

간섭채널에서 비선형 위성 통신 시스템의 특성 분석

정회원 박주석*, 유흥균*, 김기근**, 이대일**, 김도선**

Performance Analysis of Nonlinear Satellite Communication System in the CCI And ACI Interference Channel

Ju Sok Park*, Heung-Gyoon Ryu*, Kie-Keun Kim**, Dae-il Lee**, Do Sun Kim**

Regular Members

요 약

위성 통신 시스템은 지상국과 위성에서 고출력의 비선형 HPA(high power amplifiers)를 사용하게 된다. 그러므로 HPA의 비선형성이 통신 시스템에 미치는 영향을 고려하는 것이 중요하다. 본 연구는 비선형성 HPA에 의한 전력 스펙트럼 밀도 변화와 IBO(input back-off)에 따라 신호의 왜곡과 하모닉 성분의 크기 변화를 구한다. 그리고 BPSK 위성 통신 시스템에서, HPA에 의한 인접 채널 간섭(ACI : adjacent channel interference) 및 외부 재밍 간섭 등에 의한 동일채널 간섭(CCI : co-channel interference)를 고려하여 성능분석을 한다. 일정한 uplink SNR(signal to noise power ratio), uplink SIR(signal to co-channel interference power ratio), downlink SIR인 상황에서, 인접 채널 간섭의 크기에 따른 BER 성능 변화를 구한다. 위성에만 비선형 HPA가 있을 경우는, 비선형에 의한 인접 채널 간섭의 크기에 따라 성능에 많은 차이가 있음을 확인하였다. 그리고 지상국과 위성에서 모두 비선형 왜곡이 있을 때, CCI와 인접 채널 간섭에 의하여 더욱 성능이 저하된다.

ABSTRACT

Satellite communication system uses a high non-linear HPA(high power amplifiers) in the earth station and satellite transponder. Therefore, it is important to consider the nonlinear effect of HPA on the communication system. In this paper, we find the variation of power spectrum density by nonlinearity HPA and the change of harmonic component according to IBO (input back-off). When the BPSK is used for satellite communication system, we analyze BER performance including the external co-channel interference (CCI) and the adjacent channel interference (ACI) resulting from the HPA nonlinearity. BER degrades as ACI magnitude grows up when the uplink SNR, uplink SIR (signal to co-channel interference power ratio) and downlink SIR are constant at some level. In case there is only non-linear HPA in the satellite, it is shown that BER considerably depends on the ACI magnitude ACI. When there are two non-linear HPAs in the both earth station and satellite, much BER degradation results from the CCI and ACI.

Key Words : Satellite communication, HPA, ACI and CCI

I. 서 론

위성통신 시스템은 송신 지상국에서 위성으로, 그리고 위성에서 수신 지상국으로 먼 거리를 송수신을 하게 된다. 이때 uplink 와 downlink의 AWGN

(additive white Gaussian noise) 및 외부 재밍 간섭 등에 의한 co-channel interference 가 정보 신호에 영향을 주게 된다. 또, 먼 거리를 송수신하기 위해 고출력 HPA가 필요하다. 이 HPA가 위성통신 시스템의 품질에 매우 중요한 역할을 하게 된다. 왜냐하

* 충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소
논문번호: 030326-080, 접수일자: 2003년 8월 1일

** 국방과학연구소 위성통신연구팀

면 HPA는 비선형 소자이기 때문에 정보신호의 크기 및 위상에 많은 왜곡을 발생한다. 특히, 위성통신에서는 지상국 HPA와 위성 중계기의 HPA의 비선형성이 발생한다. 그러므로 HPA의 비선형성에 의한 시스템 성능 저하에 대한 연구가 중요하다.

위성 통신에서 비선형 HPA model은 주로 Saleh A. M.의 TWTA 을 이용한다^[1]. 1997년 R. M. Majeed와 P. j. McLane는 위성 통신 시스템에서 HPA의 AM/AM, AM/PM 왜곡에 대한 연구가 있었다^[2]. 하지만 이 연구는 지상국의 HPA만 고려하였고, repeater인 위성에서의 HPA는 고려하지 않았다. 또한, R. J. Forsey, V. E. Gooding와 L. L. Campbell은 M-ary PSK (phase shift keying) 변조 방식에서 변조 레벨 M에 따라 비선형 HPA에 의한 시스템 성능을 분석하였다. 하지만, 이 경우 지상 HPA는 고려하지 않고, 위성 HPA만 고려하였다^[3]. 한편, 2001년 Mihajlo C. Stefanovic는 지상국과 위성의 두개의 HPA의 영향을 고려하면서 동시에, uplink AWGN, co-channel interference, downlink AWGN, co-channel interference가 있을 때 수식적으로 연구하고, AWGN과 CCI 의 몇 가지 크기에 따른 성능 분석을 하였다^[4]. 하지만, HPA에 의해 나타날 수 있는 인접채널로부터의 간섭에 대해서는 고려하지 않았다.

