음과 등가인 협대역 가우스성 잡음(narrowband Gaussian noise)으로서 다음과 같이 표현된다.

$$n(t) = n_c(t) \cos \omega_s t - n_s(t) \sin \omega_s t \quad (4)$$

$n_c(t)$ 와 $n_s(t)$ 는 평균치(mean) 0, 전력(variance) σ_n^2 의 통계적으로 독립인 정상저역 가우스 랜덤 과정(stationary lowpass Gaussian random process)이다. 신호와 잡음 및 간섭파의 위상도를 그림 3

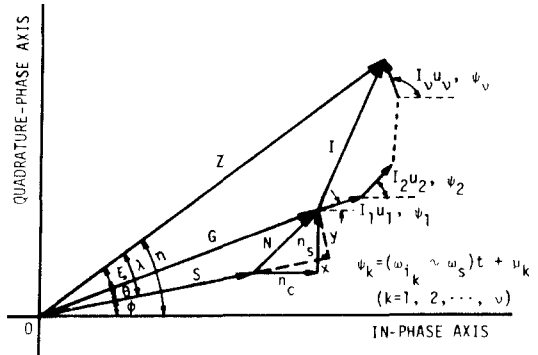


그림 3 수신기 입력에 있어서의 위상도
Phasor diagram of the input to the FM receiver.

에 나타낸다. 그림 3에서 x 가 신호 벡터 (phasor), $S e^{j\phi}$ 에 대한 잡음의 동상 성분 (in-phase component), y 는 직교 성분 (quadrature component)이다. 포선선 $G(t)$ 는 다음과 같다.

$$G(t) = \sqrt{[S+x(t)]^2 + [y(t)]^2} \quad (5)$$

마찬가지로, 위상 θ 는

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{S+x(t)} \quad (6)$$

FM제가 높은 입력반송파 대 잡음전력비 (CNR; Carrier-to-Noise power Ratio)하에서 운용된다면 대개의 경우 $|x(t)| \ll S$, $|y(t)| \ll S$ 가 된다. 이러한 가정과 작은 각 θ 에 대한 근사식 $\tan \theta \approx \theta$ 를 이용하면

$$\theta(t) \approx \frac{y(t)}{S} \quad (7-a)$$

$$G(t) \approx S + y(t) \quad (7-b)$$

단, ¹⁸⁾

$$y(t) = n_s(t) \cos \phi(t) - n_c(t) \sin \phi(t) \quad (8)$$

따라서 $z(t)$ 는 근사적으로

$$\begin{aligned} z(t) &= \text{Re} \left\{ G(t) \exp j \left\{ \omega_s t + \phi(t) + \frac{y(t)}{S} \right\} \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=1}^{\nu} I_k u_k(t) \exp j \{ \omega_{i_k} t + \mu_k \} \right\} \\ &= \text{Re} \left\{ G(t) a(t) \exp j \{ \omega_s t + \phi(t) + \frac{y(t)}{S} \right. \\ &\quad \left. + \xi(t) \} \right\} \quad (9) \end{aligned}$$

단,

$$\begin{aligned} a(t) e^{j\xi(t)} &= 1 + \sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k}{G(t)} u_k(t) \exp j \\ &\quad \left\{ \omega_{i_k} t - \phi(t) - \frac{y(t)}{S} + \mu_k \right\}, \quad (10-a) \\ \omega_{i_k} &= \omega_{i_k} - \omega_s \quad (10-b) \end{aligned}$$

그리고 $z(t)$ 는 다음과 같은 순시위상 $\eta(t)$ 를 갖는다.

$$\eta(t) = \phi(t) + \frac{y(t)}{S} + \xi(t) = \phi(t) + \lambda(t) \quad (11)$$

식(11)에서 간섭파와 잡음의 영향은 여분의 각도 $\lambda(t)$ 에 의해 주어짐을 알 수 있다.

식(10)으로부터

$$\begin{aligned} \xi(t) &= \text{Im} \left(\log_e \left[1 + \sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k}{G(t)} u_k(t) \exp j \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \left\{ \omega_{i_k} t - \phi(t) - \frac{y(t)}{S} + \mu_k \right\} \right] \right) \quad (12) \end{aligned}$$

여기서 Im은 허수부 (imaginary part)를 나타낸다.

간섭파의 총합이 $G(t)$ 에 비해 작을 때에는 다음의 관계에 의해

$$\log_e (1+P) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+1}}{m} P^m, \quad |P| < 1 \quad (13)$$

$\xi(t)$ 는 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \xi(t) &= \text{Im} \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+1}}{m} \left(\sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k}{G(t)} u_k(t) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \exp j \left\{ \omega_{i_k} t - \phi(t) - \frac{y(t)}{S} + \mu_k \right\} \right)^m \right\} \quad (14) \end{aligned}$$

실제적으로는 보다 작은 진폭의 간섭파가 중요하므로 본 연구에서의 해석은 소신호 간섭에 한정한다. 따라서 간섭신호가 희망신호보다 매우 작을 경우에는 간섭영향으로서 식(14)중에서 첫 번째 항에 꽤 기인하여

$$\begin{aligned} \xi(t) &= \text{Im} \left\{ \sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k}{G(t)} u_k(t) \exp j \left\{ \omega_{i_k} t - \phi(t) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{y(t)}{S} + \mu_k \right\} \right\} \\ &= \sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k}{G(t)} u_k(t) \sin \{ \omega_{i_k} t \} \{ q_k(t) \} \\ &= \sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k}{j2G(t)} [u_k(t) \exp \{ j\omega_{i_k} t \} \\ &\quad \exp \{ jq_k(t) \} - u_k^*(t) \exp \{ -j\omega_{i_k} t \} \\ &\quad \exp \{ -jq_k(t) \}] \quad (15) \end{aligned}$$

가 된다. 여기에서 *는 공액복소수 (complex conjugate)이고

$$q_k(t) = - \left[\omega_s t + \phi(t) + \frac{y(t)}{S} - \mu_k \right] \quad (16)$$

이다.

3. 신호 대 간섭잡음비 (SNR)

3.1 합성파 (신호 + 잡음 + 간섭파) 출력위상의 자기상관함수

복조된 간섭의 기저대역 전력 스펙트럼 (baseband power spectrum)은 FM수신기의 BPF에 의한 대역제한을 고려하여 $\eta(t)$ 의 자기상관함수 (autocorrelation function)로부터 구해진다. 出力 $\eta(t)$ 의 자기상관함수는 식(11)로부터

$$\begin{aligned} R_{\eta}(\tau) &= \langle [\phi(t) + \frac{y(t)}{S} + \xi(t)] [\phi(t+\tau) \\ &\quad + \frac{y(t+\tau)}{S} + \xi(t+\tau)] \rangle \\ &= \langle \phi(t) \phi(t+\tau) \rangle + \frac{1}{S^2} \langle y(t) y(t+\tau) \rangle \end{aligned}$$

$$+ \langle \xi(t)\xi(t+\tau) \rangle \\ = R_\phi(\tau) + \frac{1}{S^2} R_y(\tau) + R_\xi(\tau) \quad (17)$$

단, $\langle \cdot \rangle$ 는 집합평균(ensemble average)을 나타낸다.

