

통신 중계 시스템의 비선형 해석과 최적 백오프 추출

정희원 김 영 준*, 정 기 호*, 유 호 진*, 유 흥 균*

Nonlinear Analysis of Communication Transponder System and Derivation of Optimum Back-off

Young Jun Kim*, Ki-Ho Chung*, Ho-Jin Ryu*, Heung-Gyoon Ryu* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 다중 반송파 확산 스펙트럼 통신 중계기 시스템의 비선형 특성을 분석한다. 송신단과 중계기의 비선형 증폭기들은 사전 왜곡기에 의해 비선형 왜곡이 보상되었다고 가정하여 두 증폭기들을 soft-limiter로 모델링 하였다. 송신단과 중계기의 비선형 효과에 따른 통계적 특성을 분석하여 중계기 백오프의 함수인 신호 대 잡음비를 유도한다. 신호대 잡음비가 최대가 될 때 최적의 백오프가 결정되는데 하향 링크 잡음, 재머 간섭 그리고 처리이득의 변화에 따른 중계기의 최적 백오프를 구한다. 가우시안 채널과 페이딩 채널에서 최적의 백오프가 미치는 통신중계 시스템 성능을 분석 결과를 제시하였다.

ABSTRACT

Nonlinear characteristics of multi-carrier spread spectrum communication transponder system is analyzed. It is assumed that nonlinear amplitude distortion of the power amplifier is compensated by pre-distorter, and nonlinear characteristics of the power amplifiers of transmitter and transponder are modeled as a soft-limiter. After investigating the statistics of nonlinear effect caused by the transmitter and transponder limiter, the signal to noise ratio is derived as a function of transponder back-off when it is added to channel noise. The optimum back-off is specified when the signal to noise ratio is maximized. The main goal of this paper is to find out how the optimum back-off is specified at the transponder with the downlink noise power, the jammer power and the processing gain. The effects of optimum back-off on the system performance is investigated in Gaussian and the fading channel. is investigated.

1. 서 론

다중 반송파 확산 스펙트럼 시스템은 확산된 정보 데이터를 여러 개의 직교 부반송파를 이용해서 전송하는 방식으로 고속의 정보 전송능력과 다중 경로 페이딩 환경 및 여러 가지 강한 간섭환경에서 우수한 장점이 있다^[1]. 하지만 다중 반송파 확산 스펙트럼 시스템은 출력 신호의 크기가 다중 레벨 진폭 특성을 갖게 되어 높은 피크의 진폭 성분이 존재하게 되어, 비선형 왜곡이 발생되는 단점이 있다. 이 비선형 왜곡보상을 위해 사전왜곡기 (predistorter)

를 사용하는 방법이 있다^[2].

만약, 사전 왜곡기의 진폭과 위상왜곡이 이상적으로 동작되면 비선형 증폭기와의 직렬관계는 soft-limiter로 모델링된다^[3]. 이같은 모델은 AM/PM 왜곡을 완전히 제거하고 AM/AM 왜곡을 단순한 클리핑(clipping) 왜곡으로 표현할 수 있다. 클리핑에 의한 왜곡은 신호의 입력 전력레벨을 낮추는 방법인 백오프(back-off)에 의해 줄일 수 있는데, 백오프가 크면 비선형 왜곡은 줄어드는 반면 신호의 입력 전력 레벨이 그만큼 낮아지므로 전력 효율이 떨어지게 된다. 그러므로 이런 trade-off 관계를 고려한 최

* 충북대학교 전자공학과(ecomm@cubucc.chungbuk.ac.kr)
논문번호: 98524-1207, 접수일자: 1998년 12월 7일

적의 백오프 결정은 비선형 왜곡과 클리핑된 신호 성분 그리고 채널 잡음 성분에 의해 결정된 신호 대 잡음비가 최대가 될 때 결정되어 진다.

