



Rapport de Stage  
Technicien Supérieur en Electronique

Faisabilité d'un préamplificateur de charge  
à élément d'entrée refroidi à 4K  
pour une expérience de détection de matière noire

Karim Huet

Tuteur NFIO : Eric Akmansoy  
Tuteur CEA : Michel Fesquet



## **REMERCIEMENTS**

Je tiens tout particulièrement à remercier mon tuteur M. Michel FESQUET, pour sa patience, sa disponibilité et ses conseils qui m'ont permis de mener à bien ce stage.

Je remercie chaleureusement M. Yong JIN pour son aide précieuse dans ma compréhension du HEMT et des transistors en cryoélectronique.

Je remercie également M. Eric DELAGNES pour son explication sur l'intérêt du préamplificateur de charge dans le monde de la détection de particules.

Enfin, je remercie toute l'équipe du LDEF pour son accueil chaleureux et son aide généreusement offerte, sans laquelle ce stage n'aurait pas été une expérience aussi enrichissante.

## SOMMAIRE

Introduction .....	6
L'expérience EDELWEISS .....	6
Objectifs du stage .....	7
Présentation du CEA.....	8
Historique.....	8
Constitution du D.A.P.N.I.A. ....	9
Service S.E.D.I.....	9
Laboratoire L.D.E.F.....	10
1. Les détecteurs d'Edelweiss .....	11
1.1. Principe du bolomètre.....	11
1.2. Caractéristiques.....	12
1.3. Objectifs.....	13
1.4. Impédance d'entrée - Polarisation .....	13
2. Préamplification.....	14
2.1. Utilité – Caractéristiques principales.....	14
2.2. Préamplificateur de charge.....	15
2.2.1. Schéma de principe .....	15
2.2.2. Fonction de transfert .....	15
2.2.2.1. Calculs.....	15
2.2.2.2. Applications numériques.....	17
2.2.2.3. Conclusions .....	18
3. Amplificateur de tension à gain négatif.....	19
3.1. Le transistor à effet de champ HEMT .....	19
3.1.1. Caractéristiques .....	19
3.1.2. Modélisation.....	20
3.1.2.1. Modèle petits signaux.....	20
3.1.2.2. Modèle SPICE du HEMT .....	20
3.1.3. Bruit.....	21
3.1.4. Conclusions.....	23
3.2. Objectifs.....	24
3.3. Conception.....	25

3.3.1. Montage cascode.....	25
3.3.2. Asservissement en courant.....	28
3.3.3. Eléments de l'amplificateur .....	30
3.3.3.1. Source de courant.....	30
3.3.3.2. Soustracteur.....	30
3.3.3.3. Filtre Passe Bas.....	31
3.3.4. Fonction de transfert .....	32
3.3.5. Choix des composants actifs .....	33
3.3.6. Simulation .....	34
3.3.6.1. Résultats de simulation.....	34
3.3.6.2. Conclusions .....	36
3.4. Réalisation .....	37
3.4.1. Alimentations.....	37
3.4.2. Tension de référence : $V_{ref}$ .....	37
3.4.3. Stabilisation de l'AD797 .....	37
3.5. Caractérisation à 300 K .....	38
3.5.1. Chaîne de caractérisation .....	38
3.5.2. Gain.....	39
3.5.3. Bruit ramené en entrée .....	41
Conclusion .....	43
BIBLIOGRAPHIE .....	44
Table des figures.....	45
ANNEXE 1 : Théorème de Miller .....	49
ANNEXE 1 : Théorème de Miller .....	49
ANNEXE 2 : Structure et caractéristiques du HEMT ....	50
Gaz d'électrons 2D.....	51
Caractéristiques@4K .....	52
Caractéristiques de bruit @300K .....	55
Décalage du point de fonctionnement.....	56
ANNEXE 3 : Caractéristiques simulées du HEMT@4K	57
Paramètres.....	57
$I_{ds} = f(V_{ds}, V_{gs})$ .....	58
$I_{ds} = f(V_{gs})$ .....	59
$g_m = f(I_{ds})$ .....	60

<b>ANNEXE 4 : Montage source commune à base de HEMT .....</b>	<b>61</b>
Montage .....	61
Paramètres – Courbe de bruit.....	61
<b>ANNEXE 5 : Décomposition du spectre de bruit à 4,2K .....</b>	<b>63</b>
<b>ANNEXE 6 : Résultats de simulation .....</b>	<b>65</b>
Stabilisation DC (offset à l'entrée = 0V).....	65
Comportement AC (amplitude à l'entrée 1mV).....	66
<b>ANNEXE 7 : Le préamplificateur de tension .....</b>	<b>67</b>
<b>ANNEXE 8 : Bruit du préamplificateur de charge .....</b>	<b>69</b>
Schéma équivalent de bruit ramené en entrée .....	69
Applications numériques.....	71
Bruit en fonction de la plage de fréquence considérée.....	73
<b>ANNEXE 9 : Photographies .....</b>	<b>74</b>
Montage amplificateur .....	74
Banc de mesure LPN 4°K (CNRS – Marcoussis).....	75

## Introduction

Depuis 70 ans, le problème de la matière noire constitue une des questions majeures de l'astrophysique. Nous ignorons ce qui compose près de 70% de notre univers.

La matière lumineuse (1%), quantifiable par observation, ne correspond pas à la masse attendue, estimée d'après la vitesse des étoiles autour du centre de la galaxie. La matière connue (protons, neutrons, électrons...) représente les 29% restants.

Il existe 3 hypothèses majeures quant à la nature de la masse manquante :

- Elle pourrait être composée de matière connue (dite "baryonique"), sous la forme de matière froide et non lumineuse. Cependant, l'expérience de lentilles gravitationnelles EROS (CEA/CNRS) a montré que l'existence de corps de la taille d'une étoile mais non lumineux est fortement improbable.
- Elle pourrait être composée de neutrinos. Cependant, malgré leur grand nombre, leur masse est trop faible pour qu'ils puissent être les seuls composants de la matière noire.
- Enfin elle pourrait être composée d'un halo de particules élémentaires entourant chaque galaxie : Les WIMP (Weakly Interacting Massive Particles). Celles-ci seraient bien plus massives que le neutrino (plusieurs dizaines voire centaines de fois celle d'un proton) et interagiraient très peu avec la matière

L'existence encore invérifiée des WIMP est prédite par la théorie physique de la "supersymétrie".

Des nombreuses expériences dans le monde tentent de mettre en évidence l'existence de ces particules : CDMS (Cryogenic Dark Matter Search - USA), DAMA (Dark Matter Experiment – Italie) et EDELWEISS (Expérience de Détection des WIMP en site Souterrain – CEA/CNRS).

## L'expérience EDELWEISS

Le problème majeur de la détection des WIMP est leur très faible interaction avec la matière : Au plus 1 fois par jour et par kg de détecteur exposé.

De plus, l'impact d'un WIMP sur un noyau ne transmet tout au plus que 10 à 100 keV d'énergie, ce qui équivaut à une élévation de température du détecteur d'1 microkelvin. Une telle résolution implique de mettre le détecteur à une température proche du zéro absolu (<20 mK).

Afin de s'affranchir du bruit de fond constitué par la radioactivité ambiante naturelle, EDELWEISS est située sous 1700 m de roche, au Laboratoire Souterrain de Modane (LSM – Fréjus). Des barrières de paraffine (contre les neutrons), de plomb et de cuivre (rayons bêta et gamma) entourent les détecteurs. Les matériaux utilisés pour l'expérience ont été sélectionnés pour leur très faible radioactivité.

Enfin, un système de double détection ionisation/chaleur à base de détecteurs bolométriques permet de s'affranchir du fond radioactif résiduel de rayons bêta et gamma.

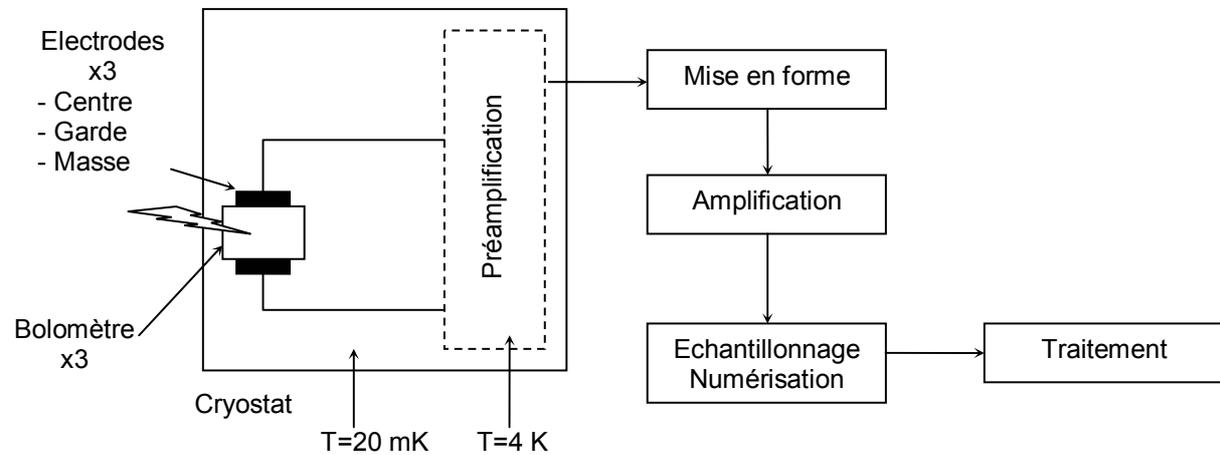
En effet, l'impact de tels rayons produisent une impulsion d'ionisation sur les détecteurs en plus de l'élévation de température, alors qu'un WIMP ne peut fournir assez énergie pour cela.

Cette double détection, couplée à la protection due au milieu souterrain, permet à l'expérience EDELWEISS d'atteindre des résolutions de quelques keV à basses énergies (pour des événements d'énergie inférieure à 200 keV) [3].

### Objectifs du stage

Dans le cadre d'une discrimination toujours plus fiable et précise des événements, mon stage s'inscrit dans un projet d'étude concernant la voie ionisation.

La voie en question peut se schématiser de la manière suivante :



Il s'agit de tester les performances d'un type de transistor à effet de champ encore peu utilisé dans le milieu de la détection de particules, le HEMT.

Il serait utilisable en tant qu'élément d'entrée du préamplificateur de charge, dont la tâche est de convertir l'ionisation du détecteur en variation de tension.

Les objectifs de ce stage sont donc :

- L'étude de faisabilité et la conception d'un préamplificateur de charge avec un HEMT en entrée.
- La réalisation d'un prototype et sa caractérisation.

Afin de bien comprendre le fonctionnement de la voie ionisation, nous commencerons par l'étude du signal qui nous intéresse : l'impulsion d'ionisation.

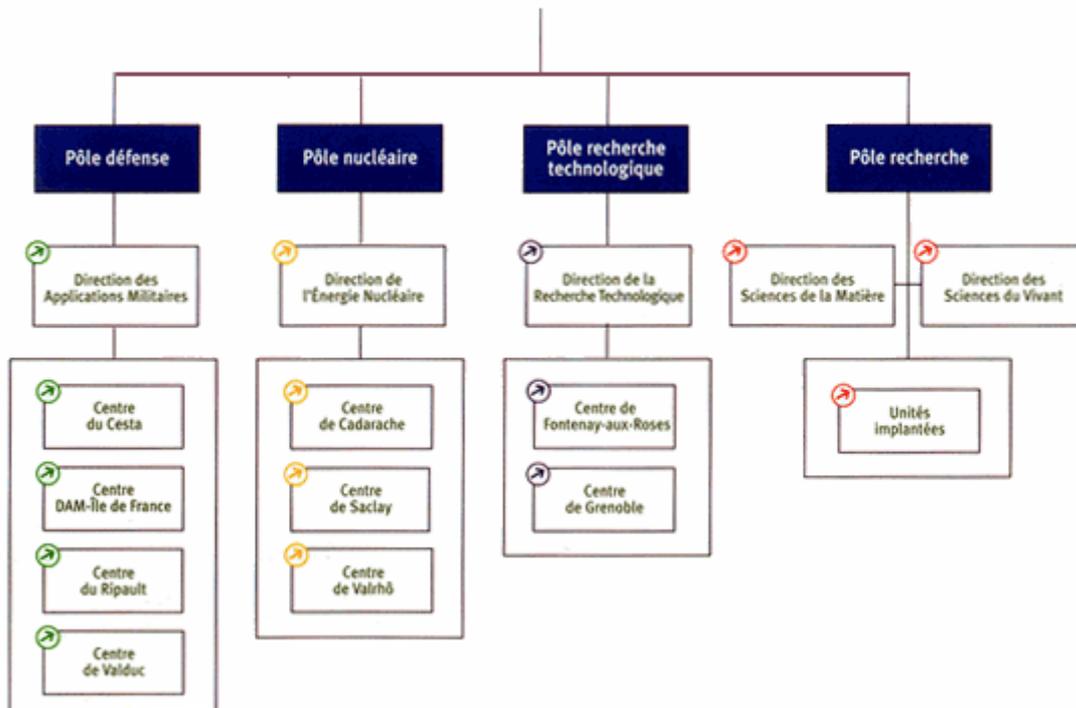
En deuxième partie, nous verrons les principes du préamplificateur de charges. Enfin, la troisième partie sera consacrée à la conception, la réalisation et la caractérisation du montage préamplificateur avec un transistor HEMT en entrée.

## Présentation du CEA

« Donner à la France la maîtrise de l'atome dans les secteurs de la recherche, de la santé, de l'énergie, de l'industrie et de la sûreté. »

Telle est la mission confiée au CEA pour ses activités civiles dans le cadre d'un contrat d'objectifs signé avec le ministère de l'Éducation nationale, de l'Enseignement supérieur et de la Recherche, le ministère du Budget, le ministère de l'Industrie, de la Poste et des Télécommunications.

Le diagramme suivant représente les 4 pôles d'activités qui sont couverts par le CEA et la répartition des centres d'études du CEA entre ces 4 pôles :



### Historique

- 1945 : Création du CEA et démarrage du centre d'étude de Fontenay aux Roses.
- 1946 : Frédéric Joliot choisit un site sur le plateau de Saclay pour y développer la recherche nucléaire civile.
- 1948 : Pose de la première pierre du CEA/Saclay par le ministre Raoul Dautry.
- 1951 : Arrivée des premiers chercheurs. L'histoire du CEA/Saclay commence...
- 1996 : Le CEA/Saclay est le plus important des 11 centres de recherche du CEA.

## Constitution du D.A.P.N.I.A.

Le Département d'Astrophysique, de physique des Particules, de physique Nucléaire et de l'Instrumentation Associée, où j'ai effectué mon stage, est situé au sein de la Direction des Sciences de la Matière (DSM). Ce département explore la physique des systèmes soumis aux trois interactions fondamentales de la nature : interaction électrofaible, interaction forte et gravitation.

En amont des applications, le DAPNIA contribue au progrès des connaissances de la matière. « A » comme Astres, « P » comme Particules, « N » comme Noyaux.

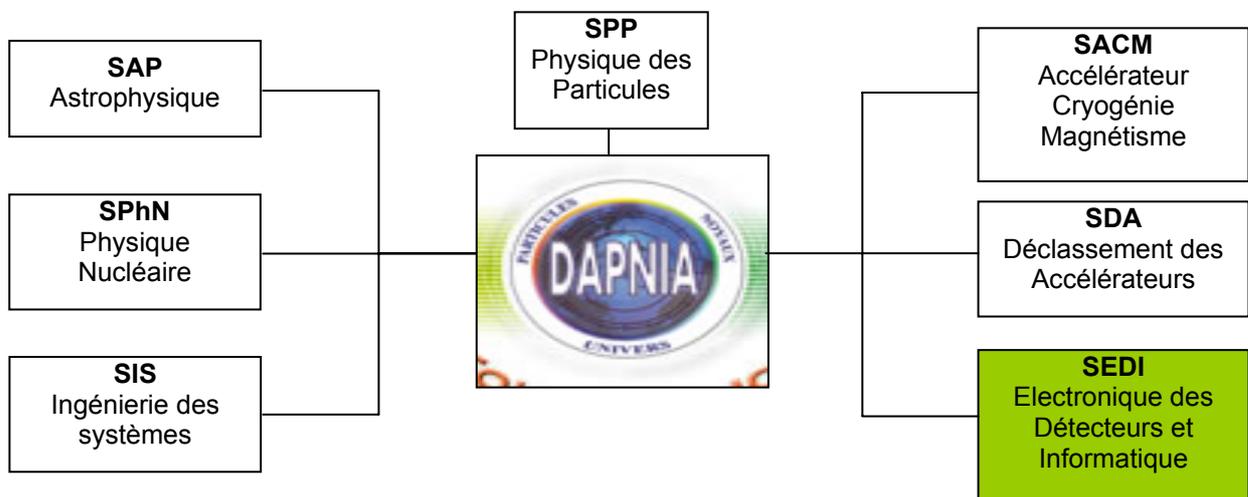
La recherche au DAPNIA se fait principalement au sein de collaborations nationales et internationales telles que :

l'IN2P3 (Institut National de Physique Nucléaire et de Physique des Particules)

l'INSU (Institut National des Sciences de l'Univers)

le CNES (Centre National d'Etudes Spatiales)

le CNRS (Centre National de Recherche Scientifique)



### Service S.E.D.I

Plus précisément, mon stage a pris forme dans le service dédié à l'électronique des détecteurs et à l'informatique associée (SEDI).

Avec ses 152 agents, dont 79 ingénieurs, le SEDI est le plus gros service du DAPNIA.

Le SEDI conçoit et développe de nouveaux concepts en matière de détection des particules et du rayonnement, d'électronique d'acquisition et de logiciels associés.

Il conçoit et met en oeuvre les circuits électroniques, les logiciels d'acquisition « temps réel » des données et l'analyse de ces données issues des expériences physiques.

Pour concevoir les systèmes électroniques des expériences de physique, le SEDI s'est équipé de puissants outils informatiques de CAO (conception, simulation, routage,...). Pour valider ces systèmes, le SEDI a les moyens de produire ses prototypes et ses bancs de tests.

Dans le domaine des circuits intégrés, les compétences actuelles portent sur les ASIC analogiques, et sur les circuits numériques -ASIC ou FPGA- conçus en langage de haut niveau.

Le SEDI s'organise en 6 laboratoires :

- l'antenne CERN
- le laboratoire de traitement de des données, acquisition et processeurs spécialisés (TRAPS)
- le laboratoire d'études, de développement et d'intégration de systèmes électroniques et optoélectroniques (LSEO)
- Laboratoire d'intégration des détecteurs (LID)
- Laboratoire d'informatique scientifique (LIS)
- le laboratoire de physique des détecteurs, d'électronique et de microélectronique frontale (LDEF) où j'ai effectué mon stage.

### **Laboratoire L.D.E.F**

Le Laboratoire de physique des Détecteurs, d'Électronique et de microélectronique Frontale mis en place en 2002 lors de la création du Service d'Électronique, des Détecteurs et d'Informatique est le laboratoire d'études et développements de concepts de chaînes de détection pour des expériences de Physique de Particules, Astrophysique et Physique Nucléaire. Le LDEF assure également le support aux expériences du Laboratoire Souterrain de Modane et réalise des prestations dans le domaine des très faibles radioactivités.

Il est constitué de 25 personnes, dont 15 ingénieurs et 10 techniciens répartis selon les compétences suivantes :

- Electronique analogique et numérique
- Microélectronique
- R & D détecteurs
- Réalisation de détecteurs

La tâche pour le laboratoire est de mobiliser ses ressources pour l'étude et le développement de chaînes de détection. Le laboratoire agit donc suivant les disciplines suivantes :

- *Recherche et Développement amont sur des nouveaux concepts de détection.*
- *Simulation, conception et optimisation de chaînes de détection.*
- *Architecture système.*
- *Développements d'électronique analogique et mixte spécifique.*
- *Simulations, conceptions, développements et caractérisations d'ASICs analogiques et numériques spécifiques.*
- *Expertise auprès des services de physique.*
- *Gestion de projet de détection ou d'électronique Front-End.*

## 1. Les détecteurs d'Edelweiss

### 1.1. Principe du bolomètre

Il est constitué [3] d'un bloc de Germanium (Ge) ultra pur entre deux électrodes d'Aluminium. Lors d'une interaction avec une particule, l'impact fait reculer un noyau du cristal de Ge. Il se produit alors 2 effets simultanés :

- La création de paires électrons – trous ( $e^-$  / trous) collectées aux électrodes via l'application d'un champ électrique : impulsion d'ionisation
- Une élévation de la température du cristal mesurée par un thermomètre ultrasensible : impulsion de chaleur

Cette double détection permet de faire une discrimination entre différents types de particules.

Il devient ainsi possible de différencier les WIMP du fond radioactif environnant qui subsiste malgré les différents blindages existants.

Dans le cadre de ce rapport, nous nous intéresserons uniquement à l'impulsion d'ionisation (i.e. la collecte des paires  $e^-$  / trous aux électrodes).

Considérons un cristal de capacité  $C_D$  entre les deux faces où sont placées les électrodes.

On peut alors idéalement modéliser le détecteur comme suit :

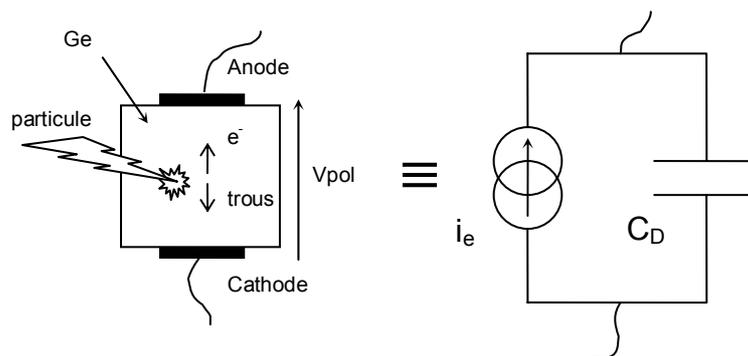


Fig. 1.1 : Modèle équivalent simplifié du bolomètre

La conséquence de la création de paires  $e^-$  / trous est l'apparition d'un courant  $i_e$  dans le cristal. Ce courant  $i_e$  est lié aux mobilités cumulées des électrons et des trous dans le Germanium.

La charge totale collectée [2] ne dépend pas de la position de l'impact.

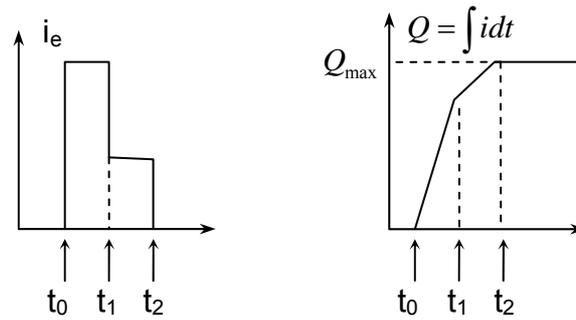
Elle vaut  $Q_{\max} = n.e$

Où :  $n$  : nombre de paires créées

$e$  : charge d'un électron

Pour information, dans le Germanium, la création d'une paire  $e^-$  / trou correspond à une énergie d'environ 2,9 eV [2].

