

우리나라 실정에 알맞는 위성통신 시스템에 관한 연구

正會員 姜 榮 興* 準會員 趙 誠 彦** 正會員 高 鳳 震*
正會員 趙 成 俊** 正會員 金 元 厚*

A Study on the Satellite Communication System Suitable for Korea

Young Heung KANG*, Sung Eon CHO**, Bong Jin KO*, Sung Joon CHO**,
Won Hoo KIM* *Regular Members*

要 約 우리나라가 위성통신을 도입함에 있어 대처해야 할 것중의 하나가 있을 수도 있는 방해신호(Jamming)의 영향이다. 따라서 본 논문에서는 Jamming으로부터 영향을 받는 위성통신 시스템의 신호특성과, Jamming을 배제하기 위한 방법의 하나로써 널리 이용되는 직접 주파수 확산방식(DS: Direct Sequence)을 채용했을 때의 신호특성을 구명했다. 신호로서는 현재 세계적으로 이용되고 있는 MPSK(M-ary PSK) 신호를 채택하고 위성통신 시스템 모델로서는, 지상으로부터 위성으로의 업링크(Uplink)상에는 Tone Jamming 또는 Noise Jamming과 가우스잡음이 존재하고, 위성으로부터 지상으로의 다운링크(Downlink)에는 가우스 잡음만이 존재하는 환경에서 하드리미터형 비선형 위성중계기를 삼았다. 이와같은 환경하에서 MPSK(M-ary PSK)신호의 오류율을 유도하여 BPSK(M=2)와 QPSK(M=4) 신호에 대한 오류특성을 수치계산한 후 DS BPSK의 오류특성과 비교, 검토하였다. 검토결과 비선형 위성통신 시스템에서는 Tone Jamming보다는 Noise Jamming에 의한 성능저하가 매우 크다는 것을 알 수 있었다. 또 기존의 BPSK 시스템에서는 반송파 대 Jamming 전력비를 증가시키는 것보다는 DS BPSK방식을 도입하여 차이어득을 높이는 것이 Tone Jamming의 영향을 크게 줄일 수 있음을 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 investigated how much the performance of ordinary PSK signal and Directed Sequence Spread Spectrum PSK signal degrade by the effect of jamming in the satellite communication system. In analysis we have consider the M-ary PSK signal and the limiter type nonlinear satellite transponder in an environment of uplink tone or noise jamming plus Gaussian noise and downlink Gaussian noise. Using the derived error rate equation we have evaluated the error performance of BPSK and QPSK systems and compared this with that of DS BPSK system. From the results, we know that the nonlinear satellite system is degraded more severely by the effect of noise jamming than tone jamming, and the effect of tone jamming on the error rate performance can be reduced more remarkably by increasing the process gain in DS BPSK system rather than increasing carrier to jamming noise power ratio in conventional BPSK system.

I 서 론

그간 통신 수요의 증대에 대처하기 위해 위성 통신 시스템용으로 여러 디지털 변조방식에 대한 연구가 수행되어 왔다. 그중에서 일정진폭의 변조 방식인 위상변조(PSK)방식 및 주파수

*韓國航空大學 航空電子工學科
Dept. of Avionics Eng., Hankuk Aviation University
**韓國航空大學 航空通信情報工學科
Dept. of Telecom. and Infor. Eng., Hankuk Aviation University
論文番號: 90-88(接受1990. 9. 26)

변조(FSK)방식이 주로 고려되어 왔는데 특히 위상변조 방식은 신호의 전송대역 효율이 좋고 전송효율이 우수하기 때문에 많이 사용되고 있는 실정이다.

위성통신 시스템을 효율적으로 실현하는데에는 여러가지 복잡한 문제가 있다. 예를들면, 주파수대가 제한되어있는데다 고 밀집 사용으로 인한 전송회선상에서 혼입되는 외부간섭 신호의 영향으로 통신의 품질이 크게 열화되는 경우가 있는데 이에선 통신채널간의 신호간섭과 의도적인 간섭의 영향이 있다.

위성통신은 통신위성내의 중계기를 거치게 되므로 위성중계기의 비선형성(Nonlinearity)의 영향을 받게된다. 따라서 위성통신에서는 위성중계기의 비선형성을 고려한 간섭문제에 대한 연구의 필요성이 요구되고 있다. 특히, 우리나라와 같이 북한과 대치하고있는 상황에서는 위성통신 시스템을 도입함에 있어서 대처해야 할 것중의 하나가 있을 수도 있는 북한의 의도적인 방해신호(Jamming)에 대한 영향이다. 따라서 본 논문에서는 이러한 Jamming이 위성통신 신호에 미치는 영향을 해석하고 이러한 영향에 대한 대비책으로 스펙트럼 확산(Spread Spectrum) 통신방식의 도입에 관해 다루고자 한다.

