

# Détection de rayonnement à très basses Température

4<sup>ème</sup> Ecole d'Automne D'Aussois : Balaruc les Bains 14- 20 Novembre 1999

Electronique de mesure pour bolomètres

Alain Benoit

# Electronique de mesure pour bolomètres

## Table des matières

A. Bruit de l'amplificateur et du bolomètre.....	1
1) Caractéristique d'un FET .....	1
2) Cas d'un SQUID ou d'un transistor à un electron (SET).....	1
3) Valeur typique des bruits, impédance d'entrée et température de bruit .....	2
4) Adaptation d'impédance pour un bolomètre résistif.....	2
5) Adaptation d'impédance pour un détecteur de charge capacitif.....	2
6) Techniques d'adaptation d'impédance .....	3
a) Utilisation d'un transformateur .....	3
b) Utilisation d'un circuit résonnant .....	4
B. Circuit d'entrée du préamplificateur .....	5
1) Bouclage électrique / contre-réaction .....	5
2) Polarisation du détecteur.....	5
a) Polarisation par résistance .....	5
b) Polarisation par condensateur .....	6
3) Amplificateur différentiel .....	6
C. Modulation - Détection synchrone .....	8
1) Modulation du signal sur le bolomètre.....	8
2) Modulation électrique.....	8
a) Modulation sinusoïdale.....	8
b) Modulation carrée .....	8
D. Dynamique de mesure stabilité et acquisition .....	9
1) Stabilité de la chaine d'acquisition .....	9
2) Tension d'opposition.....	9
a) Opposition après la detection synchrone .....	9
b) Opposition avant la detection synchrone.....	10
c) Opposition sur le bolomètre.....	10
3) Detection synchrone numérique.....	10
4) Acquisition de données.....	11
a) Acquisition continue.....	11
b) Déclenchement par programme .....	11

## A. Bruit de l'amplificateur et du bolomètre

### 1) Caractéristique d'un FET

Le FET mesure la tension appliquée sur la grille (ou Gate). Sa sensibilité se caractérise généralement par sa tension de bruit. Il y a généralement un domaine de fréquence où ce bruit est un bruit blanc caractérisé par une densité spectrale  $S(V)$ . A basse fréquence, on a généralement une remontée du bruit en  $1/F$ . Le terme en  $1/F$  devient prépondérant en dessous d'une fréquence de coupure  $F_c$ .

Il est caractérisé par une capacité d'entrée non nulle (typiquement de quelques pico Farad et jusqu'à quelques nanoFarad suivant les FET)

Le courant d'entrée sur la grille est nul ou presque nul mais il peut induire un courant de bruit. Ce bruit sera caractérisé par une densité spectrale de bruit  $S(I)$ .

On peut ensuite définir une résistance équivalente de bruit: c'est la résistance  $R_{\text{bruit}}$  qui présente un bruit Johnson à la température  $T_{\text{bruit}}$  égal au bruit du FET, aussi bien en tension qu'en courant.

$$S(V) = \sqrt{4 k T_{\text{bruit}} R_{\text{bruit}}} \quad \text{et} \quad S(I) = \sqrt{\frac{4 k T_{\text{bruit}}}{R_{\text{bruit}}}}$$

La température de bruit ainsi définie représente l'énergie minimum que le FET pourra détecter dans le cas où il sera parfaitement adapté en impédance avec la source, soit

$$R_{\text{source}} = R_{\text{bruit}} .$$

### 2) Cas d'un SQUID ou d'un transistor à un électron (SET)

- Dans le cas d'un SQUID, on a en général un bruit blanc en courant de densité spectrale  $S(I)$ . Par contre, l'entrée du signal se fait sur une self de valeur  $L$ . L'impédance d'entrée est alors  $Z = L\omega$ . On peut alors définir la température de bruit du SQUID en écrivant :

$$S(I) = \sqrt{\frac{4 k T_{\text{bruit}}}{R_{\text{bruit}}}} \quad \text{et} \quad R_{\text{bruit}} = L \omega \quad \text{soit} \quad k T_{\text{bruit}} = \frac{L\omega}{4} S(I)^2$$

On voit que la température de bruit, soit l'énergie que l'on peut mesurer, dépend de la fréquence, ou du temps de mesure. Cela n'est pas étonnant pour un système quantique où l'on s'attend, d'après le principe d'incertitude, à  $\Delta E \Delta T < \hbar$ .

$$\text{Ici, cela nous donne} \quad \Delta E \Delta T = \frac{L}{4} S(I)^2 < \hbar$$

Un bon SQUID commercial donne typiquement un bruit en courant de  $0.1 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$  avec une self de  $1 \text{ } \mu\text{H}$  soit  $\Delta E \Delta T = 0.25 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-12} \cdot 10^{-12} = 2.5 \cdot 10^{-32}$  soit quelques centaines de  $\hbar$ .