Du fait de la différence de mobilité dans le Ge entre les électrons et les trous, l'évolution temporelle du courant et de la charge collectée peut schématiquement se représenter comme dans la figure 1.2. (en considérant le cristal isolé).



$t_0$  : création de  $n$  paires  $e^-$  / trou (impact de la particule)  
 $t_1$  : collection des  $n e^-$   
 $t_2$  : collection des  $n$  trous

Fig. 1.2 : Evolution temporelle du courant dans le cristal et de la charge collectée

La reproduction de cette évolution permet de déterminer le lieu d'impact de la particule.

### 1.2. Caractéristiques

Du fait des dimensions et des caractéristiques des détecteurs, les différentes grandeurs mises en jeu sont les suivantes :

- Temps de montée :  $t_2 - t_0 = 200$  à  $400$  ns
- Charge collectée en entrée :  $n = 3.000$  à  $2.000.000$  (i.e.  $Q_{\max} = 0.5$  à  $320$  fC)
- Capacité équivalente du détecteur :  $C_D = 20$  pF (Edelweiss I).

On en déduit les dynamiques suivantes correspondant à un système idéal :

- Tension maximale aux bornes du détecteur  $\left( V_{e_{\max}} = \frac{Q_{\max}}{C_D} \right)$  : **25  $\mu$ V à 16 mV.**
- Courant  $\left( i_e = \frac{\Delta q}{\Delta t} \right)$  : **1,25 nA à 800 nA.**

### 1.3. Objectifs

Les objectifs de la voie ionisation sont :

- La reproduction la plus fidèle possible de la forme du front de montée pour une détermination précise du lieu d'impact dans le détecteur.
- Une incertitude minimale sur l'amplitude maximale  $Q_{\max}$  pour la détermination de l'énergie recueillie.

En ce qui concerne le a), on préconise **une bande passante de 50 à 100 MHz** (soit un temps de montée d'environ 3,5 à 7 ns) : cela implique d'avoir une capacité vue par l'entrée la plus faible possible.

Le préamplificateur sera réalisé avec des éléments actifs large bande, placés près des détecteurs et le tout sera câblé avec des fils faiblement capacitifs.

De plus, pour avoir une résolution élevée, il faut accorder un soin particulier aux caractéristiques de bruit des préamplificateurs.

### 1.4. Impédance d'entrée - Polarisation

Afin de collecter les charges aux extrémités du détecteur, il est nécessaire de les attirer via l'application d'un champ électrique. On y applique donc une tension.

Dans la pratique, il est impossible d'utiliser un cristal complètement isolé (il finirait complètement déchargé).

Il faut donc polariser le détecteur de manière :

- à maintenir aux électrodes la tension moyenne nécessaire au bon fonctionnement du détecteur
- à contrôler l'évacuation la charge collectée

La figure 1.3 schématise l'entrée du préamplificateur en tenant compte de la polarisation du détecteur.

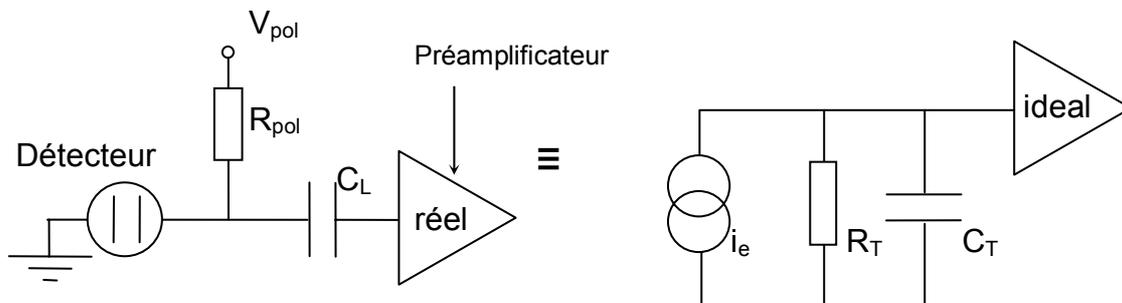


Fig. 1.3 : Schéma de l'entrée du préamplificateur

Avec :

- $R_{\text{pol}}$  suffisamment grand pour que l'on puisse considérer le détecteur comme isolé (i.e.  $R_{\text{pol}} \cdot C_D \gg$  temps de montée où  $C_D$  est la capacité équivalente du détecteur)
- $C_L$  : capacité de couplage AC (grande devant les autres capacités et donc d'influence négligeable).
- $C_T = C_D + C_{\text{preamp}} + C_{\text{cab}}$  : capacité d'entrée équivalente incluant celles du détecteur, de l'élément d'entrée du préamplificateur et du câblage
- $R_T = R_{\text{pol}} // R_{\text{preamp}}$  : résistance d'entrée équivalente incluant celles de polarisation et celle d'entrée du préamplificateur.

## 2. Préamplification

### 2.1. Utilité – Caractéristiques principales

Le montage préamplificateur permet de convertir la collection de charge aux électrodes en variation de tension.

Le préamplificateur est constitué d'un amplificateur de tension (dit montage boucle ouverte), auquel on applique une contre réaction entre les bornes d'entrée et de sortie.

Le montage boucle ouverte doit avoir :

- Une impédance d'entrée la plus grande possible (pour ne pas perturber le signal d'entrée)
- Une impédance de sortie la plus faible possible (pour la lecture du signal)
- Un gain élevé

Enfin, le préamplificateur doit avoir des caractéristiques de bruit ramené en entrée faibles.

On définit le rapport signal à bruit comme étant le rapport de l'extremum de tension obtenu aux bornes du détecteur sur le bruit moyen en ces mêmes bornes. Ceci est calculé pour une détection donnant le minimum de charges :

$$SNR = \eta = 20 \log \left( \frac{V_e}{V_{RMS}} \right) = 20 \log \left( \frac{Q_{e_{\min}}}{ENC_{tot}} \right) > 20dB$$

Où :  $Q_{e_{\min}}$  = charge minimale à détecter (3.000 e<sup>-</sup> soit 0,48 fC)

$ENC_{tot} = C_T \cdot V_{RMS}$  = équivalent en charges du bruit ramené en entrée

$V_{RMS}$  = tension moyenne due au bruit ramené en entrée (root mean square voltage)

Pour satisfaire à la 1<sup>e</sup> condition, on utilisera en étage d'entrée un transistor HEMT à forte impédance d'entrée (i.e. à très faible courant de fuite) dont les caractéristiques sont détaillées dans la partie consacrée à la conception.

## 2.2. Préamplificateur de charge

### 2.2.1. Schéma de principe

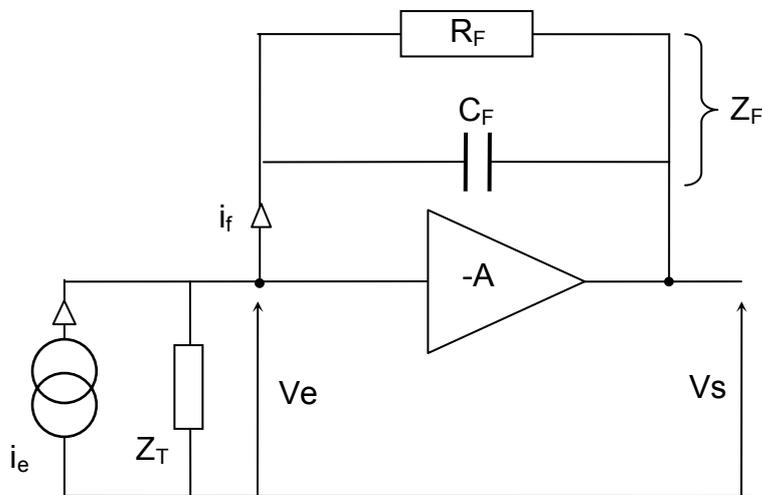


Fig. 2.1 : Schéma du préamplificateur de charges

L'amplificateur de tension  $-A$  est considéré comme idéal. Il a donc une impédance d'entrée infinie et une impédance de sortie nulle.

$R_F$  permet de stabiliser le point de fonctionnement continu.

$C_F$  permet le transfert de charges vers le préamplificateur.

### 2.2.2. Fonction de transfert

#### 2.2.2.1. Calculs

$$V_s = -A V_e$$

$$\text{On a : } i_f = \frac{V_e - V_s}{Z_F} = \frac{-V_s(A+1)}{AZ_F}$$

$$V_e = Z_T (i_e - i_f)$$

Après calcul on obtient :

$$\left| \frac{V_s}{i_e}(p) = \frac{-AZ_T}{1 + \frac{Z_T}{Z_F}(A+1)} = \frac{-A}{\left(\frac{1}{R_T} + \frac{A+1}{R_F}\right) + (C_T + (A+1)C_F)p} = \frac{-A}{\frac{1}{R_E} + C_E p} = \frac{\frac{-A}{C_E}}{p + \frac{1}{R_E C_E}} \right|$$

On a posé :

$$\left| \begin{aligned} C_E &= (1+A)C_F + C_T \\ R_E &= \frac{1}{\frac{1}{R_T} + \frac{(1+A)}{R_F}} = \frac{R_T R_F}{R_F + (1+A)R_T} \\ \tau_E &= R_E C_E \end{aligned} \right|$$

Réponse indicielle :

Considérons en entrée **une impulsion de courant** de type Dirac (i.e. un **échelon de charge Q**) :

$$i_e(t) = Q\delta(t) \Rightarrow i_e(p) = Q = p.q_e(p)$$

$$\Rightarrow q_e(p) = \frac{Q}{p}$$

On obtient :

$$V_s(t) = -A \frac{Q}{C_E} \exp\left(\frac{-t}{R_E C_E}\right) = \frac{-\frac{A}{1+A} Q}{C_F + \frac{C_T}{1+A}} \exp\left(\frac{-t}{\tau_E}\right)$$

En fait, l'intérêt de la contre réaction est de rendre la tension de sortie indépendante d'une quelconque variation de la capacité du détecteur lors d'un évènement. En effet, on peut montrer [cf. annexe 7] qu'une simple variation de 1% de CT peut entraîner une erreur inacceptable sur le nombre de paires e- / trous détectées.

Conditions d'approximation :

- Cas Vs indépendant de CT :

Conditions :

$$\begin{cases} C_T \ll (1+A)C_F \\ R_T \ll (1+A)R_F \\ A \gg 1 \end{cases}$$

$$\Rightarrow V_{s_{\max}} = -A \frac{Q}{C_E} \approx -\frac{Q}{C_F} \quad [\text{approximation (i)}]$$

$$\Rightarrow \frac{1}{\tau_E} = \frac{1}{\tau_F}$$

i.e.  $V_s(t) \approx -\frac{Q}{C_F} \exp\left(\frac{-t}{R_F C_F}\right)$

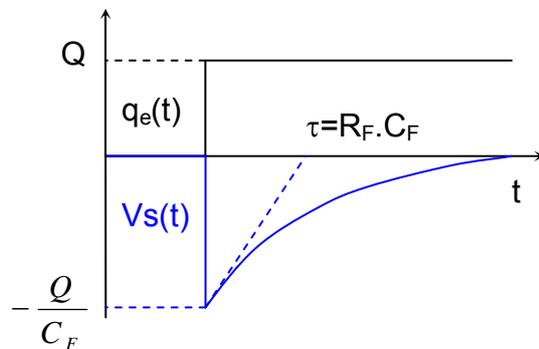


Fig 2.2

• Cas dégradé

Considérons maintenant une **variation de capacité**  $\Delta C_T$ .  
L'amplitude maximale vaut alors :

$$V_{S_{\max}} = \frac{-\frac{A}{1+A}Q}{C_F + \frac{C_T}{1+A} + \frac{\Delta C_T}{1+A}} = \frac{-\frac{A}{1+A}Q}{C_F + \frac{C_T}{1+A} + \frac{\Delta C_T}{1+A}} = \frac{-\frac{A}{1+A}Q}{1 + \frac{\Delta C_T}{(1+A)C_F + C_T}}$$

Condition :  $\Delta C_T \ll (1+A)C_F + C_T = C_E$

$\Rightarrow V_{S_{\max}} \approx \frac{-AQ}{C_E}$  [approximation (ii)]

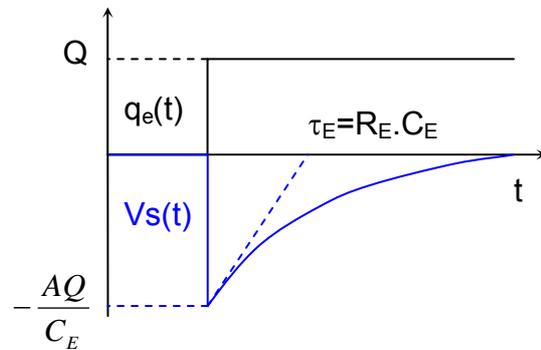


Fig 2.3

2.2.2.2. Applications numériques

Les considérations de bruit [cf. annexe 8] imposent de choisir  $C_F$  faible devant  $C_T$  afin de limiter sa contribution au bruit série.

Considérons les valeurs suivantes, avec les mêmes conditions à l'entrée que dans le cas du montage non contre réactionné :

Cas [ii] :

$R_T = 1G\Omega$	$\Rightarrow$	$Qe = 96 fC$
$C_T = 50 pF$		$R_E = 9.9M\Omega$
$R_F = 10G\Omega$		$C_E = 1.05nF$
$C_F = 1pF$		$\tau_E \approx \tau_F = 10ms$
$A = 1000$		$Ve = \frac{Qe}{C_E} = 91\mu V \Rightarrow V_{S_{\max}} = A.Ve = 91mV$
$n = 600.000e^-$		

Cas [i] : mêmes conditions, avec  $A = 10000$ .

On obtient

$R_E = 1M\Omega$
$C_E = 10nF$
$\tau_E \approx \tau_F = 10ms$
$Ve = \frac{Qe}{C_E} = \frac{Qe}{A.C_F} = 9.6\mu V \Rightarrow V_{S_{\max}} = A.Ve = 96mV$

### 2.2.2.3. Conclusions

Dans les 2 approximations précédemment citées, on aura une variation relative du nombre d'électrons détectés de la forme :

$$\left| \frac{\Delta n}{n} = \frac{dC_T}{C_E} \right|$$

Dans l'approximation [i] :

Le gain A doit être élevé.

L'amplitude maximale **ne dépend plus que de**  $C_F$  que l'on choisira précise et stable en fréquence.

Reprenons l'exemple précédent (A=10000).

Une variation de **1% de  $C_T$**  (0,5pF) entraînera une variation de 0.005% de  $V_e$ , soit une impulsion de  **$\Delta n = 30$  électrons** (sur les 600 000).

De plus, la connaissance exacte de  $C_T$  ne sera pas nécessaire pour le calcul du gain et de la constante de temps du préamplificateur.

Si on ne parvient pas à obtenir un gain A suffisant pour respecter les conditions de l'approximation [i], il faut au moins respecter celles de l'approximation [ii] :

L'amplitude maximale ne dépend plus d'un écart à une valeur moyenne de  $C_T$ .  
Reprenons l'exemple précédent (A=1000).

Une variation de **1% de  $C_T$**  (0,5pF) entraînera une variation de 0.05% de  $V_e$  soit une impulsion de  **$\Delta n = 300$  électrons** (sur les 600 000).

### 3. Amplificateur de tension à gain négatif

#### 3.1. Le transistor à effet de champ HEMT

##### 3.1.1. Caractéristiques

L'élément d'entrée du préamplificateur sera un transistor à effet de champ (TEC ou FET) de type HEMT (High Electron Mobility Transistor).

Il est développé au Laboratoire de Photonique et de Nanostructures (LPN / CNRS) à Marcoussis et a fait l'objet d'une thèse [1].

Les HEMTs sélectionnés pour le prototype de préamplificateur font partie de la série F3L9P de dimensions de grille  $L_g \times W_g = 1\mu\text{m} \times 2\text{mm}$  [1 :p54].

Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

- Il est adapté à un fonctionnement à très basse température ( $T=4\text{K}$ ).
- Sa puissance dissipée  $P$  est faible ( $P < 1\text{mW}$ ) pour un gain élevé.
- Il a été conçu de manière à avoir des performances en bruit à  $T=4\text{K}$  [1 :p137] similaires (parfois meilleures) au JFET classique à  $T=77\text{K}$ .
- Enfin, sa bande passante [1 :p100] peut aller jusqu'à  $1,4\text{GHz}$  pour un montage inverseur basique de gain en tension  $-1$ .

Considérons un système d'amplification à  $N$  étages dont le premier est constitué par un préamplificateur, le facteur de bruit (nombre exprimant le taux de dégradation du rapport signal bruit causé par un amplificateur ou un système quelconque) est donné par :

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 \dots G_{N-1}}$$

Où  $F_i$  et  $G_i$  sont respectivement le facteur de bruit et le gain en puissance de l'étage  $i$  du système.

Etant placé en début de chaîne, c'est surtout le HEMT qui limitera les performances de bruit du préamplificateur.

Il sera connecté directement à l'une des électrodes de collection du détecteur et le plus près possible de celui-ci, pour minimiser la capacité parasite du câblage.

### 3.1.2. Modélisation

#### 3.1.2.1. Modèle petits signaux

Son principe de fonctionnement est complexe (utilisation d'un gaz d'électrons 2D, cf. annexe 2).

On peut cependant l'approximer [1 :p9] par un n-MOSFET à appauvrissement, dont la densité de porteurs de charges dans le canal (et donc le courant de drain  $I_{ds}$ ) est contrôlée par la tension de grille  $V_{gs}$ , ou encore par un simple JFET.

Les courbes des caractéristiques réelles à 4K sont reportées en annexe 2.

Il fonctionnera dans la zone dite saturée, où le courant de drain est presque indépendant de la tension drain/source ( $V_{ds}$ ).

On l'approximera à une source de courant commandée par une tension.

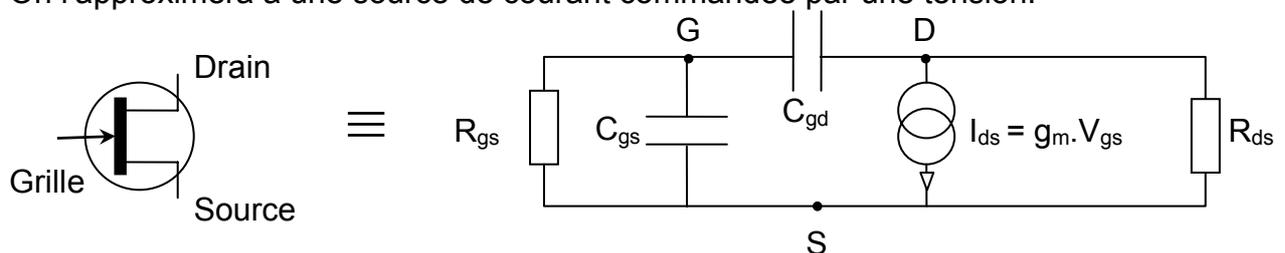


Fig. 3.1 : Modèle petits signaux du HEMT

Au point de fonctionnement :

$$g_m = \text{transconductance du FET (gain tension/courant)} = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=cte}$$

$$g_d = \text{conductance de sortie du FET (inverse de } R_{ds}) = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=cte}$$

A 4K, sa résistance d'entrée  $R_{gs}$  est très grande ( $>100 \text{ G}\Omega$ ) du fait de son faible courant de fuite ( $I_{gs} < 0,8 \text{ pA}$ ) [1 :p85] et de son fonctionnement à basse tension ( $|V_{gs}| < 300 \text{ mV}$ ).

Les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  sont inférieures à  $5 \text{ pF}$  [1 :p89].

#### 3.1.2.2. Modèle SPICE du HEMT

Le modèle de base utilisé est celui d'un JFET. Il a été choisi pour sa simplicité, sa similitude avec le HEMT pour son comportement et son modèle petits signaux.

Les paramètres nécessaires sont extrapolés automatiquement à partir de courbes expérimentales réalisées au LPN ( $g_m=f(I_d)$ ,  $g_d=f(I_d)$ ,  $I_d=f(V_{gs})$ ). La seule différence est la valeur de la tension de seuil  $V_{th}$  de fonctionnement du transistor. Nous verrons plus loin que cette valeur n'est pas d'une importance capitale pour la simulation.

Le modèle obtenu est donc une approximation du HEMT permettant de reproduire le comportement global du montage.

Les courbes des caractéristiques simulées et les points expérimentaux d'un HEMT de la série F3L9P sont représentées en annexe 3.

### 3.1.3. Bruit

Les composantes principales du bruit dû au HEMT seul [1 :p62] sont représentées schématiquement à la figure 3.2 :

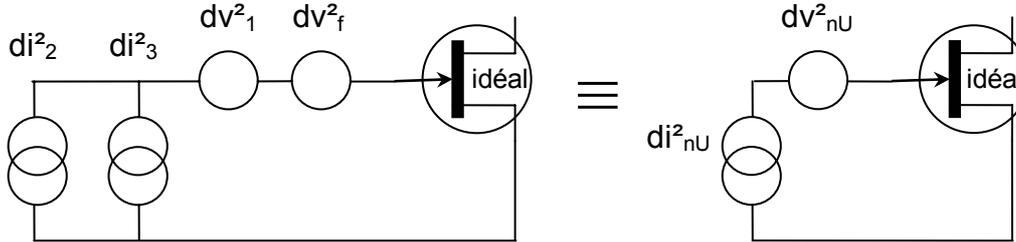


Fig. 3.2 : sources de bruit du HEMT seul

a) Le bruit thermique du canal ramené en entrée (grille) :

$$dv_1^2 = \frac{2}{3} \frac{4.kT_{ch}.df}{g_m}$$

Où : k = Constante de Boltzmann en J.K<sup>-1</sup>

T<sub>ch</sub> = Température effective du canal en Kelvins

C'est le bruit blanc dominant en haute fréquence.

D'après des mesures expérimentales et les extrapolations réalisées au LPN [cf. annexe 5], sa valeur à 4°K est d'environ  $0,2nV / \sqrt{Hz}$ .

Cela équivaut à :

T<sub>ch</sub> = 20 K environ pour un gm de 40mS

T<sub>ch</sub> = 87 K environ pour un gm de 80mS

Nous utiliserons cette valeur de bruit blanc dans tout ce rapport, en considérant qu'elle équivaut au pire cas.

Des mesures ultérieures à haute fréquence seront réalisées pour la vérifier.

b) Le bruit basse fréquence du canal regroupant le bruit en 1/f et d'autres dominants en basse fréquence (notamment la génération/recombinaison de porteurs dans la région d'appauvrissement) :

$$dv_f^2 = \frac{A_f . df}{f}$$

Où : A<sub>f</sub> dépend du courant I<sub>ds</sub> de polarisation, de la transconductance et de la longueur de grille du transistor selon une relation du type  $A_f = \beta_0 \frac{I_{ds}}{g_m^2}$ .

(Pour plus de précisions, se référer à [1 :p135], chapitre 4.2)

Pour les HEMT de la série sélectionnée (F3L9P), les mesures donnent  $\beta_0 \approx 9,9.10^{-14} A$ .

