

## 광통신시스템의 PIN 수신기 수신감도 해석

김선엽<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>남서울대학교 정보통신공학과

### An Analysis of Receiving Sensitivity of PIN Receiver for Optical Communication System

Sun-Yeob Kim<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Division of Information Communication, Namseoul University

**요약** 광통신 시스템에서 신호와 부가적인 잡음의 통계적인 특성에 대해 다양한 방법으로 평가하는 것은 시스템의 성능 최적화를 위해 필수적인데, 본 연구에서는 수신기의 성능 평가 방법으로 다양한 에러 확률을 대역폭과 비트 수의 함수( $m$ )로 표현하여 수신기의 성능을 평가를 통하여 광통신시스템에서 사용되고 있는 PIN 수신기의 수신감도를 해석하였고 시뮬레이션을 통해 이를 확인하였다. 그 결과  $m=20$ 인 경우, PIN 수신기의 수신 감도는 주어진 에러 확률을 유지하기 위해 대략  $9.2 \times 10^4$  광자/비트 정도가 필요함을 확인 할 수 있었다.

**Abstract** It is essential to various evaluate about statistic character of the signal and additional noise for optimization of the optical communication system. We expressed various error probability with the  $m$  which was bandwidth and a bit numerical function and carried out performance evaluation of a PIN receiver. This research analyzed the receiving sensitivity of the PIN receiver and verified reception sensitivity through computer simulation in the optical communication system. As a result, the receiving sensitivity for PIN receiver are  $9.2 \times 10^4$  photon/bit for given error probability.

**Key Words** : PIN receiver, Optical communication, Receiving sensitivity, Bandwidth function

## 1. 서론

광통신시스템에서 광섬유를 통하여 전송되어진 광신호는 수신기에서 직접검출방식을 통해 검출되는데, 이러한 직접적인 강도변조와 직접검출방식을 이용한 시스템들은 낮은 대역폭과 낮은 64kbps급의 전화 네트워크의 백본(backbone)으로 이용된다. 양방향의 멀티미디어(multimedia)와 영상회의의 같이 큰 대역폭을 요구하는 현재의 사용자 서비스들은 보다 큰 대역폭을 필요로 하기 때문에 광통신시스템 용량의 증가가 필수적이고, 여러 개의 정보발생원을 통해 발생된 정보들을 각기 다른 파장을 갖는 반송파에 실어서 전송하는 광통신방식은 채널에

서로 다른 데이터 전송률을 갖는 경우에 발생할 수 있는 분산효과와 광섬유시스템에서 발생할 수 있는 또 다른 열화요인들도 제거할 수 있는 다중화 방식으로 LAN/MAN 그리고 분산네트워크의 기반 기술로 발전하고 있다[1-3].

광통신시스템에서 신호와 부가적인 잡음의 통계적인 특성에 대해 다양한 방법으로 평가하는 것은 시스템의 성능 최적화를 위해 필수적인데, 본 논문에서는 광통신시스템의 성능해석을 위하여 수신부에 수신된 신호 비트에 대한 에러한계 즉, 비트에러률(BER : Bit Error Rate)을 유지하기 위해 필요한 평균 광전력을 비트 당 포함되는 광자의 수로 나타내는 방법을 통하여 PIN 수신기의 수신

이 논문은 2010년도 남서울대학교 학술연구비 지원에 의해 연구되었음

\*교신저자 : 김선엽(sykim0599@nsu.ac.kr)

접수일 11년 03월 15일

수정일 (1차 11년 04월 18일, 2차 11년 04월 28일)

게재확정일 11년 05월 12일

감도를 해석하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 신호의 검출방법

광섬유를 전송매체로 사용하는 광통신시스템에서 광섬유를 통해 전달된 광신호가 수신기에 도달할 때는 광신호의 세기가 매우 미약하기 때문에 SNR이 나빠지므로 전송되는 파형의 충실도를 낮추는 요인인 다양한 잡음 메커니즘(mechanism)에 대한 해석이 필요하게 된다.

