

헤테로다인/코히어런트 광 BFSK 수신기의 성능평가

(Performance of Heterodyne/Coherent Optical BFSK Receiver)

李揆松**, 朴相泳**, 林鎬根**, 金昌敏*, 洪玩憲*

(Kyu Song Lee, Sang Young Park, Ho Geun Lim, Chang Min Kim, and Woan Hue Hong)

要 約

헤테로다인/코히어런트 광 BFSK 수신기의 시스템 모델을 제시하고 그 성능을 평가하였다. 수신기의 성능은 산탄잡음과 레이저 위상잡음에 의해 저하되므로 PLL 루프 고유주파수를 최적으로 선택하여 잡음의 영향을 최소화 하였다.

위상 에러에 의한 여러 값의 power penalty에 대해 $BER=10^{-9}$ 을 얻기위해 요구되는 위상 에러 분산, 비트당 광자수, 정규화 루프 파워, 그리고 전송비에 대한 레이저 선폭비를 얻었다. 예로써, 0.5dB의 power penalty에 대해 위상에러 분산은 $0.035(\text{rad}^2)$, 비트당 광자수는 20.2 정규화 루프 파워는 $3.8 \times 10^{-3}(\text{electron/s per herz})$, 전송비에 따른 허용 레이저 선폭비는 5.24×10^{-3} 이 얻어졌다.

Abstract

System modeling for Heterodyne/Coherent Optical BFSK receiver is described and its receiver performance is evaluated. Receiver performance is deteriorated due to both shot noise and laser phase noise. Therefore, to minimize these noise impacts PLL loop natural frequency is selected optimally. For different power penalty due to phase error, required phase error variance to achieve $BER=10^{-9}$, normalized loop power, and laser linewidth/bit rate ($\Delta \nu_s/R_b$) are derived. For 0.5dB power penalty, phase error variance= $0.035(\text{rad}^2)$, photon numbers/bit= 20.2 , normalized loop power = $3.8 \times 10^{-3}(\text{electron/s per herz})$, and $\Delta \nu_s/R_b=5.24 \times 10^{-3}$ are obtained.

I. 서 론

레이저를 이용한 광통신은 60년대 중반부터 시작되어 왔으며, 현재까지 사용하는 광통신 방식은 IM/DD(intensity modulation/direct detection) 방식으로 광신호의 파워만 이용하므로 시스템 구성이 간단하고 가격이 저렴하나, 레이저가 지닌 넓은 대역폭

과 높은 코히어런트 특성을 이용하지 못한다는 단점이 있다.¹⁻³⁾ 그러나 레이저의 위상을 이용하는 코히어런트 광통신은 소자특성에 의해 그간 제한되어왔으나, 좁은 선폭의 반도체 레이저와 단일 모드 광섬유등의 발달로 코히어런트 광섬유통신의 연구가 활발히 진행되고 있다.¹⁻³⁾ 코히어런트 광통신 방식은 IM/DD방식 보다 10-25dB의 수신감도가 개선되어 장거리 광섬유 전송시스템에 적합하며, 넓은 대역폭, 주파수 선택의 용이, 다중채널 형성 등의 잇점을 가지므로 미래에 사용될 광대역 종합통신망(B-ISDN)에 필수적이다.¹⁻⁵⁾

헤테로다인/코히어런트 광통신방식은 ASK, FSK,

*正會員, **準會員, 서울시立大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Seoul City Univ.)

接受日字: 1990年 7月 26日

(※ 본 연구는 한국과학재단의 연구비 지원에 의해 수행된 것의 일부임.)

PSK, 등 여러가지 방식이 있다. 이들 중 FSK 광통신방식은 반도체 레이저의 주입전류에 의한 직접주파수변조(FM) 특성을 이용하므로 광변조에 필수적인 외부변조기가 필요없으므로 변조기 구성이 간단하며,^[6,7] 헤테로다인 검파 방식을 이용하므로 국부발전기의 출력을 증대하므로써 양자잡음제한의 수신감도까지 개선할 수 있고,^[1-5] ASK 방식보다는 이득증대를 가져올 수 있으며, 인코히어런트 검파방식에서 구현하기 힘든 다중 채널 구성이 용이하고, PSK 변조보다 비교적 넓은 스펙트럼 선폴을 허용한다는 잇점을 지니고 있다.^[9-10]

따라서 본 연구에서는 현재 개발되어 있는 반도체 레이저로써 가능한 헤테로다인/코히어런트 광 BFSK 수신기에 대한 시스템 모델을 제시하고 그 성능을 평가하였다.

광위상 변동에 기인한 위상잡음을 최소로 할 수 있는 최적 PLL회로에 대하여 고찰하였고 위상잡음에 따른 power penalty 및 특정한 값의 BER을 얻기 위한 위상잡음 분산과, 전송비에 따른 허용 레이저 선폴에 대하여 고찰하였다.