Jamming 환경하에서, 스펙트럼 확산 통신방식을 도입한 BPSK(DS-BPSK) 방식에 대한 연구의 일부가 이미 저자중의 한사람에 의해 발표된 바가 있다.⁽¹⁾⁽²⁾

본 연구에서는 위성 중계기 모델로서는 하드 리미터(Hard limiter)⁽³⁾⁽⁴⁾를 채택하며 업링크(Uplink)에는 간섭파로서 Tone Jamming 또는 Noise Jamming이 존재하고⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾, 다운링크(Downlink)에는 가우스 잡음만이 존재할 경우를 가정하여 MPSK 신호의 오율특성을 나타내는 식을 유도하여 먼저 BPSK(M=2)와 QPSK(M=4) 방식의 오율특성에 미치는 Tone Jamming 과 Noise Jamming의 영향을 수치계산하고, BPSK방식에 대한 수치계산한 결과를 문헌 [1],[2]의 DS-BPSK 신호의 오율특성과 비교 검토하여 DS방식의 도입으로 어느만큼 오율특성이 개선되는가를 구명하고자 한다.

II. 위성통신계의 모델

하드리미터(Hard 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. 그림 2에 본 연구에서의 해석모델을 나타낸다.

본 논문에서 채용하는 대역통과 하드리미터의 변환특성 $g(\cdot)$ 는 다음식으로 나타내지며 이를 그림으로 나타내면 그림 3과 같다.

$$g(R_v) = \begin{cases} +1 & R_v > 0 \\ 0 & R_v = 0 \\ -1 & R_v < 0 \end{cases} \quad (1)$$

단, R_v 는 리미터 입력 $v(t)$ 의 포락선

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

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

윗식에 대한 리미터 출력 $x(t)$ 는

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

단, ω_0 는 반송파의 각주파수이다.

III. MPSK 위성통신 시스템의 오율 해석

그림 2에서 신호 $s(t)$ 로서 MPSK(M-ary PSK) 파를 가정한다. 송, 수신기에서의 동기는 완전하다고 가정 하고, 수신기에서는 1심플당 1개의 샘플을 취해 순시판정을 행한다고 한다. 또 대역통과 필터의 통과대역은 신호파를 왜곡시

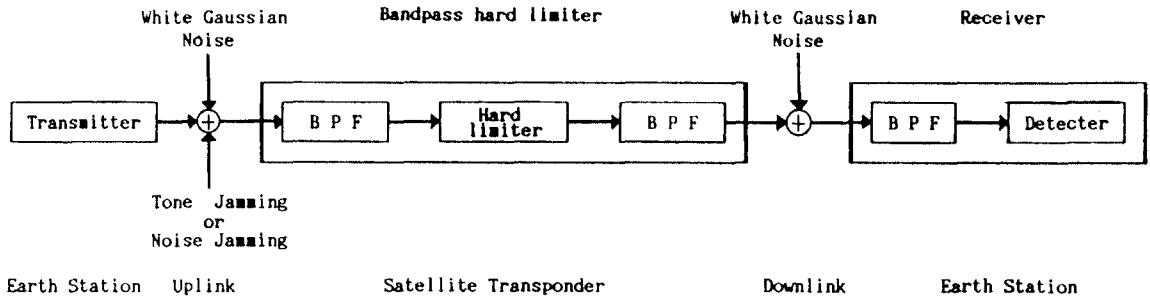


그림 1. 하드러미티형 중계기를 채용한 위성통신 시스템
Satellite communication system with hard limiter type transponder.

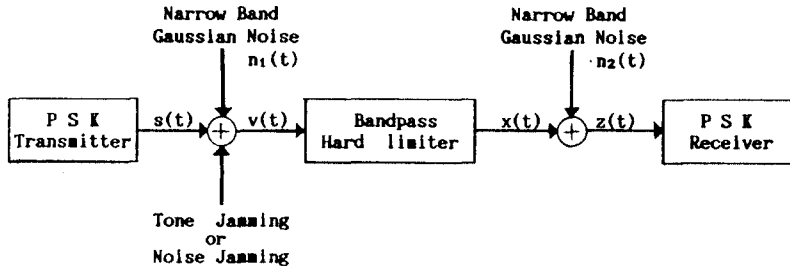


그림 2. 하드러미티형 중계기를 채용한 PSK 위성통신 시스템의 해석모델
Analysis model of PSK satellite communication system with hard limiter type transponder.

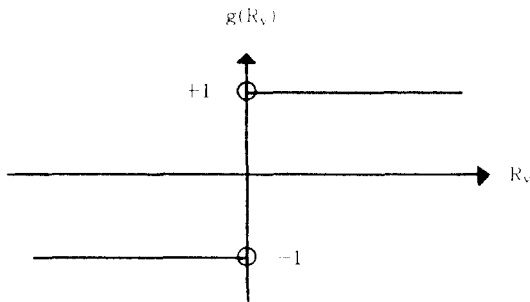


그림 3. 하드러미티의 입력-대 출력 특성
Input-output characteristic of hard limiter.