Un transistor SET a une capacité d'entrée de l'ordre de  $10^{-17}$  à  $10^{-15}$  Farad

Son bruit en charge est de l'ordre de  $5 \cdot 10^{-5}$  électrons. Le bruit en tension est relié au bruit en charge par la formule  $q = CV$ , soit une densité de bruit en tension  $S(V)$  compris entre  $1 \text{ } \mu\text{V} / \sqrt{\text{Hz}}$  et  $10 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$

On peut alors définir la température de bruit du SET en écrivant :

$$S(V) = \sqrt{4kTR} \quad \text{avec} \quad R = \frac{1}{C\omega} \quad \text{soit} \quad kT = \frac{C\omega}{4} S(V)^2$$

Comme pour un SQUID, la température de bruit augmente avec la fréquence (proportionnel à  $\omega$ ) comme on peut s'y attendre pour un système quantique limité par le principe d'incertitude.

### 3) Valeur typique des bruits, impédance d'entrée et température de bruit

	S(V)	S(I)	T <sub>bruit</sub>	R <sub>bruit</sub>	remarques
	V / $\sqrt{\text{Hz}}$	A / $\sqrt{\text{Hz}}$	Kelvin	Ohm	
transistor bipolaire	0.3 nV	1 pA	2000 mK	100	
JFET Silicium T=300K	1 nV	1 fA	20 mK	10 <sup>6</sup>	bruit 1/F F<10Hz
JFET Silicium T=120K	1 nV	0,1 fA	2 mK	10 <sup>7</sup>	
MosFET à T<=4.2K	1 $\mu$ V	< 10 <sup>-16</sup>	200 mK	>10 <sup>11</sup>	R <sub>bruit</sub> -> $\infty$
FET AsGa à T<=4.2K	1 nV	1 fA	20mK	10 <sup>6</sup>	bruit 1/F F<10kHz
SQUID (T<=4.2K)		1 pA	2 10 <sup>-10</sup> $\omega$	10 <sup>-6</sup> $\omega$	
SET (T<=100mK)	100 nV		2 10 <sup>-8</sup> $\omega$	10 <sup>16</sup> / $\omega$	

A basse fréquence ( $f < 1\text{kHz}$  soit  $\omega < 10^4$ ) on voit que un SQUID ou un SET est bien plus performant qu'un FET à condition d'être capable d'adapter l'impédance du détecteur à l'impédance de bruit du SQUID (quelques  $\mu\Omega$  à quelques  $m\Omega$ ) ou du SET (quelques  $T^{1/2}$ ).

A plus haute fréquence, les performances du SQUID ou du SET se rapprochent de celles d'un FET. En effet, un SQUID typique à 1 MHz ( $\omega = 6 \cdot 10^6$ ) a une température de bruit de 1 mK, comparable à celle d'un très bon FET.

On voit ainsi que, si l'on est capable de faire fonctionner un FET très bas bruit à haute fréquence, le FET se rapproche de la limite quantique.

### 4) Adaptation d'impédance pour un bolomètre résistif

On voit que, si l'impédance du bolomètre correspond à l'impédance de bruit du FET, il suffit que la température de bruit du FET soit inférieure à la température de mesure pour rendre négligeable le bruit de l'amplificateur. Par contre, si l'impédance est différente, le bruit en courant ou en tension va dominer et le critère est plus contraignant.

soit  $R_{\text{bolo}}$  et  $T_{\text{bolo}}$  la résistance et la température de fonctionnement du bolomètre.

Si l'on veut que le bruit de l'amplificateur soit inférieur au bruit Johnson de la résistance du bolomètre, il faut :

$$\sqrt{4kT_{\text{bruit}}R_{\text{bruit}}} < \sqrt{4kT_{\text{bolo}}R_{\text{bolo}}} \quad \text{et} \quad \sqrt{\frac{4kT_{\text{bruit}}}{R_{\text{bruit}}}} < \sqrt{\frac{4kT_{\text{bolo}}}{R_{\text{bolo}}}}$$

On a alors la contrainte suivante sur la résistance du bolomètre:

$$R_{\text{bruit}} \frac{T_{\text{bruit}}}{T_{\text{bolo}}} < R_{\text{bolo}} < R_{\text{bruit}} \frac{T_{\text{bolo}}}{T_{\text{bruit}}}$$

### 5) Adaptation d'impédance pour un détecteur de charge capacitif

Si le détecteur est composé d'un condensateur parfait de valeur  $C$ , son impédance est simplement  $Z = \frac{1}{C \omega}$ .