식(17)에서는 μ_k 의 통계적 독립인 성질에 따라 μ_k 에 관한 $\xi(t)$ $\xi(t+\tau)$ 의 평균(averaging)에 의해 모든 상호적(cross product)항은 없어졌다. 여기에서 $R_y(\tau)$ 와 $R_\xi(\tau)$ 가 각각 잡음 및 간섭의 영향에 의한 항들이다.

식(8)로부터

$$R_y(\tau) = R_{n_s}(\tau) \langle \cos[\phi(t) - \phi(t+\tau)] \rangle \quad (18)$$

여기에서 $R_{n_s}(\tau)$ 는 $n_s(t)$ 의 자기상관함수이다. $\phi(t)$ 는 평균치 0인 가우스 과정(Gaussian process)

^(9, p. 167)으로서

$$\langle \cos[\phi(t) - \phi(t+\tau)] \rangle = \exp[-\{R_\phi(0) - R_\phi(\tau)\}] \triangleq R_s(\tau) \quad (19)$$

단, $R_\phi(0)$, $R_\phi(\tau)$ 는 $\phi(t)$ 의 평균치 및 자기상관함수이다.

그리고 전력 스펙트럼(power spectrum) $W_y(f)$ 는 식(18)로부터

$$W_y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{n_s}(\tau) R_s(\tau) \exp(-2\pi f\tau) d\tau \\ = W_{n_s}(f) \otimes W_s(f) \quad (20)$$

여기에서 \otimes 는 상승적분(convolution integral)을 나타낸다. 광대역FM신호($R_\phi(0) \gg 1$)의 경우에는 $W_s(f)$ 가 근사적^(9, p. 169)으로

$$W_s(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \Delta f} \exp\left(-\frac{f^2}{2\Delta f^2}\right) \quad (21)$$

으로 주어진다. 여기에서 Δf 는 희망신호인 FD M-FM신호의 실효 주파수 편이이다.

대역제한된 백색 가우스성 잡음(white Gaussian noise) $W_{n_s}(f)$ 는

$$W_{n_s}(f) = \begin{cases} \frac{N_0}{2} & |f| \leq B \\ 0 & \text{그외} \end{cases} \quad (22)$$

와 같이 주어진다. 여기에서 $N_0/2$ 는 $n(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도(power spectral density)이다. 따라서 광대역FM에 대한 $W_y(f)$ 는 근사적으로 다음과 같이 된다.

$$W_y(f) = \int_{-B}^B W_s(f) W_{n_s}(f-\zeta) d\zeta \\ \approx \frac{N_0}{2} \left[\text{erf}\left(\frac{B}{\sqrt{2} \Delta f}\right) \right] \quad (23)$$

단,

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$$

식(15)로부터 $\xi(t)$ 의 자기상관함수 $R_\xi(\tau)$ 는

$$R_\xi(\tau) = \langle \xi(t)\xi(t+\tau) \rangle \\ \approx \sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k^2}{4S^2} \left[R_{ik}^*(\tau) \exp\{-j\omega_{d_k}\tau\} \right. \\ \left. \langle \exp[-j\{\phi(t) - \phi(t+\tau)\}] \rangle \right. \\ \left. \langle \exp\left[-\frac{j}{S}\{y(t) - y(t+\tau)\}\right] \right. \\ \left. + R_{ik}(\tau) \exp\{j\omega_{d_k}\tau\} \langle \exp\{j\{\phi(t) - \phi(t+\tau)\}\} \rangle \langle \exp\left[\frac{j}{S}\{y(t) - y(t+\tau)\}\right] \right] \quad (24)$$

여기에서 $R_{ik}(\tau)$ 는 $\mu_k(t)$ 의 자기상관함수로서 다음과 같이 정의된다.

$$R_{ik}(\tau) = \langle u_k^*(t) u_k(t+\tau) \rangle, \quad (25-a)$$

$$R_{ik}^*(\tau) = \langle u_k(t) u_k^*(t+\tau) \rangle \quad (25-b)$$

식(24)에 있어서

$$\langle \exp\{j\{\phi(t) - \phi(t+\tau)\}\} \rangle = \exp[-\{R_\phi(0) - R_\phi(\tau)\}] \triangleq R_s(\tau), \quad (26-a)$$

$$\langle \exp[-j\{\phi(t) - \phi(t+\tau)\}] \rangle \triangleq R_s^*(\tau) \quad (26-b)$$

가 성립하며, $y(t)$ 도 가우스 과정(Gaussian process)이므로 마찬가지로

$$\langle \exp\left[\frac{j}{S}\{y(t) - y(t+\tau)\}\right] \rangle = \exp\left[-\frac{1}{S^2} \{R_y(0) - R_y(\tau)\}\right] \triangleq R_n(\tau), \quad (27-a)$$

$$\langle \exp\left[-\frac{j}{S}\{y(t) - y(t+\tau)\}\right] \rangle \triangleq R_n^*(\tau) \quad (27-b)$$

가 된다. 식(27)에서 R_n 을 무한급수로 전개하면

$$R_n(\tau) = \exp\left\{-\frac{1}{S^2} R_y(0)\right\} \left\{1 + \frac{R_y(\tau)}{S^2} + \frac{R_y(\tau)^2}{2S^4} + \dots\right\} \quad (28)$$

과 같이 되고 $|R_y(\tau)| < R_y(0) \ll S^2$ 을 고려하면 다음과 같이 최초의 2항만을 취할 수 있다.

$$R_n(\tau) \approx \exp\left\{-\frac{1}{S^2} R_y(0)\right\} \left\{1 + \frac{R_y(\tau)}{S^2}\right\} \quad (29)$$

식(25)로부터 식(29)까지를 이용하여

$$R_\xi(\tau) \approx \sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k^2}{4S^2} [R_{ik}^*(\tau) R_s^*(\tau) R_n^*(\tau) \exp\{-j\omega_{d_k}\tau + R_{ik}(\tau) R_s(\tau) R_n(\tau) \exp\{j\omega_{d_k}\tau\}] \quad (30)$$

