

論文95-32A-11-10

최적의 감도를 얻을 수 있는 p-i-n/HBT OEIC 광수신단의 새로운 설계방법

(A new p-i-n/HBT photoreceiver design procedure for the optimum sensitivity)

金大根*, 金紋廷*, 金成俊*, M. B. Das*

(Dae-Keun Kim, Moon-Jung Kim, Sung-June Kim, and M. B. Das)

요 약

본 논문에서는 광통신용 광수신단으로 사용되는 InP/InGaAs접합 p-i-n/HBT(Heterojunction Bipolar Transistor) OEIC (Optoelectronic Integrated Circuit) 소자의 에피층구조 및 소자구조를 설계하였다. 이 소자를 이용한 3단 전달임피던스회로가 주어진 동작속도에서 ISI (Intersymbol Interference) 를 포함한 잡음이 최소가 되도록 SPICE 모의실험을 이용하여 설계하였다. 모의실험을 통하여 직접 적분한 잡음을 계산한 결과 Personick에 의한 잡음의 예측이 감도를 실제보다 높게 예측함과, 무시하여 왔던 ISI에 의하여 발생하는 잡음을 고려하여야 함을 보였다.

Abstract

In this paper, an epi layer and a device structure for InP/InGaAs p-i-n/HBT OEIC is designed for a receiving frontend of high speed optical communications. A 3 stage transimpedance circuit using the p-i-n/HBT device is also designed by SPICE simulations for a high sensitivity including ISI noises at a given bit rate. Our simulations show that the Personick's assumption which is not commonly satisfied have estimated a photoreceiver sensitivity too high, so thus we have to also consider ISI noises in OEIC receiver designs.

1. 서론

광수신단에 사용되는 수광소자와 증폭소자는 이들이 효과적으로 결합되어, 주어진 동작속도에서 최고의 감도를 갖도록 설계하여 왔다.

1973년 발표된 Personick의 논문에 따르면, 광수신단의 출력을 특정한 입력펄스에 대하여 Raised-

cosine형태를 갖도록 Equalizing을 함으로써 ISI (Intersymbol-Interference)가 발생하지 않게 되며, 이 때 수신단회로의 등가잡음대역폭을 계산했다. 이를 Personick적분이라고 하며, 동작 속도에서 광수신단의 잡음을 쉽게 계산하도록 하였다¹¹⁾.

그러나 실제 제작되는 수신단 광전자집적회로 (Optoelectronic IC : OEIC)의 경우 Raised-cosine출력을 얻기가 매우 어려우며, 출력펄스를 Equalizing하는 것도 흔히 구현되고 있지 않다¹²⁾. 그리하여 Morikuni등은 회로의 잡음을 사용한 소자들의 등가인자값으로 수식화하여, 입력펄스의 모양에

*正會員, 서울대학교 電子工學科 및 半導體工同 研究所 (Dept. of Elec. Eng. & Inter-Univ. Semiconductor Research Center Seoul Nat. Univ.)

接受日字: 1995年4月8日, 수정완료일: 1995年11月8日

무관하게 계산하여야 함을 주장하였다¹³⁾.

그러나 회로를 설계할 때 SPICE 모의실험을 통하여 얻을 수 있는 정확한 전달임피던스 응답을 직접 적분하여 잡음을 구할 경우, 보다 간단하게 잡음을 정확히 예측할 수 있고 다양한 수신단회로에 보편적으로 적용할 수 있다. 또한 Raised cosine가정이 유효하지 않을 경우, 필연적으로 발생하게 되는 ISI 잡음도 고려해야 된다. 즉, 회로잡음에 ISI 잡음을 포함하여 광수신단이 최적의 감도를 갖도록 회로에 사용될 소자-수동소자 및 능동소자-를 선택해야 된다.

본 논문에서는 광수신단으로 사용되는 p-i-n/HBT-p-i-n은 수광소자, HBT는 증폭소자-의 에피구조 및 소자구조를 설계하고, 새로운 잡음예측방법에 기초한 회로설계과정을 소개한다.

