

Soft-Limiter형 위성통신 시스템에서 PSK신호의 전송특성에 미치는 Jamming의 영향

○ * ** *

조 성 언 강 영 흥 조 성 준

* 한국항공대학 항공통신정보공학과

** 한국항공대학 항공전자공학과

Effect of Jamming on the Transmission Characteristics of PSK Signal in the Soft-Limiter Satellite Channel

○ * ** *

Sung-Eon CHO Young-Heung KANG Sung-Joon CHO

* Dept. of Telecom. and Information Eng., Hankuk Aviation University
** Dept. of Avionics Eng., Hankuk Aviation University

ABSTRACT : The error rate equation of MPSK(M-ary PSK) signal transmitted through the soft limiter type satellite transponder has been derived in the tone jamming uplink and downlink Gaussian noise environment.

And using the derived equation, the error rate performance of BPSK (M=2) and QPSK(M=4) system has been evaluated numerically, and shown in figures in terms of uplink and downlink carrier to noise ratios respectively, and limiting level. From the results we have known that tone jamming effect on the error rate performance in BPSK and QPSK in soft limiter satellite channel becomes less by increasing the uplink CNR and as decreasing the limiting level.

1. 서 론

위성통신 시스템을 효율적으로 실현하는데에는 여러가지 복잡한 문제가 있다. 예를들면, 주파수대가 제한되어 있는데다 고 밀집 사용으로 인한 전송회선상에서 혼입되는 외부간섭 신호의 영향으로 통신의 품질이 크게 열화되는 경우가 있는데 이에에는 통신채널간의 신호간섭과 의도적인 간섭의 영향이 있다. 그리고 장거리 전파에 의한 감쇠 및 위성탑재기의 제약 등 때문에 전력의 유효이용이 큰 문제가 되는데 최근의 디지털 위성통신에 있어서는 위성중계기(Transponder)의 전력을 효율적으로 이용하기위해 중계기를 포화영역 부근 혹은 그 이상의 높은 동작점에서 동작시켜 비선형 증폭시키는 방법이 중요시되고 있다[1],[2]. 한편, 위성통신 시스템에 있어서는 디지털 통신방식중에서도 위성통신에 있어 불가피한 위성중계기의 비선형성을 고려할 때 일정진폭의 변조 방식인 위상변조(PSK) 방식이 주파수의 유효이용이란 면에서 신호의 전송대역 효율이 좋으며 상호변조의 문제를 해결하고 오율특성이 다른 시스템 보다 우수하기 때문에 많이 이용되며 더욱연구 검토되고 있다.

또한 위성통신 시스템을 도입함에 있어서 대처해야 할 것중의 하나가 있을 수도 있는 의도적인 방해신호(Jamming)에 대한 영향이다. 따라서 이러한 Jamming이 위성통신 신호에 미치는 영향에 대한 연구도 병행되어야 한다.

이상의 점을 근거로 하여, 본 논문에서는 위성 중계기 모델로서는 소프트리미터(Soft limiter)[3]를 채택하며 업링크(Uplink)에는 간섭파로서 Tone Jamming [4]-[6]을, 다운링크(Downlink)에는 가우스 잡음만이 존재할 경우를 가정하여 MPSK신호의 오율특성을 나타내는 식을 유도하여 먼저 BPSK(M=2)와 QPSK(M=4) 방식의 오율특성에 미치는 Tone Jamming과 소프트 리미터의 리미팅레벨의 영향을 수치계산하여 비선형 위성통신 시스템에 있어서의 MPSK 신호에 대한 Jamming의 영향을 해석하고자 한다. 그리고 리미팅레벨이 0인 상태, 즉 하드리미터의 오율특성과 리미팅레벨의 증가에 따른 소프트리미터의 오율특성도 함께 고찰하고자한다.