광수신기의 성능평가의 척도는 수신기에 입력되는 ‘1’ 또는 ‘0’의 구별에 필요한 광전력의 최소양이다. 시스템에서의 불규칙한 잡음은 신호의 검출과정에서 BER로 나타내는 에러의 발생률을 변화시킨다. 광섬유 시스템의 일반적인 BER은  $10^{-9}$  정도의 값을 갖는다. 이러한 BER은 잡음의 영향에 민감하게 변화하는 값으로 고정적으로 정규화 시키기 어렵다는 문제점을 지니고 있다.

이에 본 논문에서는 수신기의 감도를 정규화 하는 방법으로 비트간격(bit-interval)당 신호가 ‘1’인지 ‘0’인지를 결정하는 기준으로 필요한 광자(photon)의 수를 사용하였다. 비트 당 광자의 수로 표현되는 수신기의 감도는 식(1)에 의해 표현되는 수신된 광전력에 관련된다.

$$N_p = \frac{P_s}{(h\nu)R_b} \quad (1)$$

여기서,  $R_b$ 는 비트 전송율이고  $N_p$ 는 수신기 감도의 척두치이다.

일반적으로 수신기의 수신 전력 또는 수신 감도와 같은 물리량의 표현은 척두치보다는 평균치를 이용하므로 식(1)의 수신기 감도의 척두치보다는 평균치인  $\bar{N}_p$ 를 주로 이용하는데, 수신기에서의 광전류는 식(2)과 같이 쓸 수 있다.

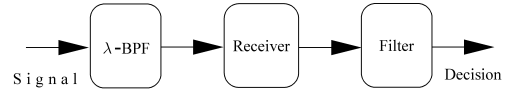
$$I_s = 2\bar{N}_p \eta q R_b \quad (2)$$

여기서,  $\bar{N}_p$ 는 수신기감도의 평균치이다. 식(2)에서 2는 신호의 변조방법에 따라 다르게 나타나는데, 예를 들어 OOK 전송을 통한 복조 시에는 평균 수신기 감도는 광원인 레이저나 레이저 다이오드가 0비트 동안에는 신호가 없기 때문에 수신기 감도의 척두치의 절반이 됨을 의미한다. 그러나 이 값은 FSK 시스템에서는 ‘1’이 된다. 즉, 평균수신기 감도와 척두수신기 감도의 크기가 같음을

의미한다.

이론적인 광통신시스템의 에러율인  $10^{-9}$ 을 만족하기 위해서는  $\bar{N}_p$ 는 비트 당 광자의 수가 10이 된다[1]. 그러나 대부분의 실제 수신기에서는 열잡음이 더 중요한 성분으로 존재하므로 필요한 수신기감도를 유지하기 위해서는 비트 당 광자의 수가 수천 개 이상이 필요하게 된다.

광검출기의 가장 간단한 형태인 직접 검출방식의 수신기의 개략도는 그림 1와 같다.



[그림 1] 직접 검출 수신기의 개략도

그림 1의 수신기는 광검출기와 필터로 구성되는데, 광검출기는 수신된 광 데이터(optical data)를 전기적인 펄스(pulse)로 변환하는 역할을 하고, 필터는 검출기를 통해 변환된 전기신호를 통과시키는 역할을 하는데, 이 필터는 저역통과 필터로 동작하고, 비트 기간 동안 비트 에너지를 모으는 역할을 한다.

### 2.2 성능평가를 위한 확률해석

광검출 시스템의 성능평가의 척도는 확률로 나타내는데, MAP( Maximum A Posteriori) 수신기에 대해 개발된 표준공리를 이용하여 에러 확률  $P_e$ 를 나타내면 식(3)과 같이 표현된다[4,5].

$$P_e = P_r(0)P_r(1|0) + P_r(1)P_r(0|1) \quad (3)$$

여기서  $P_r(1)$ ,  $P_r(0)$ 는 각각 1과 0이 수신될 사전 확률이고  $P_r(1|0)$ ,  $P_r(0|1)$ 은 각각 두 번째 인수로 전송되었을 때, 첫 번째 인수로 잘못 검출될 조건확률이다. 식(3)에서 1과 0의 광전자의 수(n)에 대한 확률 분포는  $P_n(1)$ 과  $P_n(0)$ 으로 가정하면, 조건 확률은 식(4)와 식(5)과 같이 임계치  $S_{th}$ 를 통해 분류할 수 있다.

