

간섭과 잡음이 존재하는 Hard-Limiting 위성채널 상에서의 DS-BPSK 신호의 오율 특성

신 동 일\*, 김 언 곤\*\*, 조 성 준\*\*\*

\*, \*\*\* 한국항공대학 통신정보공학과 \*\* 삼성반도체통신(주)

Error Rate Performance of DS-BPSK Signal through a Hard-Limiting Satellite Channel in the Presence of Interference and Noise

Dong Il Shin,\* Eon Gon Kim,\*\* Sung Joon Cho\*\*\*

\*\*\*\* Dept. of Telecomm. and Information Eng., Hankuk Aviation College.

\*\* Samsung Semicon. & Telecomm. Ltd.

ABSTRACT

In this paper, the error rate performance of DS-BPSK Spread Spectrum signal transmitted over the band limited nonlinear satellite transponder in the presence of cochannel interference and down link gaussian noise is presented. The input to the satellite transponder is the superposition of the DS-BPSK signal with one interferer which is a cochannel wide-band PN signal. In the analysis, it has been shown that the use of a hard limiter in DS-BPSK system leads to the generation of intermodulation products which become narrow-band signals after the despreading process in the receiver. Also it is found that the amplitudes of the resulting narrow-band intermodulation products are independent of the process gain. So, in the worst case, it may be lost the anti-jamming capability completely even with large "processing gain" when the power of intermodulation products is equal to the information signal.

I. 서 론

오늘날 국제간의 통신의 대부분은 위성통신에 따르고 있다. 정보와 사회를 지향하고 있는 선진 여러나라에서는 물론, 개발 도상국들도 새로운 정보전달 수단으로서의 위성 통신을 현재의 국내통신 방송망에 이용하고 있거나, 도입을 추진하고 있는 실정이다. 따라서 우리나라에서도 통신, 방송위성 계획 연구 조사위원회가 발족되어 1900년대 말까지는 국내용 자체 위성을 발사해야 한다는 것을 발표한 바 있다. 이러한 경우, 우리와 같이 북한과 대치하고 있

는 실정에서는, 예상되는 북한의 방해신호에도 통신의 품질을 보장할 수 있고 통신의 비밀보장이 가능한 변조방식이 요구되는데 이를 위해서는 2차 변조 방식으로서 스펙트럼 확산(Spread Spectrum) 통신 방식의 도입이 절실히 요구된다. 그리고 위성통신에서 불가피한 위성 중계기의 비선형성을 고려할 때 일정전폭의 변조방식으로서 신호의 전송대역 효율이 좋은 위상 변조 방식(PSK)에 대한 연구가 필수적이라 하겠다. 따라서 본 논문에서는 직접 확산(Direct Sequence) BPSK 위성 시스템에 대해서 고찰하고자 한다.

