

# 소프트리미터형 중계기를 장치한 PSK 위성통신 시스템의 Jamming 환경하에서의 오율특성

正會員 姜 榮 興\* 正會員 趙 誠 彥\*\* 正會員 趙 成 俊\*\*

## The Error Performance of PSK Satellite Communication System with a Soft Limiter Type Transponder in Jamming Environments

Young Heung KANG\*, Sung Eon CHO\*\*, Sung Joon CHO\*\* *Regular Members*

**要 約** 우리나라가 위성통신 시스템을 도입함에 있어 고려해야 할 것중의 하나는 있을 수도 있는 방해전파(Jamming)의 영향이다. 따라서 본 논문은 현재 세계적으로 이용되고 있는 M-ary PSK(MPSK) 신호를 채택하고 비선형 중계기로 하드리미터(Hard Limiter)를 포함하는 소프트 리미터(Soft Limiter)를 도입하여 업링크(Uplink)상에 톤 제밍(Tone Jamming)과 가우스 잡음이 존재하고, 다운링크(Down link)상에는 가우스 잡음만이 존재하는 환경하에서 비선형 위성중계기를 거쳐 수신되는 MPSK 신호의 오율특성을 유도하였다. 유도된 오율특성으로부터 업링크반송파 대 잡음전력비, 업링크반송파 대 Tone Jamming파의 전력비, 다운링크반송파 대 잡음전력비 및 정규화 리미팅 레벨(Limiting Level)을 파라미터로 하여 BPSK(M=2)와 QPSK(M=4) 신호에 대한 오율특성을 수치계산하여 제밍의 영향과 리미팅레벨의 변화에 따른 영향을 검토하였다. 검토결과 업링크 반송파 대 잡음전력비를 증가시키거나 리미팅레벨을 감소시키므로써 BPSK와 QPSK 시스템의 오율특성에 대한 제밍의 영향이 감소함을 알 수 있었고 제밍이 존재할 때에는 리미팅레벨의 영향이 거의 없음을 알 수 있었다. 또한 리미팅레벨이 0인 하드리미터의 경우에 오율특성이 가장 양호함을 알 수 있었다.

**ABSTRACT** Upon introducing satellite communication system to Korea, one of the important problems to cope with is the effect from the probable intentional interference i. e. jamming.

In this paper, we have considered the M-ary PSK signal and the soft limiter type, which contains hard limiter, nonlinear satellite transponder in environments of uplink tone or noise jamming plus Gaussian noise and downlink Gaussian noise.

Using the derived error rate equation, we have evaluated numerically the error performance of BPSK and QPSK system, and shown in figures in terms of uplink and downlink carrier to jamming rate(CJR) and limiting level. From the results we have known that tone jamming effect on the error performance in BPSK and QPSK signals in nonlinear satellite channel become less with increasing the uplink CNR and with decreasing the limiting level. And in a tone jamming, the limiting level affects hardly on the error performance of both BPSK and QPSK signals. When limiting level is zero, BPSK and QPSK signals show the best error rate performance.

### I. 서 론

위성통신 차기상에서 신호의 성능열화에 대한 연구는 기존에 많이 수행되어왔다<sup>(1)</sup>. 그러나 연구의 대부분은 전송로상에 혼입되는 간섭신호와

잡음의 영향에 관한 것이며<sup>(2),(3)</sup> 인위적인 방해전파에 대한 연구결과는 매우 적은 실정이다. 따라서 머지않아 우리나라가 자체 위성통신시스템을 확보하는데 있어서 있을수도 있는 방해전파에 강한 위성통신시스템의 연구가 필요하며 또한 이에대한 충분한 검토가 요망된다<sup>(4)</sup>. 또한 위성통신에서는 장거리 전파에 의한 감쇠 및 위성탐색기 규모의 제약등으로 전력의 유효이용이 큰 문제가 되고 있어 최근의 디지털 위성통신에 있어서는 위성 중계기(transponder)의 전력을

\* 蔚山大學校 情報通信工學科  
Dept. of Information Engineering, Kunsan National University  
University  
\*\* 韓國航空大學 航空通信情報工學科  
Dept. of Telecon. and Information Eng.,  
Hankuk Aviation University.  
論文番號: 91-102 接受1991. 5. 23)

효율적으로 이용하기 위해 중계기를 포화 영역부근 혹은 그 이상의 높은 동작점에서 동작시켜 비선형 증폭시키는 방법을 이용하고 있다.