II. 본 론

p-i-n/HBT 광수신단의 최적화에 있어서, 본 논문에서는 잡음을 최소화하는 광수신단의 대역폭-Passband의 형태-를 선택하고자 한다. 먼저 HBT의 속도와 p-i-n의 양자효율을 결정하는 에피구조를 선택하고, 충분한 이득과 낮은 잡음을 위한 케환저항(R_{in})을 선택한 후, 잡음과 속도를 고려하여 HBT의 크기와 동작전류밀도를 결정하였다. 그리고나서 이 소자를 이용하여 증폭단 회로(Common Emitter구조)와 Output buffer 및 R_F 로 구성되는 전달임피던스 증폭단회로를 설계하였다. 이러한 광수신단회로가 주어진 동작속도에서 최소의 잡음을 발생하는 passband형태를 갖도록 간단한 SPICE 모의실험을 이용하여 이를 설계하였다.

1. 소자 설계

에피구조를 결정하기 위하여 필요한 물질 계수들을 표 1.에 정리하였다. 에미터-베이스간 접합으로 InP/InGaAs¹⁴⁾나 InAlAs/InGaAs^{15),16)}가 사용될 수 있으며, 본 논문에서는 InP/InGaAs접합에 대하여 고려하였다. 물질성장장비에 따라 에미터물질이 선택되지만, InP의 경우가 가전자대의 밴드offset이 커서 증폭도가 우수하다.

에미터층은 에미터-베이스접합의 정전용량을 낮게 하기 위하여, 고주입을 위한 고농도층과 ($\Phi_{biE}-V_{BE}$)에 의하여 공핍되는 저농도층으로 구성한다. 저농도층의

두께는 정전용량과 주입효율간의 상반되는 효과가 있으며, 공핍되기위해서는 $\left(\frac{2e\epsilon\phi_{biE}-V_{BE}}{qN_{dE}}\right)$ 이하이어야 한다. V_{BE} 는 에미터-베이스간의 순방향바이어스로서, $0.6 V \left(\frac{m(E_F)}{kT} \ln \left(\frac{N_{dE}}{N_{dE}^0}\right)\right)$ 이다.

표 1. 에피층 구조를 결정하기 위하여 사용한 물질계수¹⁷⁾ (Φ_{bi} 는 Band- offset 과 불순물농도-에미터 $5 \cdot 10^{16}/cm^3$, 베이스 $5 \cdot 10^{19}/cm^3$, 콜렉터 $5 \cdot 10^{15}/cm^3$ -로부터 계산되었으며, v_{sat} 과 D_n 및 η 는 가정된 값이다.)

Table 1. Coefficients used in determining the epi layer¹⁷⁾ (Φ_{bi} is calculated from band-offsets and doping densities - $5 \cdot 10^{16}/cm^3$, $5 \cdot 10^{19}/cm^3$, $5 \cdot 10^{15}/cm^3$ for the emitter(N_{dE}), the base(N_{dB}), and the collector layer(N_{dC}), respectively. v_{sat} , D_n and η are all assumed.)

에미터-베이스접합간의 Built-in 전위 Φ_{biE}	0.871 V
베이스-콜렉터접합간의 Built-in 전위 Φ_{biE}	0.614 V
유전률 ϵ	1.1×10^{-12} F/cm
전자의 확산계수 D_n	$25 \text{ cm}^2/\text{sec}$
InP의 $n_i(E_g)$	$1.28 \times 10^6/cm^3$ (1.34 eV)
InGaAs의 $n_i(E_g)$	$3.50 \times 10^{12}/cm^3$ (0.77 eV)
유효포화속도 v_{sat}	$1.7 \times 10^7 \text{ cm}/\text{sec}$
에미터-베이스접합의 Ideality Factor η	1

콜렉터층은 ($\Phi_{biC}-V_{BC}$)에 의하여 충분히 공핍되어, 광신호의 수광영역으로써 동작해야 한다. V_{BC} 는 베이스-콜렉터간 접합의 역방향바이어스로서, 콜렉터층을 공핍시키고 v_{sat} 을 증가시키는 역할을 한다. 콜렉터층의 두께는 이를 수광영역으로 사용하는 p-i-n/HBT 소자의 경우, 증폭소자(HBT)의 속도와 $(1-R)(1-\exp(-at_{dC}))$ 으로 표현되는 양자효율¹⁸⁾과 상반되는 효과를 보이며, 공핍되기위해서는 $\left(\frac{2e\epsilon\phi_{biC}-V_{BC}}{qN_{dC}}\right)$ 이하이어야 한다. 낮은 콜렉터농도는 충분한 공핍과 낮은 출력전도도($\left(\frac{N_{dC}}{20N_{dC}^0}\right)$)를 제공하나 Kirk Effect¹⁹⁾와 대치된다.