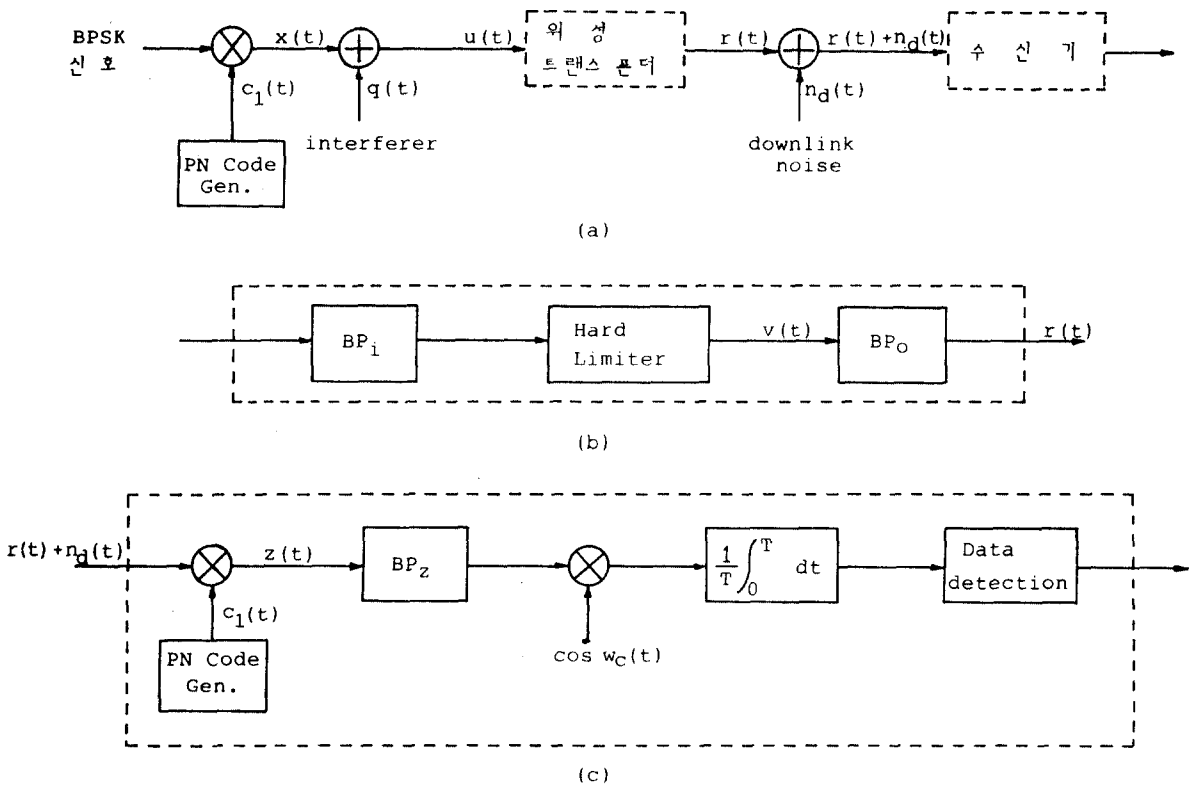


그림.1 해석 모델 (a) 전반적 모델 (b) 위성 트랜스폰더 (c) 수신기

실제적으로 위성통신 시스템을 효율적으로 실현시킨다는 것은 간단한 일인것 같지만 여러가지 복잡한 문제가 있다. 즉, 전송회선 상에 존재하는 잡음 및 외부 간섭신호의 영향으로 통신의 품질이 크게 열화되는 경우가 있는데, 이는 통신 채널간의 간섭(동일채널간섭 또는 인접채널 간섭)과 방해 전파(Jamming) 등의 영향을 들 수 있다. 또 위성통신에서는 중계기에서의 비선형성의 영향이 불가피하다. 따라서 본 연구에서는 가장 심각한 경우로서, 정보신호와 같은 반송파 주파수를 갖는 동일 채널 간섭과 downlink 가우시성 잡음에 의한 영향을 위성중계기의 비선형성을 고려하여 오목적인 측면에서 구명하고자 한다.

## II. 해석 모델

다음 그림.1 은 해석모델로서 (a)에서는 DS-BPSK 위성통신 시스템의 전체 블럭 다이어그램이고 (b)는 위성

트랜스폰더를 나타낸다. 그리고 (c)는 수신기의 블럭 다이어그램이다. 위성 트랜스폰더는 입력 대역통과필터와 hard-limiter, 그리고 출력 대역통과필터로서 구성된다. 그리고 위성 트랜스폰더로 들어가는 입력은 DS-BPSK 신호와 간섭신호가 중첩된 신호이다. 여기서 가정된 간섭신호  $q(t)$ 는 또 다른 PN 코드를 갖는 PN 스펙트럼 확산 신호로 가정한다.

