# Bruit dans un photodétecteur large bande

| | |
|---|---|
| Type : | Note |
| Document : | BAPD-NOT-0117-B |
| Diffusion : | Libre |
| Date révision : | Novembre 2008 |
| Auteur : | Gilles Bailly |

Laboratoire Collisions, Agrégats et Réactivité
UMR5589 CNRS-Universite Paul Sabatier
118 Rte de Narbonne 31062 Toulouse Cedex 04
Tél : +33 (0)5 61 55 60 23
Fax : +33 (0)5 61 55 83 17
www.irsamc.ups-tlse.fr

# 1 Introduction

## 1.1 Objet

Cette note présente les différentes étapes à franchir pour évaluer le bruit dans un photodétecteur large bande passante. Après avoir modélisé les éléments électroniques du montage, leurs caractéristiques sont utilisées afin de déterminer le bruit de chaque étage pour arriver à exprimer celui du photodétecteur complet. L'application numérique proposée porte sur un détecteur en service dans le laboratoire.

## 1.2 Documents *LCAR*

| | |
|---|---|
| ATIPR-SCH-0100-A | Schémas électroniques amplificateur |
| MPDR-MAN-0104-A | Manuel d'utilisation module photodétecteur |

## 1.3 Autres documents

| | |
|---|---|
| Hamamatsu InGaAs | Pin photodiode G8376 series |
| New Focus | Insights into high speed photodetectors ... |
| Texas Instruments | Noise analysis for high-speed op amps |
| Linear Technology | LT6200 operational amplifier |
| Linear Technology | LT1227 operational amplifier |

## 1.4 Acronymes

| | |
|---|---|
| OPA | Operational amplifier |
| NEP | Noise equivalent power |
| VFA | Voltage feedback OPA |
| CFA | Current feedback OPA |

## 1.5 Notations

| | |
|---|---|
| $e_{Rs}$ | tension de bruit résistance $R_s$ |
| $e_{Rf}$ | tension de bruit résistance $Rf$ |
| $i_{Rg}$ | courant de bruit résistance $R_g$ |
| $e_+$ | tension de bruit entrée + OPA |
| $i_+$ | courant de bruit entrée + OPA |
| $i_-$ | courant de bruit entrée - OPA |
| $G$ | gain amplificateur |
| $S$ | sensibilité photodiode |
| $P_{Sdc}$ | Composante continue puissance lumineuse « signal » |
| $p_{Sac}$ | Composante alternative puissance lumineuse « signal » |
| $I_{DK}$ | Courant continu d'obscurité photodiode |
| $I_{Sdc}$ | Courant continu signal $P_{Sdc}$ photodiode |
| $i_{Sac}$ | Courant alternatif signal $p_{Sac}$ photodiode |
| $i_D$ | Courant de bruit photodiode |
| $i_{PD}$ | Courant de bruit photodétecteur complet |
| $q$ | charge électronique ($160 \times 10^{-21}$ C) |
| $T$ | température ambiante(300 K) |
| $k$ | constante Boltzman ($13.8 \times 10^{-24}$ J/K) |