높은 베이스 불순물농도는 낮은 베이스직렬저항과 낮은 출력 전도도를 제공한다. 베이스층의 두께는 직렬 저항과 소자의 속도사이에 상반되는 효과가 있다.

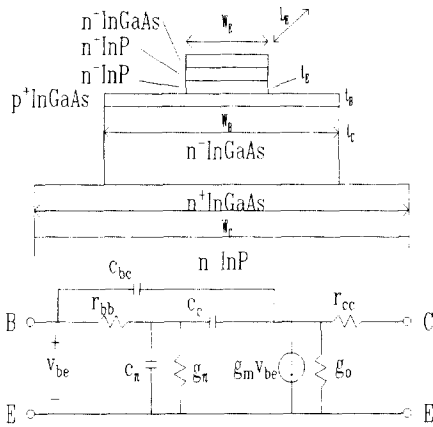


그림 1. p-i-n/HBT의 에피구조 (t_E, t_B, t_C 는 각각 500Å, 500Å, 10000Å; N_{dE}, N_{dB}, N_{dC} 는 각각 $5 \cdot 10^{16}, 5 \cdot 10^{19}, 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$) 와 $2 \times 5 \mu\text{m}^2$ HBT의 소신호 등가모델 (r_{bb}, r_{cc} : 직렬저항, $r_{bb} = 60 \Omega, r_{cc} = 40 \Omega$; C_c, C_{bc} : 에미터 영역의 베이스-컬렉터 접합에 의한 정전용량, 에미터 주변영역의 베이스-컬렉터 접합에 의한 정전용량, $C_c = 1.5 \text{ fF}, C_{bc} = 4.0 \text{ fF}$; C_x : common emitter 증폭단의 입력정전용량, 52 fF; g_m : 전달 컨덕턴스, 14 mS; g_{π} : 베이스-에미터 접합의 확산저항, 0.28 mS; g_o : 출력컨덕턴스, 0.08 mS)

Fig. 1. Epi Structure for the p-i-n/HBT(t_E, t_B, t_C are 500Å, 500Å, 10000Å, respectively; N_{dE}, N_{dB}, N_{dC} are $5 \cdot 10^{16}, 5 \cdot 10^{19}, 5 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, respectively) Small Signal Equivalent Circuit for the $2 \times 5 \mu\text{m}^2$ HBT device(r_{bb}, r_{cc} : series resistance, $r_{bb} = 60 \Omega, r_{cc} = 40 \Omega$; C_c, C_{bc} : base-collector depletion capacitance under the emitter area and periphery of the emitter area, respectively, $C_c = 1.5 \text{ fF}, C_{bc} = 4.0 \text{ fF}$; C_x : input capacitance in the common emitter amplifier, 52 fF; g_m : transconductance, 14 mS; g_{π} : diffusion resistance between the base and the emitter, 0.28 mS; g_o : output conductance, 0.08 mS)

여기서는 에미터층의 두께는 500 Å, 컬렉터층의 두

께는 1 μm 로 하였다. 이 때, HBT의 f_T (전류이득이 1이 되는 주파수)는 약 40 GHz이다. 1.55 μm 의 광통신파장에 대한 InGaAs의 흡수율(α)은 5000 cm^{-1} 정도이고, 수광부의 표면에 공기와의 흡수층 사이를 반사를 줄이기 위한 질화막 증착을 할 때, 양자효율은 대략 40%가 된다.

표 2. p-i-n/HBT를 위한 에피층구조 결정
Table 2. Designed doping densities and thicknesses for the p-i-n/HBT.

