

# Decision Directed PLL을 이용한 BPSK Homodyne 광 수신기의 성능에 관한 연구

## (A Study on the Performance of BPSK Homodyne Optical Receiver Using the Decision Directed PLL)

李 鎬 俊\*

(Ho Joon Lee)

### 要 約

본 연구에서는 광 다이오드로부터 발생하는 산탄 잡음과 광원의 위상잡음이 존재하는 BPSK 호모 다인 광 수신기의 성능을 평가한다. 수신된 광신호와 레이저 국부발진기 신호를 혼합하기 위하여 I.O. 하이브리드를 사용한 경우와 광섬유 하이브리드를 사용한 경우에 대하여 비교한다. 루프 고유 주파수와 데이터 재생가지와 캐리어 재생가지 사이의 파워 분배율이 최적으로 선택 되었을때 이 잡음의 영향이 최소화될 수 있다. 그때  $10^{-9}$ 의 BER을 이루기 위하여 요구되는 레이저 스펙트럼 폭이 얻어진다. 광섬유 하이브리드의 경우 I.O. 하이브리드보다 2배의 광파워가 요구되는것을 제외하고는 같은 결과를 얻었다.

### Abstract

This study evaluates the performance of an optical receiver for binary phase shift keying (BPSK) signals in the presence of shot noise originating from the photo diode and phase noise of the optical source. The case of using I.O. hybrid compare with the fiber optic hybrid to mix received optical signal and laser local oscillator signal. The impact of these noise is minimized if loop natural frequency and power split ratio between data and carrier recovery branch are choosen optimally. Then it is obtained that required laser linewidth to achieve a BER of  $10^{-9}$ . The results are the same except that in case of using the fiber optic hybrid the required optical power is twice as much as the I.O. hybrid.

### I. 서 론

코히어런트 광섬유 통신 시스템은 지난 몇년동안 광범위하게 연구되었으며 헤테로다인<sup>[1]</sup>과 호모다인<sup>[2]</sup> 시스템에 관한 연구가 많이 이루어졌다. 호모다인 광

통신 방식이 헤테로다인 방식보다 수신감도가 3dB 높고, 같은 수신기 대역폭으로 높은 비트율의 신호를 검파할 수 있고, IF 부분이 없기 때문에 검파과정이 간단하고, 현재 사용되고 있는 검파 방식인 직접 검파 방식의 수신기를 호모다인 수신기의 일부로 그대로 사용할 수 있는 장점이 있다. 그러나 아직까지 반도체 레이저가 코히어런트 통신뿐 아니라 많은 부분에 응용되기에는 큰 스펙트럼 폭을 갖는다.

본 논문에서는 BPSK(binary phase shift keying)

\*正會員, 湖西大學校 情報通信工學科  
(Dept. of Information Communication Eng.,  
Hoseo Univ.)

接受日字: 1989年 11月 21日

에 대한 광 호모다인 수신기의 신호처리를 다루었다. 호모다인 검파를 위하여 PLL(phase locked loop)을 사용하였고, 이 시스템은 수신 신호를 호모다인하기 위해 필요한 국부 캐리어 발생기와 수신된 신호로부터 데이터를 검출하기 위한 데이터 재생까지로 구성된다. 수신된 광신호의 검파과정에서 발생하는 산탄 잡음(shot noise)과, 전송과 국부 캐리어의 발생에 사용되는 광원의 위상 변동에 기인한 위상잡음(phase noise)은 호모다인 수신기의 성능을 저하시킨다. 이러한 잡음으로부터 수신기의 성능이 최대가 되는 상태에서 데이터 재생까지와 캐리어 재생까지의 파워 분배가 이루어져야 하며, 이때 BER가  $10^{-9}$  일때 요구되는 레이저의 스펙트럼 폭이 구해진다. 수신된 신호와 레이저 국부 발진기의 신호를 혼합하기 위하여 하이브리드(hybrid)가 사용된다. I. O. (integrated optics)하이브리드는 전자 회로와 광학회로를 단일 칩으로하는 광전 집적 회로를 사용한 때 유리하며 광섬유 하이브리드는 개별 소자로 수신기를 구성할 때 사용된다. 본 논문에서는 이 두 종류의 하이브리드를 사용하게 될 경우 수신기의 성능을 비교함으로써 우수한 성능의 광수신기 설계가 가능하다.