On peut remarquer que le coefficient A<sub>f</sub> diminue lorsque l'on augmente I<sub>ds</sub> (car g<sub>m</sub> augmente aussi)

c) Le bruit de couplage au canal dû aux variations de tension dans le canal rapportées à la grille via C<sub>gs</sub> :

$$di_2^2 = \frac{16}{15} \frac{4\pi^2.kT.f^2.C_{gs}^2.df}{g_m}$$

d) Le bruit de grenaille (ou « shot noise ») dû au faible courant de fuite à travers la jonction Schottky (métal/semi-conducteur) :

$$di_3^2 = 2.I_g.e.df$$

Où : e = Charge d'un électron en Coulombs.

$I_g$  = Courant de fuite de grille du transistor en Ampères (<0,8pA)

On obtient un bruit en courant d'environ  $0,5 fA / \sqrt{Hz}$  .

Pour simplifier, on a posé  $di_{nU}^2 = di_2^2 + di_3^2$  et  $dv_{nU}^2 = dv_1^2 + dv_f^2$  , contributions respectives de bruit équivalent en courant et en tension d'un transistor unique.

L'étude du bruit d'un montage source commune est reportée en annexe 4.

### 3.1.4. Conclusions

Au vu des caractéristiques statiques et dynamiques des HEMT caractérisés au LPN, la polarisation choisie pour le montage préamplificateur prototype est la suivante :

$$V_{ds} = 300 \text{ mV}$$

$$I_{ds} = 2,5 \text{ mA}$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{array}{l} P = 750 \quad \mu\text{W} < 1\text{mW} \\ g_m = 80 \quad \text{mS} \\ g_d = 3 \quad \text{mS} \\ A_f = 3,9 \cdot 10^{-14} \text{ V}^2 \end{array}$$

$$\text{Où } A_f = \beta_0 \frac{I_{ds}}{g_m^2} \approx 9,9 \cdot 10^{-14} \cdot \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{(0,08)^2} \approx 3,9 \cdot 10^{-14} \text{ V}^2$$

Lors de l'utilisation du HEMT en amplificateur de tension à gain  $< -1$ , l'effet Miller [1 :p12&100] augmente la capacité ramenée en entrée (via  $C_{gd}$ ) et diminue ainsi la fréquence de coupure haute (350 MHz avec un gain en tension -10).

Nous verrons dans la partie consacrée à la conception de l'amplificateur comment un montage dit cascode permettra de résoudre ce problème.

Il existe un problème commun à tous les FET [1 :p90] à basse température qui est le décalage aléatoire de la tension de seuil  $V_{th}$  (tension à partir de laquelle  $I_{ds} \neq 0$ ).

Celui-ci dépend fortement des conditions de descente en température [cf. annexe 2]. Cela entraîne des difficultés pour la polarisation du transistor, car on ne connaît pas avec exactitude son point de fonctionnement initial (à l'allumage) et donc ses caractéristiques dynamiques.

Cependant, dans le cas des HEMT utilisés, les courbes  $g_m = f(I_{ds})$  peuvent servir de référence grâce à leur très bonne reproductibilité [cf. annexe 2].

Cela implique l'utilisation d'un asservissement en courant continu du transistor que nous détaillerons dans la partie consacrée à la conception de l'amplificateur.

En ce qui concerne la simulation, cet offset aléatoire sera reproduit par une tension DC réglable appliquée en entrée (sur la grille).

### 3.2. Objectifs

Le but est d'utiliser le HEMT précédemment décrit en tant qu'élément d'entrée du montage.

Il y a deux problèmes inhérents au HEMT à régler :

- a) La diminution de sa bande passante due à l'effet Miller.
- b) Le décalage aléatoire de son point de fonctionnement lors de la descente en température.

De plus, le montage boucle ouverte doit avoir les caractéristiques suivantes :

- $A \approx 1000$
- Bande passante  $f_h - f_b \approx 50$  à  $100$  MHz où  $f_h$  et  $f_b$  ( $\approx 10$  à  $500$  Hz) sont respectivement les fréquences de coupures haute et basse.
- Bruit ramené en entrée proche de celles du HEMT seul.
- Impédance d'entrée grande
- Impédance de sortie faible

### 3.3. Conception

#### 3.3.1. Montage cascode

Application du théorème de Miller [annexe 1] au montage source commune :

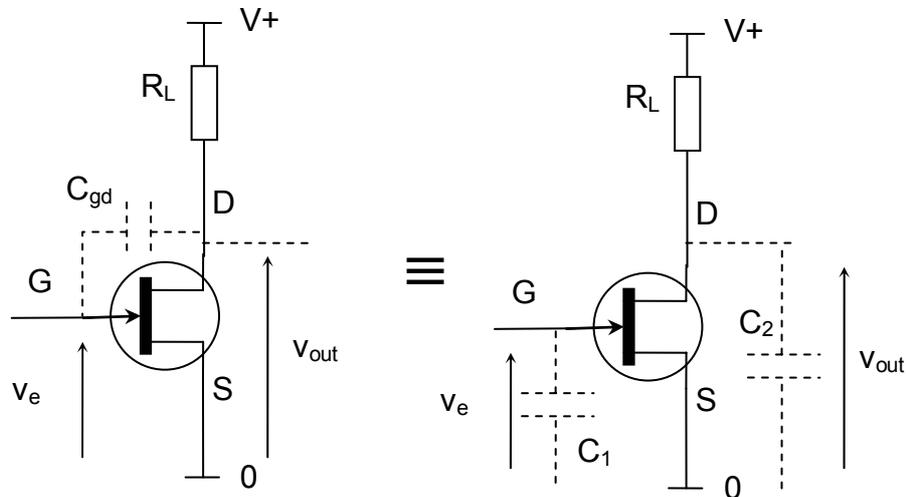


Fig. 3.3 : Effet Miller sur un FET en montage source commune

On a un gain en tension  $-A \approx g_m R_L$  où  $A \gg 1$ .

Par effet Miller,  $C_1 = (1+A) \cdot C_{gd}$  et  $C_2 \approx C_{gd}$ .

Sans effet Miller, la capacité vue par l'entrée ne serait égale qu'à  $C_{gs}$ . Ainsi, l'effet Miller peut diminuer la bande passante jusqu'à un facteur  $(1+A)$ .

La solution est de rendre le gain en tension du transistor d'entrée aussi faible que possible en fixant  $V_{ds}$  et en utilisant un autre étage pour amplifier. C'est le montage cascode.

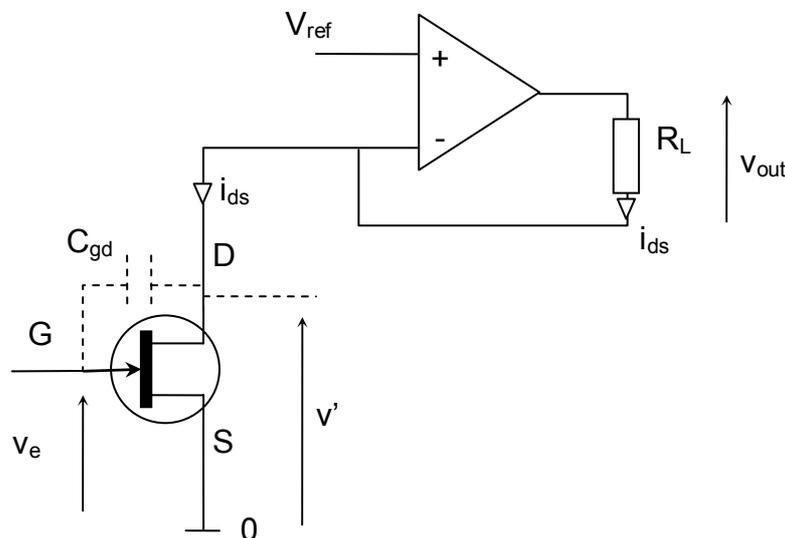


Fig. 3.4 : Montage cascode avec Amplificateur Opérationnel

L'amplificateur opérationnel permet de fixer la tension  $V_D = V_{ref}$ . Ainsi, le gain petits signaux en tension du transistor seul ( $v'/v_e$ ) est pratiquement nul.

On aura donc  $C_1 \approx C_2 \approx C_{gd}$ .

Par contre le gain petits signaux en courant reste le même :  $i_{ds} \approx -g_m v_e$

Le gain en tension devient donc :  $A = \frac{v_{out}}{v_e} \approx g_m \cdot R_L \gg 1$

La capacité vue par l'entrée est améliorée d'un facteur  $(1+A)$  par rapport au montage source commune simple, ce qui améliore nettement le produit gain – bande.

Cependant, si on utilise un transistor HEMT (très large bande) en entrée, la bande passante sera maintenant limitée par l'amplificateur opérationnel choisi.

De plus, le signe du gain est inversé.

Un simple inverseur placé en sortie de ce montage permettra d'obtenir le gain  $-A$  recherché.

Remarque :

Si on modélise simplement le FET comme une source de tension (de valeur  $g_m \cdot R_{ds} \cdot V_{gs}$ ) en série avec une résistance ( $R_{ds}$ ), l'amplificateur opérationnel est en fait monté en inverseur de gain  $\frac{R_L}{R_{ds}}$ .

Produit gain – bande :

Le produit gain bande de ce montage peut être calculé à partir de la caractéristique de slew rate ( $SR = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta t}$  en V/s) de l'amplificateur opérationnel et de la tension

maximale appliquée en entrée :

Considérons en entrée  $V_e$  une sinusoïde de fréquence  $f$ . On aura  $V_{e_{max}}$  à

$$t_{max} = \frac{1}{4f} .$$

$$\text{On aura donc } V_{out_{max}} = SR \cdot t_{max} = \frac{SR}{4f}$$

Sachant que  $A = \frac{V_{out_{max}}}{V_{e_{max}}} = g_m \cdot R_L \approx 1000$ , on a alors :

$$A \cdot f = \frac{SR}{4V_{e_{max}}} .$$

Application numérique : Soit  $V_{e_{max}} = 10$  mV.

Si on désire un produit gain – bande  $A \cdot f$  de  $1000 \times 100$  MHz, il faut un slew rate de :

$$SR = 4 \cdot V_{e_{max}} \cdot A \cdot f$$

soit

$$\underline{SR = 4000V / \mu s}$$

Avec une valeur de  $g_m$  située autour de  $80$  mS, on choisit une résistance  $R_L$  de  $10k\Omega$ . On a alors  $A = 800$ .

Il existe également un autre montage cascode utilisant un second transistor monté de la manière suivante :

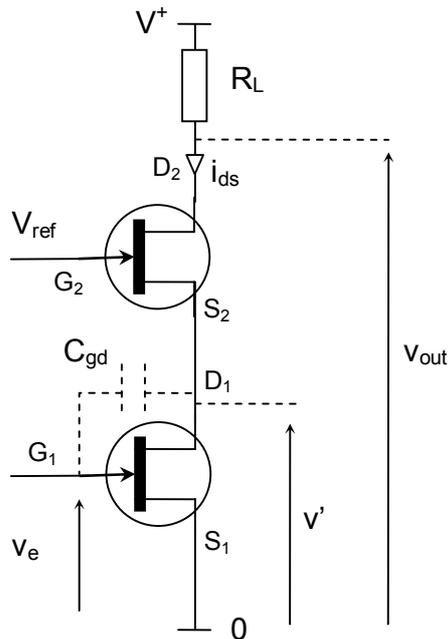


Fig. 3.5 : Montage cascode avec 2 FET

Le principe reste le même, si ce n'est que le gain petits signaux en tension du premier étage est proche de -1, ce qui nous donne  $C_1 \approx 2 C_{gd}$ . Le gain  $v_s/v_e$  reste le même que le montage sans cascode.

L'avantage de ce second montage est qu'il permet de n'utiliser que des transistors HEMT. Cela a deux avantages majeurs :

- La bande passante n'est limitée que par des transistors large bande
- Le montage peut être mis tout à froid pour une diminution du bruit thermique

Malheureusement, étant donné la difficulté à connaître le point de fonctionnement initial du HEMT et la limitation en puissance dissipée, il sera difficile d'utiliser plusieurs transistors.

Nous opterons donc pour le premier montage cascode.

### 3.3.2. Asservissement en courant

L'objectif est maintenant d'imposer dans le FET un courant de polarisation  $I_0$  (et donc une transconductance  $g_m$ ) fixé, et ce quelque soit la valeur continue de  $V_{gs}$  de départ.

On peut voir cette valeur comme un offset continu aléatoire de  $V_{gs}$  à l'allumage.

Le principe de l'asservissement est le suivant :

- 1) Lecture du courant continu
- 2) Comparaison à une valeur de référence
- 3) Action sur  $V_{gs}$  pour annuler l'écart à la référence

Afin de réaliser cet asservissement tout en conservant un grand gain et une grande bande passante, le montage est conçu de la manière suivante :

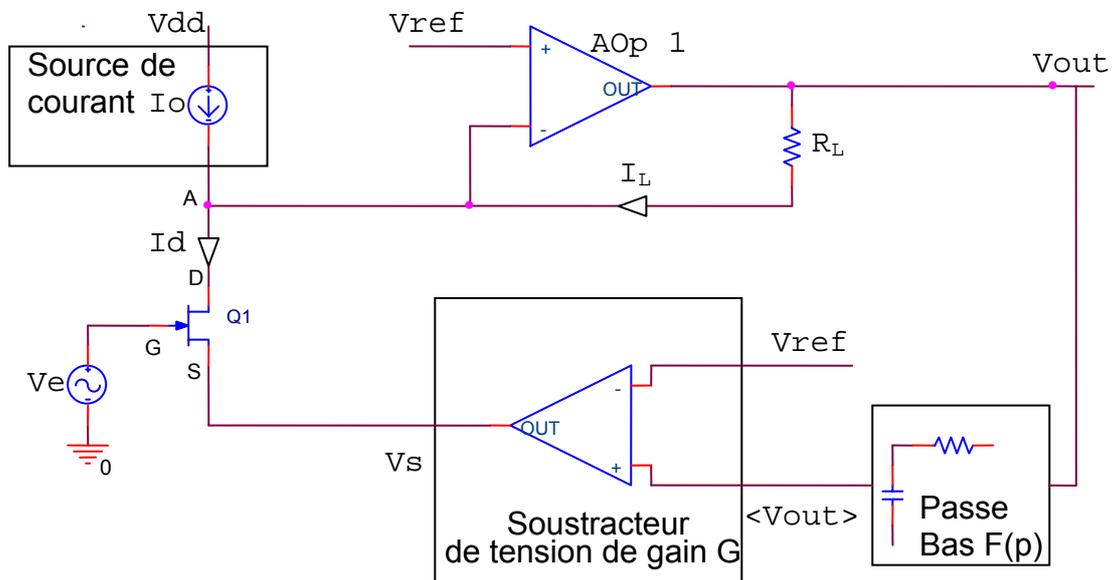


Fig. 3.6 : Asservissement en courant

On reconnaît le montage cascade regroupant le FET (Q1), l'amplificateur opérationnel (AOp 1) et la résistance de charge ( $R_L$ ).

Le principe de ce montage est d'ajuster  $V_S$  (à la sortie du soustracteur de tension) de manière à ce que la composante continue du courant passant dans  $R_L$  soit nulle.

Soit :  $\langle X \rangle$  la partie continue de X

$$I_d = I_0 + I_L$$

$$\langle I_d \rangle = I_0 + \langle I_L \rangle$$

$$\left| \begin{array}{l} \text{AOp1 :} \\ V^+ = V^- \Rightarrow V_A = V_{ref} \\ V_{out} = V_{ref} + R_L \cdot I_L \\ \langle V_{out} \rangle = V_{ref} + R_L \cdot \langle I_L \rangle \end{array} \right.$$

$$\left| \begin{array}{l} \text{Soustracteur :} \\ \langle V_{out} \rangle = V_{ref} \\ \Rightarrow \langle I_L \rangle = 0 \\ \Rightarrow \langle I_d \rangle = I_0 \end{array} \right.$$

Etape 1) : on prélève la composante continue de  $V_{out}$  (via le passe bas). On obtient  $\langle V_{out} \rangle$  à la sortie du filtre.

Etape 2) :  $\langle V_{out} \rangle$  est soustrait à  $V_{ref}$ .

Etape 3) : Le soustracteur ajuste  $V_s$  de manière à minimiser l'écart entre  $\langle V_{out} \rangle$  et  $V_{ref}$  i.e. entre  $\langle V_{out} \rangle$  et  $V_D$ .

Par conséquent, la tension continue aux bornes de  $R_L$  devient quasi nulle.

Cela vérifié, la composante continue de  $I_d$  sera alors égale à  $I_0$ . On aura ainsi fixé et stabilisé le point de fonctionnement DC.

De plus, toute éventuelle variation lente de  $V_{gs}$  sera automatiquement compensée.

Enfin, après stabilisation, la tension  $V_{ds}$  du FET est fixe. La puissance dissipée mieux limitée.

En ce qui concerne le HEMT,  $V_{ref}$  sera fixée autour de 300 mV.

Il existe cependant une erreur fixe définie dans l'équation suivante :

$$\left| \frac{\langle V_{out} \rangle - V_{ref}}{V_{ref}} \right| = \frac{\Delta \langle V_{out} \rangle}{V_{ref}}$$

Elle est due au gain non infini du soustracteur. Elle augmente lorsque  $G$  diminue.

L'erreur résultante sur  $I_0$  sera de l'ordre de  $\Delta I_0 \approx \frac{\Delta \langle V_{out} \rangle}{R_L}$

La fonction de transfert du montage est donnée par :

$$H(p) = \frac{g_m \cdot R_L}{1 + g_m \cdot R_L \cdot G \cdot F(p)} = \frac{A}{1 + A \cdot G \cdot F(p)}$$

Où :  $F(p)$  est la fonction de transfert du passe bas.

$A$  est le gain du cascode ( $g_m \cdot R_L$ ).

L'inconvénient de cet asservissement est l'apparition d'une coupure en basse fréquence à  $f_b$ .

Celle-ci dépendra du choix de la fréquence de coupure et de l'ordre du filtre ainsi que du produit des gains ( $A \cdot G$ ).

Au vu de l'aspect bas bruit de cet amplificateur, il apparaît plus judicieux de placer le filtre passe bas en sortie du soustracteur. Cela permet de filtrer le bruit intrinsèque de l'amplificateur opérationnel utilisé.

En effet, le bruit en sortie du soustracteur est un bruit directement ramené sur la source du HEMT (ce qui équivaut à un bruit sur  $V_{gs}$ ).

Le principe de l'asservissement est inchangé, la fonction de transfert restant la même.

### 3.3.3. Eléments de l'amplificateur

#### 3.3.3.1. Source de courant

La source de courant est un montage classique utilisant un JFET commercial de type N en fonctionnement saturé :

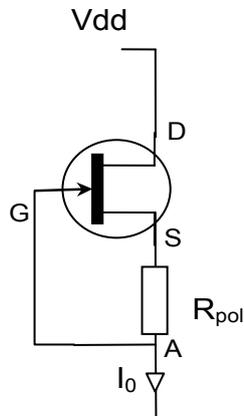


Fig. 3.7 : Source de courant

Lorsque  $V_{dd}$  est suffisamment grand et que l'on fixe  $R_{pol}$ , le courant  $I_0$  ne dépend pas de la tension au point A.

Le choix de  $R_{pol}$  en fonction du point de fonctionnement voulu est aisément déductible des caractéristiques  $V_{gs}=f(I_{ds})$  fournies par le constructeur.

#### 3.3.3.2. Soustracteur

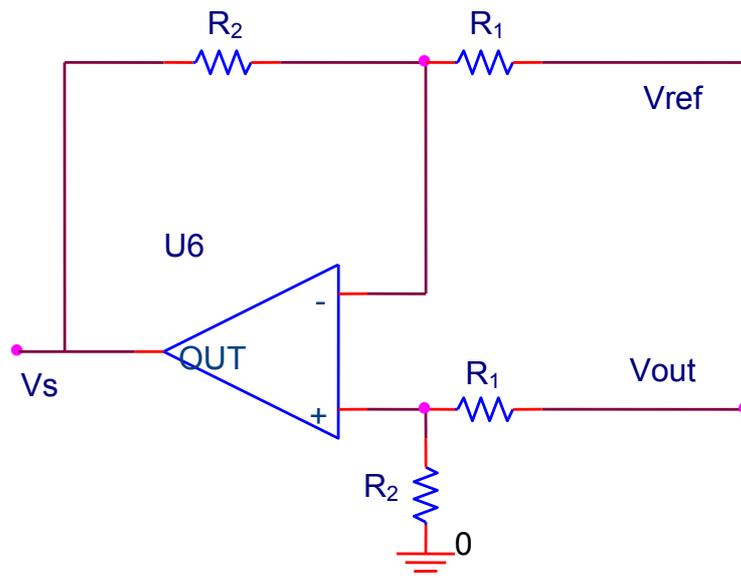


Fig. 3.8 : Soustracteur

Le gain de ce soustracteur est  $G = \frac{R_2}{R_1}$

On a donc  $V_S = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_{out} - V_{ref})$ .

Afin de limiter l'amplification du bruit intrinsèque de l'amplificateur, le gain du soustracteur sera choisi le plus faible possible dans la limite de l'offset acceptable sur  $\langle V_{out} \rangle$  et donc sur  $I_0$ .

Cependant, étant donné que l'erreur due au gain non infini est fixe, elle ne contribuera pas au bruit. Le choix de  $G$  sera donc uniquement limité par les capacités des amplificateurs opérationnels en grands signaux.

Il sera de plus affiné par la simulation.

### 3.3.3.3. Filtre Passe Bas

Etant donné le grand gain boucle ouverte du montage, le filtre choisi est d'ordre 1 afin d'éviter tout problème de stabilité (i.e. pas d'opposition de phase).

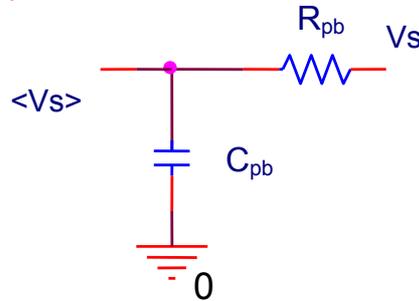


Fig. 3.9 : Filtre passe bas

On a donc :

$$F(p) = \frac{1}{1 + R_{pb} C_{pb} p} = \frac{1}{1 + \tau_{pb} p}$$

Où  $\tau_{pb} = R_{pb} \cdot C_{pb}$ .

La valeur de la résistance  $R_{pb}$  sera limitée par la dynamique de l'amplificateur opérationnel à  $\pm 15V$ .

On aura  $R_{pb} < \frac{V_{sat}}{I_0}$  soit  $6k\Omega$ .

Par sécurité, on fixera  $R_{pb}$  à  $3k\Omega$ .

Nous verrons que le choix de la constante de temps est soumis à différentes contraintes.