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

위에서 A는 반송파의 진폭이고, $\theta_m(t)$ 는 디지털 위상 변조신호로서

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

된, N은 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 Jamming과 가우스잡음이 존재 할 때에는 다음과 같이 신호 s(t)에 협대역 가우스잡음 $n_1(t)$ 와 Tone Jamming 신호 $i_1(t)$ 가 더해져 그림 4의 페이지도에 나타낸 리미터 입력 v(t)를 구성한다.

$$v(t) = s(t) + n_1(t) + i_1(t) \quad (6)$$

키지 않을 정도로 넓어서 주로 대역외의 잡음과 Jamming만을 제거한다고 가정한다.

그림 2에서 지구국으로부터 송신되는 MPSK 신호 s(t)는

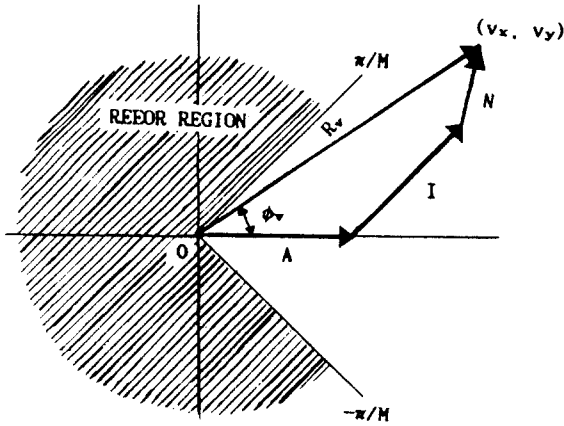


그림 4. 리미터 입력 $v(t)$ 의 합성페이저도
Composite phasor diagram of limiter input $v(t)$.

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

$$\begin{aligned} n_1(t) &= N_1 \cos(\omega_0 t + \theta_{n1}) \\ &= N_1 \cos \theta_1 \cos \omega_0 t - N_1 \sin \theta_1 \sin \omega_0 t \\ &= n_{c1} \cos \omega_0 t - n_{s1} \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (7)$$

위식에서 N_1 은 잡음 $n_1(t)$ 의 진폭포락선, θ_{n1} 은 반송파에 대한 잡음의 상대위상으로서 이의 확률밀도함수 $p(\theta_{n1})$ 은 $[0, 2\pi]$ 범위내에서 일양분포한다. 즉, $p(\theta_{n1}) = 1/(2\pi)$ 이다. 또, n_{c1} , n_{s1} 는 각각 반송파와 동상 및 직교 성분으로서 서로 독립적이며 각각의 평균값은 모두 0이고 각각의 분산값은 모두 σ_1^2 이다.

일반적으로 대역통과 필터를 통과한 협대역 Tone Jamming파는 다음과 같이 나타내진다.

$$i(t) = I \cos \{\omega_0 t + \theta_i\} \quad (8)$$

위식에서 I 는 Tone Jamming파의 포락선이고 θ_i 는 PSK 신호에 대한 상대위상으로서 이의 확률밀도함수 $p(\theta_i)$ 는 $[0, 2\pi]$ 범위내에서 일양분포한다. 즉 $p(\theta_i) = 1/(2\pi)$ 이다. 다운링크에서는 리미터 출력 $x(t)$ 에 협대역 가우스 잡음 $n_2(t)$

가 더해져서 $z(t)$ 를 구성한다.

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

위식에서 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.

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

식 (7)에서의 $n_c(t)$ 및 $n_s(t)$ 의 확률 밀도함수를 각각 $p(n_c)$, $p(n_s)$ 라고 하면 이들의 특성함수 $M_{nc}(\xi)$, $M_{ns}(\eta)$ 는 각각 다음식과 같이 구해진다

$$\begin{aligned} M_{nc}(\xi) &= \int_{-\infty}^{\infty} p(n_c) \exp(-j\xi n_c) dn_c \\ &= \exp(-\sigma_1^2 \xi^2 / 2) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} M_{ns}(\eta) &= \int_{-\infty}^{\infty} p(n_s) \exp(-j\eta n_s) dn_s \\ &= \exp(-\sigma_1^2 \eta^2 / 2) \end{aligned} \quad (11)$$

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

$$\begin{aligned} p(n_c, n_s) &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \{-\sigma_1^2 (\xi^2 + \eta^2) / 2\} \\ &\quad \cdot \exp \{j(n_c \xi + n_s \eta)\} d\xi d\eta \end{aligned} \quad (12)$$

간섭파의 위상이 일정하다고 가정한 상태에서 대역통과 하드리미터 입력 $v(t)$ 를 반송파의 동상(Inphase) 및 역상(Quadrature phase) v_x 와 v_y 로 전개했을 경우의 v_x 와 v_y 의 조건부 결합확률밀도함수 $p(v_x, v_y)$ 를 구하면 위식으로부터 다음과 같은 꼴이 된다.⁽⁸⁾⁽⁹⁾

$$p(v_x, v_y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \{-\sigma_1^2(\xi^2 + \eta^2) / 2\} \cdot \exp \{j\xi(v_x - A - I_1 \cos\theta_1 + j\eta(v_y - I_1 \sin\theta_1))\} d\xi d\eta \quad (13)$$

