

LES DETECTEURS
METHODES ET TECHNIQUES D'AMPLIFICATION
DU SIGNAL

R. Bruère-Dawson

Laboratoire de Physique Corpusculaire - COLLEGE DE FRANCE

11 Place M. Berthelot - 75231 PARIS Cedex 05 - FRANCE

Détection des rayonnements à très basse température
Deuxième Ecole d'Automne: La Londe Les Maures 1992

NB: Travail exécuté sous le couvert de l'IN2P3

DRTBT 1992 -15

Table des matières

1	LE BOLOMETRE	2
2	Le détecteur bolométrique	2
2.1	Phénomènes physiques au sein du cristal	4
3	Bolomètre résistif	5
3.1	Extraction du signal	5
3.2	Etude comparative de deux modes d'alimentation	5
3.3	Loi d'établissement en fonction du temps	6
3.4	Signal obtenu aux bornes du senseur	7
3.5	Electronique de lecture	8
4	Alimentation en tension	11
4.1	Signal obtenu à la sortie de l'amplificateur	11
4.2	Etude du bruit	11
4.3	Bruit total obtenu à la sortie du circuit	12
4.4	Rapport Signal / Bruit	13
4.5	Caractéristiques de l'amplificateur	13
5	Alimentation en courant	16
5.1	Signal obtenu à la sortie de l'amplificateur	16
5.2	Etude du bruit	16
5.3	Rapport Signal/Bruit	17
6	Conclusions	18
7	Références	19
8	Annexe A	20
8.1	Etude pratique de l'amplificateur de tension	20
8.2	Gain de l'amplificateur	20
8.3	Etude du bruit	21
9	Annexe B	23
9.1	Caractéristiques du FET	23
10	Annexe C	30
10.1	Courbes montrant l'évolution des différentes grandeurs	30
10.1.1	Amplificateur de courant	30
10.1.2	Amplificateur de tension	32
11	Annexe D: Bolomètre N 150 de N. Coron	34
11.1	Réseau I-V pour différentes températures du bain	34
11.2	Variation de la résistance du bolomètre en fonction de la température du bain ($T_{min} = 20\text{ mK}$, $P^{max} = 3,2\text{ fW}$, $I = 80\text{ pA}$)	35
11.3	Ampli de courant, droite de fonctionnement isotherme et droites de charges sta- tique et dynamique	36
11.4	Variation de la résistance du bolomètre en fonction de la température de fon- ctionnement	37
11.5	Ampli de courant, exploitation dynamique du réseau I-V	38

GENERALITES

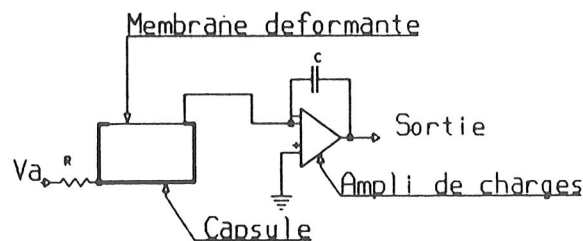
Les détecteurs ou capteurs utilisés à une température élevée, ambiante ou très basse, servent généralement à mesurer une grandeur physique. Leur rôle est de transformer cette grandeur (force, pression, température, rayonnement etc.) en une autre grandeur directement exploitable.

Les progrès technologiques actuels permettent au niveau des capteurs et dans la majorité des cas, la transformation de presque toutes les grandeurs physiques en une grandeur électrique (courant, tension ou charges). Cette transformation peut être:

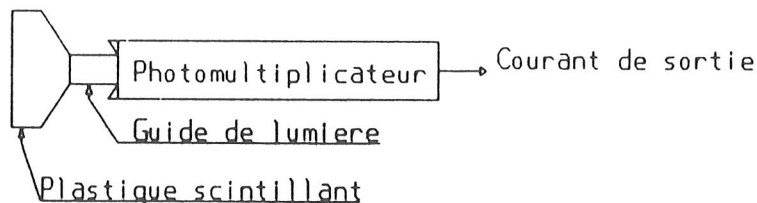
a) **Directe**, cas des capteur de pression ou de force réalisé à l'aide d'un condensateur dont l'une des armatures est une membrane qui peut se déformer facilement. Alimenté à tension constante, ce condensateur fourni à ses bornes une variation de charges.

$$\Delta Q = V \Delta C$$

Cette variation généralement faible, doit être amplifiée. La forme du signal obtenu en sortie n'est pas toujours l'image réelle du phénomène physique qui lui a donné naissance, mais la résultante de toutes les déformations subies en traversant les différents filtres que sont le détecteur lui même, et les circuits électroniques qui lui sont associés.



b) **Indirecte**, cas des détecteurs à scintillation. L'énergie de la particule est d'abord transformée en lumière dans un plastique scintillant, puis en courant dans un photomultiplicateur. Chacune de ces transformations apportent au niveau du signal, des modifications dont il faudra tenir compte si l'on veut connaître dans toute sa finesse, le nature du phénomène physique.



En physique des particules, le but le plus fréquemment recherché est la résolution optimum. D'où la recherche du meilleur rapport **Signal/Bruit**

DETECTION DES RAYONNEMENTS A TRES BASSE TEMPERATURE

PAR EFFET CALORIFIQUE

1 LE BOLOMETRE

Principe

Système ou composant qui permet de mesurer l'élévation ou la variation de température d'un corps. Peuvent servir de bolomètre, tout système ayant une grandeur sensible à la température. Ce peut-être:

- Un composant électronique $\left\{ \begin{array}{l} \text{Actif: jonction semiconductrice} \\ \text{Passif: résistance au carbone} \end{array} \right.$ *ou semi-métal... Nb₂Se₃-x
Au₂Ge*
- Un circuit magnétique dont la perméabilité varie avec la température
- Un thermocouple
- Un matériau semiconducteur dopé *NTD*

Ce système ou composant porte généralement le nom de **senseur**. Les plus utilisés sont du type résistif. Ce sont des semiconducteurs dopés dont la résistivité varie avec la température selon l'expression:

$$\rho = A \text{Exp}\left(\frac{B}{T}\right)^n$$

A et B sont des constantes qui dépendent du dopage, et ont respectivement pour dimensions des $\Omega.m$ et des degrés K . L'exposant n peut être entier ou fractionnaire.

Ces senseurs, permettent d'obtenir des variations relatives de résistance:

$$\frac{\Delta R}{R} = -\alpha \frac{\Delta T}{T} \quad \text{avec} \quad \alpha = \frac{d(\text{Log} R)}{d(\text{Log} T)} = n \left(\frac{B}{T}\right)^n$$

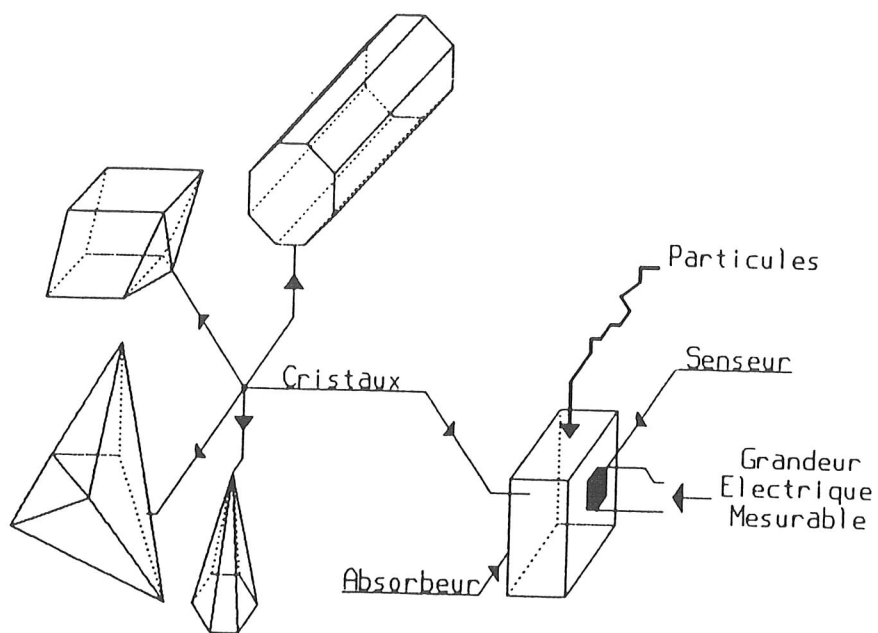
2 Le détecteur bolométrique

Pour détecter des particules, il faut qu'elles interagissent avec la matière. Pour des raisons que nous ne développerons pas ici (problème de chaleur spécifique), il n'est pas possible que le senseur soit massif. d'où la nécessité d'adjoindre au bolomètre, un absorbeur dont le rôle est d'absorber l'énergie de la particule, de la transformer en chaleur, puis de la transférer au bolomètre (senseur) capable de transformer cette chaleur en une grandeur électrique. L'ensemble est placé dans une enceinte où la température est inférieure au degré K

Le détecteur se compose de deux parties:

- 1°) L'absorbeur

2°) Le senseur ou bolomètre



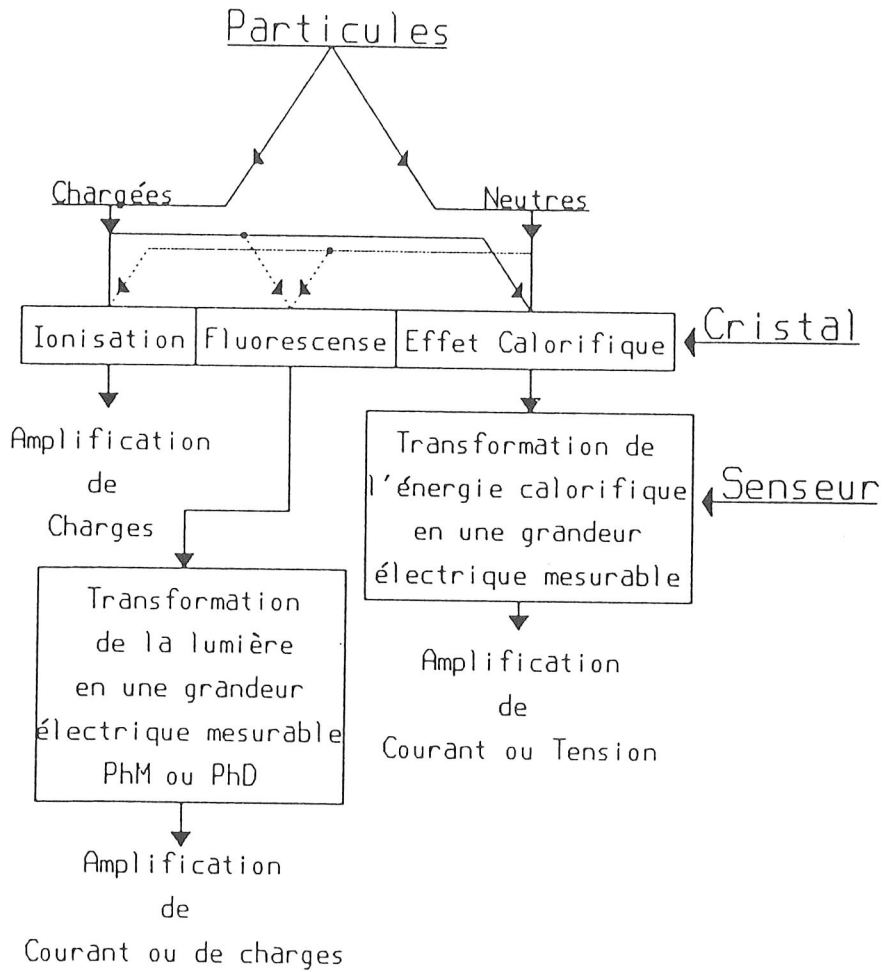
Bolomètre (Principe)

Peuvent servir d'absorbeur, tous matériaux ayant une structure cristalline relativement bien ordonnée (métaux ou isolants)

Les cristaux les plus utilisés sont:

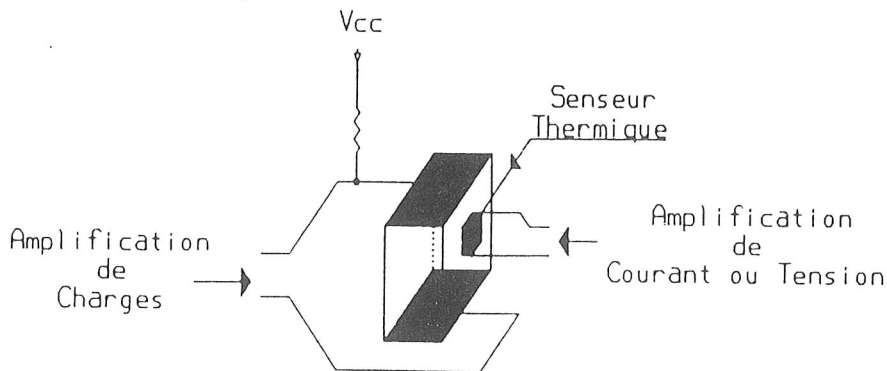
- Le carbone (diamant)
- Le Silicium
- Le Germanium
- Le Saphir etc.

2.1 Phénomènes physiques au sein du cristal



Ce tableau montre qu'une des propriétés intéressante du détecteur est de pouvoir détecter aussi bien les particules chargées que neutres.

En plus des effets calorifiques, les particules chargées créent par ionisation au sein du cristal des charges électriques qui peuvent être recueillies et amplifiées. Il en est de même pour les neutres (effets secondaires) en nombre bien inférieur. Cela permet par un simple seuil de distinguer les particules neutres des chargées.



3 Bolomètre résistif

3.1 Extraction du signal

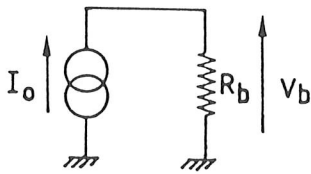
Pour obtenir l'information, il est nécessaire d'alimenter le senseur. Deux possibilités nous sont offertes.