## III. DS-BPSK 신호의 복조 오율

### 1. DS-BPSK 신호 : $x(t)$

$$x(t) = A c_1(t) \cos \{ \omega_c t + \phi_x \}$$

$A$  : 정보신호

$c_1(t)$  : PN 코드신호

$\omega_c$  : 반송파 주파수 ( $\omega_c/2\pi$ )

$\phi_x$  : 위상

2. 간섭 신호 :  $q(t)$

$$q(t) = B C_2(t) \cos \{ \omega_c t + \phi_q \}$$

$B$  : 간섭신호

$C_2(t)$  : 간섭신호의 PN 코드신호

$\phi_q$  : 간섭신호 위상

여기서  $C_1(t)$ 와  $C_2(t)$ 는 같은 chip rate 를 같은 PN 코드신호로서 가정한다. 그리고 각각의 위상  $\phi_x$  와  $\phi_q$  는 일정한 값을 갖는다고 가정한다. 실제로 두 위상신호들은 PN 코드나 반송파 주파수  $\omega_c$  에 비해 아주 낮은 주파수의 신호이기 때문에 본 해석(특별히 PN spread spectrum 시스템의 해석)에서는 위상 신호를 무시하기로 한다.

### 3. Hard-Limiter

(a) Hard-Limiter의 입력 :  $u(t)$

$$\begin{aligned} u(t) &= x(t) + q(t) \\ &= A C_1(t) \cos \omega_c t + B C_2(t) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

(b) Hard-Limiter의 출력 :  $v(t)$

하드 리미터에 있어서는, 전달함수  $G(j\omega)$  를 갖는 memoryless nonlinearity 에 대한 입력  $u$  에 대한 출력  $v$  는  $G(j\omega) = 2/j\omega$  의 역 푸리에 변환으로 나타낼 수 있다. 그러므로 출력 식은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} v(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(j\omega) \exp \{ j\omega (A C_1(t) \cos \omega_c t + B C_2(t) \cos \omega_c t) \} d\omega \\ &= \frac{1}{j\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\omega} \{ J_0(A\omega) J_0(B\omega) + 2 J_0(B\omega) \sum_{i=1}^{\infty} (j)^i C_1^i(t) J_i(A\omega) \cos i\omega_c t + 2 J_0(A\omega) \sum_{k=1}^{\infty} (j)^k C_2^k(t) J_k(B\omega) \cos k\omega_c t + 4 \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} (j)^{i+k} C_1^i(t) C_2^k(t) J_i(A\omega) J_k(B\omega) \cdot \cos i\omega_c t \cos k\omega_c t \} d\omega \end{aligned}$$

BF를 통과하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\omega} \{ 2 J_0(B\omega) C_1(t) J_1(A\omega) \cos \omega_c t + 2 J_0(A\omega) C_2(t) J_1(B\omega) \cos \omega_c t + 2 \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i C_1^{i+1}(t) C_2^i(t) J_{i+1}(A\omega) J_i(B\omega) \cos \omega_c t + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k C_1^k(t) C_2^{k+1}(t) J_k(A\omega) J_{k+1}(B\omega) \cos \omega_c t \} d\omega \end{aligned}$$

### 4. 수신기 (Receiver)

(a) 수신기의 입력 :  $z(t)$

$$\begin{aligned} z(t) &= r(t) \cdot C_1(t) + n_d(t) \cdot C_1(t) \\ &= \frac{2}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\omega} J_0(B\omega) J_1(A\omega) d\omega \cos \omega_c t + \frac{2}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} J_0(A\omega) J_1(B\omega) d\omega C_1(t) C_2(t) \cos \omega_c t + \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i C_1^{i+1}(t) C_2^i(t) \cos \omega_c t \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\omega} J_{i+1}(A\omega) J_i(B\omega) d\omega + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k C_1^k(t) C_2^{k+1}(t) \cos \omega_c t \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\omega} J_k(A\omega) J_{k+1}(B\omega) d\omega + n_d(t) \cdot C_1(t) \end{aligned}$$

$n_d(t)$  : downlink 잡음

윗 식을 다시 성분별로 분류하여 해석해 보면 다음과 같이 된다.