II. 광 BFSK-Heterodyne/Coherent Detection에 대한 시스템 모델

그림 1은 2진 광 FSK 헤테로다인 코히어런트 수신기에 대한 시스템 모델이다. 광 FSK 변조신호는 레이저 다이오드의 전류주입에 의한 직접 주파수 변조(FM)를 통해 얻어지며, 레이저의 주입전류에

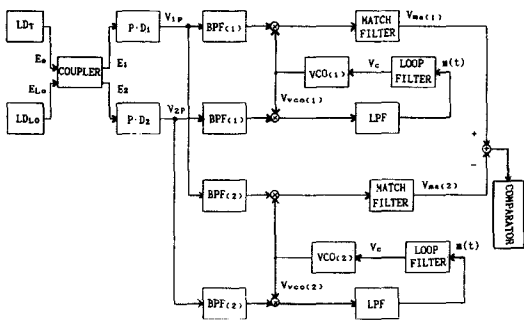


그림 1. 광 BFSK 헤테로다인/코히어런트 수신기 모델

Fig. 1. The model for heterodyne/coherent optical BFSK receiver LD_T, LD_{LO} are the laser diode of transmitter, local oscillator, PD is photo diode, BPF is bandpass filter, LPF is lowpass filter, and VCO is voltage controlled oscillator.

의한 FM 특성은 저주파 입력 신호에서는 온도변조 효과에 의한 비교적 큰 주파수 편이를 갖으며, 고주파 입력 신호에서는 캐리어 밀도변조효과에 의해 낮은 주파수 편이의 평탄한 특성을 갖는다.^[6,7] 그러므로 주입전류의 전 주파수 범위에서 평탄한 주파수 편이 특성을 얻기위해 이퀄라이저를 도입하여 이상적인 광 FSK 신호를 얻는다고 가정하였다.

헤테로다인 중간주파수신호를 얻기위해 국부발전기로서 반도체 레이저를 이용하여, 변조신호와 국부발전기신호를 2×2방향성 결합기를 이용하여 2개의 중간주파수 출력신호를 얻는다. 이 2개의 출력신호 중 하나는 데이터 신호검출에 이용하며 다른 하나는 위상추적회로의 캐리어 발생기로 이용한다.^[8,9]

중간주파수신호에서 데이터 신호를 검파하기 위해서는 위상추적회로가 필요하며 2진 FSK에서는 2개의 PLL회로가 요구된다.

PLL회로를 통과한 데이터 신호는 펄스 형태를 가지므로 신호/잡음 비를 최대로 하기위한 정합필터가 필요하며, 두 정합 필터의 출력차가 비교기에 인가되고, 비교기에서 임계전압과 비교하여 데이터 신호를 재생한다.

방향성결합기 입력 1에 인가되는 광 변조신호 전계 E_s는 다음과 같다.

$$E_s = \sqrt{P_s} \cos(2\pi(f_s \pm \Delta f)t + \phi_s(t)) \quad (1)$$

여기서 $\sqrt{P_s}$ 는 광변조신호의 파워, 데이터 신호 $i = \pm 1$ 에 대해 $\pm \Delta f$, $\phi_s(t)$ 는 변조기 위상변동이다.

방향성결합기 입력 2에 인가되는 국부발전기의 신호전계 E_{LO}는

$$E_{LO} = \sqrt{P_{LO}} \cos(2\pi f_{LO}t + \phi_{LO}(t)) \quad (2)$$

이다. 여기서 $\sqrt{P_{LO}}$ 는 국부 발전기의 신호 power, $\phi_{LO}(t)$ 는 국부발전기의 위상 변동이다.

방향성결합기 두 출력단에서의 전계는 다음과 같다.

$$E_1 = (E_s + E_{LO})/\sqrt{2} \quad (3)$$

$$E_2 = (E_s + E_{LO}e^{-j\pi/2})/\sqrt{2} \quad (4)$$

여기서 방향성결합기의 파워 분배율은 50 : 50이고, 90°의 위상차를 갖는다.

광다이오드 1과 2에 수신된 출력 전류는 부하저항 r에 의해 전압 V_{1P}(t), V_{2P}(t)로 주어진다.

$$\begin{aligned} V_{1P}(t) &= rD E_1 E_1^* \\ &= 0.5rD [P_s + P_{LO} + 2\sqrt{P_s P_{LO}} \cos(2\pi f_{LO}t + \phi_n(t))] + n_{1P}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

$$V_{2P}(t) = rD E_2 E_2^* \quad (6)$$

$$= 0.5rD [P_s + P_{Lo} + 2\sqrt{P_s P_{Lo}} \sin(2\pi f_{L1}t + \phi_n(t)) + n_{2P}(t)]$$

여기서 $D(A/W)$ 는 광 다이오드의 responsivity, 데이터 신호 $i = \pm 1$ 에 대해서 각각 $f_{iL1} = (f_s \pm \Delta f) - f_{Lo}$ 이며, $n_1(t), n_2(t)$ 는 광 다이오드의 산탄잡음, $\phi_n(t) = \phi_s(t) - \phi_{Lo}(t)$ 는 두 레이저의 위상잡음이다.