1. L'alimentation en courant. Dans ce cas, le signal à amplifier est une tension
2. L'alimentation en tension. Le signal à amplifier est un courant

Une étude comparative entre ces deux modes d'alimentation, augmentée de celle du rapport S/B à l'entrée du système d'amplification nous permettra de déterminer dans les deux cas, les caractéristiques de la chaîne d'amplification (Gain, Bande passante et Bruit).

3.2 Etude comparative de deux modes d'alimentation

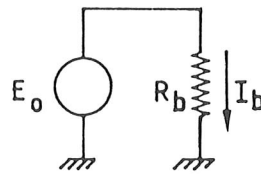
a) Alimentation en courant



(a)

Schéma 1

b) Alimentation en tension



(b)

$$V_b = R_b I_o$$

$$\Delta V_b = I_o \Delta R_b$$

$$\frac{\Delta R_b}{R_b} = -\alpha \frac{\Delta T}{T_o}$$

$$\Delta V_b = -\alpha R_b I_o \frac{\Delta T}{T_o}$$

$$I_b = \frac{E_o}{R_b}$$

$$\Delta I_b = -\frac{E_o}{R_b^2} \Delta R_b$$

$$\Delta I_b = \alpha \frac{E_o}{R_b} \frac{\Delta T}{T_o}$$

T_o : Température du bolomètre au repos qui peut être différente de celle du bain dans le cas de l'ampli de courant.

Dans les deux cas, le signal obtenu dépend de la variation de la température (ΔT). Sa dépendance en fonction du temps sera celle de ΔT .

3.3 Loi d'établissement en fonction du temps

Lors du choc, l'énergie perdue par la particule dans le cristal sera par un processus plus ou moins complexe, transformée en chaleur. L'augmentation de température du cristal se fera durant un certain temps. Dans l'étude qui suit, nous considérons que la thermalisation du système (bolomètre + absorbeur) est instantanée.

Remarque: Il suffit que la constante de temps de décroissance du signal soit 12 fois plus forte que celle d'établissement pour que l'hypothèse ci-dessus soit vérifiée.

Equation du bilan thermique

On suppose que le couplage thermique entre les éléments (cristal et senseur) est parfait.

$$\sum_i m_i C_i \frac{dT}{dt} + G(T - T_o) = P + W(t)$$

m_i et C_i sont respectivement les masses et chaleurs spécifiques des différents composants du bolomètre

- G : Conductibilité thermique du système (W/K)
- P : Puissance électrique de polarisation
- $W(t)$: Puissance du signal à détecter
- T_o : Température de fonctionnement

La chaleur spécifique massique du cristal varie avec la température selon l'expression

$$C_i = 234 N \frac{k}{A_c} \frac{T_o^3}{\Theta_{d_c}^3}$$

- N : Nombre d'Avogadro
- k : Constante de Boltzmann
- A_c : Masse atomique du cristal
- T_o : Température de fonctionnement
- Θ_{d_c} : Température de Debye du cristal

$$\text{Posons: } \sum_i m_i C_i = C_b$$

C_b représentant la capacité calorifique du bolomètre (J/K)

Hormis $W(t)$, tous les termes de cette équation dépendent fortement de la température. Dans le cas de très faibles variations de température ($\Delta T \ll T_o$), on peut admettre C_b et G constants.

D'où

$$C_b \frac{d(\Delta T)}{dt} + G(\Delta T) = \Delta P + W(t)$$

Exprimons dans les deux modes d'alimentation, la quantité ΔP

a) Courant

$$\Delta P = -\alpha I_o^2 R_b \frac{\Delta T}{T_o}$$

b) Tension

$$\Delta P = \alpha \frac{E_o^2}{R_b} \frac{\Delta T}{T_o}$$

En remplaçant ΔP par sa valeur dans les deux cas, et en généralisant

$$C_b \frac{d(\Delta T)}{dt} + \beta \Delta T = W(t)$$

$$\beta = G + \alpha I_o^2 \frac{R_b}{T_o}$$

$$\beta = G - \alpha \frac{E_o^2}{R_b T_o}$$

Hypothèse: Le signal à détecter est une percussion: $W(t) = E_c \delta(t)$

E_c est l'énergie déposée par la particule.

En utilisant la notation symbolique, on obtient :

$$\Delta T(p) = \frac{E_c}{C_b} \frac{1}{p + \omega_s}$$

avec

$$\omega_s = \frac{G + \alpha I_o^2 \frac{R_b}{T_o}}{C_b}$$

$$\omega_s = \frac{G - \alpha \frac{E_o^2}{R_b T_o}}{C_b}$$

si

$$G \gg \alpha I_o^2 \frac{R_b}{T_o}$$

$$G \gg \alpha \frac{E_o^2}{R_b T_o}$$

$$\omega_s = \frac{G}{C_b}$$

Le signal a le même temps de décroissance dans les deux cas.

Remarque : Dans le cas de l'alimentation en tension, ω_s peut devenir négatif si une forte variation de R_b se produisait. Nous verrons ultérieurement que certaines précautions seront nécessaires pour éviter l'emballement du système.

3.4 Signal obtenu aux bornes du senseur

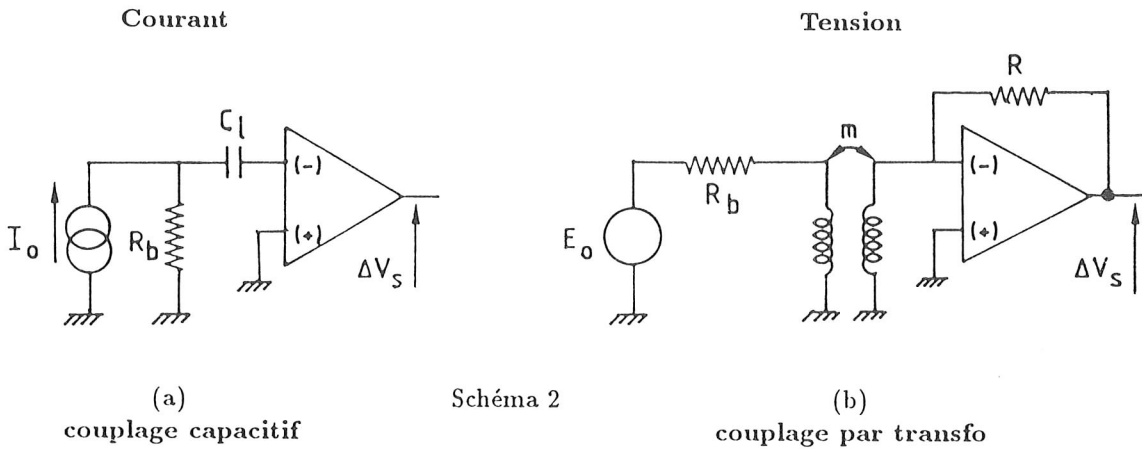
On obtient:

$$\Delta V_b(p) = -\alpha I_o \frac{R_b}{T_o} \frac{E_c}{C_b} \frac{1}{p + \omega_s}$$

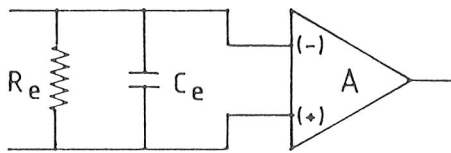
$$\Delta I_b(p) = \alpha \frac{E_o}{R_b T_o} \frac{E_c}{C_b} \frac{1}{p + \omega_s}$$

3.5 Electronique de lecture

Conditions d'extraction du signal



Dans les deux cas, l'amplificateur peut être représenté par le circuit équivalent suivant.



R_e : Résistance d'entrée du circuit

C_e : Capacité parasite du circuit

A : Amplificateur parfait

Impédance d'entrée $Z_{(in)} = \infty$

Impédance de sortie $Z_{(out)} = 0$

Schéma 3

Le gain évolue en fonction de la fréquence selon l'expression

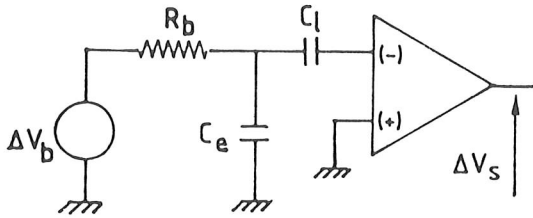
$$G(p) = G_o \frac{\omega_o}{p + \omega_o}$$

ω_o est la pulsation de coupure de l'amplificateur à 3db, F_o la fréquence correspondante.

Remarque: Dans le cas de l'alimentation en tension, l'extraction du signal peut sous certaine condition se faire par couplage capacitif.

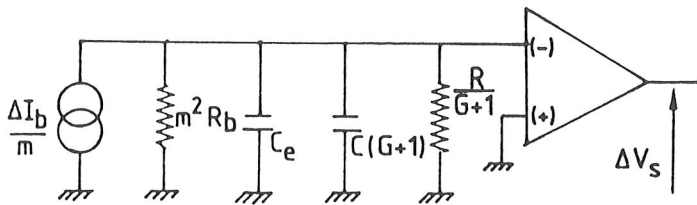
Schémas équivalents (Hypothèse : $R_e \gg R_b$)

a) Courant



(a)

b) Tension



(b)

Schéma 4

C : Capacité parasite de R

Hypothèse : $\frac{1}{RC} = \omega_o$

Dans une bande de fréquence

$$\Delta F = \frac{1}{1 + \frac{C_e}{C}} G_o F_o$$

Z_e a pour valeur : $Z_e = \frac{R}{G_o}$

$$\Delta V_s(p) = G_o \Delta V_b(p) \frac{\omega_b \omega_o}{(\omega_b + p)(\omega_o + p)}$$

$$\Delta V_s(p) = R \Delta I_b(p) \frac{\omega_o}{\omega_o + p}$$

$$\omega_b = \frac{1}{R_b C_e}$$

En remplaçant $\Delta V_b(p)$ et $\Delta I_b(p)$ par leur valeur respective, on obtient :

$$\Delta V_s(p) = V_o \frac{\omega_b \omega_o}{(\omega_b + p)(\omega_o + p)(\omega_s + p)}$$

$$\Delta V_s(p) = V_o \frac{\omega_o}{(\omega_o + p)(\omega_s + p)}$$

avec

$$V_o = -\alpha G_o I_o \frac{R_b}{T_o} \frac{E_c}{C_b}$$

$$V_o = \frac{\alpha}{m} \frac{R}{R_b} \frac{E_o}{T_o} \frac{E_c}{C_b}$$

Dans les deux cas, V_o se compose de termes provenant:

a) **Courant**

Tension

Du circuit électronique

G_o

$\frac{R}{m}$

Dépend de l'électronique, problème de stabilité

Indépendant de l'électronique ne dépend que des éléments R et m

De la valeur de la résistance du senseur et de son alimentation

$R_b I_o$

$\frac{E_o}{R_b}$

De la capacité calorifique du bolomètre

$$C_b = 234 N k \frac{m_c}{A_c} \left(\frac{T_o}{\Theta_{d_c}} \right)^3 + C_s$$

m_c : Masse du cristal

A_c : Masse atomique du cristal

C_s : Capacité calorifique du senseur

Θ_{d_c} : Température de Debye du cristal

De l'énergie de la particule (E_c) et de la température de fonctionnement

$$\frac{E_c}{T_o}$$

On peut remarquer en tenant compte de la capacité calorifique du bolomètre, que V_o varie en raison inverse d'une certaine puissance de (T_o). D'où "l'intérêt" des basses températures.

Evolution du signal en fonction du temps

ω_s étant la seule pulsation connue, le but de l'étude qui suit est de déterminer dans les deux cas, les relations que doivent vérifier pour l'ampli de **courant**, la pulsation ω_o relativement à ω_s , et pour l'ampli de **tension**, les pulsations ω_o et ω_b relativement à ω_s afin d'obtenir un rapport S/B optimum.

4 Alimentation en tension

Calcul des différents paramètres

4.1 Signal obtenu à la sortie de l'amplificateur

$$\Delta V_s(p) = \frac{\alpha}{m} \frac{R}{R_b} \frac{E_o}{T_o} \frac{E_c}{C_b} \frac{\omega_o}{(\omega_o + p)(\omega_s + p)}$$

Et en fonction du temps

$$\Delta V_s(t) = \frac{\alpha}{m} \frac{R}{R_b} \frac{E_o}{T_o} \frac{E_c}{C_b} \frac{\omega_o}{\omega_o - \omega_s} (e^{-\omega_s t} - e^{\omega_o t})$$

Posons: $A = \frac{\omega_o}{\omega_s}$

La fonction $\Delta V_s(t)$ passe par un maximum pour : $\omega_s t = \frac{\log A}{A - 1}$

Cela donne :

$$\Delta V_s^{max} = \frac{\alpha}{m} \frac{R}{R_b} \frac{E_o}{T_o} \frac{E_c}{C_b} e^{-\frac{\log A}{A - 1}}$$

Soit ramené en courant à l'entrée

$$\Delta I_e^{max} = \frac{\alpha}{m} \frac{E_o}{R_b T_o} \frac{E_c}{C_b} \left[A \right]^{\frac{1}{1 - A}}$$

4.2 Etude du bruit

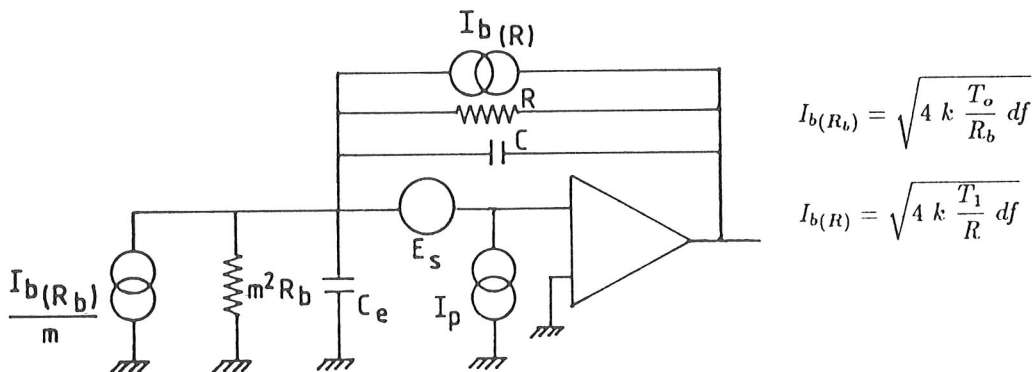


Schéma 5

- k : Constante de Boltzmann
- T_o : Température absolue du fonctionnement du bolomètre
- T_1 : Température absolue de fonctionnement de la résistance
- df : Bande passante