2. 위성통신계의 모델

2.1 위성중계기

소프트 리미터(Soft limiter)형 중계기를 채용한 위성통신시스템을 그림 1에 나타낸다. 중계기 입력은 대역통과 필터(BPF)를 거쳐 반송파 주파수 근방의 성분만 통과된다. 이 신호는 리미터를 통과함에 있어 통상 비선형 왜곡을 받아 다수의 고주파 성분이 포함된다. 그러나 리미터 후단의 대역필터를 통과함에 따라 고주파 성분이 제거되어 반송파 주파수 근방의 성분만의 출력이 된다.

한국통신학회 1990년도 추계종합학술발표회 논문집('90. 11)

그림 2에서는 본 논문의 해석모델을 나타낸다. 본 논문에서 채용하는 대역통과 소프트 리미터의 변환특성 $g(\cdot)$ 는 다음식으로 나타내지며 이는 그림 3과 같다.

$$g(R_v) = \begin{cases} 1 & R_v \geq 0 \\ R_v / L & R_v \leq 0 \end{cases} \quad (1)$$

단, R_v : 리미터 입력 $v(t)$ 의 포락선
 L : 리미팅레벨

따라서 리미터 입력 $v(t)$ 의 포락선을 $R_v(t)$, 위상을 $\phi_v(t)$ 라고 하면 리미터의 입력 $v(t)$ 는

$$v(t) = R_v(t) \cos \{ \omega t + \phi_v(t) \} \quad (2)$$

릿식에 대한 리미터 출력 $x(t)$ 는

$$x(t) = g[R_v(t)] \cos \{ \omega t + \phi_v(t) \} \quad (3)$$

단, ω 는 반송파의 각주파수이다.

2.2 PSK 위성통신계의 해석모델

그림 2에서 신호 $s(t)$ 로서 MPSK(M-ary PSK)파를 가정한다. 송, 수신기에서의 동기는 완전하다고 가정하고, 수신기에서는 1심볼당 1개의 샘플을 취해 순시판정을 행한다고 한다. 또 대역통과 필터의 통과대역은 신호파를 왜곡시키지 않을 정도로 넓어서 주로 대역외의 잡음과 Jamming만을 제거한다고 가정한다.

그림 2에서 지구국으로부터 송신되는 MPSK 신호 $s(t)$ 는

$$s(t) = A \cos \{ \omega t + \theta_M(t) \} \quad (4)$$

위에서 A 는 반송파의 진폭이고, $\theta_M(t)$ 는 디지털 위상 변조신호로서

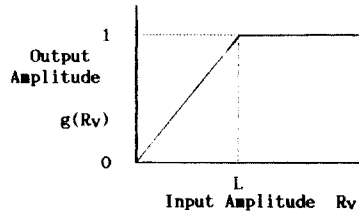


그림 3 소프트리미터의 입력 대 출력 특성
 Input-output characteristic of Soft limiter.

$$\theta_M(t) = 2\pi (N/M) \quad (5)$$

단, N 은 0, 1, 2, ..., M-1 중의 그 어느 하나의 값을 갖는다. 이하 본 해석에서는 일반성을 잃지 않는 범위내에서 θ_M 을 0이라고 가정한다.

우선, 업링크에 1개의 Tone Jamming파와 가우스 잡음이 존재 할 때에는 다음과 같이 신호 $s(t)$ 에 협대역 가우스 잡음 $n_1(t)$ 와 Tone Jamming 신호 $i_1(t)$ 가 더해져 리미터 입력 $v(t)$ 를 구성한다.

$$v(t) = s(t) + n_1(t) + i_1(t) = R_v(t) \cos \{ \omega t + \phi_v(t) \} \quad (6)$$

위에서, $n_1(t)$ 는 평균값이 0이고 분산값이 σ_1^2 인 협대역 가우스 잡음으로서 다음과 같이 직교성분으로 전개할 수 있다.

$$\begin{aligned} n_1(t) &= N_1 \cos(\omega t + \theta_{n1}) \\ &= N_1 \cos\theta_{n1} \cos\omega t - N_1 \sin\theta_{n1} \sin\omega t \\ &= n_c \cos\omega t - n_s \sin\omega t \end{aligned} \quad (7)$$