국부발진기의 파워를 매우 크게하여 산탄잡음 제한 동작을 가정하면 식(5), (6) 다음과 같이 표현된다.

$$V_{1P}(t) = rD\sqrt{P_s P_{Lo}} \cos(2\pi f_{iL1}t + \phi_n(t)) + n_P(t) \quad (7)$$

$$V_{2P}(t) = rD\sqrt{P_s P_{Lo}} \sin(2\pi f_{iL1}t + \phi_n(t)) + n_P(t) \quad (8)$$

여기서 $n_P(t)$ 는 국부발진기에 의한 산탄잡음이다. PLL회로의 VCO(voltage controlled oscillator) 전압 $V_{VCO}(t)$ 는

$$V_{VCO}(t) = A_{VCO} \cdot \cos(2\pi f_{iL1}t + \phi_{VCO}) \quad (9)$$

이다. 여기서 A_{VCO} 는 V_{VCO} 의 이득, ϕ_{VCO} 는 VCO의 위상, 그리고 $V_{VCO}(t)$ 는 f_{iL+1}, f_{iL-1} 에 대해 각각 $V_{VCO(1)}(t), V_{VCO(2)}(t)$ 이다.

두 중간주파수 신호 $V_{1P}(t), V_{2P}(t)$ 는 큰 위상잡음을 가지므로 PLL회로에서 위상에러 $\phi_e(t)$ 가 발생하므로 정합 필터 출력 신호 $V_{m(i)}(i)$ 는 데이터 신호 $i = \pm 1$ 에 대해 각각 다음과 같이 주어진다.

$$V_{m(1)}(t) = rD\sqrt{P_s P_{Lo}} A_{VCO} \cos \phi_e(t) + n_{(1)}(t) \quad (10)$$

$$V_{m(2)}(t) = n_{(2)}(t) \quad (11)$$

이다. 여기서 $n_{(i)}(t)$ 는 $n_P(t)$ 의 정합필터 출력으로 다음과 같다.

$$n_{(i)}(t) = n_P(t) \times A_{VCO} \cos(2\pi f_{iL1}t + \phi_{VCO}) \quad (12)$$

III. 데이터 신호 재생과 수신기 잡음

1. 산탄잡음 (Shot noise)

광 다이오드에서 발생한 산탄잡음 $n_P(t)$ 는 정합필터 출력 데이터 신호에 영향을 주어 신호결정과정에서 에러를 발생시킨다. 국부발진기의 신호 파워를 크게 하면 산탄잡음은 영의 평균값을 갖는 백색 가우시안 잡음으로 다음의 양측대역 파워 스펙트럼 밀도(power spectrum density) $S_{an}(f)$ 을 갖는다.^[2,3,5,8-10]

$$S_{sn}(f) = 0.5qr^2 DP_{Lo} (V^2/Hz) f_{L(i)} < |f| < f_{H(i)} \quad (13)$$

여기서 $f_{L(i)}, f_{H(i)}$ 은 BPF_(i)의 차단주파수이며, BPF_{(1), BPF₍₂₎}는 각각 f_{iL+1}, f_{iL-1} 의 중심주파수를 갖는 대역

통과 필터이다.

비교기 입력신호는 두 정합 필터 출력신호 차로 이루어지므로

$$V(t) = rD\sqrt{P_s P_{Lo}} A_{VCO} \cos \phi_e + n(t) \quad i = +1$$

$$= -rD\sqrt{P_s P_{Lo}} A_{VCO} \cos \phi_e + n(t) \quad i = -1 \quad (14)$$

여기서 $n(t) = n_{(1)}(t) - n_{(2)}(t)$ 으로, $\sigma_{(1)}^2 + \sigma_{(2)}^2 = 2\sigma_{(1)}^2$ 의 분산을 갖는 비교기 입력의 산탄잡음이다. 산탄잡음 분산 $\sigma_{(i)}^2$ 는

$$\sigma_{(i)}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} W_{sn}(f) \cdot |H(f)|^2 df$$

$$= 0.25 qr^2 DP_{Lo} R_b A_{VCO}^2 \quad (15)$$

이다. 여기서 $W_{sn}(f)$ 는 정합 필터 입력의 산탄잡음 밀도이며, $R_b = 1/T, H(f)$ 는 정합 필터의 전달함수로써 각각 다음과 같다.

$$W_{sn}(f) = 0.25qr^2 DP_{Lo} A_{VCO}^2 \quad (16)$$

$$H(f) = \sin(\pi fT) / (\pi fT) \quad (17)$$

산탄잡음에 의한 BER(bit error rate)은

$$BER = 0.5 \operatorname{erfc}(\beta) \quad (18)$$

$$\beta = P_n / R_b \cos \phi_e \quad (19)$$

이다. 여기서 $P_n = DP_s/q$ (electron/s)은 광자수이다.