논문의 II절은 광섬유 하이브리드를 사용하였을 경우와 I. O. 하이브리드를 사용하였을 경우 광 호모다인 수신기의 신호와 포함된 잡음을 설명하고, III절은 데이터 재생까지에서의 BER을 구하고 IV절은 캐리어 재생까지의 동작을 설명하고, V절은 수신기 산탄 잡음과 위상잡음에 의한 위상잡음 편차가 최소가 되는 루트 고유주파수를 구하였으며, VI절은 최적의 광 파워 분배율과 요구되는 스펙트럼 폭을 구하였다.

II. 광 호모다인 검파

광 호모다인 수신기의 검파과정을 고려한다. 호모다인 수신기는 수신된 신호에 위상 로크(lock)된 국부발진기(local oscillator)가 연결된다. 위상 로크는 injection lock 이나, PLL에 의해 이루어진다. 본 논문의 시스템에서는 PLL접근 방식이 사용되고 있으며, 이 시스템의 블럭도는 그림 1과 같다. 주기 T의 구형펄스를 사용한 BPSK에 의해 변조된 광 디지털 신호의 경우를 고려한다. 그리고 광신호는 단지 위상 잡음만을 갖는 단일 주파수 발진기에 의해 주어진다 고 가정한다.

이때 수신된 신호의 복소전폭은

$$E_s = \sqrt{P_s} \exp[j(\phi_a + \phi_{NT})] \tag{1}$$

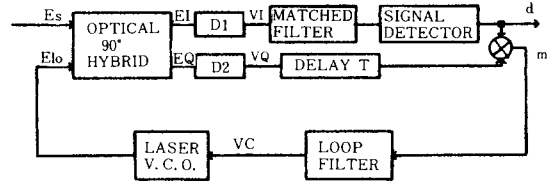


그림 1. 광 호모다인 수신기

Fig. 1. A block diagram of optical homodyne receiver.

이고, 여기서  $P_s$ 는 수신된 광신호 파워어이고,  $a_k$ 가 +1 또는 -1인 데이터일때,  $\phi_a$ 는 각각 0 또는  $\pi$ 의 위상을 갖는다. 그리고  $\phi_{NT}$ 는 레이저 송신기의 랜덤 위상 잡음이다. 랜덤 위상잡음  $\phi_{NLO}$ 를 갖는 국부 광원(local optical source)에서 발생하는 신호는

$$E_{Lo} = \sqrt{P_{Lo}} \exp[j(\phi_c + \phi_{NLO})] \tag{2}$$

이다. 여기서  $P_{Lo}$ 는 국부광원의 광 파워어이고,  $\phi_c$ 는 VCO(voltage controlled oscillator)에 의해 조정되는 위상이다.

코히어런트 수신기에서 수신된 광신호,  $E_s$ 와 LO의 신호,  $E_{Lo}$ 를 혼합하기 위하여 광 하이브리드가 필요하다. 일반적인 경우에 전달 매트릭스 M은

$$[M] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \exp(-j\pi/2) \end{bmatrix} \tag{3}$$

로 표시된다. 여기서  $E_r$ 은 하이브리드의 inphase 출력이고  $E_q$ 는 quadrature phase 출력이다.

90° 광 하이브리드를 만들기위한 방법에는 몇가지가 있다. 하이브리드 전체가 단일모드 광섬유를 사용하는 방법<sup>1)</sup>은 2x2 광섬유 방향성 결합기로 구성되며, 입력에 각각 편광 조절장치가 연결되어 있으며 2개의 출력에는 각각 편광 analyzer가 연결되어 있다. 이 편광 analyzer는 서로 직교하고 수신된 신호와 LO 신호 성분사이의 위상차는 입력에 설치된 편광 조절 장치에 의해 독립적으로 조정된다. 이 방법은 단일 모드 광섬유 내에서 이루어지므로 삽입손실과 배열문제가 발생되지 않은 장점이 있다. 이 광섬유 하이브리드의 전달 매트릭스  $M_1$ 은

$$[M_1] = \begin{bmatrix} \sqrt{(1-\beta)/2} & \sqrt{\beta/2} \\ \sqrt{\beta/2} & \sqrt{(1-\beta)/2} \exp(-j\pi/2) \end{bmatrix} \tag{4}$$

이다. 여기서  $\beta$ 는 2x2 방향성 결합기의 파워 분배율이다.