다음으로 v_x, v_y 의 직교좌표계로부터 R_v, ϕ_v 의 극좌표계로 좌표 변환을 행한후 약간의 계산을 행하면[부록 참조]

$$p(R_v, \phi_v) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\epsilon_m}{2\pi} \cos n\phi_v \cdot \frac{(-1)^l A^{n+2k+l} \Gamma(n+k+l+1)}{2^{2l+nk} (l!)^2 \Gamma(n+1)} \cdot \frac{R_v (R_v / \sqrt{2} \sigma_1)^n}{2(\sigma_1 / \sqrt{2})^{n+2k+l+2} \Gamma(n+k+1)} \cdot {}_1F_1 [n+k+l+1; n+1; -R_v^2 / (2\sigma_1^2)] \quad (14)$$

단,

$$\epsilon_m = \begin{cases} 1 : m=0 \\ 2 : m>0 \end{cases} \text{ ; 노이만 계수 (neumann factor)} \\ {}_1F_1(\cdot; \cdot; \cdot) \text{ ; 합류형 초기하함수 (Confluent hypergeometric function).}$$

다음으로 $p(R_v, \phi_v)$ 를 R_v 에 대해 평균을 취하면

$$p(\phi_v) = \frac{1}{2\pi} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{n}{2\pi \Gamma(n+1)} \cos n\phi_v \cdot \frac{(-1)^l \Gamma(n/2 + l)}{(l!)^2 \Gamma(n+1)} \alpha_1^{n-2l} \gamma_1^l \cdot {}_1F_1 [n/2 + l; n+1; -\alpha_1] \quad (15)$$

단, $\alpha_1 (= A^2 / 2\sigma_1^2)$; 업링크 반송파 대 잡음전력비 (CNR1)

$\gamma_1 (= A^2 / 2I^2)$; 반송파전력 대 Tone Jamming 전력비 (CJR)

리미터를 거처나온 합성신호는 진폭이 일정하

고 위상은 ϕ_v 가 된다. 이 신호에 다운링크 잡음이 부가되어 $z(t)$ 가 된다. $z(t)$ 의 위상 ϕ_z 에 대한 확률밀도함수 $p(\phi_z)$ 는 위에서와 마찬가지로 구할 수 있는데 단, 진폭에 대한 평균을 취할 필요가 없어진다. 따라서 다운링크에 잡음만이 존재할 때의 조건부 확률밀도함수 $p(\phi_z | \phi_v)$ 는

$$p(\phi_z | \phi_v) = \frac{1}{2\pi} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{n}{2\pi \Gamma(n+1)} \cos n(\phi_v - \phi_z) \cdot \alpha_2^{n-2} \Gamma(n/2) {}_1F_1 [\frac{n}{2}; n+1; -\alpha_2] \quad (16)$$

단, $\alpha_2 (= 1 / 2\sigma_z^2)$; 다운링크 반송파대 잡음전력비 (CNR2)

위식으로부터 $p(\phi_z)$ 를

$$p(\phi_z) = \int_{-\pi}^{\pi} p(\phi_z | \phi_v) p(\phi_v) d\phi_v \quad (17)$$

에 의해 구하여

$$P_e = 1 - \int_{-\pi/M}^{\pi/M} p(\phi_z) d\phi_z \quad (18)$$

을 이용하면 업링크에 Tone Jamming 하나와 잡음이 존재하고 다운링크에는 잡음만이 존재할 때의 오류식이 다음과 같이 구해진다.

$$P_e = 1 - \frac{1}{M} - \sum_{m=1}^{\infty} \frac{n \Gamma(n/2)}{2\pi \Gamma^2(n+1)} \sin(n\pi/M) \cdot \sum_{l=0}^{\infty} \alpha_1^{n-2l} \frac{(-1)^l \Gamma(n/2 + l)}{(l!)^2} \gamma_1^l \cdot {}_1F_1 (\frac{n}{2} + l; n+1; -\alpha_1) \cdot {}_1F_1 (\frac{n}{2}; n+1; -\alpha_2) \quad (19)$$

위와 마찬가지로 업링크(Uplink)에 2개의 Tone Jamming과 잡음이 존재할 때의 오류식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_e &= 1 - \frac{1}{M} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n \Gamma(n/2)}{2\pi \Gamma^2(n+1)} \sin(n\pi/M) \\
 &\cdot \sum_{l_1=0}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\infty} \alpha_1^{(n/2+l_1+l_2)} (-1)^{l_1+l_2} \gamma_1^{-(l_1+l_2)} \\
 &\cdot \frac{\Gamma(n/2+l_1+l_2)}{(l_1!)^2(l_2!)^2} {}_1F_1\left(\frac{n}{2}+l_1+l_2; n+1; -\alpha_1\right) \\
 &\cdot {}_1F_1\left(\frac{n}{2}; n+1; -\alpha_2\right) \quad (20)
 \end{aligned}$$