에피층명	에피층 불순물농도(cm^{-3})	에피층두께(Å)
에미터	5×10^{16}	500
베이스	5×10^{19}	500
컬렉터	5×10^{15}	10000

이러한 에피층구조로부터 제작되는 HBT는 $\frac{qN_A D_n \exp(\frac{qV_{BE}}{kT})}{qN_D D_p}$ 로 주어지는 전류이득을 가진다. (GN은 Gummel 계수) 정확한 전류이득은 계면에서의 재결합 및 밴드구조의 정량적인 해석¹¹⁰⁾으로부터 구할 수 있으나, 여기서는 60으로 가정하였다.

이상을 통하여 결정된 에피층의 두께와 불순물 주입은 표 2와 같고, 2 μm 공정을 가정하여 $2 \times 5 \mu\text{m}^2$ 의 에미터를 선택하였으며, 그림 1은 소자의 수직단면구조와 이로부터 추출된 HBT의 등가모델이다. p-i-n 수광다이오드는 HBT의 두꺼운 컬렉터층을 광흡수층으로 공유하게되며, 그림 1의 HBT 소자단면구조에서 에미터층이 제거된 형태가 되며, C_x 와 같은 정전용량을 갖는 면적으로 500 μm^2 을 선택하였다. 이 값들은 주어진 감도를 만족하기 위하여, HBT소자의 크기를 가능한 작게 하고 R_F 를 크게 하며, 동시에 충분한 수광다이오드의 결합효율을 확보할 수 있도록 선택하였다.

2. 정확한 잡음예측을 통한 광수신단 설계

앞 절에서 설계된 HBT소자를 그림 2와 같은 common 에미터($2 \times 5 \mu\text{m}^2$)와 common 컬렉터 버퍼($2 \times 30 \mu\text{m}^2$)로 구성하면 전달임피던스형태의 광수신단이 된다. 버퍼로 사용되는 HBT는 6배의 크기를 갖기 때문에 6배의 전류를 구동하게 되며, 낮은 출력임피던스를 제공한다. 광수신단회로의 등가회로(HBT는 그림 1에서 구한 등가회로를 사용하고, p-i-n다이오드는 정전용량과 이와 병렬연결된 AC 전류원으로 모델하였다)를 SPICE 모의실험하였다. 이 때 주어진 동작

속도에서 감도를 최대로 하는 passband 모양—전달임피던스응답($|Z_T(f)|$)의 대역폭 및 damping—을 선택하고자 한다. 여기서는 먼저 잡음과 대역폭을 가장 크게 좌우하는 케환저항(R_F)으로 3 kΩ을 선택하였다. 그림 2의 회로에서는 R_F 를 고정하면 R_L 이 $|Z_T(f)|$ 을 결정한다.

전달임피던스 광수신단의 등가입력잡음밀도는 (1)식과 같이 주어진다.¹¹⁾ 이 때 I_B , I_C 는 각각 HBT의 베이스 및 컬렉터 DC전류, I_{DARK} 는 p-i-n 수광다이오드의 암전류, f_{ex} 는 external cutoff frequency ($= \frac{1}{2\pi R_F C_i}$), f_T ($= \frac{g_m}{2\pi(C_b + C_c)}$)는 p-i-n 수광다이오드의 정전용량(C_p)을 포함한 f_T 이다. 잡음은 (2)식과 같이 계산된다.

$$S(f) = \frac{4kT}{R_F} + 2q(I_B + I_{DARK}) + \frac{4kT}{r_{bb}} \cdot \left(\frac{f}{f_{ex}}\right)^2 + 2qI_C \left(\frac{f}{f_T}\right)^2 \quad (1)$$

$$\langle i_n^2 \rangle_{CIR} = \left(\frac{4kT}{R_F} + 2q(I_B + I_{DARK}) \right) \int_0^\infty \frac{|Z_T(f)|^2}{|Z_T(0)|^2} df \quad (2)$$

$$\frac{4kT}{r_{bb}} \cdot \left(\frac{1}{f_{ex}}\right)^2 + 2qI_C \left(\frac{1}{f_T}\right)^2 \int_0^\infty f^2 \cdot \frac{|Z_T(f)|^2}{|Z_T(0)|^2} df$$