릿식에서 N_1 은 잡음 $n_1(t)$ 의 진폭포락선, θ_{n1} 은

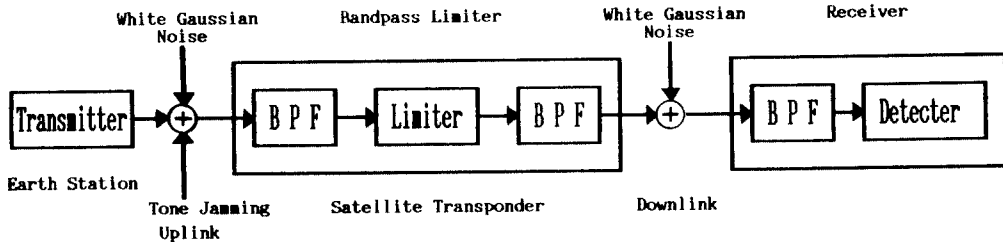


그림 1 소프트리미터형 중계기를 채용한 위성통신 시스템
 Satellite communication system with soft limiter type transponder.

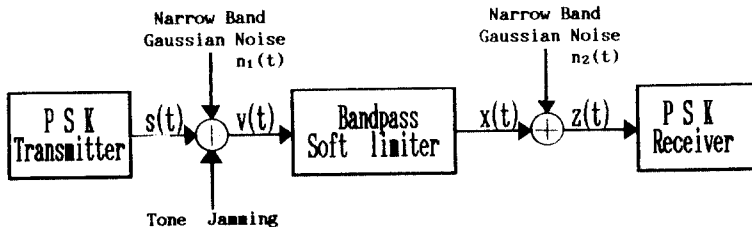


그림 2 Soft limiter 중계기를 채용한 PSK 위성통신 시스템의 해석모델
 Analysis model of PSK satellite communication system with soft limiter type transponder.

반송파에 대한 잡음의 상대위상으로서 이의 확률밀도 함수 $p(\theta_{n1})$ 은 $[0, 2\pi]$ 범위내에서 일양분포한다. 즉, $p(\theta_{n1}) = 1/(2\pi)$ 이다. 또, n_c, n_m 는 각각 반송파와 동상 및 직교 성분으로서 서로 독립적이며 각각의 평균값은 모두 0이고 각각의 분산값은 모두 σ_1^2 이다.

또한 대역통과 필터를 통과한 협대역 Tone Jamming파는 다음과 같이 나타내진다.

$$i_1(t) = I \cos(\omega_0 t + \theta_1) \quad (8)$$

윗식에서 I는 Tone Jamming파의 포락선으로 시간적으로 일정하며 θ_1 는 PSK신호에 대한 상대위상으로서 이의 확률밀도 함수 $p(\theta_1)$ 은 $[0, 2\pi]$ 범위내에서 일양 분포 한다. 즉, $p(\theta_1) = 1/(2\pi)$ 이다.

다운링크에서는 리미터 출력 $x(t)$ 에 협대역 가우스 잡음 $n_2(t)$ 가 더해져서 $z(t)$ 를 구성한다.

$$\begin{aligned} z(t) &= x(t) + n_2(t) \\ &= x(t) + N_2 \cos(\omega_0 t + \theta_{n2}) \\ &= R_z(t) \cos(\omega_0 t + \phi_z(t)) \end{aligned} \quad (9)$$

윗식에서 N_2 는 잡음 $n_2(t)$ 진폭의 포락선이고 θ_{n2} 는 반송파에 대한 잡음 $n_2(t)$ 의 상대위상이며 $p(\theta_{n2})$ 도 $p(\theta_{n1})$ 과 마찬가지로의 값을 가진다. 또 $R_z(t)$ 는 다운링크 수신파 $z(t)$ 의 진폭포락선, $\phi_z(t)$ 는 수신합성위상이다.