위의 식들로부터 업링크와 다운링크에 모두 잡음만이 존재할 때의 오류식은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}
 P_e &= 1 - \frac{1}{M} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n \Gamma^2(n/2)}{2\pi \Gamma^2(n+1)} \sin(n\pi/M) \\
 &\cdot {}_1F_1\left(\frac{n}{2}; n+1; -\alpha_1\right) \\
 &\cdot {}_1F_1\left(\frac{n}{2}; n+1; -\alpha_2\right) \quad (21)
 \end{aligned}$$

그리고, 업링크에 Noise Jamming과 잡음이 존재할 때의 오류식은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}
 P_e &= 1 - \frac{1}{M} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n \Gamma^2(n/2)}{2\pi \Gamma^2(n+1)} \sin(n\pi/M) \\
 &\cdot {}_1F_1\left(\frac{n}{2}; n+1; -\left(\frac{1}{1/\alpha + 1/\beta}\right)\right) \\
 &\cdot {}_1F_1\left(\frac{n}{2}; n+1; -\alpha_2\right) \quad (22)
 \end{aligned}$$

여기서, $\beta (= A^2/2\sigma_N^2)$: 반송파전력대 Noise jamming 전력비 (CJR)_N

한편, 문헌[1]에 의하면 업링크에 하나의 Tone Jamming이 존재하고 다운링크에 가우스 잡음만이 존재할 때의 DS-BPSK 신호의 오류식은 다음과 같다.

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\sigma_{nd}^2}} \exp(-t^2) dt$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{\sqrt{2\sigma_{nd}^2}} \left(\frac{A_X}{2} + R_1 + R_2 \right) \right] \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\sqrt{P}}{\sqrt{2\sigma_{nd}^2}} \left(\frac{A_X}{2} + R_1 + R_2 \right) \right] \quad (23)
 \end{aligned}$$

단, $\frac{A_X^2}{2\sigma_{nd}^2}$: 다운링크의 신호전력대 잡음전력비

A_X : 출력정보신호 성분

$R_1 = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^n A_{Xq}^l$: 우수차 상호변조적 성분

$R_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n A_{Xq}^k$: 기수차 상호변조적 성분

$P = \left[\frac{\text{SS 신호의 대역폭}}{\text{정보신호의 대역폭}} \right]$: 처리이득 (Process Gain)

또한, 문헌[2]에 의하면 업링크와 다운링크에 각각 가우스 잡음만이 존재할 때의 DS-BPSK의 오류식은 다음과 같다.

$$P_e = \phi \left[\sqrt{\frac{2S}{\eta_{ot}}} \right] \quad (24)$$

단,

$$\phi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\infty} \exp(-t^2/2) dt$$

$S = [E(Z_{sx}(t))] T/2$

$E(Z_{sx}(t))$: 평균출력정보신호 성분

$\eta_{ot} (= \eta_{nu} + \eta_{nd})$: 총잡음의 전력스펙트럼 밀도

$\eta_{nu} (= \sigma_{nu}^2 T)$: 업링크 잡음+상호 변조성분의 전력 스펙트럼 밀도

$\eta_{nd} (= \sigma_{nd}^2 T)$: 다운링크 잡음의 전력스펙트럼 밀도

IV. 검토 및 결론

그림 5는 업링크 CNR이 15dB, BPSK 및 QPSK 신호의 Tone Jamming과 Noise Jamming의 CJR이 각각 9dB, 13dB일때의 오류특성의 수치계산 결과를 그래프로 나타낸 것이다. 그림

6는 그림 5에서 CNR1을 20dB로 증가시켰을 때의 오율그래프이고 그림 7은 그림 5에서 CJR을 각각 9dB, 13dB로 증가시켰을 때의 오율 그래프이다. 그림 8은 CNR1이 15dB, CJR이 각각 13dB, 18dB일때 QPSK 신호만의 오율특성을 나타낸 그래프이다.

그림 9은 CNR1을 13dB로 고정하고, CJR을 각각 5dB, 10dB, 15dB, 20dB로 변화시켰을 때의 오율특성과 문헌[2]에서의 결과인 처리이득의 값의 변화에 따른 오율특성을 함께 나타낸 그래프이다. 그림 10은 CJR을 10dB로 고정하고 CNR1을 각각 5dB, 10dB, 15dB, 20dB로 변화시켰을 때의 오율특성과 문헌[1]에서의 결과인 처리이득의 값의 변화에 따른 오율특성을 함께 나타낸 그래프이다.