E_s et I_p sont les bruits série et parallèle du circuit électronique. Ces bruits se décomposent ainsi :

$$\begin{aligned} \text{Bruits série (bruit en tension)} & \left\{ \begin{array}{l} \text{Thermique } E_s = e_t \sqrt{df} \\ \text{Anormal fréq basses } E_s = e_a \sqrt{\frac{df}{f}} \end{array} \right. \\ \text{Bruits parallèle (bruit en courant)} & \left\{ \begin{array}{l} \text{Grenaille } I_p = i_g \sqrt{df} \\ \text{Anormal fréq basses } I_p = i_a \sqrt{\frac{df}{f}} \end{array} \right. \end{aligned}$$

4.3 Bruit total obtenu à la sortie du circuit

a) Bruit à densité spectrale constante (bruit blanc)

$$\left(V_{bs(T)} \right)^2 = \frac{\pi}{2} F_o R^2 \left[e_t^2 \left(\frac{1}{m^4 R_b^2} + \frac{1}{Z_e} \left(\frac{1}{R} + 2\pi F_o C_e \right) \right) + i_g^2 + 4k \left(\frac{T_o}{m^2 R_b} + \frac{T_1}{R} \right) \right]$$

Ou exprimé en courant à l'entrée

$$\left(I_{be(T)} \right)^2 = \frac{\pi}{2} F_o \left[e_t^2 \left(\frac{1}{m^4 R_b^2} + \frac{1}{Z_e} \left(\frac{1}{R} + 2\pi F_o C_e \right) \right) + i_g^2 + 4k \left(\frac{T_o}{m^2 R_b} + \frac{T_1}{R} \right) \right]$$

b) Bruit anormal basses fréquences

$$\left(V_{bs(A)} \right)^2 = R^2 \left(\frac{e_a^2}{m^4 R_b^2} + i_a^2 \right) \log \left(\frac{F_o}{F_b} \right)$$

F_b : Fréquence à laquelle sont mesurés i_a et e_a

Soit en courant à l'entrée

$$\left(I_{be(A)} \right)^2 = \left(\frac{e_a^2}{m^4 R_b^2} + i_a^2 \right) \log \left(\frac{F_o}{F_b} \right)$$

L'ensemble des bruits à l'entrée du circuit peuvent s'exprimer en fonction de $A = \frac{\omega_o}{\omega_s}$ et du facteur de mérite FM de l'amplificateur.

$$\text{En effet: } R = G_o Z_e \quad \text{ou encore} \quad R = Z_e \frac{FM}{F_o}$$

D'où

$$\left(I_{be(T)} \right)^2 = A \frac{\omega_s}{4} \left[e_t^2 \left(\frac{1}{m^4 R_b^2} + A \frac{\omega_s}{Z_e} \left(\frac{1}{2\pi FM Z_e} + C_e \right) \right) + i_g^2 + 4k \left(\frac{T_o}{m^2 R_b} + A \omega_s \frac{T_1}{2\pi FM Z_e} \right) \right]$$

Et

$$\left(I_{be(A)}\right)^2 = \left(\frac{c_a^2}{m^4 R_b^2} + i_a^2\right) \log\left(\frac{A\omega_s}{2\pi F_b}\right)$$

4.4 Rapport Signal / Bruit

$$S/B = \frac{\Delta I_c^{max}}{\sqrt{\left(I_{be(T)}\right)^2 + \left(I_{be(A)}\right)^2}}$$

Ce rapport dépend de la pulsation du signal et du rapport existant entre celle-ci et celle de coupure de l'amplificateur. Du rapport de transformation, des températures de fonctionnement du bolomètre et du circuit, du facteur de mérite, ainsi que des valeurs des résistances du circuit et du senseur.

L'évolution du maximum de ce rapport en fonction du facteur de mérite et de la résistance du senseur permettra de déterminer les caractéristiques du circuit (gain, fréquence de coupure etc.).

4.5 Caractéristiques de l'amplificateur

Comme l'a montré l'étude précédente, elles dépendent du rapport Signal/Bruit, lequel est fonction d'un certain nombre de paramètres. L'amplitude maximum du courant à l'entrée de la transimpédance a pour valeur:

$$\Delta I_c^{max} = \frac{\alpha}{m} \frac{E_o}{R_b T_o} \frac{E_c}{C_b} \left[A\right] \frac{1}{1-A}$$

Dans le cas de l'alimentation en tension, la puissance électrique de polarisation du senseur a pour expression:

$$P = \frac{E_o^2}{R_b}$$

- E_o Tension aux bornes du senseur
- R_b Résistance du senseur à la température de fonctionnement

R_b diminuant quand la température s'élève, la puissance électrique dans le bolomètre augmente d'où risque d'emballement du système (voir paragraphe 3.3, $P^{max} \ll G \frac{T_o}{\alpha}$). Pour éviter cela, il est nécessaire d'adapter en puissance le générateur d'alimentation.

E et R étant la FEM et la résistance du générateur d'alimentation. Si à T_o on a: $R = R_b$, la puissance électrique dans le bolomètre diminuera si R_b croît ou décroît. Cela entraîne à T_o donnée, une puissance maximum dans le senseur: $P^{max} = \frac{E^2}{4 R_b}$

Exprimons en fonction de P^{max} le courant maximum délivré par le senseur à l'entrée du circuit, on obtient :

$$\Delta I_e^{max} = \frac{\alpha}{m} \sqrt{\frac{P^{max}}{R_b}} \frac{E_c}{C_b T_o} [A] \frac{1}{1-A}$$

Pour une énergie donnée, le rapport Signal/Bruit dépendra

1°) Pour le système

de la {
 capacité calorifique
 résistance R_b du senseur
 température de fonctionnement
 sensibilité du senseur
 de la puissance électrique appliquée au bolomètre

2°) Pour le circuit (voir paragraphe 4.3)

de la {
 capacité parasite d'entrée
 température de fonctionnement

du {
 gain de la transimpédance
 facteur de mérite
 rapport existant entre la pulsation de coupure à 3 db du circuit et celle du signal

et naturellement des bruits propres du circuit électronique que l'on a intérêt à choisir les plus faibles possibles.

Nous verrons ultérieurement (Annexe D) que pour une valeur de R_b fixée, en nous reportant sur le réseau (I-V) du bolomètre que ce dernier peut travailler à une température T_o constante pour différentes valeurs de la température du bain et de la puissance électrique appliquée .

T_o constant, cela entraîne C_b et α constants

Les bruits série et parallèle étant connus, la résistance R_b fixée ainsi que l'impédance d'entrée (Z_e), qu'elles doivent être les caractéristiques du circuit (facteur de mérite, gain, fréquence de coupure, rapport de transformation etc.) pour obtenir un rapport S/B optimum.

L'amplificateur a pour étage d'entrée un FET J309, (voir caractéristiques, annexe B).

En fixant les paramètres suivants:

- masse du cristal (absorbeur)
- conductibilité thermique (fuites thermiques)
- température de fonctionnement du bolomètre

- énergie minimum détectable
- température de fonctionnement du circuit électronique
- capacité parasite et impédance d'entrée (Z_e) de la transimpédance

Les courbes montrant l'évolution:

de la fréquence de coupure du circuit

du $\left\{ \begin{array}{l} \text{rapport de transformation pour différentes valeurs de } R_b \\ \text{gain de la transimpédance et de l'amplificateur} \\ \text{rapport Signal/Bruit} \end{array} \right.$

en fonction du facteur de mérite de l'amplificateur montrent que (annexe C, Fig 1):

a) Le gain de l'amplificateur, celui de la transimpédance, la fréquence de coupure haute et le rapport Signal/Bruit sont croissants, alors que le rapport de transformation décroît.

b) Pour différentes valeurs de R_b (résistance du senseur), le rapport de transformation (m) est égal à la racine carrée du rapport des résistances $\left(\sqrt{\frac{R_b}{Z_{(opt)}}} \right)$ ($Z_{(opt)}$ étant la valeur de la résistance R_b pour $m = 1$). Ceci met en évidence une adaptation d'impédances.

c) Qu'au delà de 2 GHz, ces paramètres évoluent peu. Nous nous fixerons cette valeur.

Cette valeur prise, on constate que:

1°) Le rapport S/B et la fréquence de coupure haute sont indépendants de la valeur de la résistance R_b . Seul évolue le rapport de transformation (adaptation d'impédances, Fig 2).

2°) Pour un rapport de transformation m donné, le rapport S/B passe par un maximum pour une valeur de R_b . Si $m = 1$, on trouve $R_b \simeq 30K \Omega$. Valeur relativement faible contrairement aux valeurs prises jusqu'à maintenant (Fig 3). D'autre part, la valeur $m = 1$ permet un couplage capacitif entre le senseur et la transimpédance.

ETUDE DE L'AMPLIFICATEUR DE TENSION

(R. Bruère-Dawson, Th. Belinguier)

5 Alimentation en courant

calcul des différents paramètres

5.1 Signal obtenu à la sortie de l'amplificateur

$$\Delta V_s(p) = -\alpha G_o I_o \frac{R_b}{T_o} \frac{E_c}{C_b} \frac{\omega_b \omega_o}{(\omega_b + p)(\omega_o + p)(\omega_s + p)}$$

Exprimé en fonction du temps et ramenée à l'entrée

$$\Delta V_s(t) = -\alpha I_o \frac{R_b}{T_o} \frac{E_c}{C_b} \left[\frac{e^{-\omega_o t}}{(\omega_b - \omega_o)(\omega_s - \omega_o)} + \frac{e^{-\omega_b t}}{(\omega_o - \omega_b)(\omega_s - \omega_b)} + \frac{e^{-\omega_s t}}{(\omega_o - \omega_s)(\omega_b - \omega_s)} \right]$$

$$\text{Posons : } n = \frac{\omega_b}{\omega_o} \quad \text{et} \quad A = \frac{\omega_o}{\omega_s}$$

On obtient :

$$\Delta V_s(t) = -\alpha I_o \frac{R_b}{T_o} \frac{E_c}{C_b} nA \left[\frac{e^{-A\omega_s t}}{(n-1)(1-A)} - \frac{e^{-nA\omega_s t}}{(n-1)(1-nA)} + \frac{e^{-\omega_s t}}{(1-A)(1-nA)} \right]$$

Cette expression passera par un maximum pour une certaine valeur de t fonction de n et A .

5.2 Etude du bruit

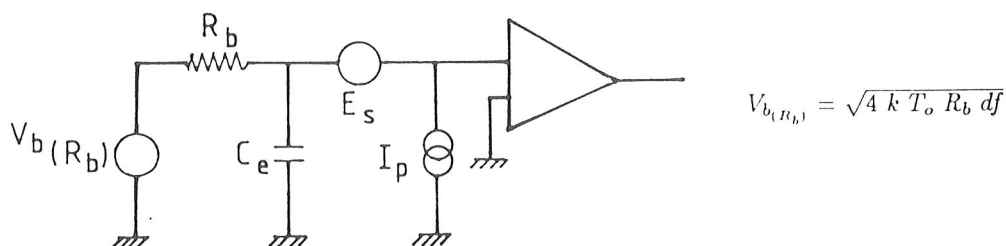


Schéma 6

E_s et I_p sont les bruits série et parallèle du circuit électronique définis précédemment.

Le bruit total obtenu à l'entrée a pour expression :

$$\left(V_{be(T)} \right)^2 = \frac{\pi}{2} F_o \left[e_t^2 + R_b^2 i_g^2 \frac{n}{n+1} + 4 k T_o R_b \frac{n}{n+1} \right]$$

Expression qui peut s'écrire en faisant apparaître rapport $A = \frac{\omega_o}{\omega_s}$ sous la forme :

$$V_{be(T)} = A \frac{\omega_s}{4} \frac{n}{n+1} \left[e_t^2 \frac{n+1}{n} + R_b^2 i_g^2 + 4 k T_o R_b \right]$$

Condition d'apaisement du bruit (Condition purement électronique)

$$R_b = \frac{e_t}{i_g} \sqrt{\frac{n+1}{n}}$$

Les expressions obtenues pour le signal et le bruit dépendent de la valeur de R_b du senseur. Dans le paragraphe qui suit, nous étudierons comment évolue le rapport Signal/Bruit en fonction de R_b de manière à voir si la valeur de R_b pour laquelle ce rapport passe par un maximum correspond à celle qui apaise électroniquement le bruit.

Bruit anormal à l'entrée du circuit

$$\left(V_{be(A)} \right)^2 = \log \left(\frac{F_o}{F_b} \right) \left[e_a^2 - R_b^2 i_a^2 \left(\frac{F_b}{F_o} \right)^2 \right] + .35 R_b^2 i_a^2$$

D'où le bruit total à l'entrée

$$V_{be(Tot)} = \sqrt{\left(V_{be(T)} \right)^2 + \left(V_{be(A)} \right)^2}$$

5.3 Rapport Signal/Bruit

Ce rapport est le même à l'entrée et à la sortie.

$$S/B = \frac{\Delta V_c^{max}}{V_{be(Tot)}}$$

ΔV_c^{max} est l'amplitude maximum du signal à l'entrée.

Comme dans le cas de l'alimentation en courant, ce rapport dépend de la pulsation du signal, du rapport existant entre celle-ci et celle de coupure de l'amplificateur, de celui existant entre la pulsation de coupure du filtre d'entrée et celle de l'amplificateur, des températures de fonctionnement du circuit et du bolomètre.