본 연구에서는 비선형성 HPA의 입력 신호와 출력 신호의 전력 스펙트럼 밀도 변화와 IBO에 따라 신호의 왜곡과 하모닉 성분의 크기 변화를 구한다. 이 하모닉 성분은 시스템의 인접 채널 간섭으로 작용할 수 있다. BPSK 위성 통신 시스템에서, HPA에 의한 인접 채널 간섭 및 외부 재밍 간섭 등에 의한 CCI를 고려하여 성능분석을 한다. 일정한 uplink SNR(signal to noise power ratio), uplink SIR(signal to co-channel interference power ratio), downlink SIR인 상황에서, 인접 채널 간섭의 크기에 따른 BER 성능 변화를 구한다.

Section 2에서 위성통신 시스템 모델과 TWTA의 특성과 비선형 특성에 의한 전력 스펙트럼 밀도를 보이고, section 3에서 인접 채널 간섭고려 한 경우와 고려하지 않은 경우에 대한 성능 분석을 한다.

II. HPA model과 비선형 특성 및 위성통신 시스템

2.1 HPA model

비선형 HPA는 비메모리 장치로 가정하며, HPA

입력 신호를 진폭 $r(t)$ 이고 위상 $\phi(t)$ 인 복소 신호라 하면, HPA의 출력은 다음과 같다^[5].

$$y(t) = R(t)e^{-j(\Phi(t)+\phi_0(t))} \quad (1)$$

여기서, $R(t) = f(r(t))$ 로 HPA의 AM/AM변화이고, $\Phi(t) = g(r(t))$ 로 AM/PM의 변화이다. Saleh의 HPA 모델은 SSPA(solid state power amplifier), TWTA(traveling wave tube Amplifier)이 있다. 이중 TWTA model을 이용한다.

TWTA의 AM/AM, AM/PM 전달 특성은 아래와 같다.

$$\text{AM/AM : } R(t) = \frac{2r(t)}{A_{sat}^2 + r^2(t)} \quad (2)$$

$$\text{AM/PM : } \Phi(t) = \frac{\pi}{3} \frac{r^2(t)}{A_{sat}^2 + r^2(t)} \quad (3)$$

여기서, $A_{sat} = 1$ 이다. 위 수식은 입출력의 진폭을 HPA의 포화점으로 정규화시킨 것이다. 이 정규화된 TWTA의 특성은 아래 그림1과 같다.

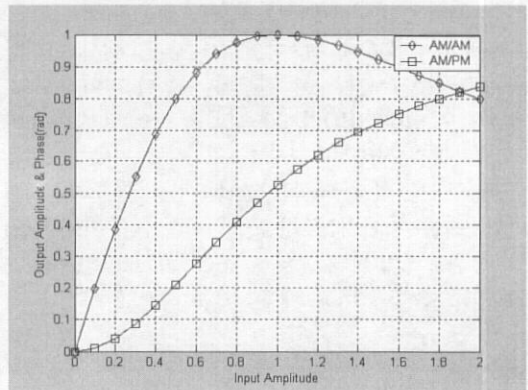


그림 1. TWTA의 AM/AM, AM/PM 변환 특성.

비선형 HPA의 왜곡은 IBO(input back-off)에 의해 많이 줄일 수 있다. IBO의 정의는 다음과 같다^[5].

$$IBO = \frac{P_{in}}{P_{sat}} \quad (4)$$

여기서, P_{sat} 은 HPA의 포화 입력 전력이고, P_{in} 은 입력 신호 $r(t)$ 의 평균 전력이다.

2. 2 BPSK 통신 시스템

BPSK 변조 신호 $s(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다⁴⁾.