La condition d'adaptation d'impédance s'écrit alors

$$\frac{1}{C \omega} = R_{\text{bruit}} \quad \text{soit} \quad \omega = \frac{1}{R_{\text{bruit}} C}$$

La charge mesurable sur un tel détecteur est reliée à l'énergie ( $E = \frac{q^2}{C}$ ) et nous est donnée par la température de bruit du FET:

$$\frac{q^2}{C} = 4 k T \quad \text{soit} \quad q = \sqrt{4 k C T_{\text{bruit}}}$$

Pour un très bon FET de 2mK et 10 M $\Omega$ , associé à un détecteur de 100 pF, on trouve:

$$\omega = \frac{1}{R_{\text{bruit}} C} = 1000$$

$$q = \sqrt{4 k C T_{\text{bruit}}} = \sqrt{4 \cdot 10^{-23} \cdot 10^{-10} \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 3 \cdot 10^{-18} = 20 \text{ électrons}$$

Cependant, cette sensibilité ne sera atteinte qu'en mesurant avec des fréquences de l'ordre de 150 Hz ce qui peut être rendu difficile à cause du bruit en 1/F d'origine diverses.

Une autre façon de voir ce problème est de considérer le spectre de bruit mesuré par l'amplificateur. A haute fréquence ( $\omega > \frac{1}{R_{\text{bruit}} C}$ ) le bruit en courant du FET est négligeable et on a un bruit blanc correspondant au bruit en tension.

A basse fréquence ( $\omega < \frac{1}{R_{\text{bruit}} C}$ ), le bruit en courant du FET est intégré par la capacité du détecteur et nous donne un bruit en 1/F. La mesure de la charge se fera donc en intégrant aussi longtemps que possible (décroissance du bruit en  $\sqrt{T}$ ) mais le temps d'intégration sera limité par l'apparition du bruit en 1/F au temps  $t = 1/\omega = R_{\text{bruit}} C$

### 6) Techniques d'adaptation d'impédance

Dans le cas où il ne sera pas possible d'adapter l'impédance du détecteur à la résistance de bruit de l'amplificateur, il est possible d'utiliser un transformateur ou un circuit résonnant. Cependant, dans tous les cas, il faut utiliser un signal alternatif. Cela ne pose pas de problème si le signal se trouve dans une bande de fréquence bien définie (impulsion sur un bolomètre par exemple) ou si l'on a une modulation électrique à fréquence fixe. Dans le cas contraire, il est possible d'utiliser un chopper pour découper le signal avant d'attaquer le transformateur ou le circuit résonnant (On peut réaliser un tel chopper avec des MOSFET ou des FET AsGa ou encore avec des switch supraconducteurs).

#### a) Utilisation d'un transformateur

Le gain en impédance du transformateur est donné par  $G_z = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2$  où  $N_1$  et  $N_2$  sont les nombre de tours des enroulements primaires et secondaires. Un tel transformateur aura une bande passante limité par la self des enroulements et les capacité parasites. Typiquement, un transformateur torique de diamètre 5 cm permettra d'adapter un détecteur de  $10^{\frac{1}{2}}$  à une impédance de sortie de  $100\text{ k}^{\frac{1}{2}}$  pour des fréquences comprises entre 10Hz et 500Hz.

Pour des fréquences plus élevées (10 kHz à 1 MHz), on utilisera un tore de 7mm de diamètre mais il sera difficile de dépasser  $10\text{k}^{\frac{1}{2}}$  en sortie.