가. 정보신호 성분

$$z_x(t) = A_x \cos \omega_c t$$

$$\begin{aligned} A_x &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} J_0(B\omega) J_1(A\omega) d\omega \\ &= - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{4}{\pi} \frac{(2n-1) [(2n-3)!!]^2}{2^{2n} (n!)^2} \left( \frac{B^2}{A^2} \right)^n \end{aligned}$$

여기서,  $J_1(A\omega)$ 는 계수가  $A\omega$  인 제 1종 1차 베셀 함수이다.

나. 간섭신호 성분

$$z_q(t) = A_q C_1(t) C_2(t) \cos \omega_c t$$

$$\begin{aligned} A_q &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} J_0(A\omega) J_1(B\omega) d\omega \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2}{\pi} \frac{B}{A} \frac{[(2n-1)!!]^2}{2^{2n} (n+1) (n!)^2} \left( \frac{B^2}{A^2} \right)^n \end{aligned}$$

다. 상호 변조적 성분

$$\begin{aligned} Z_{xp}(t) &= \sum_{i:7\neq 4}^{\infty} A_{xgi} \cos \omega_c t + \sum_{k:7\neq 4}^{\infty} A_{xgk} \cos \omega_c t \\ &+ \sum_{i:7\neq 4}^{\infty} A_{xgi} C_1(t) C_2(t) \cos \omega_c t \\ &+ \sum_{k:7\neq 4}^{\infty} A_{xgk} C_1(t) C_2(t) \cos \omega_c t \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{xgi} &= (-1)^i \frac{4}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} J_{in}(A\omega) J_i(B\omega) d\omega \\ &= (-1)^i \frac{2}{\pi} \left(\frac{B}{A}\right)^i \frac{1}{2^{2i}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2n+2i-1)!! (2n-3)!!}{(-2)^{2n} (n+i)! (n)!} \left(\frac{B}{A^2}\right)^n \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{xgk} &= (-1)^k \frac{4}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} J_k(A\omega) J_{k+1}(B\omega) d\omega \\ &= (-1)^k \frac{2}{\pi} \left(\frac{B}{A}\right)^{k+1} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2n+2k-1)!! (2n-1)!!}{2^{2n+k} n! (n+k+1)!} \left(\frac{B}{A^2}\right)^n \end{aligned}$$

라. Downlink 잡음 성분

$$n_d(t) = N \cos(\omega_c t + \xi)$$

$$\text{여기서 } p.d.f(\xi) = \frac{1}{2\pi}$$

$$\begin{aligned} Z_{nd}(t) &= n_d(t) C_1(t) = N C_1(t) \cos(\omega_c t + \xi) \\ &= N' \cos(\omega_c t + \xi) \end{aligned}$$

여기서  $Z_{nd}(t)$ 의 분산  $\sigma_{nd}^2$ 은 다음과 같다고 볼 수 있다.

$$\sigma_{nd}^2 = \sigma^2/P$$

$\sigma^2$  : downlink 백색 가우스성 잡음의 분산

$P$  :  $C_1(t)$ 의 처리이득(processing gain)

$$\left( = \frac{BP_1 (BR) \text{의 대역폭}}{BP_2 \text{의 대역폭}} \right)$$

또  $Z_{nd}(t)$ 의 pdf(probability density function)는 다음과 같다.

$$pdf[Z_{nd}(t)] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}(\sigma/\sqrt{P})} \exp(-z^2/2(\sigma^2/P))$$

결국 수신기의 입력  $z(t)$ 는

$$z(t) = z_2(t) + z_g(t) + z_{xp}(t) + z_{nd}(t)$$

5. 복조 오류

$BP_2$ 를 통과한  $z(t)$ 는 다시 Integrated & Dump filter를 거치게 되어, 결국 최종 레벨 비교기 입력은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} z_k &= \frac{Ax}{2} + A'_g + \frac{1}{2} \sum_{i:7\neq 4}^{\infty} A_{xgi} + \frac{1}{2} \sum_{k:7\neq 4}^{\infty} A_{xgk} \\ &+ A'_xg_i + A'_xg_k + \frac{N}{2} \cos \xi \end{aligned}$$