2. 위상잡음

반도체 레이저의 양자섭동(quantum fluctuation)은 광 위상에 영향을 주어 위상잡음을 일으킨다. 이 위상섭동은 자유방출(spontaneous emission)과 캐리어 분포의 섭동에 의해 일어나며, 레이저 선평폭의 증가 요인이 된다.^[13] 각주파수 잡음에 대한 파워 스펙트럼 밀도(PSD)는 1MHz-1GHz 범위에서 백색 가우시안 잡음을 갖고 공진주파수에서 피크 값을 가지므로 시스템 대역폭을 공진주파수 이하로 선정하면 전 주파수 범위에서 백색 가우시안잡음으로 위상에 대한 PSD $S_{Pn}(f)$ 은 Lorentzian 모양을 갖는다.^[2,3,8-13]

$$S_{Pn}(f) = \Delta\nu / 2\pi^2 \quad -\infty < f < \infty \quad (20)$$

여기서 $\Delta\nu$ 는 레이저 선평폭으로 $\Delta\nu_s + \Delta\nu_{Lo} = 2\Delta\nu_s$ 이다. 그러므로 이 위상잡음은 PLL 회로에서 위상 에러 ϕ_e 를 발생시켜 시스템 성능을 저하시킨다. 이 위상 에러는 랜덤하므로 식 (18)의 조건부 에러 확률은 위상 에러값에 따라 변한다. 그러나 레이저 위상잡음이 시스템 성능에 심각하게 영향을 주지 않고 PLL회로 대역폭이 전송비보다 훨씬 작다고 가정하면 한 비트 주기동안 ϕ_e 는 일정하므로 많은 비트에 대해 기대되는 평균 조건부 에러 확률은 식 (18)을 모

든 ϕ_e 값으로 평균하여 얻어지며 다음과 같다.^[2,8-12]

$$\langle P_e : \phi_e \rangle = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{pe}^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{\phi_e^2}{2\sigma_{pe}^2}\right) \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\beta) d\phi_e \quad (21)$$

IV. Heterodyne-Phase-Locked-Loop (PLL)

방향성결합기 출력 가지중 하나를 캐리어 재생가 지로 사용한다. PLL 저역통과 필터 출력신호 $V_{LFF}(t)$ 는

$$V_{LFF}(t) = A \sin(\phi_n(t) - \phi_{vco}(t)) + n_{LFF}(t) \quad (22)$$

이다. 여기서 $A = rD\sqrt{P_s P_{lo} A_{vco}}$ 이며, $\phi_e = \phi_n - \phi_{vco}$ 는 위상에러 n_{LFF} 는 산탄잡음의 필터 출력이다.

루프는 작은 위상 에러를 갖고 lock된다고 가정하면, $\phi_e \ll 1$ 이 되어 루프 필터 입력신호 $m(t)$ 는 다음과 같다.

$$m(t) = A\phi_e + n_{LFF}(t) \quad (23)$$

VCO의 입력 전압 $V_c(f)$ 는

$$V_c(f) = M(f) \cdot F(f) \quad (24)$$

이며, VCO의 위상 ϕ_{vco} 는 다음과 같다.

$$\phi_{vco} = G_{vco} \int_{-\infty}^t V_c(t') dt' \quad (25)$$

2차 선형 PLL 회로를 사용하면,^[10,12] PLL 회로의 폐 루프 전달함수 $H_{PLL}(f)$ 는

$$H_{PLL}(f) = \phi_{vco}(f) / \phi_n(f) \\ H_{PLL}(s) = \frac{2\zeta W_n S + W_n^2}{S^2 + 2\zeta W_n S + W_n^2} \quad (26)$$

이다. 여기서 W_n 은 루프 고유 주파수, ζ 는 루프 감쇠 상수이다.