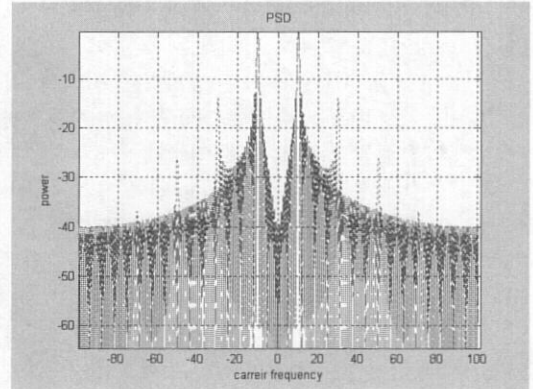
$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_0(t)) \tag{5}$$

A는 입력 신호의 크기, $\phi_0(t)$ 는 정보에 따른 위상 변화이다. 이때 HPA의 출력 신호 $y(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

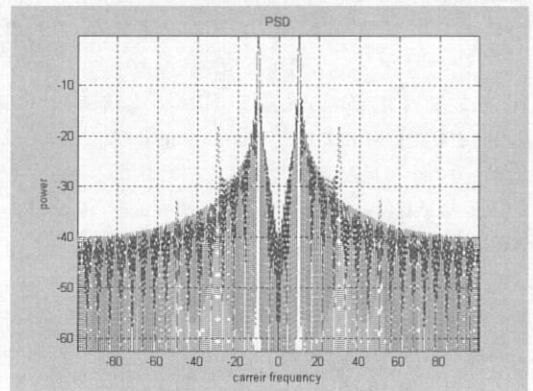
$$y(t) = R(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0(t) + \Phi(t)) \tag{6}$$

여기서 $R(t)$ 는 HPA의 비선형에 의한 진폭 왜곡 AM/AM 을 나타낸다. 그리고 $\Phi(t)$ 는 위상왜곡 AM/PM을 나타낸다. Single BPSK의 신호가 Saleh TWTA의 비선형에 의해 자기 대역내에서는 신호진폭에 왜곡이 발생되고, 또 위상변화 왜곡에 의해 BER 성능이 나빠지게 된다. 또 대역 밖으로 신호 전력이 누설되어 인접 통신 신호에 간섭으로(ACI) 작용한다. 그림 2는 HPA 전과 후에서의 IBO에 따른 전력 스펙트럼 밀도를 나타낸 것이다. 그림에서 보듯이 대역밖에 누설전력이 나타나고 특히 하모닉 성분이 크게 나타난다. 이 하모닉 성분은 반송파 주파수의 $(2n - 1)f_c$ 배 ($n=2$ 정수) 주파수에서 나타난다. IBO를 크게 할수록 하모닉 성분이 작아지는 것을 볼 수 있다. IBO가 3dB 일 경우 세번째 고조파 성분은 거의 사라진다.

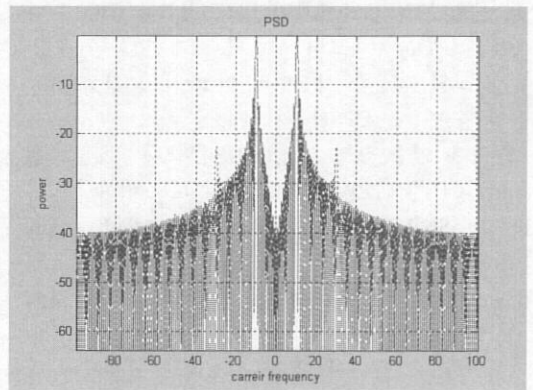
표 1에서 하모닉 성분크기는 반송파 주파수에서 멀어질수록 작아지는 것을 알 수 있다. IBO=0dB 일 경우에 첫번째 하모닉 성분은 10.66dBc 정도이므로 신호 전력에 비해 매우 크다. 하지만 두번째 하



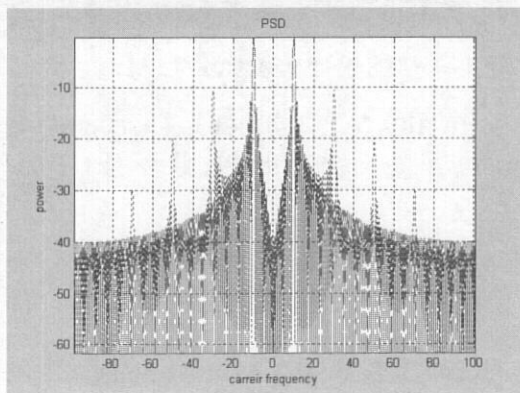
b) IBO=3dB



c) IBO=6dB



d) IBO=9dB



a) IBO=0dB

그림 2. IBO에 따른 하모닉 성분 크기.