를 얻는다. 다음의 관계

$$\int_{-\infty}^{\infty} R_{ik}(\tau) R_s(\tau) R_n(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau$$

$$= W_{ik}(f) \otimes W_s(f) \otimes W_n(f) \quad (31)$$

를 이용하면 기저대역 간섭(baseband interference)의 출력전력 스펙트럼(output power spectrum) $W_z(f)$ 는 식(30)으로부터 다음과 같이 희망신호, 잡음 및 간섭파의 각각의 전력 스펙트럼의 상층(convolution)에 의해 계산된다.

$$W_z(f) \approx \sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k^2}{4S^2} (W_{ik}(f-f_{d_k}) \otimes W_n(f) \otimes W_s(f) + W_{ik}(-f-f_{d_k}) \otimes W_n(-f) \otimes W_s(-f)) \quad (32)$$

여기에서 $W_s(f)$, $W_{ik}(f)$ 는 각각 $s(t)$ 와 $i_k(t)$ 의 정규화된 등가 지역 전력 스펙트럼(equivalent lowpass power spectrum)을, $W_n(f)$ 는 $y(t)$ 의 등가 지역 전력 스펙트럼을 나타낸다. $W_{ik}(f)$ 는

$$W_{ik}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{ik}(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (33)$$

에 의해 구해진다. 여기에서 $R_{ik}(\tau)$ 는 식(25)와 같다. 식(2)의 $u_k(t)$ 는

$$u_k(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_k(x) v_k(t-x) dx \quad (34)$$

와 같이 주어진다. $h(t)$ 는 PSK송신기 필터의 등가지역 임펄스 응답(impulse response)이고, $v_k(t)$ 는 PSK신호의 복소 포락선으로서

$$v_k(t) = \exp[j\psi_k(t)] \quad (35)$$

로 표시된다.

따라서^(10, p. 78)

$$R_{ik}(\tau) = \langle u_k^*(t) u_k(t+\tau) \rangle$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_k^*(x) h_k(y) R_{v_k}(\tau+x-y) dx dy \quad (36)$$

여기에서 $R_{v_k}(\tau)$ 는 $v_k(t)$ 의 자기상관함수로서 $R_{v_k}(\tau) = \langle v_k(t) v_k(t+\tau) \rangle$ 이다.

식(36)의 푸우리에 변환(Fourier transform)을 취하면

$$W_{ik}(f) = \left[\int_{-\infty}^{\infty} h_k^*(x) e^{j2\pi f x} dx \right] \left[\int_{-\infty}^{\infty} h_k(y) e^{-j2\pi f y} dy \right] W_{v_k}(f)$$

$$= |H_k(f)|^2 W_{v_k}(f) \quad (37)$$

단, $W_{v_k}(f)$ 는 $v_k(t)$ 의 전력 스펙트럼이다. 디지털 변조 피변조 신호[2상(binary), 4상(quaternary), 8상(octonary)]의 전력 스펙트럼 밀도(power spectral density) $W_{v_k}(f)$ 는 문헌(11)에 의하면 다음과 같다.

$$W_{v_k}(f) = T_k \left[\frac{\sin \pi f T_k}{\pi f T_k} \right]^2 \quad (38)$$

단, $T_k = 1/f_{ck}$, f_{ck} : 심볼 주파수(symbol rate) 식(37)에서 PSK송신기 필터로서 버터워스 필터(Butterworth filter)를 생각할 경우, L 단 버터워스 필터의 진폭특성은 다음과 같다^(10, p. 69).

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{\frac{B_{PSK}}{2}} \right)^{2L}} \quad (39)$$

단, L 은 필터의 단수, B_{PSK} 는 필터의 3dB대역폭을 나타낸다.

식(29)로부터

$$W_n(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_n(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau$$

$$\approx \exp\left\{-\frac{1}{S^2} R_v(0)\right\} \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 + \frac{R_v(\tau)}{S^2}\right] \exp(-j2\pi f\tau) d\tau$$

$$= \exp\left\{-\frac{1}{S^2} R_v(0)\right\} \left[\delta(f) + \frac{1}{S^2} W_v(f) \right] \quad (40)$$

또 식(18)과 식(22)로부터

$$R_v(0) = R_{v_k}(0)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} W_{v_k}(f) df$$

$$= N_0 B$$

$$= \sigma_n^2 \quad (41)$$

이 얻어진다. 그리고 식(23), 식(40) 및 식(41)로부터 $W_n(f)$ 는

$$W_n(f) \approx \exp\left\{-\frac{\sigma_n^2}{S^2}\right\} \left[\delta(f) + \frac{1}{S^2} W_v(f) \right]$$

$$= \exp\left\{-\frac{\sigma_n^2}{S^2}\right\} \left[\delta(f) + \frac{\sigma_n^2}{2BS^2} \operatorname{erf}\left(\frac{B}{\sqrt{2}\Delta f}\right) \right] \quad (42)$$

가 된다. 식(37)에서 $|H(f)|^2 = A(f)$ 라 놓고 식(42)을 이용하면 식(32)는 다음과 같이 된다.

$$W_z(f) \approx \sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k^2}{4S^2} (A_k(f-f_{d_k}) W_{v_k}(f-f_{d_k}) \otimes \exp\left\{-\frac{\sigma_n^2}{S^2}\right\} \left[\delta(f) + \frac{\sigma_n^2}{2BS^2} \operatorname{erf}\left(\frac{B}{\sqrt{2}\Delta f}\right) \right] \otimes W_s(f) + A_k(-f-f_{d_k}) W_{v_k}(-f-f_{d_k}) \otimes \exp\left\{-\frac{\sigma_n^2}{S^2}\right\} \left[\delta(f) + \frac{\sigma_n^2}{2BS^2} \operatorname{erf}\left(\frac{B}{\sqrt{2}\Delta f}\right) \right] \otimes W_s(f))$$