Dans le cas où la pulsation du signal délivré par le bolomètre est supérieure ou égale à 100000 Rad/s, des calculs numériques montrent que le maximum de ce rapport est obtenu lorsque l'on a :

$$A = 1.2 \quad \text{et} \quad n = 3.8 \quad \text{soit} \quad \omega_o = 1.2 \omega_s \quad \text{et} \quad \omega_b = 4.56 \omega_s$$

(Voir Annexe C, Fig 4)

6 Conclusions

Cette étude comparative entre deux modes d'alimentation du senseur montre que les deux principes d'amplification (**Courant** et **Tension**) sont sensiblement identiques, avec toutefois une plus grande souplesse d'utilisation de l'amplificateur de courant, tant sur le plan physique que technologique.

Sur le plan technologique, le bolomètre étant placé à des températures où aucune électronique ne fonctionne ($< 1K$), il est nécessaire pour amener le signal à l'électronique de traitement, d'utiliser un câble. Si ce dernier n'est pas adapté, il se comportera comme une simple capacité, ce qui aura pour effet de diminuer la pulsation de coupure du circuit d'entrée, inconvénient qui disparaît complètement dans le cas de l'amplification en courant, et rend moins sensible le fonctionnement du bolomètre aux vibrations mécaniques.

Remarque: Tout au cours de cette étude, nous avons considéré que la chaleur s'établissait instantanément. Le bolomètre sur lequel nous avons travaillé jusqu'à présent, vérifiait cette hypothèse (temps de descente 500 fois plus élevé que le temps de montée). Il va de soi qu'au niveau électronique, ce temps devient le pôle dominant. Le temps de descente étant fixé par construction (fuites thermiques), le phénomène physique que l'on souhaite observer et étudier se passe sur le temps de montée. Il y aura lieu pour observer ce phénomène de bâtir des transimpédances ou des amplis de tension rapides, ayant des fréquences de coupures à 3 db pouvant atteindre une dizaine de MHz. C'est le but que nous nous fixons pour les temps à venir.

7 Références

PROCEEDINGS OF SYMPOSIUM C ON
SUPERCONDUCTING AND LOW-TEMPERATURE PARTICLE DETECTORS
STRASBOURG, FRANCE, 8-10 NOVEMBER 1988

(1) Low Temperature Bolometers in RBS Analysis
S. Woiwod, R. M. Mueller, B. Stritzker, and S. H. Moseley

(2) Thermal Spectrometry of Particles and γ -Rays with Cooled Composite Bolometers of
Mass up to 25 Grams
N. Coron, and All

(3) Electrothermal model for ideal semiconductor bolometers
G. Chanin, J. P Torre
J. Opt. Soc. AM. A/Vol. 1, No. 4/April 1984

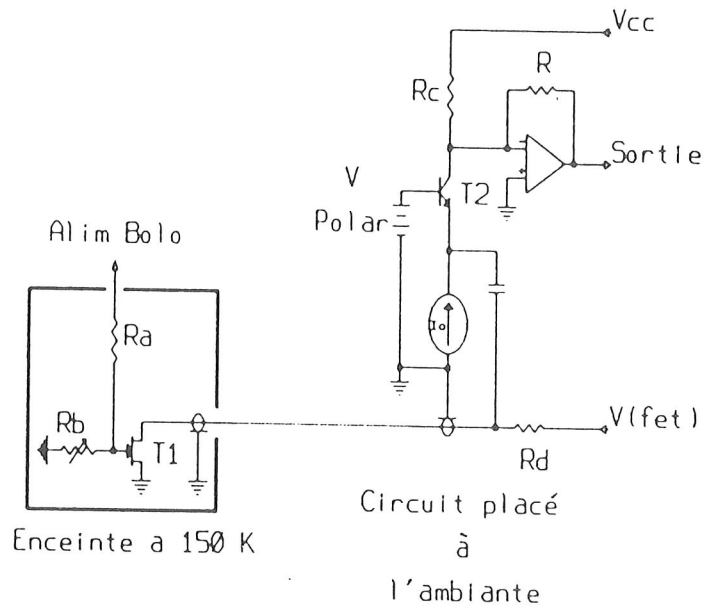
(4) A 20 mK Temperature Sensor
N. Wang, B. Sadoulet, T. Shutt, and All
IEEE Transaction on Nuclear Science, Vol. 35, No. 1, February 1988

(5) Experimental tests of a single-photon calorimeter for x-ray spectroscopy
D. McCammon, S. H. Moseley, J. C. Mather, and R. F Mushotzky
J. Appl. Phys. 56 (5), 1 September 1984

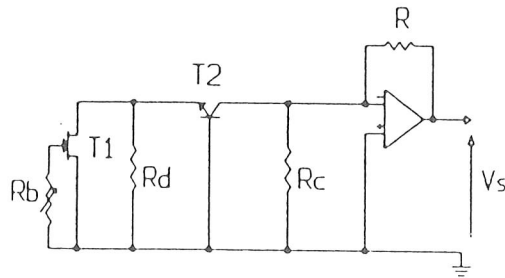
8 Annexe A

8.1 Etude pratique de l'amplificateur de tension

Principe



Il se compose de trois étages. Le premier formé d'un FET se comporte comme un amplificateur de **tension-courant**, attaquant le transistors bipolaire qui lui se comporte comme un amplificateur de **courant-courant**, lequel attaque la transimpédance de sortie. Cela donne au niveau du signal, le schéma suivant.



8.2 Gain de l'amplificateur

On démontre sans difficulté qu'il a pour expression:

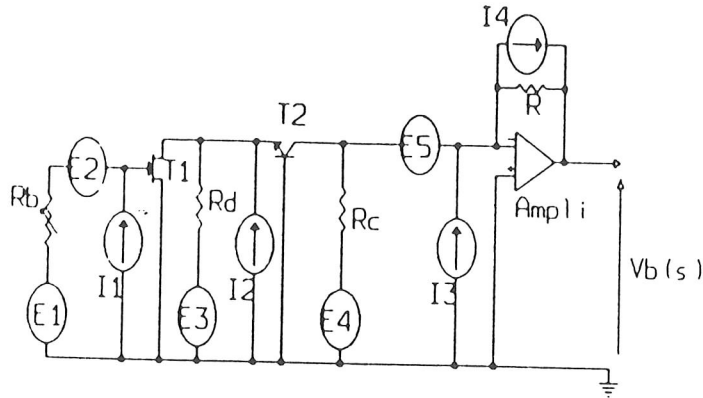
$$G = g_{fs} h_{21} R$$

- g_{fs} : Transconductance du FET
- h_{21} : Gain en courant du transistors bipolaire (base à la masse)
- R : Résistance de contre réaction de l'amplificateur opérationnel

$$h_{21c} \simeq 1 \quad \text{d'où} \quad G = g_{fs} R$$

8.3 Etude du bruit

Au niveau du bruit, nous avons le schémas équivalent suivant



Les bruits indiqués sur le schéma, sont les densités spectrales:

- de la résistance du bolomètre ($E1 = e_{Rb}$)
- du bruit série du FET ($E2 = e_{sF}$)
- du bruit parallèle du FET ($I1 = i_{pF}$)
- du bruit en tension de la résistance R_d ($E3 = e_{R_d}$)
- du bruit de grenaille du transistors T_2 ($I2 = i_{shT}$)
- du bruit en tension de la résistance R_c $E4 = (e_{R_c})$
- du bruit série de l'ampli opérationnel ($E5 = e_{sA}$)
- du bruit parallèle de l'ampli opérationnel ($I3 = i_{pA}$)
- du bruit en courant de la résistance R ($I4 = i_R$)

Le FET étant oté, on trouve sans difficulté que le bruit obtenu en sortie d'ampli a pour expression:

$$V_{b(s)}^2 = R^2 \left[e_{sA}^2 \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_c} \right)^2 + i_{pA}^2 + i_{shT}^2 + 4 k T \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_d} \right) \right]$$

Cette expression montre que tout se passe comme si l'on avait sur l'émetteur de T_2 , une source de courant unique de valeur

$$I_{b(s)}^2 = \left[e_{sA}^2 \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_c} \right)^2 + i_{pA}^2 + i_{shT}^2 + 4 k T \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_d} \right) \right]$$

débitant dans la résistance R .

Le FET branché, cette source de courant ramènera sur sa gate une source de bruit série qui s'ajoutera à celle du FET.

d'où la valeur du bruit série total à l'entrée du FET

$$c_t^2 = \frac{1}{g_{fs}^2} \left[c_{sA}^2 \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_c} \right)^2 + i_{pA}^2 + i_{shT}^2 + 4 k T \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_d} \right) \right] + c_{sF}^2$$

Ce bruit sera d'autant plus faible que la quantité entre crochet sera faible, et la transconductance du FET (silicium) élevée. D'où la nécessité de le refroidir. Ce qui aura pour conséquence d'augmenter sa transconductance, et de diminuer son propre bruit.

9 Annexe B

9.1 Caractéristiques du FET



J308 SERIES

N-Channel JFETs

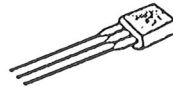
The J308 Series is a popular, low-cost device which offers superb amplification characteristics. It features high-gain, low noise (typically $< 6 \text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$) and low gate leakage (typically $< 2 \text{ pA}$). Of special interest, however, is performance at high frequency. Even at 450 MHz the J308 Series offers high power gain and low noise. Like all TO-92 packages offered by Siliconix, tape and reel options are available to support automated assembly. (See Section 8.)

PART NUMBER	$V_{GS(OFF)}$ MAX (V)	$V_{(BR)GSS}$ MIN (V)	g_{fs} MIN (mS)	I_{DSS} MAX (mA)
J308	-6.5	-25	8	60
J309	-4.0	-25	10	30
J310	-6.5	-25	8	60

For additional design information and a closer look at high-frequency characteristics, please consult performance curves NZB which are located in Section 7.

TO-92

BOTTOM VIEW



1 DRAIN
2 SOURCE
3 GATE

SIMILAR PRODUCTS

- TO-52, See U308 Series
- SOT-23, See SST308 Series
- Dual, See U430 Series
- Chips, Order J30XCHP

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

PARAMETERS/TEST CONDITIONS	SYMBOL	LIMIT	UNITS
Gate-Drain Voltage	V_{GD}	-25	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-25	
Gate Current	I_G	10	mA
Power Dissipation	P_D	360	mW
Power Derating		3.27	mW/ $^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	T_J	-55 to 135	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-55 to 150	
Lead Temperature (1/16" from case for 10 seconds)	T_L	300	

J308 SERIES



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ¹			LIMITS								
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	TYP ²	J308		J309		J310		UNIT	
				MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX		
STATIC											
Gate-Source Breakdown Voltage	$V_{(BR)GSS}$	$I_G = -1 \mu A, V_{DS} = 0 V$	-35	-25		-25		-25		V	
Gate-Source Cutoff Voltage	$V_{GS(OFF)}$	$V_{DS} = 10 V, I_D = 1 nA$		-1	-6.5	-1	-4	-2	-6.5		
Saturation Drain Current ³	I_{DSS}	$V_{DS} = 10 V, V_{GS} = 0 V$		12	60	12	30	24	60	mA	
Gate Reverse Current	I_{GSS}	$V_{GS} = -15 V, V_{DS} = 0 V, T_A = 125^\circ C$	-0.002		-1		-1		-1	nA	
			-0.008		-1		-1		-1	μA	
Gate Operating Current	I_G	$V_{DG} = 9 V, I_D = 10 mA$	-15							pA	
Drain-Source On-Resistance	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 0 V, I_D = 1 mA$	35							Ω	
Gate-Source Forward Voltage	$V_{GS(F)}$	$I_G = 1 mA, V_{DS} = 0 V$	0.7		1		1		1	V	
DYNAMIC											
Common-Source Forward Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} = 10 V, I_D = 10 mA, f = 1 kHz$	14	8		10		8		mS	
Common-Source Output Conductance	g_{os}		110		250		250		250	μS	
Common-Source Input Capacitance	C_{iss}	$V_{GS} = -10 V, V_{DS} = 10 V, f = 1 MHz$	4		5		5		5	pF	
Common-Source Reverse Transfer Capacitance	C_{res}		1.9		2.5		2.5		2.5		
Equivalent Input Noise Voltage	\bar{e}_n	$V_{DS} = 10 V, I_D = 10 mA, f = 100 Hz$	6							nV/\sqrt{Hz}	
HIGH FREQUENCY											
Common-Gate Forward Transconductance	g_{fo}	$V_{DS} = 10 V, I_D = 10 mA$	$f = 105 MHz$	15						mS	
			$f = 450 MHz$	13							
Common-Gate Output Conductance	g_{oo}		$f = 105 MHz$	0.16							dB
			$f = 450 MHz$	0.55							
Common-Gate Power Gain ⁴	G_{pg}		$f = 105 MHz$	16							dB
			$f = 450 MHz$	11.5							
Noise Figure	NF	$f = 105 MHz$	1.5						dB		
		$f = 450 MHz$	2.7								

- NOTES: 1. $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted.
 2. For design aid only, not subject to production testing.
 3. Pulse test; $PW = 300 \mu s$; duty cycle $\leq 3\%$.
 4. Gain (G_{pg}) measured at optimum input noise match.