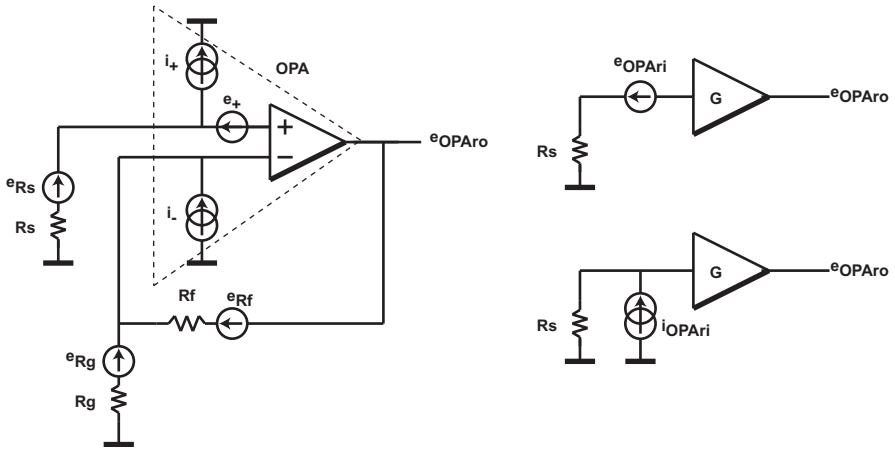



FIG. 1: *L'amplificateur bruyant et ses modèles équivalents.* L'amplificateur présente 3 sources de bruit $i_+$, $i_-$ et $e_+$ dont les caractéristiques sont directement données par le constructeur. Les résistances du montage sont modélisées par une résistance non-bruyante (à $0\,K$) associée à la tension de bruit $e_R = \sqrt{4kTR}$. L'amplificateur équivalent de gain G peut faire intervenir soit la tension de bruit ramenée en entrée $e_{OPAri}$, soit le courant de bruit en entrée $i_{OPAri}$.

### 1.6 Diffusion

Libre.

## 2 Modélisation

### 2.1 Modèle de l'amplificateur réel

La gamme de fréquence requise s'étend jusqu'à $50\,MHz$. Dans ce domaine de fréquence, les amplificateurs opérationnels de type VFA et CFA demeurent de bons candidats pour la réalisation d'amplificateurs faible-bruit. Au-delà, il faut recourir à la technologie radio-fréquence.

La configuration amplificateur non-inverseur montrée sur la figure 1 indique la présence des sources de bruit qui doivent être prises en compte. Les grandeurs liées aux bruits sont les densités spectrales exprimées soit en $V/\sqrt{Hz}$ soit en $A/\sqrt{Hz}$. Tous les bruits sont supposés être non-corrélés entre eux ce qui permet d'utiliser la somme en moyenne quadratique pour déterminer les caractéristiques équivalentes.

Afin d'alléger les notations, on parlera de densité spectrale sans préciser s'il s'agit d'une tension, d'un courant ou d'une puissance. De la même façon, l'expression tension (ou courant) de bruit pourra désigner soit une densité spectrale en tension (courant), soit une valeur efficace obtenue par intégration sur le domaine de fréquence.

L'expression de la tension de bruit en sortie de l'amplificateur est :

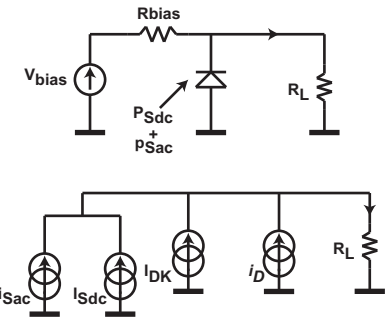



FIG. 2: *La photodiode bruyante et son modèle équivalent.* La photodiode, polarisée en inverse sous la tension $V_{BIAS}$ et illuminée sous une puissance (signal) de composantes continue $P_{Sdc}$ et alternative $p_{Sac}$, délivre respectivement les courants $I_{Sdc}$ et $i_{Sac}$. Le passage des courants continus d'obscurité $I_{DK}$ et signal $I_{Sdc}$, à travers la jonction de la diode provoque l'apparition du courant de bruit $i_D$. Le circuit de mesure est symbolisé par la résistance de charge $R_L$.

$$e_{OPAro} = [e_+^2 + (i_+ R_s)^2 + 4kTR_s]G^2 + [(i_- R_f)^2 + 4kTR_f G] \qquad (1)$$

Le premier et le second terme entre crochets de (1) sont associés respectivement à l'entrée + et l'entrée - de l'OPA.