PLL회로에서 위상 에러는 산탄잡음과 레이저의 위상잡음에 의해 발생하며 이에대한 위상 에러 분산 σ_{pe}^2 는

$$\sigma_{pe}^2 = E\{\phi_e^2(t)\} = E\{(\phi_n(t) - \phi_{vco}(t))^2\} \quad (27)$$

이다. 선형 PLL 회로에서 위상 에러는 두 독립적인 잡음 성분 $\phi_n(t)$ 와 $n_{LFF}(t)$ 에 의해 발생하므로 각각에 대한 위상 에러 분산을 구한다. 위상 잡음 $\phi_n(t) = 0$ 일 때 산탄잡음에 의한 위상 에러 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_{sn}^2 = E\{\phi_{vco}(t)^2\} \quad (28)$$

$n_{LFF}(t)$ 에 의한 $\phi_{vco}(t)$ 의 PSD $S_{vco}(f)$ 는

$$S_{vco}(f) = \frac{|H(f)|^2}{A^2} W_{sn}(f) \quad (29)$$

이다. 그러므로 산탄잡음에 의한 분산 σ_{sn}^2 는 다음과 같다.

$$\sigma_{sn}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_{vco}(f) df = 0.25 P_n W_n (\zeta + 1/4\zeta) \quad (30)$$

$n_{LFF}(t) = 0$ 일 때 위상잡음 $\phi_n(t)$ 에 의한 위상 에러의 PSD $S_{\phi_e}(f)$ 는

$$S_{\phi_e}(f) = |1 - H(f)|^2 S_{pn}(f) \quad (31)$$

위상 잡음에 의한 분산 σ_{pn}^2 는

$$\sigma_{pn}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_{pn}(f) |1 - H(f)|^2 df = \pi \Delta\nu / 2\zeta W_n \quad (32)$$

이다. 두 독립적인 잡음에 의한 전체 위상 에러분산 σ_{pe}^2 는

$$\sigma_{pe}^2 = \sigma_{sn}^2 + \sigma_{pn}^2 \\ = 0.25 W_n (\zeta + 1/4\zeta) / P_n + \pi \Delta\nu / 2\zeta W_n \quad (33)$$

이다. 그림 2는 정규화된 PLL회로 대역폭에 대한 위상 에러 분산값으로, $\Delta\nu/R_b = 10^{-4}, 10^{-5}$ 의 값에서 V결에서 정의된 power penalty 값에 대해서 나타냈다. 위상 에러 분산은 좁은 대역폭에서는 주로 위상 잡음의 영향을 받고 넓은 대역폭에서는 산탄잡음의 영향을 받는다. 또한, power penalty가 증가함에 따라 분산은 작아지고, 최소분산은 더 넓은 대역폭에서 얻어진다. 그러므로 최소 위상 에러 분산을 얻기 위해서는 최적 루프 고유주파수를 선정해야 하므로

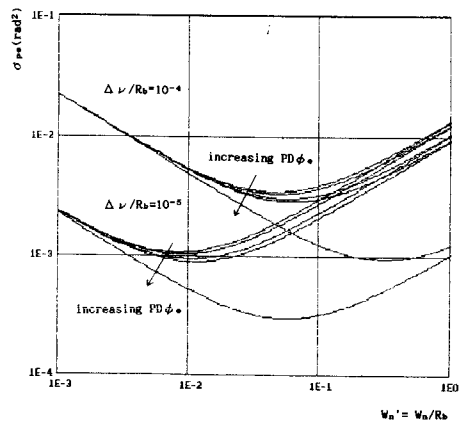


그림 2. PLL 회로의 정규화 루프 고유주파수에 대한 위상 에러 분산

Fig. 2. The Variance of phase error versus the normalized loop natural frequency of PLL circuit.

이는 식 (33)의 루프 고유주파수에 대한 미분이 영이 되는 W_n 을 최적 루프 고유주파수로 정한다.

$$W_n = \sqrt{\frac{2\pi P_n \Delta \nu}{\xi(\xi + 1/4\xi^2)}} \quad (34)$$

이 최적 루프 고유 주파수를 식 (33)에 대입하면 최소 위상 에러 분산이 얻어진다.

$$\sigma_{pe}^2 = \sqrt{\pi \Delta \nu (1 + 1/4\xi^2) / 2P_n} \quad (35)$$

V. 시스템의 성능 평가

수신기 감도(receiver sensitivity)를 식 (18)의 특정한 BER 값을 얻기위해 필요한 평균 수신광자수 P_n 로 정의하면 일정한 위상 에러에 대해 P_n 는

$$P_n = \langle P_n \rangle = R_b \cdot F(BER)^2 / \cos^2 \phi_e \quad (36)$$

이다. 여기서 $F(BER)$ 는 식 (18)에서 $BER = 10^{-9}$ 를 얻기위한 β 값이다. 위상 에러에 의한 power penalty $PD\phi_e$ 를 다음과 같이 정의하면

$$PD\phi_e = -10 \log \cos^2 \phi_e \quad (37)$$

가 되고, 식 (36)을 power penalty에 대해 표시하면

$$\langle P_n \rangle = R_b \cdot F(BER)^2 / 10^{-0.1 \times PD\phi_e} \quad (38)$$

이다. 그림 3은 $BER = 10^{-9}$ 을 얻기위해 요구되는 광자수로서 전송비가 증가함에 따라 P_n 은 더 많이 필요하며, 위상에러에 의한 power penalty $PD\phi_e = 0.5, 1, 1.5, 2, 11dB$ 의 각각에 대해 비트당 광자수는 20.2, 22.6, 25.4, 28.5, 226.3이다.