$$\Pr(1|0) = \sum_{x=S_{th}}^{\infty} P_x^0 \quad (4)$$

$$\Pr(0|1) = \sum_{x=0}^{S_{th}-1} P_x^1 \quad (5)$$

여기서  $P_x^0$ 는 0이 수신될 확률 분포이고,  $P_x^1$ 는 1이 수

신될 확률분포이다. 만약 광전자의 수가 많은 양이라면, 이산 확률분포는 연속적인 PDF와 같이 되고, 적분형태의 합으로 된다. 그러므로 에러확률  $P_e$ 는 식(6)과 같이 표현된다.

$$P_e = P_r(0) \int_{S_{th}}^{\infty} P_x^0(x) dx + P_r(1) \int_{-\infty}^{S_{th}} P_x^1(x) dx \quad (6)$$

최적의 임계치는 에러확률이 최소로 될 때이므로 식(6)의 양변을  $S_{th}$  로 편미분하여 얻을 수 있는데, 식(7)과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{\partial P_e}{\partial S_{th}} = -P_r(0) P_x^0(S_{th}) + P_r(1) P_x^1(S_{th}) \quad (7)$$

그러므로 최적의 한계레벨은 ‘1’ 과 ‘0’ 비트의 PDF 모두에 의존한다. 그러므로 이것을 사전 전송 확률이라 부른다. 사전 확률이 같은 경우에 한계레벨은 두 일반적인 PDF를 같게 하여 계산한다.

광수신기에서는 열잡음이 수신기의 성능을 저하시키는 주요 원인으로 나타나는데, 이를 표현하기위해서는 PDF를 가우시안 형태로 가정하여 근사하는 것이 편리하다.

신호와 잡음에 대해 가우시안 확률을 보인 것으로 일반적인 확률은 식(8)와 식(9)와 같이 표현된다[6].

$$P(1|0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_0^2}} \int_{S_{th}}^{\infty} \exp\left(-\frac{(\mu_0 - x)^2}{2\sigma_0^2}\right) dx \quad (8)$$

$$P(0|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1^2}} \int_{-\infty}^{S_{th}} \exp\left(-\frac{(\mu_1 - x)^2}{2\sigma_1^2}\right) dx \quad (9)$$

여기서,  $\mu_{1(0)}$ 는 1(0)이 수신되었을 때 광전류의 평균 값이고,  $\sigma_{1(0)}$ 는 1(0)이 수신되었을 때, 잡음의 분산이다. 식(8)과 (9)를 정규화 시키면, 식(10)과 식(11)과 같이 쓸 수 있다.

$$P_r(1|0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{Q_0}^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (10)$$

$$P_r(0|1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{Q_1} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (11)$$

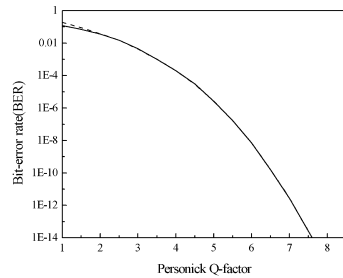
여기서,  $Q_0 = (S_{th} - \mu_0)/\sigma_0$ ,  $Q_1 = (\mu_1 - S_{th})/\sigma_1$ 이다. 식(6)에 주어진 바와 같이 에러 확률식의 최소화는 최적의

$S_{th}$ 를 계산하기 위하여 미분식을 0으로 만들어야 한다. 그러나 이러한 설정방법은 수치적으로 처리하기 어렵다는 단점을 지니고 있다. 그러므로 그림 2에 보이는 가우시안 확률분포를 이용한다. 이것은 최적의 계산방법은 아니지만, 얻어지는 결과는 대체적으로 적당한 값이고, 대부분의 실제 상황에 적용하는데 큰 무리가 없다.

이러한 과정을 통해서, 비트 에러율은 식(13)과 같이 계산된다.[7]

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_Q^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (13)$$

Q와 BER의 상관관계는 그림 2와 같다.



[그림 2] Q 에 따른 비트 에러 율

### 2.3 PIN 수신기의 수신감도

PIN 수신기를 채용한 시스템의 해석방법은 Marcuse의 해석방법 유사하지만, 신호가 유사잡음특성을 지니는 경우에는 결과가 Marcuse의 경우에 비해 상당히 다르다 [8,9].

