

MICRO-523: Optical Detectors

Week Five: Photodiodes (Solutions Ex5)

Claudio Bruschini

Institute of Electrical and Micro Engineering (IEM), School of Engineering (STI)
Ecole polytechnique fédérale de Lausanne (EPFL), Neuchâtel, Switzerland

Based on MICRO-523, P.-A. Besse, 2023

TAs: Samuele Bisi, Kodai Kaneyasu



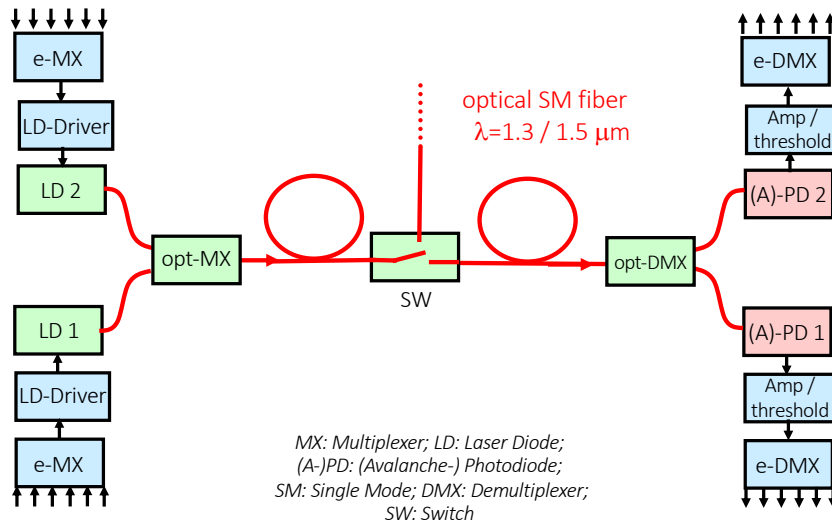
Outline

5.1 [High-speed photodiodes and BER](#)

5.2 PIN Heterostructure photodiodes

Homework 5.1: Maximum Efficiency of Solar Cells

Exercise 5.1: Schematic Diagram of a Digital Optical Communication System



Les photodiodes haute vitesse sont avant tout développées pour les télécommunications optiques. Dans un tel système, l'information électronique est multiplexée et envoyée sur un laser semi-conducteur haute vitesse.

Celui-ci envoie l'information dans une fibre optique monomode. Il utilise de la lumière infrarouge (à une longueur d'onde voisine de 1.3 ou de 1.55 μm).

En fin de fibre, la lumière est de nouveau traduite en signaux électroniques. C'est ici qu'interviennent les photodiodes (PD) ultrarapides ou les photodiode avalanches (APD). Le signal électronique est d'abord amplifié, filtré et ensuite démultiplexé.

Le système complet contient plusieurs canaux optiques dans chaque fibre. Un multiplexage et démultiplexage optique est souvent utilisé. De plus des systèmes de routage optique et de broadcasting permettent de diriger la lumière vers différents postes de réception.

Le but est de remplir la bande passante de la fibre (quelques térahertz). Le compromis est entre l'utilisation d'un grand nombre de lasers (de longueurs d'onde différentes) et le développement de photodiodes très haute vitesse (typiquement 50 GHz).

EN:

High-speed photodiodes are primarily developed for optical telecommunications. In such a system, electronic information is multiplexed and sent to a high-speed semiconductor laser.

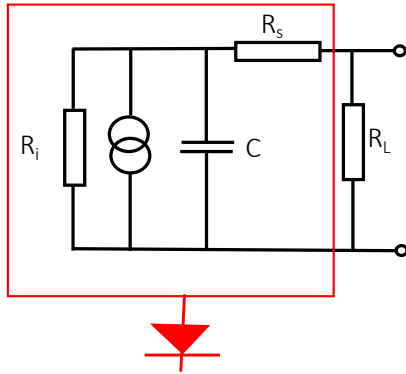
This sends the information down a single-mode optical fiber. It uses infrared light (at a wavelength of around 1.3 or 1.55 μm).

At the end of the fiber, the light is again translated into electronic signals. This is where ultrafast photodiodes (PDs) or avalanche photodiodes (APDs) come into play. The electronic signal is first amplified, filtered and then demultiplexed.

The complete system contains several optical channels in each fiber. Optical multiplexing and demultiplexing is often used. In addition, optical routing and broadcasting systems are used to direct the light to different receiving stations.

The aim is to fill the fiber's bandwidth (a few terahertz). The compromise is between using a large number of lasers (of different wavelengths) and developing very high-speed photodiodes (typically 50 GHz).

Exercise 5.1: Bandwidth Limits of PDs



1. RC-constant:

$$\tau_{RC} = 2(R_s + R_L)C$$

($R_i \gg R_L$)

$$\text{but } C_j = S \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon}{W} = \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon}{W}$$

2. Drift of carriers in the depletion layer:

$$\tau_{\text{drift}} = W/v_c$$

W : width of depletion layer
 v_c : carrier velocity (10^7 cm/sec)

3. Diffusion of carriers to the p-n junction:

$$\tau_{\text{diff}} = d^2/D$$

d : distance to depletion layer
 D : diffusion constant

Trois effets limitent la vitesse d'une photodiode:

- 1) La constante de temps RC. Il faut un temps RC pour la montée et un autre temps RC pour la descente du signal, donc en tout un temps 2RC.
- 2) La vitesse de drift des porteurs dans la zone de déplétion de la jonction.
- 3) La vitesse de diffusion pour les photons absorbés hors de la zone de déplétion.

L'effet 3) est le plus lent, mais il peut être évité en utilisant une photodiode PIN avec des couches n^+ et p^+ transparentes en IR (par exemple en InP).

L'effet 2) demande de réduire l'épaisseur W de la zone de déplétion. Une telle réduction conduit à une augmentation de la capacité de jonction. Il y a donc un tradeoff à trouver entre l'effet 2) et l'effet 1).

EN:

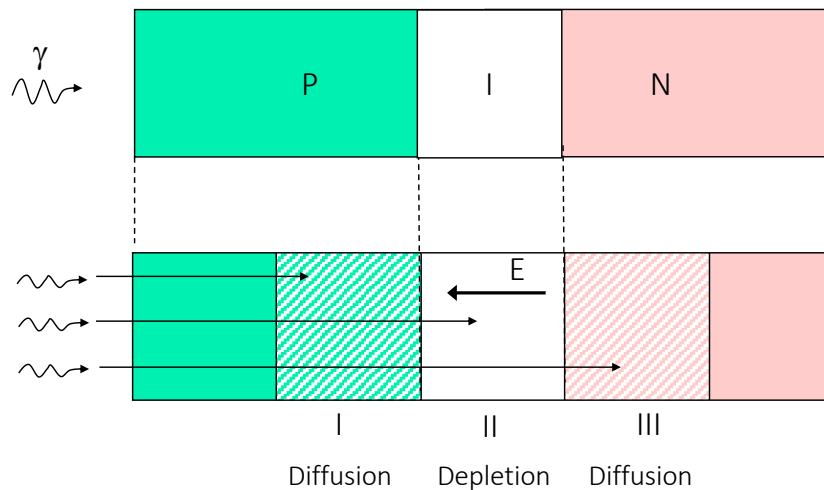
Three effects limit the speed of a photodiode:

- 1) The RC time constant. One RC time is needed for the signal to rise, and another RC time for the signal to fall, i.e. a total of 2RC.
- 2) The drift speed of carriers in the depletion zone of the junction.
- 3) The diffusion rate for photons absorbed outside the depletion zone.