1997년 J. Hong과 E. Stark는 최적의 백오프를 결정하는데 있어서 송신단의 비선형 증폭기만을 고려하여 비선형 특성을 분석하였다^[4]. 이런 분석은 중계기의 비선형 증폭기를 고려해야하는 위성 통신 시스템과 같은 경우는 제한적이다. 그러므로 중계기를 갖는 통신 시스템에서의 최적의 백오프 결정은 송신단과 중계기의 비선형 증폭기를 모두 고려한 비선형 분석을 통하여 결정되어야 한다.

본 논문은 중계기를 갖는 다중 반송파 확산 스펙트럼(MCSS: multicarrier spread spectrum) 통신 시스템의 비선형 전력 증폭기에 따른 비선형 특성 분석을 통하여 중계기의 최적 백오프를 결정한다. 송신단과 중계기의 비선형 증폭기들은 soft-limiter로 모델링하였다. 송신단과 중계기의 비선형 효과에 따른 통계적 특성을 분석하여 채널 잡음이 부과 될 때 중계기 백오프의 함수로 표현된 신호 대 잡음비를 도출한다. 도출된 신호 대 잡음비가 최대가 될 때 최적의 백오프가 결정되는데 하향링크 잡음, 재머 간섭 그리고 처리이득의 변화에 따라 중계기에서 최적의 백오프를 결정하였다.

II. MCSS 통신 시스템과 채널 모델

그림 1은 MCSS 비선형 중계기 시스템의 기저대역 모델과 채널 모델이다. $d_k[k]$ 는 $d_k[k] \in (-1, 1)$ 로 정보신호 d_k 가 k번째 브랜치로 직접 전달된 신호이다. 따라서 $d_k[k]$ 의 bit duration은 T_b 이다. 각각의 브랜치의 데이터는 $C_i \in (-1, 1)$, $C_i = \{C_0, C_1, \dots, C_{N-1}\}$ 인 랜덤 확산 시퀀스 C_i 에 의해 확산된다. 확산코드 C_i 의 칩 duration은 $T_c = T_s / P_r$ 이다. 이때 P_r 는 처리이득(processing gain)을 말한다. $X_i[k]$ 는 $X_i[k] = C_i d_k[k]$ 로 확산되며 매 iT_c 만큼 샘플한 값이다. 이후 L 길이 IFFT에 의해 변조된다

$$x_i[n] = \sum_{k=0}^{L-1} X_i[k] e^{-j2\pi nk/L} = x_R[n] + jx_I[n] \quad (1)$$

복소수 $x_i[n]$ 은 $R_I[n] e^{j\arg(x_i[n])}$ 로도 표현되는데, 진폭 $R_I[n]$ 에 의해서 왜곡이 발생된다. 사전왜곡기의 진폭왜곡과 위상왜곡이 이상적으로 모델링되어

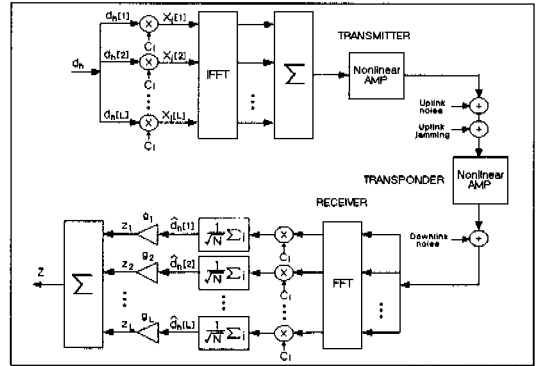


그림 1. MCSS 시스템과 채널 모델.

사전 왜곡기를 직렬로 비선형 증폭기에 연결할 경우 그림 2처럼 soft-limiter로 모델링된다^[3]. 송신단의 출력신호는 다음과 같다.

$$S_i[n] = g_T(x_i[n]) = x_i^c[n] + e_i^c[n] \quad (2)$$

$$e_i^c[n] = x_i[n] - S_i[n] \quad (3)$$

여기서 $x_i^c[n]$ 는 입력신호 $x_i[n]$ 의 클리핑된 신호원이고 $e_i^c[n]$ 은 송신단의 비선형 왜곡이다. 링크 버짓을 고려하지 않은 중계기 리미터 입력 $S_i^c[n]$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_i^c[n] &= S_i[n] + n_i^{wp}[n] + j_i[n] \\ &= x_i^c[n] + e_i^c[n] + n_i^{wp}[n] + j_i[n] \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, $n_i^{wp}[n]$ 과 $j_i[n]$ 은 상향링크 AWGN 잡음과 재머 간섭이다. 중계기 리미터를 통과한 후 출력된 신호 $S_i^y[n]$ 는 다음과 같다.