모닉 성분은 약 19.88dBc 로 신호 전력에 비해 상당히 작다. 즉 두번째 하모닉 성분부터는 인접 채널 간섭으로 작용하기에는 매우 작은 크기이다. 그리고, IBO를 3dB, 6dB 9dB 함에 따라 첫번째 하모닉 성분도 약 14dBc, 18dBc, 23dBc 로 줄어든

다. 이 비선형 왜곡은 바로 옆 채널을 사용하는 통신 시스템에는 많은 영향을 많이 주지 않지만 홀수 배의 반송파 주파수를 사용하는 다른 통신 시스템에는 인접 채널 간섭(adjacent channel interference)로 작용하게 된다. 즉 HPA의 비선형성 왜곡에 의해 자신의 신호 뿐만 아니라 옆 채널에 간섭을 주게 된다. 적절한 back off를 통해서 자신의 신호뿐만 아니라 다른 통신 시스템에 미치는 영향도 감소된다. IBO로 인해 전력효율은 나빠지지만, 선형 구간에서 동작하게하여 하모닉 성분도 줄임으로써 인접 채널 간섭도 작게 한다.

표 1. IBO 크기에 따른 하모닉 성분 크기.

IBO [dB]	하모닉 성분 크기(dBc)		
	첫번째	두번째	세번째
0	-10.6	-19.9	-29.8
3	-13.9	-26.1	-36.8
6	-18.1	-32.7	-39.4
9	-22.9	-36.3	-39.4

2. 4 BPSK 위성 통신 시스템 모델

위성 통신 시스템의 기본 블록도가 그림 4에 나타나 있다.^[4] 지상국 BPSK 변조 신호는 $s(t) = A \cos(\omega_c t + \phi_0)$ 이다. A는 신호의 진폭, ω_c 는 반송파 주파수, ϕ_0 BPSK 변조에 의한 위상으로 0 또는 π 이다. 이 신호는 비선형성 TWTA에 의해 왜곡되고 그 출력 신호는 다음과 같다.

$$s_{1u}(t) = R(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0 + \Phi(t)) \tag{7}$$

여기서 $R(t)$, $\Phi(t)$ 는 위 HPA 특성에 정의 되어 있다. 증폭된 신호는 위성에 전송된다. 위성의 입력 입력신호에는 상향링크에서 보내는 정보신호 외에 평균이 0, σ_u^2 의 분산을 갖는 Gaussian noise와 uplink co-channel interference $i_u(t)$ 가 있다.

Co-channel interference $i_u(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다^[6].

$$i_u(t) = I_u \cos(\omega_0 t + \psi_u(t)) \tag{8}$$

여기서 I_u 와 ψ_u 는 일정한 크기의 간섭 진폭과 random 위상이다. ψ_u 는 $[-\pi, \pi]$ 사이에서 천천히 uniform하게 변한다고 가정한다.

그리고 정보 신호에 영향을 주는 Gaussian noise는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$n_u(t) = n_{cu}(t) \cos \omega_0 t - n_{su}(t) \sin \omega_0 t \tag{9}$$

입력 잡음 $n(t)$ 는 직교형식 협대역 통과 잡음으로 표현된다.

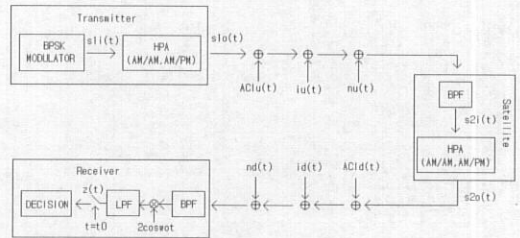


그림 3. 위성 통신 시스템.

그리고, 비선형 HPA 영향에 의한 인접 채널 간섭(adjacent channel interference) 성분 $ACI_u(t)$ 가 더해지게 된다. $ACI_u(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다고 가정하자.

$$ACI_u(t) = A_{iu} \cos(\omega_0 t + \theta_{iu}(t)) \tag{10}$$

여기서, A_{iu} 와 $\theta_{iu}(t)$ 일정한 크기의 간섭 진폭과 random 위상이다. $\psi_i(t)$ 는 $[-\pi, \pi]$ 사이에서 천천히 uniform하게 변한다고 가정한다. 위성에서 HPA 앞에 있는 BPF는 왜곡 없이 신호를 통과 시킬 수 있는 넓은 대역폭을 가지고, 상향링크의 잡음을 제한시키고 이때의 송신 대역은 BPF의 대역에 비해 작은 대역을 가져야 한다.