3.3.4. Fonction de transfert

On a :

$$A = g_m \cdot R_L \gg 1$$

$$G > 1$$

$$H(p) = \frac{g_m \cdot R_L}{1 + g_m \cdot R_L \cdot G \cdot F(p)} = \frac{g_m \cdot R_L}{1 + g_m \cdot R_L \cdot G \cdot \frac{1}{1 + \tau_{pb} p}} = \frac{g_m \cdot R_L}{1 + g_m \cdot R_L \cdot G} \cdot \frac{1 + \tau_{pb} p}{1 + \frac{\tau_{pb}}{1 + g_m \cdot R_L \cdot G} p}$$

$$\Rightarrow H(p) \approx \frac{1}{G} \cdot \frac{1 + \tau_{pb} p}{1 + \frac{\tau_{pb}}{A \cdot G} p}$$

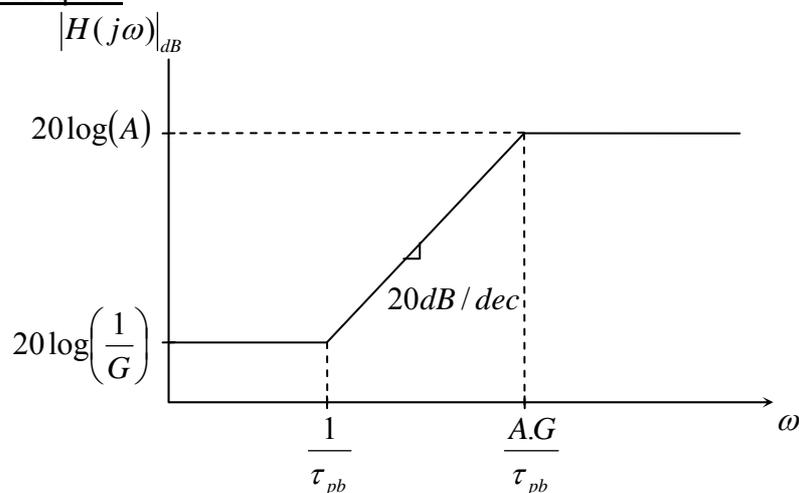
Courbe asymptotique :

Fig. 3.10 : Coupure basse de l'amplificateur

La coupure basse fréquence du montage est fonction du rapport  $\frac{A \cdot G}{\tau_{pb}}$ .

La pulsation de coupure du filtre  $\left(\frac{1}{\tau_{pb}}\right)$  sera choisie en fonction :

- du gain maximum de l'amplificateur (A)
- du gain du soustracteur (G)
- de la coupure basse fréquence minimum acceptable :  $\omega_b = 2\pi f_b$

Application numérique :

Soit :

$$\left. \begin{array}{l} A \approx 1000 \\ G \approx 10 \\ f_b \approx 10 \text{ Hz} \end{array} \right\} \Rightarrow \tau_{pb} = R_{pb} C_{pb} = \frac{A \cdot G}{2\pi \cdot f_b} \approx 12.7 \text{ s}$$

Ces valeurs seront affinées par la pratique lors des simulations et de la caractérisation du montage.

### 3.3.5. Choix des composants actifs

Dans un premier temps, les considérations de bande passante ne seront pas prises en compte au vu de la difficulté à trouver des éléments actifs stables large bande – grand gain (et par conséquent grand slew rate).

Tous les composants doivent être disponibles rapidement (ce qui peut être difficile, car le CEA ne gère pas certains fournisseurs au mois d'août).

De plus, des modèles SPICE des composants doivent exister pour faciliter la simulation.

#### ➤ Transistor FET type N

Le FET de la source de courant doit pouvoir débiter quelques milliampères avec une tension de saturation la plus faible possible.

Le transistor choisi est le BF245A de chez Philips. Il a été conçu pour fonctionner à relativement basse tension (saturation à  $V_{ds} > 3V$ ).

Il s'achète par lot de 5 FET à 2 euros.

D'après ses caractéristiques statiques, la résistance de polarisation ( $R_{pol}$ ) nécessaire pour un débit de 2,5 mA ( $I_0$ ) est de  $90\Omega$ .

En raison de son fonctionnement à basse tension, ce FET sera utilisé en tant qu'élément d'entrée pour optimiser et valider l'asservissement en courant avant d'utiliser un HEMT (dont on dispose en faible quantité).

Sa transconductance à  $I_d = 2,5$  mA est de  $g_m = 4$  mS environ.

On a alors  $A = 40$ .

Après calcul, la constante de temps du filtre dans les mêmes conditions devient égale à 6s.

$V_{ref}$  est fixé à 3V.

#### ➤ Amplificateurs opérationnels :

Les amplificateurs du cascode et du soustracteur doivent respecter les critères suivants :

- Bas bruit
- Bas coût
- Stabilité à grand gain

L'amplificateur opérationnel choisi est l'AD-797 de chez Analog Devices (également utilisé sur d'autres expériences telles qu'Olimpo).

Ses caractéristiques principales sont :

- Bruit ramené en entrée d'environ  $1nV/\sqrt{Hz}$
- Slew Rate de  $20 V / \mu s$  (avec une résistance  $R_L$  de  $1k\Omega$ )
- Coût < 15 euros
- Possibilité d'étendre la bande passante par le biais de capacités externes

Un tel slew rate limite théoriquement le produit gain – bande à :

$$A.f = \frac{SR}{4V_{e_{max}}} = 5GHz \text{ avec } V_{e_{max}} = 1mV$$

soit une fréquence maximale de 5 MHz avec un gain A de 1000.

### 3.3.6. Simulation

La simulation du montage est faite sous Orcad Capture, avec un moteur PSPICE.

#### 3.3.6.1. Résultats de simulation

Paramètres utilisés avec un HEMT en entrée :

$$C_{pb} = 4.5mF$$

$$R_{pb} = 3k\Omega$$

$$V_{ref} = 300mV$$

$$offset = 0V$$

##### ➤ Simulation temporelle :

Le temps de stabilisation DC est de l'ordre d'une centaine de millisecondes.

L'erreur sur  $\langle V_{out} \rangle = V_{ref}$  après stabilisation est de 45% environ. Cela entraîne une erreur sur  $I_0$  de 3%.

L'erreur sur  $I_0$  reste sensiblement la même avec un offset de  $\pm 300$  mV. L'efficacité de l'asservissement est donc vérifiée.

##### ➤ Simulation fréquentielle :

La courbe de gain de l'amplificateur était de la forme suivante (ici asymptotique) :

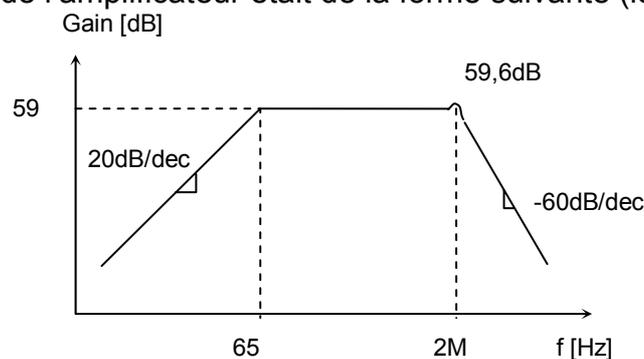


Fig. 3.11 : Courbe asymptotique de gain simulée

La légère surtension observée à 2MHz pourrait entraîner une oscillation de l'amplificateur.

Elle est due au fonctionnement interne de l'AD 797 lorsqu'il est utilisé avec une forte résistance  $R_L$ .

$V_{out}$  est filtré pour écraser cette surtension par l'ajout d'une capacité  $C_h$  de 5.7 pF (valeur déterminée par des essais).

Cela fait, la bande passante est de 3 MHz et la surtension a disparu.

La fréquence de coupure basse à -3dB est de 65Hz, ce qui s'approche bien de la théorie.

Une modification du rapport  $\frac{A.G}{\tau_{pb}}$  entraîne bien un décalage de  $f_b$  prévisible.

Les résultats de simulation sont reportés en annexe 6.

La simulation avec un BF245A en entrée donne le même type de résultats (avec un gain maximum de 32 dB, soit  $A=40$ ) avec les paramètres suivants :

$$C_{pb} = 220\mu F, R_{pb} = 3k\Omega, V_{ref} = 3V$$

Le schéma du montage complet est représenté à la figure 3.12 :

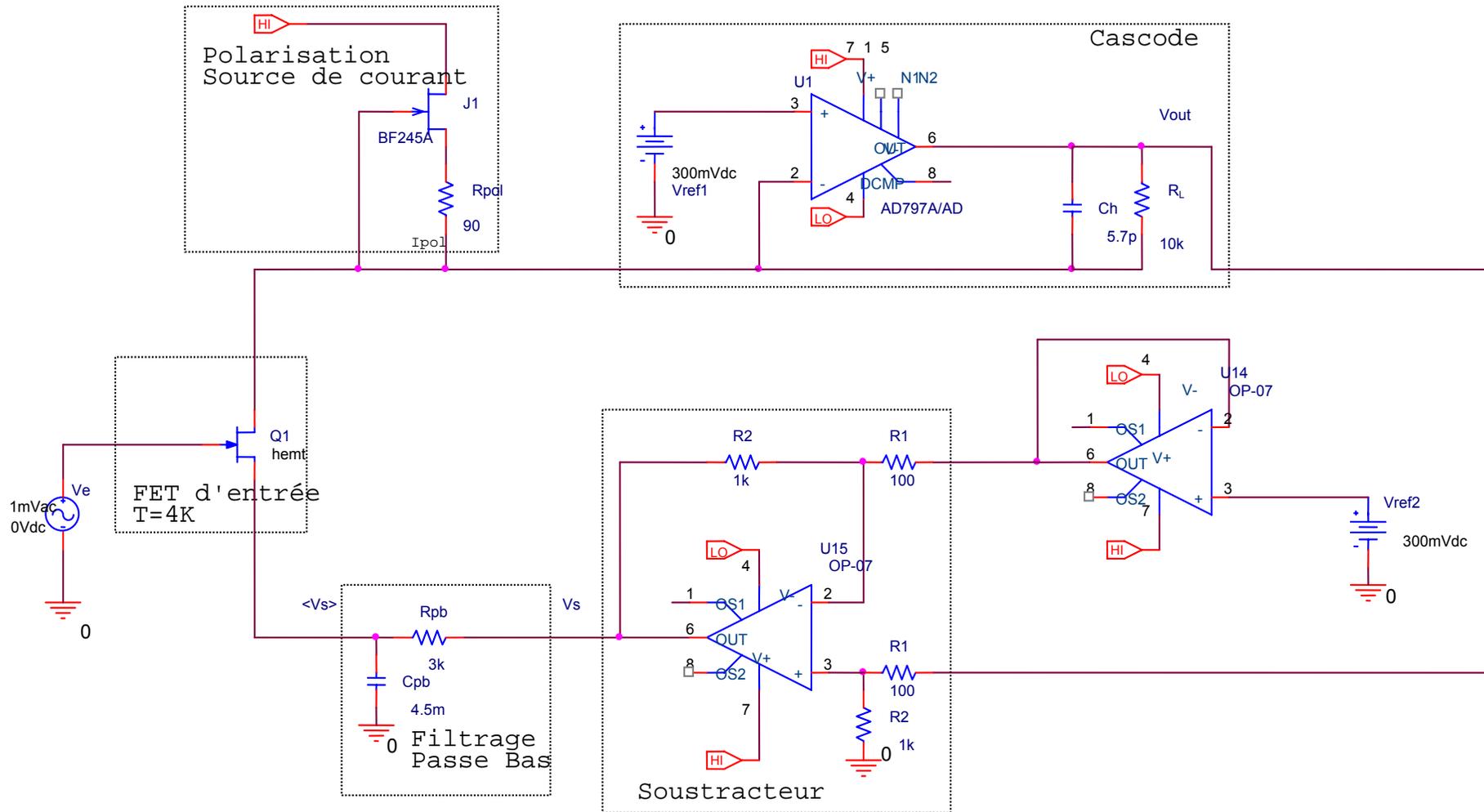


Fig. 3.12 : Schéma du montage amplificateur

### 3.3.6.2. Conclusions

Les résultats de simulation confirment la théorie.

La coupure basse dépend bien des paramètres comme les formules le laissent entendre.

Les limitations des amplificateurs opérationnels pourront être résolues par l'utilisation d'amplificateurs à contre réaction en courant (ayant un meilleur slew rate et donc un produit gain bande plus élevé).

### 3.4. Réalisation

Toutes les résistances sont de type CMS à  $\pm 5\%$  et les capacités de type CMS  $\pm 10\%$ , Les capacités de découplage  $22\mu\text{F}/35\text{V}$  sont en tantale. Les potentiomètres sont des multitours.

#### 3.4.1. Alimentations

On désire alimenter les amplificateurs avec une tension stable  $\pm 15\text{V}$  ajustable. On utilise donc des régulateurs de tension de type LM117 (pour  $-V_{cc}$ ) et LM137 (pour  $+V_{cc}$ ). Il sont câblés comme suit :

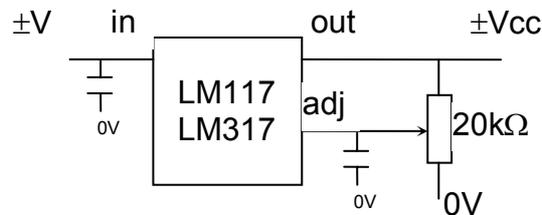


Fig. 3.13 : Alimentations

Les capacités représentées sont en fait des couples  $22\mu\text{F}(-35\text{V}) / 100\text{nF}$  utilisés pour filtrer les alimentations.

Ces couples sont ajoutés à chaque patte d'alimentation des amplificateurs opérationnels, afin d'éviter tout couplage du signal aux alimentations.

#### 3.4.2. Tension de référence : $V_{ref}$

Elle est obtenue par le biais d'un simple potentiomètre selon le câblage suivant :

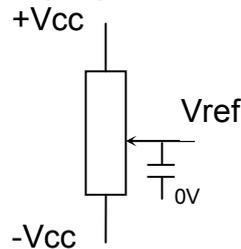


Fig. 3.13 : Obtention de  $V_{ref}$

Le même type de couple de capacités est câblé aux pattes reliées à  $V_{ref}$ .

#### 3.4.3. Stabilisation de l'AD797

Lorsque l'AD797 est en saturation ou proche de ses limites de fonctionnement, il a tendance à se mettre en oscillation haute fréquence.

Lors d'une utilisation en inverseur, la documentation Analog Devices conseille de placer un couple  $R // C$  sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur :

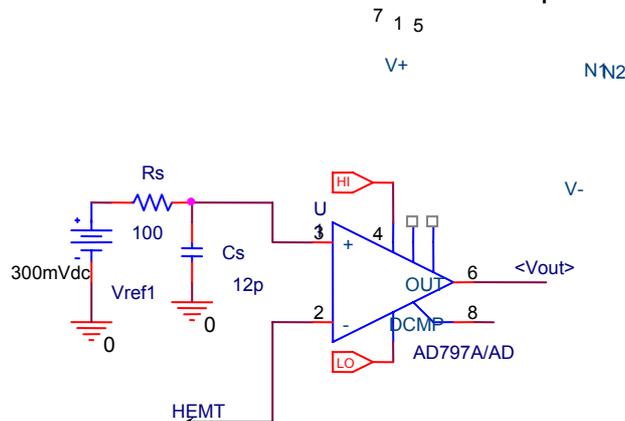


Fig. 3.14 : Stabilisation de l'AD797

### 3.5. Caractérisation à 300 K

#### 3.5.1. Chaîne de caractérisation

La caractérisation à chaud a été réalisée au CEA, sur un banc d'analyse de bruit utilisant :

- Un analyseur de spectre Hewlett Packard 3588A (HP)
- Un préamplificateur bas bruit Stanford Research Systems (SRS)
- Un logiciel (basé LabVIEW) pour le chargement des paramètres et le traitement des données.

La chaîne de mesure est la suivante :

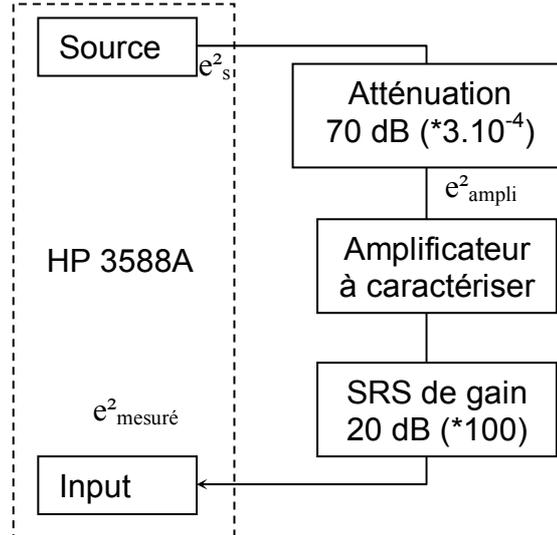


Fig. 3.15 : Chaîne de caractérisation de l'amplificateur

Si on considère les apports de bruit de l'atténuateur et du préamplificateur SRS comme négligeables devant le bruit de notre amplificateur, on aura comme bruit mesuré en sortie :

$$e_{\text{mesuré}}^2 \approx (3 \cdot 10^{-4} \cdot e_s^2 + e_{\text{ampli}}^2) \cdot A \cdot 100.$$

Cette méthode permet donc de s'affranchir du bruit de la source.

La mesure se fait en 2 étapes :

- 1) L'analyseur procède à des mesures du niveau de sortie dans la plage de fréquence paramétrée. Connaissant le niveau d'entrée, le logiciel calcule alors le gain de la chaîne  $G$  en fonction de la fréquence (en tenant compte de l'atténuateur).
- 2) On court-circuite l'entrée. L'analyseur procède à des mesures du niveau de bruit en sortie sur la même plage de fréquence. Connaissant le gain de la chaîne en fonction de la fréquence, le logiciel calcule alors le bruit ramené en entrée selon la formule suivante :

$$e_{\text{ampli}}(f) = \sqrt{\frac{e_{\text{mesuré}}^2(f)}{G^2(f)}} \text{ en } \text{V}/\sqrt{\text{Hz}}.$$

Paramètres utilisés :

Plage de fréquence : 10 Hz – 10 MHz

Atténuation : 70 dB

Niveau à l'entrée : -10 dBm (soit 0.3mV)

3.5.2. Gain

La courbe de gain expérimentale obtenue reportée à la figure 3.16.

Le gain maximal est de 400 (52 dB). Il faut préciser que cette valeur dépend pour beaucoup des conditions extérieures (température, luminosité ambiante).

La fréquence de coupure haute (-3 dB) est située à 900 kHz.

Cette coupure à fréquence anormalement basse peut être due aux limitations du HEMT utilisé à chaud ou encore à la capacité parasite du câblage. Elle dépend également des conditions extérieures.

La fréquence de coupure basse est à 35 Hz, proche de la valeur prévue par la théorie.

$$\text{En effet, on a : } f_b = \frac{AG}{2\pi \cdot R_{pb} \cdot C_{pb}} = \frac{400 \cdot 10}{2\pi \cdot 3,4,5} = 47 \text{ Hz}$$

Les performances de transconductance du HEMT s'améliorent avec la descente en température. On peut donc bien s'attendre à l'obtention d'un gain proche de 800 lorsque l'on descendra à 4K.

FET d'entrée HEMT@300K  
 $A(f)=G(f)/100$

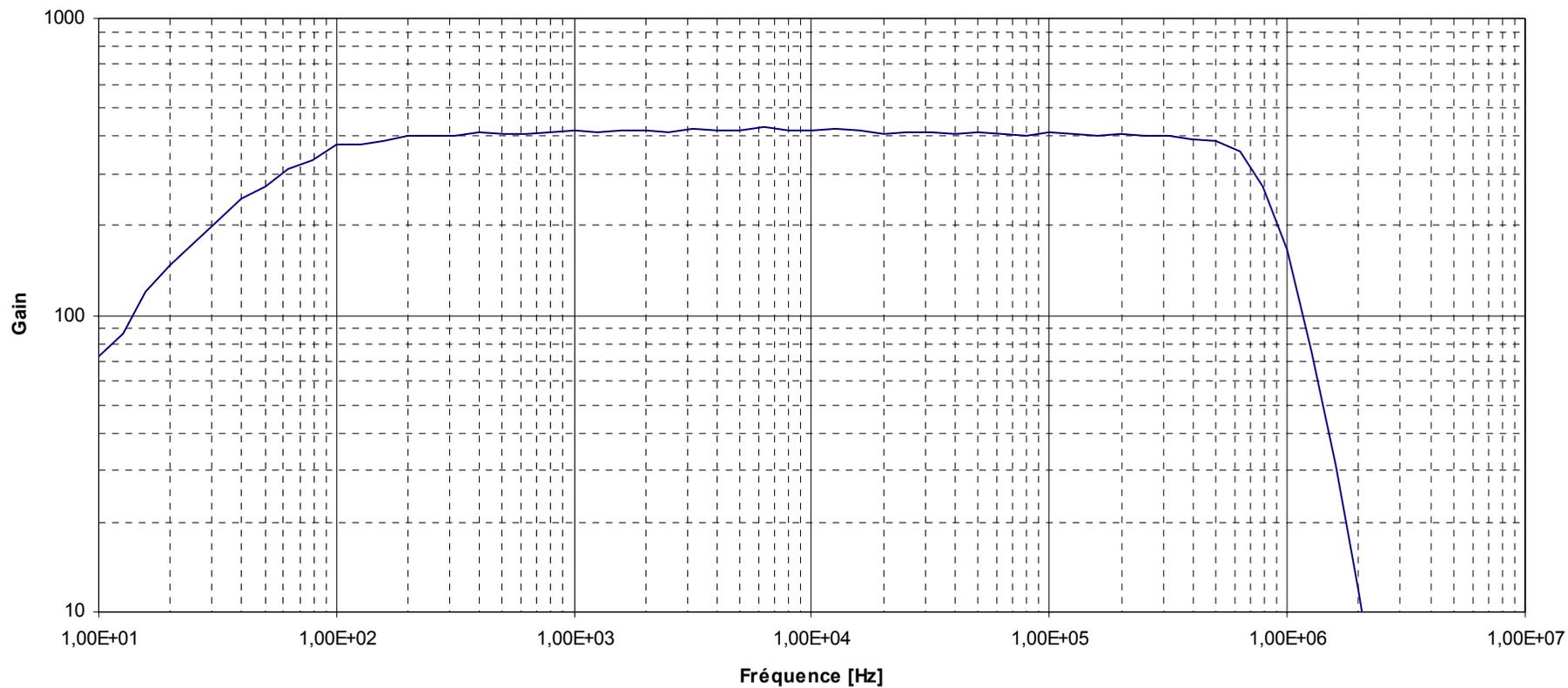


Fig. 3.16 : Gain réel à 300K

### 3.5.3. Bruit ramené en entrée

La courbe de bruit ramené en entrée est reportée à la figure 3.17.  
Elle est similaire à bruit à celui du HEMT seul [cf. annexe 2].

On reconnaît l'effet typique du bruit en  $1/f$  jusqu'à 100kHz environ.  
Les « bosses » sont probablement dues aux bruits de génération – recombinaison (G–R [1]) non linéaires que l'on avait précédemment inclus dans les sources de bruit  $1/f$ .