## 2.2 Modèle de la photodiode

L'utilisation de la photodiode schématisée sur la figure 2 fait apparaître 4 sources de courant. $I_{Sdc}$ et $i_{Sac}$ correspondent respectivement à la conversion des puissances lumineuses continue $P_{Sdc}$ et alternative $p_{Sac}$. L'intensité $I_{DK}$ est celle du courant qui traduit l'imperfection de la photodiode à délivrer un courant nul dans l'obscurité. Enfin $i_D$ modélise le bruit de grenaille induit par les 2 sources continues $I_{Sdc}$ et $I_D$ :

$$\begin{aligned} i_D &= \sqrt{2q(I_{Sdc} + I_{DK})} \\ &= \sqrt{i_{Sdc}^2 + i_{DK}^2} \quad (A/\sqrt{Hz}) \end{aligned} \qquad (2)$$

La puissance de bruit équivalente de la photodiode donnée par la $NEP_C$ « constructeur »correspond à la puissance lumineuse minimale requise ($I_{Sdc} = 0$) pour obtenir un courant d'intensité égale à celle du courant de bruit $i_D$.

On obtient la $NEP_C$ à partir de (2) en faisant $i_{Sdc} = 0$ :

$$\begin{aligned} NEP_C &= \frac{\sqrt{2q \times I_{DK}}}{S} \\ &= \frac{i_{DK}}{S} \quad (W/\sqrt{Hz}) \end{aligned} \qquad (3)$$

On note que la $NEP_C$ dépend de la longueur d'onde $\lambda$, de la température $T$ et de la tension inverse appliquée sur la photodiode qui agissent sur la sensibilité $S$ et le courant d'obscurité $I_D$.

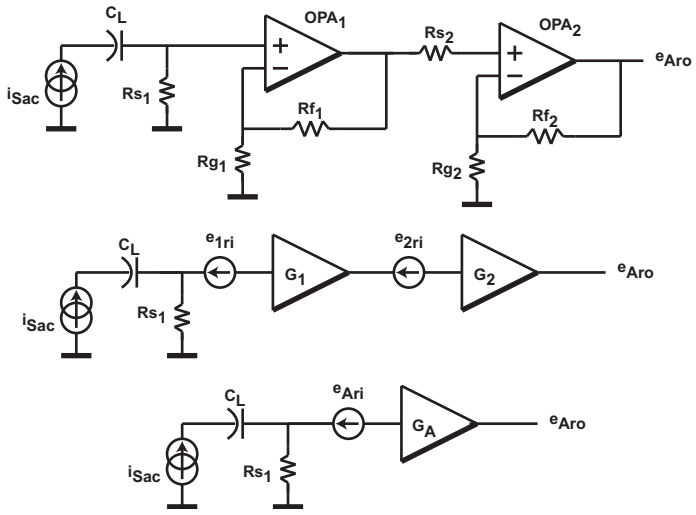



FIG. 3: *Mise en cascade de 2 OPA*. Le circuit mesure la composante alternative du courant d'intensité $i_{Sac}$ à travers le filtre $R_{s1}/C_L$. Chaque OPA pris individuellement conduit à un amplificateur de gain $G_k$ et de tension de bruit $e_{kri}$. Le signal utile $i_{Sac} \times R_{S1}$ est mesuré par l'amplificateur équivalent de gain $G_A$ et de bruit $e_{Ari}$. On note que le bruit de la résistance $R_{S1}$ est pris en compte dans $e_{1ri}$.

L'équation (3) est réellement intéressante lorsqu'il s'agit de déceler une faible puissance lumineuse. En présence d'une puissance lumineuse moyenne non-nulle, la $NEP_C$ perd sa signification, le courant de bruit $i_{Sdc}$ pouvant être très grand devant $i_D$. Dans ce cas, la $NEP_D$ - plus réaliste - s'obtient à partir de (2) :

$$\begin{aligned} NEP_D &= \frac{\sqrt{2q \times (I_{DK} + I_{Sdc})}}{S} \\ &= \frac{\sqrt{i_{Sdc}^2 + i_{DK}^2}}{S} \quad (W/\sqrt{Hz}) \end{aligned} \tag{4}$$

## 2.3 Modèle du schéma de mesure

Seule la composante alternative $i_{Sac}$ du courant détecté par la photodiode est amplifiée. L'amplificateur est réalisé par la mise en cascade de deux étages comme indiqué à la figure 3. Chaque amplificateur est caractérisé par son couple $(G_k, e_{kri})$ qui regroupe le gain et la tension de bruit ramenée en entrée.