N-Channel JFET

DESIGNED FOR:

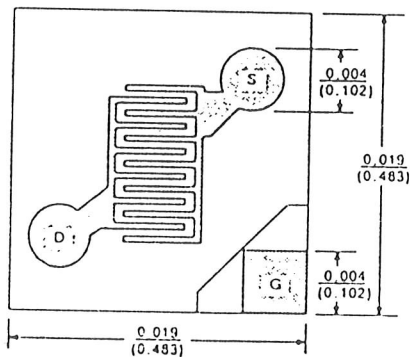
- VHF/UHF Amplifiers
- Front End High Sensitivity Amplifiers
- Oscillators
- Mixers

FEATURES

- 16 dB at 100 MHz, Common Gate
- 11 dB at 450 MHz, Common Gate

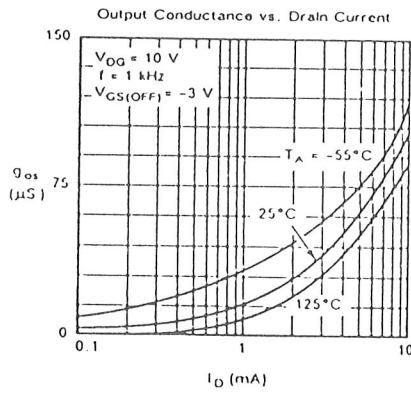
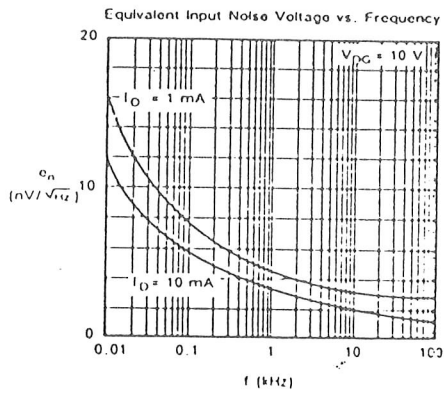
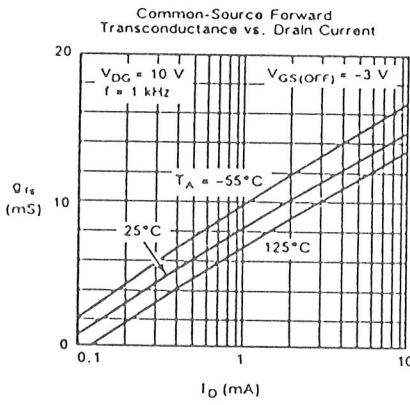
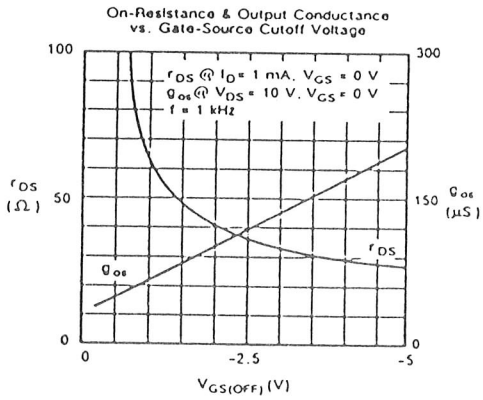
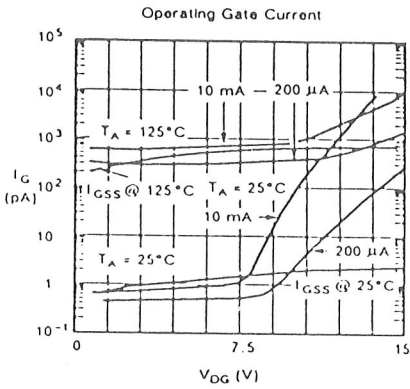
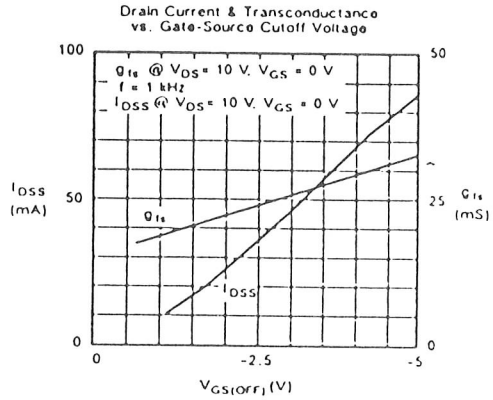
TYPE	PACKAGE	DEVICE
Single	TO-92	• J308, J309, J310
	SOT-23	• SST308, SST309, SST310
Dual	TO-52	• U308, U309, U310
	TO-78	• U430, U431
	Chip	• Available as above specifications

GEOMETRY DIAGRAM

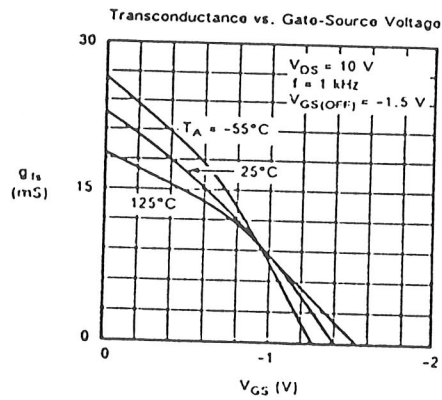
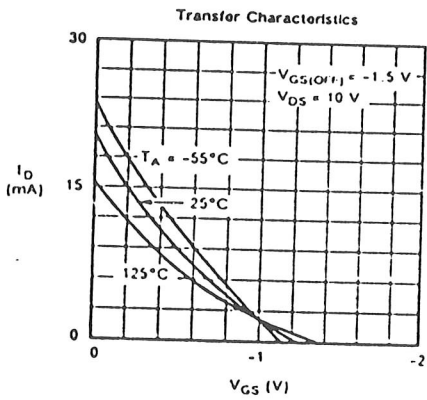
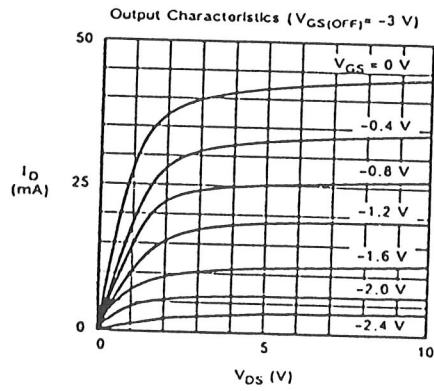
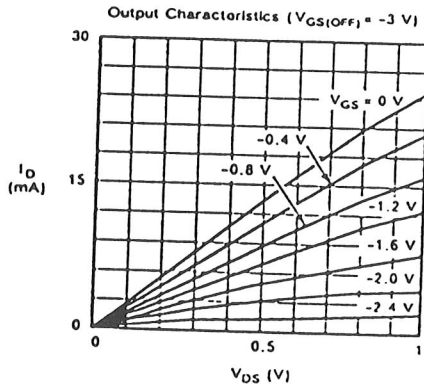
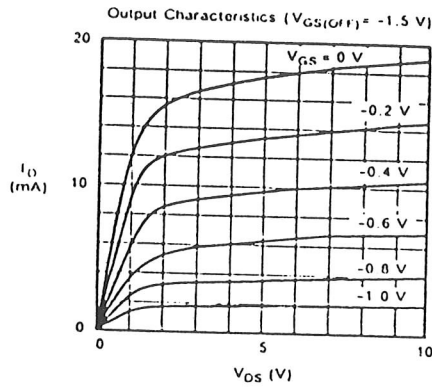
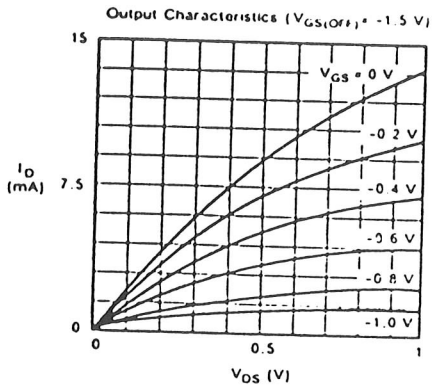


Gate also backside contact

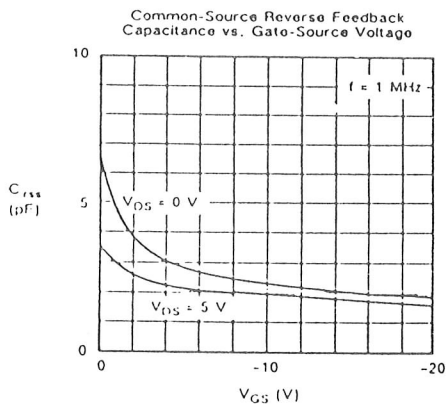
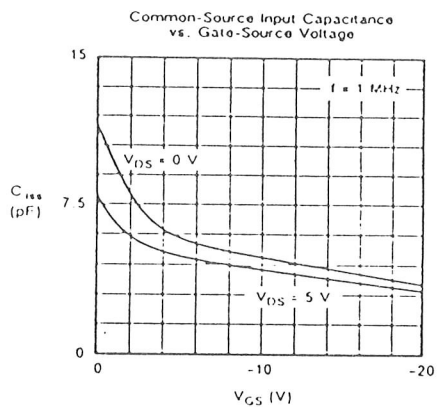
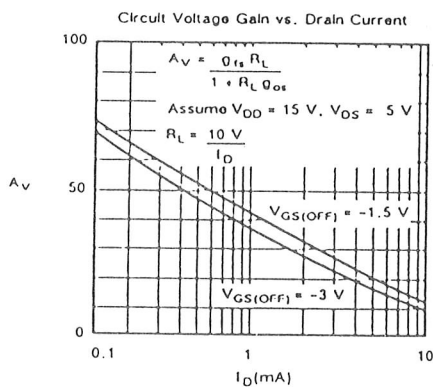
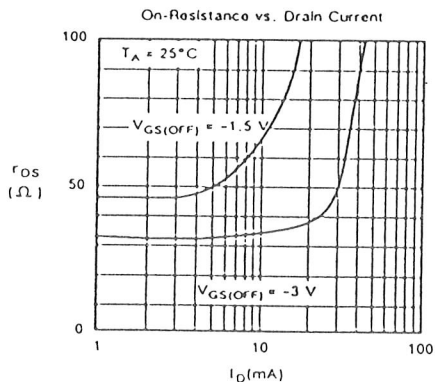
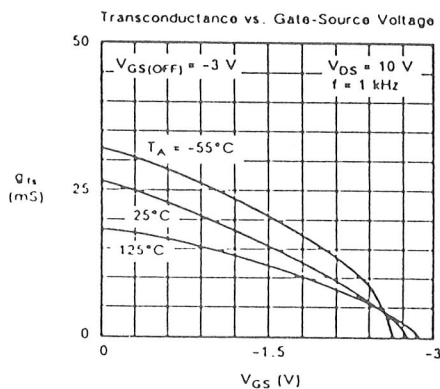
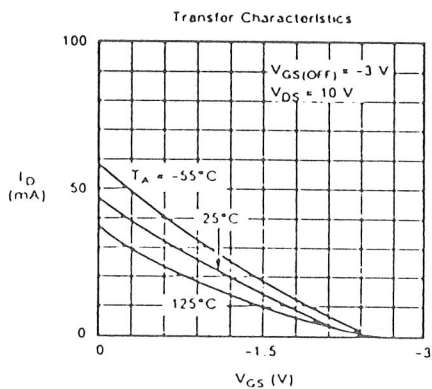
TYPICAL CHARACTERISTICS



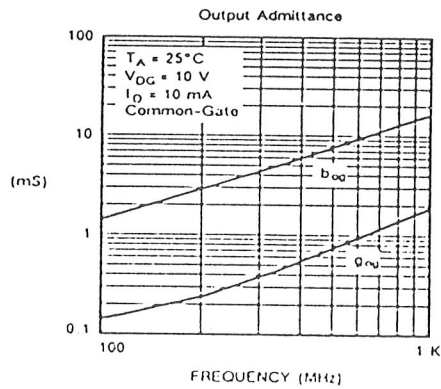
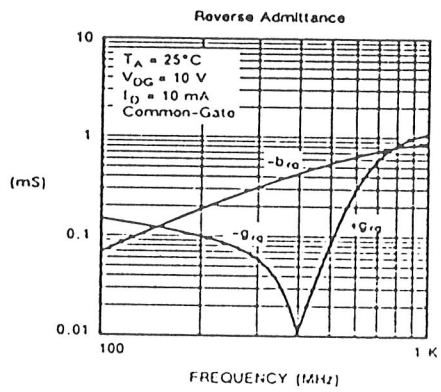
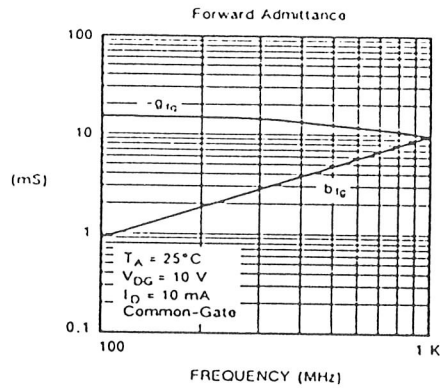
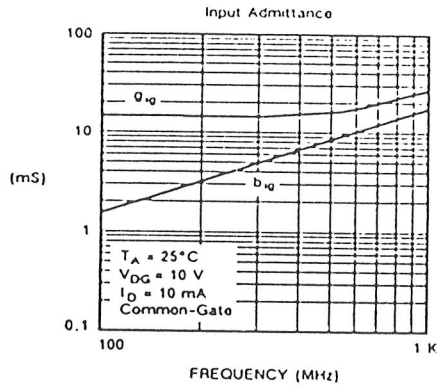
TYPICAL CHARACTERISTICS