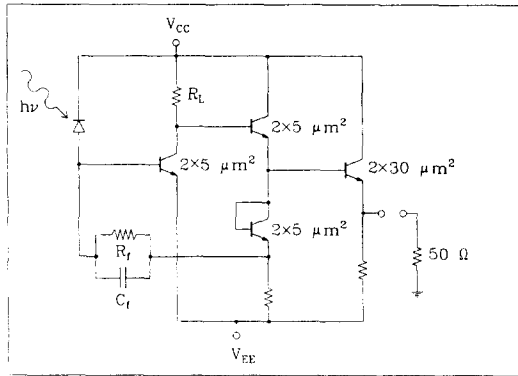


그림 2. 3단 전달임피던스 광수신단 회로
중폭단 HBT : $2 \times 5 \mu\text{m}^2$
출력단 HBT : $2 \times 30 \mu\text{m}^2$

Fig. 2. Three Stage Transimpedance Front End Circuit.
HBT of the amplifier : $2 \times 5 \mu\text{m}^2$
HBT of the output buffer : $2 \times 30 \mu\text{m}^2$

$\langle i_n^2 \rangle_{CIR}$ 를 구하는 과정은 다음과 같다. $|Z_T(f)|$ 가 maximally flat—damping인자 Q가 0.7이 될 때(그림 3 참조)—하게 되는 R_L 에 대하여 (2)식의 첫번째 적분값은 $7.9 \cdot 10^9$, 두 번째 적분값은 $2.8 \cdot 10^{24}$ 이다. R_F 에 의한 $\langle i_n^2 \rangle_{CIR}$ 는 $4.4 \cdot 10^{-14} \text{ A}^2$, I_B 에 의한

$\langle i_n^2 \rangle_{CIR}$ 는 $1.3 \cdot 10^{-14} \text{ A}^2$, I_C 에 의한 $\langle i_n^2 \rangle_{CIR}$ 는 $5.8 \cdot 10^{-11} \text{ A}^2$ 이다. $|Z_T(f)|$ 의 damping이 증가할수록 (2)식의 적분값이 감소함으로 인하여 회로잡음으로 인한 감도가 개선된다. 표. 3이 이러한 경향을 보이고 있다. Peaking을 가져오는 5 kΩ의 R_L 을 사용할 경우 $\langle i_n^2 \rangle_{CIR}$ 는 2배정도 증가하였다. 이 때, R_L 에 의하여 변화되는 $|Z_T(f)|$ 의 모양에 무관하게 personick의 적분치 $12B$, $13B^3$ 으로 근사하는 경우는, 10Gbps NRZ에 대하여 회로의 잡음이 2~5배 작게 예측되어, maximally flat의 경우 $\langle i_n^2 \rangle_{CIR}$ 만 고려할 때도 2.3 dB 높은 감도를 얻게 된다. 만약 $|Z_T(f)|$ 의 peaking이 있는 경우는 이 오차는 더욱 증가하게 된다.

표 3. $|Z_T(f)|$ 의 peaking과 $\langle i_n^2 \rangle_{CIR}$ 사이의 관계

Table 3. The relation between peaking of $|Z_T(f)|$ and $\langle i_n^2 \rangle_{CIR}$.

R_L	$\int_0^\infty \frac{ Z_T(f) ^2}{ Z_T(0) ^2} df$	$\int_0^\infty f^2 \cdot \frac{ Z_T(f) ^2}{ Z_T(0) ^2} df$	1B	1B ³
2.5 kΩ	$9.8 \cdot 10^9$	$3.9 \cdot 10^{23}$	$5.6 \cdot 10^9$	$8.3 \cdot 10^{23}$
5.0 kΩ	$1.25 \cdot 10^{10}$	$5.1 \cdot 10^{24}$		