이들로부터

- (1) BPSK 시스템보다 QPSK 시스템이 Jamming으로부터 받는 영향이 심하다는 것을 알 수 있다. Tone Jamming의 영향은 업링크 CNR1이나 Tone Jamming CJR을 증가시키므로써 어느정도 줄일 수 있지만 Noise Jamming의 영향은 CNR1을 증가시키는 것보다는 CJR을 증가시키는 것이 효과적으로 그 영향을 줄일 수 있다는 것을 알 수 있다.(그림 5,6,7 참조)
- (2) QPSK 시스템에서 CJR을 증가시키므로써 Tone Jamming과 Noise Jamming에 의한 영향을 어느정도 줄일 수 있음을 알 수 있다.(그림 8 참조)
- (3) 업링크 CNR1이 13dB이고 CJR이 20dB 정도로 높을 경우, 본 해석의 BPSK의 오율특성은 DS-BPSK에서의 $P=1$ 인 경우와 같음이 확인되었다. DS-BPSK에서 처리이득을 증가시키는데 따른 오율의 개선의 정도를 알 수 있다. (그림 9참조)
- (4) CJR을 고정시킨 상태에서는 CNR1을 증가시키는데 따른 오율개선의 폭은 작으나 처리이득을 높이면 따라오는 상당한 오율개선이 이루어진다는 것을 알 수 있다.(그림 10참조)

이상의 것으로부터 Tone Jamming의 영향은 CJR을 높이는 것보다는 처리이득을 증가시키는

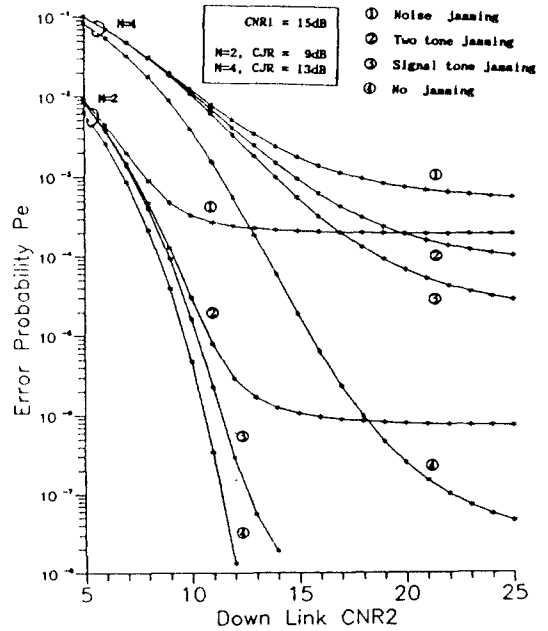


그림 5. BPSK와 QPSK의 오율특성 비교 (CNR1=15dB, CJR=9dB,13dB)
The error rate performance of BPSK and QPSK.

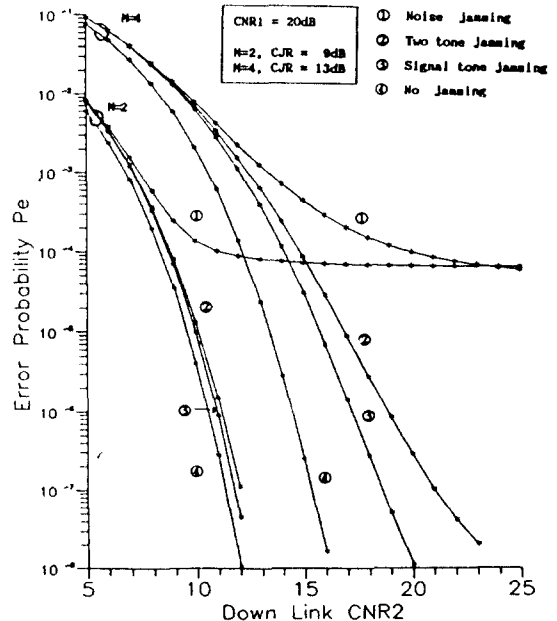


그림 6. BPSK와 QPSK의 오율특성 비교 (CNR1=20dB, CJR=9dB,13dB)
The error rate performance of BPSK and QPSK.

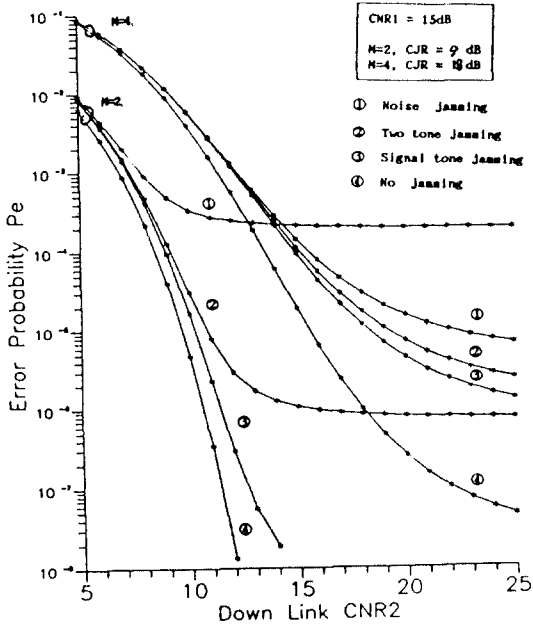


그림 7. BPSK와 QPSK의 오류특성 비교 (CNR1=15dB, CJR=9dB,18dB)
The error rate performance of BPSK and QPSK.