식 (21)은 위상에 따른 평균 조건부 에러 확률로써 다양한 범위의 위상 에러 분산값에 대한 조건부 에러 확률값을 그림 4에 나타냈다. 여기서 수평축은 특정한 BER(그림 4에서는 10^{-9})에서의 위상 에러에 의한 power penalty($PD\phi_e$)를 나타내도록 정규화 했다. 같은 값의 power penalty에서 위상 에러 분산값이 커짐에 따라 에러 확률은 커지며, $\sigma_{pe}^2 = 0.065$ 이상의 값에서는 power penalty를 크게하여도 $BER = 10^{-9}$ 의 값을 얻을 수 없다. 위상 에러에 의한 power penalty $DP\phi_e = 0.5, 1, 1.5, 2, 11dB$ 값에서 $BER = 10^{-9}$ 을 얻을 수 있는 위상 에러 최대 분산값 σ_{pe}^2 은 각각 0.035, 0.04, 0.045, 0.0475, 0.063이다.

식 (35)에서 특정한 값 σ_{pe}^2 을 얻기위한 광자수는 다음과 같다.

$$P_n = \pi \Delta \nu_s (1 + 1/4\xi^2) / \sigma_{pe}^4 \quad (39)$$

그림 5는 식 (39)의 선폭에 대한 P_n 의 관계로 위상

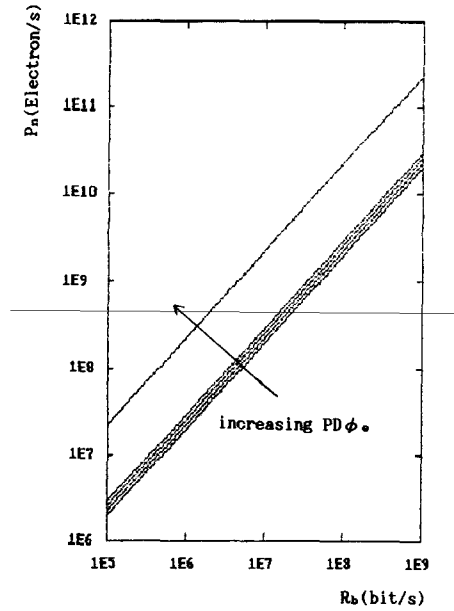


그림 3. $BER = 10^{-9}$ 를 얻기위한 전송비에 따른 광자수

Fig. 3. Photon number versus bit rate to obtain $BER = 10^{-9}$.

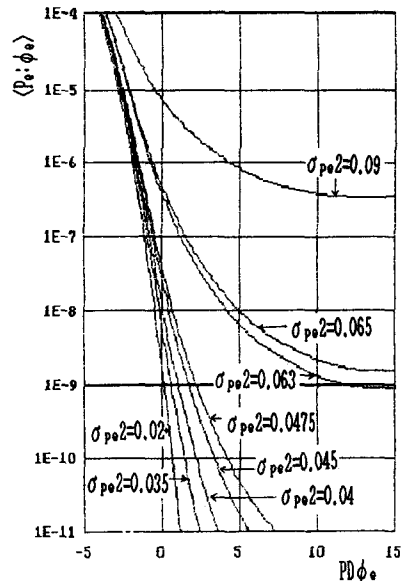


그림 4. power penalty에 대한 평균 조건부 에러확률
Fig. 4. The mean conditional error probability versus power penalty.

에러에 의한 power penalty $PD\phi_e = 0.5, 1, 1.5, 2, 11\text{dB}$ 의 값에서 허용되는 각각의 위상 에러 분산값에 대해서 나타냈다. 레이저의 선폭이 증가함에 따라 더 많은 P_n 이 필요하고, 위상 에러에 의한 power penalty를 적게하려면 더 큰 값의 P_n 이 필요하다. $PD\phi_e = 0.5, 1, 1.5, 2, 11\text{dB}$ 의 power penalty에 해당하는 분산값을 얻기 위한 정규화 루프파워는 $3.8 \times 10^3, 2.9 \times 10^3, 2.3 \times 10^3, 2 \times 10^3, 1.1 \times 10^3$ (electrons/s per hertz)으로서 이는 양자효율=1, $\lambda = 0.83\mu\text{m}$ 에서 0.9, 0.69, 0.55, 0.48, 0.26 pW/KHz에 해당된다.