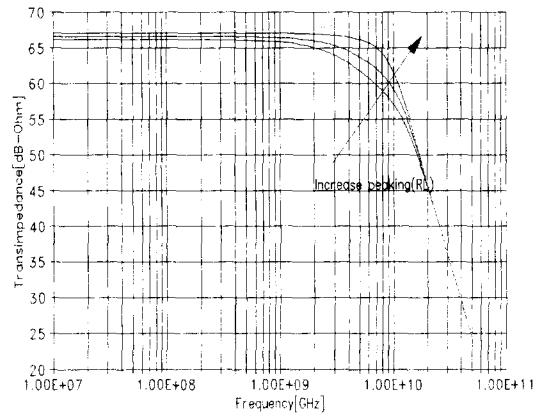


그림 3. SPICE 모의실험을 통하여 구한 $|Z_T(f)|$
Fig. 3. $|Z_T(f)|$ obtained by SPICE simulation.

한편 Personick의 가정이 구현되기 어려움으로 인하여 ISI에 의한 잡음 $\langle i_n^2 \rangle_{ISI}$ 가 발생하게 되는데, 이를 구하는 방법은 다음과 같다. ISI 잡음은 digital sampling에서 이미 검출된 펄스의 잔여 진동이 뒤따르는 펄스의 검출시에 '0'과 '1'의 판정에 오류를 유발하

는 것으로, SPICE의 시간영역 모의실험을 통하여 측정할 수 있다. Jitter없이 입력광펄스의 최대 peak를 검출할 때의 출력전압을 V_P , 뒤따르는 sampling slot에서 검출되는 전압신호를 V_n ($n=1, 2, 3, \dots$)이라고 하자. ISI에 의한 SNR은 $V_P^2 / \sum V_n^2$ 가 된다. 이 값이 10^{-9} BER에 해당하는 $S/N(=Q^2)$ 인 36보다 충분히 클 때 ISI에 의한 잡음은 무시될 수 있다.

선택된 R_F 에 대하여, 주어진 동작속도(10 Gbps NRZ)에 대하여 ISI 잡음을 최소화시킬 수 있는 R_L 을 찾아보기로 하자. 표 4는 R_L 의 변화에 따른 ISI에 의한 S/N비 및 f_{3dB} 를 나타내고 있으며, 그림 4는 이의 시간축상의 응답을 보이고 있다.

표 4. R_L 에 따른 SNR과 f_{3dB} 의 변화 ($R_F = 3k\Omega$)

Table 4. Changes of SNR and f_{3dB} due to R_L ($R_F = 3k\Omega$)

$R_L(k\Omega)$	0.7	1.0	1.7	2.5	5.0
SNR($V_P^2 / \sum V_n^2$)	71	408	630	90	25
$f_{3dB}(GHz)$	3.9	5.2	8.1	9.1	9.8

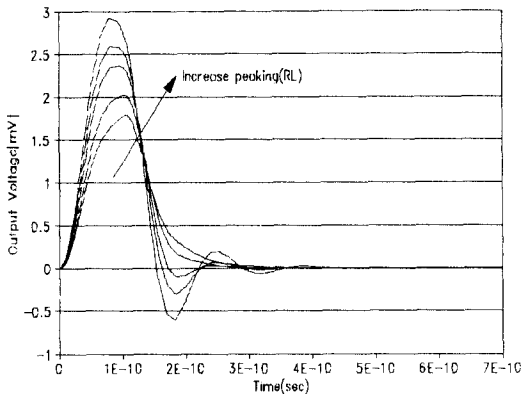


그림 4. 그림 2의 광수신단회로의 시간영역 응답 (처음 peak로부터 매 100 ps마다 digital sampling 된다)

Fig. 4. Transient Responses of the Front End Circuit of Fig. 2.