비선형 중계기의 모델로서 하드 리미터(hard limiter)를 채택하여 위성통신 회선에 있어서 PSK 신호의 오율 해석에 대한 연구가 행해져 왔는데<sup>10)</sup> 하드리미터를 사용하면 비선형 왜곡이 커서 파형에 왜곡이 생기거나 대역이 과지는 문제가 생긴다. 최근에 이러한 문제들을 보완하기 위해 포화점 이하의 영역에서는 선형증폭 특성을 가지며 포화점 이상의 영역에서는 일정 진폭의 출력을 내는 소프트리미터(soft limiter)를 중계기의 모델로 채택한 해석도 행해져고 있는데<sup>11)</sup> 소프트리미터에 의한 모델은 리니어라이저(linearizer)를 사용한 중계기의 좋은 근사가 되고 현실성이 높은 모델로 볼수 있다.

본 논문에서는 전송신호로서 주파수의 유효이용과 신호의 전송대역 효율이 뛰어난 위상변조(PSK) 방식을 채택하고 위성중계기 모델로서는

소프트리미터를 채택하여, 지상에서 위성으로의 업링크에는 Tone Jamming과와 가우스 잡음, 위성으로부터 지상으로의 다운링크에는 가우스 잡음만이 존재할 경우에 대한 MPSK 신호의 오율특성을 유도한다. 그리고 BPSK ( $M=2$ )와 QPSK ( $M=4$ )의 오율특성에 미치는 Tone Jamming과의 영향과 소프트 리미터의 리미팅레벨의 변화에 따른 오율특성의 변화를 업링크반송파 대 잡음전력비, 다운링크반송파 대 잡음전력비, 반송파 대 Tone Jamming과의 전력비, 정규화 리미팅레벨을 파라미터로 하여 그림에 나타내어 BPSK와 QPSK 시스템에 대한 Jamming과의 영향을 해석한다. 그리고 하드리미터형 위성중계기를 채용했을 경우 즉, 리미팅레벨이 0일때의 오율특성도 함께 살펴본다.

## II. 소프트 리미트형 위성통신 시스템

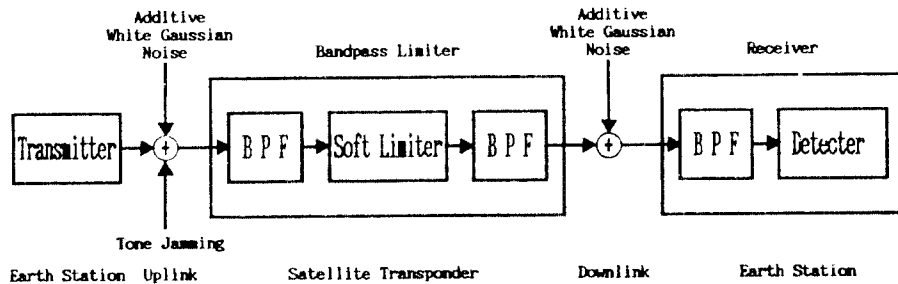


그림 1. Soft limiter형 중계기를 채용한 위성통신 시스템  
Fig. 1. Satellite communication system with soft limiter type transponder.

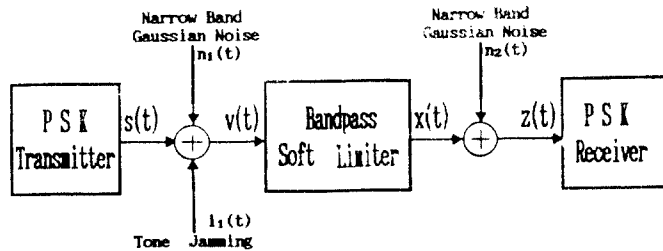


그림 2. Soft limiter형 중계기를 채용한 PSK 위성통신 시스템의 해석모델  
Fig. 2. Analysis model of PSK satellite communication system with soft limiter type transponder.

소프트리미터(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 제거되고 반송파 주파수 근방의 성분만이 출력된다. 그림 2에는 본 논문의 해석모델을 나타낸다.

본 논문에서 채용하는 대역통과 소프트 리미터의 변환특성  $g(\cdot)$ 는 다음과 같으며 이를 그림으로 나타내면 그림 3과 같다.

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

단,  $R_v$  : 리미터 입력  $v(t)$ 의 포락선

$L$  : 리미팅레벨

여기서  $L=0$ 일때 하드리미터 특성을 나타낸다.

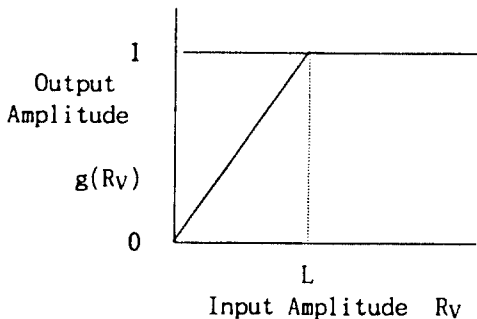


그림 3. 소프트 리미터의 입력 대 출력 특성  
Fig 3. Input-output characteristic of soft limiter.

