

위성 통신 채널에 있어서의 DS-BPSK 확산 스펙트럼 신호의 오율 특성에 관한 연구

84328

김 언 근      신 동 일      조 성 준  
한국 항공 대학      통신 공 학 과

Error Rate Performance of DS-BPSK Spread Spectrum Signal  
in a Satellite Communication Channel

Eon Gon KIM      Dong Il SHIN      Sung Joon CHO  
Dept. of Communication Eng., Hankuk Aviation College

ABSTRACT

In this paper, the error rate equation of DS-BPSK spread spectrum signal through satellite communication channel has been derived using MTM(modified transform method) and the performances have been evaluated in the presence of uplink and downlink noise.

1. 서    론

현재 통신 수요의 급격한 증대와 다양화에 부응하여 급속도로 위성 통신망이 확대되어 가고 있다. 이러한 위성 통신망에 있어서는 위성 중계기의 비선형성이 불가피하므로 이런 위성 중계기의 비선형성을 고려할 때 디지털 통신 방식중 일정 진폭 변조 방식인 위상 변조(PSK) 방식 및 주파수 변조(FSK) 방식 등이 많이 이용되며 이 중에서도 위상 변조(PSK) 방식은 주파수의 유효이용이란 관점에서 신호의 전송 대역 효율이 좋고 오율 특성이 우수하기 때문에 적극적으로 연구 검토되어 왔다 [1]. 그리고 위성 통신의 단점으로 지적되는 통신의 비밀 보장이란 측면에서 위성 통신 시스템에 주파수 확산 통신 방식의 적용이 절실히 요구되며 이 중에서도 직접 확산(DS) 통신 방식은 다중화에 유리한 점 등으로 위성 통신 망에 적합한 방식으로 알려져 있다 [2].

이러한 직접 확산(DS) 통신 방식에서 1 차 변조를 위상 변조 시킨 DS-PSK 는 위성 통신망에서 보다는 주로 고전적인 백색 가우시안 잡음 채널 환경하의 일반 통신망에서 연구되어 왔다 [3] [4]. 그리고 지금껏 고전적인 모멘트법을 이용하여 위성 transponder 비선형성의 영향에 관한 해석을 주로 다루어 왔으나 [5] 본 연구에서는 MTM(modified transform method)을 이용하여 DS-BPSK 확산 스펙트럼 신호를 도입한 비선형 위성 통신 시스템의 성능을 uplink 가우시안

잡음과 downlink 가우시안 잡음의 채널 특성하에 오율의 관점에서 구명하고자 한다.

2. 해    석    모    델

그림 1 은 DS-BPSK 확산 스펙트럼 위성 통신 시스템의 블록 다이어그램을 나타낸다. 본 논문에서 연구되어지는 비선형 모델은 위성 중계기에서 전력 증폭기로서 traveling wave tube (TWT)를 사용하는 위성 transponder 로 생각할 수 있는 이상적인 대역 통과 hard-limiter 를 대상으로 한다. 대역 통과 limiter 는 입력 대역 통과 필터  $BPF_i$  , hard-limiter 그리고 출력 대역 통과 필터  $BPF_o$  로 구성된다. 입력 대역 통과 필터  $BPF_i$  는 DS-BPSK 확산 스펙트럼 신호의 대역폭  $B_x$  와 같은 대역폭을 가지는 이상적인 대역 통과 필터로 가정하고 hard-limiter 및 단의 출력 대역 통과 필터  $BPF_o$  는 반송파 주파수 에 중심을 둔 zonal 필터로 가정했다.

3. DS-BPSK 신호의 복조 오율

Hard-limiter의 입력  $u(t)$ 는

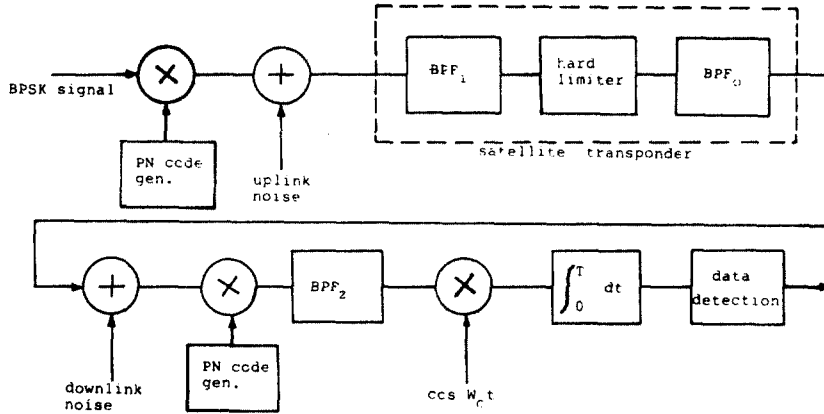


그림 1 DS-BPSK 확산 스펙트럼 위성 통신 시스템의 기본 구성도.