(Digital samplings are done from the first peak at each 100 ps)

그림 4에서 보는 바와 같이 R_L 이 0.5 k Ω 보다 작은 경우는 10 Gbps 전송에 충분한 대역폭을 얻을 수 없

고, R_L 이 2 k Ω 보다 큰 경우는 $|Z_T(f)|$ 의 peaking이 증가하여 시간영역상의 진동이 커져 ISI가 증가하게 되므로, ISI에 의한 잡음이 지배적이게 된다. ISI에 의한 S/N비가 36인 경우는 $\langle in^2 \rangle_{CIR} = \langle in^2 \rangle_{ISI}$ 임을 의미하며, (3)식에 의하여 주어지는 감도가 1.5 dB 감소함을 의미한다.

$$\bar{P} = \frac{h\nu}{qg} \cdot Q\sqrt{\langle i_n^2 \rangle_{CIR} + \langle i_n^2 \rangle_{ISI}} \quad (3)$$

표 5. $|Z_T(f)|$ 모양의 변화에 따른 감도의 변화

Table 5. Changes of the Sensitivity for varying $|Z_T(f)|$.

$R_L(k\Omega)$	$f_{3dB}(GHz)$	$\langle in^2 \rangle_{CIR} (A^2)$	$\Delta S_{CIR} (dB)$	SNR	$\Delta S_{ISI} (dB)$	$\Delta S_{total} (dB)$
0.7	3.9	1.2×10^{-13}	-1.56	71	0.16	-1.40
1.0	5.2	1.5×10^{-13}	-1.07	408	-0.55	-1.62
1.7	8.1	2.0×10^{-13}	-0.45	630	0.61	-1.06
2.5	9.1	2.5×10^{-13}	0	90	0	0
5.0	9.8	3.2×10^{-13}	0.55	25	1.21	1.76

\bar{P} 는 감도, $\langle in^2 \rangle_{CIR}$ 는 저항 및 DC전류로부터 발생하는 잡음, $\langle in^2 \rangle_{ISI}$ 는 ISI에 의한 잡음이다. 표 4에서 보는 바와 같이 R_L 이 0.8 k Ω 일 때 ISI에 의한 잡음이 최소가 되지만, $\langle in^2 \rangle_{ISI}$ 과의 합이 최소가 됨을 찾기로 하자. 3 k Ω 의 R_F 에 대하여, R_L 이 변할 때 $\langle in^2 \rangle_{ISI}$ 에 의한 감도와 $\langle in^2 \rangle_{CIR}$ 에 의한 감도의 변화를 표 5와 같이 maximally flat한 경우의 $|Z_T(f)|$ 를 기준으로 비교할 수 있으며, 두가지의 합이 최소가 되는 1 k Ω 의 R_L 이 최적의 감도를 얻을 수 있는 회로설계임을 알 수 있다. 이 때 maximally flat한 경우보다 1.6 dB의 감도 개선이 있게 된다.

Clocking jitter 또한 ISI잡음에 중요한 영향을 미친다. 본 설계의 경우 jitter에 의한 시간축상의 sampling오차가 sampling주기의 10%까지 발생한다고 가정하여, 이 때의 실험결과를 그림 5에 나타내었다. 이로부터 jitter에 따라 최적의 R_L 이 랜덤하게 변경하지만, 변화값의 평균은 jitter가 없을 때의 최적 R_L 이 됨을 예측할 수 있다.

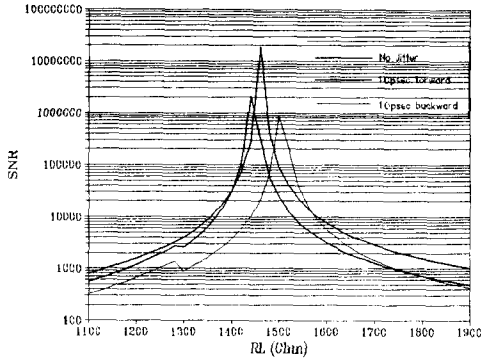


그림 5. ISI 잡음(S/N)과 Timing Jitter와의 관계

Fig. 5. The Relation between ISI Noise (S/N) and Timing Jitter.

III. 결론

본 논문에서는 10 Gbps용 광통신용 광수신단의 하나로 InP/InGaAs접합을 이용한 p-i-n/HBT소자를 이용하여, 주어진 동작속도에서 최적의 감도를 얻을 수 있는 설계방법을 고찰하였다. HBT는 $2 \times 5 \mu\text{m}^2$ 에미터를, R_B 및 R_L 은 각각 3 kΩ과 1 kΩ을 감도의 최적화 과정에 의해 선택하였다.