$$g_R(S_i^c[n]) = S_i^y[n] = S_i^{sc}[n] + e_i^y[n] \quad (5)$$

이때, $S_i^{sc}[n]$ 은 중계기 리미터 입력 $S_i^c[n]$ 의 클리핑된 성분이고 $e_i^y[n]$ 는 중계기의 비선형 왜곡으로 $e_i^y[n] = |S_i^c[n]| - |S_i^y[n]|$ 로 표현된다.

$$S_i^{sc}[n] \approx x_i^{cc}[n] + n_i^{bc}[n] + j_i^c[n] \quad (6)$$

$$e_i^y[n] \approx e_i^{cc}[n] + e_i^{bc}[n] + e_i^c[n] \quad (7)$$

여기서, $x_i^{cc}[n]$ 은 중계기 입력 신호원 $x_i^c[n]$ 의 클리핑된 출력신호이고, $e_i^{cc}[n]$ 는 $x_i^c[n]$ 성분이 중계기 리미터의 클리핑에 의한 비선형 왜곡이며,

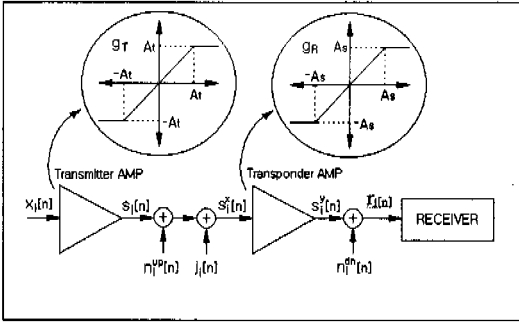


그림 2. 비선형 전력 증폭기의 soft-limiter 모델.

$n_i^{up}[n]$ 은 $n_i^{up}[n]$ 의 클리핑 성분이고 $e_i^{no}[n]$ 은 $n_i^{up}[n]$ 의 비선형 왜곡이며, $j_i[n]$ 은 $j_i[n]$ 이 중계기 리미터에 의해 클리핑된 성분이고, $e_i[n]$ 은 $j_i[n]$ 의 비선형 왜곡이다. 각 요소들은 서로 독립이며, 수신된 신호의 동기는 완벽하게 이루어졌다고 가정한다.

2.1 가우시안 채널의 신호 해석

수신기의 입력 표본 신호는 다음과 같다.

$$r_i[n] = S_i^{sc}[n] + e_i^s[n] + n_i^{down}[n] \quad (8)$$

여기서 $n_i^{down}[n]$ 은 하향링크 AWGN 잡음이다. 수신된 샘플 신호의 FFT k번째 브랜치 출력 $Y_i[k]$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{Y}_i[k] &= \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} r_i[n] e^{-j2\pi nk/L} \\ &= \hat{X}_i[k] + E_i^{sc}[k] + N_i^{down}[k] + E_i^{no}[k] \\ &\quad + J_i^s[k] + E_i^s[k] + N_i^{down}[k] \end{aligned} \quad (9)$$

k번째 부반송파의 역확산 출력 $\hat{d}_h[k]$ 다음이다.

$$\hat{d}_h[k] = \frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} \hat{Y}_i[k] c_i[k] \quad (10)$$

2.2 페이딩 채널의 신호 해석

페이딩 채널에서 수신된 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_i[n] &= \alpha_k e^{j\theta_k} x_i^{sc}[n] + n_i^{up}[n] \\ &\quad + j_i^s[n] + e_i^s[n] + n_i^{down}[n] \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 α_k 는 k번째 브랜치의 비선형적 페이딩 요소인 Rayleigh 랜덤 변수로 충분히 느리게 변화한

다고 가정한다. 또한, θ_k 는 k번째 브랜치의 위상 변화로 $[0, 2\pi]$ 인 균일 분포를 갖는다.