리미터 입력  $v(t)$ 의 위상을  $\phi_v(t)$ 라고 하면 리미터의 입력  $v(t)$ 는

$$v(t) = R_v(t)\cos \{ \omega_0 t + \phi_v(t) \} \quad (2)$$

위식에 대한 리미터 출력  $x(t)$ 는

$$x(t) = g[R_v(t)] \cos \{ \omega_0 t + \phi_v(t) \} \quad (3)$$

단,  $\omega_0$ 는 반송파의 각주파수이다.

그림 2에서 신호  $s(t)$ 는 M-ary PSK(MPSK)파로 송, 수신기에서의 동기는 완전하다고 가정한다. 대역통과 필터의 통과대역은 신호파를 왜곡시키지 않을 정도로 넓어서 주로 대역외의 잡음과 Jamming파만을 제거한다고 가정한다. 그림 2에서 지구국으로부터 송신되는 MPSK 신호는

$$s(t) = A \cos \{ \omega_0 t + \theta_M(t) \} \quad (4)$$

단,  $A$  : 반송파의 진폭

$\theta_M(2\pi(N/M))$  : 디지털 변조위상

$N(0, 1, 2, \dots, M-1)$  : 다상정보

$M$  : 상(array)의 수.

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

$$\begin{aligned} v(t) &= s(t) + n_1(t) + i_1(t) \\ &= R_v(t)\cos \{ \omega_0 t + \phi_v(t) \} \end{aligned} \quad (5)$$

위에서,  $n_1(t)$ 는 평균값이 0이고 분산값이  $\sigma_1^2$ 인 협대역 가우스잡음으로서 다음과 같이 직교 성분으로 전개할 수 있다<sup>6)</sup>.

$$\begin{aligned} n_1(t) &= N_1 \cos ( \omega_0 t + \theta_{n1} ) \\ &= N_1 \cos\theta_{n1} \cos\omega_0 t \\ &\quad - N_1 \sin\theta_{n1} \sin\omega_0 t \\ &= n_c \cos\omega_0 t - n_s \sin\omega_0 t \end{aligned} \quad (6)$$

위식에서  $N_1$ 은 잡음  $n_1(t)$ 의 진폭포락선,  $\theta_{n1}$ 은 반송파에 대한 잡음의 상대위상으로서 이의 확률밀도 함수  $p(\theta_{n1})$ 은  $[0, 2\pi]$  범위내에서 일양

분포한다. 또  $n_c, n_s$ 는 각각 반송파에 대해 동상 및 직교되는 성분으로 서로 독립적이며 각각의 평균값은 모두 0이고 분산값은 모두  $\sigma_1^2$ 이다.

대역통과 필터를 통과한 협대역 Tone Jamming 파는 다음과 같이 나타내진다.

$$i_1(t) = I \cos \{ \omega_0 t + \theta_1 \} \quad (7)$$

윗식에서  $I$ 는 Tone Jamming파의 포락선으로서 시간적으로 일정하며  $\theta_1$ 는 PSK 신호에 대한 상대위상으로서 이를 확률밀도함수  $p(\theta_1)$ 는  $[0, 2\pi]$  범위내에서 일양분포한다. 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.

$$\begin{aligned} z(t) &= x(t) + n_2(t) \\ &= x(t) + N_2 \cos \{ \omega_0 t + \theta_{n_2} \} \\ &= R_z(t) \cos \{ \omega_0 t + \phi_z(t) \} \end{aligned} \quad (8)$$

단,  $N_2$ : 잡음  $n_2(t)$ 의 진폭 포락선

$\theta_{n_2}$ : 반송파에 대한 잡음  $n_2(t)$ 의 상대위상

$R_z(t)$ : 다운링크 수신파  $z(t)$ 의 진폭포락선

$\phi_z(t)$ : 수신합성위상.

수신합성위상  $\phi_z(t)$ 의 확률밀도함수  $p(\phi_z)$ 를 구하기 위해 우선, 리미터 입력의 포락선  $R_v(t)$  및  $\phi_v(t)$ 의 결합확률밀도함수  $p(R_v, \phi_v)$ 을 가우스분포의 특성함수를 이용해서 아래와 같이 유도한다.