식 (38)과 (39)의 비교에서 전송비에 대한 최대 선폭비는 다음과 같다.

$$\Delta\nu_{s \max} = \frac{F(\text{BER})^2 \cdot \sigma_{Pe}^4}{(\pi 10^{-0.1X} PD_{\phi_e} (1 + 1/4\xi^2))} R_b \quad (40)$$

그림 6에 이를 표시하였으며 위상 에러에 의한 power penalty를 크게 할수록 $\text{BER} = 10^{-9}$ 를 얻기 위한 레이저 선폭은 더 큰 값이 허용된다. 그러므로 0.5, 1, 1.5, 2, 11dB power penalty에서 $\text{BER} = 10^{-9}$ 의 값을 얻기 위한 전송비에 대한 최대선폭비 $(\Delta\nu_s/R_b)_{\max}$ 는 각각 $5.24 \times 10^{-3}, 7.69 \times 10^{-3}, 10.93 \times 10^{-3}, 13.67 \times 10^{-3}, 204 \times 10^{-3}$ 으로 얻어진다.

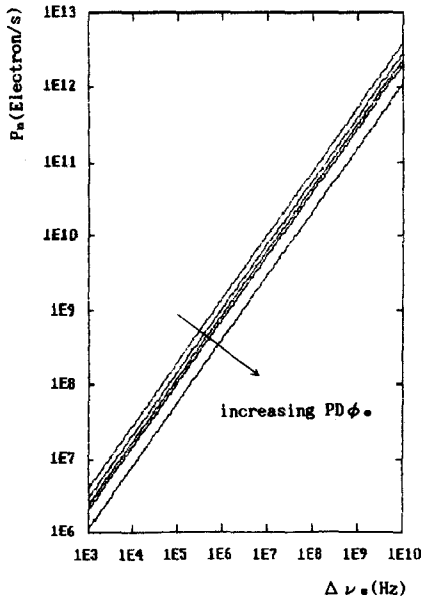


그림 5. 최적 PLL 회로에서 $\text{BER} = 10^{-9}$ 를 얻기 위한 레이저 선폭에 대한 광자수
 Fig. 5. Photon number needed to achieve $\text{BER} = 10^{-9}$ versus laser linewidth for the optimum PLL.

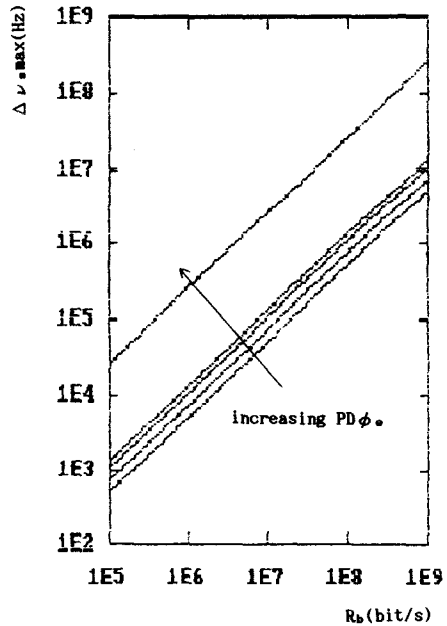


그림 6. $\text{BER} = 10^{-9}$ 를 얻기 위한 전송비에 따른 최대 레이저 선폭
 Fig. 6. The maximum laser linewidth needed to obtain $\text{BER} = 10^{-9}$ versus bit rate.

VI. 결 론

본 연구에서는 광 BFSK 헤테로다인/코히어런트 수신기의 시스템 모델을 제시하고 성능을 평가하였다. 전체 수신기의 성능은 광 다이오드에서 발생하는 산탄잡음과 반도체 레이저의 광위상변동에 의한 위상잡음에 의해 수신감도가 저하되며, PLL회로 또한 위상잡음과 산탄잡음의 영향을 받으므로, PLL 루프 고유주파수를 최적으로 선택하여 위상 에러를 최소화 하였다. 위상 에러에 의한 power penalty $PD\phi_e = 0.5\text{dB}$ 를 허용한 경우 $\text{BER} = 10^{-9}$ 를 얻기 위해서는 비트 당 광자수는 20.2, 그리고 위상 에러 분산은 $0.035(\text{rad}^2)$ 이 요구되어 이를 얻기 위한 정규화 루프파워는 3.8×10^3 (electrons/s per hertz)이며, $\lambda = 0.83\mu\text{m}$, 양자효율=1인 경우 0.9 pW/KHz에 해당된다. 이때 전송비에 대한 최대선폭비 $(\Delta\nu_s/R_b)_{\max}$ 는 5.24×10^{-3} 이다. 따라서 1Gbit/s의 전송에서 허용 레이저 선폭은 5.24MHz로 제한된다. 또한 본 연구에서 제시한 BFSK 수신기 모델의 이득은 ASK방식보다 약 3dB 이득이 증대되었고, 인코히어런트 검파방식 보다는 손쉽게 다중채널을 구성할 수 있다는 장점을 지니고 있다.