$$u(t) = Ac(t) \cos \omega_c t + N_u(t) \quad (1)$$

여기서  $A$  ; 정보 신호  
 $c(t)$  ; PN 코드 신호  
 $\omega_c$  ; 반송파 주파수  
 $N_u(t)$  ; uplink 백색 가우스성 잡음

이때 전달 특성  $f(t)$  를 가지는 hardlimiter 의 비선형성을 고려한 출력  $V(t)$  는 전달 함수  $f(t)$  의 역 푸리에 변환  $F(\omega)$  는  $2/j\omega$  가 되며 이를 이용하고 참고 문헌[6] 의 도움으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) \exp[j\omega(Ac(t) \\ &\quad \cdot \cos \omega_c t + N_u(t))] d\omega \\ &= \frac{1}{j\omega\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \cos(\omega N_u(t)) \right. \\ &\quad \left. + j \sin(\omega N_u(t)) \right] \left[ J_0(A\omega) \right. \\ &\quad \left. + 2 \sum_{k=1}^{\infty} j^k c(t)^k J_k(A\omega) \right. \\ &\quad \left. \cdot \cos k\omega_c t \right] d\omega \quad (2) \end{aligned}$$

단  $J_i(\cdot)$  ; 1종  $i$  차 베셀함수

출력 대역 통과 필터 BPF<sub>0</sub> 는  $V(t)$  로 부터 고주파

성분을 제거하므로 결국 BPF<sub>0</sub> 의 출력  $Z(t)$  는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} Z(t) &= \frac{1}{j\omega\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \cos(\omega N_u(t)) \right. \\ &\quad \left. + j \sin(\omega N_u(t)) \right] \left[ J_0(A\omega) \right. \\ &\quad \left. + 2c(t) J_1(A\omega) \cos(\omega_c t) \right] d\omega \quad (3) \end{aligned}$$

그러므로 지상 수신기의 입력  $R(t)$  는

$$R(t) = Z(t) + N_d(t) \quad (4)$$

여기서,  $N_d(t)$  ; downlink 백색 가우스성 잡음  
 결국 integrated & dump 필터의 최종 출력 성분은 아래와 같다.

(1) 출력 신호 성분

출력 신호 성분  $Z_{SX}(t)$  는

$$\begin{aligned} Z_{SX}(t) &= \frac{2}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\omega} \cos(\omega N_u(t)) \\ &\quad \cdot J_1(A\omega) d\omega \quad (5) \end{aligned}$$

이때  $Z_{SX}(t)$  의 앙상블 평균을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E(Z_{SX}(t)) &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{\omega} J_1(A\omega) \\ &\quad \cdot \exp(-\omega^2 \sigma_u^2 / 2) d\omega \end{aligned}$$

$$= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \left( \frac{A^2}{2\sigma_u^2} \right)^{1/2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{2^{-2n} \cdot (2n)!}{(n!)^2 (n+1)!} \cdot \left( -\frac{A^2}{2\sigma_u^2} \right)^n \quad (6)$$

단,  $\sigma_u^2$  ; uplink 잡음의 분산

(2) uplink 잡음 및 상호 변조 성분

출력 uplink잡음과 상호 변조 성분의 합  $Z_{nx}(t)$  의 앙상블 평균은 다음과 같다.

$$E(Z_{nx}(t)) = \frac{4C(t)}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{1}{w} \sin(wNu(t)) \cdot J_0(Aw) dw \quad (7)$$

이때 주파수  $w = w_c$  에서  $E(Z_{nx}(t))$  의 전력 밀도는 주파수  $w_c$ 에서 계산된 자기 상관 함수의 푸리에 변환으로 구해진다.

$$\eta_{nu} = \frac{2}{\pi^2 B_x} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{i!(i-1)!} \left[ \frac{(2i-1)}{2^{2i-1}} \sum_{k=0}^{i-1} \frac{(-1)^k (2i-2k-1)^{2i}}{k!(2i-k-1)!} \right] \cdot \left[ \Gamma(i-1/2), F_1(2i-1/2; 1; -A^2/2\sigma_u^2) \right]^2 \quad (8)$$