Le bruit blanc (visible de 100kHz à 1MHz environ) à  $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  est probablement dû au bruit du préamplificateur SRS utilisé dans la chaîne de caractérisation.

On peut déduire de ces résultats qu'à 300K, les éléments de l'amplificateur ont une influence négligeable sur le bruit devant le HEMT.

Après plusieurs mesures, on peut affirmer que cette courbe est valable à environ  $1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  près.

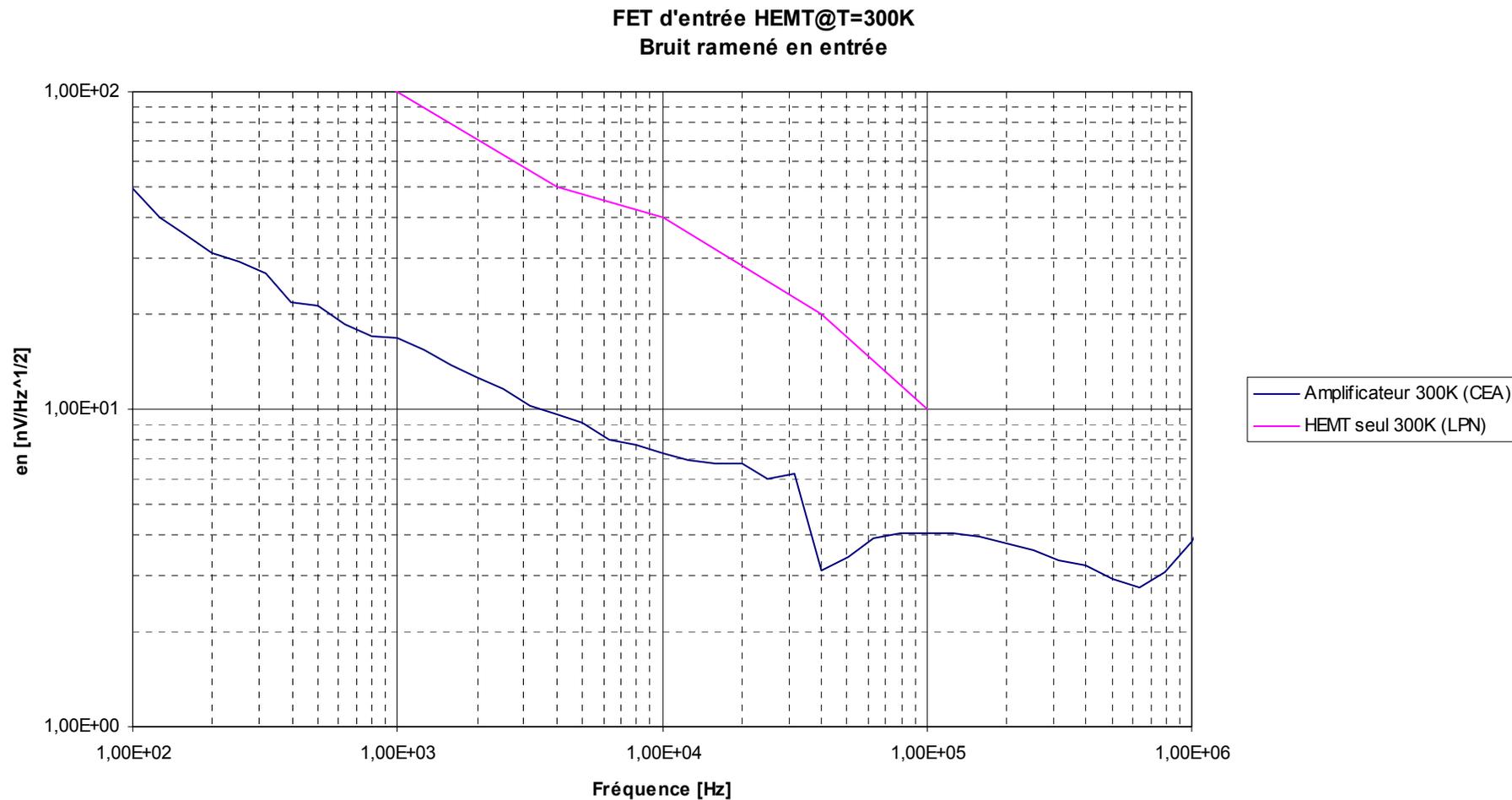


Fig. 3.17 : Bruit ramené en entrée de l'amplificateur à 300K

## Conclusion

L'amplificateur réalisé présente des caractéristiques à 300K laissant présager des performances à froid convenables.

En effet, la mise à froid du HEMT divise les valeurs de bruit ramené en entrée par 10 environ.

Malgré le décalage du point de fonctionnement du HEMT à basse température, il a été possible de concevoir un montage asservi dont les performances de bruit à température ambiante se rapprochent de celle du HEMT seul.

Néanmoins, au moment de l'écriture de ce rapport, le montage n'a pas encore été caractérisé à 4K. Cela sera réalisé au LPN, équipé d'un réservoir d'Helium liquide pour la descente en température et d'un banc de mesure de bruit (jusqu'à 100kHz).

Il est possible d'améliorer les performances en bruit du montage en augmentant la capacité du filtre passe bas câblé à la source S du HEMT.

On peut également procéder à un découplage haute fréquence S en plaçant une faible capacité à froid entre S et la masse.

Si le montage amplificateur (avec HEMT à 4K) n'est effectivement limité que par le bruit du FET, le préamplificateur de charge (hors mise en forme) permettrait d'obtenir une résolution de l'ordre de 2keV sur la bande 1 Hz – 100MHz (jusqu'à environ 0,6keV si la mise en forme coupe la bande à 10 Hz – 100kHz).

## BIBLIOGRAPHIE

[1] « Vers la cryogénie ultra sensible : Etude expérimentale des caractéristiques statiques et du bruit  $1/f$  du HEMT à 4,2K » Tristan Lucas, *Thèse pour le Laboratoire Photonique et de Nanostructures – Université Paris VII*, (2002)

[2] Nuclear Electronics, (1974)

[3] Site dédié à Edelweiss, <http://edelweiss.in2p3.fr/pub/fichiers/detecteurs.html>

## Table des figures

Fig. 1.1 : Modèle équivalent simplifié du bolomètre.....	11
Fig. 1.2 : Evolution temporelle du courant dans le cristal et de la charge collectée..	12
Fig. 1.3 : Schéma de l'entrée du préamplificateur .....	13
Fig. 2.1 : Schéma du préamplificateur de charges .....	15
Fig 2.2.....	16
Fig 2.3.....	17
Fig. 3.1 : Modèle petits signaux du HEMT .....	20
Fig. 3.2 : sources de bruit du HEMT seul.....	21
Fig. 3.3 : Effet Miller sur un FET en montage source commune.....	25
Fig. 3.4 : Montage cascode avec Amplificateur Opérationnel.....	25
Fig. 3.5 : Montage cascode avec 2 FET .....	27
Fig. 3.6 : Asservissement en courant .....	28
Fig. 3.7 : Source de courant .....	30
Fig. 3.8 : Soustracteur .....	30
Fig. 3.9 : Filtre passe bas .....	31
Fig. 3.10 : Coupure basse de l'amplificateur.....	32
Fig. 3.11 : Courbe asymptotique de gain simulée.....	34
Fig. 3.12 : Schéma du montage amplificateur .....	35
Fig. 3.13 : Alimentations .....	37
Fig. 3.13 : Obtention de Vref.....	37
Fig. 3.14 : Stabilisation de l'AD797 .....	37
Fig. 3.15 : Chaîne de caractérisation de l'amplificateur .....	38
Fig. 3.16 : Gain réel à 300K.....	40

Annexes du rapport de stage

Faisabilité d'un préamplificateur de charge  
à élément d'entrée refroidi à 4K  
pour une expérience de détection de matière noire

Karim Huet

Septembre 2003



## Contenu

ANNEXE 1 : Théorème de Miller .....	49
ANNEXE 2 : Structure et caractéristiques du HEMT ....	50
Gaz d'électrons 2D .....	51
Caractéristiques@4K.....	52
Caractéristiques de bruit @300K.....	55
Décalage du point de fonctionnement .....	56
ANNEXE 3 : Caractéristiques simulées du HEMT@4K	57
Paramètres .....	57
$I_{ds} = f(V_{ds}, V_{gs})$ .....	58
$I_{ds} = f(V_{gs})$ .....	59
$g_m = f(I_{ds})$ .....	60
ANNEXE 4 : Montage source commune à base de HEMT .....	61
Montage.....	61
Paramètres – Courbe de bruit .....	61
ANNEXE 5 : Décomposition du spectre de bruit à 4,2K .....	63
ANNEXE 6 : Résultats de simulation .....	65
Stabilisation DC (offset à l'entrée = 0V).....	65
Comportement AC (amplitude à l'entrée 1mV).....	66
ANNEXE 7 : Le préamplificateur de tension .....	67
ANNEXE 8 : Bruit du préamplificateur de charge .....	69
Schéma équivalent de bruit ramené en entrée.....	69
Applications numériques.....	71
Bruit en fonction de la plage de fréquence considérée.....	73
ANNEXE 9 : Photographies .....	74
Montage amplificateur .....	74

Banc de mesure LPN 4°K (CNRS – Marcoussis) .....75

## ANNEXE 1 : Théorème de Miller

Soit un montage amplificateur dont l'entrée et la sortie ont une borne commune (par exemple la masse) et qui présente un gain en tension  $A$ .

Soit  $Y$ , une admittance connectée entre l'entrée et la sortie de cet amplificateur.

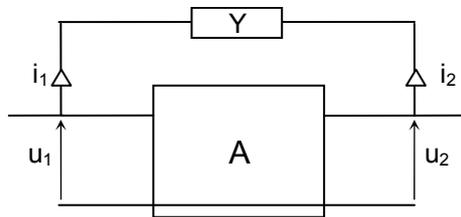


Fig. A1.1

$$i_1 = Y \cdot (u_1 - u_2) = Y \cdot (1 - A) \cdot u_1$$

On a :

$$i_2 = -i_1 = Y \cdot \left(1 - \frac{1}{A}\right) \cdot u_2$$

On cherche à calculer les admittances équivalentes  $Y_1$  et  $Y_2$  connectées respectivement entre les bornes d'entrée et de sortie qui rendent compte de l'admittance  $Y$ .

Schéma équivalent :

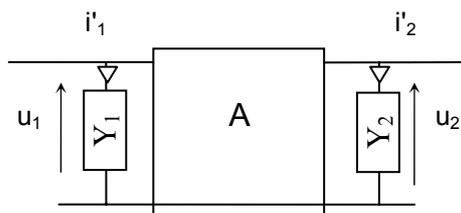


Fig. A1.2

On a maintenant :

$$i'_1 = Y_1 \cdot u_1$$

$$i'_2 = Y_2 \cdot u_2$$

Pour que les deux circuits soient parfaitement équivalents, et donc que les admittances  $Y_1$  et  $Y_2$  rendent compte de la présence de l'admittance  $Y$  entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur, on doit avoir  $i'_1 = i_1, i'_2 = i_2$

$$\text{i.e.} \begin{cases} Y_1 = Y \cdot (1 - A) \\ Y_2 = Y \cdot \left(1 - \frac{1}{A}\right) \end{cases}$$

Dans le cas particulier où  $A \gg 1$ , le théorème de Miller peut s'énoncer en ces termes :

Une admittance branchée entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur apparaît :

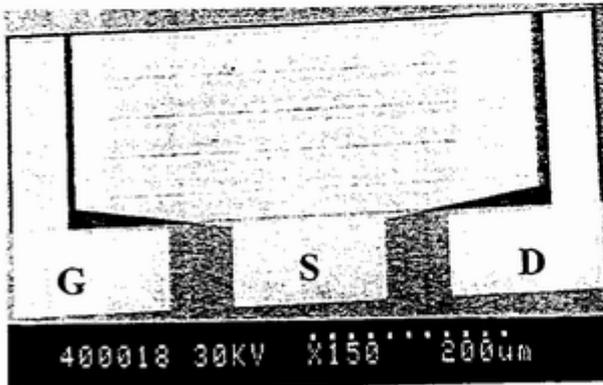
- comme multipliée par le gain de l'amplificateur changé de signe à l'entrée,
- en parallèle avec une charge de l'amplificateur à la sortie

## ANNEXE 2 : Structure et caractéristiques du HEMT

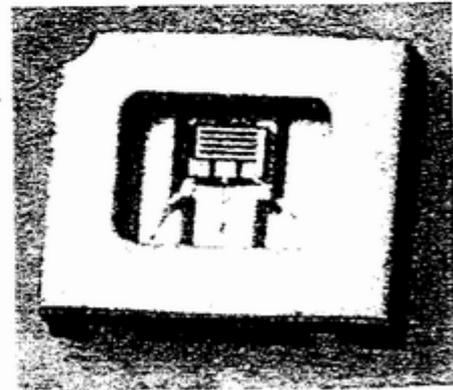
### STRUCTURE :

	THICKNESS (Å)	DOPANT CONC.(cm-3)*	ALUMINUM OR INDIUM CONTENT
GaAs : Si	200	3.5 E18	0
AlGaAs : Si	450	2.0 E18	0.22
AlGaAs undoped	40	--	0.22
InGaAs undoped	170	--	0.15
GaAs undoped	500	--	0
AlGaAs undoped 150Å 10x----- GaAs undoped 50Å	2000	--	0/0.22
GaAs undoped	2000	--	0
Semi-insulating substrate			

*La structure de l'hétérojonction pseudomorphique AlGaAs/InGaAs utilisée*



*HEMT avec multiples canaux en parallèles avec une longueur de grille de 1µm et une largeur de grille de 2mm ou 4mm. La surface totale de transistor est de 700µm par 500µm*



*HEMT monté par la méthode de « bonding » avec un fil d'Al ou d'Au d'environ 20µm dans un boîtier céramique du type SOT23*

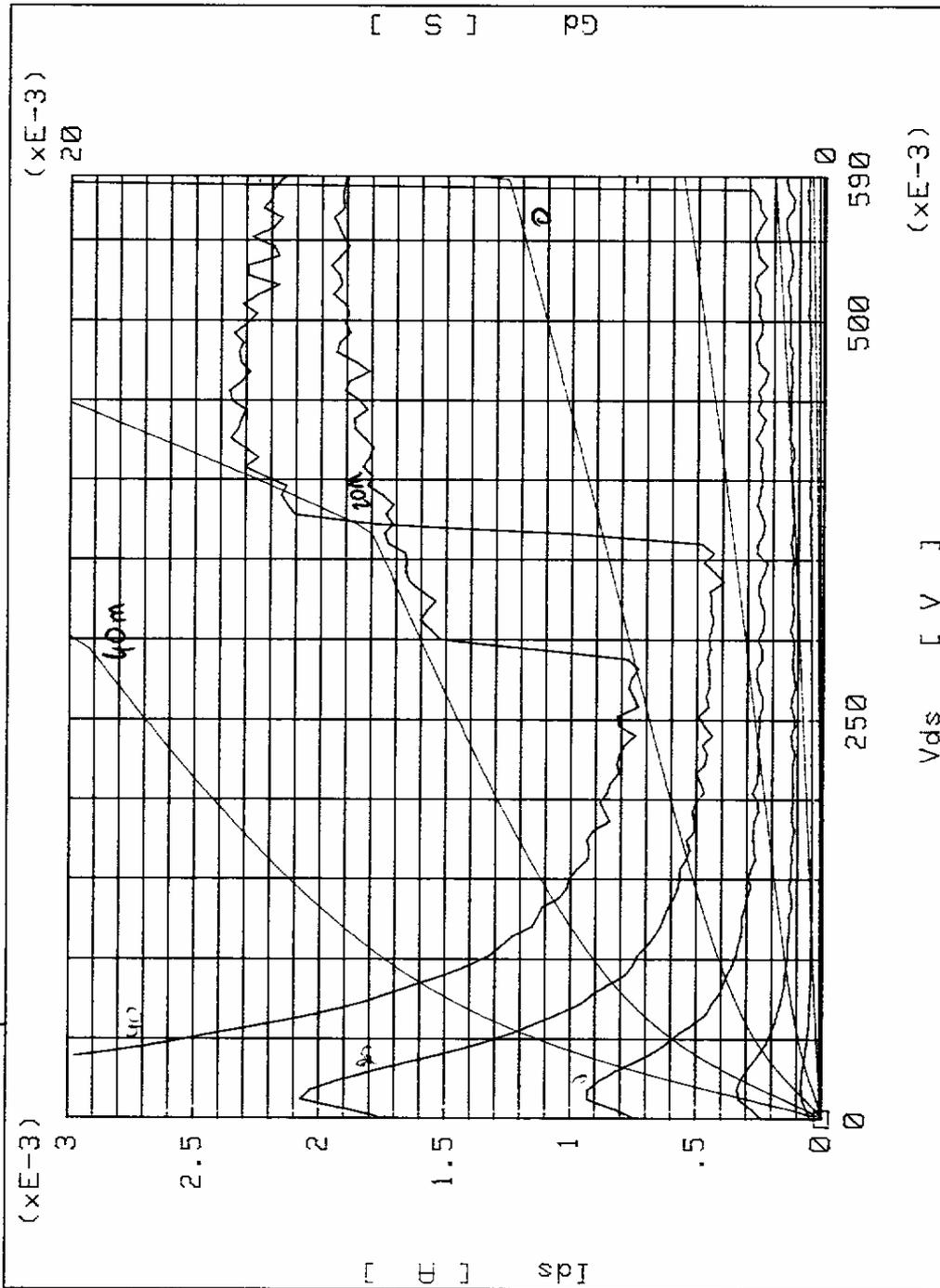


**Caractéristiques@4K**

Variable1: Vds  
Single Linear  
Start 0.00000 V  
Stop 600.000mV  
Step 6.00000mV  
Step NO. 101  
Compliance 50.0000mA

Variable2: Vgs  
Start 40.0000mV  
Stop -100.000mV  
Step -20.0000mV  
Step NO. 8  
Compliance 50.0000mA

4K I5: 4 / 7<sub>gd</sub> ss pda à chd

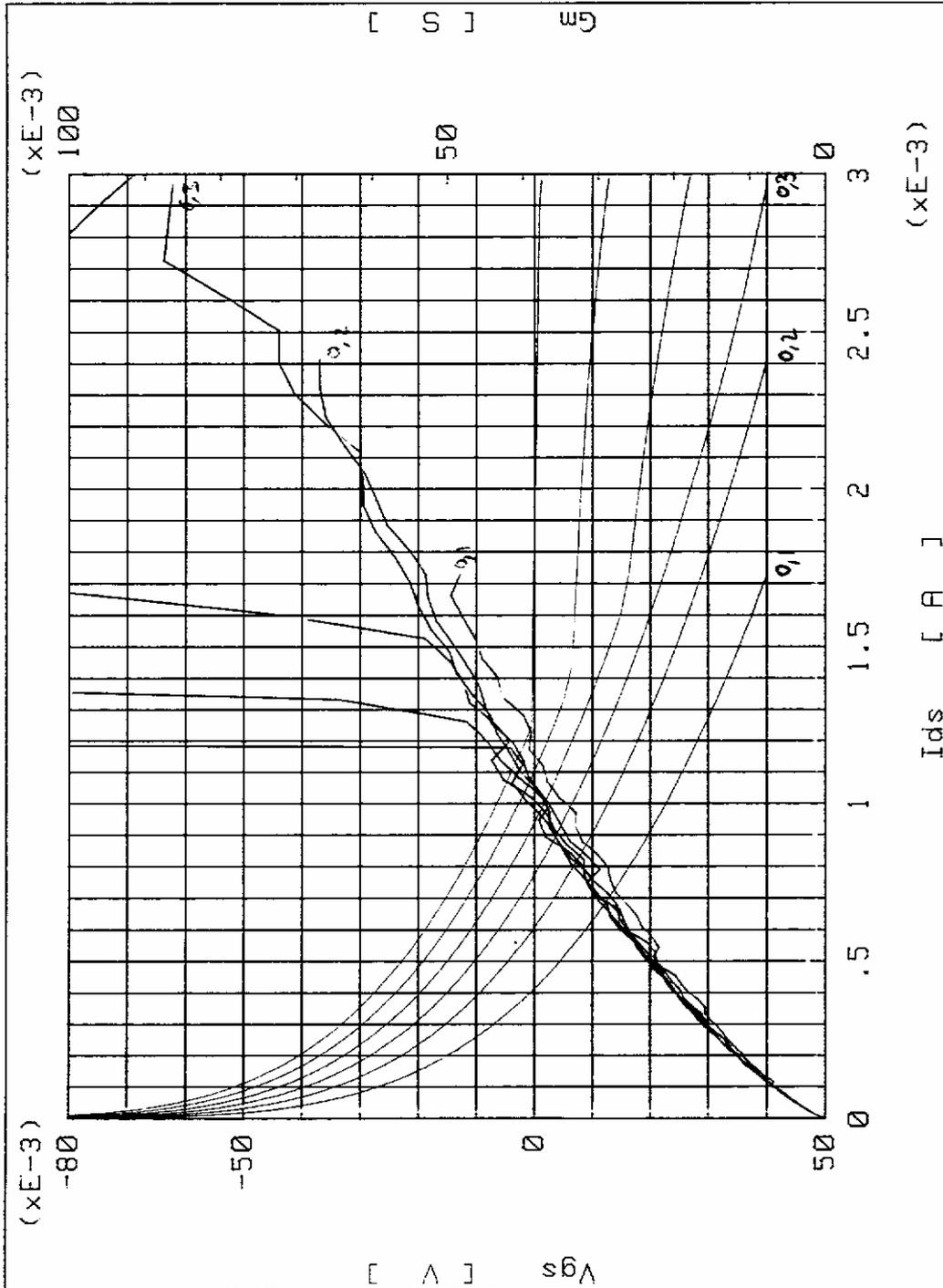


Marker X = 0.00000 V  
Y1 = -1.15880uA

Variable1: Vgs  
Single Linear  
Start 40.0000mV  
Stop -100.0000mV  
Step -1.40000mV  
Step NO. 101  
Compliance 50.0000mA

Variable2: Vds  
Start 0.00000 V  
Stop 600.000mV  
Step 100.000mV  
Step NO. 7  
Compliance 50.0000mA