I. O. 에 의한 방법[4]은 LiNbO<sub>3</sub> 기판에 확산에 의하여 제작된 몇개의 도파관과 위상조종장치로 구성된다. 도파관은 두 개의 파우어 분배기와 두 개의 파우어 합성기로 나뉘어진다. 그리고 위상 조종기는 필요한 dc 조절 전압을 인가함에 의하여 90°의 위상 지연을 만들 수 있다. 이때 전달 매트릭스 M<sub>2</sub>는

$$\begin{bmatrix} M_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{(1-\beta)} & \sqrt{(1-\beta)} \\ \sqrt{\beta} & \sqrt{\beta} \exp(-j\pi/2) \end{bmatrix} \quad (5)$$

이다.

단일 모드 광섬유 하이브리드와 I. O. 하이브리드인 경우를 모두 고려하기 위하여 일반적인 경우 전달 매트릭스 M, 식(3)을 사용하여 광 하이브리드의 출력 신호 E<sub>r</sub>와 E<sub>q</sub>가 얻어진다. 이 신호는 광 다이오드 1과 2에 수신되고, 광 다이오드의 출력전압은 RC 필터에 의하여 dc 성분이 제거된다. 데이터 재생까지 전압 V<sub>1</sub>(t)와 캐리어 재생까지 전압 V<sub>q</sub>(t)는

$$V_1(t) = 2RrAB \sqrt{P_{Lo} P_s} \sum_k a_k P(t-kT) \cdot \cos[\phi_e(t)] + n_1(t) \quad (6)$$

$$V_q(t) = 2RrCD \sqrt{P_{Lo} P_s} \sum_k a_k P(t-kT) \cdot \sin[\phi_e(t)] + n_q(t) \quad (7)$$

이 된다. 여기서 R[A/W]은 수신기의 responsivity, r[Ω]은 수신기의 부하저항, T는 비트주기이고, P(t)는 진폭 1의 구형 펄스의 모양이다. n<sub>1</sub>(t)와 n<sub>q</sub>(t)는 광검출 과정에서 발생하는 잡음이며, 이 잡음은 국부 광원에 의해 발생한 산탄잡음으로 제한된다. n<sub>1</sub>(t)는 데이터 재생까지의 산탄 잡음이고 데이터 에러를 발생시키는 요인이 되며, n<sub>q</sub>(t)는 위상오차를 증가시키는 요인이 된다. 이 잡음의 단축과대 PSD(power spectral density)<sup>[5]-[6]</sup>는 각각

$$S_{ISN}(f) = 2 qR B^2 P_{Lo} r^2 [V^2/Hz] \quad (8)$$

$$S_{QSN}(f) = 2 qR D^2 P_{Lo} r^2 [V^2/Hz] \quad (9)$$

이고, 여기서 q는 전자의 전하량이다. 위상 오차는

$$\phi_e(t) = \phi_c(t) + \phi_n(t) \quad (10)$$

이다. 그리고 전체 위상잡음은

$$\phi_n(t) = \phi_{NLO}(t) - \phi_{NT}(t) \quad (11)$$

이고, 잡음은 수신된 신호와 국부발전 신호 사이의 위상차를 말하며 위상 오차를 발생시킨다. 이 잡음의 단축과대 PSD<sup>[5]-[6]</sup>는

$$S_{PN}(f) = 2 \Delta\nu / (\pi f^2) [rad^2/Hz] \quad (12)$$

이고, 여기서 Δν는 레이저의 스펙트럼 폭(FWHM)이다. 이 PSD의 모양은 Lorentzian 분포를 갖는다. 여기는 2는 두개의 독립 위상 잡음원, 즉 송신기와 국부발전기에 의한 것이다.