단,  $\Gamma(\cdot)$  ; Gamma 함수  
 $F_1(\cdot)$  ; 합류형 초기하 함수

(3) downlink 잡음 성분

출력 downlink 잡음  $Z_{nr}(t)$  는

$$Z_{nr}(t) = c(t) \cdot N_d(t) \quad (9)$$

결국  $Z_{nr}(t)$ 의 분산  $\sigma_{nd}^2$  은 다음과 같다.

$$\sigma_{nd}^2 = \sigma_d^2 / p \quad (10)$$

여기서  $\sigma_d^2$  ; downlink 백색 가우스성 잡음의 분산

$p$  ; PN코드 신호  $C(t)$ 의 처리 이득

(4) 복조 오율

이상에서  $Z_{yx}(t)$ 가 수신 신호의 크기이고  $T$ 가 BPSK 한 비트의 지속 시간일때  $Y = E(Z_{sx}(t))^2 \cdot T/2$  가 단위 비트 당의 에너지이며 이때 평균 오율 식은 다음과 같이 주어진다.

$$P_e = \phi \left( -\sqrt{\frac{2Y}{\eta_{or}}} \right) \quad (11)$$

여기서, 
$$\phi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^t \exp(-t^2/2) dt$$

$$\eta_{or} = \eta_{nu} + \eta_{nd}$$

$\eta_{nu}$  ; 수신 출력 uplink 잡음과 상호 변조 성분의 합의 전력 밀도

$\eta_{nd}$  ; 수신 출력 downlink 잡음 전력밀도

#### 4. 수치 계산 및 검토

암장에서 유도한 오율식에 의해 반송파 대 uplink 잡음 전력 비( uplink CNR ), 반송파 대 downlink 잡음 전력 비( downlink CNR ) 및 처리이득  $P$  를 함수로 해서 얻어진 수치 계산한 결과를 그림 2- 그림 6 에 나타낸다.

- (1) 그림 2 는 처리 이득  $P$  를 15dB 로 고정시킨 후 uplink CNR 을 파라미터로 하여 downlink CNR 을 변화시켰을 경우의 오율 특성이다. 이 그림 2로 부터 uplink CNR 이 -5dB 이하 인 경우에는 선형 시스템이 비선형 시스템보다 우수 하나 uplink CNR 이 0 dB 이상 부러는 비선형 시스템이 선형 시스템보다 우수하다는 것을 알 수 있다. 즉, uplink CNR 이 작은 경우 (-10 dB ~ 15 dB)에서는 위성 transponder 의 비선형성의 영향을 크게 받아 선형 시스템보다 오율 특성이 크게 떨어지나 uplink CNR 이 0 dB 이상이 될 때에는 비선형 시스템이 선형 시스템에 비해 오율의 개선을 가져온다. 동일한 오율 특성 ( $10^{-8}$ ) 을 얻기 위해서는 비선형 시스템의 경우가 선형 시스템에 비해 downlink CNR 면에서 0.4 dB 정도의 개선을 얻을 수 있음을 알 수 있다.

- (2) 그림 3 및 그림 4는 그림 2 의 경우에서 처리 이득 ( $P = 20, 25dB$ ) 만을 변화시켰을 때의 오율 특성이다. 처리이득이 커질수록 전체적인 오율 특성은 좋아짐을 볼 수 있으나 선형 시스템에 대한 비선형 시스템의 개선도는 그다지 변화가 없음을 보여 준다.

(3) 그림 5 및 그림 6 은 uplink CNR 을 5 dB, 10dB 인 경우, 처리 이득 P를 파라마이티로 하여 downlink CNR 을 변화 시켰을 경우의 오율 특성이다. 이 그림 5 및 그림 6 으로부터 처리 이득 P가 증가하면 합수부 오율 특성이 개선하게 될 아 짐을 확인할 수 있었다.