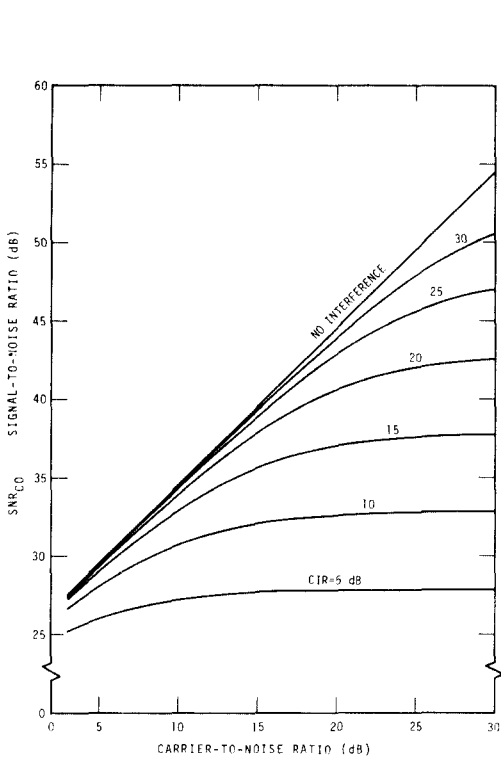
$$\begin{aligned} & \left[\delta(-f) + \frac{\sigma_n^2}{2BS^2} \operatorname{erf}\left(\frac{B}{\sqrt{2}\Delta f}\right) \right] \otimes W_s(f) \\ &= \sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k^2}{4S^2} \exp\left\{-\frac{\sigma_n^2}{S^2}\right\} \left[1 + \frac{\sigma_n^2}{2BS^2} \right. \\ & \quad \left. \operatorname{erf}\left(\frac{B}{\sqrt{2}\Delta f}\right) \right] \int_{-B}^B [\Lambda_k(f-f_{d_k}-p) \\ & \quad W_{v_s}(f-f_{d_k}-p)W_s(p) + \Lambda_k(-f-f_{d_k}+p) \\ & \quad W_{v_s}(-f-f_{d_k}+p)W_s(-p)] dp \quad (43) \end{aligned}$$

여기에서 FM수신기의 BPF에 의한 대역제한은 주파수 적분에 고려했다.

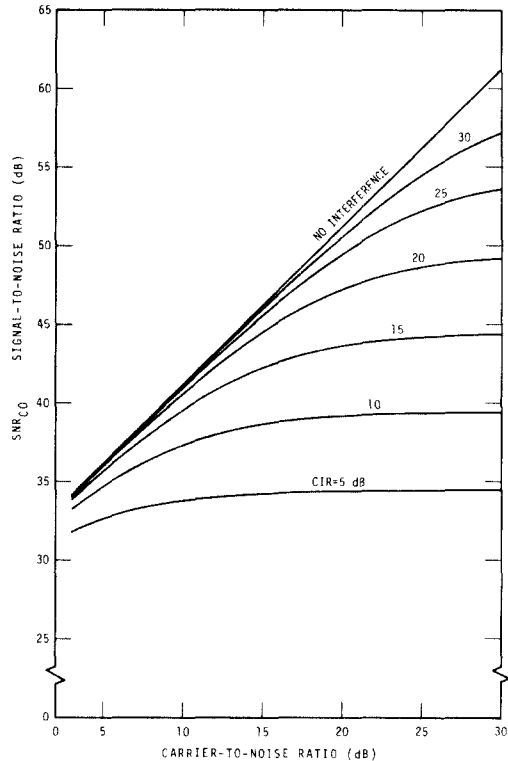
3.2 기저대역 간섭잡음 전력 스펙트럼 밀도

위상 검파기 출력에 있어서 기저대역 간섭잡음 전력 스펙트럼 밀도 (baseband interference noise power spectral density) $W_\lambda(f)$ 는 식(17), 식(23), 식(41)과 식(43)에 의해

$$\begin{aligned} W_\lambda(f) &= \frac{1}{S^2} W_y(f) + W_e(f) \\ &\approx \frac{\sigma_n^2}{2BS^2} \operatorname{erf}\left(\frac{B}{\sqrt{2}\Delta f}\right) \\ & \quad + \sum_{k=1}^{\nu} \frac{I_k^2}{4S^2} \exp\left\{-\frac{\sigma_n^2}{S^2}\right\} \left[1 + \frac{1}{2B} \frac{\sigma_n^2}{S^2} \right. \\ & \quad \left. \operatorname{erf}\left(\frac{B}{\sqrt{2}\Delta f}\right) \right] \int_{-B}^B [\Lambda_k(f-f_{d_k}-p) \\ & \quad W_{v_s}(f-f_{d_k}-p)W_s(p) + \Lambda_k(-f-f_{d_k}+p) \\ & \quad W_{v_s}(-f-f_{d_k}+p)W_s(-p)] dp \\ &= \frac{1}{4B\alpha} \operatorname{erf}\left(\frac{B}{\sqrt{2}\Delta f}\right) \\ & \quad + \sum_{k=1}^{\nu} \frac{1}{4\gamma_k} \exp\left\{-\frac{1}{2\alpha}\right\} \left[1 + \frac{1}{4B\alpha} \right. \\ & \quad \left. \operatorname{erf}\left(\frac{B}{\sqrt{2}\Delta f}\right) \right] \int_{-B}^B [\Lambda_k(f-f_{d_k}-p) \end{aligned}$$



(a) $\Delta f = 3\text{MHz}$



(b) $\Delta f = 5\text{MHz}$

그림 4 1파(波) 또는 2파(波)의 PSK 신호로부터 동일 채널 간섭을 받을 경우의 최고 채널 FDM 신호에 대한 신호 대 간섭잡음 전력비 ($B/\Delta f=3$, $B_{PCM1,2}=2B$ 일 때)

Signal-to-interference noise power ratios in the top channel FDM signal with cochannel interference from one- or two-PSK signals when $B/\Delta f=3$, and $B_{PCM1,2}=2B$.

$$W_{rx}(f-f_{dk}-p)W_s(p)+A_k(-f-f_{dk}+p)W_{rx}(-f-f_{dk}+p)W_s(-p)]dp \quad (44)$$

와 같이 구해진다. 여기서

$\alpha = S^2/2\sigma_n^2$: 반송파 대 잡음전력비 (CNR)

$\gamma_k = S^2/I_k^2$: 반송파 대 간섭파 전력비 (CIR)

이다.

3.3 기저대역 FM출력신호 대 간섭잡음 전력비

f 를 중심으로 하는 전화 채널 (telephone channel)에 의한 기저대역 FM출력신호 대 간섭잡음 전력비 (SNR: Signal-to-interference Noise power Ratio) [엠퍼시스 (emphasis)가 없을 경우]는 다음

과 같이 주어진다¹⁶⁾.

$$\frac{S}{N} = \frac{\Delta f^2}{(f_h - f_l) f^2 W_\lambda(f)} \quad (45)$$

만,

f : 기저대역 주파수 (baseband frequency)

Δf : FM신호의 실효 주파수 편이

f_h : 최고 채널 주파수 (highest channel frequency)

f_l : 최저 채널 주파수 (lowest channel frequency)