위성의 HPA 입력 단 신호는 다음과 같다.

$$s_{2i}(t) = R(t) \cos(\omega_0 t + \phi_0 + \Phi(t)) + i_u(t) + n_u(t) + ACI_u(t) \tag{11}$$

위 식의 두 번째 항은 co-channel interference에 대한 표현이고, 세 번째 항은 인접 채널 간섭에 대한 성분이다. 그리고 마지막은 협대역 통과 잡음이다.

위식은 다음과 같이 정리될 수 있다.^[7]

$$s_{si}(t) = r(t) \cos(\omega_0 t + \gamma(t)), \tag{12}$$

여기서

$$r(t) = ((R(t) \cos(\phi_0 + \Phi(t)) + I_{iu} \cos \psi_{iu}(t) + A_{iu} \cos \theta_{iu}(t) + n_{su}(t))^2 + (R(t) \sin(\phi_0 + \Phi(t)) + I_i \sin \psi_i(t) + A_i \sin \theta_i(t) + n_{su}(t))^2)^{1/2} \quad (12-1)$$

$$\tan(\gamma(t)) = \frac{R(t) \sin(\phi_0 + \Phi(t)) + I_{iu} \sin \psi_{iu}(t) + A_{iu} \sin \theta_{iu}(t) + n_{su}(t)}{R(t) \cos(\phi_0 + \Phi(t)) + I_{iu} \cos \psi_{iu}(t) + A_{iu} \cos \theta_{iu}(t) + n_{cu}(t)} \quad (12-2)$$

이다. 인접 채널 간섭 성분이 없을 때 random 변수 $r(t)$ 와 $\gamma(t)$ 의 결합 확률 밀도 함수는 다음과 같다^[4].

$$p(r, \gamma) = \frac{r}{2\pi\sigma_u^2} e^{-\frac{r^2 + R(t) + I_{iu}^2 - 2rR(t) \cos(\gamma - \Phi(t))}{2\sigma_u^2}} \cdot I_0\left(\frac{I_{iu}}{\sigma_u} \sqrt{r^2 + R(t) - 2rR(t) \cos(\gamma - \Phi(t))}\right) \quad (13)$$

한편, 인접 채널 간섭 성분이 있을 경우 CCI성분과 인접 채널 간섭의 성분은 각각 식(8),(9)와 같이 정리하였다.

이 두 간섭신호의 합을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & i_u(t) + ACI_u(t) \\ &= I_{iu}(\cos \omega_0 t \cos \psi_{iu}(t) - \sin \omega_0 t \sin \psi_{iu}(t)) + A_{iu}(\cos \omega_0 t \cos \theta_{iu}(t) - \sin \omega_0 t \sin \theta_{iu}(t)) \\ &= \cos \omega_0 t (I_{iu} \cos \psi_{iu}(t) + A_{iu} \cos \theta_{iu}(t)) - \sin \omega_0 t (I_{iu} \sin \psi_{iu}(t) + A_{iu} \sin \theta_{iu}(t)) \\ &= \frac{1}{\sqrt{X(t)}} (\cos \omega_0 t \cos \Omega(t) - \sin \omega_0 t \sin \Omega(t)) \\ &= \frac{1}{\sqrt{X(t)}} \cos(\omega_0 t + \Omega(t)) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서

$$\begin{aligned} X(t) &= I_{iu}^2 + A_{iu}^2 + 2I_{iu}A_{iu} \cos(\psi_{iu}(t) - \theta_{iu}(t)) \\ \tan(\Omega(t)) &= \frac{I_{iu} \cos \psi_{iu}(t) + A_{iu} \cos \theta_{iu}(t)}{I_{iu} \sin \psi_{iu}(t) + A_{iu} \sin \theta_{iu}(t)} \end{aligned} \quad \text{이다.} \quad (14-1)$$

두 간섭 신호의 합은 크기와 위상은 모두 random 변수로 볼 수 있다. 인접 채널 간섭이 있을 경우의 결합 확률 밀도 함수를 $P_2(r, \gamma)$ 라고 설정한다.

uplink signal-to-noise ratio와 signal-to-CCI ratio는 다음과 같이 정의된다.

$$\rho_u^2 = \frac{1}{2\sigma_u^2} \quad SIR_u^2 = \frac{1}{I_{iu}^2} \quad (15)$$

이 신호는 위성의 비선형 HPA에 의해 다시 왜곡된다.

$$s_{2\omega}(t) = R(r(t)) \cos(\omega_0 t + \gamma(t) + \Phi(r(t))). \quad (16)$$