FFT k번째 브랜치 출력 $\hat{Y}_i[k]$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{Y}_i[k] &= \hat{X}_i[k] + E_i^{sc}[k] + N_i^{down}[k] \\ &\quad + E_i^{no}[k] + J_i^s[k] + E_i^s[k] + N_i^{down}[k] \end{aligned} \quad (12)$$

여기서, $\hat{X}_i[k]$ 는 다음과 같다.

$$\hat{X}_i[k] = \frac{1}{L} \sum_{n=0}^{L-1} \alpha_k e^{j\theta_k} x_i^{sc}[n] e^{-j2\pi nk/L} \quad (13)$$

그러므로 k번째 부 반송파의 역확산 출력 $\hat{d}_h[k]$ 는 다음과 같다.

$$\hat{d}_h[k] = \frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} \hat{Y}_i[k] \cdot c_i[k] \quad (14)$$

III. 신호대 잡음비 및 시스템 성능

IFFT의 L이 충분히 커서 $x_i[n]$ 의 $x_R[n]$ 과 $x_I[n]$ 이 central limit theorem에^[6] 의해 $N(0, \sigma^2)$ 인 정규분포를 갖는다. 그러면 $x_i[n]$ 의 진폭 $R_i[n]$ 은 Rayleigh 분포를 갖는다.

$$f(R) = \frac{R}{\sigma^2} e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}, \quad (R > 0) \quad (15)$$

송신단 출력에서 클리핑된 신호 $x_i^c[n]$ 의 평균과 분산을 구하면 다음과 같다.

$$\mu_i = E\{x_i^c[n]\} = \sigma \cdot \left(\sqrt{\frac{\pi}{2}} - \sqrt{2\pi} Q\left(\frac{A_t}{\sigma}\right) \right) \quad (16)$$

여기서, $Q(\cdot)$ 는 Q-함수이고, A_t 는 송신단 soft-limiter의 클리핑 레벨이다. 송신단 IBO (input back-off) 요소, $B_i = \frac{A_t}{\sqrt{2}\sigma}$ 이다.

$$\sigma_i^2 = 2\sigma^2 \left(1 - \frac{\pi}{4} - e^{-B_i^2} + \pi Q(\sqrt{2}B_i) \right)^2 \quad (17)$$

3.1 가우시안 채널

$$Z = \sum_{k=1}^K g_k \hat{d}_k[k] \quad (18)$$

위의 최종 수신신호는 MRC(maximal ratio combine)

기법을 적용하되, 페이딩 채널처럼 진폭이 랜덤하지 않으므로 이득을 1로 가정한다.

식(10)에서 k번째 브랜치에 수신된 정보신호인 $\frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} \tilde{X}_i[k]c_i[k]$ 는, $x_i^c[n]$ 가 FFT 복조된후 역확산된 출력으로, 수신된 정보 신호가 평균이 0인 정규분포를 갖고, 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{P,k}^2 &= E\left\{\left(\frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} \tilde{X}_i[k]c_i[k]\right)^2\right\} \\ &= \frac{P_g}{L} \sigma_s^2 \left\{ \left(1 + \frac{\mu_t^2}{\sigma_s^2}\right) \left(1 - Q\left(\frac{A_s - \mu_t}{\sigma_s}\right) - Q\left(\frac{\mu_t}{\sigma_s}\right)\right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\mu_t}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} e^{-\frac{\mu_t^2}{2\sigma_s^2}} - \left(\frac{A_s}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} + \frac{\mu_t}{\sqrt{2\pi}\sigma_s}\right) e^{-\frac{(A_s - \mu_t)^2}{2\sigma_s^2}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{A_s^2}{\sigma_s^2} Q\left(\frac{A_s - \mu_t}{\sigma_s}\right) \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

A_s 는 중계기 soft-limiter의 clipping level이다. 중계기 IBO 요소를 $B_s = A_s/\sqrt{2}$ 라하면 k번째 브랜치의 수신된 신호 분산 $\sigma_{P,k}^2$ 는 식(20)이다.