통신시스템에서는 일반적인 on-off 신호전송을 이용하는 경우에는 신호의 분포를 가우시안 분포로 가정하는데, 이는 열잡음은 가우시안 분포를 갖고, 산탄잡음은  $\kappa$ -자승 분포와 유사하고, PIN 수신기에서는 열잡음이 산탄잡음보다 더 크기 때문이다.

본 논문에서 고려한 on-off 신호전송을 위한 수신기의 개략도는 그림 1과 같다. 수신기는 이상적인 자승검파검출기와 결정구간 동안 에너지를 측정하는 적분기 뒤에 대역통과필터가 위치한다. on-off 신호전송의 경우 에너지는 한계레벨과 비교된다. 수신기감도의 해석은 가우시안 랜덤과정의 에너지 분포로부터 직접적으로 얻어지는데, 에러확률이 최소로 되는 한계레벨은 신호와 잡음의 확률분포에 의존한다.

결정회로의 입력 단에서 수신된 신호는 식(14)와 같이 표현할 수 있다[10].

$$I = \frac{1}{2T} \int_0^T [x^2(t) + y^2(t) + \tilde{x}^2(t) + \tilde{y}^2(t)] dt + I_n \quad (14)$$

여기서  $x(t)$ ,  $y(t)$ ,  $\tilde{x}^2(t)$ ,  $\tilde{y}^2(t)$ 는 대역폭  $B_0/2$ 의 기저 대역 가우시안 프로세스이고,  $I_n$ 는 수신기의 전기적인 부분으로 인한 열잡음 전류이다.

PIN 수신기에 수신된 비트 값이 1인 상태에서  $x(t)$ ,  $y(t)$ ,  $\tilde{x}^2(t)$ ,  $\tilde{y}^2(t)$ 는 유사잡음 신호성분이다. 이러한 성분은 수신된 비트 값이 0인 상태에서는 이러한 항들이 존재하지 않고, 수신된 비트 값이 1인 상태에서는  $x(t)$ ,  $y(t)$ ,  $\tilde{x}^2(t)$ ,  $\tilde{y}^2(t)$ 는 유사잡음 신호와 전치증폭기의 ASE 잡음에 일치하는 성분을 더한 값이 된다. 그러므로 0인 상태에서는 전치증폭기의 ASE 잡음의 성분만 존재하게 된다.

전치증폭기 이득이 충분히 커서 전기적인 열잡음을 무시할 수 있다고 가정하면 식(15)에 의해 주어지는 에러확률을 최소로 하기 위한 한계레벨 전류  $I_{th}$ 가 주어질 때 수신기는  $I > I_{th}$  일 때 1이 전송된 것으로 결정하고,  $I < I_{th}$  일 때는 0이 전송된 것으로 결정한다.

$$P_1(I_{th}) = P_0(I_{th}) \quad (15)$$

여기서  $P_1$ 는 1인 신호 전류의 확률 밀도 함수이고,  $P_0$ 는 0인 신호 전류의 확률 밀도 함수이다. 가우시안 분포의 경우에 에러확률은 식(16)과 같이 표현된다.

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_Q^\infty \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (16)$$

$$\approx \frac{1}{\sqrt{2\pi} Q} \exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right)$$

여기서,

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (17)$$

결정신호에 대해 가우시안 근사를 적용하는 것은 부적당함이 Marcuse에 의해 밝혀졌으므로, 본 논문에서는 유사 잡음 신호의 경우에 대한 결과까지 이러한 내용을 확장한다.

간략화를 위해, 이러한 가우시안 프로세스가  $B_0/2$ 의 구형 스펙트럼을 갖고, 식(14)에서의 적분 항은 식(18)과 같은 합으로 근사된다.

$$I = \frac{1}{2m} \sum_{i=1}^{4m} [x_i^2 + y_i^2 + \tilde{x}_i^2 + \tilde{y}_i^2] \quad (18)$$

여기서,  $m = B_0 T$ 이다.