3. 수신파의 위상분포의 유도

수신합성위상 $\phi_z(t)$ 의 확률밀도 함수 $p(\phi_z)$ 를 구하기 위해 우선, 리미터 입력의 포락선 $R_v(t)$ 및 위상 $\phi_v(t)$ 의 결합확률밀도 함수 $p(R_v, \phi_v)$ 을 가우스분포의 특성함수로부터 유도하고 v_x, v_y 의 직교좌표계로부터 R_v, ϕ_v 의 극좌표계로 좌표 변환을 행한후 약간의 계산을 행하면 [7], [8]

$$\begin{aligned} p(R_v, \phi_v) &= \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\epsilon_n}{2\pi} \cos n\phi_v \\ &\cdot \frac{(-1)^l A^{n+2l} I^{2m} \Gamma(n+m+l+1)}{2^{2l+n} l! (m!)^2 \Gamma(n+1)} \\ &\cdot \frac{R_v (R_v / \sqrt{2} \sigma_1)^n}{2(\sigma_1 / \sqrt{2})^{n+2(m+l)+2} \Gamma(n+l+1)} \\ &\cdot {}_1F_1 [n+m+l+1; n+1; -R_v^2 / (2\sigma_1^2)] \end{aligned} \quad (10)$$

단, $\epsilon_n = \begin{cases} 1 & : n = 0 \\ 2 & : n > 0 \end{cases}$; 노이만 계수 (Neumann factor)
 ${}_1F_1(\cdot; \cdot; \cdot)$; 합류형 초기하함수 (Confluent hypergeometric function).

한편, $R_v(t)$ 및 $\phi_v(t)$ 를 고정했을 경우의 수신파 $z(t)$ 의 포락선 $R_z(t)$ 와 위상 $\phi_z(t)$ 의 조건부 확률밀도 함수 $p(R_z, \phi_z | R_v, \phi_v)$ 는 $p(R_v, \phi_v)$ 를 구한것과 같은 방법으로 구할 수 있다. 즉, 식(10)에 있어서

$$\begin{aligned} R_v &\longrightarrow R_z \\ \phi_v &\longrightarrow (\phi_z - \phi_v) \\ A &\longrightarrow g(R_v) \\ \sigma_1 &\longrightarrow \sigma_2 \\ m &\longrightarrow 0 \end{aligned}$$

또 각각 치환함에 따라서 다음식을 얻는다.

$$\begin{aligned} p(R_z, \phi_z | R_v, \phi_v) &= \frac{R_z}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \cos n(\phi_z - \phi_v) \\ &\cdot \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^l (n+l)! \left[\frac{g(R_v)}{\sqrt{2} \sigma_2} \right]^{n+2l} \left[\frac{R_z}{\sqrt{2} \sigma_2} \right]^n}{n! l! (n+l)! \frac{2}{\sigma_2^2}} \\ &\cdot {}_1F_1 \left[n+l+1; n+1; -\frac{R_z^2}{2\sigma_2^2} \right] \end{aligned} \quad (11)$$

목적으로하는 확률밀도 함수 $p(\phi_z)$ 를 구하기 위해 $p(\phi_z | R_v, \phi_v)$ 를 얻은후 $p(R_v, \phi_v)$ 를 사용하여 R_v, ϕ_v 에 대해서 평균을 취하고 식(11)와 식(12)을 식(1)에 대입하여 적분을 하면 최종적으로 다음식을 얻는다.

$$p(\phi_z) = \frac{1}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \cos n\phi_z \cdot f(n) \quad (12)$$

여기서 $f(n)$ 다음식으로 주어지는 값이다.

$$\begin{aligned} f(n) &= \begin{cases} 1 & ; n = 0 \\ \sum_{l_1=0}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^{l_1+l_2+m} n \Gamma(n/2+l_2)}{2 \cdot l_1! l_2! (n+l_1)! (n+l_2)! (m!)^2} \\ \cdot \left[\frac{k \Gamma(n/2+l_1+m)}{2} + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (n+m+k+l_1)!}{(n+k)! k!} \right] \\ \cdot \left[\frac{1}{l_2+n+k+1} - \frac{1}{n/2+k+1} \right] \cdot \lambda^{n+2k+2} \\ \cdot \frac{n+2l_1}{(\alpha_1)} \cdot \frac{n+2l_2}{(\alpha_2)} \cdot \frac{2m}{(\gamma)} ; n \geq 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