$$\sigma_{P,k}^2 = \frac{P_g}{L} \sigma_s^2 \beta(B_s) \quad (20)$$

$\beta(B_s)$ 는 식(19)의 $\{\cdot\}$ 부분을 표현한 것이다. 식(10)에서 각 요소들이 서로 독립이라면 k번째 브랜치의 간섭원들의 총 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_{I,k}^2 = \sigma_{E,x_c}^2 + \sigma_{n,upc}^2 + \sigma_{n,Em}^2 + \sigma_{i,c}^2 + \sigma_{E,i}^2 + \sigma_{n,down}^2 \quad (21)$$

σ_{E,x_c}^2 이 평균이 0인 정규분포를 갖는다고 가정하면 σ_{E,x_c}^2 는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} \sigma_{E,x_c}^2 &= E\left\{\left(\frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} E_i^{x_c}[k]c_i[k]\right)^2\right\} \\ &= \frac{\sigma_s^2}{L} \left\{ \left(\frac{(\mu_t - A_s)^2}{\sigma_s^2} + 1\right) Q\left(\frac{A_s - \mu_t}{\sigma_s}\right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\mu_t - A_s}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} e^{-\frac{(A_s - \mu_t)^2}{2\sigma_s^2}} \right\} \end{aligned} \quad (22)$$

$\sigma_{n,upc}^2$ 와 $\sigma_{n,Em}^2$ 는 상관기 출력이 평균이 0인 정규분포라고 가정하여 다음으로 정리된다.

$$\sigma_{n,upc}^2 = E\left\{\left(\frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} N_i^{upc}[k]c_i[k]\right)^2\right\}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{P_g}{L} \sigma_{w,up}^2 \left\{ 0.5 - Q\left(\frac{A_s}{\sigma_{w,up}}\right) + \frac{A_s^2}{\sigma_{w,up}^2} Q\left(\frac{A_s}{\sigma_{w,up}}\right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{A_s}{\sqrt{2\pi}\sigma_{w,up}} e^{-\frac{A_s^2}{2\sigma_{w,up}^2}} \right\} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{n,Em}^2 &= E\left\{\left(\frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} E_i^{n,Em}[k]c_i[k]\right)^2\right\} \\ &= \frac{P_g}{L} \sigma_{w,up}^2 \left\{ Q\left(\frac{A_s}{\sigma_{w,up}}\right) + \frac{A_s^2}{\sigma_{w,up}^2} Q\left(\frac{A_s}{\sigma_{w,up}}\right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{A_s}{\sqrt{2\pi}\sigma_{w,up}} e^{-\frac{A_s^2}{2\sigma_{w,up}^2}} \right\} \end{aligned} \quad (24)$$

$\sigma_{i,c}^2$ 는 $\frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} J_i[k]c_i[k]$ 에 대한 분산, $\sigma_{E,i}^2$ 은 $\frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} E_i[k]c_i[k]$ 의 분산으로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_{i,c}^2 &= E\left\{\left(\frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} J_i[k]c_i[k]\right)^2\right\} \quad (25) \\ &= \frac{\sigma_i^2}{L} \left\{ 0.5 - Q\left(\frac{A_s}{\sigma_i}\right) + \frac{A_s^2}{\sigma_i^2} Q\left(\frac{A_s}{\sigma_i}\right) - \frac{A_s}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} e^{-\frac{A_s^2}{2\sigma_i^2}} \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma_{E,i}^2 &= E\left\{\left(\frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} E_i[k]c_i[k]\right)^2\right\} \quad (26) \\ &= \frac{\sigma_i^2}{L} \left\{ Q\left(\frac{A_s}{\sigma_i}\right) + \frac{A_s^2}{\sigma_i^2} Q\left(\frac{A_s}{\sigma_i}\right) - \frac{A_s}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} e^{-\frac{A_s^2}{2\sigma_i^2}} \right\} \end{aligned}$$