L'amplificateur équivalent $(G_A, e_{Ari})$ est donné par :

$$G_A = G_1 G_2 \quad (V/V) \tag{5}$$

$$e_{Ari} = \frac{\sqrt{(e_{1ri} \times G_1 G_2)^2 + (e_{2ri} \times G_2)^2}}{G_1 G_2}$$

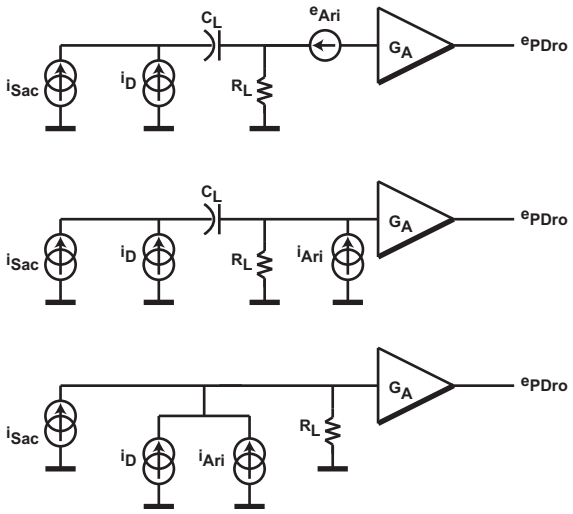



FIG. 4: *Le photodétecteur complet.* Aux fréquences d'intérêt l'impédance du condensateur de liaison est négligeable et les densités spectrales des bruits sont supposées être constantes. Les courants d'intensité $i_D$ et $i_{Ari}$ sont les 2 sources de bruit du montage. Leur contribution respective est amplifiée au même titre que le signal utile $i_{Sac}$ par le gain de transimpédance $Z = R_L \times G_A$.

$$e_{Ari} = \sqrt{(e_{1ri})^2 + (\frac{e_{2ri}}{G_1})^2} \quad (V/\sqrt{Hz}) \tag{6}$$

Cette tension de bruit peut être convertie en courant de bruit ramené en entrée noté $i_{Ari}$ par simple division par la résistance d'entrée du circuit amplificateur $R_L = R_{S1}$ :

$$i_{Ari} = \frac{\sqrt{(e_{1ri} \times G_1 G_2)^2 + (e_{2ri} \times G_2)^2}}{R_L \times G_1 G_2}$$

$$i_{Ari} = \sqrt{(\frac{e_{1ri}}{R_L})^2 + (\frac{e_{2ri}}{R_L G_1})^2} \quad (A/\sqrt{Hz}) \tag{7}$$

Les expressions (6) et (7) indiquent que le bruit du second étage contribue au bruit total en étant atténué par le gain du premier. Ainsi, si $G_1 \gg 1$, le bruit ramené par le second étage est négligeable. Il faut donc organiser la structure de l'amplificateur en conséquence : forts gains et OPA faible-bruit en tête, le dernier étage étant choisi pour sa capacité à piloter une ligne coaxiale par exemple et non pas pour ses caractéristiques faible-bruit .