식(45)에서 f^2 는 FM감파에 의한 때문이다. 즉, 순시주파수의 전력 스펙트럼은 순시위상의 전력

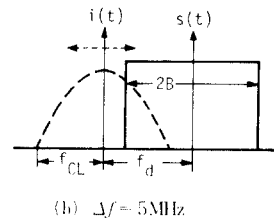
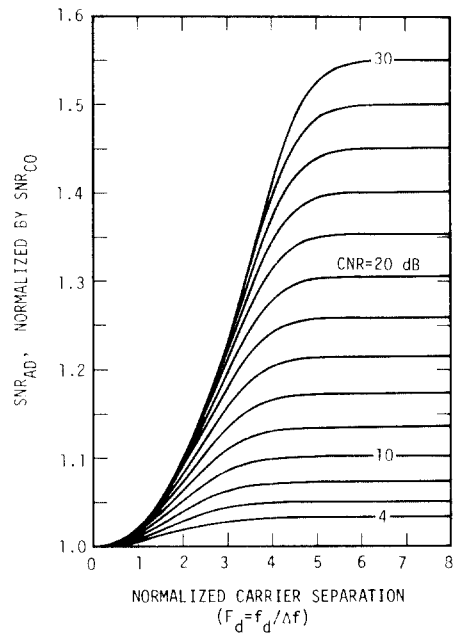
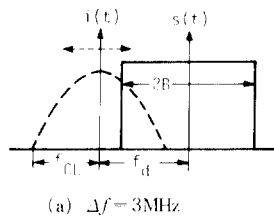
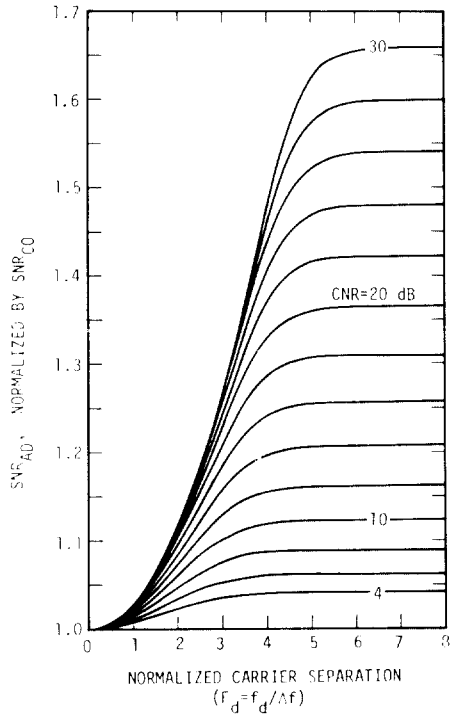
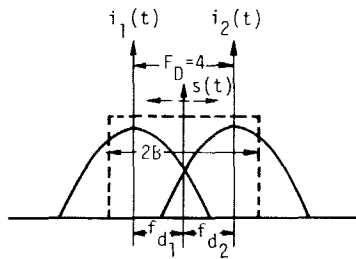
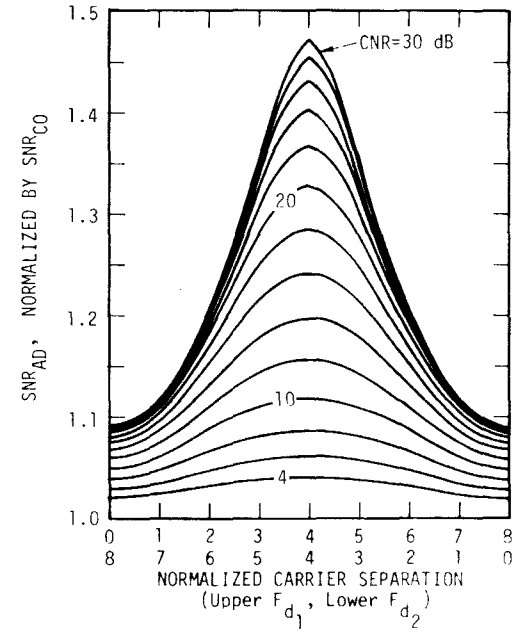
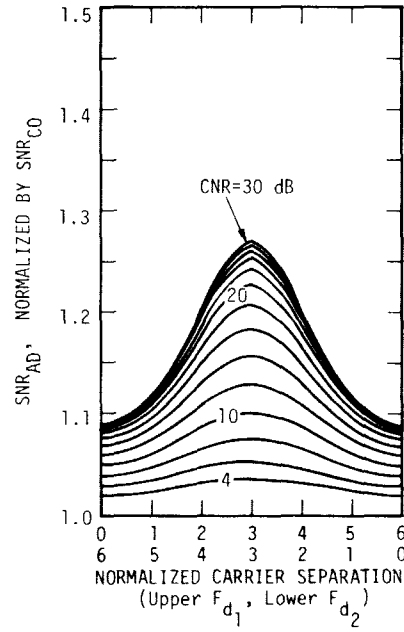
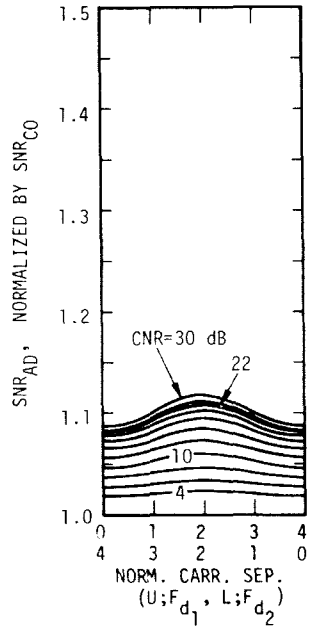
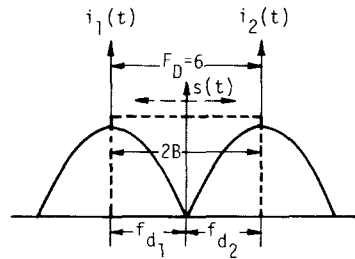


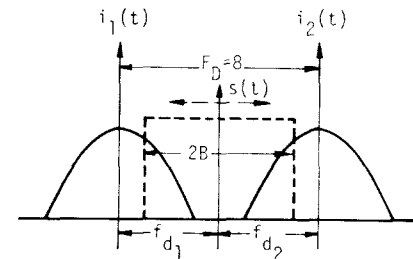
그림 5 1차(波)의 PSK 신호로부터 인접 채널 간섭을 받을 경우의 최고 채널 FDM신호에 대한 신호 대 간섭잡음 전력비 ($B/\Delta f=3$, $B_{psk}=2B$, $S^2/I^2=10\text{dB}$ 인 때) Signal-to-interference noise power ratios in the top channel FDM signal with adjacent channel interference from one-PSK signal when $B/\Delta f=3$, $B_{psk}=2B$, and S^2/I^2 is 10dB.