식 (6)에서의  $n_c(t)$  및  $n_s(t)$ 의 확률 밀도함수를 각각  $p(n_c), p(n_s)$ 라고 하면 이들의 특성함수  $M_{n_c}(\zeta), M_{n_s}(\eta)$ 는 각각 다음식과 같이 구해진다<sup>(7)</sup>.

$$\begin{aligned} M_{n_c}(\zeta) &= \int_{-\infty}^{\infty} p(n_c) \exp(-j\zeta n_c) dn_c \\ &= \exp(-\sigma_1^2 \zeta^2 / 2) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} M_{n_s}(\eta) &= \int_{-\infty}^{\infty} p(n_s) \exp(-j\eta n_s) dn_s \\ &= \exp(-\sigma_1^2 \eta^2 / 2) \end{aligned} \quad (10)$$

이 식으로부터  $n_c(t), n_s(t)$ 의 결합확률밀도함수  $p(n_c, n_s)$ 는 다음에 의해 구한다.

$$\begin{aligned} p(n_c, n_s) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{-\sigma_1^2 (\zeta^2 + \eta^2) / 2\} \\ &\quad \exp\{j(n_c \zeta + n_s \eta)\} d\zeta d\eta \end{aligned} \quad (11)$$

간섭파의 위상이 일정하다고 가정된 상태에서 대역통과 하드리미터입력  $v(t)$ 를 반송파의 동상(Inphase) 및 직교위상(Quadrature phase)  $v_x$ 와  $v_y$ 로 전개했을 경우의  $v_x$ 와  $v_y$ 의 결합확률밀도함수  $p(v_x, v_y)$ 를 구하면 윗식으로부터 다음과 같은 꼴이 된다.

$$\begin{aligned} p(v_x, v_y) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{-\sigma_1^2 (\zeta^2 + \eta^2) / 2\} \\ &\quad \cdot \exp\{j\zeta(v_x - I_1 \cos\theta_1) + j\eta(v_y - I_1 \sin\theta_1)\} d\zeta d\eta \end{aligned} \quad (12)$$

### III. 오울 특성

수신된 신호의 합성위상  $\phi_z(t)$ 의 확률밀도함수  $p(\phi_z)$ 를 구하기 위해서는 리미터 입력의 포락선  $R_v(t)$ 와 위상  $\phi_v(t)$ 의 결합확률밀도함수  $p(R_v, \phi_v)$ 를 가우스분포의 특성함수로부터 유도하고  $v_x, v_y$ 의 직교좌표계로부터  $R_v, \phi_v$ 의 극좌표계로 좌표 변환을 행하면(부록참조)

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

$${}_1F_1 [ n + m + l + 1 ; n + 1 ; - R_v^2 / (2\sigma_1^2) ] \tag{13}$$

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

$R_v(t)$  및  $\phi_v(t)$ 를 고정했을 경우의 수신파  $z(t)$ 의 포락선  $R_z(t)$ 와 위상  $\phi_z(t)$ 의 조건부 확률밀도함수  $p(R_z, \phi_z | R_v, \phi_v)$ 를 구하기 위해서는 식(9)에서 다음과 같이

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

으로 치환함에 따라 다음식을 얻는다.

$$\begin{aligned}
 p(R_z, \phi_z | R_v, \phi_v) &= \frac{R_z}{2\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \cos n(\phi_z - \phi_v)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &\sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^l (n+1)! \left[ \frac{g(R_v)}{\sqrt{2} \sigma_2} \right]^{n+2l} \left[ \frac{R_z}{\sqrt{2} \sigma_2} \right]^n}{n! l! (n+1)! \sigma_2^2} \\
 &\cdot {}_1F_1 \left[ n + l + 1 ; n + 1 ; - \frac{R_z^2}{2\sigma_2^2} \right] \tag{14}
 \end{aligned}$$

목적으려하는 확률밀도 함수  $p(\phi_z)$ 를 구하려면 우선  $R_v$ 와  $\phi_v$ 에 대한 조건부확률밀도함수  $p(\phi_z | R_v, \phi_v)$ 를 얻은후에 식(13)의  $R_v$ 와  $\phi_v$ 에 대한 결합확률밀도함수  $p(R_v, \phi_v)$ 를 이용하여  $R_v$ 와  $\phi_v$ 에 대해서 평균을 취하면 된다. 즉,  $p(\phi_z)$ 는

$$\begin{aligned}
 p(\phi_z) &= \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} \left[ \int_0^{\infty} p(R_z, \phi_z | R_v, \phi_v) dR_v d\phi_v \right] \\
 &\quad \times p(R_v, \phi_v) dR_v d\phi_v
 \end{aligned}$$

로 구해진다. 여기에 식(13), (14)를 대입하여 적분을 행함으로써 최종적으로 다음식을 얻는다.