$I$ 에 대한 확률밀도함수는 식(19)와 같이 계산할 수 있다.

$$\Pr(X < x) = \Pr\left(\frac{1}{2m} Y < x\right) \quad (19)$$

$$= \Pr(Y < 2mx)$$

$$= \int_0^{2mx} P_Y(y) dy$$

그러므로 수정된 변수  $X$ 에 대한 확률밀도함수는 식(20)과 같이 쓸 수 있다.

$$P_X(x) = \frac{d}{dx} \int_0^{2mx} P_Y dy \quad (20)$$

$$= 2m \Pr(2mx)$$

윗 식을 정리하면 식(21)과 같은 수정된  $\kappa$ -가승 분포의 형태로 쓸 수 있다.

$$P_X(x) = P(x) \quad (21)$$

$$= \frac{\left(\frac{m}{\sigma^2}\right)^{2m}}{(2m-1)!} x^{2m-1} \exp\left(-\frac{mx}{\sigma^2}\right)$$

### 3. 수신감도 시뮬레이션

광전류의 실효치와 표준편차는 다음 식들과 같이 주어진다.

$$\mu_1 = 2\sigma^2, \quad \mu_0 = 0 \quad (22)$$

$$\sigma_1^2 = \left(\frac{2}{m}\right)\sigma^4 + \sigma_g^2, \quad \sigma_0^2 = \sigma_g^2 \quad (23)$$

여기서,  $\sigma_g^2$ 는 가우시안 프로세스의 열잡음 전류의 분산이다.  $\sigma^2$ 의 해는 식(34)와 같이 주어진다.

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_g Q}{1 - \frac{Q^2}{2m}} \quad (24)$$

식(24)의  $\sigma^2$ 는 하나의 편광이 설정된 상태에서 평균신

호 광전류를 나타내므로 비트당 광자의 평균수를 나타내고 이를 이용하여  $\sigma^2$ 을 다시 쓰면 식(25)와 같다.

$$\sigma^2 = \bar{N}_p \eta q R_b \quad (25)$$

그리고 수신기에서 열잡음 전류의 분산은 다음 식과 같이 주어진다[11].

$$\sigma_g^2 = \left( \frac{4V_T q B_c}{Z} \right) = 8\pi V_T C_T q B_c^2 \quad (26)$$

식(23)에 식(25)과 식(26)을 대입하고, 식(27)의 정의를 이용하면 식(28)를 얻을 수 있다.

$$B_c = \frac{1}{2T} = \frac{R_b}{2} \quad (27)$$

$$\bar{N}_p = \frac{\left( \frac{Q}{2\eta} \sqrt{\frac{8\pi C_T V_T}{q}} \right)}{\left( 1 - \frac{Q^2}{2m} \right)} \quad (28)$$

on-off 신호전송 시스템에서 비트 값이 ‘1’인 신호는 검출후의 열잡음이 더해지는 형태이므로, 소스로부터 잡음의 버스트(burst)로 표현되고, 비트 값이 ‘0’인 신호는 오직 열잡음으로만 나타난다. 열잡음 성분의 확률밀도함수는 식(29)와 같이 주어진다.

$$P_g(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_g^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_g^2}\right) \quad (29)$$

신호는  $\kappa$ -자승 분포이고 열잡음은 가우시안 분포이므로, 결정회로에서 신호와 잡음의 항을 더하면 식(30)과 같은 수정된  $\kappa$ -자승과 가우시안 분포의 컨벌루션으로 주어진다.

$$P_g(x) = P(x) * P_g(x) = \frac{K}{(2m-1)!} \alpha^m \int_0^\infty \exp-(a\xi^2 + b\xi + c) d\xi \quad (30)$$

수학계산 툴(tool)인 매스매티카(Mathematica)를 이용하여 식(30)을 근사적인 항으로 표현하면, 식(31)과 같이 쓸 수 있다[12].

$$P_r(x) = \frac{K}{(2m-1)!} (m\alpha)^{2m} \frac{a^{-(1+2m)/2}}{2\exp(c)} * \left[ \begin{array}{l} \sqrt{a} \Gamma(m) \text{Hyg}(m, 0.5, b^2/4a) \\ -b\Gamma(0.5+m) \text{Hyg}(0.5+m, 1.5, b^2/4a) \end{array} \right] \quad (31)$$

1과 0비트에 관련된 분포함수의 교차점에서 최적의 결정한계레벨  $x = x_{th}$ 가 발생한다. 1과 0 비트의 발생가능성이 같다고 가정하면 결과로서 생기는 에러확률은 식(32) 같이 된다.