(a) When F_D=4.
(F_D=F_{d1}+F_{d2})



(b) When F_D=6.
(F_D=F_{d1}+F_{d2})



(c) When F_D=8.
(F_D=F_{d1}+F_{d2})

(a) Δf=3MHz

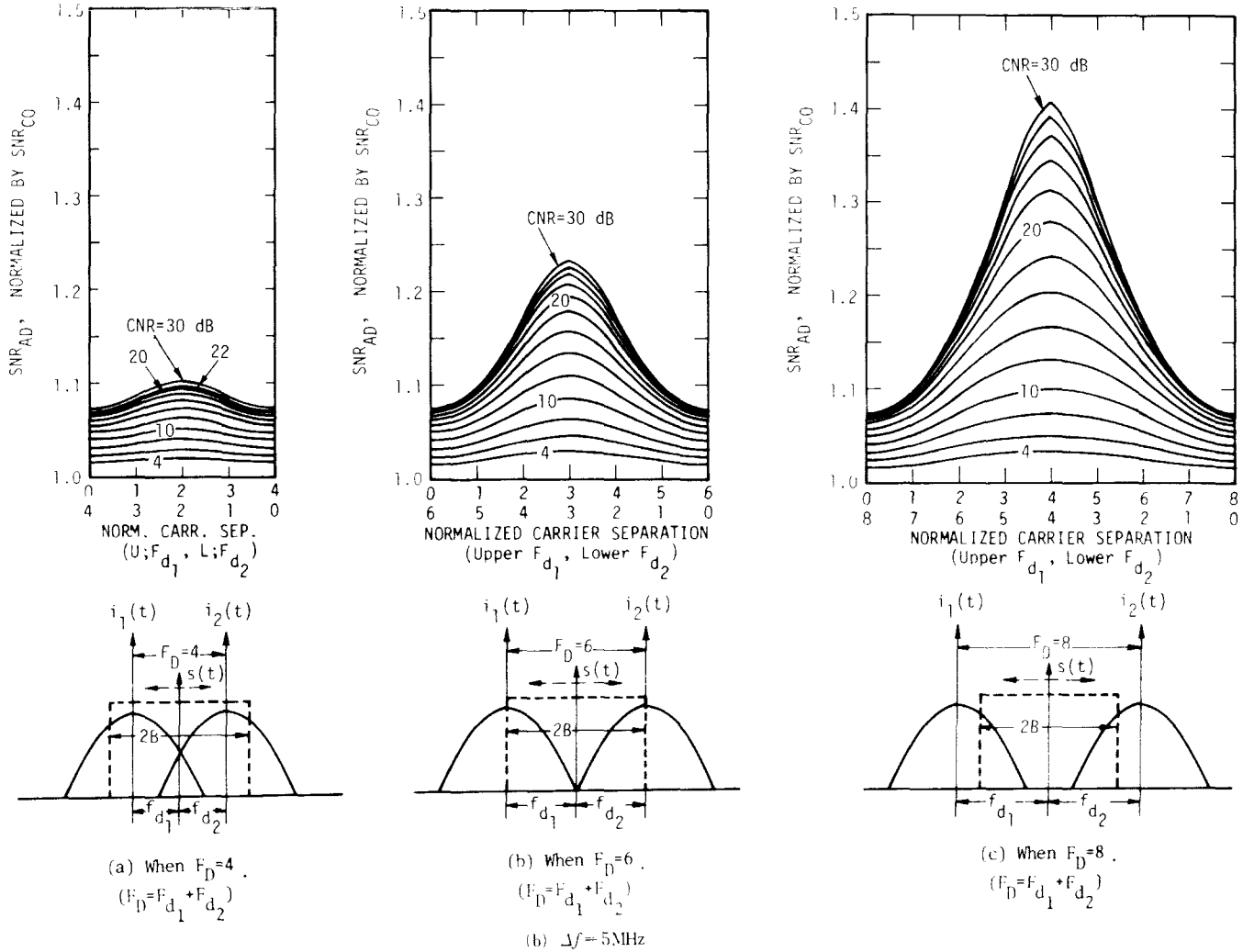


그림 6 F_D 를 일정하게 잡았을 때, 2파(波)의 PSK 신호로부터 인접 채널 간섭을 받은 경우의 최고 채널 FDM 신호에 대한 신호 대 간섭잡음 전력비 ($B/\Delta f=3$, $B_{PCM1,2}=2B$, $\gamma_1=\gamma_2$, $S^2/(I_1^2+I_2^2)=10\text{dB}$ 일 때)

Signal-to-interference noise power ratios in the top channel FDM signal with adjacent channel interference from two-PSK signals for the given F_D when $B/\Delta f=3$, $B_{PCM1,2}=2B$, $\gamma_1=\gamma_2$, and $S^2/(I_1^2+I_2^2)$ is 10dB

스펙트럼의 f^2 배가 되기 때문이다. 식(45)로부터 SNR은 항상 최고 기저대역 주파수(채널)에서 가장 낮아짐을 알 수 있다.

4. 수치계산 및 검토

4.1 계산결과의 도시

잡음과 다치(multi-phase)의 PSK신호로부터 동일 채널(cochannel) 또는 인접채널(adjacent channel)간섭을 받는 FM신호의 최고 기저대역 채널(top baseband channel)에서의 신호 대 간섭잡음 전력비(SNR)를 어느 정도 높은 변조지수($\Delta f/f_c > 2$)에 대하여 수치계산을 행했다. 여기에서 동일 채널 간섭으로서는 인접 채널 간섭의 특별한 예($f_{dc} = 0$)로서 PSK신호의 주 로우브(main lobe)의 스펙트럼이 모두 FM수신기의 입력 대역 필터(BPF)의 통과대역 내에 포함되는 경우를 뜻한다. 또 실효 변조지수(rms modulation index)로서는 최고 변조 주파수에 대한 실효 주파수편이의 비를 취했다.

12kHz로부터 1052kHz(전화 약260채널)까지로 대역제한된 기저대역(baseband)신호에 의해 변조된 $\Delta f = 3\text{MHz}$, 5MHz 인 FM신호에 대하여 $B/\Delta f = 3$, $B_{PSK} = 2B$ 인 경우의 결과를 그림 4~6에 나타냈다. 여기에서 PSK송신기 필터로서 5단 버터워즈 필터(5th-order Butterworth filter), $B_{PSK} = 2f_{CL}$ (f_{CL} : PSK신호의 심볼 주파수)를 가정했다.

그림 4는 1파(波) 또는 2파(波)의 PSK간섭 원으로부터의 동일 채널 간섭(cochannel interference)에 의한 신호 대 간섭잡음비(SNR_{co})이다. 여기에서 2파(波)의 PSK간섭의 경우에는 간섭파의 전 순시전력이 1파(波)의 PSK간섭의 경우와 같고, 2간섭파에 균등히 전력이 배분되었다고 가정했다. 반송파 대 간섭파 전력비(CIR; Carrier-to-Interferer power Ratio)가 10dB일 때, 인접 채널 간섭(adjacent channel interference)에 의한 신호 대 간섭 잡음비를 동일 채널 간섭시의 신호 대 간섭 잡음비(SNR_{co})에 의해 정규화시켜 그림 5에 나타냈다.