$\sigma_{n,down}^2$ 는 하향링크 잡음 $n_i^{down}[n]$ 이 FFT 복조후 역확산된 상관기의 출력에 대한 분산이다.

$$\begin{aligned} \sigma_{n,down}^2 &= E\left\{\left(\frac{1}{\sqrt{P_g}} \sum_{i=0}^{P_g-1} N_i^{down}[k]c_i[k]\right)^2\right\} \\ &= \frac{P_g}{L} \sigma_{w,dn}^2 \end{aligned} \quad (27)$$

클리핑레벨과 채널 잡음 및 재머전력과의 관계를 다음과 같이 정리한다.

$$CUNR = \sqrt{\frac{A_s^2}{2\sigma_{w,up}^2}} \quad (28)$$

$$CDNR = \sqrt{\frac{A_s^2}{2\sigma_{w,dn}^2}} \quad (29)$$

$$CJR = \sqrt{\frac{A_s^2}{2\sigma_j^2}} = 1/JCR \quad (30)$$

식 (28),(29),(30)을 이용하고, 식 (20)과 (21)에 의해서 Z의 가우시안 채널의 최종 신호 대 잡음비 (ρ_g)는 다음과 같이 구해다.

$$\rho_g(B_s) = \sum_{k=1}^L \frac{\sigma_{P,k}^2}{\sigma_{I,k}^2} \quad (31)$$

가우시안 채널에서의 시스템 성능은 다음과 같이 주어진다. 여기서 L은 부반송파 수이다.

$$P_e = \left[\frac{1}{2} \left(1 - Q \left(\sqrt{\frac{\rho_g(B_s)}{L}} \right) \right) \right]^L \cdot \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left[\frac{1}{2} \left(1 + Q \left(\sqrt{\frac{\rho_g(B_s)}{L}} \right) \right) \right]^k \quad (32)$$

3.2 페이딩 채널의 분석

수신기 최종 출력 신호는 각 상관계 출력인 $\hat{d}_k[k]$ 가 각 브랜치의 이득에 의해서 조합된다.

$$Z = \sum_{k=1}^L g_k \hat{d}_k[k] \quad (33)$$

여기서 g_k 는 MRC기법을 적용하기 위한 k번째 브랜치의 이득이다. 따라서 g_k 는 Z의 신호 대 잡음비가 최대가 결정된다.

$$g_k = \frac{(a_k x_i^*)}{\sigma_{I,k}^2} \quad (34)$$

페이딩 채널의 최종 신호 대 잡음비 ρ_m 은

$$\rho_m(B_s) = \sum_{k=1}^L \frac{\sigma_{P,k}^2}{\sigma_{I,k}^2} a_k^2 \equiv \frac{P_g}{L} \sigma_s^2 \beta(B_s) \gamma \quad (35)$$

여기서,

$$\gamma = \sum_{k=1}^L \frac{a_k^2}{\sigma_{I,k}^2} \equiv \sum_{k=1}^L a_k \quad (36)$$

a_k 가 $\{a_k, k = 1, \dots, L\}$ 인 i.i.d.인 Rayleigh 랜덤 변수일 때 a_k 는 다음의 지수 분포를 갖는다.

$$f_a(a_k) = \sigma_{I,k}^2 \exp(-\sigma_{I,k}^2 a_k) \quad (37)$$

γ 의 moment-generating 함수가

$$\Phi_\gamma(s) = \prod_{k=1}^L \frac{\sigma_{I,k}^2}{\sigma_{I,k}^2 - s} \quad (38)$$

이며, 이 moment-generating 함수의 푸리에 역변환

에 의해서 γ 의 pdf $f_\gamma(\gamma)$ 가 구해진다.

$$f_\gamma(\gamma) = F^{-1}\{\Phi_\gamma(s)\} \quad (39)$$

최종 페이딩 채널의 시스템 성능은 다음과이다.

$$P_e = \int_0^\infty Q \left(\sqrt{\frac{P_g}{L} \sigma_s^2 \beta(B_s) \gamma} \right) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (40)$$