### 5. 결 론

기존에 많이 쓰이고 있는 모델링 방법은 변형 MTM (modified transform method) 을 이용하여 위성 transponder 의 비선형성이 DS-BPSK 확산 스펙트럼 신호에 미치는 영향을 오율적인 관점에서 고찰하였다. 그 결과 uplink CNR 이 -5dB 보다 작은 경우는 DS-BPSK 확산 스펙트럼 신호를 위성 transponder 에 통과시켰을 때 선형시스템일 경우 보다 크게 열화되나 uplink CNR 의 0 dB 보다 크게 되면 위성 transponder 의 비선형성의 영향으로 선형 시스템일 경우에 비해 약 0.4 dB 정도의 개선을 얻을 수 있다. 그리고 처리 이득의 변화에 따른 오율 특성은 크게 개선 되는 것을 알 수 있었지만 선형 시스템에 비한 비선형성의 개선도는 변 차이가 없음을 알 수 있었다.

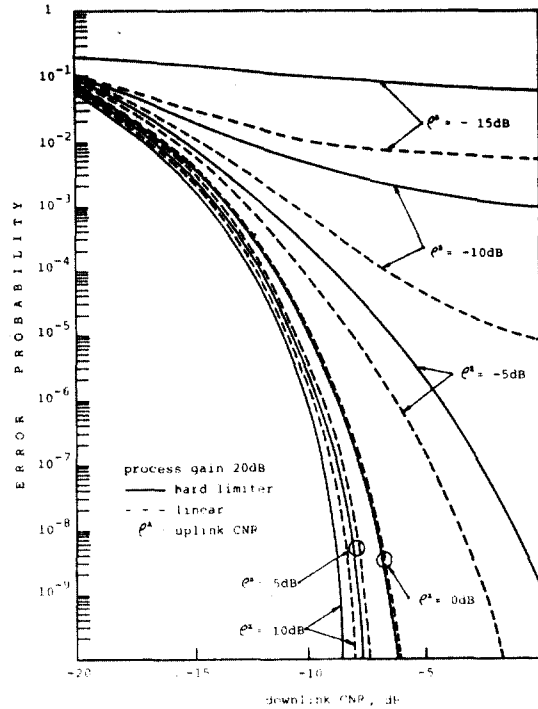


그림 3 DS-BPSK 의 오율 특성 (P=20dB)

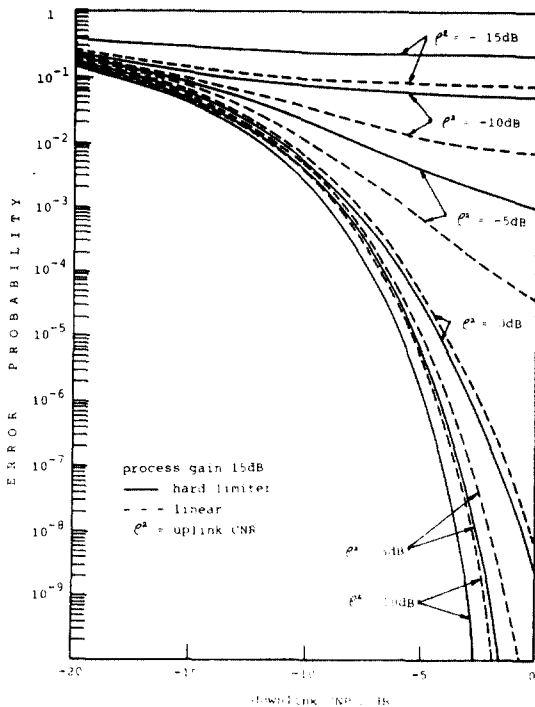


그림 2 DS-BPSK 의 오율 특성 (P=15dB)

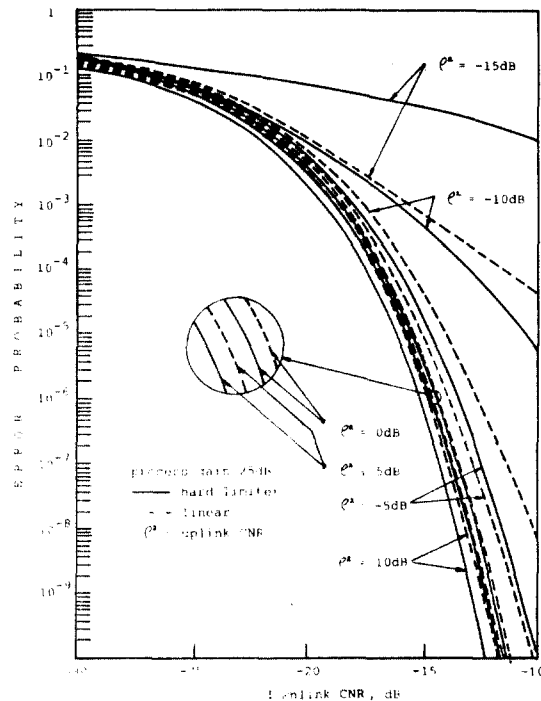


그림 4 DS-BPSK 의 오율 특성 (P=25dB)