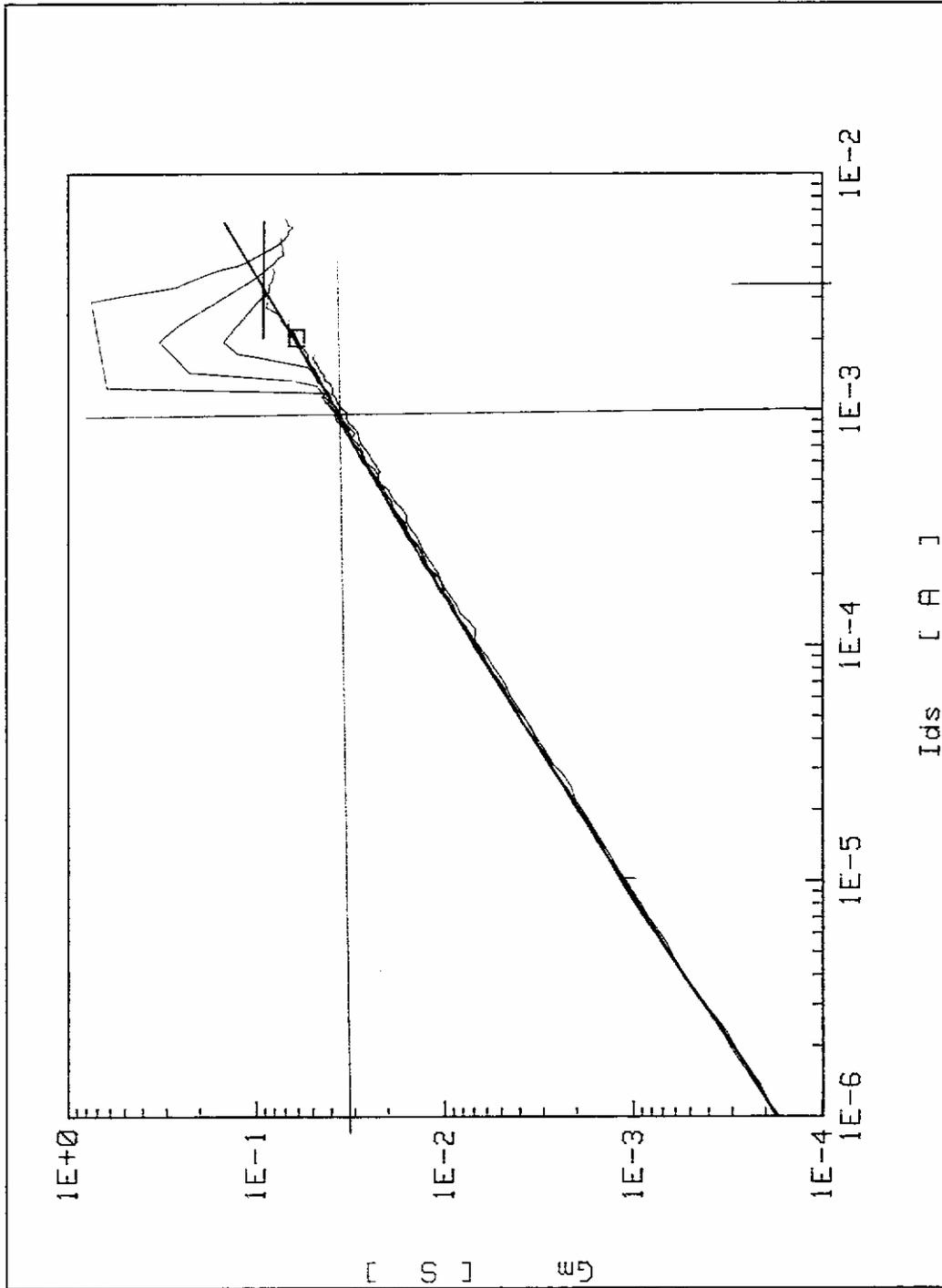
4kI5: 4/7 gm ss polar à chd



Variable1: Vgs  
Single Linear  
Start 40.0000mV  
Stop -100.0000mV  
Step -1.400000mV  
Step NO. 101  
Compliance 50.00000mA

Variable2: vds  
Start 0.00000 V  
Stop 600.0000mV  
Step 100.0000mV  
Step NO. 7  
Compliance 50.00000mA

4kI5: 4/7

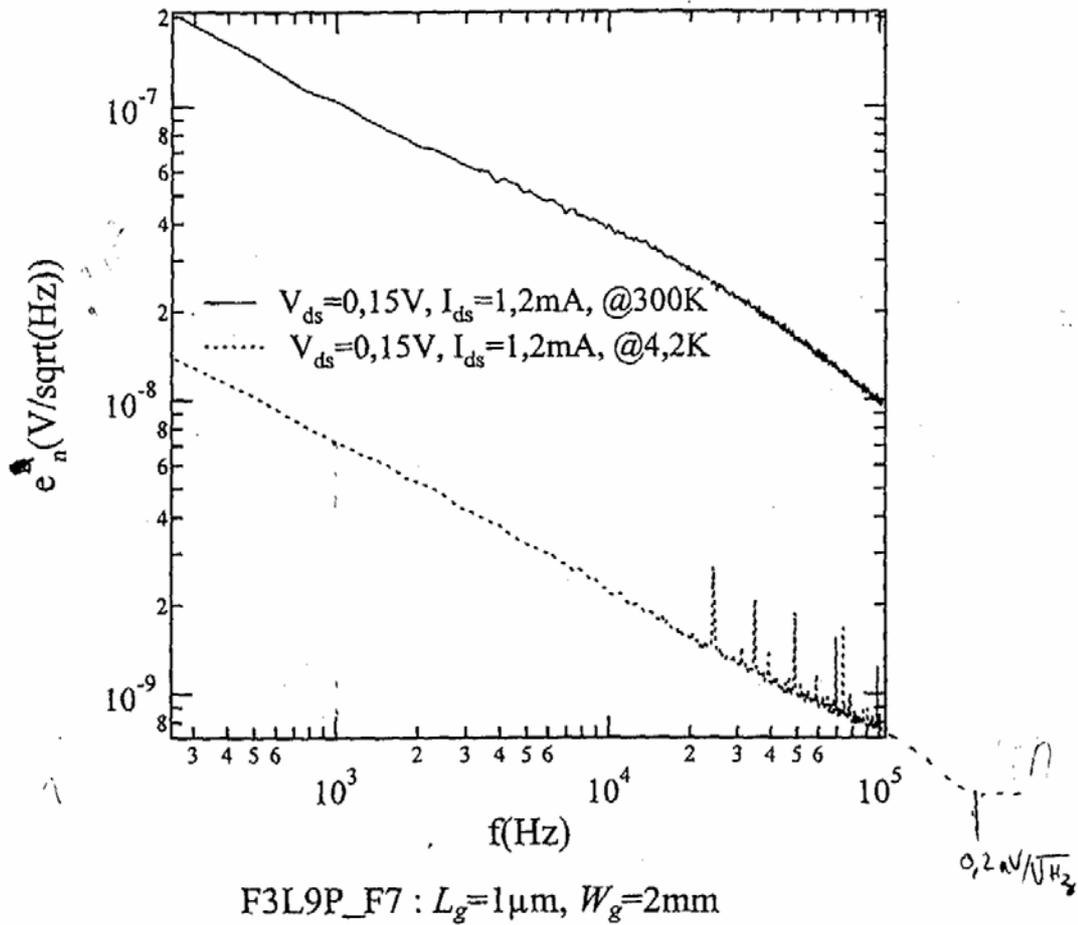


### Caractéristiques de bruit @300K

### Effets de température

#### $e_n$ à 300K et à 4,2K

Entre 300K et 4,2K, la valeur du bruit d'entrée  $e_n$  est diminuée de plus de 10 fois avec la même condition de fonctionnement :  $V_{ds}=0,15V$  et  $I_{ds}=1,2mA$ .

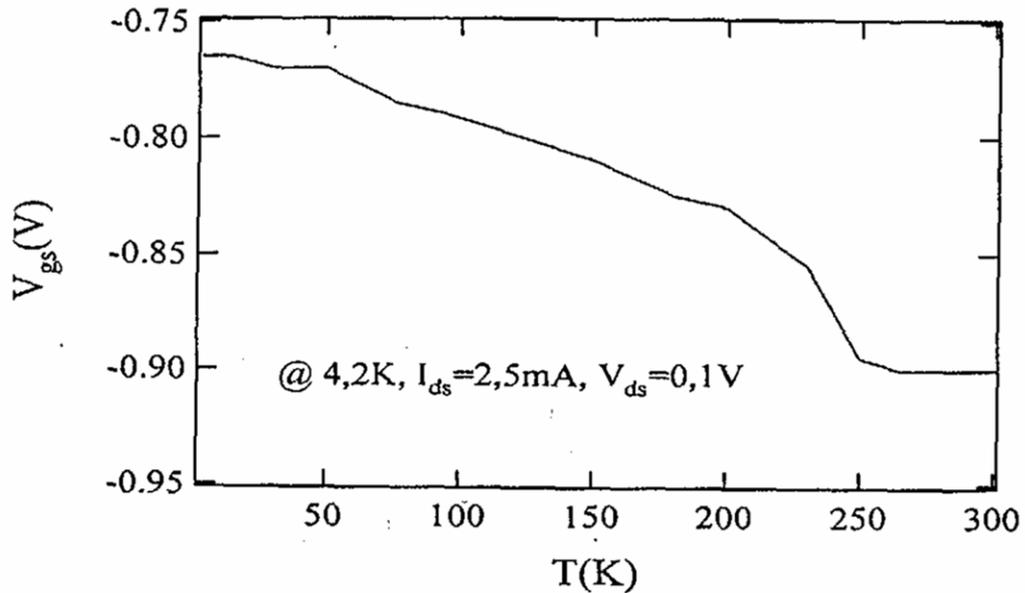


## Décalage du point de fonctionnement

### Effets de température

$V_{gs}$  en fonction de T pour maintenir  $I_{ds}=2,5\text{mA}$  et  $V_{ds}=0,1\text{V}$

De 300K à 4,2K, pour maintenir le courant de drain constant,  $V_{gs}$  augmente de l'ordre de 0,2V



F3L9P\_1BISA1 :  $L_g=1\mu\text{m}$ ,  $W_g=2\text{mm}$

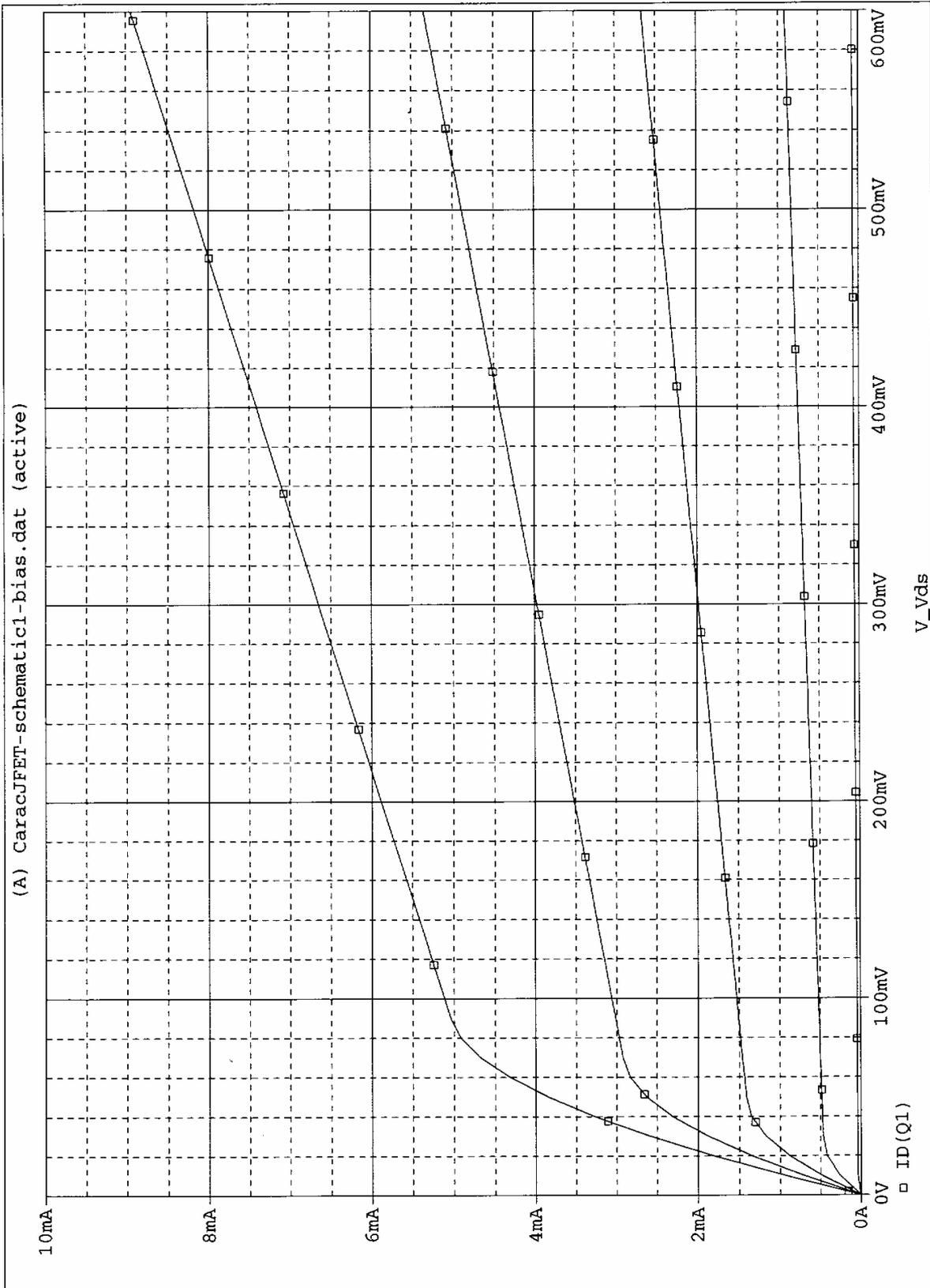
## ANNEXE 3 : Caractéristiques simulées du HEMT@4K

### Paramètres

HEMT@4,2K -  
Paramètres PSPICE

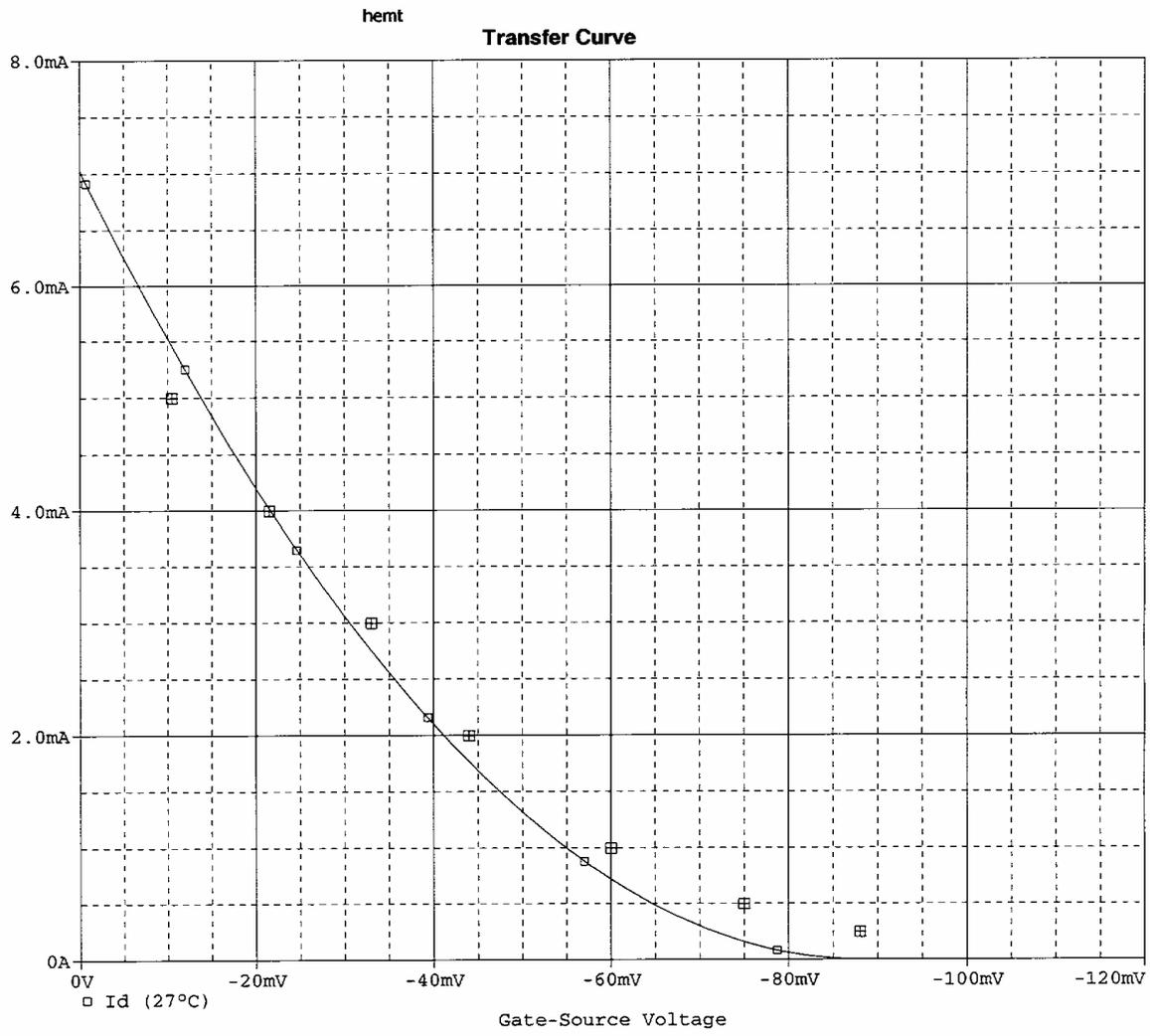
VTO	-0,088187
BETA	0,55922
LAMBDA	1,7603
IS	1,00E-14
N	1
ISR	0
NR	2
ALPHA	1,00E-06
VK	1
RD	0
RS	0
CGD	4,00E-12
CGS	4,00E-12
M	0,5
PB	1
FC	0,5
CTI	3
KF	1,00E-18
AF	1
BETATCE	-0,5
VTOTC	-0,0025

$$I_{ds} = f(V_{ds}, V_{gs})$$



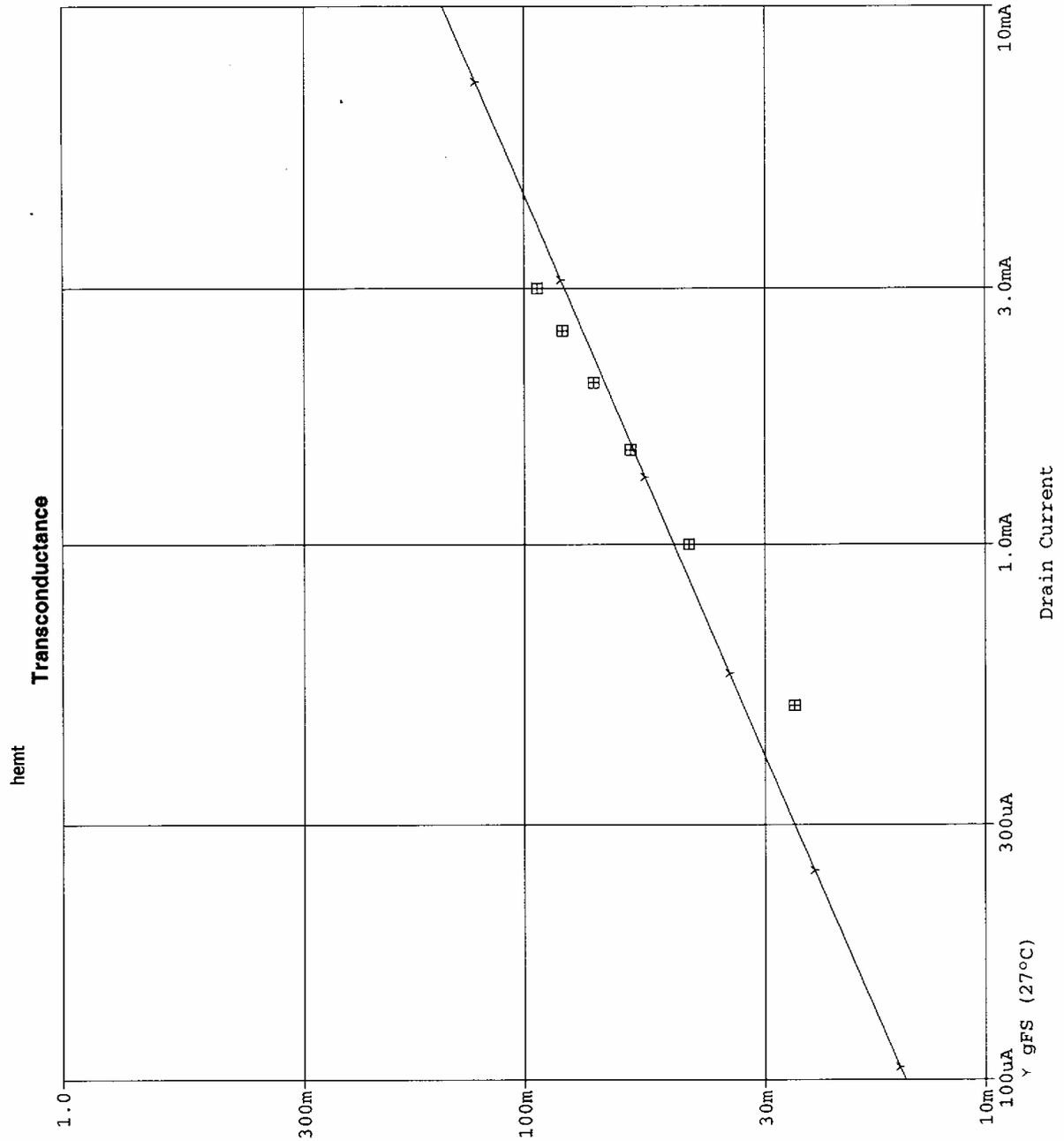
$V_{gs}$  varie de 0 mV [fort courant] à -100mV [courant nul] par pas de 20 mV

### $I_{ds} = f(V_{gs})$



Les points discrets correspondent aux mesures réelles

$$g_m = f(I_{ds})$$



Les points discrets correspondent aux mesures réelles

## ANNEXE 4 : Montage source commune à base de HEMT

### Montage

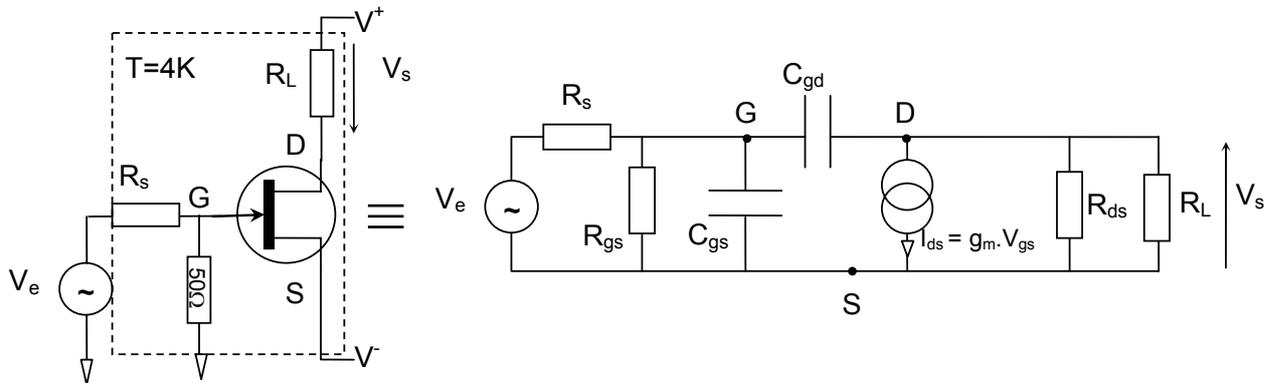


Fig. A4.1

La grille est ramenée à la masse via une résistance  $50\Omega$  pour des raisons d'adaptation d'impédance au câble coaxial reliant  $V_e$  à G.