#### **b) Utilisation d'un circuit résonnant**

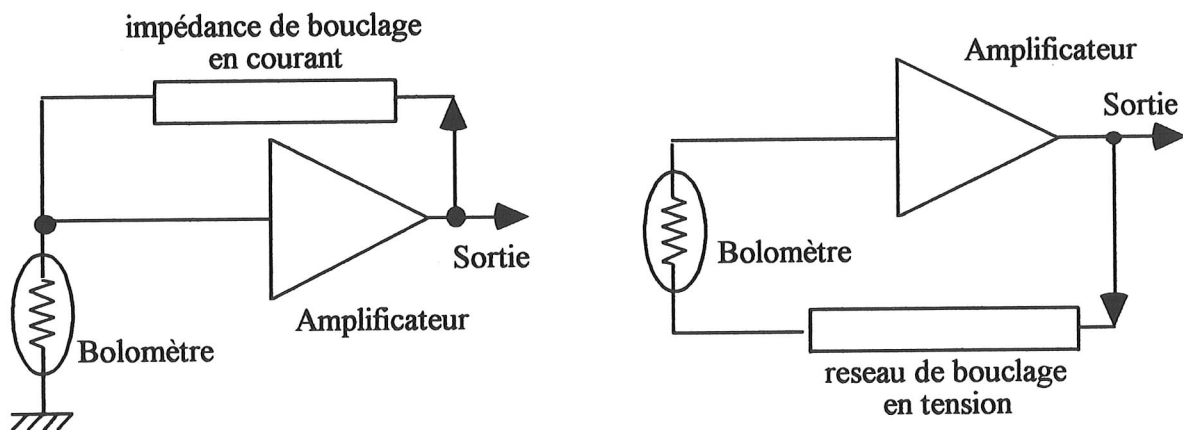
Un circuit résonnant est équivalent à un transformateur tout en étant plus facile à réaliser mais ici, la bande passante se réduit à une fréquence unique. Ils sont utilisés couramment pour adapter l'impédance de sortie d'un SQUID ( $10^{\frac{1}{2}}$ ) à un amplificateur à FET ( $1\text{ M}^{\frac{1}{2}}$ ) à des fréquences entre 10 kHz et 1 MHz.

## B. Circuit d'entrée du préamplificateur

### 1) Bouclage électrique / contre-réaction

Pour améliorer la mesure, il est souvent intéressant de réaliser un bouclage électrique sur le premier étage d'amplification. Ce bouclage permettra en général d'améliorer la stabilité en gain du système et il modifiera la réponse en fréquence. Cependant, il ne changera pas le rapport signal sur bruit et la limite ultime de sensibilité restera inchangée.

Ce bouclage peut se faire en courant ou en tension sur le bolomètre.



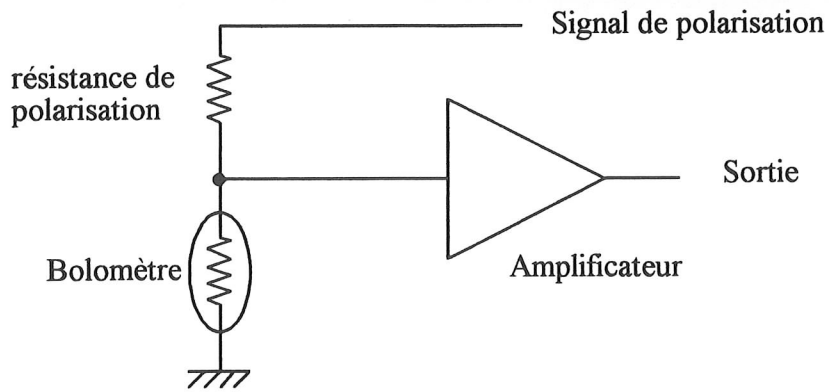
### 2) Polarisation du détecteur

#### a) Polarisation par résistance

On a vu que pour ne pas être limité par le bruit du préamplificateur, il est préférable d'utiliser un bolomètre de forte impédance  $R$ . La manière la plus simple consiste à alimenter ce bolomètre à travers une résistance de plus forte valeur  $R_p$ , et de mesurer la tension aux bornes du bolomètre.

Il est clair que l'on doit avoir  $R_p \gg R$  pour éviter d'atténuer le signal mesuré. De plus, si la résistance de polarisation est à une température  $T_p$ , son bruit théorique sera inférieur à celui du bolomètre si l'on a:

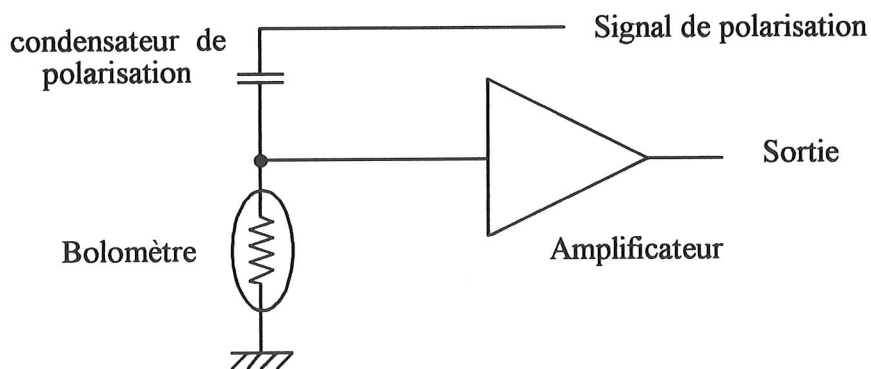
$$\sqrt{4 K_b T_p R_p} < \sqrt{4 K_b T R} \quad \text{soit} \quad T_p R_p < T R$$