Effect 3) is the slowest, but can be avoided by using a PIN photodiode with IR-transparent n^+ and p^+ layers (e.g. InP).

Effect 2) requires a reduction in the thickness W of the depletion zone. Such a reduction leads to an increase in junction capacitance. So there's a tradeoff to be found between effect 2) and effect 1).

Exercise 5.1: PIN: Diagram of the Working Principle



Pour être récolté dans la photodiode, le photon doit être absorbé dans une des trois régions suivantes:

- 1) Dans la zone de déplétion (zone II): Le photon crée une paire électron/trou. Ces deux porteurs sont alors directement extraits par le champ électrique E qui règne dans cette zone. Le trou va vers la zone P, l'électron vers la zone N. Dans cette zone la récolte de porteurs est rapide, due au champ électrique élevé. Une structure PIN permet d'agrandir la largeur de cette zone et ainsi de récolter la majorité des photons à haute vitesse.
- 2) Dans la zone de diffusion du côté P (zone I): Le photon crée une paire électron/trou. Le minoritaire (l'électron) diffuse jusqu'à la zone de déplétion où il est extrait par le champ électrique E .
- 3) Dans la zone de diffusion du côté N (zone III): Le photon crée une paire électron/trou. Le minoritaire (le trou) diffuse jusqu'à la zone de déplétion où il est extrait par le champ électrique E .

La diffusion est un processus lent. Pour une diode haute vitesse, il est donc préférable de ne pas absorber de photons dans les zones I et III. Ceci peut être obtenu en utilisant une hétérostructure, avec un gap plus élevé dans les zones I et III.

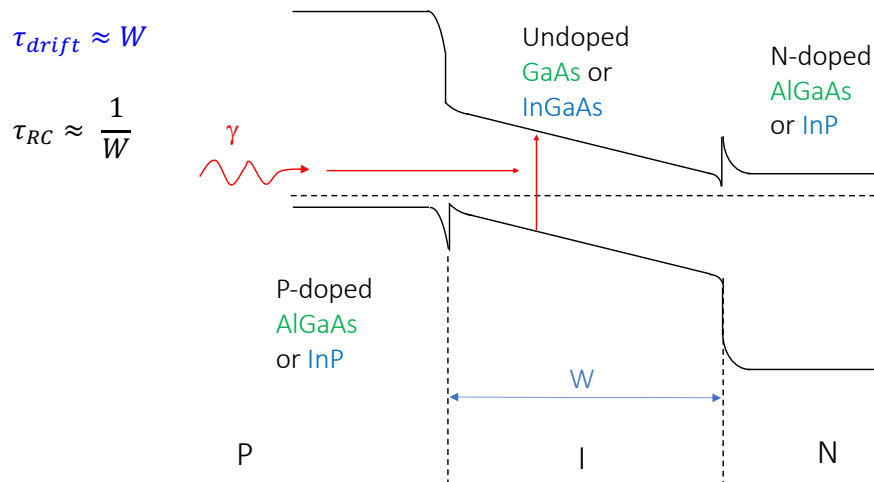
EN:

To be collected in the photodiode, the photon must be absorbed in one of the following three regions:

- 1) In the depletion zone (zone II): The photon creates an electron/hole pair. These two carriers are then directly extracted by the electric field E prevailing in this zone. The hole goes to zone P, the electron to zone N. In this zone, the harvesting of carriers is rapid, due to the high electric field. A PIN structure enlarges the width of this zone, enabling the majority of high-speed photons to be collected.
- 2) In the P-side diffusion zone (zone I): The photon creates an electron/hole pair. The minority (the electron) diffuses to the depletion zone, where it is extracted by the electric field E .
- 3) In the diffusion zone on the N side (zone III): The photon creates an electron/hole pair. The minority (the hole) diffuses to the depletion zone, where it is extracted by the electric field E .

Diffusion is a slow process. For a high-speed diode, it is therefore preferable not to absorb photons in zones I and III. This can be achieved by using a heterostructure, with a higher gap in zones I and III.

Exercise 5.1: PIN Heterojunction



Nous allons dans un premier temps optimiser la photodiode en évitant l'absorption de photons dans les deux zones de diffusion. Cela résout le problème de lenteur dû au temps de diffusion. Le principe est simple: utiliser deux matériaux « transparents » pour la zone p et la zone n de la photodiode.

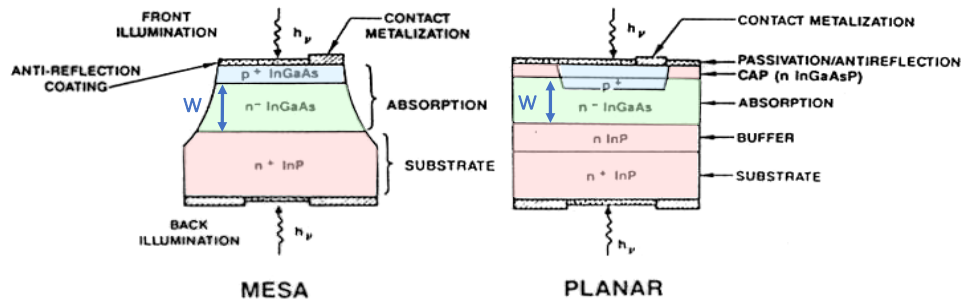
Spécialement pour une photodiode PIN, la partie intrinsèque *i* est faite avec un matériel avec une petite énergie de gap. Les photons peuvent donc pénétrer sans être absorbés jusque dans la zone de déplétion. Il en résulte une photodiode rapide.

EN:

First, we'll optimize the photodiode by avoiding photon absorption in both scattering zones. This solves the problem of slowness due to diffusion time. The principle is simple: use two "transparent" materials for the p-zone and n-zone of the photodiode.

Especially for a PIN photodiode, the intrinsic *i* part is made of a material with a small gap energy. Photons can therefore penetrate unabsorbed into the depletion zone. The result is a fast photodiode.

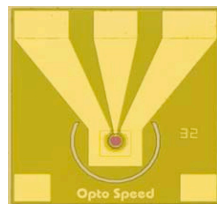
Exercise 5.1: InGaAs PIN Heterojunction Photodiode



$$\tau_{drift} \approx W$$

→ Decreased W

→ Decreased absorption



InGaAs/InP photodiode
Opto Speed

Voici deux structures typiques de photodiodes ultrarapides en InGaAs.

A) Une structure MESA:

La limitation latérale de la diode est obtenue par attaque chimique. Sur un substrat n^+ en InP (transparent en IR) sont déposées deux couches absorbantes de InGaAs pour former une jonction p/n. La zone n est faiblement dopée, cela permet de concentrer le champ électrique dans toute cette zone et de récolter toute la lumière qui y est absorbée.

B) Une structure planaire:

La structuration latérale est faite par implantation d'une zone dopée p^+ . De nouveau la zone absorbante InGaAs est peu dopée de façon à obtenir un large champ électrique dans toute la couche et donc à récupérer toute la lumière qui y est absorbée.

Dans les deux cas, une illumination par le haut ou par le bas est possible, car le substrat en InP est transparent in infrarouge.

EN:

Here are two typical InGaAs ultrafast photodiode structures.

A) MESA structure:

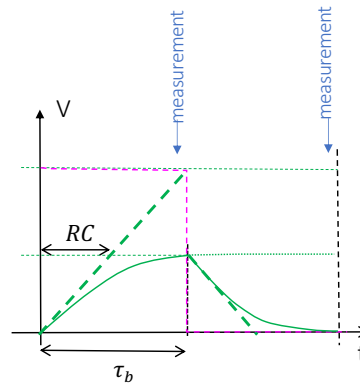
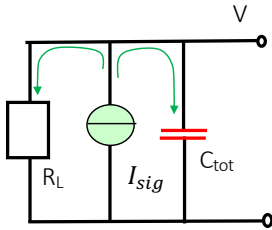
The lateral limitation of the diode is achieved by chemical etching. Two absorbing layers of InGaAs are deposited on an n^+ InP substrate (IR-transparent) to form a p/n junction. The n zone is lightly doped, enabling the electric field to be concentrated throughout this zone and all the light absorbed there to be collected.