Le gain du montage de la figure A4.1 est :

$$G = \frac{V_s}{V_e} = -\frac{g_m \cdot R_L}{1 + g_d \cdot R_L} = -10$$

### Paramètres – Courbe de bruit

$I_{ds}$	1,2 mA	e	$1,6E-19$ C
$V_{ds}$	150 mV	T	4 K
$R_s$	50 $\Omega$	k	$1,4E-23$ J/K
$R_{ds}=1/g_d$	333 $\Omega$	kT	$5,5E-23$ J
$R_{gs}$	100 G $\Omega$		
$R_L$	1 k $\Omega$		
G	10		
$g_m$	0,04 S		
$g_d$	0,003 S		
$C_{gs}$	5 pF		
$I_{gs}$	0,8 pA		
Af	$7,4E-14$ V <sup>2</sup>		

La figure A4.2 représente la courbe du bruit ramené en entrée du HEMT, avec ses composantes regroupées de la façon suivante :

$$\left. \begin{aligned} e_n(\text{blanc}) &= \sqrt{dv_1^2 + R_s^2 \cdot di_3^2} \\ e_n(1/f) &= \sqrt{dv_f^2} \\ e_n(f^2) &= \sqrt{R_s^2 \cdot di_2^2} \end{aligned} \right\} e_n(\text{tot}) = \sqrt{e_n^2(\text{blanc}) + e_n^2(1/f) + e_n^2(f^2)}$$

Cette courbe obtenue par calcul correspond aussi à des mesures pratiques réalisées au LPN.

Dans cette configuration où  $R_s$  est faible, c'est le bruit série qui domine à toutes les fréquences qui nous intéressent.

Bruit en tension ramené en entrée d'un HEMT de la série F3L9P (1 $\mu$ m\*2mm)

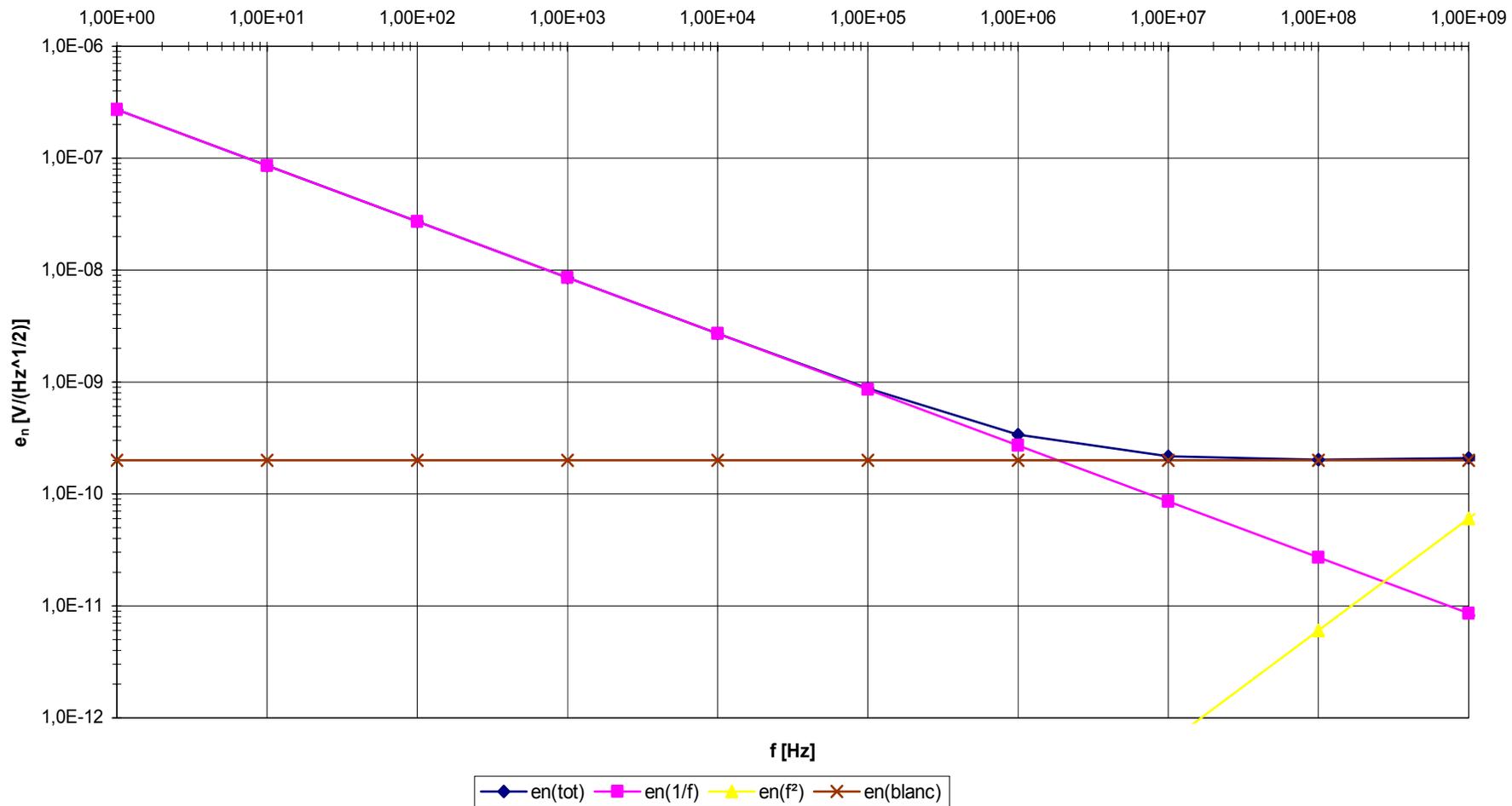


Fig. A4.2

**ANNEXE 5 : Décomposition du spectre de bruit à 4,2K****(Yong Jin – LPN/CNRS)**

(un échantillon de la série F3L9P :  $L_g=1\mu\text{m}$ ,  $W_g=2\text{mm}$ ) et estimation du bruit blanc  
Condition de polarisations : les valeurs de la polarisation, de la puissance de dissipation, du gain effectif  $G$  correspondant mesuré et trois valeurs de bruit  $1/f$  sont résumées dans le tableau ci-dessous. La résistance de charge  $R_L$  de l'amplificateur à 4,2K est de  $1\text{k}\Omega$ .

$V_{ds}$ (V)	$I_{ds}$ (mA)	$V_{ds} \times I_{ds}$ (mW)	$G$ $R_L=1\text{k}\Omega$	$e_n$ @ 1kHz (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ )	$e_n$ @ 10kHz (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ )	$e_n$ @ 100kHz (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ )
0,15	1,2	0,18	9,2	7,1	2,2	0,77

Dans la figure de la page suivante, le spectre de bruit mesuré ( $e_n$ ) est en couleur noire, sa décomposition est en deux parties suivant la formule avec trois paramètres ajustables  $a$ ,  $b$  et  $c$ :

$$e_n^2 = a f^b + c$$

Les résultats numériques sont

$$a = 5.04\text{e-}14 \pm 1\text{e-}16$$

$$b = -1 \pm 0$$

$$c = 6\text{e-}20 \pm 0$$

Dans la même figure la courbe « fit 1\_f » en couleur verte correspond à la partie du bruit  $1/f$ , c'est-à-dire,  $a f^b = 5,04 \cdot 10^{-14} f^{-1}$ , la partie « fit const » en couleur bleue correspond à la partie du bruit blanc  $c = 6 \cdot 10^{-20}$ , et la courbe « fit  $e_n$  » en couleur rouge est la somme de deux. Le bruit blanc est environ  $0,24\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Il faut noter que la valeur du bruit blanc dans la décomposition du spectre est plutôt une estimation car sa valeur est très inférieure à celle du bruit  $1/f$  dans la plage de fréquence expérimentale. Par l'extrapolation, le niveau du bruit  $1/f$  arrive à la même valeur du bruit blanc à une fréquence de l'ordre de 1MHz. A partir de 10MHz, le bruit est pratiquement dominé par le bruit blanc. Ce niveau de bruit blanc correspond à une température effective de canal de 55K.

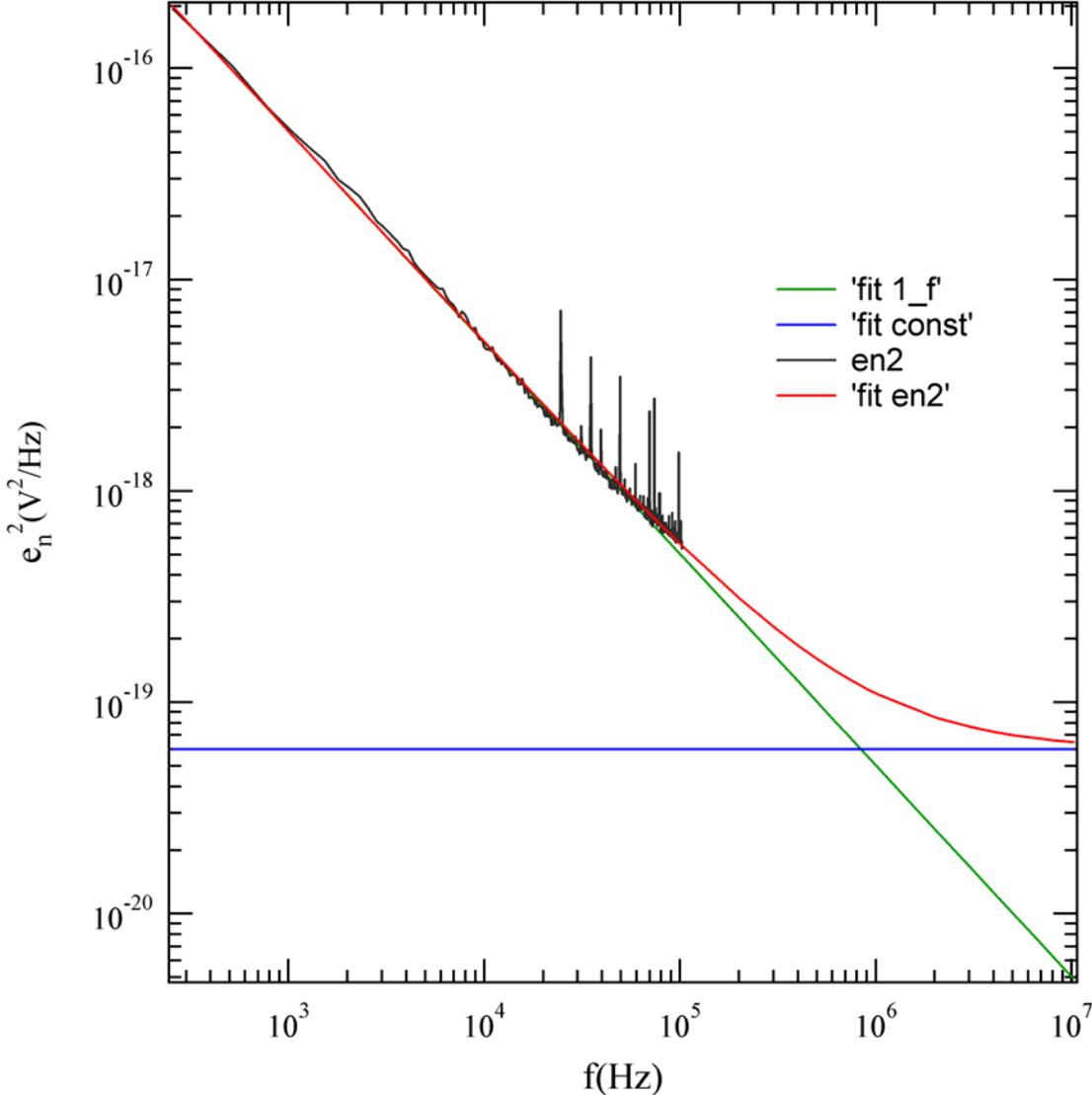
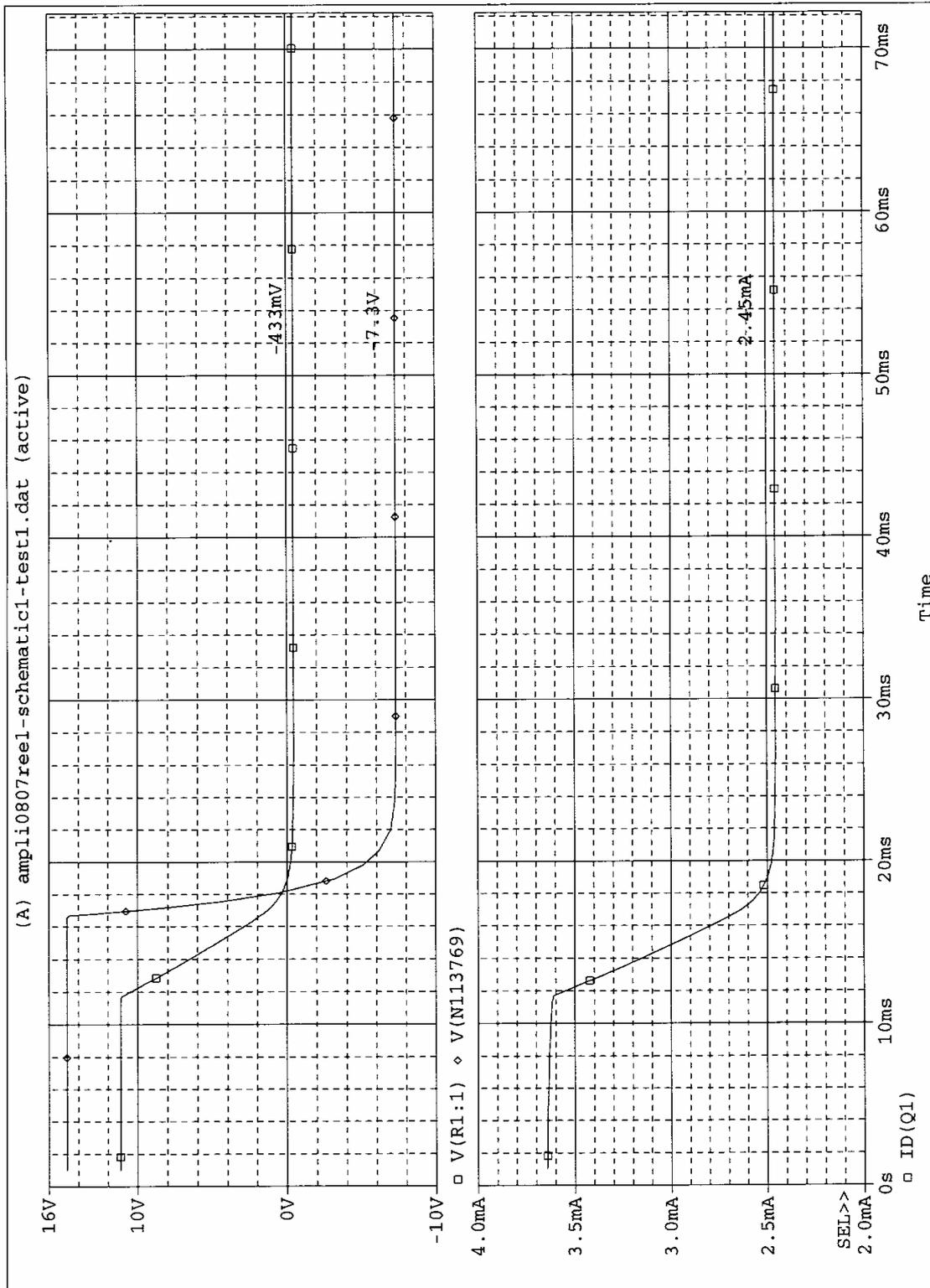


Fig. A5.1

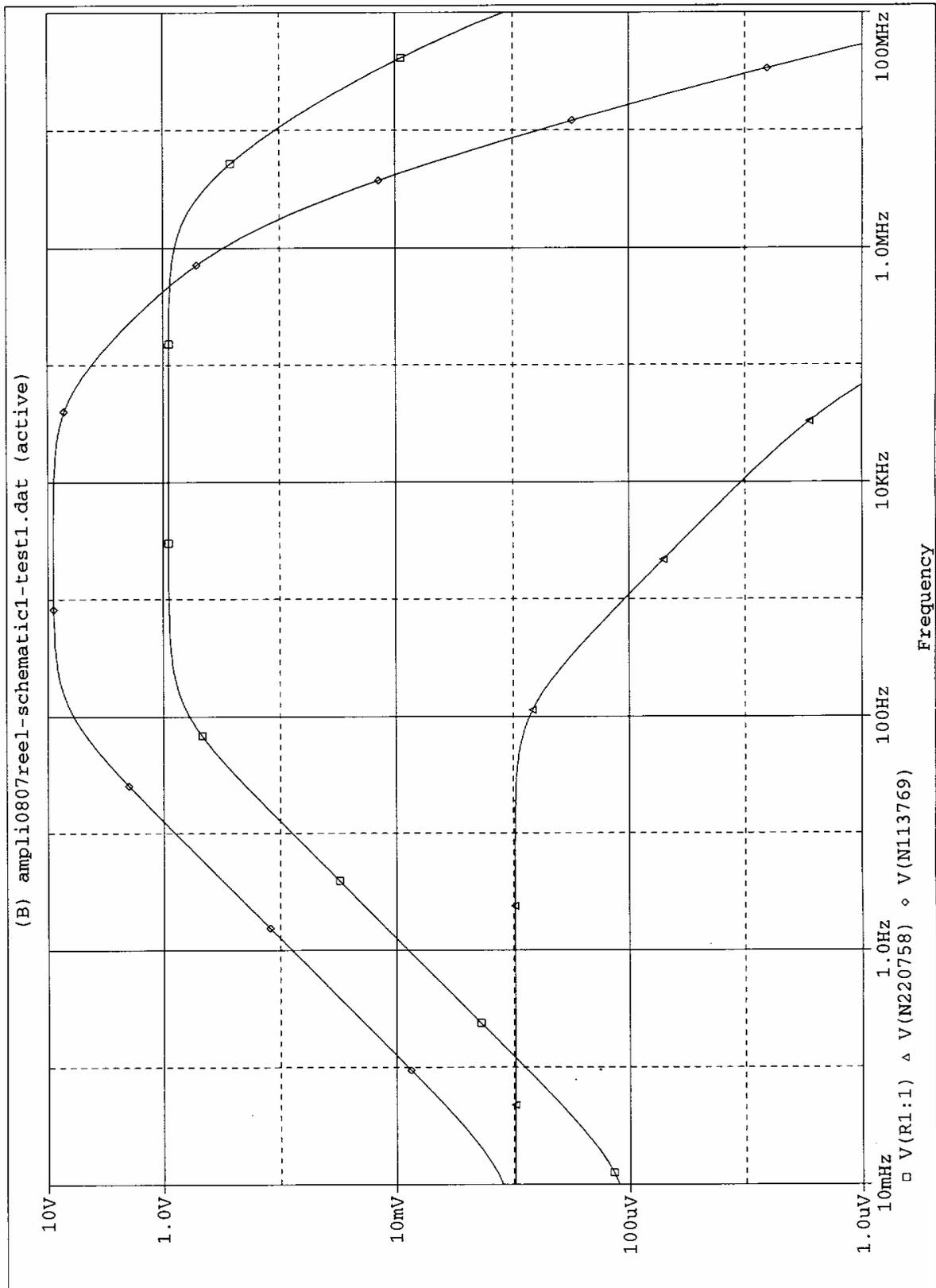
## ANNEXE 6 : Résultats de simulation

### Stabilisation DC (offset à l'entrée = 0V)



La courbe stabilisée à -7,3V est celle en sortie du soustracteur  
 La courbe stabilisée à -433 mV est celle de sortie de l'amplificateur  
 La courbe stabilisée à 2,45 mA est celle du courant dans le HEMT

Comportement AC (amplitude à l'entrée 1mV)



La courbe à tension maximale proche de 10V est celle de sortie du soustracteur  
 La courbe à tension maximale proche de 1V est celle de sortie de l'amplificateur  
 La courbe à tension maximale 1 mV est celle de sortie du filtre passe bas

## ANNEXE 7 : Le préamplificateur de charge

### Schéma de principe

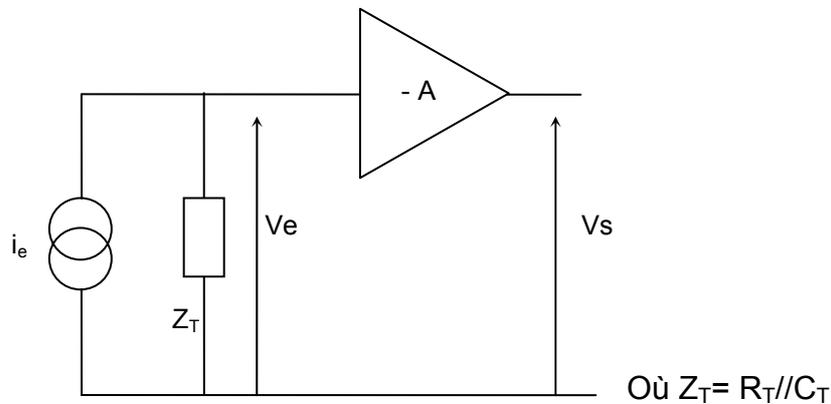


Fig. A7.1

### Fonction de transfert

On a  $V_s = -A.V_e$ .

Sa fonction de transfert est alors :

$$\frac{V_s}{i_e}(p) = \frac{V_s}{V_e} \cdot \frac{V_e}{i_e} = -A.Z_T = \frac{-A.R_T}{1 + R_T.C_T.p} \quad \text{Avec } p = j.2\pi.f$$

### Réponse indicielle :

Considérons en entrée **une impulsion de courant** de type Dirac (i.e. un **échelon de charge Q**) :

$$i_e(t) = Q\delta(t) \Rightarrow i_e(p) = Q = p.q_e(p)$$

$$\Rightarrow q_e(p) = \frac{Q}{p}$$

$$V_s(p) = \frac{-A.Q.R_T}{1 + R_T.C_T.p} = \frac{-A.Q}{C_T} \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{R_T.C_T}}$$

$$\Rightarrow V_s(t) = -A \cdot \frac{Q}{C_T} \cdot \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right)$$

pour  $t > 0$  ( $V_s(t) = 0$  pour  $t \leq 0$ )

avec  $\tau = R_T.C_T$ .