4.2 결과에 대한 검토

그림 4에서 Δf 가 크면 클수록 SNR이 크게 됨을 알 수 있고 또 각각의 CIR치에 대한 SNR은 $\Delta f = 5\text{MHz}$ 의 경우가 $\Delta f = 3\text{MHz}$ 의 경우보다 6.6 dB정도 높아짐을 알 수 있다. 그림 5로부터는 반송파주파수의 차가 크게 됨에 따라서 당연히 SNR_{AD}가 높아짐과, 정규화 주파수차(normalized carrier separation) $F_d (= f_d/\Delta f)$ 가 $F_d \geq 6$ 인 경

우에는 SNR_{AD}가 F_d 에 관계없이 가우스성 잡음(Gaussian noise) 또는 수신기잡음만에 의해, 어느 일정치에 가까와짐을 알 수 있다. 동일전력($I_1^2 = I_2^2$) 및 동일 심볼 주파수($f_{CL1} = f_{CL2} = f_{CL}$)의 두 PSK간섭파의 반송파 주파수차를 $F_d + F_d$, $= 4, 6, 8$ 로 일정하게 고정하고, 그의 주파수 범위 내에서 FM채널의 반송파 주파수의 위치를 움직일 경우, CIR=10dB일 때의 SNR은 그림 6과 같이 변화한다. 여기에서 두 PSK간섭의 경우의 전 간섭과 전력은 하나의 PSK간섭의 경우의 전 간섭과 전력과 같다. SNR_{AD}의 계산에 있어서는 $B_{PSK} = 2f_{CL}$ 인 5단 버터워즈 필터에 의해 26 dB정도의 2차 부 로우브(side lobe)감쇄가 얻어지므로 주 로우브(main lobe)에 의한 영향만을 고려했다. 그림 6에서 SNR은 각각의 경우에 대하여 중심점에서 최대치가 됨을 알 수 있다. 따라서 광대역FDM-FM신호가 그의 반송파 주파수의 양측의 동일전력을 갖는 두 PSK신호로부터 동시에 간섭을 받을 경우에는 FM채널의 반송파 주파수를 두 PSK간섭파의 반송파 주파수 사이의 중심점에 둘 때에 신호 대 간섭잡음비(SNR)가 높아짐을 알 수 있다.

5. 결론

본 연구에서는 아나로그 시스템과 디지털 시스템과의 사이에 통신방식간 간섭이 존재하는 상태에서 FM신호가 복수개의 PSK신호와 동일무선 주파수대에서 인접하여 위치하고 있을 경우를 가정하여 복수개의 PSK신호가 광대역FDM-FM신호에 미치는 영향을 해석하고 검토를 행했다. 해석으로서는 우선 출력기 저대역 간섭잡음(output baseband interference noise)의 근사식을 도출하여 FDM신호의 최고 채널에서의 신호 대 간섭잡음 전력비(SNR)를 수치계산했다. 얻어진 결과를 CIR, CNR과 정규화 반송파 주파수차의 함수로서 그림으로 나타내고 검토를 행했다.

본 연구의 결과로부터 디지털PSK채널에 의한 통신방식간 간섭을 받을 경우의 아나로그FM 채널에 대한 최적 운용조건(주파수 할당, 대역폭, 전력 등)이 예측된다. 본 연구의 장래의 목적은 통신방식간 간섭이 존재하는 환경하에서 아나로그 무선계와 디지털 무선계와의 공존을 위한 최적의 조건을 구함에 있다. 이를 위해 PSK신호에 대한 FM신호의 영향에 관해서는 기하 해석하여, PSK채널을 위한 최적조건을 구했다^{02~03}. 따라서 아나로그 시스템과 디지털 시스템의 공

존을 생각할 경우에 필요한 실제적인 최적조건은 이들 두 시스템 간의 타협(compromise)에 의해 구해질 수 있다 하겠다.

부 록

$R_{ik}(\tau)$ 의 유도

식(15)에서

$$\xi(t) = \sum_{k=1}^N \xi_k(t)$$

라 놓으면 자기상관함수 $\xi_k(t)$ 의 (k, n) 번째 항은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} R_{k,n}(\tau) &= \langle \xi_k(t) \xi_n(t+\tau) \rangle \\ &= \left\langle \frac{I_k}{j2G(t)} [u_k(t) \exp\{j\omega_{i,k} t\} \exp\{jq_k(t)\} - u_k^*(t) \exp\{-j\omega_{i,k} t\} \exp\{-jq_k(t)\}] \frac{I_n}{j2G(t)} [u_n(t+\tau) \exp\{j\omega_{i,n}(t+\tau)\} \exp\{jq_n(t+\tau)\} - u_n^*(t+\tau) \exp\{-j\omega_{i,n}(t+\tau)\} \exp\{-jq_n(t+\tau)\}] \right\rangle \\ &= -\frac{I_k I_n}{4G(t)^2} [\langle u_k(t) u_n(t+\tau) \exp\{j\omega_{i,k} t\} \exp\{j\omega_{i,n}(t+\tau)\} \exp\{jq_k(t)\} \exp\{jq_n(t+\tau)\} \rangle \\ &\quad - \langle u_k(t) u_n^*(t+\tau) \exp\{j\omega_{i,k} t\} \exp\{-j\omega_{i,n}(t+\tau)\} \exp\{jq_k(t)\} \exp\{-jq_n(t+\tau)\} \rangle \\ &\quad - \langle u_k^*(t) u_n(t+\tau) \exp\{-j\omega_{i,k} t\} \exp\{j\omega_{i,n}(t+\tau)\} \exp\{-jq_k(t)\} \exp\{jq_n(t+\tau)\} \rangle \\ &\quad + \langle u_k^*(t) u_n^*(t+\tau) \exp\{-j\omega_{i,k} t\} \exp\{-j\omega_{i,n}(t+\tau)\} \exp\{-jq_k(t)\} \exp\{-jq_n(t+\tau)\} \rangle] \quad (A \cdot 1) \end{aligned}$$

위 식에서 $k \neq n$ 이면 $R_{k,n}(\tau) = 0$ 이 되며 $k = n$ 일 때는 $\langle \exp\{jn\omega_{i,k} t\} \rangle = 0$ 이므로 처음의 항과 끝의 항이 없어진다.