위성 HPA는 지상 수신국에 도달하기 전까지 downlink Gaussian noise와 co-channel interference 그리고, ACI의 영향을 받게 된다. 그러므로 수신국의 입력 신호 $s_d(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_d(t) = R(r(t)) \cos(\omega_0 t + \phi_0 + \Phi(r(t))) + i_d(t) + n_d(t) + ACI_d(t) \quad (17)$$

여기서

$$i_d(t) = I_{id} \cos(\omega_0 t + \psi_{id}(t)) \quad (17-1)$$

$$n_d(t) = n_{cu}(t) \cos \omega_0 t - n_{su}(t) \sin \omega_0 t \quad (17-2)$$

$$ACI_d(t) = A_{id} \cos(\omega_0 t + \theta_{id}(t)) \quad (17-3)$$

$n_d(t)$ 는 평균이 0이고, 분산이 σ_d^2 인 협대역 통과 잡음이고, $i_d(t)$, $ACI_d(t)$ 는 각각 downlink co-channel interference와 downlink ACI로 I_{id} , A_{id} 는 상수이고, $\psi_{id}(t)$, $\theta_{id}(t)$ 는 $[-\pi, \pi]$ 범위에서 천천히 변하는 uniform한 분포를 갖는다.

$$p(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & -\pi < \theta \leq \pi \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (18)$$

를 간단히 정리 하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s_d(t) &= E(t) \cos(\omega_0 t + \Psi(t)) + n_{cu}(t) \cos \omega_0 t - n_{su}(t) \sin \omega_0 t \\ E(t) &= (R(r(t))^2 + I_{id}^2 + A_{id}^2 + 2R(r(t))I_{id} \cos(\phi_0 + \Phi(r(t)) - \psi_{id}(t)) \\ &\quad + 2R(r(t))A_{id} \cos(\phi_0 + \Phi(r(t)) - \theta_{id}(t)) + 2I_{id}A_{id} \cos(\psi_{id}(t) - \theta_{id}(t)))^{1/2} \end{aligned} \quad (19-1)$$

$$\tan(\Psi(t)) = \frac{R(r(t)) \sin(\phi_0 + \Phi(r(t))) + I_{id} \sin(\psi_{id}(t)) + A_{id} \sin(\theta_{id}(t))}{R(r(t)) \cos(\phi_0 + \Phi(r(t))) + I_{id} \cos(\psi_{id}(t)) + A_{id} \cos(\theta_{id}(t))} \quad (19-2)$$

이 수신된 신호는 반송파 주파수에 완벽하게 동기
가 맞고, LPF를 거치면 다음과 같은 식이 된다.

$$z(t) = E(t) \cos \Psi(t) + n_{cc}(t) \quad (20)$$

이 수신신호는 다음 식과 같이 조건부 에러 확률
로 나타낼 수 있다^[8].

$$P_{d|r,\gamma,\theta_{id}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\rho_d^2} E \cos \Psi) \quad (21)$$

여기서 ρ_d^2 는 downlink SNR이다. 그리고 SNR과
signal-to-CCI ratios는 다음과 같다.

$$\rho_d^2 = \frac{1}{2\sigma_d^2} \quad SIR_d^2 = \frac{1}{I_{id}^2} \quad (22)$$

평균 error probability는 random variable
 $r, \gamma, \psi_{id}, \theta_{id}$ 에 대해 조건부 에러 확률 $P_{d|r,\gamma,\psi_{id},\theta_{id}}$
를 평균을 취하여 얻을 수 있다.

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \operatorname{erfc}(\sqrt{\rho_d^2} E \cos \Psi) p_2(r, \gamma) p(\theta_{id}) p(\psi_{id}) d\theta_{id} d\psi_{id} d\gamma dr \quad (23)$$

III. 성능 분석과 검토

지상국과 위성에 둘 다 비선형 HPA가 있는 경
우와 지상국 HPA는 선형이고, 위성의 HPA는 비선
형일 때 인접 채널 간섭의 유무에 따라 성능 분석
을 한다.

3. 1 One HPA

그림 4는 uplink SNR, CCI 그리고 downlink
CCI를 각각 15, 25, 20 dB일 때 IBO에 따른 인접
채널 간섭 크기에 따라 BER 성능을 평가한다. 인
접 채널 간섭은 표1에서 첫번째 하모닉 성분에 의
한 크기를 참조하였다. IBO를 전혀 하지 않았을 경
우 downlink SNR이 약 10dB에서부터 error floor
가 발생되고, 통신 시스템 성능이 매우 열화 되는
것을 알 수 있다. IBO를 약 6dB정도 할 경우 인접
채널 간섭에 의한 간섭이 줄어들어서 시스템 성능
에 좋아진다.