B) A planar structure:

Lateral structuring is achieved by implanting a p^+ -doped zone. Once again, the InGaAs absorber zone is lightly doped, so as to obtain a broad electric field throughout the layer, and thus capture all the light absorbed.

In both cases, illumination from above or below is possible, as the InP substrate is transparent in infrared.

Exercise 5.1: Continuous Detection: High Speed Digital Transmission



1) At the beginning of the bit:

The current loads the capacitor

2) Once the capacitor is charged:

The current flows through the resistor

Number of electrons stored in the capacitor:

$$m_{c,sig} \cong \frac{RC}{\tau_b} mM \cong \frac{1}{2} mM$$

m : # of generated electrons per bit
 M : amplification before the electronics (e.g. avalanche or optical amplification)

Considérons un circuit RC. Au début d'un bit la capacité est déchargée et tout le courant produit par la photodiode sert à remplir cette capacité. Lorsque la capacité est chargée, le courant coule dans la résistance.

Nous pouvons approximer le nombre de charges stockées dans la capacité et provenant du signal optique.

Avec une bande passante Δf optimale, le temps de réaction RC du circuit électronique est adapté à la durée τ_b d'un bit. Dans ce cas, environ la moitié des photocharges mM sont stockées dans la capacité, l'autre moitié coule dans la résistance R_L .

Détails du calcul:

Le courant est relié aux photocharges m produites:

$$I_{sig} = \frac{q}{\tau_b} \cdot mM$$

Partant de $V(0)=0$, la tension évolue comme:

$$V(t) = R_L I_{sig} \cdot (1 - e^{-t/R_L C_{tot}})$$

Elle tend exponentiellement vers la valeur $R_L I_{sig}$.

Les charges stockées correspondent à la tension V en fin de bit:

$$m_{c,sig} = \frac{C_{tot}}{q} V(\tau_b) = \frac{C_{tot}}{q} R_L I_{sig} \cdot (1 - e^{-\frac{\tau_b}{R_L C_{tot}}}) = \frac{R_L C_{tot}}{\tau_b} \cdot mM \cdot (1 - e^{-\frac{\tau_b}{R_L C_{tot}}})$$

Pour une valeur optimale d'environ $\tau_b = 2R_L C_{tot}$ on obtient: $m_{c,sig} \cong \frac{1}{2} \cdot mM$

EN:

Consider an RC circuit. At the start of a bit, the capacitor is discharged and all the current produced by the photodiode is used to fill the capacitor. When the capacitor is charged, the current flows through the resistor.

We can approximate the number of charges stored in the capacitor and originating from the optical signal.

With optimum bandwidth Δf , the RC reaction time of the electronic circuit is matched to the duration τ_b of one bit. In this case, about half of the mM photocharges are stored in the capacitor, the other half flows into resistor R_L .

Calculation details:

The current is related to the m photocharges produced:

$$I_{sig} = \frac{q}{\tau_b} \cdot mM$$

Starting from $V(0)=0$, voltage evolves as:

$$V(t) = R_L I_{sig} \cdot (1 - e^{-t/R_L C_{tot}})$$

It tends exponentially towards the value $R_L I_{sig}$.

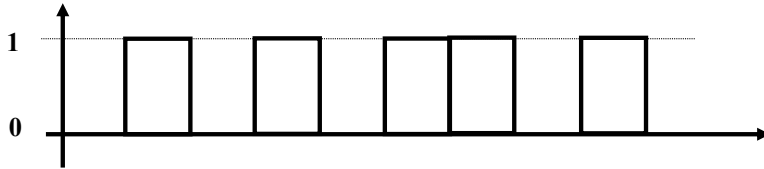
Stored charges correspond to the voltage V at the end of the bit:

$$m_{c,sig} = \frac{C_{tot}}{q} V(\tau_b) = \frac{C_{tot}}{q} R_L I_{sig} \cdot (1 - e^{-\frac{\tau_b}{R_L C_{tot}}}) = \frac{R_L C_{tot}}{\tau_b} \cdot mM \cdot (1 - e^{-\frac{\tau_b}{R_L C_{tot}}})$$

For an optimum value of approximately $\tau_b = 2R_L C_{tot}$ we obtain: $m_{c,sig} \cong \frac{1}{2} \cdot mM$

Exercise 5.1: Bit Error Rate (BER)

- On-off keying system: bits "0" and "1"



- BER: probability of error per bit
- If p_0 = probability of mistaking a "0" for a "1"
& p_1 = probability of mistaking a "1" for a "0", then

$$\text{BER} = p_0/2 + p_1/2 \quad (\text{BER definition})$$

Nous avons considéré dans le début de ce chapitre, le signal-to-noise et le NEP. La limite était définie par la condition $S/N=1$. Cela correspond à un signal de la même amplitude que le bruit. Dans un système de télécommunication numérique, est-ce vraiment possible de transmettre une information de façon « fiable » (concept encore à définir) avec cette condition? Pour y répondre nous devons considérer une suite de bits et analyser leur détection en détail.

Considérons un système de communication digital. L'information est faite d'une suite de bits: « 0 » ou « 1 ».

Le Bit-Error-Rate (BER) est la probabilité d'erreur de transmission par bit. Par exemple un $\text{BER}=10^{-9}$ indique une probabilité de 1 erreur de lecture sur un milliard de bits transmis.

Pour une analyse détaillée, nous devons distinguer la probabilité p_0 d'erreur sur les « 0 » de celle p_1 d'erreur sur les « 1 ». En moyenne, l'information contient autant de « 0 » que de « 1 », donc le BER est $(p_0+p_1)/2$.

EN:

At the beginning of this chapter, we considered signal-to-noise and CIP. The limit was defined by the condition $S/N=1$. This corresponds to a signal of the same amplitude as the noise. In a digital telecommunication system, is it really possible to transmit information "reliably" (a concept yet to be defined) with this condition? To answer this question, we need to consider a sequence of bits and analyze their detection in detail.

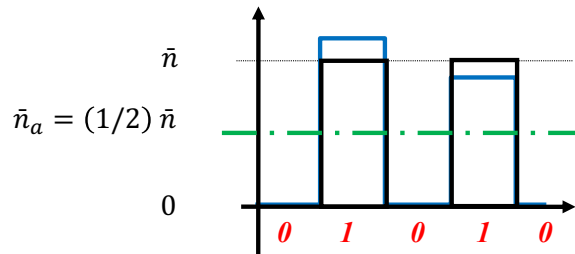
Let's consider a digital communication system. The information is made up of a sequence of bits: "0" or "1".

The Bit-Error-Rate (BER) is the probability of transmission error per bit. For example, $\text{BER}=10^{-9}$ indicates a probability of 1 read error per billion bits transmitted.

For a detailed analysis, we need to distinguish between the probability p_0 of error on "0s" and that p_1 of error on "1s". On average, the information contains as many "0s" as "1s", so the BER is $(p_0+p_1)/2$.

Exercise 5.1: Ideal BER (1)

Ideal = limited by the optical signal shot noise



- If an average of \bar{n} photons is transmitted by a laser diode, the probability of detecting n photons is given by:

$$p(n) = \bar{n}^n \frac{\exp(-\bar{n})}{n!}$$

→ How many photons per “1” bit are needed to guarantee a BER of 10^{-9} ?