IV. 최적의 백오프 결정 및 성능 분석

최적의 백오프는 신호 대 잡음비가 최대가 될 때 결정되는데, 신호대 잡음비는 각 채널에서 결정된 식(31), 식(35)이 있다. 이 결과식의 관계를 보면 식(35)는 식(31)에 a_k^2 를 곱한 형태로 표현되는데, 다중 경로 delay spread가 chip duration T_c 보다 작고 충분히 느리게 변한다고 가정했으므로 a_k^2 는 일정한 상수 값을 갖게 됨으로 최적의 백오프 결정은 식(31)에서 표현된 신호 대 잡음비에 의존하게 된다. 따라서 식(31)을 중심으로 CUNR이 20[dB]이고 송신단 IBO B_s 가 4.6[dB]일 때를 기준으로 중계기의 최적의 백오프 레벨을 분석하고, 최적의 백오프에 따른 성능을 분석한다.

그림 3은 재머 간섭이 없을 경우 처리이득 P_g 가 1일 때 중계기 IBO에 의한 CDNR의 변화에 따른 신호 대 잡음비의 특성을 분석한 결과이다. 분석결과를 보면 최적의 IBO는 신호 대 잡음비가 최대가 될 때 결정되는데 CDNR이 증가하면 최적의 IBO도 증가되어 결정되는 것을 볼 수 있다. SNR이 최대치까지 증가하는 부분은 비선형 왜곡 성분이 지배적이고 최대치에서 하강하는 부분은 채널 잡음에 지배되는 영역이다. 그러므로 SNR의 최대점은 이 두 성분이 교차하는 곳을 말한다.

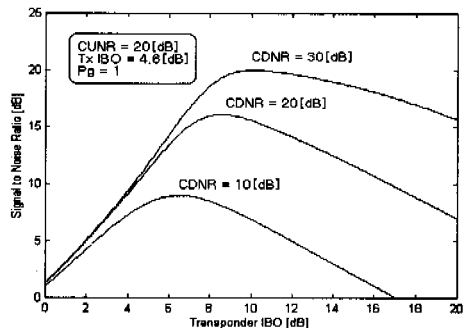


그림 3. CDNR=10[dB], 20[dB], 30[dB]일 때 중계기 IBO에 따른 SNR.

그림 4는 재머 간섭이 없을 경우 CDNR이 10[dB]일 때 중계기 IBO에 의한 처리이득의 변화에 따른 신호 대 잡음비의 특성을 분석한 결과이다. 처리이득이 증가할수록 최적의 IBO는 낮은 레벨로 결정되고 최적의 IBO일 때의 신호 대 잡음비도 증가되어 결정됨을 알 수 있다.

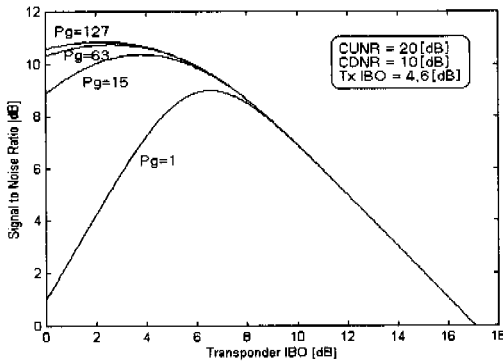


그림 4. $P_g=1, 15, 63, 127$ 일 때 중계기 IBO에 따른 SNR.

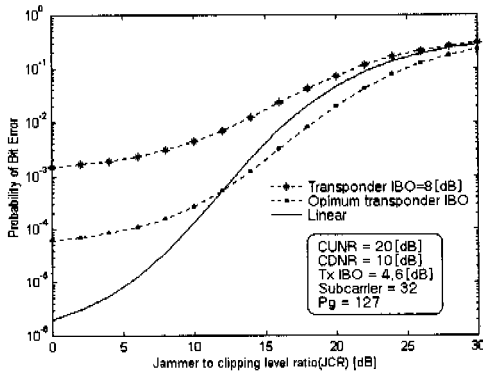


그림 5. 가우시안 채널에서 JCR에 따른 BER.