Le montage du détecteur complet incluant les sources de courant de la photodiode est indiquée sur la figure (4). Le bruit en courant $i_D$ issu de la photodiode provoque une chute de tension dans la résistance de charge $R_L$ qui est amplifiée par le gain équivalent. Le bruit en sortie du détecteur est :

$$e_{PDro} = \sqrt{[(i_D^2 + i_{Ari}^2)](R_L G_A)^2}$$

En définissant le gain en transimpédance du circuit :

$$Z = R_L \times G_A \tag{8}$$

On obtient pour le bruit en sortie du détecteur :

$$e_{PDro} = \sqrt{(i_D^2 + i_{Ari}^2)} \times Z \quad (V/\sqrt{Hz}) \tag{9}$$

Le courant de bruit équivalent ramené en entrée utilisé pour le calcul de la NEP s'écrit :

$$i_{PDri} = \sqrt{(i_D^2 + i_{Ari}^2)} \quad (A/\sqrt{Hz}) \tag{10}$$

## 2.4 Puissance de bruit du photodétecteur large bande

On étend la notion de NEP de la photodiode seule au photodétecteur complet. Pour cela il suffit de reprendre l'équation (4) en y incluant la contribution $i_{Ari}$ de l'électronique de mesure. La NEP s'écrit simplement :

$$NEP_{PD} = \frac{\sqrt{(i_{Sdc}^2 + i_{DK}^2 + i_{Ari}^2)}}{S} \quad (W/\sqrt{Hz}) \tag{11}$$

La puissance lumineuse de bruit équivalente s'obtient par intégration de la $NEP_{PD}$. Lorsque le système de mesure est un filtre passe-bas d'ordre un et de bande passante $B$, elle vaut :

$$P_B = \sqrt{\int_0^\infty NEP_{PD}^2 \times \frac{1}{1 + (f/B)^2} \, df}$$

Si la $NEP_{PD}$ est constante dans la bande $B$, et en introduisant la notion de bande passante équivalente de bruit $ENBW = B \times \pi/2$, on obtient :

$$P_B = NEP_{PD} \times \sqrt{ENBW} \quad (W) \tag{12}$$

En sortie du détecteur, les tensions relatives au bruit et à la composante alternative du signal sont respectivement :

$$\begin{aligned} V_B &= P_B \times S \times Z \quad (V) \\ V_{Sac} &= p_{Sac} \times S \times Z \quad (V) \end{aligned}$$

On en déduit le rapport signal sur bruit :

$$\begin{aligned} RSB &= 20 \times \log\left\{\frac{V_{Sac}}{V_B}\right\} \\ &= 20 \times \log\left\{\frac{p_{Sac}}{\sqrt{ENBW} \times \sqrt{2q(\frac{(i_{Ari}^2 + i_{DK}^2)}{2qS} + P_{Sdc})}}\right\} \\ &= 20 \times \log\left\{\frac{p_{Sac}}{\sqrt{ENBW} \times \sqrt{2q(P_T + P_{Sdc})}}\right\} \quad (dB) \end{aligned} \tag{13}$$

Où $P_T = \frac{(i_{Ari}^2 + i_{DK}^2)}{2qS}$ définit la puissance lumineuse équivalente au bruit technique.

On note d'une part que le RSB décroit en racine carrée de la bande passante de mesure. D'autre part, on distingue 2 cas extrèmes selon la puissance du bruit technique $P_T$ : i) si $P_{Sdc} \ll P_T$, c'est le bruit de l'amplificateur $i_{Ari}$ qui limite pratiquement le RSB ; ii) dans le cas contraire, c'est le bruit lié à $P_{Sdc}$ qui fixe le niveau du RSB. Ces deux valeurs limites du RSB sont :

$$RSB = 20 \times \log\left\{\frac{p_{Sac}}{\sqrt{P_T}} \times \frac{1}{\sqrt{ENBW \times 2q}}\right\} si\, P_T \gg P_{Sdc} \quad (14)$$

$$= 20 \times \log\left\{\frac{p_{Sac}}{\sqrt{P_{Sdc}}} \times \frac{1}{\sqrt{ENBW \times 2q}}\right\} si\, P_T \ll P_{Sdc} \quad (15)$$

La marge de bruit distingue ces deux cas limites :

$$M_B = 20 \times \log\left\{\frac{P_{Sdc}}{P_T}\right\} \quad (dB) \quad (16)$$

Une marge $M_B \geq +6\,dB$ est le minimum requis pour négliger le bruit technique apporté par l'amplificateur et le courant d'obscurité de la photodiode et se placer dans le cas (15).