SPICE실험을 통하여 광수신단회로의 Raised-cosine 출력펄스를 가정하여 감도를 예측하던 기존의 방법이 회로의 잡음 계산에 큰 오차를 유발함을 보였다. 그러므로 회로에서 발생하는 잡음은 입력 펄스형태와 무관하게 전달임피던스의 모양을 고려하여 계산하는 것이 정확하고, 다양한 소자구조 및 회로구조가 가능한 광수신단 설계에 일반적으로 적용될 수 있다.

이로부터 여러가지 대역폭 Peaking방법들이 실제로는 대역폭의 증가에 의한 장점보다 잡음의 증가가 커서, 수신단의 감도를 저하시키게 됨을 알 수 있다. 또한 수신단의 성능을 분석함에 있어서 회로에서 발생하는 잡음은 물론이고, digital sampling에 의하여 발생하는 ISI 잡음을 고려해야 함을 알 수 있다.

이와 같은 개선된 설계방법으로 주어진 동작속도에서 회로에 사용할 소자값을 조절하여 두 가지 잡음의 합이 최소가 되는 광수신단을 구현할 수 있다.

참고 문헌

- [1] R. G. Smith and S. D. Personick, Ch. 2 in *Semiconductor devices for Optical communications*, H. Kressel, Ed., Springer-Verlag, 1980.
- [2] L. D. Tzeng, "Design and analysis of a high sensitivity optical receiver for SONET OC-12 systems", *IEEE JLT*, vol. 12, p. 1462, 1994
- [3] J. J. Morikuni, A. Dharchoudhury, Y. Leblebici, and S. M. Kang, "Improvements to the Standard Theory for Photoreceiver Noise," *IEEE JLT*, vol. 12, p. 1174, 1994
- [4] S. Chandrasekhar, L. M. Lunardi, A. H. Gnauck, R. A. Hamm and G. J. Qua, "High speed monolithic p-i-n/HBT and HPT/HBT photoreceivers implemented with simple phototransistor", *IEEE JLT*, vol. 5, p. 1316, 1993.
- [5] J. Cowles, A. L. Gutierrez-Aitken, P. Bhattacharya, and G. I. Haddad, "7.1 GHz bandwidth monolithically integrated InGaAs/InAlAs p-i-n/HBT transimpedance photoreceiver", *IEEE PTL*, vol. 6, p. 963, 1994.
- [6] E. John, M.B. Das, "Design and performance analysis of InP based high speed and high sensitivity optoelectronic integrated receivers", *IEEE TED*, vol. 41, p. 162, 1994.
- [7] V. Swaminathan and A.T. Macrander, *Material aspects of GaAs and InP based structures*, Prentice-Hall, pp. 15-21, 1991.
- [8] P.K. Cheo, *Fiber Optics and Optoelectronics*, Prentice Hall, p. 347, 1990.
- [9] C.T. Kirk, Jr., "A theory of transistor cutoff frequency falloff at high current densities", *IRE TED*, vol. 9, p. 164, 1962.
- [10] C.E. Chang, P.M. Asbeck, L.T. Tran, D.C. Streit, and A.K. Oki, "Novel HBT structure for HBT ft at low current density", *IEDM*, p. 795, 1993.

저 자 소 개

金 大 根(正會員) 제31권 A편 제 12 호 참조
현재 서울대학교 전자공학과 박사과
정



金 紋 廷(正會員)
1971년 9월 27일생, 1994년 서
울대학교 전자공학과 학사. 현재
서울대학교 전자공학과 석사과정
재학중.

金 成 俊(正會員) 제31권 A참조 제 12 호 참조
현재 서울대학교 전자공학과 부교수

M. B. Das(正會員)
1931년 9월 1일생. 1960년 런던대학교 박사. 1968
년~현재 미국 펜실바니아 주립대학 교수. 관심분야는
MODFET·HBT등 반도체소자의 주파수한계, 밀리
미터파 소자설계. 이득·잡음평가와 이들의 광전자집
적회로에의 응용등임. 1994년 9월~12월 서울대학교
전자공학과 방문연구