### III. 데이터 재생까지

신호대 잡음비(SNR)를 최대로 하기 위하여 정합여파기(matched filter)가 사용된다. 변조에 사용된 펄스 모양에 매치된 필터로 수신된 신호를 통과시킴에 의하여 이루어진다. 이것은 k번째 time slot의 시간 동안에 전압 적분회로로 구성된다.<sup>[7]</sup> 그리고, ϕ<sub>e</sub>는 비트 주기동안 변동 없다고 가정한다. 식(6)에 의하여 평균값은

$$V_k = \text{sgn}(a_k) 2RrAB \sqrt{P_{Lo} P_s} \cos(\phi_e) \quad (13)$$

이고, 정합여파기의 전달함수 H<sub>M</sub>(f)는 sinc 함수를 사용하고, 식(8)에 의하여 표준편차는

$$\sigma_n^2 = S_{ISN}(f) \int_0^\infty |H_M(f)|^2 df = \frac{qR B^2 P_{Lo} r^2}{T} \quad (14)$$

이다. 데이터는 k번째 time slot 끝에서 극성을 판별함에 의해 얻어진다. 평균값이 V<sub>k</sub>이고, 편차가 σ<sub>n</sub>인 Gaussian 함수를 -∞에서 0까지 적분함에 의하여 양의 데이터에 대한 오차 발생확률은

$$BER_p = \text{erfc}[\sqrt{2K N_b(1-\beta)} \cos\phi_e] / 2 \quad (15)$$

여기서 단일모드 광섬유 하이브리드인 경우 K=0.5이고, I. O. 하이브리드인 경우 k=1이다. 그리고, 비트당 광자수 N<sub>b</sub>는

$$N_b = \frac{\eta P_s T}{h\nu} = \frac{R P_s}{q R_b} \quad (16)$$

이고, R<sub>b</sub>는 비트율이다. 평균 BER은 ϕ<sub>e</sub>의 확률 분포함수 P<sub>e</sub>(ϕ<sub>e</sub>)에 대하여 식(15)를 평균함에 의해 얻어진다.

$$BER = \frac{1}{2} \int_{-\pi}^{\pi} \text{erfc}[\sqrt{2K N_b(1-\beta)} \cos\phi_e] P(\phi_e) d\phi_e \quad (17)$$

여기서 P(ϕ<sub>e</sub>)는 Gaussian 함수라 가정하고, P(ϕ<sub>e</sub>)의 표준 편차 σ<sub>ϕe</sub>는 캐리어 재생까지의 특성에 의해 주어지며 V장에서 다룬다.

이 식에서 같은 BER을 이루기 위하여 I. O. 하이브리드를 사용하였을때 보다 광섬유 하이브리드를 사용하였을때는 두배의 파우어가 필요하다. 위상 잡음 편차 σ<sub>ϕe</sub>가 증가할수록 BER가 증가한다.

#### IV. 캐리어 재생 가지

데이터 검출기의 출력  $a_k'$ 는 그림 1에서 비트주기 T만큼 지연되므로 이 지연을 보상하기 위하여 캐리어 재생 루프의 지연 회로의 재생시간은 비트폭 T와 같아야 한다. 실제 시스템에서는  $BER \ll 1$ 이므로  $a_k' = a_k$ 이다. 따라서 송신기 출력 신호는

$$m(t) \approx a_k V_c(t-T) \quad (18)$$

이다. 위상오차의 편차를 평가하기 위하여 PLL이 로크 상태에서 작은 위상 오차  $\phi_e(t)$ 를 갖는다고 가정한다. 랜덤 프로세스  $a_k n_q(t-T)$ 의 파워는 랜덤 프로세스  $n_q(t-T)$ 의 파워와 같다. 따라서 식(7)과 (18)에 의하여

$$m(t) = G_{PD} \phi_e(t-T) + n_q(t-T) \quad (19)$$

이고, 여기서

$$G_{PD} = 2 R_r C_D \sqrt{P_{Lo} P_s} [V/rad] \quad (20)$$

가 된다. 그리고 VCO 출력신호인 위상조종 신호는 VCO 입력 신호  $V_c(t)$ 를 적분함에 의하여 얻어지고, VCO 이득은  $G_{VCO} [rad/(s \cdot V)]$ 이다.