$$P_e = 0.5 \left[ \int_{-\infty}^{x_{th}} P_r(x) dx + \int_{x_{th}}^{\infty} P_g(x) dx \right] \quad (32)$$

이 에러확률을 최소화 하기 위한 한계레벨의 선택은  $P_r(x_{th}) = P_g(x_{th})$ 를 통해서 얻을 수 있다. 식(32)에서 두 개의 적분항내에서 한계레벨을 다시 계산하면 식(33)와 같이 쓸 수 있다.

$$P_e \approx \int_{x_{th}}^{\infty} P_g(x) dx \quad (33)$$

위 식에  $10^{-9}$ 의 에러확률을 대입하면, 한계레벨  $x_{th} = 6\sigma_g$ 가 된다. 이를 통하여 수신기 감도와  $m$ 사이의 관계식을 식(45)과 같이 얻을 수 있다.

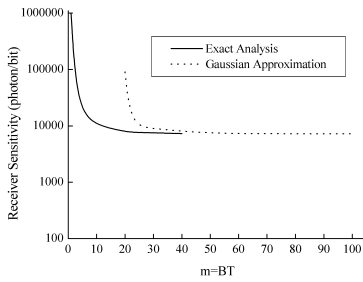
$$\frac{0.5}{(2m-1)!} \left( \frac{644m}{\bar{N}_p} \right)^2 * \left[ \begin{array}{l} \Gamma(m) \text{Hyg}(m, 0.5, k) \\ - \left( \frac{644m}{\bar{N}_p} - 8.5 \right) \Gamma(0.5+m) \text{Hyg}(0.5+m, 1.5, k) \end{array} \right] = 1 \quad (34)$$

여기서

$$k = \frac{103648.58m^2}{\bar{N}_p^2} - \frac{2732.26m}{\bar{N}_p} + 18$$

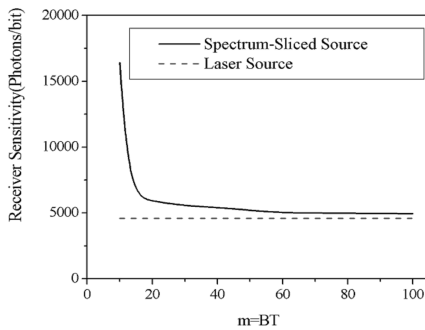
위에서 살펴본 바에 대해 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션은 Marcuse의 해석법과 가우시안 근사방법을 통하여  $10^{-9}$ 의 에러확률을 유지하기 위한 수신기의 감도를  $m$ 에 관한 함수로 나타내었다.

위의 그림은 다음과 같은 의미를 갖는다. 첫째로  $m$ 이 10보다 작은 경우에는  $10^{-9}$ 의 에러확률을 유지하기 위해 고출력의 광전력이 필요함을 의미한다. 이는 장거리전송 광시스템이나 근거리 접속용 스펙트럼 분할 다중화 시스템 모두의 경우에서 사용가능한 전력의 제한이 된다. 둘째로 가우시안 근사는  $m = B_0 T$ 의 이하의 값에서는 수신기 감도를 제대로 표현하지 못하고 예상대로 매우 근사적인 값을 나타낸다.



[그림 3] PIN 수신기의 수신감도

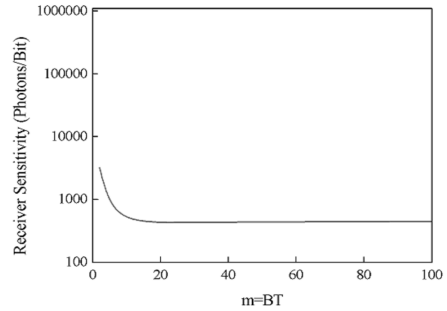
예를 들어  $m$ 이 20 경우에 정확한 계산을 통하면 수신기 감도는 가우시안 근사를 통해서 얻는 값보다 7.2dB의 개선을 갖게 된다. 그러나  $m$ 이 45로 증가될 때는 0.8dB 감소한다.