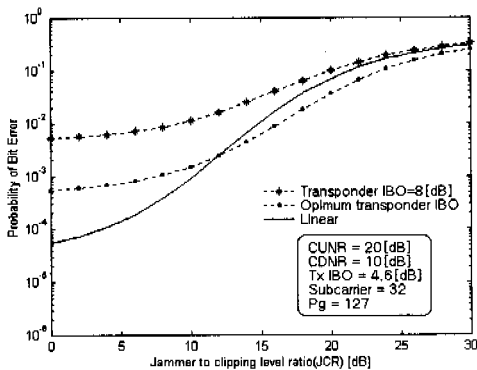


그림 6. 페이딩 채널에서 JCR에 따른 BER.

처리이득이 증가할수록 최적의 IBO는 낮은 레벨로 결정되고 최적의 IBO일 때의 신호 대 잡음비도 증가되어 결정됨을 알 수 있다.

최적의 중계기 IBO에 의한 성능은 중계기 IBO가 8[dB]일때보다, JCR이 20[dB] 이하인 구간에서 보면 성능이 매우 우수하다는 것을 알 수 있다. 또한 JCR이 12[dB] 이상일 때 최적의 중계기 IBO에 의한 성능이 클리핑이 없는 선형일 때의 성능보다 좋아지는 것을 볼 수 있다. 이는 재머 환경에서 재머 간섭이 크게 들어올 때 최적의 클리핑에 의해 재머 성분을 클리핑 해주면 항 재밍 효과가 있다는 것을 분석된 결과에 의해서 알 수 있다.

V. 결론

중계기를 갖는 다중 반송파 확산 스펙트럼 통신 시스템의 비선형 특성을 분석하였다. 송신단과 중계기 리미터의 비선형 효과에 따른 통계적 특성을 분석하여 채널 잡음이 부과 될 때 중계기 백오프의 함수로 된 신호대 잡음비를 유도하였고, 클리핑 레벨 대 잡음 요소의 비 혹은 처리이득에 따른 신호 대 잡음비를 최대화시키는 최적의 중계기 IBO를 결정하였다. 결정된 최적의 중계기 IBO를 바탕으로 가우시안 채널과 페이딩 채널에 대해 성능 분석을 통하여, 최적의 시스템 운영 동작조건을 구하였다. 또한, 재머 간섭환경에서 항재밍 성능이 있음을 분석을 통하여 알 수 있었다.

참고 문헌

- [1] E. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of orthogonal multi-carrier CDMA in a multipath fading channel," IEEE Trans. Comm., vol. 44. Mar. 1996.
- [2] M.G. Dibeuedetto and P. Mandrarini, "An Application of MMSE Predistortion to OFDM System," IEEE Trans. Comm., vol. 44. pp.1417-1420, Nov. 1996.
- [3] P.Barnelli, W.Cacopardi, F. Fresura, G.Reali, "OM-DS-SS Wireless Lan Radio Subsystem," Proc.IEEE Globelcom'96 vol.3.
- [4] J. Hong Jong, Wayne E. Stark, "Performance of Coded Multicarrier Spread Spectrum Systems in the Presence of Nonlinearity," IEEE MICOMM 97 Nov.1997.

[5] Ramjee Prasad, Shinsuke Hara, "An Overview of Multicarrier CDMA," Proc. 4th IEEE ISSSTA'96, pp. 107-114, Sept. 1996.

김 영 준(Young Jun Kim) 정회원
 충북대학교 전자공학과 (공학사, 공학석사)
 1999년 5월~현재: LG전자 정보통신 중앙연구소

정 기 호(Ki Ho Chung) 정회원
 충북대학교 전자공학과 (공학사, 공학석사)
 2001년 2월~현재: 충북대학교 박사과정 수료
 삼성전자 정보통신팀 재직

유 호 진(Ho-Jin Ryu) 정회원
 충북대학교 박사과정 수료
 한국통신학회 논문지 제 23권 10호 참조

유 흥 균(Heung-Gyoon Ryu) 정회원
 충북대학교 전기전자공학부 정교수
 한국통신학회 논문지 제 25권 8호 참조