On note que si le signal à détecter se limite uniquement à la puissance $P_{Sdc}$, le RSB donné par (15) prend la valeur :

$$RSB = 20 \times \log\left\{\sqrt{P_{Sdc}} \times \frac{1}{\sqrt{ENBW \times 2q}}\right\}$$

# 3 Application numérique

La photodiode utilisée est de type InAsGA rapide. L'étage d'amplification est constitué d'un premier étage de type VFA et d'un dernier étage de type CFA. La résistance de mesure est fixée à $R_L = 50\ \Omega$.

Pour les caractéristiques détaillées des composants, se référer à la section 1.3.

## 3.1 Bruit des amplificateurs

Les caractéristiques nécessaires sont listées dans le tableau 1. Dans le domaine de fréquence utile les densités spectrales sont constantes.

A partir de (1), on détermine le bruit en sortie de chaque amplificateur. Pour une température $T = 300\ K$, la densité associée à une résistance est $e_R = 0.13\,nV/\sqrt{Hz} \times \sqrt{R}$. Pour les résistances du montage, on obtient :

$$e_{50\Omega} = 0.92 \quad nV/\sqrt{Hz}$$
$$e_{470\Omega} = 2.8 \quad nV/\sqrt{Hz}$$
$$e_{750\Omega} = 3.5 \quad nV/\sqrt{Hz}$$

Pour le premier étage, le bruit de sortie est :

| Paramètres | OPA1 | OPA2 | Unités |
|---|---|---|---|
| Référence | LT6200-10 | LT1227 | |
| Type | VFA | CFA | |
| $G$ | 22.4 | 2 | $V/V$ |
| $R_F$ | 470 | 750 | $\Omega$ |
| $R_G$ | 22 | 750 | $\Omega$ |
| $e_+$ | $0.95 \times 10^{-9}$ | $3 \times 10^{-9}$ | $V/\sqrt{Hz}$ |
| $i_+$ | $3 \times 10^{-12}$ | $1.7 \times 10^{-12}$ | $A/\sqrt{Hz}$ |
| $i_-$ | $3 \times 10^{-12}$ | $32 \times 10^{-12}$ | $A/\sqrt{Hz}$ |

TAB. 1 – Caractéristiques des amplificateurs.

$$\begin{aligned} e_{1ro}^2 &= [(0.95 \times 10^{-9})^2 + (3 \times 10^{-12} \times 50)^2 + (0.92 \times 10^{-9})^2]22.4^2 + \\ &\quad [(3 \times 10^{-12} \times 470)^2 + (2.8 \times 10^{-9})^2 \times 22.4] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e_{1ro}^2 &= \underbrace{(21.3 \times 10^{-9})^2}_{e_+} + \underbrace{(3.3 \times 10^{-9})^2}_{i_+ \times R_s} + \underbrace{(20.6 \times 10^{-9})^2}_{e_{R_s}} + \\ &\quad \underbrace{(1.4 \times 10^{-9})^2}_{i_- \times R_f} + \underbrace{(13.2 \times 10^{-9})^2}_{e_{R_f}} \end{aligned}$$