잡음이 가우시안 잡음인 경우는 출력잡음 성분은 평균치가 zero인 정상 가우스 과정이고 분산은  $\sigma_{nd}^2$ 이다.

$$z_k = \frac{Ax}{2} + A'_g + R_1 + R_2 + A'_xg_i + A'_xg_k + n_g$$

여기서  $n_g$  : Gauss 랜덤 변수

$$\left\{ \begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{2} \sum_{i:7\neq 4}^{\infty} A_{xgi} \\ R_2 &= \frac{1}{2} \sum_{k:7\neq 4}^{\infty} A_{xgk} \\ n_g &= \frac{N}{2} \cos \xi \end{aligned} \right.$$

Spread Spectrum 시스템에서 Process Gain이 큰 경우,  $C_1(t)$ 와  $C_2(t)$ 가 곱해진 형태의 간섭 영향은 극히 미소하기 때문에 본 해석에서는 그 영향을 무시하고 오울을 구한다. 여기서 대어되는 +1과 -1의 두 값을 취하므로 전체 오울은 두 값에 의한 오울의 평균치이다. 그러나 +1과 -1은 발생 확률이 같아서 전체 오울은 그 중 하나를 택 하여 해석한 결과와 같다. 따라서 본 해석에서는 +1의 경우에 대해서 해석을 행한다.

오울은

$$\begin{aligned} P_e &= \text{prob} \left\{ \frac{Ax}{2} + R_1 + R_2 + n_g < 0 \right\} \\ &= \text{prob} \left\{ n_g < -\frac{Ax}{2} - R_1 - R_2 \right\} \end{aligned}$$

Downlink 잡음은 가우스성 분포를 하고 이때의 확률 밀도 함수는 다음과 같다.

$$p(n_g) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{nd}} \exp(-n_g^2 / 2\sigma_{nd}^2)$$

$\sigma_{nd}^2$  :  $Z_{nd}(t)$ 의 전력

$$\begin{aligned} P_e &= \int_{-\infty}^{-\frac{Ax}{2} - R_1 - R_2} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{nd}} \exp(-n_g^2 / 2\sigma_{nd}^2) dn_g \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left[ \frac{1}{\sqrt{2} \sigma_{nd}} \left( \frac{Ax}{2} + R_1 + R_2 \right) \right] \end{aligned}$$

여기서

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt$$

#### IV. 수치 계산 및 검토

앞에서 유도된 오율식에 의해 반송파 대 간섭전력비(CIR), 신호 대 downlink 잡음전력비(downlink SNR) 및 처리이득 P 를 변수로 하여 계산한 결과를 그림. 2 - 그림. 6 에 나타낸다.

(1) 그림. 2 는 처리이득 P 를 15 dB 로

고정시키고 CIR 을 파라미터로 하여 downlink SNR 을 변화시킬 경우의 오율특성 그래프이다. 또 그림. 3은 P 를 20 dB 로 고정시키고 그림. 2 와 마찬가지로 방법으로 나타내어 두 그림을 비교하므로써 P에 의한 영향과 CIR에 의한 변화 정도를 비교할 수 있도록 하였다. P에 의한 영향에 비해 CIR에 의한 변화는 CIR 이 10 dB 이상 이 되는 경우는 별로 큰 오율의 개선이 없다는 것을 알 수 있었다.

(2) 그림. 4 와 5 는 CIR 을 5dB 와 10dB

로 각각 고정시킨 후 P를 파라미터로 하여 downlink SNR 을 변화시킬 경우의 오율 특성으로서 P 의 변화에 대해 어떤 일정치 (처리이득 5dB 에 대해 5dB 정도의 SNR 개선) 만큼의 오율개선이 이루어 짐을 알 수 있었다.