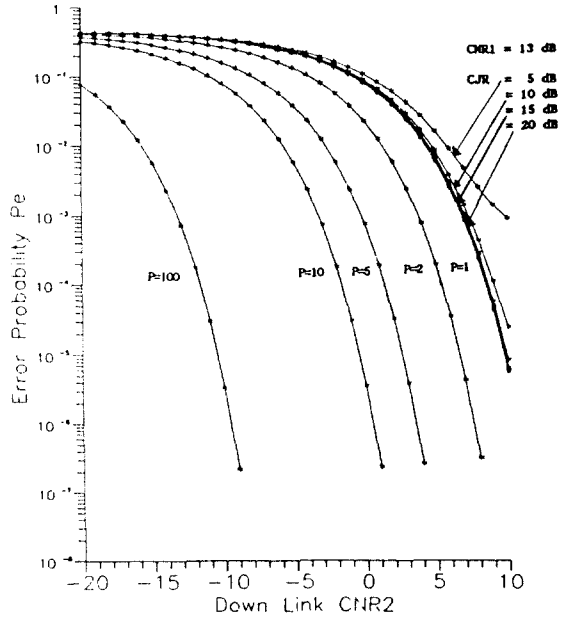


그림 9. 비간헐 채널에 있어서 DS BPSK 처리이득의 영향 (CNR1=13dB, CJR=5,10,15,20dB)
Effects of the process gain of DS BPSK.

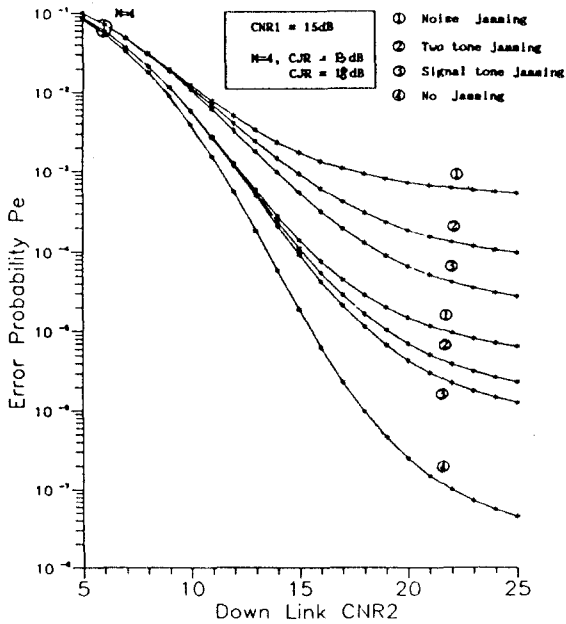


그림 8. QPSK의 오류특성 (CNR1=15dB, CJR=13dB,18dB)
The error rate performance of QPSK.

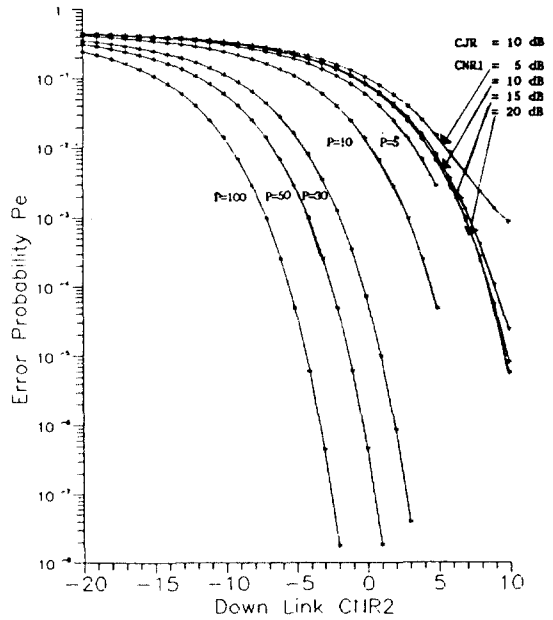


그림 10. 비간헐 채널에 있어서 DS BPSK 처리이득의 영향 (CNR1=5,10,15,20dB, CJR=10dB)
Effects of the process gain of DS BPSK.

로써 크게 줄일 수 있음을 알 수 있다. Tone Jamming에서는 낮은 CJR 범위에서 CJR의 변화에 따라 다소의 오율개선이 얻어지지만, CJR이 약 10dB 이상에서는 오율개선을 크게 기대할 수 없고 약 20dB 정도가 되면 오율개선을 거의 기대할 수 없다.

따라서 Jamming에 의한 위성통신 신호의 성능열화에 대한 대책이 필요하다는 것과 이의 개선 방법으로는 2차변조 방식으로서 스펙트럼 확산 통신방식의 도입이 요망된다.

[부록]

식(14)의 유도

본문의 식 (13)에서 v_x, v_y 를 R_v, ϕ_v 로 변환하고, 다시

$$\xi = \rho \cos \xi, \eta = \rho \sin \xi \quad (A 1)$$

단, $\rho \geq 0, 0 \leq \xi \leq 2\pi$

로 놓아 적분변수를 ξ, η 에서 ρ, ξ 로 변환하면 $R_v(t), \phi_v(t)$ 의 조건부확률밀도함수는 다음과 같이 얻어진다.