Comme il est difficile de réaliser une résistance de très forte valeur qui soit stable en température et dont le bruit soit purement Johnson, on est généralement obligé de refroidir la résistance de polarisation à la température du bolomètre. On utilise couramment une résistance de  $80\text{ M}\Omega$ , ce qui limite l'impédance maximum du bolomètre.

### b) Polarisation par condensateur

Dans le cas où il y a une modulation, il est possible de remplacer la résistance de polarisation par un condensateur. Bien sûr, il faut alors déphaser le signal de modulation de  $1/2$  dans le cas d'une modulation sinusoïdale. Dans le cas d'une modulation carrée, il faut remplacer le carré par un triangle.



Cette polarisation possède trois avantages principaux qui découlent l'un de l'autre:

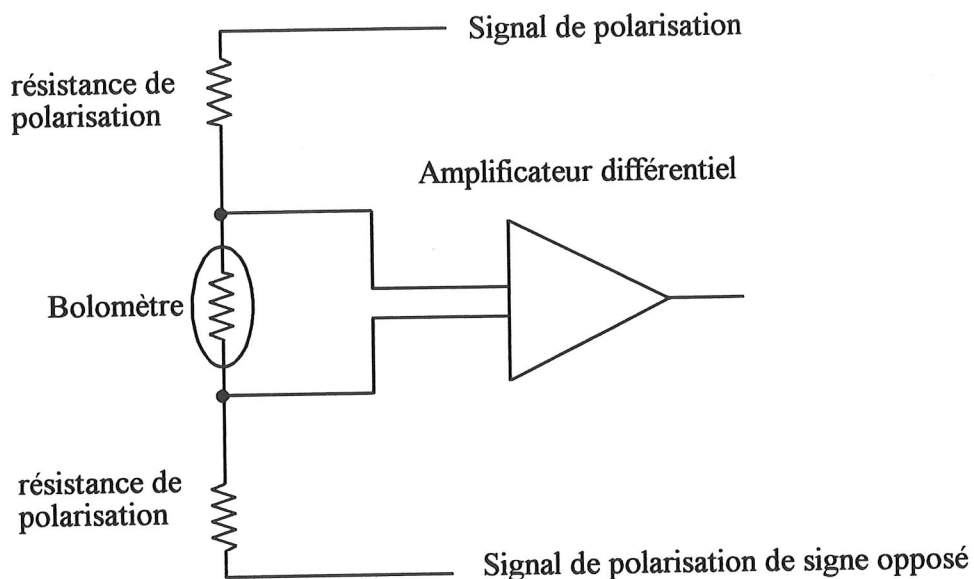
- L'absence de dissipation supprime le bruit généré par la polarisation.
- Il est alors possible de placer le condensateur à plus haute température, par exemple dans le préamplificateur.
- Il ne faut que deux fils entre le bolomètre et le préamplificateur, ce qui peut être important lorsque l'on considère une matrice comprenant 50 bolomètres.

L'inconvénient de cette technique est qu'il faut réaliser un intégrateur pour déphaser le signal (ou générer un triangle). La stabilité du système dépend alors du condensateur de cet intégrateur qui doit être très stable en température et malheureusement, les condensateurs sont généralement moins stables que les résistances (typiquement  $15\text{ ppm}/^\circ$ ).

### 3) Amplificateur différentiel



Le shama présente la méthode classique d'amplificateur différentiel utilisé d'abord par le groupe de CALTECH sur les manips SUZIE et Boomerang, avec une modulation sinusoïdale. Le même principe, associé à une polarisation par condensateur et une modulation carré est utilisé sur Archeops et est actuellement la solution préconisée pour le satellite Planck.



Avantages:

L'amplificateur différentiel permet une bonne réjection des signaux parasites (microphonie et perturbations électromagnétiques).

Inconvénients:

- L'amplificateur a besoin d'une grande dynamique et d'une grande stabilité de gain.
- Les fils de mesure transportent une tension importante et seront sensibles à la microphonie.