#### V. 위상잡음편차와 최적루프주파수

선형 2계 PLL의 루프필터는 간단하면서도 안정되고 잡음특성이 좋기 때문에 1계 필터를 많이 사용한다. 이때 선형 2계 PLL 전체의 전달함수  $H(f)$ 는

$$H(f) = \frac{\phi_c(f)}{\phi_n(f)} = \frac{2\zeta \omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\zeta \omega_n S + \omega_n^2} \quad (21)$$

이다. 여기서  $\omega_n$ 은 루프 고유 주파수(natural frequency)이고  $\zeta$ 는 감쇠 계수이다. PLL의 성능은 위상오차 편차에 의해 결정된다. 산탄 잡음  $n_q(t)$ 에 의한  $\phi_c(t)$ 의 위상오차 편차<sup>18)</sup>는 식(9), (20), (21)에 의하여

$$\sigma_{SN}^2 = \frac{S_{QSN}(f)}{G_{PD}^2} \int_0^\infty |H(f)|^2 df = \frac{q \omega_n}{4R K\beta P_s} \left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \quad (22)$$

이다. 그리고 위상잡음에 기인하는 위상 오차 편차<sup>18)</sup>는 식(12)와 (21)에 의하여

$$\sigma_{PN}^2 = \int_0^\infty S_{PN}(f) |1 - H(f)|^2 df = \frac{\Delta\nu \pi}{\zeta \omega_n} \quad (23)$$

가 된다. 산탄 잡음과 레이저 위상잡음에 대한 전체 위상 오차 편차  $\sigma_{\phi_e}$ 는

$$\begin{aligned} \sigma_{\phi_e}^2 &= \sigma_{QSN}^2 + \sigma_{PN}^2 \\ &= \frac{q}{4R} \frac{\Delta\nu}{K\beta P_s} \frac{\omega_n}{\Delta\nu} \left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) + \frac{\pi}{\zeta} \frac{\Delta\nu}{\omega_n} \quad (24) \end{aligned}$$

이다. 여기서 산탄 잡음에 대하여는 루프 고유 주파수가 작을수록 위상오차가 감소되나 위상잡음은 커질수록 감소된다. 따라서  $K\beta P_s / \Delta\nu$ 가 일정할때  $\sigma_{\phi_e}$ 가 최소가 되는  $\omega_n / \Delta\nu$ 의 값이 존재한다. 이때를 최적의 고유 주파수  $\omega_{NOPT}$ 라 하면

$$\omega_{NOPT} = \sqrt{\frac{4\pi R \Delta\nu K\beta P_s}{\left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) q}} \quad (25)$$

가 된다. 그림 2는  $\Delta\nu$ 에 대한  $\omega_{NOPT}$ 의 그래프이다. 예로서 20 KHz의 스펙트럼폭을 갖는 레이저를 사용하고  $K\beta P_s$ 가  $-77.13\text{dBm}$  일때 5.5MHz의 고유 주파수를 갖는다. 그리고 식(25)를 식(24)에 대입하면 최소의  $\sigma_{\phi_e}^2$ 가 얻어진다.

$$\sigma_{\phi_e}^2 = \left[ \pi \left( 1 + \frac{1}{4\zeta^2} \right) \right] \left[ \frac{\Delta\nu / R_B}{K\beta N_B} \right] \quad (26)$$

레이저 스펙트럼 폭이 20 KHz이고 비트율이 100 MHz,  $K\beta N_B$ 가 1.21 일때 9.6°의 위상 오차 편차를 갖는다.

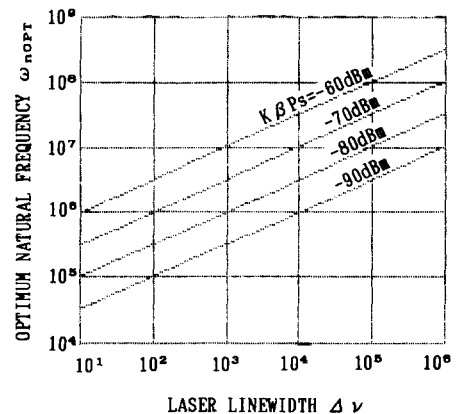


그림 2.  $K\beta P_s$ 에 따른 최적 고유 주파수와 레이저 스펙트럼 폭

Fig. 2. The optimum natural frequency versus laser linewidth for  $K\beta P_s$ .