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

윗 식에서 θ_1 은 $[0, 2\pi]$ 범위내에서 임의분포하고 있으므로 이식을 θ_1 에 대해서 평균을 취하면

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

여기서

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

$J_0(\cdot)$: 제1종 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 후리에 급수로 전개하여 ξ 에 대해서 적분한후 적분과 합의 순서를 교환하면 다음과 같이 된다.

$$p(R_v, \phi_v) = \frac{R_v}{2\pi} \sum_k \epsilon_k \cdot \cos k \phi_v \cdot \int_0^\infty \exp \left[-\frac{\sigma_1^2 \rho^2}{2} \right] \cdot J_0(I_1 \rho) J_k(A\rho) J_k(R_v \rho) d\rho \quad (A 4)$$

단, $J_k(\cdot)$: 제1종 k차 베셀함수

다음의 관계식을 이용하여⁽¹⁰⁾

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

$p(R_v, \phi_v)$ 를 다시 쓰면

$$p(R_v, \phi_v) = \sum_k \epsilon_k \cdot \cos k \phi_v \sum_l \sum_n \frac{(-1)^{n+l} A^{k+2n}}{2^{2l} n! \Gamma(k+n+1)} \cdot \frac{I_1^{2l}}{(I_1)^2} \int_0^\infty R_v \rho^{2l+n+k-1} \exp \left[-\frac{\sigma_1^2 \rho^2}{2} \right] J_k(R_v \rho) d\rho \quad (A 5)$$

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

다음의 Bessel 적분관계식을 이용하여⁽¹⁰⁾

$$\int_0^\infty J_\nu(at) \exp(-pt^2) t^{\nu-1} dt = \frac{\Gamma(\nu/2 + u/2) (a/2p)^\nu}{2 p^u \Gamma(\nu+1)} \cdot F_1 \left[\nu/2 + u/2; \nu+1; -1/4p^2 \right]$$

식 (A-5)를 변형하면 본문의 식 (14)가 얻어진다.

이 논문은 1989년도 문교부 학술연구 조성비에 의하여 연구되었습니다.

참 고 문 헌

1. 김연근, 신동일, 조성준, "위성채널을 통한 DS-BPSK 신호의 전송특성," 한국항공대학 논문집, 제 24집 1986.8.
2. 신동일, 조성준, "간섭과 잡음이 존재하는 Hardlimiting 위성채널상에서의 DS-BPSK 신호의 오류 특성," 한국통신학회지 vol.II, no.1, 1986.2.
3. P.C. Jain and N.M. Blachman, "Detection of PSK signal transmission through a hard limited channel," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. IT-19, no. 5, pp.623-630, Sept. 1973.
4. 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, no. 5, pp. 540-545, May. 1976.
5. G. Satoh and T. Mizunon, "Impact of a new TWT linearizer upon QPSK / TDMA transmission performance," IEEE J. Sel. Areas Commun., SAC-1, no. 1, pp.39-45, Jan. 1983.
6. A.S. Rosenbaum, "PSK error performance with gaussian noise and interference," Bell Syst. Tech. J., vol. 48, no. 2, pp. 413-442, Feb. 1969.
7. J. Goldman, "Multiple error performance of PSK systems with cochannel interference and noise," IEEE Trans. Commun., vol. Com-19, no. 4, pp. 420-430, Aug. 1971.
8. 浦部嘉夫, 森永視彦, 非線形中継器を介した PSK 衛星通信系における誤り率特性の解析, "信學論 (B), J72 B-II, 3, pp. 89-95, Mar. 1989.
9. 강영홍, 조성언, 조성준, "미선형 위성통신 시스템의 오류특성에 미치는 방해전파의 영향," 한국통신학회 추계학술발표회 논문집, pp.255-260, 1989. 11.
10. W. Magnus, "F. Oberhettinger, and R.P. Soni, *Formula theorems for the special functions of mathematical physics*, 3rd ed, 1966.



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



趙誠彦(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~現在: 韓國航空大學 航空通信
 情報工學科 大學院 碩士課程 在學中



高 鳳 震 (Bong Jin KO) 正會員
1963年 11月 6日生
1982年 3月～1986年 2月：韓國航空大學
航空通信工學科卒業 (工學士)
1986年 3月～1988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～1989年 1月：韓國航空大學
航空電子工學科 助教
1990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



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：漢陽大學長大
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



金 元 厚 (Won Hoo KIM) 正會員
1935年 2月 1日生
1955年 4月～1959年 3月：韓國航空大學
航空電子工學科 卒業 (工學
士)
1973年 3月～1975年 2月：漢陽大學校
大學院卒業 (工學碩士)
1983年 3月～1988年 2月：慶熙大學校
大學院卒業 (工學博士)
1964年 10月～現在：韓國航空大學 航空
電子工學科 教授