## C. Modulation - Détection synchrone

### 1) Modulation du signal sur le bolomètre

Si le signal à mesurer se trouve dans une bande de fréquence limitée, il est possible de faire une mesure directe. C'est le cas pour une mesure d'impulsion si les constantes de temps sont assez rapide ou pour une mesure en sub-millimétrique si l'on dispose d'un chopper optique suffisamment rapide. Cependant, le signal à mesurer contient souvent des composantes à basse fréquence, où le bruit de l'amplificateur devient plus important (bruit en  $1/F$ ). dans ce cas, on devra utiliser une modulation électrique du courant de mesure du bolomètre.

### 2) Modulation électrique

Compte tenu de la forte remontée du bruit des amplificateurs à très basse fréquence, si on veut obtenir des bonnes performances dans ce domaine de fréquences, on va effectuer une modulation électrique à une fréquence  $f_{\text{mod}}$  où le bruit de l'amplificateur reste faible. La mesure, après détection synchrone, nous donne accès à toutes les basses fréquences avec des performances de bruit définies par les performances de l'amplificateur autour de la fréquence de modulation  $f_{\text{mod}}$ .

#### a) Modulation sinusoïdale.

Les bolomètres ayant un comportement fortement non linéaire, la modulation sinusoïdale va créer tous les harmoniques de la fréquence de modulation  $f_{\text{mod}}$ . Plus simplement, on comprend que, si le courant est modulé en  $\sin(\omega t)$ , la puissance appliquée sur le bolomètre est modulée en  $\sin^2(\omega t)$  soit à la fréquence double. L'amplitude de cette modulation thermique dépendra du rapport  $\frac{f_{\text{mod}}}{f_{\text{th}}}$ .

Pour garder un points de fonctionnement correct du bolomètre et ne pas avoir trop de signal aux harmoniques supérieures, il faut que la fréquence de modulation soit beaucoup plus rapide que la réponse thermique du bolomètre, soit  $f_{\text{mod}} \gg f_{\text{th}}$ .

Un autre inconvénient de cette modulation est que l'existence d'harmoniques importantes qui rendent une compensation du signal plus difficile.

#### b) Modulation carrée

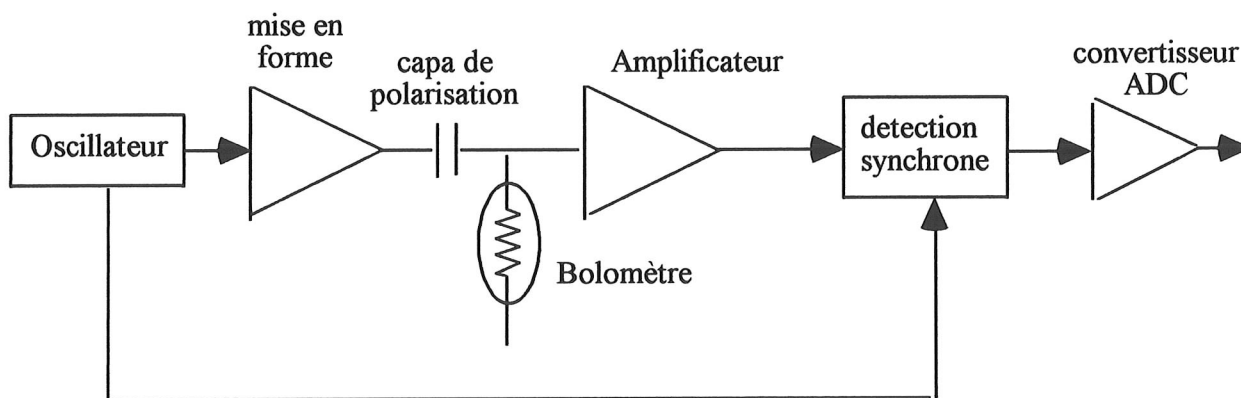
Étant données les restrictions mentionnées ci-dessus, on comprend immédiatement l'avantage d'utiliser un signal carré pour la modulation des bolomètres. Si le signal est bien symétrique et si les transitoires sont bien raides, la puissance électrique dissipée par le bolomètre reste constante. Cela signifie que le signal de sortie sera lui même un signal carré. Le bolomètre reste ainsi tout le temps, quelque soit la fréquence de modulation, à son point

de fonctionnement optimum. De plus, le signal de sortie étant carré, il sera possible d'annuler ce signal à l'aide d'une tension d'opposition.