Considérons le cas idéal, où seul le shot noise du signal optique (« photonic noise ») est important.

La statistique de Poisson doit être appliquée, car les évènements sont indépendants.

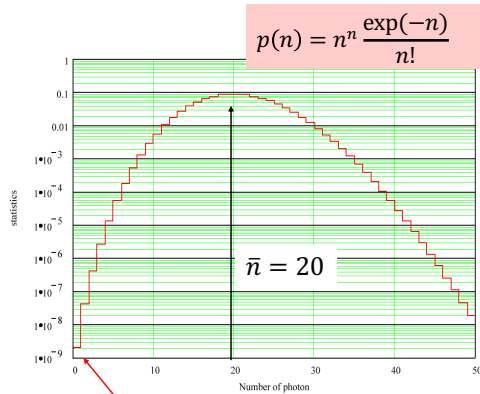
EN:

Let's consider the ideal case, where only the shot noise of the optical signal (“photonic noise”) is important.

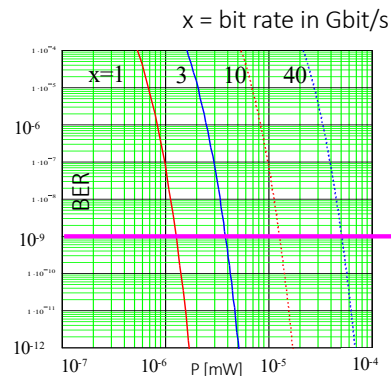
The Poisson statistic must be applied, as the events are independent.

Exercise 5.1: Ideal BER: Example

Because of the shot noise on each “1” bit, it takes 20 photons per “1” to guarantee a BER of 10^{-9} .



$$p(0) = \exp(-\bar{n}) = 2 \cdot 10^{-9}$$



$$\bar{n}_a = \frac{P}{h\nu} T$$

$$BER = \frac{1}{2} e^{-2\left(\frac{P}{h\nu}\right) \left(\frac{1}{x \cdot 10^9}\right)}$$

Comme les « 0 » ne sont pas bruités, nous pouvons considérer comme des « 1 » tout signal qui contient au moins un photon. La seule erreur est donc donnée par la probabilité de trouver 0 photons dans un bit « 1 » (donc par $p(0)$).

Cette probabilité donne directement le BER. Si nous voulons un $BER > 10^{-9}$, nous devons avoir en moyenne plus de 20 photons par « 1 ». (Donc plus de 10 photons en moyenne par bit, considérant qu’il y a autant de « 1 » que de « 0 »).

Plus la bande passante est élevée, plus il y aura de bits par seconde. Pour maintenir la condition de 10 photons par bit, il faut donc augmenter la puissance du signal.

EN:

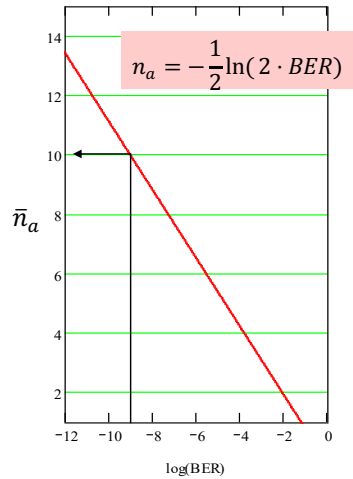
Since “0s” are not noisy, we can consider as “1s” any signal that contains at least one photon. The only error is therefore given by the probability of finding 0 photons in a “1” bit (i.e. by $p(0)$).

This probability directly gives the BER. If we want a $BER > 10^{-9}$, we need an average of more than 20 photons per “1” (i.e. more than 10 photons on average per bit, given that there are as many “1s” as “0s”).

The higher the bandwidth, the more bits per second. To maintain the condition of 10 photons per bit, the signal power must be increased.

Exercise 5.1: Receiver Sensitivity of Ideal Digital Systems

- The receiver sensitivity of digital systems is defined as the average number of photons per bit required to achieve a certain BER (usually 10^{-9}).
- For an ideal receiver, 10 photons per bit are required to achieve a BER of 10^{-9} . (20 photons for "1" bits).

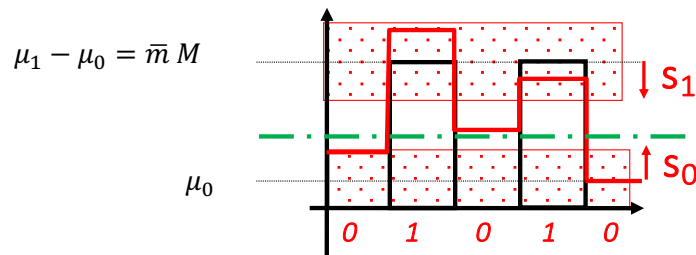


Voir page précédente.

EN:

See previous page.

Exercise 5.1: Real Receiver: Sensitivity of a Receiver with Gaussian Noise



- Average number of photo-electrons: $\bar{m} = \eta_i \bar{n}$
(η_i : quantum efficiency)
- Gaussian noise of a photo-detector circuit characterized by a zero mean and an rms value of σ_q (noise parameter) within a bandwidth Δf .

Considérons maintenant un système de communication digitale plus réaliste. Nous avons du bruit dans les « 0 » et dans les « 1 ». Nous supposons une statistique gaussienne (c'est une approximation qui permet les calculs !).

Définitions:

μ_0	moyenne du nombre d'électrons dans les « 0 ».
μ_1	moyenne du nombre d'électrons dans les « 1 ».
σ_0	variance du nombre d'électrons dans les « 0 ».
σ_1	variance du nombre d'électrons dans les « 1 ».

Le signal transmis et amplifié $\eta_i \bar{n} M$ correspond à la différence $\mu_1 - \mu_0$ du nombre d'électrons dans les « 1 » et dans les « 0 ».

EN:

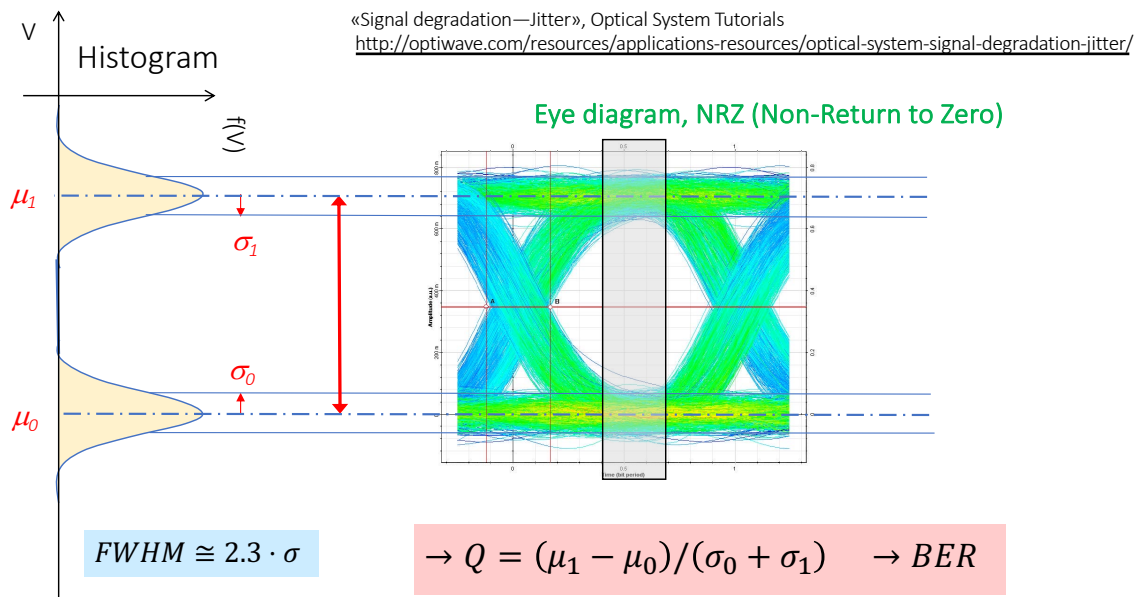
Let's now consider a more realistic digital communication system. We have noise in the "0s" and "1s". We assume a Gaussian statistic (it's an approximation that allows calculations!).