그림 5은 uplink SNR, CCI 그리고 downlink
CCI를 각각 12, 20, 20 dB일 때 BER 성능 평가를
나타낸다. 이 경우 IBO=6dB 할 경우에도 error

floor가 생긴다.

3. 2 Two HPA

그림 6은 그림 4와 같은 조건에서 지상국과 위성
모두 비선형 HPA일 때의 BER 특성 곡선이다. 그림
4에 비해 매우 성능이 매우 좋지 않을 것을 알 수
있다. 이것은 지상국 비선형 HPA에 의해 위상이 변
한 상태에서 다시 비선형 HPA에 의해 위상 에러가
축적 되었기 때문이다. 그래서 인접 채널 간섭이 없
는 경우에도 error floor가 발생하게 된다. 그림 6과
7에서 보듯이, 인접 채널 간섭에 의한 잡음 크기보
다 비선형 HPA에 의한 성능 열화가 더 많이 가져
오게 된다.

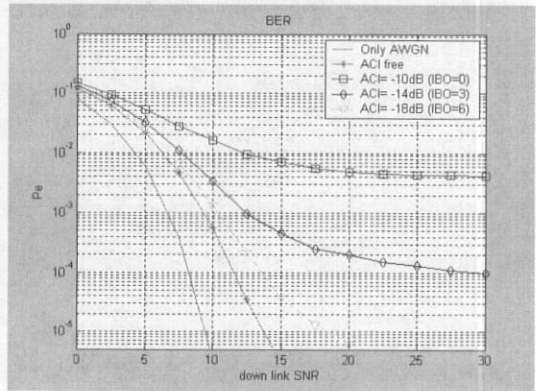


그림 4. One HPA에서 BER 성능 (I).

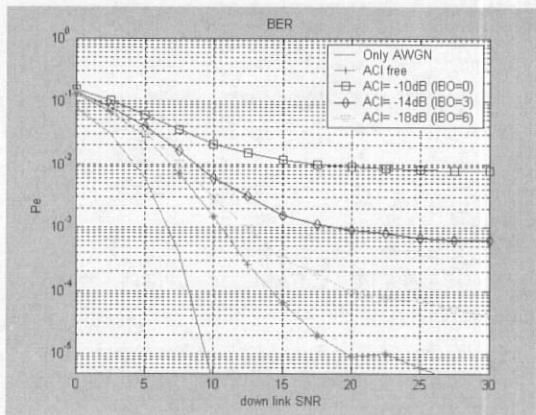


그림 5. One HPA에서 BER 성능 (II).

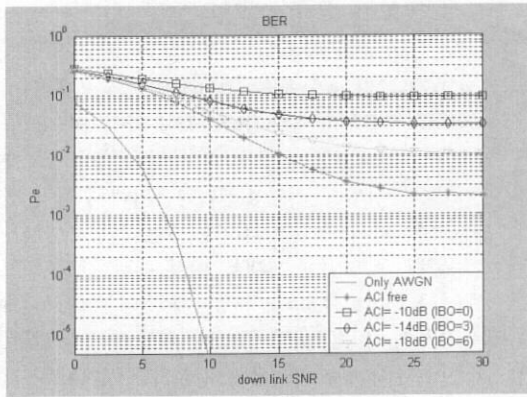


그림 6. Two HPA에서 BER 성능 (I).

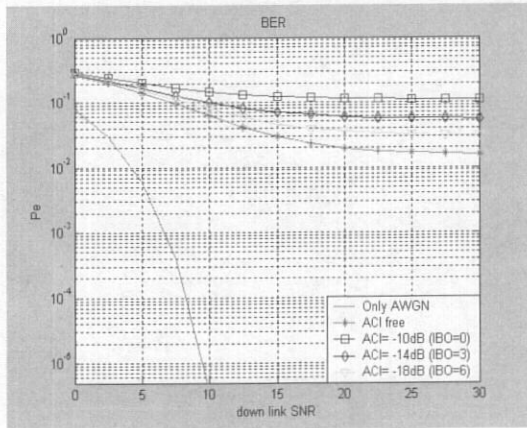


그림 7. Two HPA에서 BER 성능 (II).