## D. Dynamique de mesure stabilité et acquisition

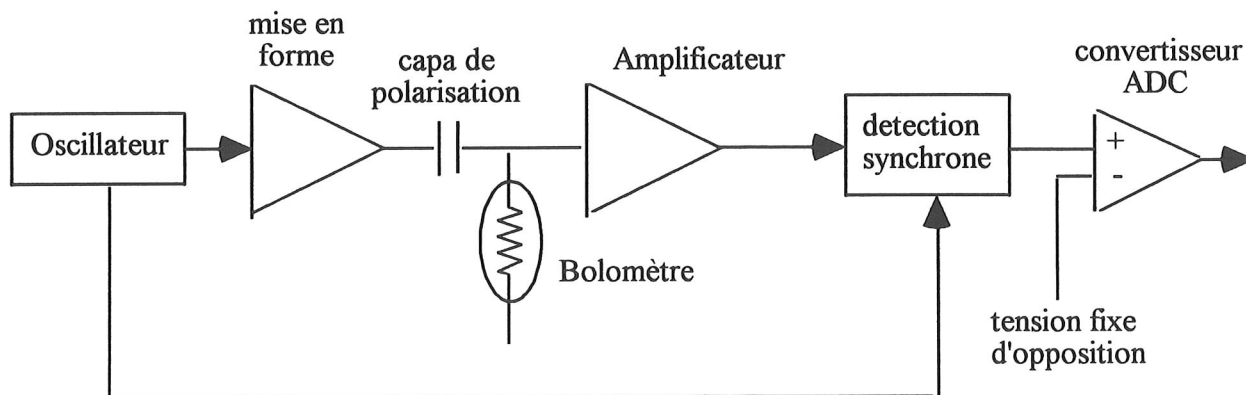
### 1) Stabilité de la chaîne d'acquisition

Pour un bolomètre travaillant en mesure de puissance de rayonnement, une valeur typique de la puissance reçue au foyer d'un télescope est de l'ordre de  $P = 10 \text{ pW}$ . Pour des photons de longueur d'onde  $1 \text{ mm}$ , cela correspond typiquement à  $10^{11}$  photons par seconde ( $10^{-22}$  joule par photon). La fluctuation de puissance (ou bruit de photon) est de l'ordre de  $\sqrt{N}$  soit quelques  $10^{-6}$ . C'est donc la stabilité de gain qui sera demandée à la chaîne d'acquisition. En électronique typique, une stabilité de  $10^{-4}$  est facile à obtenir, on peut faire  $10^{-5}$  en faisant attention mais  $10^{-6}$  est beaucoup plus difficile à obtenir. Pour simplifier l'électronique, on préférera injecter une tension d'opposition le plus tôt possible et ne travailler qu'avec des petits signaux par la suite.