$$e_{1ro} = 32.8 \quad nV/\sqrt{Hz}$$

Cette quantité est due esssentiellement (90%) aux contributions de la tension de bruit de l'OPA et de la résistance d'entrée $R_s$ . L'influence des courants de bruit est négligeable pour les résistances données. Le bruit dû à la résistance de contre-réaction $R_f$ intervient pour 10% de $e_{1ro}$. La diminution $e_{1ro}$ passe donc par une diminution conjointe des densités $e_{Rs}$ et $e_+$. Pour la première, on peut : i) jouer sur la résistance $R_s$ ($e_{Rs} \propto \sqrt{R_s}$) au détriment du gain de transimpédance $Z$ ($Z \propto R_s$) ; ii) abaisser la température localement ($e_{Rs} \propto \sqrt{T}$). Pour la seconde, la marge de progression est faible, le niveau atteint par $e_+$ avoisinant déja celui d'une résistance de $50\Omega$ à $300K$ - ce qui correspond à un très bon OPA faible-bruit. Même s'il était possible de descendre bien au-dessous de 0.95 $nV/\sqrt{Hz}$, compte-tenu des remarques ci-dessus, la résistance de mesure limiterait rapidement les performances et $e_{R_s}$ apparaît donc comme le minimum atteignable par $e_{1ri}$.

On obtient la densité en entrée en divisant par le gain $G_1$ :

$$e_{1ri} = 1.46 \quad nV/\sqrt{Hz}$$

De la même manière, pour le second étage on calcule le bruit en sortie :

$$\begin{aligned} e_{2ro}^2 &= [(3 \times 10^{-9})^2 + (1.7 \times 10^{-12} \times 50)^2 + (0.92 \times 10^{-9})^2]2^2 + \\ &\quad [(32 \times 10^{-12} \times 750)^2 + (3.5 \times 10^{-9})^2 \times 2] \end{aligned}$$

$$e_{2ro}^2 = \underbrace{(6\times10^{-9})^2}_{e_+} + \underbrace{(0.17\times10^{-9})^2}_{i_+\times R_s} + \underbrace{(1.8\times10^{-9})^2}_{e_{R_s}} + \underbrace{(24\times10^{-9})^2}_{i_-\times R_f} + \underbrace{(7\times10^{-9})^2}_{e_{R_f}}$$

$$e_{2ro} = 25 \quad nV/\sqrt{Hz}$$

On note que, cette fois, c'est le bruit dû au courant $i_-$ de l'OPA qui fixe à 96% le bruit en sortie de l'OPA . Pour la technologie CFA, les bruits $i_+$ et $i_-$ diffèrent de plus d'un ordre de grandeur. La diminution de ce bruit est limitée par le fait que la résistance $R_f$ est fixée par le constructeur pour garantir la bande passante. Si l'étage précédent est à fort gain, alors la contribution du présent étage sera minimisée et il est inutile de s'efforcer à rechercher un second étage très faible bruit pour des caractéristiques qui, de toutes façons, n'apparaîtront pas dans celles de l'amplificateur complet.

Le bruit en entrée du deuxième OPA est :

$$e_{2ri} = 12.5 \quad nV/\sqrt{Hz}$$

## 3.2 Bruit de l'amplificateur équivalent

La mise en cascade de deux amplificateurs bruyants conduit à un bruit en sortie :

$$e_{Aro} = \sqrt{(1.46\times10^{-9}\times22.4\times2)^2 + (12.5\times10^{-9}\times2)^2}$$

$$e_{Aro} = \sqrt{\underbrace{(67\times10^{-9})^2}_{OPA_1} + \underbrace{(25\times10^{-9})^2}_{OPA_2}}$$

Les caractéristiques de l'amplificateur équivalent sont données par (6), (7) et (5) :

$$\begin{aligned} e_{Ari} &= 1.6 \quad nV/\sqrt{Hz} \\ i_{Ari} &= 31 \quad pA/\sqrt{Hz} \\ G_A &= 45 \quad V/V \\ e_{Aro} &= 70 \quad nV/\sqrt{Hz} \end{aligned}$$

Notes :

1. La mesure à l'analyseur de spectre donne un bruit $\widehat{e}_{Ari} = 1.65\ nV/\sqrt{Hz}$
2. les données ci-dessus sont valables seulement si la sortie de l'amplificateur est chargée par une haute impédance. Sur une charge 50 Ω, il faut diviser par deux le gain équivalent et la tension de bruit en sortie, le bruit ramené en entrée est inchangé.