$$p(\phi_z) = \frac{1}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \cos n\phi_z \cdot f(n) \tag{15}$$

단,  $f(n)$ 은 다음식으로 주어진다.

$$\begin{aligned}
 f(n) &= \frac{\sum_{l_1=0}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^{l_1+l_2+m} n \Gamma(n/2 + l_2)}{2 \cdot l_1! + l_2 (n+l_1)! (n+l_2)! (m!)^2} \cdot \left[ \frac{n \Gamma(n/2 + l_1 + m)}{2} \right]}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^n (n+m+k+l_1)!}{(n+k)! k!} \\
 & \cdot \left[ \frac{1}{l_2 + n + k + 1} - \frac{1}{n/2 + k + 1} \right] \\
 & \cdot \lambda^{n+2k+2} \\
 & \cdot \binom{n+2l_1+2m}{\alpha_1} \cdot \binom{n+2l_2}{\alpha_2} \cdot (\gamma)^{-2m} \\
 & ; n \geq 1
 \end{aligned} \tag{16}$$

$\alpha_1 (= A^2 / 2\sigma_1^2)$  : 업링크 반송파 대 잡음전력비 (CNR 1)  
 $\alpha_2 (= 1 / 2\sigma_2^2)$  : 다운링크 반송파 대 잡음전력비 (CNR 2)  
 $\gamma (= A^2 / I^2)$  : 반송파 대 Tone Jamming과의 전력비(CJR).  
 $\lambda = \frac{L}{\sqrt{2} \sigma_1}$  : 정규화 리미팅레벨.

이상으로 업링크, 다운링크에 있어서의 잡음과 Jamming과의 영향이 포함된 수신위상  $p(\phi_z)$ 의 확률밀도 함수를 구했다. 수신기에서는 1샘플당 1샘플을 취해 수신파의 위상  $\phi_z(t)$ 를 검출하여 송신된 정보를 판정한다고 가정한다. M상 PSK에서 송신정보의 위상  $\theta_m(t)$ 가 0일때를 생각하면 수신신호 위상  $\phi_z$ 가

$$\frac{-\pi}{M} < \phi_z < \frac{\pi}{M} \tag{17}$$

의 범위에 있을 경우에는 올바르게 복조되고 그 이외의 경우에는 에러가 발생한다. 따라서 부호오율  $P_e$ 는 식(14)의  $p(\phi_z)$ 를 식(16)에서 올바르게 복조될 영역에 걸쳐 적분하여 1에서 이를 빼주면 구해진다. 즉,

$$\begin{aligned}
 P_e & = 1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} p(\phi_z) d\phi_z \\
 & = 1 - \frac{1}{M} - \frac{2}{\pi} \\
 & \sum_{n=1}^{\infty} \sin \frac{n}{M} \pi \cdot f(n)
 \end{aligned} \tag{18}$$

이 된다.

#### IV. 결과 및 검토

앞절에서 유도한 식을 이용하여 업링크CNR1, 다운링크CNR2 및 정규화리미팅레벨  $\lambda$ 를 파라메타로 하여 BPSK(M=2) 신호와 QPSK(M=4) 신호의 오율을 계산하여 그림으로 나타내었다. 그림 4는 Jamming이 존재하지 않을때 정규화 리미팅레벨  $\lambda$ 의 변화에 따른 오율특성을 나타낸다. 그림 5는 QPSK 신호에 있어서 Tone Jamming이 존재할 때 CNR2=10dB 이고 CNR1=4dB, CJR=8dB일때 정규화리미팅레벨  $\lambda$ 의 변화에 따른 오율특성이다. 그림 6은 BPSK 신호에서 CNR1=8dB, CNR2=10dB로 고정시켰을때 CJR과 정규화리미팅레벨을 각각 파라메타로 하여 오율특성을 나타낸 것이다. 그림 7은 QPSK 신호에서 CNR1를 8dB에서 12dB로 증가시켰을 때의 오율특성을 나타낸다.

이들 결과로부터

1) 예를들어 그림 4의 BPSK신호에서 업링크 CNR1이 10dB인 경우  $\lambda > 3$ 의 영역, 즉, 입력반송파 진폭이 정규화리미팅레벨을 밀돌면 오율이 급격히 열화하지만 정규화리미팅 레벨을 초월해서 ( $0 < \lambda < 3$ 의 영역) 하드리미터 특성에 가까운 환경에서 사용되는 경우 그 영역내에서는  $\lambda = 0$ 의 하드리미터의 경우와 거의 마찬가지로의 개선이 얻어지는 것을 알 수 있다.(그림 4 참조)