단, $\alpha_1 (= A^2/2\sigma_1^2)$; uplink carrier-to-noise ratio (CNR 1)
 $\alpha_2 (= 1/2\sigma_2^2)$; downlink carrier-to-noise ratio (CNR 2)
 $\gamma_1 (= A^2/2I^2)$; carrier-to-tone jamming ratio (CJR).

$$\lambda = \frac{L}{\sqrt{2} \sigma_1} ; \text{정규화 리미팅레벨}$$

이상으로 업링크, 다운링크에 있어서의 잡음, Jamming의 영향을 포함한 수신위상 $p(\phi_z)$ 의 확률밀도 함수를 구하였다.

4. 오율 특성

수신기에 있어서는 수신파의 위상 $\phi_z(t)$ 를 검출하고 1심볼당 1심볼을 위해 정보를 판정하는 것으로 한다. M상 PSK에서 송신정보의 위상 $\phi_m(t)$ 가

$$-\frac{\pi}{M} < \phi_z < \frac{\pi}{M} \quad (14)$$

의 범위에 있는 경우는 정확하게 복호되고 그 이외의 경우는 에러가 발생하게 된다. 따라서 부호오율 P_e 는 식 (14)의 $p(\phi_z)$ 를 오율영역에서 적분함에 따라 구해 지며

$$P_e = 1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} p(\phi_z) d\phi_z$$

$$= 1 - \frac{1}{M} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=2}^{\infty} \sin \frac{n}{M} \pi \cdot f(n) \quad (15)$$

이 된다. 단 $f(n)$ 식(13)으로 주어진다.

5. 검토 및 결론

앞절에서 유도한 식을 이용하여 업링크 CNR1, 다운링크 CNR2 및 리미팅레벨 λ 를 파라메타로하여 BPSK(M=2)와 QPSK(M=4)의 오율특성을 계산하여 그림으로 나타냈다. 그림 5는 BPSK와 QPSK에서 업링크CNR1을 각각 8dB, 10dB, 12dB, 14dB로 높았을때의 리미팅레벨 λ 가 0(하드리미터)인 경우이며 그림 6은 BPSK와 QPSK에서 업링크 CNR1이 각각 8dB, 10dB, 12dB일때 리미팅레벨 λ 가 4인 경우를 나타낸다. 그림 7은 BPSK에서 CNR1이 각각 10dB, 12dB일때 리미팅레벨이 각각 0, 2, 4인 경우이고 그림 8은 QPSK에서 CNR1이 각각 10dB, 12dB일때 리미팅레벨이 각각 0, 2, 4인 경우이다. 한편, 그림 9는 정규화 리미팅레벨 λ 의 변화에 따른 오율특성을 나타낸다.

이상으로 부터 다음과 같은 점을 알 수 있다.

- 1) BPSK와 QPSK 시스템에서 업링크 CNR1을 증가 시킴으로써 Tone Jamming의 영향을 줄일 수 있다. (그림 5, 6참조)
- 2) λ 가 작을수록 오율이 작아져서 하드리미터($\lambda=0$) 특성일 때가 가장 양호한 오율특성을 갖는 것을 알 수 있다. 이것은 λ 가 작을수록 신호에 대한 중계기의 이득이 크게 되므로 업링크 잡음 및 Jamming에 의해 발생하는 에러를 감소시킨다. (그림 7, 8참조)
- 3) 예를들어 그림 9의 BPSK에서 업링크 CNR1이 10dB인 경우 $\lambda > 3$ 의 영역, 즉, 입력반송파 진폭이 리미팅레벨을 밑돌면 오율이 급격히 열화하지만 리미팅레벨을 초월해서 ($0 < \lambda < 3$ 의 영역) 하드리미터 특성에 가까운 조건에서 사용되는 경우 그 영역내에서는 $\lambda = 0$ 의 하드리미터의 경우와 거의 동등의 개선이 얻어지는 것을 알 수 있다. (그림 9참조)

6. 참고문헌

[1] P.C. Jain and N. M. Blachman, "Detection of PSK signal transmission through a hard-limited channel," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. IT-19, pp. 623-630, Sept. 1973.