Definitions:

μ_0	average number of electrons in the "0s".
μ_1	average number of electrons in the "1s".
σ_0	variance of the number of electrons in the "0s".
σ_1	variance of the number of electrons in the "1s".

The transmitted and amplified signal $\eta_i \bar{n} M$ corresponds to the difference $\mu_1 - \mu_0$ between the number of electrons in the "1s" and in the "0s".

Exercise 5.1: Eye Diagram



Une mesure simple du BER peut être faite par des « eye diagramm ». Une suite arbitraire de bits est envoyée après transmission sur un sampling oscilloscope. L'analyse de l'ouverture des « yeux » permet de déterminer le facteur Q et ainsi le BER.

Pour une statistique de Gauss, la Full Width at Half Maximum (FWHM) est donnée par $FWHM=2.3\sigma$. Dans cette statistique la courbe de fit est donnée par:

$$f(V) = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(\frac{e^{-\frac{(V-\mu_0)^2}{2\sigma_0^2}}}{\sigma_0} + \frac{e^{-\frac{(V-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}}}{\sigma_1} \right)$$

EN:

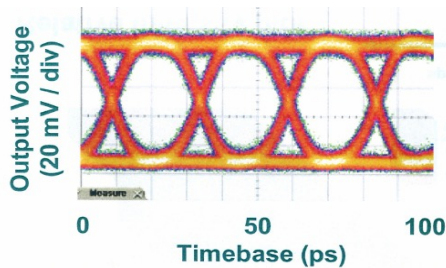
A simple BER measurement can be made using eye diagrams. An arbitrary sequence of bits is sent to a sampling oscilloscope after transmission. By analyzing the aperture of the “eyes”, the Q-factor and thus the BER can be determined.

For a Gaussian statistic, the Full Width at Half Maximum (FWHM) is given by $FWHM=2.3\sigma$. In this statistic, the fit curve is given by:

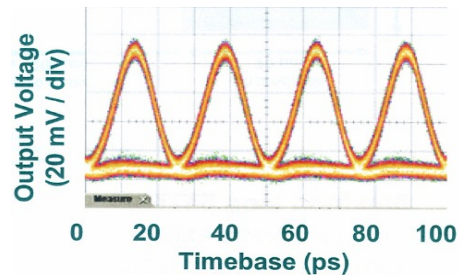
$$f(V) = \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(\frac{e^{-\frac{(V-\mu_0)^2}{2\sigma_0^2}}}{\sigma_0} + \frac{e^{-\frac{(V-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}}}{\sigma_1} \right)$$

Exercise 5.1: High-Speed Detectors (1)

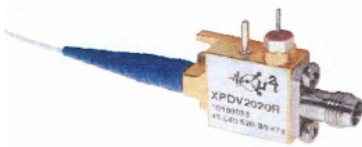
u^2t : 40 GBits/s



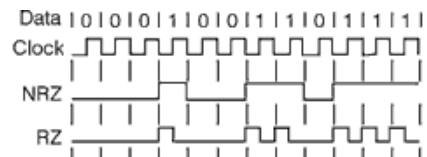
“NRZ: non-return to zero”



“RZ: return to zero”



Photoreceivers for DPSK, A.Umbach, May 2005. © u^2t AG



Ce détecteur, basé sur la structure en Travelling Wave, permet la détection de signaux à 40 GBit/s.

La figure de gauche est obtenue avec des signaux « non return to zero » NRZ.

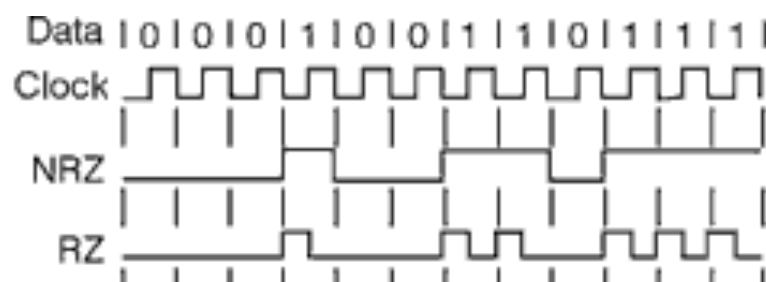
Celle de droite avec des signaux « return to zero » RZ. Le bit est plus court que la période et après chaque « 1 », le signal retourne à zéro. Ce type de modulation demande plus de bande passante que le NRZ.

EN:

This detector, based on the Travelling Wave structure, can detect signals at 40 GBit/s.

The figure on the left is obtained with NRZ “non-return to zero” signals.

The one on the right is obtained with “return to zero” RZ signals. The bit is shorter than the period, and after each “1”, the signal returns to zero. This type of modulation requires more bandwidth than NRZ.



Exercise 5.1: High-Speed Detectors (2)

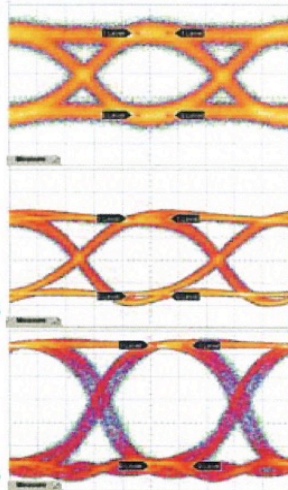
40 Gbit/s Eye Diagrams

Photoreceivers for DPSK, A.Umbach, May 2005. © u²t AG

-10 dBm, 0.1mW
35 mV eye ampl.
SNR = 7, RMS
jitter = 1.1 ps

0 dBm, 1mW
340 mV eye ampl.
SNR = 10,
RMS jitter = 0.7 ps

+5 dBm, 3mW
520 mV eye ampl.
SNR = 16,
RMS jitter = 1.1 ps



u²t: 40 GBits/s

Increasing
input power
→
Better SNR
“open eyes”

En augmentant la puissance optique reçue, il est possible d'améliorer les « eye diagram » et d'obtenir un meilleur SNR.

Définition du dBm:

$$P[\text{mW}] = 10^{P[\text{dBm}]/10}$$

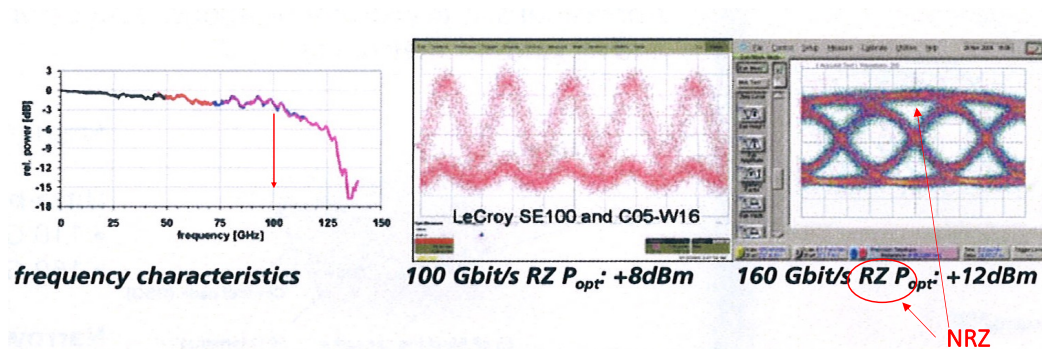
EN:

By increasing the optical power received, it's possible to improve eye diagrams and obtain better SNR.