2) CJR을 파라메타로 하여 나타낸 오율에서는 Jamming이 없을 경우, 정규화리미팅레벨의 변화

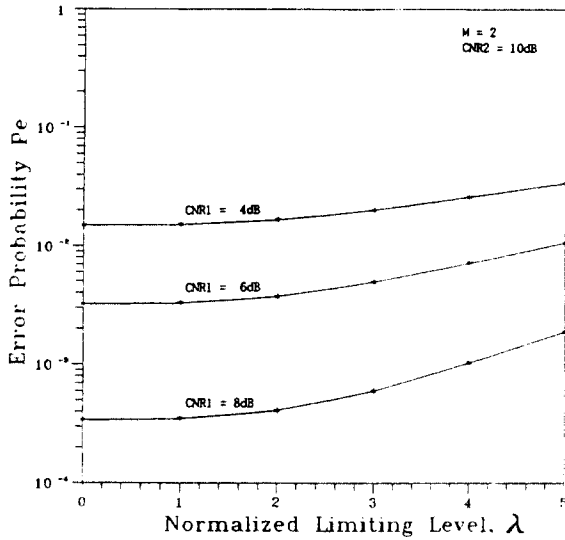


그림 4. 정규화 리미팅레벨의 변화에 따른 BPSK 신호의 오류 특성  
 Fig. 4. The error performance of BPSK signals vs. normalized limiting level.

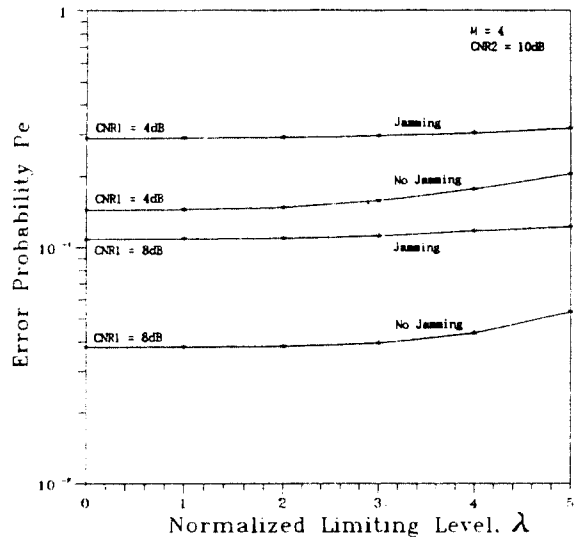


그림 5. 정규화 리미팅레벨의 변화에 따른 QPSK 신호의 오류 특성  
 Fig. 5. The error performance of QPSK signals vs. normalized limiting level.

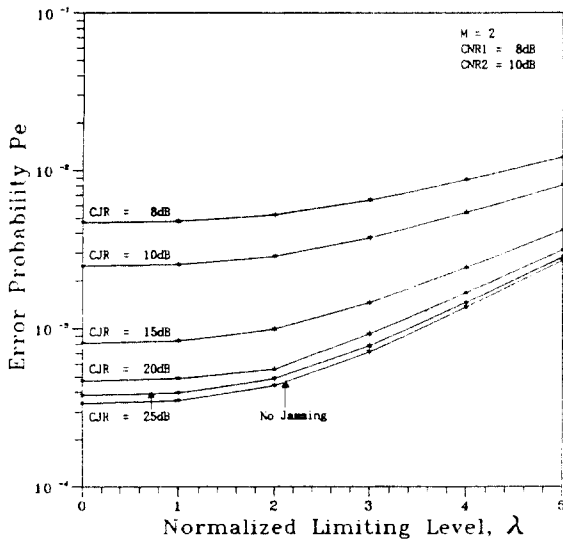


그림 6. 정규화 리미팅레벨의 변화에 따른 BPSK 신호의 오류 특성  
 Fig. 6. The error performance of BPSK signals vs. normalized limiting level.

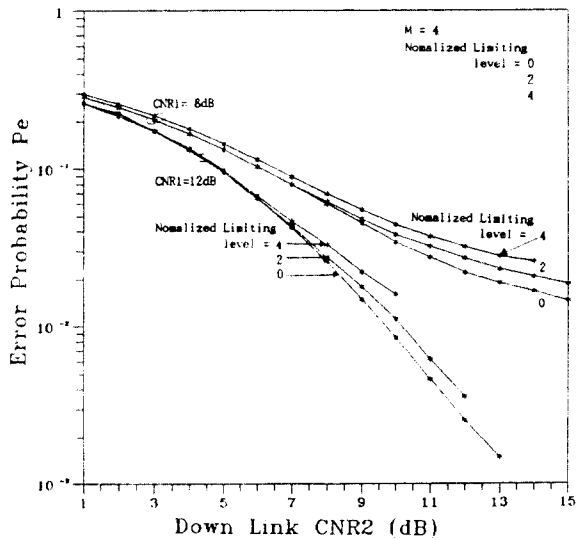


그림 7. QPSK 신호의 오류 특성  
 Fig. 7. The error performance of QPSK signals.