#### VI. 스펙트럼폭과 최적 광 분배율

요구되는 레이저의 스펙트럼 폭과 최적의 파워어 분배율을 구하기 위하여 식(17)에서 BER가  $10^{-9}$ 일 경우 이 식으로부터  $\sigma_{\phi_e}$ 를

$$\sigma_{\phi_e} = G [ (1-\beta) K N_B ] \quad (27)$$

로 표시한다. 여기서  $G$ 는  $(1-\beta)KN_B$ 의 함수이다. 그리고 식(26)과 식(27)에서  $\sigma_{ee}$ 를 소거하면

$$\pi \left(1 + \frac{1}{4\zeta^2}\right) \frac{\Delta\nu/R_B}{K\beta N_B} = G^4 [(1-\beta)KN_B] \quad (28)$$

이 된다. 이 식에서  $\zeta = 1/\sqrt{2}$ 로 가정하여 그래프로 표시하면 그림 3과 같다. 이 그래프는  $KN_B$ 가 9.5에서 100까지 변화할 때  $\beta$ 에 대한  $\Delta\nu/R_B$ 의 그래프이다.

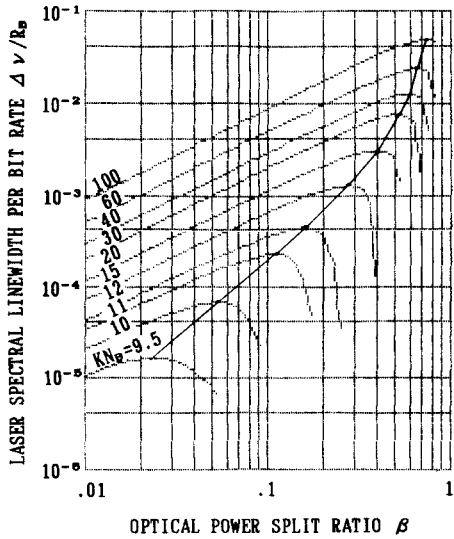


그림 3. 비트당 광자수에 대한  $\Delta\nu/R_B$ 와 광 파워어 분배율

Fig. 3. The  $\Delta\nu/R_B$  versus optical power split ratio.

그래프에서 같은 파워어로 최대의  $\Delta\nu/R_B$ 를 갖는 점이 최적의 점이며 이 점을 선으로 연결하여 표시하였다. 식(17)과 (26)의 유도과정에서 L.O.의 파워어 분배율 B와 D가 소거되므로 광섬유 하이브리드를 사용한 경우 필요한 비트당 광자수는 I.O. 하이브리드보다 2배가 되는것을 제외하고는 같은 결과를 갖는 것을 알 수 있다. 그리고 그림 4는  $\Delta\nu/R_B$ 에 대한 비트당 광자수이다. 레이저 스펙트럼 폭이 20KHz이고 전송 비트율이 100MHz일때  $\Delta\nu/R_B$ 가  $2 \times 10^{-4}$  정도이므로 요구되는 비트당 광자수는 11이 된다.

그림 5는 광 파워어와 최적 파워어 분배의 관계를 표시하며 광 파워어가 증가함에 따라  $\beta$ 가 증가한다. 비트당 광자수  $KN_B$ 가 11일때 광 파워어 분배율은

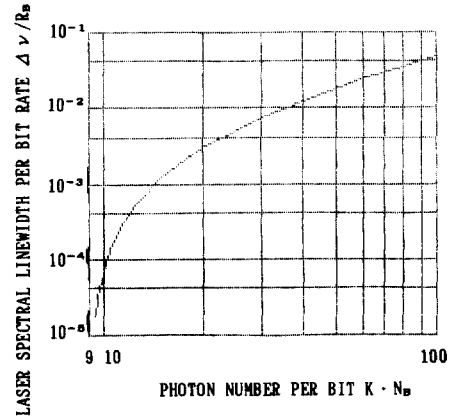


그림 4.  $\Delta\nu/R_B$ 와 비트당 광자수

Fig. 4.  $\Delta\nu/R_B$  versus photon number per bit.

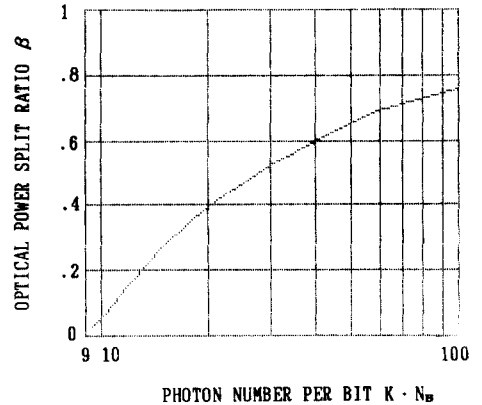


그림 5. 광 파워어 분배율과 비트당 광자수

Fig. 5. The optical power split ratio versus photon number per bit  $N_B$ .