## 3.3 Bruit de la photodiode

La diode est polarisée en inverse sous $+5V$ ce qui a pour effet d'augmenter le courant d'obscurité. Le constructeur indique alors un courant $I_{DK} = 0.3\ nA$ ce qui entraîne un courant de bruit dont l'intensité est donnée par (2) :

$$i_{DK} = 9.8 \times 10^{-15} \quad A/\sqrt{Hz}$$

Deux puissances lumineuses continues maximales sont admissibles selon le gain de l'étage transimpédance continu (non-traité dans ce document) : $P_{Sdc} = 0.7\,mW$ et $P_{Sdc} = 7\,mW$. Le courant de bruit associé est compris entre :

$$10 \times 10^{-12} \leq i_{Sdc} \leq 40 \times 10^{-12} \quad A/\sqrt{Hz} \tag{17}$$

(18)

## 3.4 Bruit du photodétecteur

On peut maintenant calculer le courant de bruit ramené en entrée du montage complet à l'aide de (10) selon les puissances continues incidentes $P_{Sdc}$ :

$$\begin{aligned} i_{PDri}\big|_{0.7mW} &= \sqrt{\underbrace{(9.8 \times 10^{-15})^2}_{i_{DK}} + \underbrace{(10 \times 10^{-12})^2}_{i_{Sdc}} + \underbrace{(31 \times 10^{-12})^2}_{i_{Ari}}} \quad (19) \\ &\approx 30 \times 10^{-12} \quad A/\sqrt{Hz} \\ i_{PDri}\big|_{7mW} &= \sqrt{\underbrace{(9.8 \times 10^{-15})^2}_{i_{DK}} + \underbrace{(40 \times 10^{-12})^2}_{i_{Sdc}} + \underbrace{(31 \times 10^{-12})^2}_{i_{Ari}}} \\ &\approx 50 \times 10^{-12} \quad A/\sqrt{Hz} \end{aligned}$$

Dans les deux cas, le courant $i_{DK}$ est négligeable. Le courant $i_{Sdc}$ est du même ordre de grandeur que $i_{Ari}$ de l'amplificateur à qui correspond la puissance équivalente au bruit technique $P_T = 3\,mW$. Ceci est illustré par la faible marge de bruit comprise entre $-12 \leq M_B \leq 7.4 \quad dB$.

## 3.5 Puissance équivalente de bruit

La $NEP_{PD}$ est donnée en appliquant (11) avec $S = 0.7\,A/W$ pour $\lambda = 1064\,nm$ :

$$\begin{aligned} NEP_{PD}\big|_{0.7mW} &= (30 \times 10^{-12})/0.7 = 45 \times 10^{-12} \quad W/\sqrt{Hz} \\ NEP_{PD}\big|_{7mW} &= (50 \times 10^{-12})/0.7 = 70 \times 10^{-12} \quad W/\sqrt{Hz} \end{aligned}$$

Si la mesure est faite dans une bande passante $B = 10\,MHz$, la puissance lumineuse de bruit équivalente est donnée par (12) :

$$\begin{aligned} P_B\big|_{0.7mW} &= 45 \times 10^{-12} \times \sqrt{10^7 \times \pi/2} = 180 \quad nW \\ P_B\big|_{7mW} &= 70 \times 10^{-12} \times \sqrt{10^7 \times \pi/2} = 280 \quad nW \end{aligned}$$

La tension de bruit mesurée en sortie du photodétecteur de gain transimpédance $Z = 50\Omega \times 45$ est :

$$\begin{aligned} V_B\big|_{0.7mW} &= 180 \times 10^{-9} \times 0.7 \times 50 \times 45 = 280 \quad \mu V \\ V_B\big|_{7mW} &= 280 \times 10^{-9} \times 0.7 \times 50 \times 45 = 440 \quad \mu V \end{aligned}$$