#### V. 결 론

본 논문에서는 스펙트럼 확산되고 정보신호와 같은 반송파 주파수를 갖는 간섭신호가 들어 올 때의 영향에 대해 오율적 관점에서 고찰하였다. 살펴본 바와 같이 전송경로에서의 hard limiter 는 spread-spectrum 수신기의 출력에서 아주 강한 협대역 상호 변조적을 생성해 낸다는 것을 보였다. 이 경우, 이들의 전력 은 P 와는 무관하기 때문에, FN 신호 전송이 process gain 에 의해 간섭을 충분히 억압시킬 수 있다 하더라도 이같은 상호 변조적에 의해 큰 방해를 받을 수

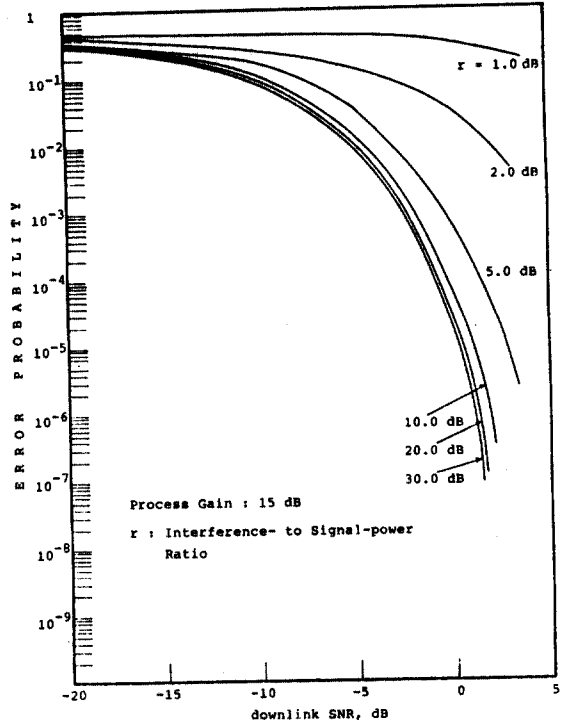


그림 2. P=15dB 일 때의 DS-BPSK 신호의 오율 특성

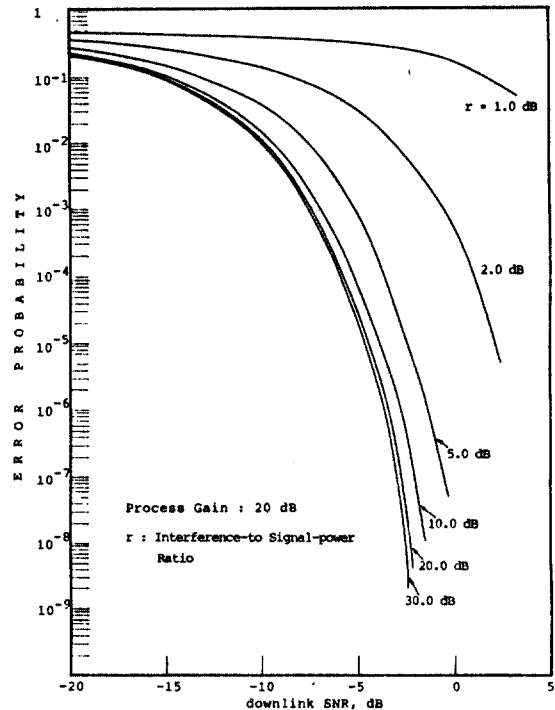


그림 3. P=20dB 일 때의 DS-BPSK 신호의 오율 특성

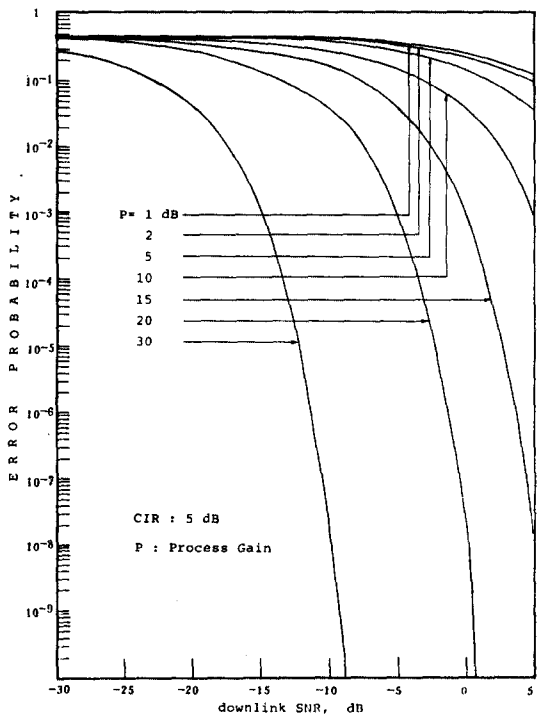


그림 4. 비선형 채널의 DS-BPSK 신호에 미치는 Process Gain의 영향 (CIR=5dB)

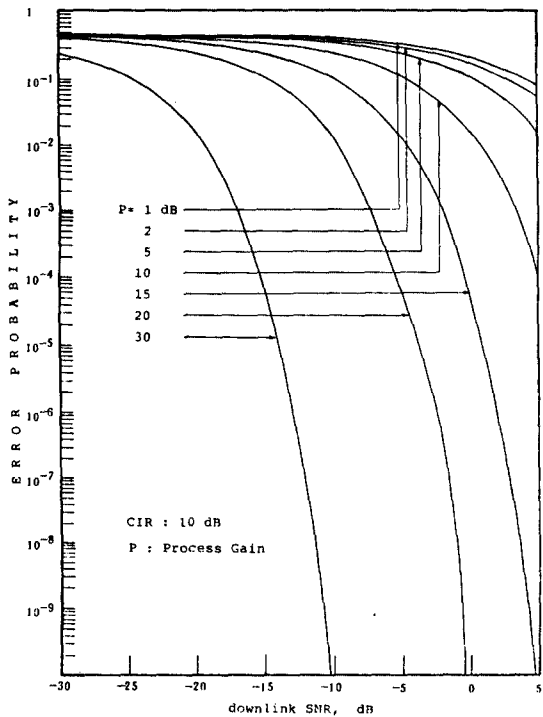


그림 5. 비선형 채널의 DS-BPSK 신호에 미치는 Process Gain의 영향 (CIR=10dB)

가 있는 것이다. 오율적 관점에서 볼때, P에 의해서는 어떤 일정한 양 만큼의 개선효과를 가져올 수 있으나 최악의 경우 협대역 상호변조적 성분전력은 정보신호의 전력과도 같은 값을 지닐 수가 있는 것이다. 그리고 CIR에 의한 영향에서는 CIR을 아무리 크게 하더라도(약 10 dB 이상) 더 이상의 큰 오율 개선은 없음을 알 수 있었다.

### 참 고 문 헌

- [1] 조 성 준 역, 위성 통신 기술, 대한고과서 주식회사, 1985.
- [2] R.C.Dixon, Spread spectrum systems, John Wiley and Sons, New York, 1976.
- [3] I.Oka, N.Morinaga and T.Namekawa, "Effects of soft limiting in PSK satellite systems," Special report from AEU. Band 37, pp.25-28, 1983.
- [4] D.J.Kennedy, O.Shimbo, "Cochannel interference in nonlinear QPSK satellite systems," IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, pp.582-592, May 1981.
- [5] W.B.Davenport, Jr., "Signal to noise ratios in bandpass limiter," J.APPL. phys., vol. 24, pp.720-727, Jan. 1945.
- [6] W.B.Davenport, Jr., W.L.Root, Random signals and noise, New York : McGraw-Hill, 1958.
- [7] I.S.Gradsteyn and I.M.Ryshik, Tables of integrals of series and products, New York : Academic, 1980.