0.11이다. 그리고 이때  $K\beta P_s$ 는  $-77.13\text{dBm}$ 이 되어 식(25)에 의하여 최적 루프 고유 주파수는 5.5MHz가 되고, 식(26)에 의해  $9.6^\circ$ 의 위상오차 편차를 갖는다.

### VII. 결 론

본 논문에서는 PLL을 사용한 BPSK 호모다인 수신기에 대하여 연구하였다. 광다이오드 검파 과정에서 발생하는 산탄 잡음과, 전송과 국부캐리어의 발생에 사용되는 광원의 위상잡음에 의하여 재생 캐리어의 위상오차가 발생한다. 이 오차편차는 저역통과여파기의 대역폭을 최적화 함에 따라 최소화 시킬수

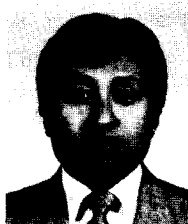
있다. 그러나 이 오차는 캐리어 재생 가지의 광 파우어에 관계한다. 그리고 데이터 재생가지에서의 BER은 이 가지로 전달되는 광 파우어와 재생캐리어 위상 오차 편차에 관계하기 때문에 캐리어 재생가지와 데이터 재생가지의 광 분배율을 최적화 하였다.

이때 평균 BER가  $10^{-9}$ 이 되기 위하여 요구되는 비트당 평균 광자수를 구했다. 또한 수신된 광신호를 LO신호와 혼합하기 위하여 하이브리드가 필요하며 I. O. 하이브리드와 광섬유 하이브리드의 전달 매트릭스가 다르나 광섬유 하이브리드를 사용한 경우 I. O. 하이브리드보다 두배의 광 파우어가 필요한 것을 제외하고는 같은 결과를 얻었다.

### 參 考 文 獻

- [1] S. Saito, Y. Yamamoto, and T. Kimura, "S/N and error rate evaluation for an optical FSK-heterodyne detection system using semiconductor laser," *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. QE-19, no. 2, pp. 180-193, Feb. 1983.
- [2] D.J. Malyon "Digital fiber transmission using optical homodyne detection," *Electron. Lett.*, vol. 20, no. 7, pp. 281-283, Mar. 29, 1984.
- [3] L.G. Kazovsky, "Phase- and polarization-diversity coherent optical techniques," *J. Lightwave Technol.* vol. LT-7, no. 2, pp. 279-292, Feb., 1989.
- [4] L. G. Kazovsky, "Decision-driven phase-locked-loop for optical homodyne receivers: Performance analysis and laser linewidth requirement." *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-3, pp. 1238-1247, 1985.
- [5] Y. Yamamoto, "Receiver performance evaluation of various digital optical modulation demodulation system in the 0.5-10 $\mu$ m wavelength region," *IEEE Quantum Electron.*, vol. QE-16, no. 11, pp. 1251-1259, Nov. 1980.
- [6] T. Okoshi, "Heterodyne and coherent optical fiber communications: Recent progress," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, no. 8, pp. 1138-1148, Aug. 1982.
- [7] B. Glance, "Performance of homodyne detection of binary PSK optical signals." *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-4, pp. 228-235, 1986.
- [8] T.G. Hodgkinson, "Receiver analysis for synchronous coherent optical fiber transmission systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. LT-5, pp. 573-585, 1987.

### 著 者 紹 介



李 鎬 俊 (正會員)

1955年 8月 21日生. 1978年 2月  
성균관대학교 전자공학과 졸업.  
1980年 2月 동 대학원 석사학위  
취득. 1980年 7月~1983年 6月  
육군사관학교 전자공학과 전임강  
사. 1987年 2月 성균관대학교 대  
학원 전자공학과 박사학위 취득. 1987年 3月~ 현재  
호서대학교 정보통신공학과 조교수. 주관심분야는 코  
히어런트 광통신, 광신호처리 등임.