IV. 결 론

비선형 HPA에 의해 발생하는 하모닉 성분의 크기 변화를 구하고, HPA 후 단의 전력 스펙트럼 밀도 변화를 연구하였다. 비선형성에 의한 하모닉 성분이 다른 반송파를 사용하는 통신 시스템에 인접 채널 간섭으로 작용된다. BPSK 위성 통신 시스템에서 HPA에 의한 AM/AM, AM/PM 왜곡과 uplink noise, CCI, 인접 채널 간섭 그리고 downlink noise, CCI, 인접 채널 간섭에 대한 시스템 성능 평가를 보였다. 성능 평가에서 인접 채널 간섭의 영향이 통신 시스템의 품질에 많은 영향을 주는 요인으로 작용됨을 알 수 있다. 그리고, IBO는 자신의 신호를 선형 부분으로 동작 시키는 것 뿐만 아니라, HPA에 의한 하모닉 성분도 줄여 줌으로써 타 통신에 영향을 줄 수 있는 ACI 크기도 작게 할 수 있

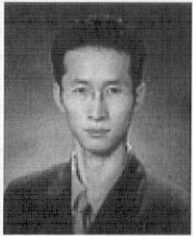
다. 비선형 HPA를 2개인 경우 위상변화에 매우 민감하기 때문에 하나의 비선형 HPA를 쓸 때 보다 시스템에 더 악영향을 주게 된다.

참 고 문 헌

- [1] S. Gunkichi, M. Toshio, Impact of a New TWTA Linearizer Upon QPSK/TDMA Transmission Performance, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. SAC-1, No. 1, Jan. 1983.
- [2] R. M. Majeed, P. j. McLane, Modulation Techniques for On-Board Processing Satellite Communications, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 45, No.12, pp. 1508-1512, Dec. 1997.
- [3] R. J. Forsey, V. E. Gooding, P. J. Mclane, and L. L. Campbel, M-ary PSK transmission via a coherent two-link channel exhibiting AM-AM and AM-PM nonlinearities, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-26, pp. 116-123, Jan 1978.
- [4] Mihajlo C. Stefanovic, Error Probability of Satellite Communication System In the Presence of Transmitting Ground Station HPA Nonlinearity, *IEEE International Conference on Communication*, Vol. 1, pp. 271-274, 2001.
- [5] K. Fazel, S. Kaiser, Analysis of Non-linear Distortions of MC_CDMA, *IEEE International Conference on Communication*, Vol. 2, pp. 1028-1034, Jun 1998.
- [6] I. M. Kostic, Error Rates of DCPSK Signals in Hard-Limited Multilink Systems with Co-channel Interference and Noise, *IEEE Transactions on communications*, Vol. COM-30, No. 1, pp. 222-230, Jan. 1982.
- [7] G. T. Djordjevic, *Performance of Satellite Telecommunication Systems in the Presence of Imperfect Reference Signal Extractions*, Master thesis, Faculty of Electronic Engineering, Nis, Serbian, 1999.
- [8] J. G. Proakis, *Digital communications*, McGraw-Hill, Boston, 2000.

박 주 석(Ju Sok Park)

정회원



2003년 2월 : 충북대학교
전자공학과(공학사)
2003.3~현재 : 충북대학교
전자공학과 석사과정
<주관심 분야> 위성 통신시스템,
DSP 통신신호처리,
확산 스펙트럼 시스템, 등

김 도 선(Do Sun Kim)

정회원



1986년 2월 : 호서대학교
전자공학과 학사
1988년 2월 : 인하대학교
전자통신과 석사
1976년 9월 ~ 1984년 2월 :
금성전기(주) 연구소

· 1988년 2월 ~ 현재 : 국방과학연구소 책임연구원

<주관심 분야> 위성통신시스템, 중계기, 위성운용국

유 흥 균(Heung-Gyoon Ryu)

정회원



1988년~현재 : 충북대학교
전자공학과 정교수
2002.3-현재 : 충북대학교
컴퓨터정보통신연구소
소장
1999년-현재 : IEEE 논문
심사위원

2002년도 : 한국전자과학회 학술상 수상

<주관심 분야> 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시
스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리

김 기 근(Kie-Keun Kim)

정회원



1990년 2월 : 충북대학교
전자공학과 학사
1992년 2월 : 충북대학교
전자공학과 석사
1992년 2월~현재 : 국방과학연구소
선임연구원

<주관심 분야> 위성통신시스템, 주파수도약통신

이 대 일(Dae-il Lee)

정회원



1995년 2월 : 서울시립대학교
전자공학과 학사
1997년 2월 : 서울시립대학교
전자공학과 석사
1997년 2월 ~ 현재 : 국방과학
연구소 선임연구원

<주관심 분야> 위성통신시스템,
대역확산통신