Definition of dBm:

$$P[\text{mW}] = 10^{P[\text{dBm}]/10}$$

Exercise 5.1: High Speed PIN Detectors (3)



- DC responsivity: 0.73 A/W
- PDL: 0.41 dB at 1.55 μm
- pulse response (FWHM): 7.4 ps (@250 mV_p output voltage (internally 50 Ω)).

Heinrich Hertz Institut (HHI): up to 160 GBit/s

Résultats avec des détecteurs, tels que ceux présentés en exemples au début du chapitre.

EN:

Results with detectors such as those shown as examples at the beginning of the chapter.

Outline

5.1 High-speed photodiodes and BER

5.2 PIN Heterostructure photodiodes

Homework 5.1: Maximum Efficiency of Solar Cells

Exercise 5.2: PIN Heterostructure Photodiode

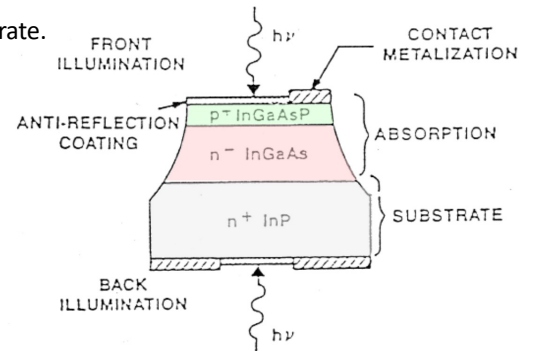
$\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ system on an InP substrate

- a) To grow a monocrystal, we have to preserve the lattice of the InP substrate. This involves satisfying the following relationship:

$$x = \frac{0.4562 \cdot y}{1 - 0.031 \cdot y}$$

- b) In this case ("lattice matched to InP") the bandgap can be changed according to:

$$E_g(y) = 1.35 - 0.72 \cdot y + 0.12 \cdot y^2 \quad [\text{eV}]$$

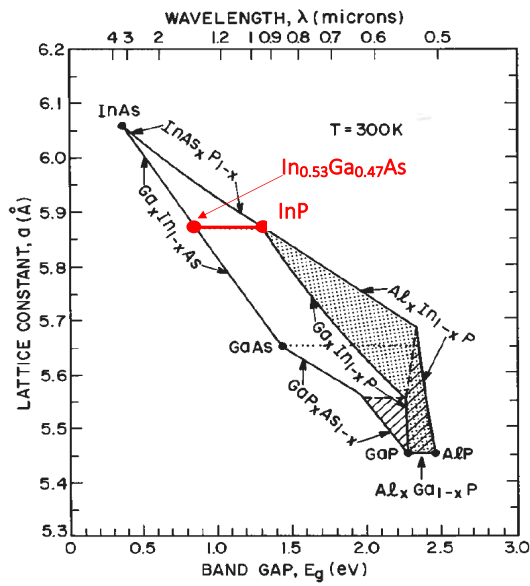


Exercise 5.2: PIN Heterostructure Photodiodes

This type of photodiode was designed for optical telecommunications and has to work at wavelengths between $1.50\ \mu\text{m}$ and $1.60\ \mu\text{m}$. Its diameter is $10\ \mu\text{m}$, corresponding to that of a single mode fiber optic cable.

- A) Considering a superficial layer with the following composition: $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$, with $y=0.84$.
Sketch the quantum efficiency for front and back illumination. What is the main difference?
- B) Estimate the width W of the intrinsic InGaAs region to optimize the bandwidth using a load resistance of $R_L = 50\ \Omega$.
(use $\epsilon = 12$ and $v_{\text{sat}} = 10^5\ \text{m/s}$)
Does the diode have to be polarized, and if so, why?

Exercise 5.2: Complement: $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ Heterostructures



InGaAsP
matched to InP

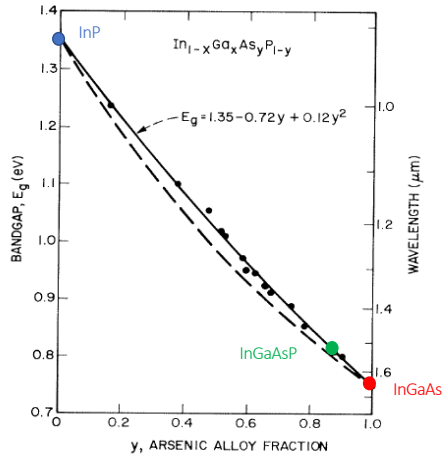
$$x = \frac{0.4562 \cdot y}{1 - 0.031 \cdot y} \cong 0.45 \cdot y$$

Agrawal, « Long-wavelength semiconductor lasers », VNR

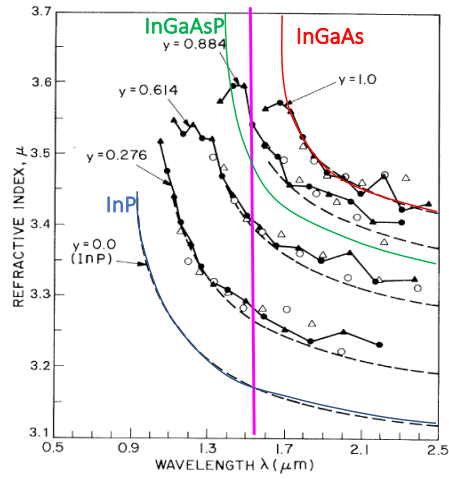
Exercise 5.2: $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_y\text{P}_{1-y}$ Matched to InP