[2] T. Mizuno, N. Morinaga, and T. Namekawa, "Transmission characteristics of an M-ary coherent PSK signal via cascaded of N bandpass hard limiter," IEEE Trans. Commun., COM-24, pp. 540-545, May. 1976.

[3] G. Satoh and T. Mizuno, "Impact of a new TWI linearizer upon QPSK/TDMA transmission performance," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. SAC-1, pp. 39-45, Jan. 1983.

[4] A. S. Rosenbaum, "PSK error performance with gaussian noise and interference," Bell Syst. Tech. J., vol. 48, pp. 413-442, Feb. 1969.

[5] J. Goldman, "Multiple error performance of PSK systems with cochannel interference and noise," IEEE Trans. Commun., vol. COM-19, pp. 420-430, Aug. 1971.

[6] Yoshio Urabe and Norihiko Morinaga, "Error probability of PSK satellite communication system with a nonlinear transponder," (in Japanese), EIC (Institute of Electronics, Information and Communication Engineering in Japan) Trans.(B), J72-B-II, 3, pp. 89-95, Mar. 1989.

[7] Young Heung KANG, Sung Eon CHO, and Sung Joon CHO, "Jamming effects on the error rate performance in PSK nonlinear satellite communication system," in Proc. KICS (Korea Institute of Communication Sciences) Fall Conf., vol. 8, pp. 255-260, Nov. 1989.

[8] W. Magnus, F. Oberhettinger, and R. P. Soni, *Formulas and theorems for the special functions of mathematical physics*. 3rd ed New York : Springer-Verlag, 1966.

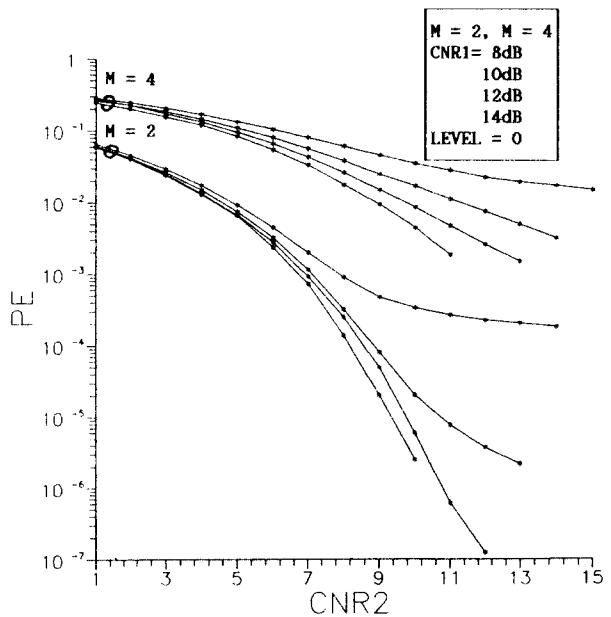


그림 4 BPSK와 QPSK의 오율특성
The error rate performance of BPSK and QPSK.

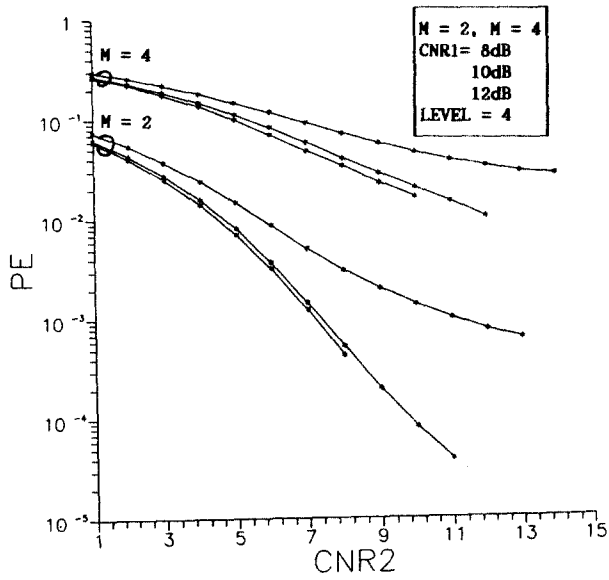


그림 5 BPSK와 QPSK의 오율특성
The error rate performance of BPSK and QPSK.