參 考 文 獻

[1] T. Okoshi, "Heterodyne and Coherent Optical Fiber Communications: Recent Progress," *IEEE, Trans. MTT*, vol. MTT-30, no. 8, pp. 1138-1148, Aug., 1982.

[2] K. Kikuchi, et al., "Degradation of Bit-Error Rate in Coherent Optical Communications Due to Spectral Spread of the Transmitter and the Local Oscillator," *IEEE, J.L.T.*, vol. LT-2, no. 6, pp. 1024-1033, 1984.

[3] Ian Garrett, and Gunnar Jacobsen, "Theoretical Analysis of Heterodyne Optical Receivers for Transmission Systems Using (Semiconductor) Lasers with Nonnegligible Linewidth," *IEEE, J.L.T.*, vol. LT-3, no. 3, pp. 323-334, 1986.

[4] R.S. Vodhanel, et al., "FSK Heterodyne Transmission Experiments at 560 Mbit/s and 1 Gbit/s," *IEEE, J.L.T.*, vol. LT-5, no. 4, pp. 461-468, Apr. 1987.

[5] S. Saito, et al., "S/N and Error Rate Evaluation for an Optical FSK-Heterodyne Detection System Using Semiconductor Lasers," *IEEE, J.Q.E.*, vol. QE-19, no. 2, pp. 180-193, 1983.

[6] W.H. Hong, et al., "Circuit model for frequency modulation response of semiconductor lasers," *Elec. Lett.*, vol. 25, no. 9, pp. 591-592, 1989.

[7] 소준호, 박상영, 이규송, 임호근, 김성환, 홍완희, "LD-FM 회로모델을 응용한 광 FSK 송신기 설계," 대한전자공학회지, 제27권, 제4호, pp. 129-136, 1990.

[8] L.G. Kazovsky, "Balanced Phase-Locked Loops for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis, Design Consideration, and Laser Linewidth Requirements," *IEEE, J.L.T.* vol. LT-4, no. 2, pp. 182-195, 1986.

[9] L.G. Kazovsky, "Decision-Driven Phase-Locked Loop for Optical Homodyne Receivers: Performance Analysis and Laser Linewidth Requirements," *IEEE, J.L.T.*, vol. LT-3, no. 6, pp. 1238-1247, 1985.

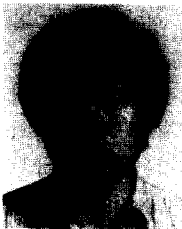
[10] L.G. Kazovsky, "Performance Analysis and Laser Linewidth Requirements for Optical PSK Heterodyne Communications Systems," *IEEE, J.L.T.*, vol. LT-4, no. 4, pp. 415-425, 1986.

[11] M. Tamburrini, et al., "Influence of Semiconductor Laser Phase Noise on Coherent Optical Communication Systems," *Opt. Lett.*, vol. 8, no. 2, pp. 174-176, Mar., 1983.

[12] T.G. Hodgkinson, "Receiver Analysis for Synchronous Coherent Optical Fiber Transmission Systems," *IEEE, J.L.T.*, vol. LT-5, no. 4, pp. 573-586, Apr., 1987.

[13] G.P. Agrawal and N.K. Dutta, long-wavelength semiconductor lasers, New York: Van Nostrand Reinhold Co. Ch. 6

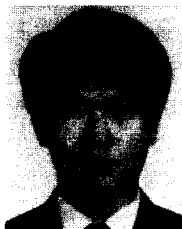
著 者 紹 介



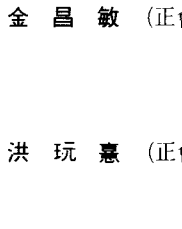
李 揆 松 (準會員)
 1965年 8月 16日生. 1989年 2月 서울시립대학교 전자공학과 졸업. 1989年 3月~현재 서울시립대학교 석사과정. 주관심분야는 코히어런트 광통신 등임.



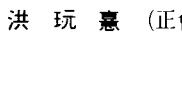
林 鎬 根 (準會員)
 1964年 3月 7日生. 1989年 2月 서울시립대학교 전자공학과 졸업. 1989年 3月~현재 서울시립대학교 석사과정. 주관심분야는 코히어런트 광통신 및 신호처리 등임.



朴 相 泳 (準會員)
 1965年 9月 11日生. 1989年 2月 서울시립대학교 전자공학과 졸업. 1989年 3月~현재 서울시립대학교 석사과정. 주관심분야는 코히어런트 광통신 등임.



金 昌 敏 (正會員) 第23卷 第4號 參照
 현재 서울시립대학교 전자공학과 조교수



洪 玩 憲 (正會員) 第25卷 第2號 參照
 현재 서울시립대학교 전자공학과 부교수