에 따른 오율성능의 변화를 볼 수 있지만 Jamming이 존재할 경우에는 정규화리미팅레벨이 변하더라도 오율특성이 그다지 변화하지 않는다.(그림 5 참조)

3) 정규화리미팅레벨의 값이 크고 CJR이 25 dB 이상이 되면 Jamming이 존재하지 않을때의 오율특성과 거의 같아짐을 알 수 있다.(그림 6 참조)

4) 어떤 정규화리미팅레벨값에서 CNR1을 증가시키면 오율특성을 개선시킬 수 있다.(그림 7 참조)

## V. 결 론

본 연구에서는 Jamming이 존재하지 않을때 소프트리미터의 정규화리미팅레벨  $\lambda$ 의 값에 따른 오율특성과 Jamming이 존재할 때 CJR과  $\lambda$ 의 관계를 수치계산에 의한 오율특성으로 제시하였다.

Jamming이 존재하지 않을 때에는  $\lambda$ 가 작을수록 오율성능이 개선되며,  $\lambda$ 가 0일때, 즉 하드리미터일때가 가장 양호한 특성을 갖는다는 것을 알 수 있다. 그러나 하드리미터의 비선형왜곡을 고려하면  $\lambda=0$ 일때가 가장 양호하다고 말할 수가 없다.

본 연구에서는 위성중계기를 소프트리미터 모델로 해석을 행하였는데, 이것은 비선형왜곡에 대한 고려를 하지않아도 되고, 또한  $\lambda=3$  정도까지는 하드리미터의 오율특성에 비해 그다지 열화하지 않는다는 점이 있다.

Jamming이 존재할 때에는 낮은 CJR값에서 Jamming의 영향이 지배적이기 때문에 정규화리미팅레벨  $\lambda$ 에 따른 오율성능의 열화는 나타나지 않지만, CJR이 15dB이상일 때는 정규화리미팅레벨을 증가시키면 오율성능의 열화를 가져온다는 것을 알 수 있다. 따라서 CJR이 15dB이상일 때는 정규화리미팅 레벨  $\lambda$ 의 값을 3이하로 낮추어야 한다.

결론적으로 CJR, CNR1, CNR2의 파라메타에 따라 소프트 리미터의 정규화리미팅레벨 즉, 리니어라이저(linearizer)를 사용하는 위성중계기에 있어서는 동작점(back off)의 값을 선택하는 것이 바람직하다 할 수 있겠다.

## 참 고 문 헌

1. P. Chang, R.J. Frang, M.E. Jones, "Performance over cascaded and bandlimited nonlinear satellite channels in the presence of interference," IEEE Press, Digital Satellite Commun., pp. 47.3.1 47.3.10, 1981.
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 TWT linearizer upon QPSK / TDMA transmission performance," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. SAC-1, pp. 39-45, Jan, 1983.
4. 강영홍, 조성연, 고봉진, 조성준, 김원후, "우리나라 실정에 알맞는 위성통신 시스템에 관한 연구", 한국통신학회 논문지 제15권 10호, pp. 868-878, 1990년 10월.
5. 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.
6. Y.Urabe and N. 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. W. Magnus, F. Oberhettinger, and R.P. Soni, *Formula Theorems for the Special Functions of Mathematical Physics*. New York : Springer Verlag Berlin Heidelberg, 1966.
8. A. Papoulis, *Probability, random variables and stochastic process*. New York : McGraw-Hill, 1965.



[부 록]

식(13)의 유도

본문의 식 (12)에서  $v_x, v_y$ 를  $R_v, \phi_v$ 로 변환하고, 다시

$$\begin{aligned} \zeta &= \rho \cos \xi, \quad \eta = \rho \sin \xi & (A-1) \\ \text{단, } \rho &\geq 0, \quad 0 \leq \xi \leq 2\pi \end{aligned}$$

로 놓아 적분변수를  $\zeta, \eta$ 에서  $\rho, \xi$ 로 변환하면  $R_v(t), \phi_v(t)$ 의 조건부 확률밀도함수는 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} p(R_v, \phi_v | I_1, \theta_1) &= \frac{R_v}{4\pi^2} \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \rho \exp \left[ -\frac{\sigma_1^2 \rho^2}{2} \right] \\ &\cdot \exp [ j\rho \{ R_v \cos(\xi - \phi_v) - A \cos \xi - I_1 \cos(\xi - \theta_1) \} ] d\xi d\rho & (A-2) \end{aligned}$$