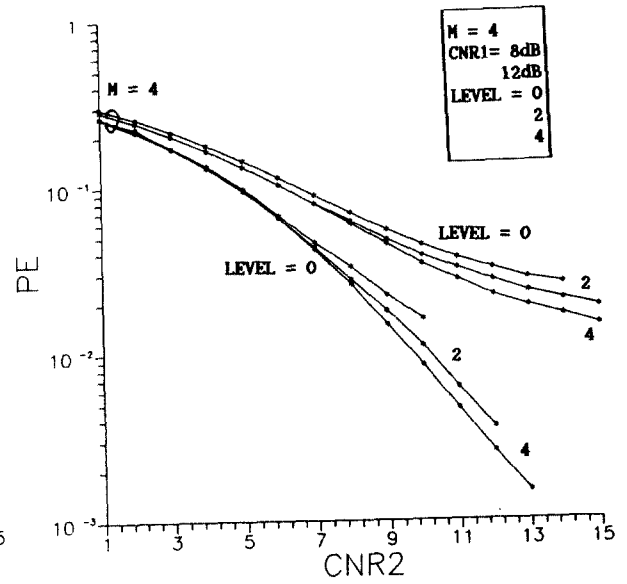


그림 7 QPSK의 오율특성
The error rate performance of QPSK.

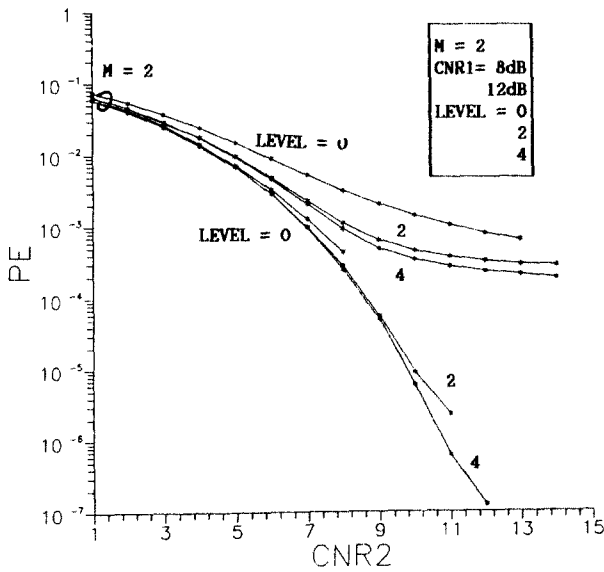


그림 6 BPSK의 오율특성
The error rate performance of BPSK.

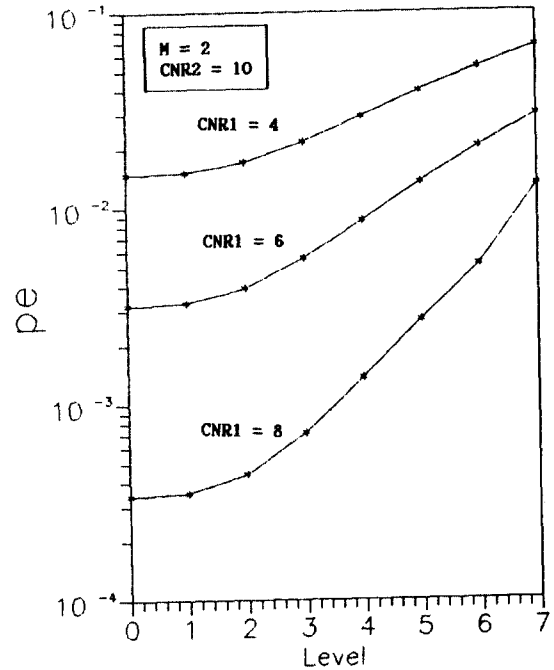


그림 8 리미팅레벨에 대한 오율특성
The error rate performance of limiting level.