TYPICAL CHARACTERISTICS



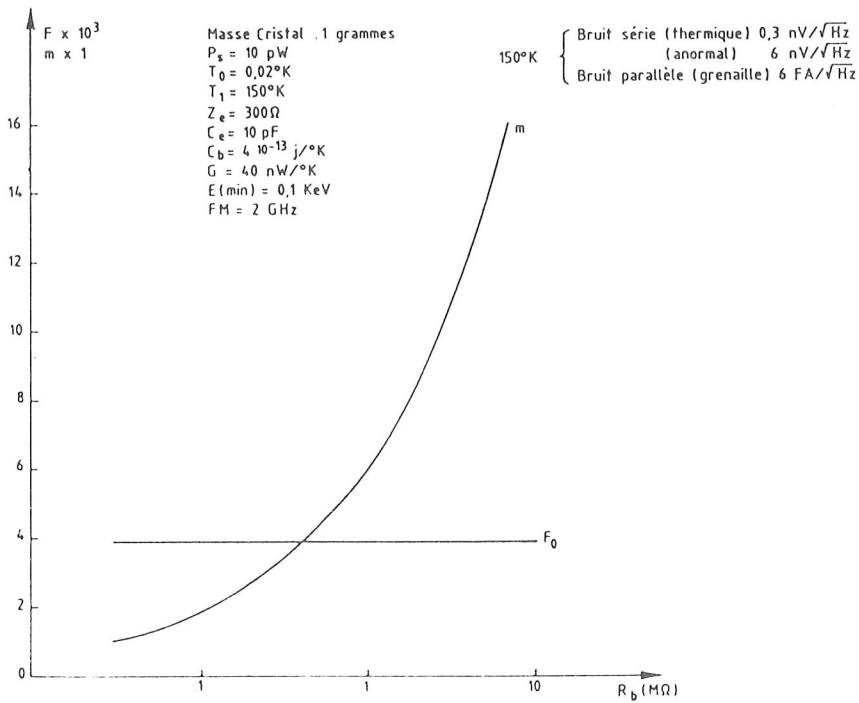
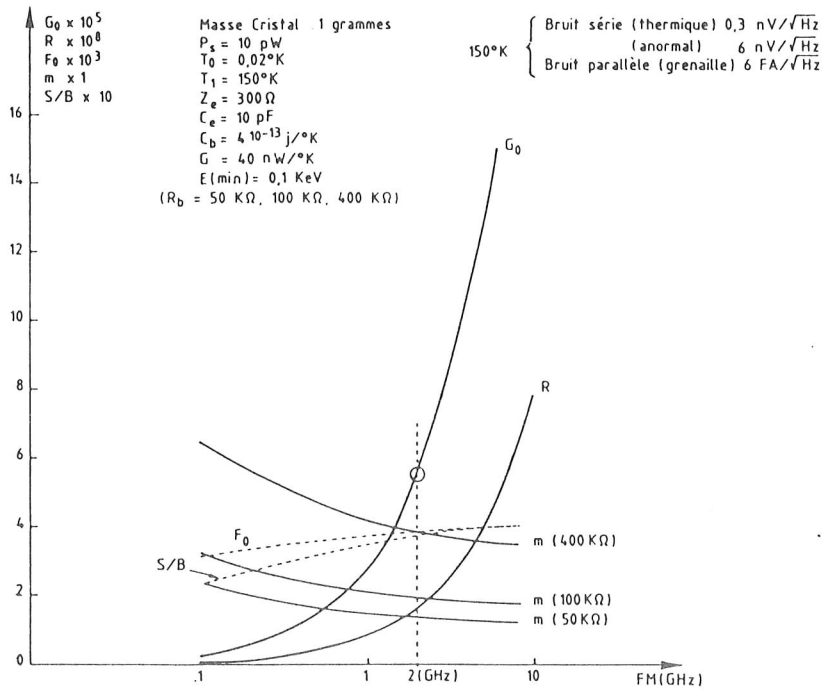
TYPICAL CHARACTERISTICS



10 Annexe C

10.1 Courbes montrant l'évolution des différentes grandeurs

10.1.1 Amplificateur de courant



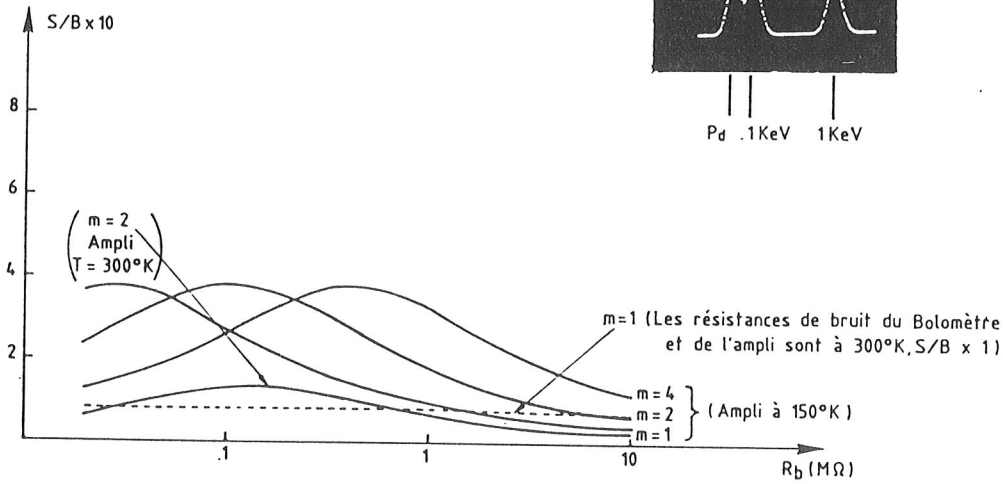
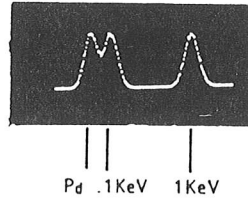
Masse Cristal .1 grammes
 $P_s = 10 \text{ pW}$
 $T_0 = 0,02^\circ\text{K}$
 $T_1 = 150^\circ\text{K}$
 $Z_e = 300 \Omega$
 $C_e = 10 \text{ pF}$
 $C_b = 4 \cdot 10^{-13} \text{ j}/^\circ\text{K}$
 $G = 40 \text{ nW}/^\circ\text{K}$
 $FM = 2 \text{ GHz}$
 $F_0 = 4 \text{ KHz}$
 $R = 150 \text{ M}\Omega$
 $G_0 = 500000$
 $E(\text{min}) = 0,1 \text{ KeV}$

150°K {

- Bruit série (thermique) $0,3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- (anormal) $6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Bruit parallèle (grenaille) $6 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$

300°K {

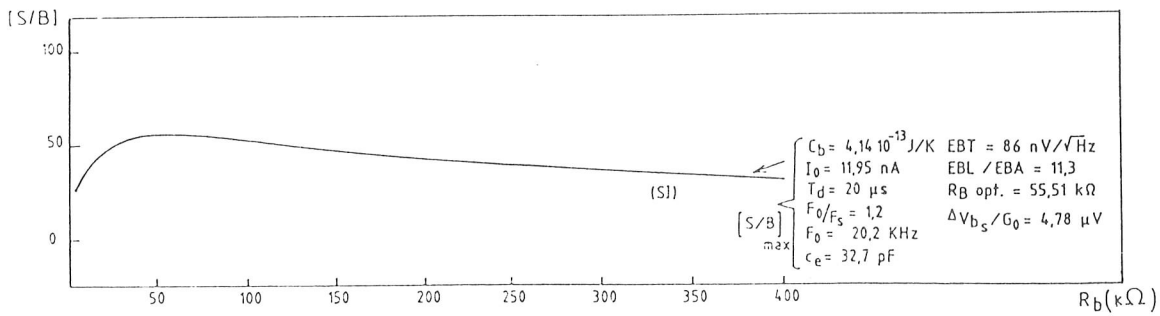
- Bruit série (thermique) $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- (anormal) $6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Bruit parallèle (grenaille) $6 \text{ fA}/\sqrt{\text{Hz}}$



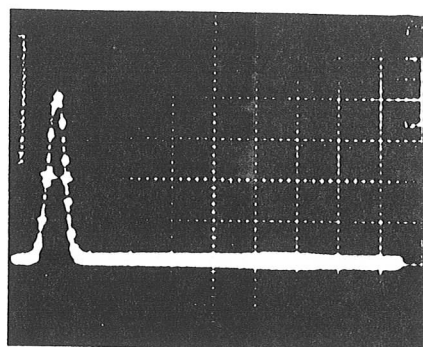
10.1.2 Amplificateur de tension

Données

Bolomètre	{	Cristal: Silicium
		Masse : 100 mg
		Température de fonctionnement 20 mK
		Puissance électrique 8 pW
Electronique	{	Energie minimum à détecter .1 keV
		Température de fonctionnement 150 K
		Bruit série .3 nV / \sqrt{Hz}
		Bruit parallèle 6 fA / \sqrt{Hz}
		Bruit anormal série 6 nV / \sqrt{Hz}



Résultats obtenus



Bruit en sortie d'ampli, le FET n'étant pas connecté

$LMH = 40$ canaux. Etalonnage QVT: 1 canal $\rightarrow 66 \mu V$

soit $V_{b,(LMH)} = 2,64 mV$

Courant à l'entrée ($R = 50 k\Omega$)

$I_{b(e)} = 52,8 nA$ soit en valeur efficace $I_{e(eff)} = 11 nA$

Densité spectrale: $\sigma_{(L)} = 6,3 pA/\sqrt{Hz}$ ($F_o = 2 MHz$)

FET J 309: Transconductance à $\begin{cases} 300 K & g_{fs} = 25 mS \\ 150 K & g_{fs} = 56 mS \end{cases}$

Bruit en tension ramené à l'entrée, le FET étant connecté: $c_{e(eff)} = .11 nV/\sqrt{Hz}$

Bruit du au FET à $150K$: $c_{(FET)} = \sqrt{4 K T R_{(FET)}}$

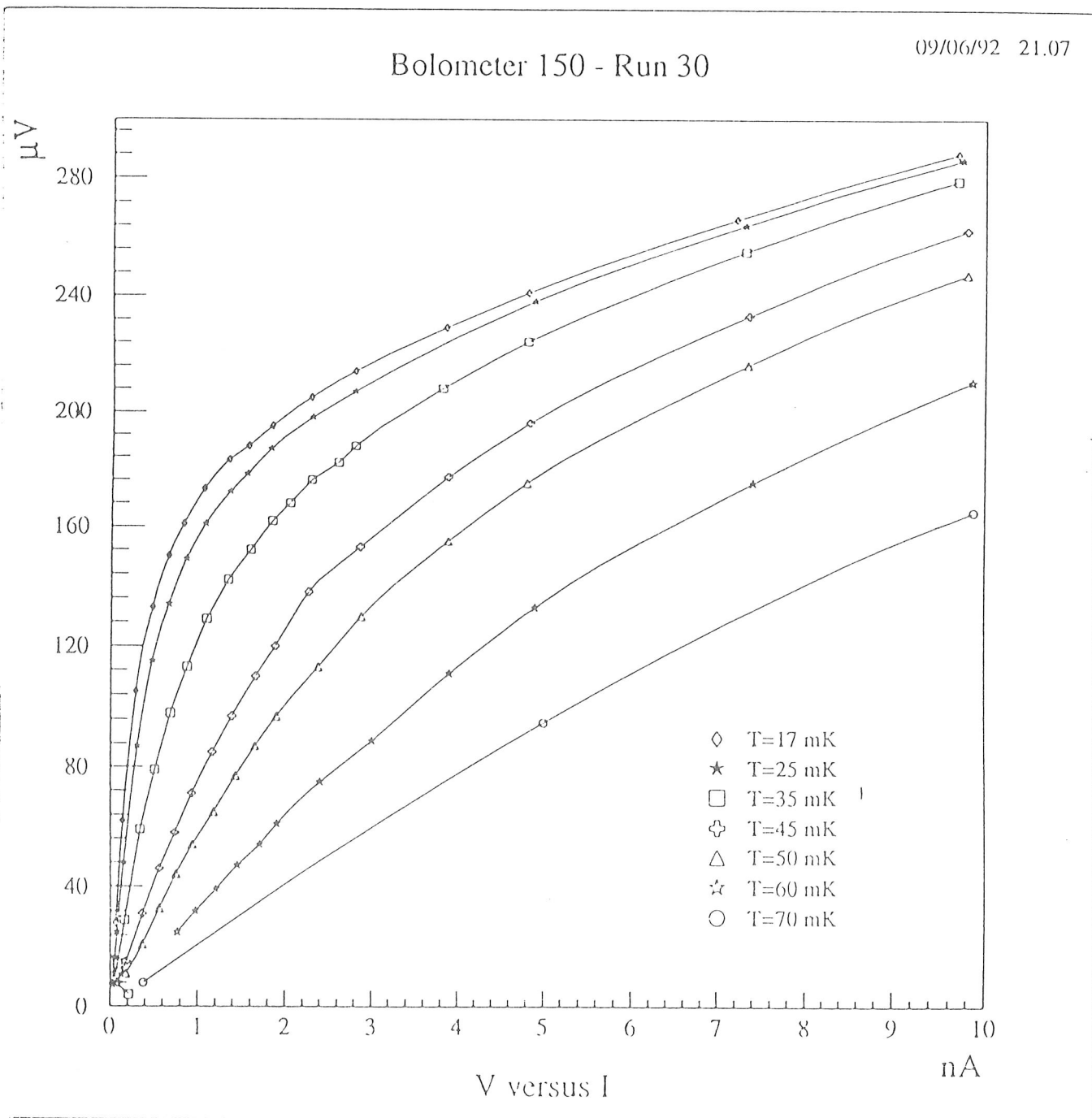
$R_{(FET)} = \frac{2}{3} \frac{1}{g_{fs}}$ soit $c_{(FET)} = .3 nV/\sqrt{Hz}$