따라서 식(A·1)은 다음과 같이 간단히 된다.

$$\begin{aligned} R_{k,k}(\tau) &= \frac{I_k^2}{4G(t)^2} [\langle u_k(t) u_k^*(t+\tau) \exp\{-j\omega_{i,k} \tau\} \exp\{jq_k(t)\} \exp\{-jq_k(t+\tau)\} \rangle \\ &\quad + \langle u_k^*(t) u_k(t+\tau) \exp\{j\omega_{i,k} \tau\} \exp\{-jq_k(t)\} \exp\{jq_k(t+\tau)\} \rangle] \\ &\simeq \frac{I_k^2}{4S^2} [R_{ik}^*(\tau) \exp\{-j\omega_{i,k} \tau\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\langle \exp\{jq_k(t)\} \exp\{-jq_k(t+\tau)\} \rangle \\ &+ R_{ik}(\tau) \exp\{j\omega_{i,k} \tau\} \langle \exp\{-jq_k(t)\} \exp\{jq_k(t+\tau)\} \rangle] \quad (A \cdot 2) \end{aligned}$$

만,

$$\langle u_k(t) u_k^*(t+\tau) \rangle = R_{ik}^*(\tau)$$

$$\langle u_k^*(t) u_k(t+\tau) \rangle = R_{ik}(\tau)$$

고런데 식(16)에서

$$q_k(t) = - \left\{ \omega_{s,k} t + \phi(t) + \frac{y(t)}{S} - \mu_k \right\}$$

이므로

$$\begin{aligned} &\langle \exp\{jq_k(t)\} \exp\{-jq_k(t+\tau)\} \rangle \\ &= \langle \exp\{-j\omega_{s,k} t\} \exp\{-j\phi(t)\} \exp\left\{-j\frac{y(t)}{S}\right\} \exp\{j\mu_k\} \exp\{j\omega_{s,k}(t+\tau)\} \exp\{j\phi(t+\tau)\} \exp\left\{j\frac{y(t+\tau)}{S}\right\} \exp\{-j\mu_k\} \rangle \\ &= \exp\{j\omega_{s,k} \tau\} \langle \exp[-j\{\phi(t) - \phi(t+\tau)\}] \rangle \\ &\quad \langle \exp\left[-\frac{j}{S}\{y(t) - y(t+\tau)\}\right] \rangle \quad (A \cdot 3) \end{aligned}$$

가 되며 마찬가지로

$$\begin{aligned} &\langle \exp\{-jq_k(t)\} \exp\{jq_k(t+\tau)\} \rangle \\ &= \exp\{-j\omega_{s,k} \tau\} \langle \exp\{j\{\phi(t) - \phi(t+\tau)\}\} \rangle \\ &\quad \langle \exp\left[\frac{j}{S}\{y(t) - y(t+\tau)\}\right] \rangle \quad (A \cdot 4) \end{aligned}$$

따라서 식(A·2)~식(A·4)로부터 다음과 같이 본문의 식(24)가 얻어진다.

$$\begin{aligned} R_{ik}(\tau) &= \sum_{k=1}^N \frac{I_k^2}{4S^2} \left[R_{ik}^*(\tau) \exp\{-j\omega_{i,k} \tau\} \langle \exp[-j\{\phi(t) - \phi(t+\tau)\}] \rangle \right. \\ &\quad \langle \exp\left[-\frac{j}{S}\{y(t) - y(t+\tau)\}\right] \rangle \\ &\quad + R_{ik}(\tau) \exp\{j\omega_{i,k} \tau\} \langle \exp\{j\{\phi(t) - \phi(t+\tau)\}\} \rangle \\ &\quad \left. \langle \exp\left[\frac{j}{S}\{y(t) - y(t+\tau)\}\right] \rangle \right] \end{aligned}$$

———— 감사의 말씀 ————

본 연구는 한국과학재단으로부터 1982년도 연구비를 지원받아 행한 것입니다. 연구비를 지원해 주신 한국과학재단에 깊은 감사를 드립니다.

또한 본 연구에 있어 여러 가지로 지도를 하여 주신 일본 大阪大學 통신공학과의 滑川敏彦교수님과 森永規彦교수님에게 깊은 감사의 뜻을 표하는 바입니다.

참 고 문 헌

- (1) R. Hamer, "Radio-frequency interference in multichannel telephony FM radio systems," Proc. Inst. Elec. Eng., vol. 108B, pp. 75-89, Jan. 1961.
- (2) V. K. Prabhu and L. H. Enloe, "Interchannel interference considerations in angle-modulated systems," Bell Syst. Tech. J., vol. 48, pp. 2333-2358, Sept. 1969.
- (3) M. C. Jeruchim, "Interference in angle-modulated systems with predetection filtering," IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-19, pp. 723-726, Oct. 1971.
- (4) B. A. Pontano, J. C. Fuenzalida and N. K. M. Chitre, "Interference into angle-modulated systems carrying multichannel telephony signals," IEEE Trans. Commun., vol. COM-21, pp. 714-727, June 1973.
- (5) E. K. Koh and O. Shimbo, "Computation of interference into angle-modulated systems carrying multichannel telephone signals," IEEE Trans. Commun., vol. COM-24, pp. 259-263, Feb. 1976.
- (6) M. C. Jeruchim, "A survey of interference problems and applications to geostationary satellite networks," Proc. IEEE, vol. 65, pp. 317-331, Mar. 1977.
- (7) J. Dodo and H. Kurematsu, "Interference problems of digital (PSK) and FM radio relay system," FUJITSU Sci. Tech. J., vol. 9, no. 1, pp. 43-65, Mar. 1973.
- (8) S. O. Rice, "Noise in FM receivers," in Time Series Analysis, ed. M. Rosenblatt, New York: Wiley, 1963, ch. 25, pp. 395-422.
- (9) M. Schwartz, W. R. Bennett and S. Stein, "Communication systems and techniques," New York: McGraw-Hill, 1966.
- (10) A. B. Carlson, "Communication systems," 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1975.
- (11) B. Glance, "Power spectra of multilevel digital phase-modulated signals," Bell Syst. Tech. J., vol. 50, no. 9, pp. 2857-2878, Nov. 1971.
- (12) 趙成俊, "아나로그 및 디지털無線通信시스템간의 干涉影響 - PSK信號에 미치는 FM信號의 干涉 -" 大韓電子工學會誌, 第15卷第6號, pp. 29-34, 1978年12月.
- (13) S. J. Cho, N. Morinaga and T. Namekawa, "Effects of intersystem radio interference from wideband FM signals on PSK signal," Trans. IECE (Japan), vol. E63, pp. 31-38, Jan. 1980.



趙成俊 (Sung Joon CHO) 正會員
 韓國航空大學 通信工學科 卒業 (工學士)
 漢陽大學校 大學院 (通信專攻) 修了 (工學碩士)
 大阪大學 大學院 (通信工學) 修了 (工學博士)
 現在, 韓國航空大學通信工學科誦教授,
 本學會常任理事, 編輯委員長
 IEEE會員, 日本電子通信學會, TV學會會員, 日本ITU協會會員