Bandgap

$$E_g(y) = 1.35 - 0.72 \cdot y + 0.12 \cdot y^2 \quad [\text{eV}]$$

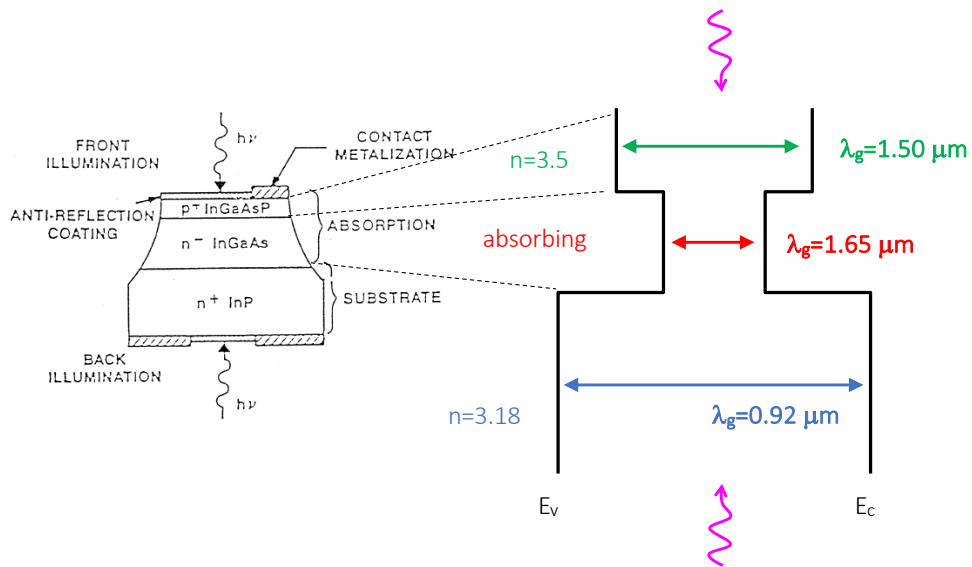


Refractive index

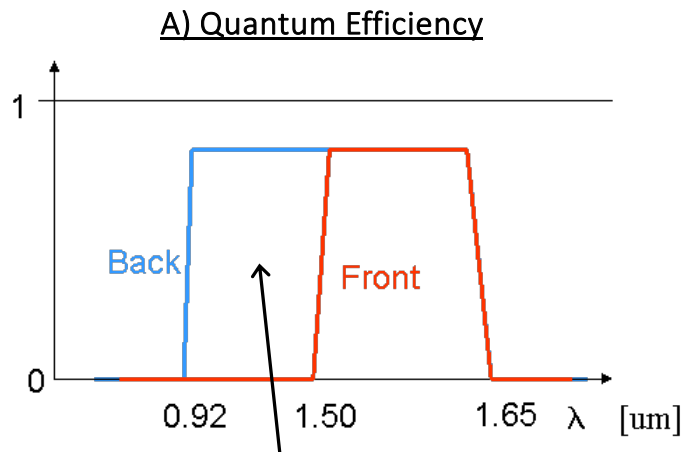


Agrawal, « Long-wavelength semiconductor lasers », VNR

Exercise 5.2: PIN Structure and Bands



Exercise 5.2: PIN Heterostructure Photodiodes



With front illumination, the diode is sensitive between 1.50 and 1.65 μm
With back illumination, the diode is sensitive over a wider region between 0.92 and 1.65 μm

A) Quantum efficiency:

Dans les deux cas la couche intrinsèque InGaAs absorbe les longueurs d'onde inférieures à 1.65 μm .

« Top illumination » :

La couche supérieure InGaAsP agit comme un filtre et bloque les longueurs d'ondes inférieures à 1.50 μm .

« Back illumination » :

Le substrat InP agit comme un filtre et bloque les longueurs d'ondes inférieures à 0.92 μm .

EN:

A) Quantum efficiency:

In both cases, the intrinsic InGaAs layer absorbs wavelengths below 1.65 μm .

“Top illumination”:

The top InGaAsP layer acts as a filter, blocking wavelengths below 1.50 μm .

“Back illumination”:

The InP substrate acts as a filter, blocking wavelengths below 0.92 μm .

Exercise 5.2: PIN Heterostructure Photodiodes

a) The capacity of the depletion zone:

$$C_j = S \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon}{W} = \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon}{W}$$

b) The cutoff frequency due to RC time:

$$f_2 = \frac{1}{4R_L C_j} = \frac{W}{R_L \pi d^2 \epsilon_0 \epsilon}$$

c) The cutoff frequency due to the drift time in the intrinsic zone:

$$f_{2d} = \frac{1}{2\tau_{drift}} \approx \frac{v_{sat}}{2W}$$

Optimal:

$$f_2 = f_{2d} \rightarrow W_{opt} = d \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2} v_{sat} R_L \epsilon_0 \epsilon} \cong 0.3 \text{ } [\mu\text{m}]$$

B) Bande passante:

a) Capacité de la zone de déplétion :

$$C_j = S \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon}{W} = \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon}{W}$$

b) Fréquence de coupure due à la capacité :

$$f_2 = \frac{1}{4R_L C_j} = \frac{W}{R_L \pi d^2 \epsilon_0 \epsilon}$$

Cette fréquence diminue si on diminue l'épaisseur W de la zone intrinsèque.

c) Fréquence de coupure due au temps de drift dans la zone intrinsèque :

$$f_{2d} = \frac{v_{sat}}{2W}$$

Cette fréquence augmente si on diminue l'épaisseur W de la zone intrinsèque.

→ Il existe une épaisseur optimale. Elle correspond à la condition $f_2 = f_{2d}$

$$W_{opt} = d \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2} v_{sat} R_L \epsilon_0 \epsilon} \cong 0.3 \text{ } [\mu\text{m}]$$

d) Il faut mettre un biais négatif suffisant pour générer dans la zone intrinsèque un champ électrique élevé et atteindre la vitesse de saturation v_{sat} . Pour des champs trop faibles, la vitesse de drift diminue (elle est donnée par $v_d = \mu E$ avec $\mu =$ mobilité). A bas champs (pour des faibles biais) la fréquence f_{2d} diminue.

Remarque:

Si W est trop faible, l'absorption est réduite et la quantum efficiency est diminuée. Les valeurs typiques de W sont de 1 à 2 μm .

EN:

B) Bandwidth:

a) Depletion zone capacitance :

$$C_j = S \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon}{W} = \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot \frac{\epsilon_0 \epsilon}{W}$$

b) Cut-off frequency due to capacitance :

$$f_2 = \frac{1}{4R_L C_j} = \frac{W}{R_L \pi d^2 \epsilon_0 \epsilon}$$

This frequency decreases with decreasing thickness W of the intrinsic zone.

c) Cut-off frequency due to drift time in the intrinsic zone :

$$f_{2d} = \frac{v_{sat}}{2W}$$

This frequency increases with decreasing intrinsic zone thickness W.

There is an optimum thickness. It corresponds to the condition $f_2 = f_{2d}$

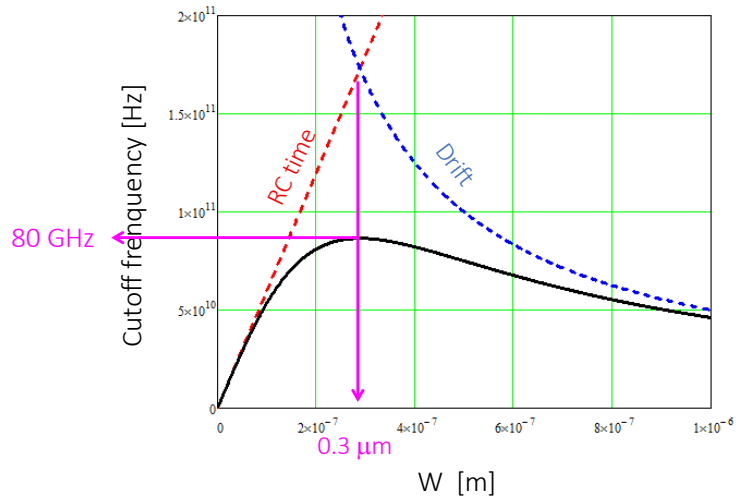
$$W_{opt} = d \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2} v_{sat} R_L \epsilon_0 \epsilon} \cong 0.3 \text{ } [\mu\text{m}]$$

d) Sufficient negative bias must be applied to generate a high electric field in the intrinsic zone and reach saturation speed v_{sat} . If the field strength is too low, drift speed decreases (given by $v_d = \mu E$ with $\mu =$ mobility). At low fields (for low bias) the frequency f_{2d} decreases.

Note:

If W is too low, absorption is reduced and quantum efficiency is diminished. Typical W values are 1 to 2 μm .