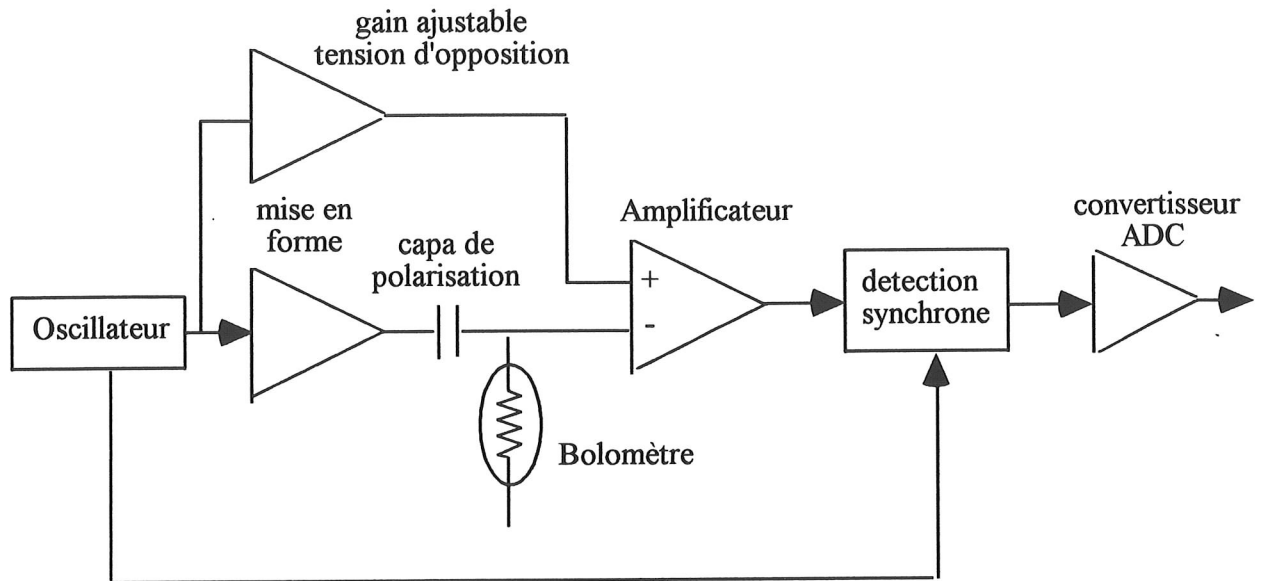


### 2) Tension d'opposition

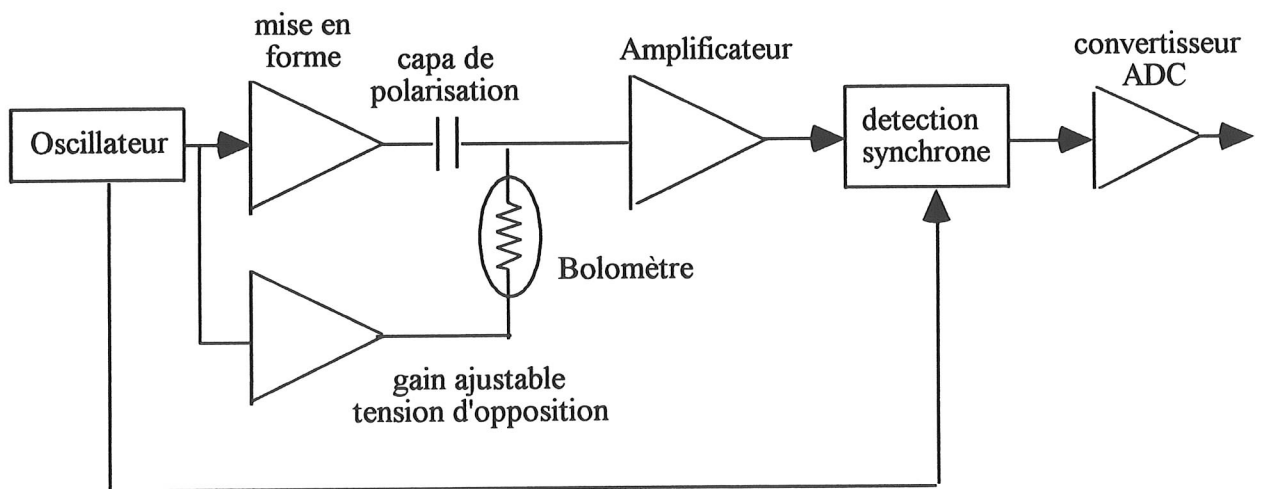
#### a) Opposition après la détection synchrone



mise en forme  
b) Opposition avant la détection synchrone



mise en forme  
c) Opposition sur le Bolomètre



### 3) Détection synchrone numérique

Dans les deux derniers cas où l'opposition est faite avant la détection synchrone, les signaux à l'entrée de la détection synchrone sont petits (mesure seulement l'écart à la consigne donnée par la tension d'opposition. Dans ce cas, on peut placer le convertisseur directement en sortie d'amplificateur et réaliser la détection synchrone numériquement soit dans l'ordinateur de lecture, soit directement dans un circuit logique programmable. Cela nécessite un convertisseur plus rapide car on demandera de mesurer typiquement 100 points durant une période de modulation pour être capable de reconstruire la forme précise du signal durant une période. Cependant, les fréquences demandées restent basses (10 à 100 kHz) et ce système

présente l'avantage d'un sur-échantillonnage qui permet de réduire les contraintes de précision sur le convertisseur.

#### **4) Acquisition de données**

##### **a) Acquisition continue**

Pour la mesure de rayonnement millimétrique, on demandera une mesure continue et les données seront stockées au vol dans l'ordinateur de mesure.

##### **b) Déclenchement par programme**

Dans le cas d'une mesure d'impulsions, on ne voudra pas garder toutes les mesures et un déclenchement est nécessaire pour déterminer la position des impulsions. Habituellement, on utilise un trigger analogique qui déclenche le stockage des données. Il peut être intéressant de lire l'ensemble des données dans l'ordinateur de lecture, de faire une analyse de la forme avec un filtrage numérique et de décider par programme les zones de données à garder. C'est la technique proposée par exemple pour l'expérience EdelweissII de détection des WIMPs.