Bruit total à l'entrée: $c_t = \sqrt{c_{e(eff)}^2 + c_{(FET)}^2}$

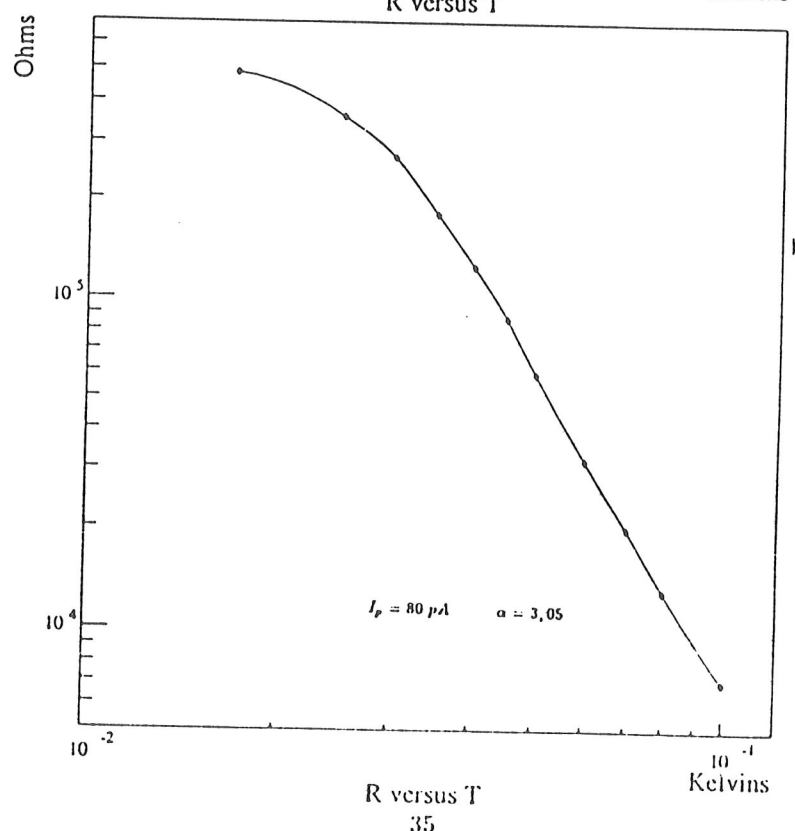
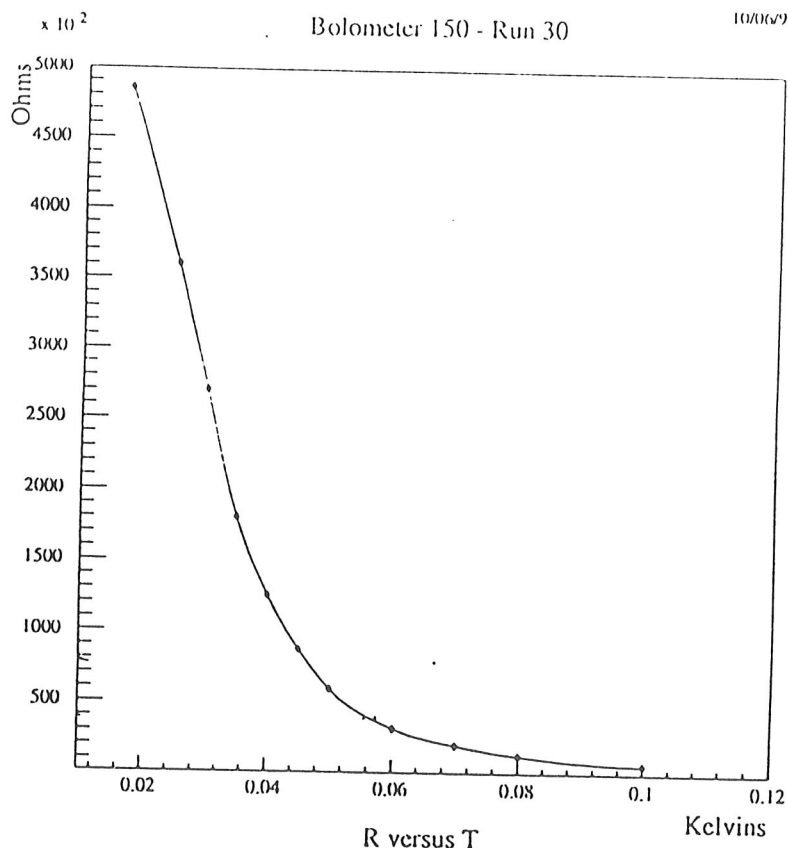
Soit $c_t = .33 nV/\sqrt{Hz}$

11 Annexe D: Bolomètre N 150 de N. Coron

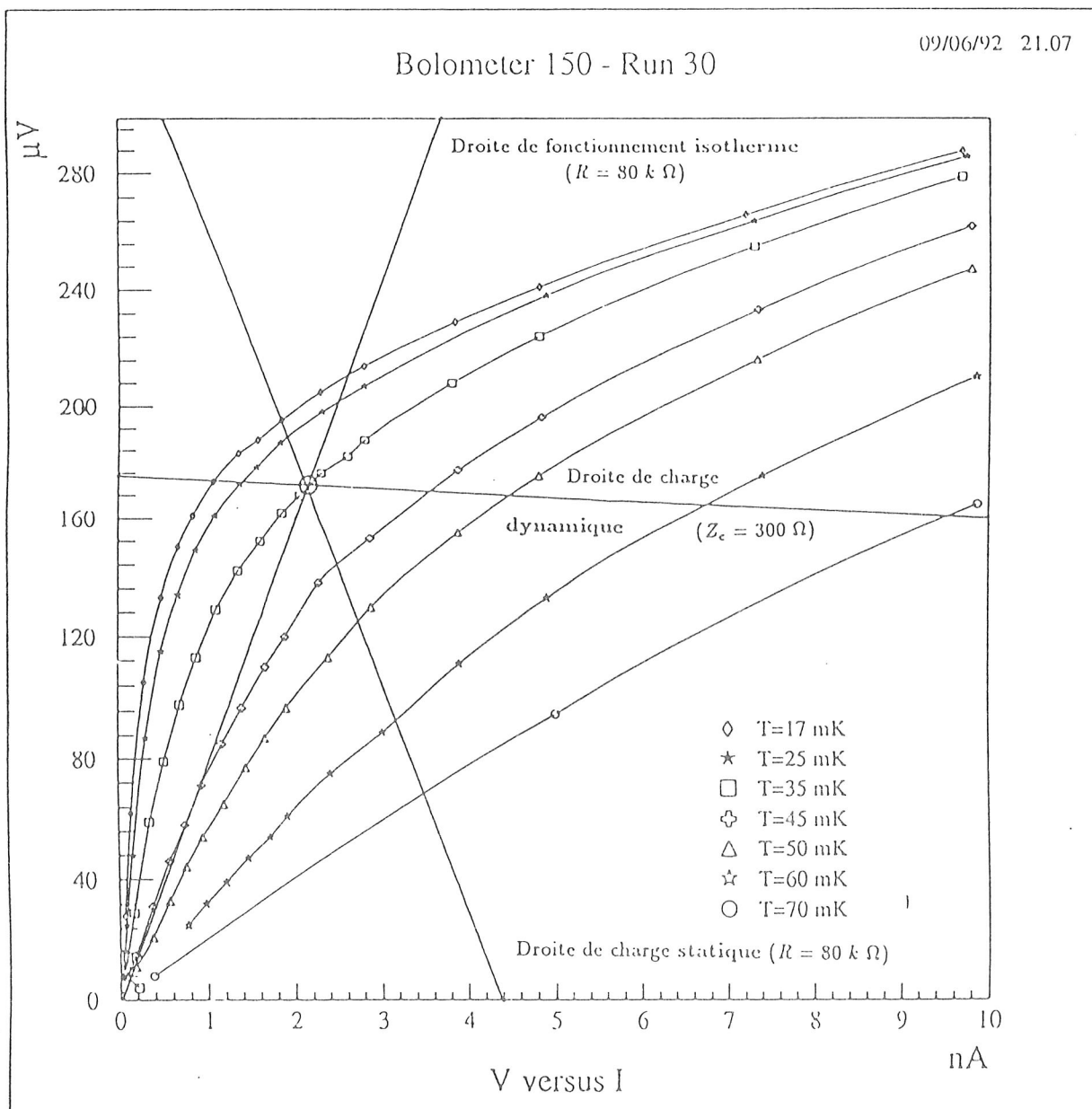
11.1 Réseau I-V pour différentes températures du bain



11.2 Variations de la résistance du bolomètre en fonction de la température du bain ($T_{min} = 20 \text{ mK}$, $P^{max} = 3,2 \text{ fW}$, $I = 80 \text{ pA}$)

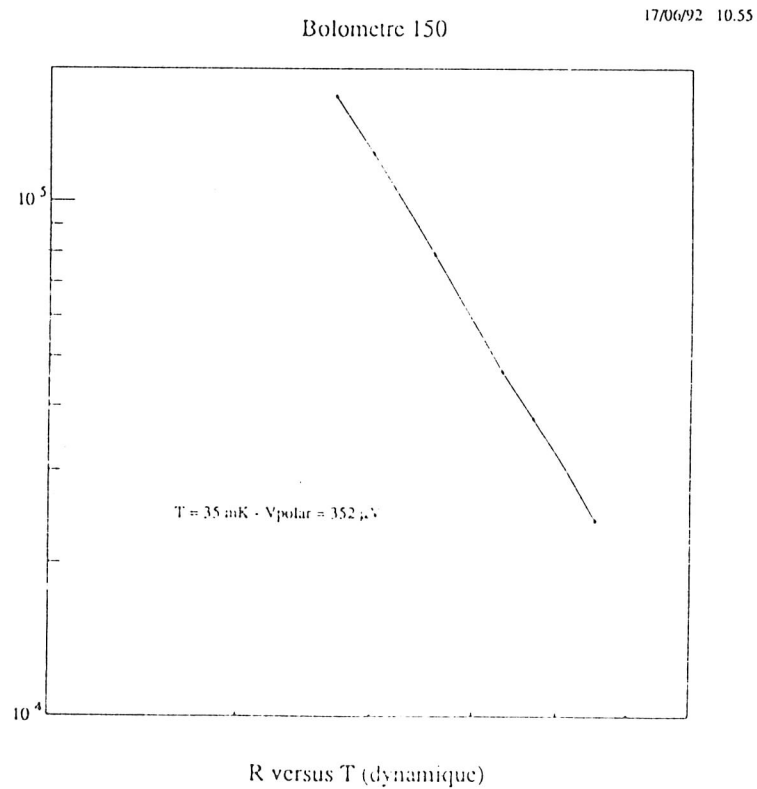
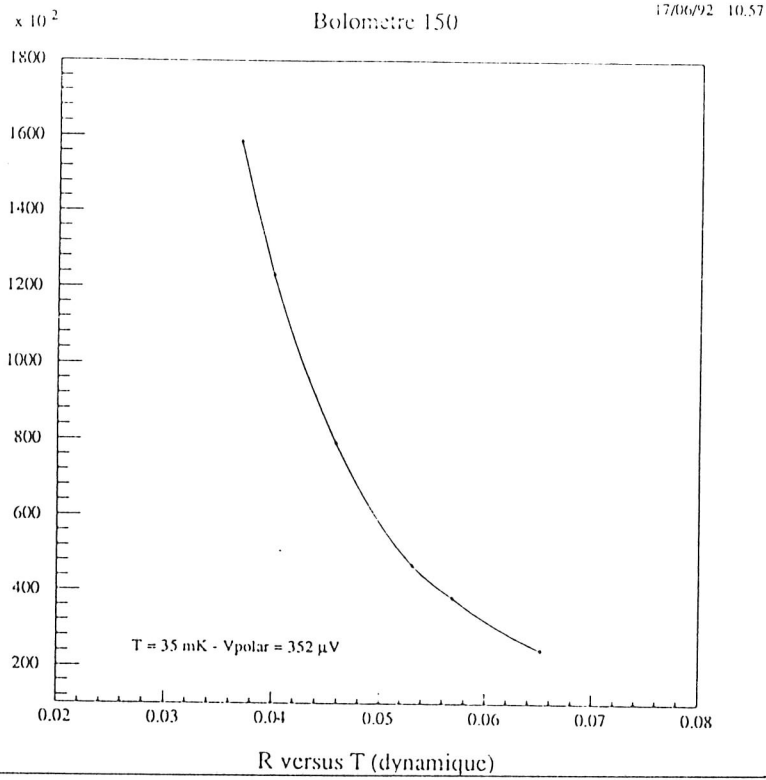


11.3 Ampli de courant, droite de fonctionnement isotherme et droites de charges statique et dynamique



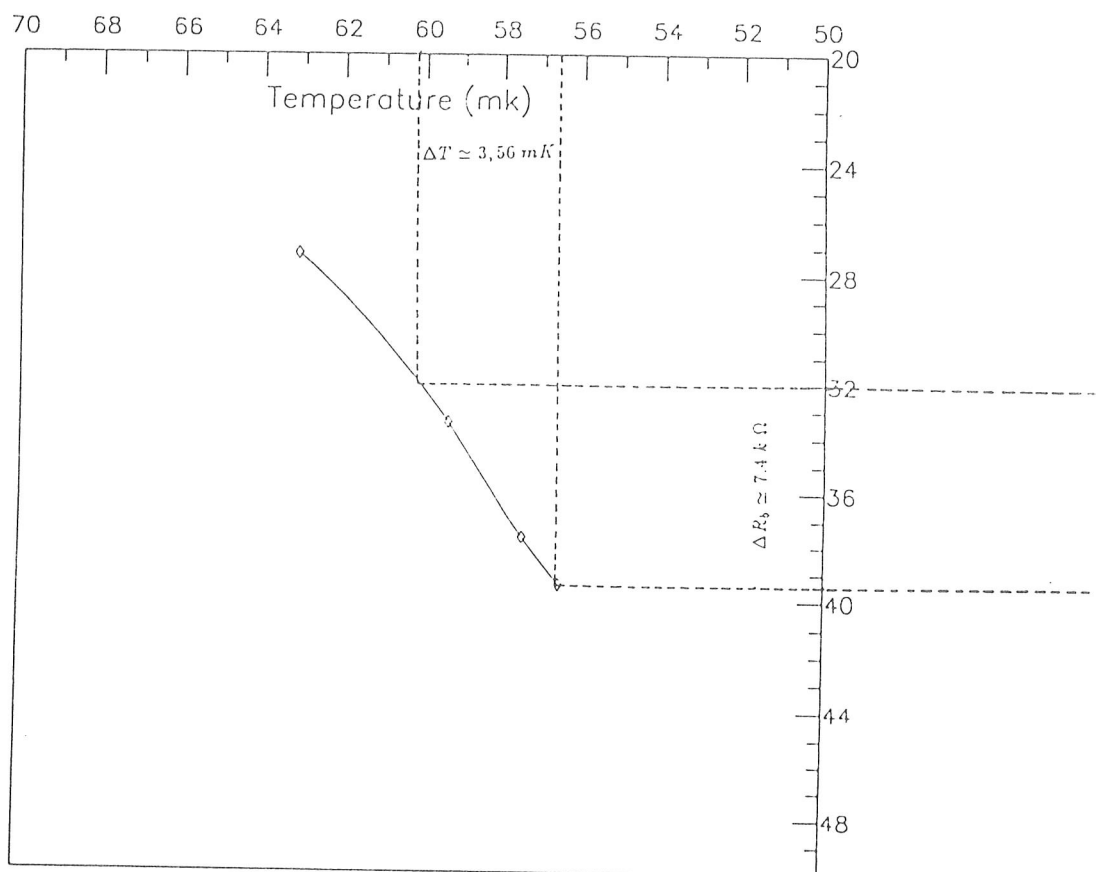
Température	{	du bain 35 mK	
		de fonctionnement 45 mK	
Point de polarisation	{	$U_b = 173 \mu V$	Tension d'alimentation $E_o = 352 \mu V$
		$I_b = 2,2 nA$	
		$R_b = 80 k \Omega$	
Résistance de charge	{	statique 80 k Ω	
		dynamique 300 Ω	