위 식에서  $\theta_1$ 은  $[0, 2\pi]$  범위내에서 일양분포하고 있으므로 이식을  $\theta_1$ 에 대해서 평균을 취하면

$$\begin{aligned} p(R_v, \phi_v) &= \frac{R_v}{4\pi^2} \int_0^\infty \rho \exp \left[ -\frac{\sigma_1^2 \rho^2}{2} \right] \cdot J_0(I_1\rho) \\ &\cdot \int_0^{2\pi} \exp [ j\rho \{ R_v \cos(\xi - \phi_v) - A \cos \xi \} ] d\xi d\rho & (A-3) \end{aligned}$$

여기서

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp [ j\rho I_1 \cos(\xi - \theta_1) ] d\theta_1 = J_0(I_1\rho)$$

$J_0(\cdot)$  : 제 1종 0차 베셀 함수( Bessel function)

그리고 식(A-3)에서  $\exp \{ j\rho R_v \cos(\xi - \phi_v) \}$  및  $\exp (-j\rho A \cos \xi)$ 을 후리에급수로 전개하여  $\xi$ 에 대해서 적분한후 적분과 합의 순서를 교환 하면 다음과 같이 된다.

$$p(R_v, \phi_v) = \frac{R_v}{2\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \epsilon_k \cdot \cos k \phi_v$$

$$\cdot \int_0^{\infty} \exp \left[ -\frac{\sigma_1^2 \rho^2}{2} \right] J_0(I_1 \rho) J_k(A \rho) J_k(R_v \rho) d\rho$$

단,  $J_k(\cdot)$  ; 제1종  $k$ 차 베셀함수

다음의 관계식을 이용하여[8]

$$\left[ \frac{w}{2} \right]^{-a} J_a(w) = \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^l (w/2)^{2l}}{l! \Gamma(a+1+l)}$$

$p(R_v, \phi_v)$ 를 다시쓰면

$$p(R_v, \phi_v) = \sum_{k=0}^{\infty} \epsilon_k \cdot \cos k \phi_v \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^{n+l} A^{k+2n}}{2^{2l} n! \Gamma(k+n+1)}$$

$$\cdot \frac{I_1^{2l}}{(l!)^2} \int_0^{\infty} R_v \rho^{2(1+n)+k+1} \exp \left[ -\frac{\sigma_1^2 \rho^2}{2} \right] J_k(R_v \rho) d\rho$$

(A-5)

단,  $\Gamma(\cdot)$  ; 감마함수(Gamma function)

다음의 Bessel 적분관계식을 이용하여

$$\int_0^{\infty} J_\nu(at) \exp(-p^2 t^2) t^{u-1} dt = \frac{\Gamma(\nu/2 + u/2) (a/2p)^\nu}{2 p^u \Gamma(\nu + 1)}$$

$$\cdot {}_1F_1 \left[ \nu/2 + u/2 ; \nu + 1 ; -1/4p^2 \right]$$

식(A-5)를 변형하면 본문의 식(13)이 얻어진다.



姜榮興(Young Heung KANG) 正會員

1960年 9月 24日生

1980年 3月~1984年 2月:韓國航空大學  
航空通信工學科卒業(工學  
士)

1984年 3月~1986年 2月:韓國航空大學大  
學院 航空電子工學科卒業  
(工學碩士)

1988年 3月~1990年 3月:韓國航空大學  
航空通信情報工學科 助教

1989年 3月~現在:韓國航空大學大學院 航空電子工學科 博士課程

1990年 4月~現在:國立群山大學校 情報通信工學科 專任講師



趙誠彥(Sung Eon CHO) 正會員

1966年 7月 11日生

1985年 3月~1989年 2月:韓國航空大學  
航空通信情報工學科 卒業  
(工學士)

1989年 3月~1991年 2月:韓國航空大學  
大學院 卒業(工學碩士)

1991年 3月~現在:韓國航空大學 航空通  
信情報工學科 助教



趙成俊(Sung Joon CHO) 正會員

1946年 1月 9日生

1965年 4月~1969年 2月:韓國航空大學  
航空通信工學科 卒業(工學  
士)

1973年 4月~1975年 2月:漢陽大學校大學  
院 卒業(工學碩士)

1977年 4月~1981年 3月:大阪大學大學院  
通信工學科 卒業(工學博士)

1969年 4月~1972年 7月:海軍技術將校

1972年 8月~現在:韓國航空大學 航空通信情報工學科 教授  
本學會 理事