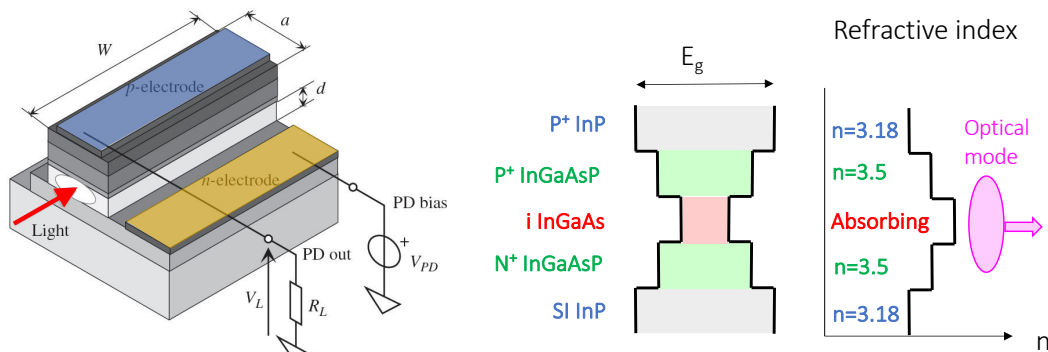
Exercise 5.2: Example



$$\frac{1}{f_{tot}} = \frac{1}{f_c} + \frac{1}{f_{2d}}$$

Thin absorbing layer !!

Exercise 5.2: Waveguide Photodiode (WG-PD)



G. Ghione, «Semiconductor devices for high-speed optoelectronics», Chap. 4, Cambridge

Large gap \rightarrow lower refractive index \rightarrow waveguide

Pour réduire le temps de drift, la meilleure solution serait de réduire au maximum l'épaisseur de la zone absorbante (zone intrinsèque I). Dans une structure Mesa ou planaire classique, illuminée par le haut ou par le bas, cela revient à réduire l'absorption totale de lumière et donc la sensibilité de la photodiode. Une couche de $0.1\mu\text{m}$ illuminée par le haut est partiellement transparente et n'absorbe plus toute la lumière !

Il est possible d'illuminer la diode **par le côté** tout en utilisant une couche absorbante de très faible épaisseur. La lumière provenant de la fibre optique est injectée dans un guide d'onde optique en semi-conducteur. Le guide d'onde est directement produit par les couches de semi-conducteurs formant également la jonction PIN. L'hétérostructure PIN joue à la fois le rôle de guide d'onde et de détecteur de photons.

EN:

To reduce drift time, the best solution would be to reduce the thickness of the absorbing zone (intrinsic zone I) as much as possible. In a conventional Mesa or planar structure, illuminated from above or below, this reduces the total light absorption and therefore the sensitivity of the photodiode. A $0.1\mu\text{m}$ layer illuminated from above is partially transparent and no longer absorbs all the light!

It's possible to illuminate the diode **from the side** while using a very thin absorbing layer. Light from the optical fiber is injected into a semiconductor optical waveguide. The waveguide is produced directly by the semiconductor layers that also form the PIN junction. The PIN heterostructure acts as both waveguide and photon detector.

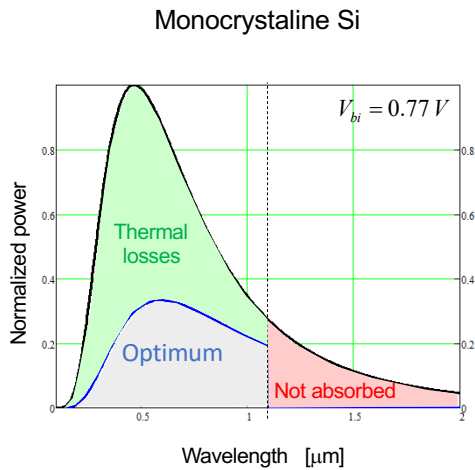
Outline

5.1 High-speed photodiodes and BER

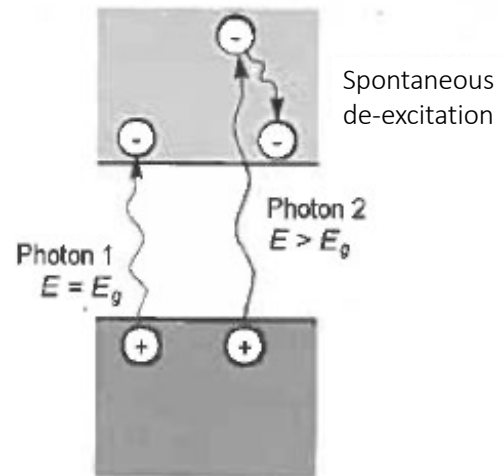
5.2 PIN Heterostructure photodiodes

[Homework 5.1: Maximum Efficiency of Solar Cells](#)

A5.2 Maximum Efficiency of Solar Cells: *which is its origin?*



Thermal losses: we generate «only» the bandgap energy



A. Labouret, M. Viloz,
« installations photovoltaïques »,
Dunod, 2012

1. Si l'énergie d'un photon est plus petite que l'énergie de la bande interdite (gap), le photon n'est pas absorbé, et le matériau est transparent. On parle de pertes par transparence.

2. Si l'énergie d'un photon est plus grande que l'énergie de la bande interdite (gap), le photon est absorbé et produit une paire électron-trou. Ces porteurs photoinduits doivent thermaliser, c'est-à-dire retrouver leur équilibre et perdre l'énergie excédentaire à l'énergie de la bande interdite par des chocs thermiques avec le cristal. On parle de pertes par thermalisation. En fait, la tension maximale récoltée est la tension de seuil (built-in), donc une tension inférieure à la tension du gap.

EN:

1. If the energy of a photon is smaller than the bandgap energy, the photon is not absorbed, and the material remains transparent. This is referred to as losses due to transparency.

2. If the energy of a photon is greater than the bandgap energy, the photon is absorbed, producing an electron-hole pair. These photocharges must undergo thermalization, meaning they need to reach equilibrium and lose the excess energy relative to the bandgap energy through thermal collisions with the crystal. This is referred to as losses due to thermalization. In fact, the harvested voltage is at most the built-in voltage, which is lower than the bandgap voltage.

A5.2 Maximum Efficiency of Solar Cells

$$\eta_{sol} \equiv \frac{P_{el}}{P_{opt}} \leq \frac{I_{ph} V_{bi}}{P_{opt}} \cong \frac{\eta q}{h\nu} \cdot V_{bi} \cong \eta \cdot \frac{qV_{bi}}{h(c/\lambda)}$$

Silicon: $qV_{bi} = 0.77 \text{ eV}$, $\eta = 1$

Sun: $\lambda = 500 \text{ nm}$ (2.5 eV), ($P_{0sun} = 1 \text{ kW/m}^2$)

$$\eta_{sun} \leq 31\% \cong \frac{0.77 \text{ eV}}{2.5 \text{ eV}} \quad \eta_{sun, typical} \cong 25\%$$

Le rendement d'une cellule solaire est défini comme le rapport entre la puissance électrique récoltée et la puissance optique reçue. Essayons d'estimer le rendement maximal d'une cellule solaire : Il est, en tous cas, inférieur au produit du photocourant par la tension de seuil. De plus, la longueur d'onde moyenne du spectre solaire est d'environ 500 nm. Cela nous donne un rendement limite d'environ 30%.

La perte principale provient du fait qu'un photon à 500 nm apporte une énergie de 2,5eV, mais que la paire électron-trou générée ne donne que 0,7eV (correspondant à l'énergie fournie par la tension de seuil, V_{bi}).

En pratique, les meilleures cellules solaires en silicium ont un rendement typique de 25%.

EN:

The efficiency of a solar cell is defined as the ratio between the electrical power harvested and the optical power received. Let's try to estimate the maximum efficiency of a solar cell: it is, in any case, lower than the product of photocurrent and threshold voltage. What's more, the average wavelength of the solar spectrum is around 500 nm. This gives us a limiting efficiency of around 30%.

The main loss comes from the fact that a photon at 500 nm yields an energy of 2.5eV, but the electron-hole pair generated yields only 0.7eV (corresponding to the energy provided by the threshold voltage, V_{bi}).

In practice, the best silicon solar cells have a typical efficiency of 25%.