11.4 Variation de la résistance du bolomètre en fonction de la température de fonctionnement

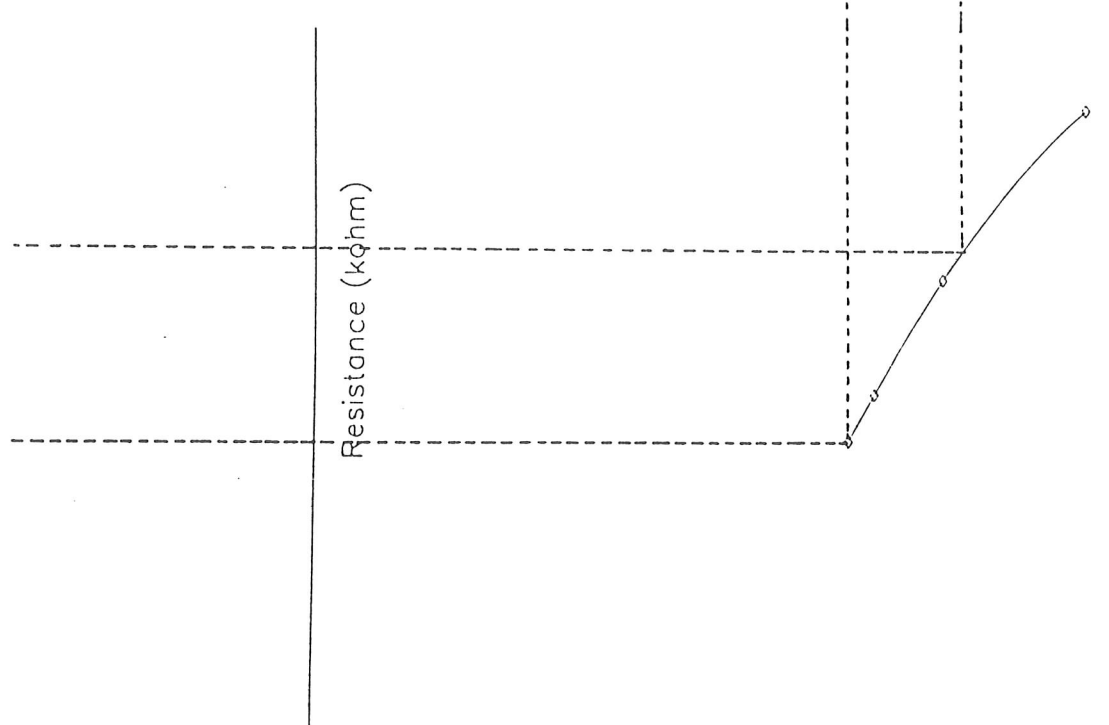
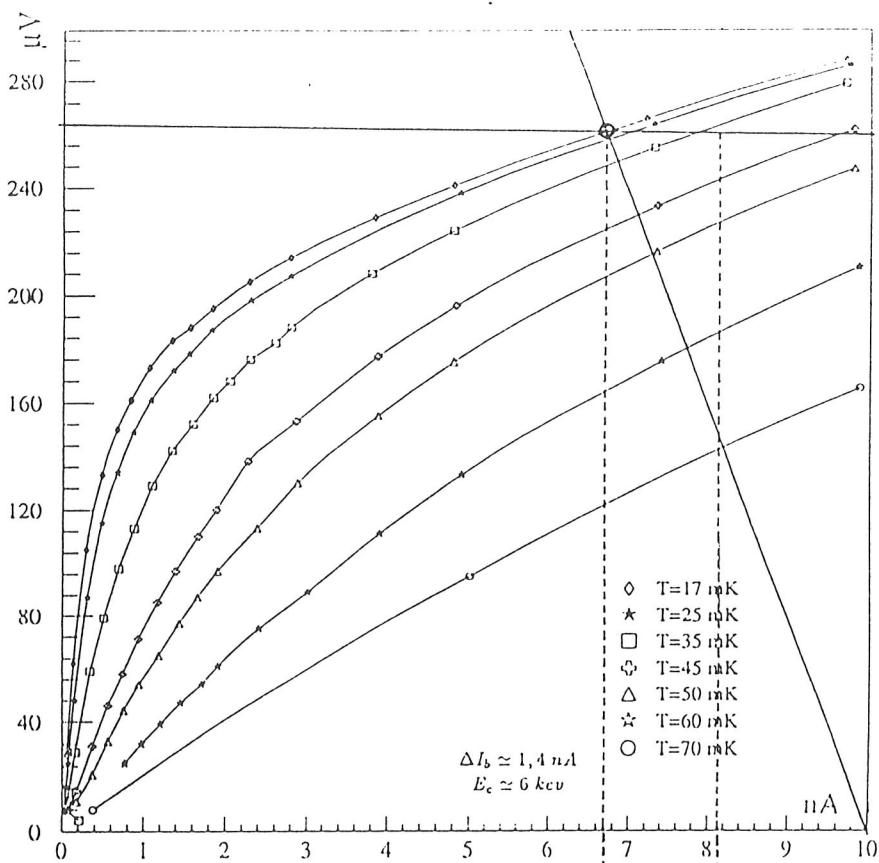


11.5 Ampli de courant, exploitation dynamique du réseau I-V

Température	$\left\{ \begin{array}{l} \text{du bain } 17 \text{ mK} \\ \text{de fonctionnement } 56,56 \text{ mK} \end{array} \right.$
Point de polarisation	$\left\{ \begin{array}{l} U_b = 261 \mu V \\ I_b = 6.63 \text{ nA} \\ R_b = 39.36 \text{ k}\Omega \end{array} \right.$ Tension d'alimentation $E_o = 800 \mu V$
Résistance de charge	$\left\{ \begin{array}{l} \text{statique } 80 \text{ k}\Omega \\ \text{dynamique } 300 \Omega \end{array} \right.$

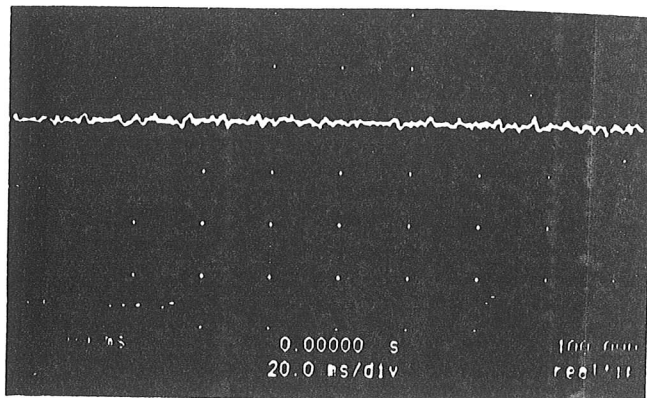


Bolometer 150 - Run 30



AMPLIFICATEUR DE COURANT

(Bruit à 300 K)



Scope HP type 54510 A

V: 1 mV/div

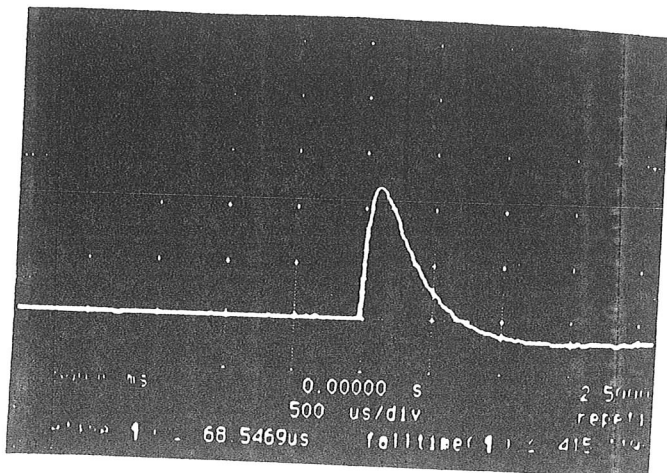
H: 20 ms/div

Transimpédance: 150 Mégohms
 BW = 8 kHz
 $V(\text{rms}) = 450 \mu\text{V}$
 Bruit en courant: 30 fA/sqr(Hz)

Signal obtenu aux bornes du senseur (Bolomètre 150, source Fe 55: 6 kev)

Températures { du bain: 35 mK
 du senseur: 46 mK
 de l'ampli: 300 K } Point de repos { $V_b = 173 \mu\text{V}$
 $I_b = 2.2 \text{ nA}$ } $V(\text{alim}) = 350 \mu\text{V}$

Résistances { de charge { statique: 80 ko
 dynamique: .3 ko }
 senseur: 80 ko } BW = 8 kHz



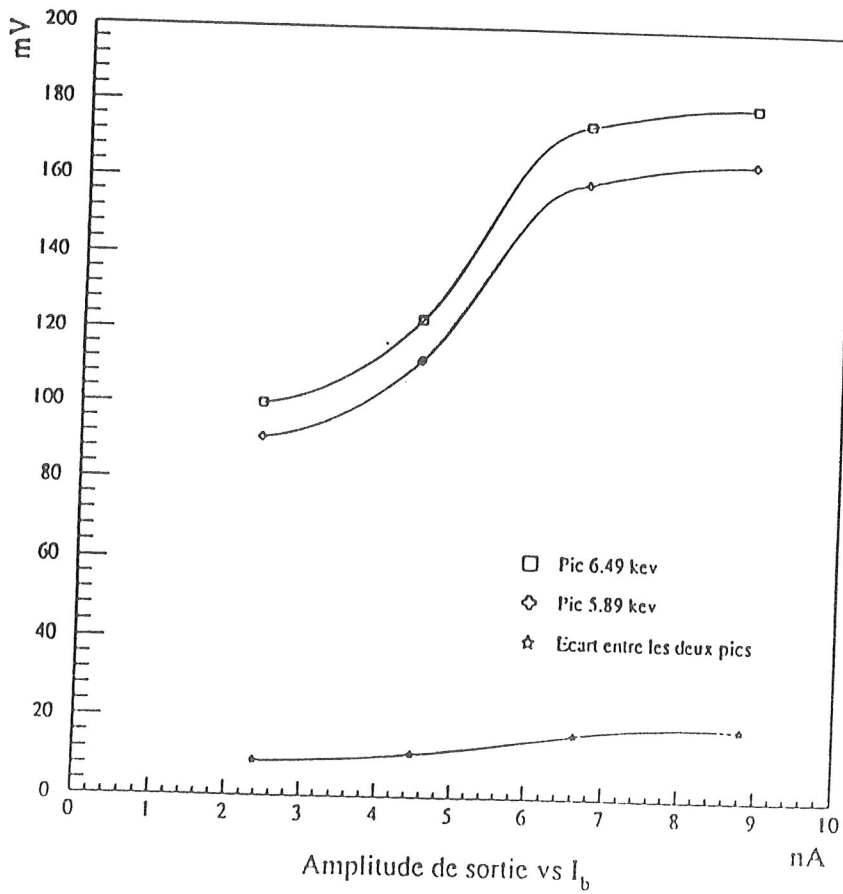
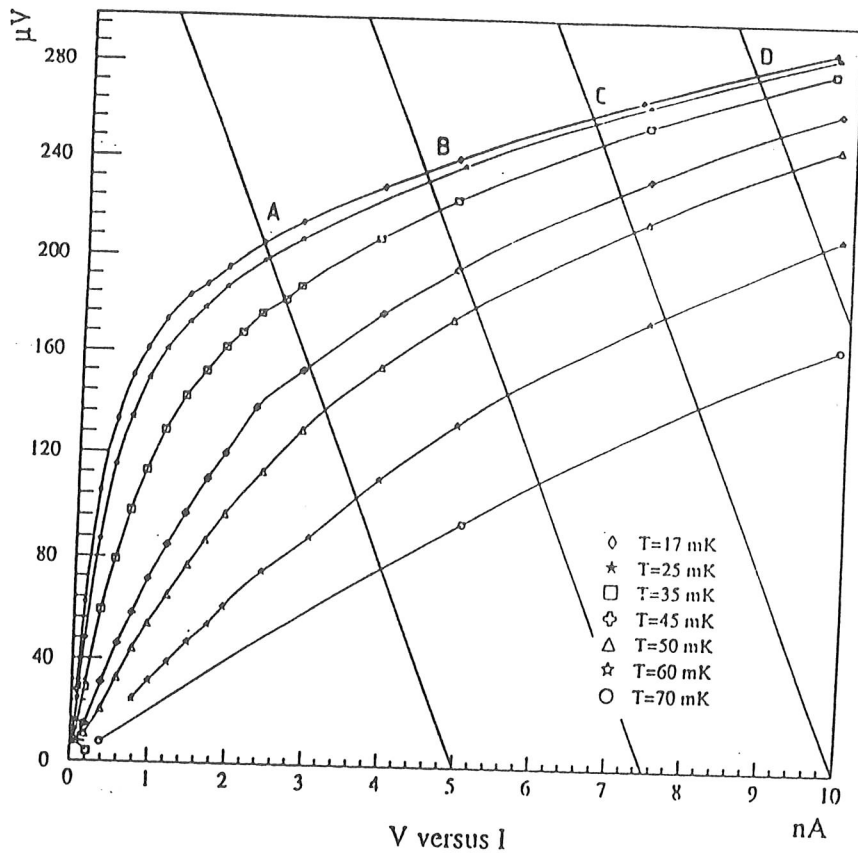
Scope HP type 54510 A

V: 500 mV/div

H: 500 μs /div

Trigger à 125 mV

Bolometer 150 - Run 30



Bolomètre 150

11/09/92 18.08