[그림 4] 다른 source에 대한 수신감도

그림 4는 신호원을 다르게 가정하여 시뮬레이션을 수행한 결과이다. 점선은 스펙트럼 분할된 신호에 대한 결과이고, 실선은 일반적인 레이저 소스에 의한 결과이다. 그림에서 나타난 바와 같이 스펙트럼 분할된 소스를 이용할 경우에는  $m$  값에 의존적으로 동작하지만 일반적인 레이저 소스의 경우에는 감도가 거의 상수처럼 주어진다. 이것은 수신기가 열잡음에 독립적임을 나타낸다.

그림 5에서 보이는 것처럼 비트당 광자수로 표시된 수신감도는 10dB정도 낮게 나타남을 확인할 수 있다. 또한 가우시안 근사는  $m$ 의 낮은 값에 대해 지나치게 대략적인 값을 확인할 수 있다.



[그림 5] 비트당 광자수의 최소값에 대한 수신감도

#### 4. 결론

급변하는 산업화와 정보화로 통신사용자들의 급증하는 정보욕구를 충족시키기 위해 광대역화된 정보를 전송할 수 있는 광통신시스템을 적용하는 연구가 활발히 연구되고 있다.

현재의 광통신시스템에서 전송용량을 효율적으로 이용하기 위해서는 수신기 성능의 최적화가 필수불가결한 요소이다.

이에 본 논문에서는 광통신시스템에서 사용되고 있는 PIN 수신기의 수신감도를 해석하는 방법을 제안하고, 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

그 결과,  $m=20$ 인 경우, PIN 수신기의 수신 감도는 대략  $9.2 \times 10^4$  광자/비트 정도의 수신감도를 얻을 수 있음을 확인하였는데, 이러한 해석방법을 통해 현재 광통신시스템에서 사용하고 있는 여러 가지의 수신기들의 수신감도를 해석하는데 유용하게 이용할 수 있을 것이라 사료된다.

#### 참고문헌

- [1] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*. Wiley Inter-science : New York, 1992.
- [2] W. B. Carter, President AT&T Submarine Systems Inc., "Global under- sea fiber optic network: trends and implications," *Plenary address at the Optical Fiber Communications Conference, San Jose (CA)*, Feb. 1996.
- [3] 김선엽 "Taper형 결합계수 분포를 갖는 GACC 광필터의 해석", *한국통신학회 논문집*, vol. 26 no. 1B pp. 28 ~36 Jan. 2001
- [4] L. T. Blair and S. A. Cassidy, "Impact of new optical

- technology on spectrally-sliced access and data networks,' *BT Technology Jnl.*, vol. 11, no. 2, pp. 46-55, Apr. 1993.
- [5] S. Pendleton-Hughes et al., "Forty channel wavelength division multiplexing for short haul wideband communication networks," *Proc. IOOC-ECOC*, 1985.
- [6] E. Desurvire, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers*. Wiley Interscience: New York, 1994.
- [7] F.P. Kapron, D.B. Keck and R.D. Maurer, "Radiation losses in glass optical waveguides," *Applied Physics Letters*, vol. 17, pp. 423-425, Nov. 1980.
- [8] D. Marcuse, "Calculation of bit-error probability for a lightwave system with optical amplifiers and post-detection Gaussian noise," *J. Lightwave Technology*, vol. 9, no. 4, pp. 505-513, 1991.
- [9] P.R. Morkel et al., "Noise characteristics of high-power doped-fibre uperluminscent sources," *Electronics Letters*, vol. 26, no. 2, pp. 96-98, 1990.
- [10] N. A. Olsson, "Lightwave systems with optical amplifiers," *J. Lightwave Technology*, vol. 7, no. 7, July. 1989.
- [11] I. Jacobs, "Optical fiber communications technology and system overview," Trends in Optical Fibre Metrology and Standards, *O.D.D. Soares Ed., NATO ASI Series, Series E-Vol. 285*, pp. 567-591, Kluwer Academic Publishers, 1995.
- [12] S. Wolfram, *Mathematica. 2nd Ed.*, Addison-Wesley: Massachussetts, 1991.
- 

김 선 엽(Sun-Youb Kim)

[정회원]



- 1993년 2월 : 원광대학교 전자공학(공학사)
- 1995년 2월 : 원광대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
- 2001년 2월 : 원광대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
- 2006년 9월 ~ 현재 : 남서울대학교 정보통신공학과 전임강사

<관심분야>

초고주파 통신용 회로, 광통신응용