참 고 문 헌

- [1] I.Oka, N.Morinaga, and T.Namekawa, "Effects of soft limiting in PSK satellite systems," Special report from AEU. Band 37(1983), pp. 25-28.
- [2] D.R.Anderson and P.A.Wintz, "Analysis of a spread-spectrum multiple-access system with a hard limiter," IEEE Trans. Commu. Technol., vol. COM-17, pp.285-290, Apr. 1969.
- [3] R.A.Lefande, "Effects of phase nonlinearities on phase-shift-keyed pseudo-noise/spread-spectrum communication systems," IEEE Trans. Commu. Technol., vol. COM-18, pp.685-686, Oct. 1970.
- [4] M.B.Pursley, "Performance evaluation of phase-coded spread spectrum multiple access communication-part 1: System analysis," IEEE Trans. Commu., vol. COM-25, pp.795-799, Aug. 1977.
- [5] Tsou-Chiang Huang, "PN spread spectrum signaling through a nonlinear satellite channel disturbed by interference and noise," IEEE Trans. Commu., vol. COM-30, no.5, pp.1223-1233, May 1982.
- [6] I.S.Gradshteyn and I.M.Ryshik, Tables of integrals of series and products. New York: Academic, 1980.

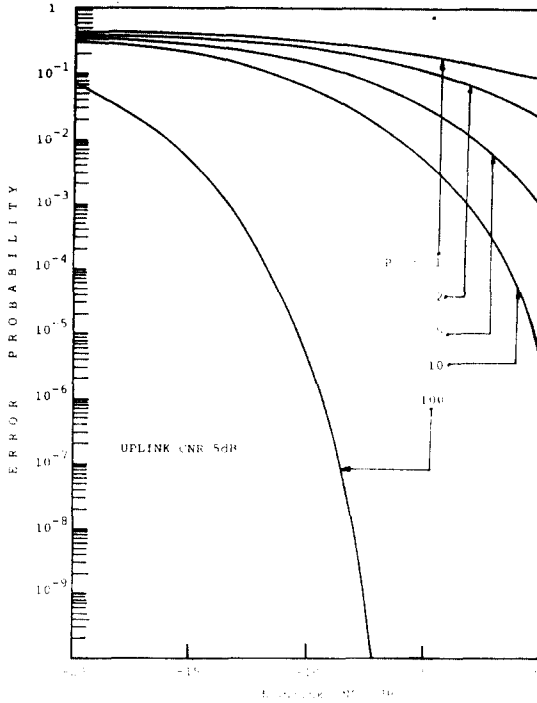


그림 5 비선형 채널에 있어서 DS-BPSK  
처리 이득의 영향 ( $\rho^2=5$  dB)

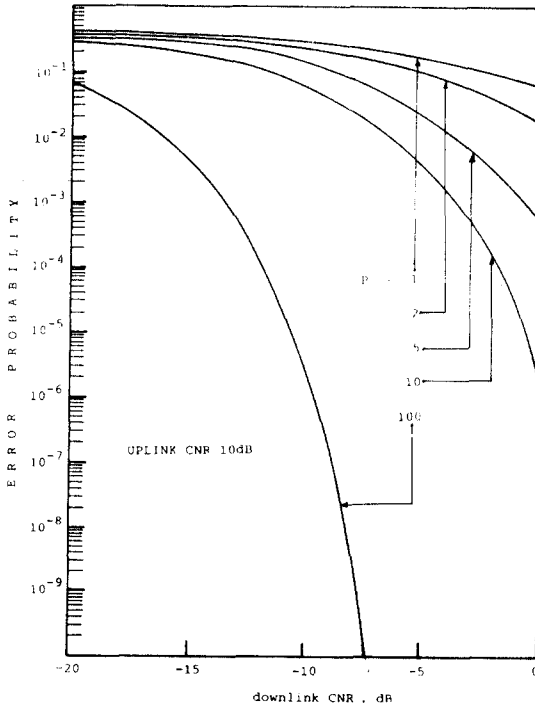


그림 6 비선형 채널에 있어서 DS-BPSK  
처리 이득의 영향 ( $\rho^2=10$  dB)