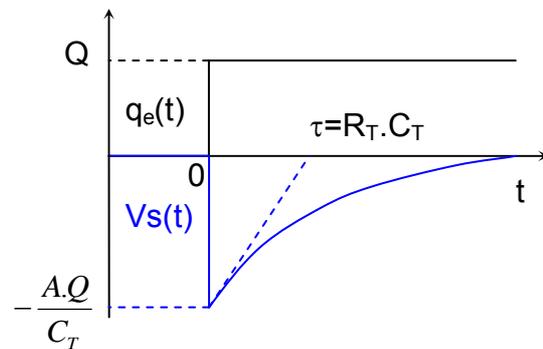


Fig. XXX

Applications numériques

Considérons les valeurs suivantes :

$$\begin{aligned}
 R_{pol} &= 1G\Omega, R_{preamp} = R_{gs} = 100G\Omega \\
 \rightarrow R_T &\approx 1G\Omega \\
 C_d &= 20pF, C_{preamp} = C_{gs} = 5pF, C_{cab} = 25pF \\
 \rightarrow C_T &= 50pF \\
 A &= 1000 \\
 n &= 600.000e^-
 \end{aligned}
 \Rightarrow
 \begin{cases}
 Qe = 96fC \\
 \tau = 50ms \\
 Ve = 1.92mV \\
 Vs_{max} = -1.92V
 \end{cases}$$

Conclusions

La tension de sortie maximale dépend du rapport  $\frac{A}{C_T}$ .

Si jamais  $C_T$  varie pour une raison quelconque (température, polarisation, câblage), le résultat de la mesure ne sera plus fiable.

De plus, dans le cas d'un détecteur à semi-conducteur,  $C_D$  (et donc  $C_T$ ) peut être dépendante de la tension de polarisation du détecteur [2].

En effet, cette variation risque de prendre le pas sur la mesure.

On a :

$$\begin{aligned}
 Vs &= -A \cdot \frac{Qe}{C_T} = -A \cdot \frac{n \cdot e}{C_T} \\
 \frac{dVs}{dC_T} &= -A \cdot \frac{n \cdot e}{C_T^2} \\
 \Rightarrow \frac{dVs}{Vs} &= \frac{dC_T}{C_T} \left( = -\frac{dVe}{Ve} \right)
 \end{aligned}$$

Ce qui entraîne une erreur relative de  $\frac{\Delta n}{n} = \frac{dC_T}{C_T}$

Reprenons l'application numérique précédente :

Soit une variation de **1% sur  $C_T$**  (0.5 pF)

Cela équivaut à une impulsion de  **$\Delta n = 6000$  électrons**, soit 2 fois la charge minimale à détecter en entrée !

Devant une telle perte de résolution, le bruit dû au montage est négligeable. Pour y remédier, il faudrait ajouter une forte capacité parallèle à  $C_T$  et ainsi rendre l'influence des variations de  $C_T$  négligeables devant le bruit.

Cependant, nous verrons au paragraphe concernant le bruit [annexe 5] que l'adjonction d'une telle capacité rendrait le bruit série inacceptable.

L'utilisation d'une boucle de contre-réaction capacitive permet d'obtenir l'effet souhaité, sans pour autant influencer sur le bruit série de façon trop significative.

## ANNEXE 8 : Bruit du préamplificateur de charge

Dans les parties théoriques concernant le bruit des structures préamplificatrices, nous considérerons que la contribution majoritaire au bruit de l'élément amplificateur est celle de son élément d'entrée.

Les calculs suivants ne tiennent pas compte d'une quelconque variation de la capacité du détecteur.

### Schéma équivalent de bruit ramené en entrée

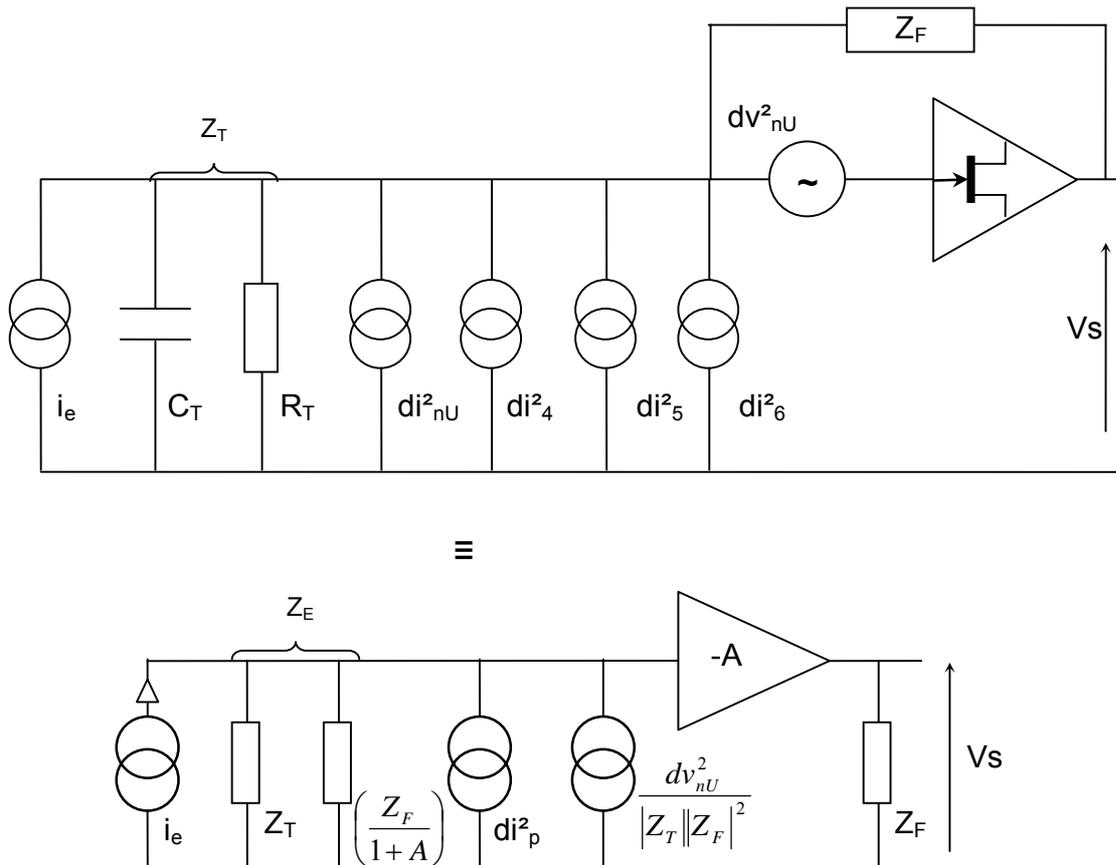


Fig. A8.1

Les différentes sources de bruit sont définies [2] par :

- Bruit du transistor d'entrée :  $di_{nU}^2, dv_{nU}^2$  définis précédemment.
- Courant de fuite du détecteur ( $I_{fpol}$ ) :  $di_4^2 = 2 \cdot I_{fpol} \cdot e \cdot df$   
Dans notre cas, ce courant de fuite vaut environ 0,1 pA
- Résistance d'entrée (bruit thermique de  $R_T$ ) :  $di_5^2 = \frac{4 \cdot kT \cdot df}{R_T}$
- Résistance de contre-réaction (bruit thermique de  $R_F$ ) :  $di_6^2 = \frac{4 \cdot kT \cdot df}{R_F}$

Soit  $di_p^2 = di_{nU}^2 + di_4^2 + di_5^2 + di_6^2$

En boucle ouverte [2], l'ajout de  $Z_F$  peut se modéliser par :

- l'adjonction en parallèle de l'entrée d'une impédance  $\left(\frac{Z_F}{1+A}\right)$  (impédance d'entrée par effet Miller)
- la transformation de la source de tension  $dv_{nU}^2 / Z_F$  en une source de courant  $\frac{dv_{nU}^2}{|Z_T \parallel Z_F|^2}$  (modèle équivalent de Norton).

En ce qui concerne les sources de bruit en courant (en parallèle), on peut remarquer que le choix de  $|Z_T|$  et de  $|Z_F|$  ne jouera pas sur le rapport signal à bruit « parallèle » de la chaîne d'amplification, car les 2 courants passent dans la même charge. En effet, le rapport signal à bruit est lié au rapport suivant :

$$\frac{\text{signal}}{\text{bruit}} = \frac{|Z_E| \cdot i_e}{|Z_E| \sqrt{di_p^2 + \frac{dv_{nU}^2}{|Z_T \parallel Z_F|^2}}} = \frac{i_e}{\sqrt{di_p^2 + \frac{dv_{nU}^2}{|Z_T \parallel Z_F|^2}}}$$

En revanche, l'influence du bruit série peut être réduite par le choix d'un grand  $|Z_T \parallel Z_F|$ .

De ce fait, l'idéal est de choisir  $R_T$  et  $R_F$  grands et de rendre  $C_T$  et  $C_F$  les plus faibles possibles.

Calculs :

L'impédance équivalente ramenée en entrée est de la forme  $Z_E = \left(Z_T \parallel \frac{Z_F}{1+A}\right)$ .

$$\text{Posons } \frac{1}{Z_I} = \frac{1}{Z_T \parallel Z_F} = \frac{1}{R_T \parallel R_F} + (C_T + C_F)p$$

$$\text{Si } \begin{cases} C_F \ll C_T \\ R_F > R_T \\ A \gg 1 \end{cases} \text{ alors } \left| \frac{Z_T}{Z_F} \right| \approx \frac{C_F}{C_T} \Rightarrow \left| \frac{Z_E}{Z_I} \right|^2 \approx \left( \frac{1 + \frac{C_F}{C_T}}{1 + (1+A) \frac{C_F}{C_T}} \right)^2 = X$$

$$V_{RMS}^2 = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} F(f) df$$

$$F(f)df = \sum_i dv_i^2 + |Z_E|^2 \sum_j di_j^2 = \left| \frac{Z_E}{Z_I} \right|^2 dv_{nU}^2 + |Z_E|^2 di_p^2 \approx X \cdot dv_{nU}^2 + |Z_E|^2 di_p^2$$

$$F(f)df = X \cdot \left[ \frac{2}{3} \frac{4kT}{g_m} + \frac{A_f}{f} \right] df + \left( \frac{R_E^2}{1 + (2\pi\tau_E)^2 f^2} \right) \left[ \frac{16}{15} \frac{4\pi^2 kT \cdot f^2 \cdot C_{gs}^2}{g_m} + 2(I_g + I_{fpol})e + \frac{4kT}{R_T \parallel R_F} \right] df$$

$$\Rightarrow F(f)df = \left[ a^2 + \left[ \frac{1}{1 + (2\pi\tau_E)^2 f^2} \right] b^2 + \frac{c^2}{f} \right] df$$

$$\Rightarrow V_{RMS}^2 = a^2 \Delta f + \frac{b^2}{(2\pi\tau_E)} \left[ \text{Arctg}(2\pi\tau_E \cdot f) \right]_{f_{\min}}^{f_{\max}} + c^2 \ln \left( \frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right) \left. \vphantom{V_{RMS}^2}} \right\} \text{equation}(i)$$

$$\Rightarrow (ENC_{tot})^2 = C_E^2 \cdot V_{RMS}^2$$

$$\left| \begin{aligned} a^2 &= X \cdot \frac{kT}{g_m} \left( \frac{8}{3} + \frac{C_{gs}^2}{C_E^2} \right) \\ \frac{b^2}{(2\pi\tau_E)^2} &= \frac{1}{2\pi \cdot R_E C_E} \left[ kT \left( 4 \frac{R_E^2}{R_T \parallel R_F} + \frac{16}{15} \frac{C_{gs}^2}{g_m C_E^2} \right) + 2R_E^2 \cdot e \cdot (I_g + I_{fpol}) \right] \\ c^2 &= X \cdot A_f \end{aligned} \right|$$

### Applications numériques

On fixe :

$$R_T = 1G\Omega$$

$$C_T = C_d + C_{preamp} + C_{cab} = 20pF + 5pF + 25pF = 50 pF$$

Les tableaux suivants regroupent les paramètres utilisés pour le calcul effectif du bruit ramené en entrée pour le préamplificateur de charge :

Les courbes de bruit ramené en entrée en charge équivalente (ENC) et en électrons ( $n_b$ ) sont représentées dans la figure A8.2.

$R_T$	1 G $\Omega$
$C_T$	50 pF
$\tau = R_T C_T$	50 ms
$I_{fpol}$	0,1 pA

e	1,6E-19 C
k	1,4E-23 J/K
T	4 K
$T_{ch}$	87 K
$f_{min}$	1 Hz
$f_{max}$	100 MHz

$g_m$	80 mS
$g_d$	3 mS
$C_{gs}$	5 pF
$I_{gs}$	0,8 pA
Af	3,9E-14 V <sup>2</sup>

<b>A</b>	<b>1000</b>		
$R_F$	10 G $\Omega$	$R_E$	10 M $\Omega$
$C_F$	1 pF	$C_E$	1,05 nF
$\tau_F = R_F C_F$	10 ms	$\tau_E = R_E C_E$	10,4 ms

Fréquence (Hz)	1,00E+01	1,00E+02	1,00E+03	1,00E+04	1,00E+05	1,00E+06	1,00E+07	1,00E+08
$\sqrt{a^2}$ [nV/ $\sqrt{Hz}$ ]	9,71E-03							
$\sqrt{b^2 \cdot [1/(1+(2 \cdot \pi \cdot \tau)^2 \cdot f^2)]}$ [nV/ $\sqrt{Hz}$ ]	6,03E+00	1,09E+00	1,10E-01	1,10E-02	1,10E-03	1,10E-04	1,10E-05	1,10E-06
$\sqrt{c^2/f}$ [nV/ $\sqrt{Hz}$ ]	3,03E+00	9,58E-01	3,03E-01	9,58E-02	3,03E-02	9,58E-03	3,03E-03	9,58E-04
$e_n$ [nV/ $\sqrt{Hz}$ ]	6,75E+00	1,45E+00	3,23E-01	9,70E-02	3,18E-02	1,36E-02	1,02E-02	9,76E-03
$n_b = C_E \cdot e_n / e$ [e <sup>-</sup> / $\sqrt{Hz}$ ]	44	9,5	2,12	0,637	0,209	0,0896	0,0668	0,0641
ENC = $C_E \cdot e_n$ [fC/ $\sqrt{Hz}$ ]	7,10E-03	1,53E-03	3,39E-04	1,02E-04	3,35E-05	1,43E-05	1,07E-05	1,03E-05

$V_{RMS}$ ( $\mu V$ )	$n_{btot}$ (e <sup>-</sup> )	ENC <sub>tot</sub> (fC)
équation (i)	$V_{RMS} \cdot C_E / e$	$C_E \cdot V_{RMS}$
<b>0,111</b>	<b>729</b>	<b>0,1166</b>

Bruit ramené en entrée

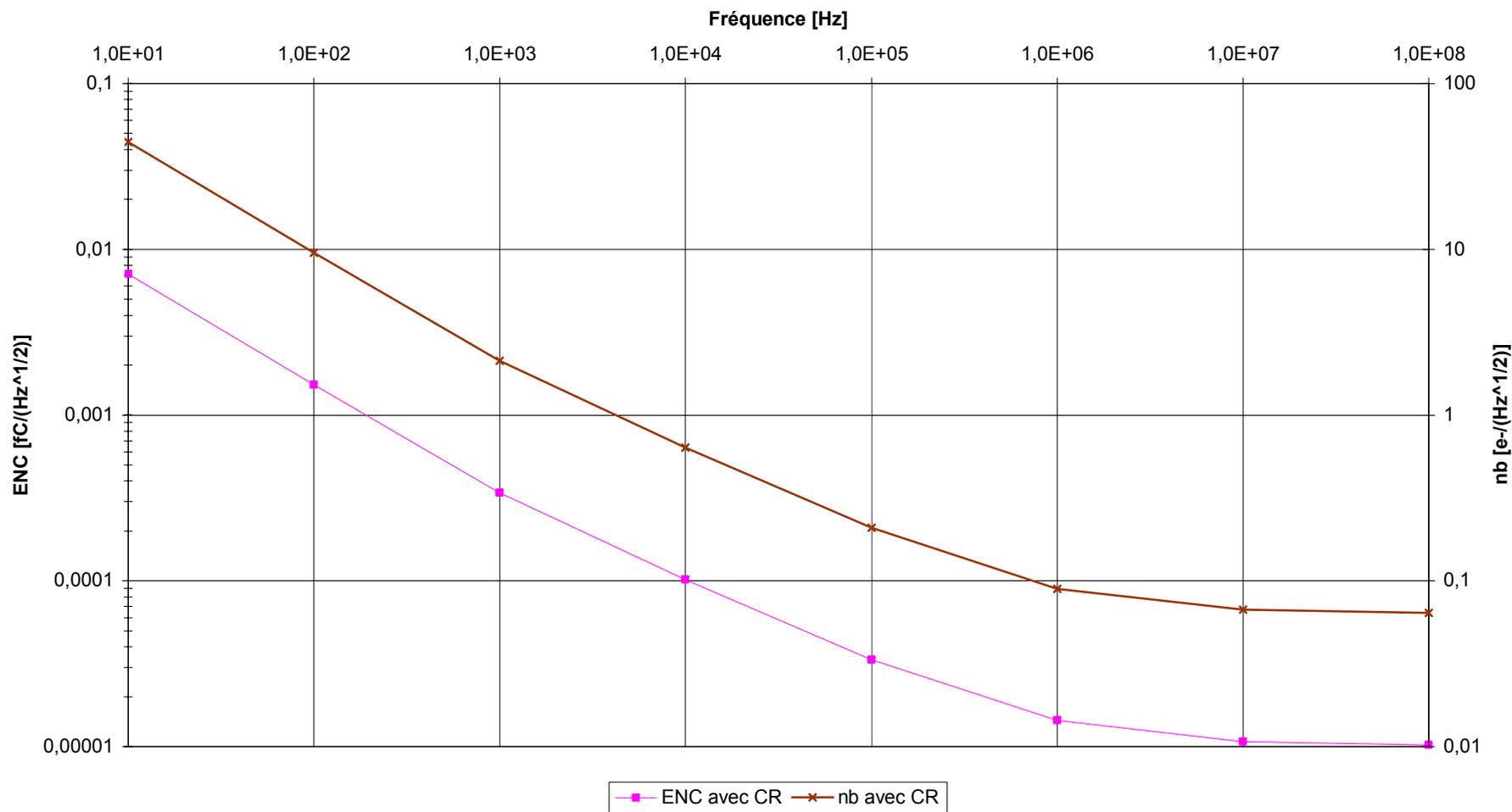


Fig. A8.2

## Conclusions

Ces calculs de bruit sont théoriques et encore à confronter avec la pratique.

Le bruit en 1/f domine jusqu'à 1MHz environ.

On ne tient compte ici d'aucun circuit de mise en forme du signal (ou « shaper »), généralement situé à la suite du préamplificateur et dépendant des caractéristiques à mesurer.

En effet [2], l'ENC dépend fortement de la constante de temps du shaper utilisé en aval.

On a donc ici un aperçu du bruit maximal observable en entrée.

	Signal d'entrée = impulsion		SNR = $20\log(Q_e/ENC)$ (dB)
	ne <sup>-</sup> : Electrons	Qe : Charge (fC)	
min	3 000	0,48	<b>12,29</b>
	7 500	1,2	<b>20,25</b>
max	2 000 000	320	<b>68,77</b>

variation de C <sub>T</sub>	1 %
$\Delta C_T$	5,00E-13 F
dne <sup>-</sup> /ne <sup>-</sup> (sans CR)	0,99 %
dne <sup>-</sup> /ne <sup>-</sup> (avec CR)	0,048 %

Sur une très large bande, l'influence d'une variation de la capacité C<sub>T</sub> sera noyée dans le bruit.

En effet, si cette variation de 1% apparaissait lors de la détection de la charge maximale (soit 2 millions d'e<sup>-</sup>), il y aurait une erreur due à  $\Delta C_T$  de 960 e<sup>-</sup> (contre 19800 e<sup>-</sup> sans la contre-réaction).

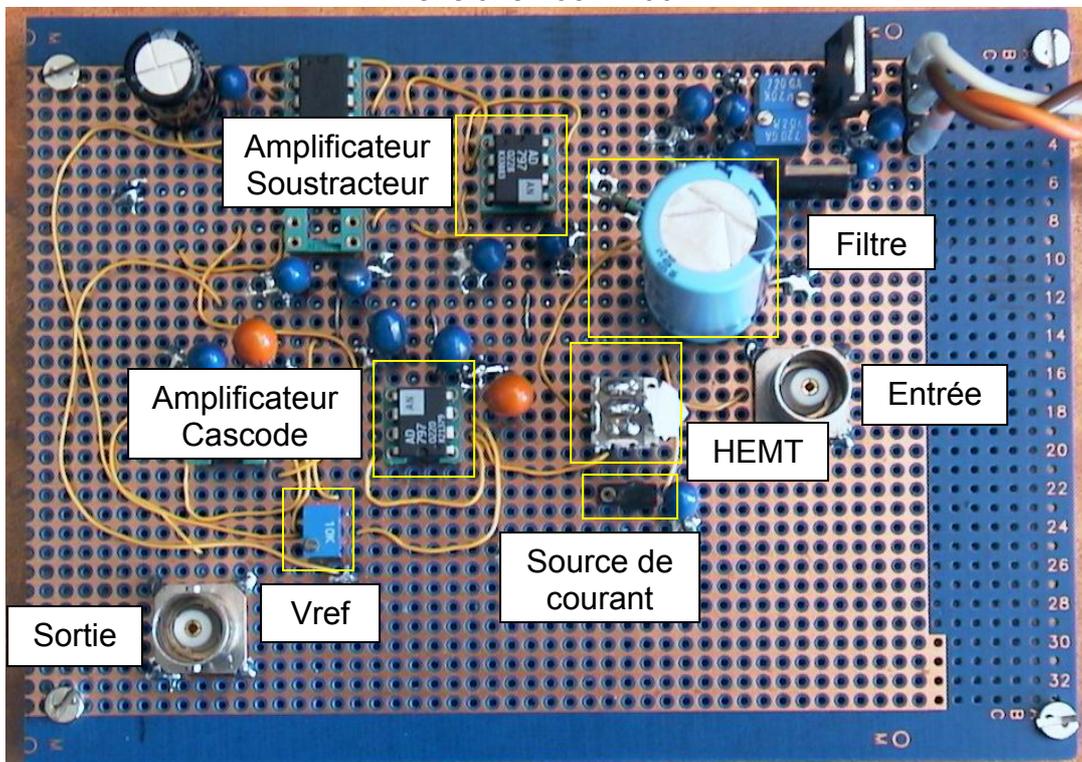
## Bruit en fonction de la plage de fréquence considérée

bande de fréquence (Hz)	Avec contre-réaction		
	V <sub>RMS</sub> (V)	n <sub>b</sub> (e <sup>-</sup> )	SNR = Qe <sub>min</sub> /ENC (dB)
10 - 10k	2,97E-08	195	24
10 - 100k	3,32E-08	218	23
10 - 1M	3,74E-08	245	22
10 - 10M	4,96E-08	326	19
10 - 100M	1,06E-07	694	13
100 - 100M	1,04E-07	680	13
1k - 100M	1,02E-07	673	13
10k - 100M	1,01E-07	666	13
100k - 100M	1,00E-07	659	13
100 - 100k	2,59E-08	170	25
100 - 1M	3,11E-08	204	23
100 - 10M	4,50E-08	296	20
<b>1 - 100M</b>	<b>1,10E-07</b>	<b>723</b>	<b>12</b>

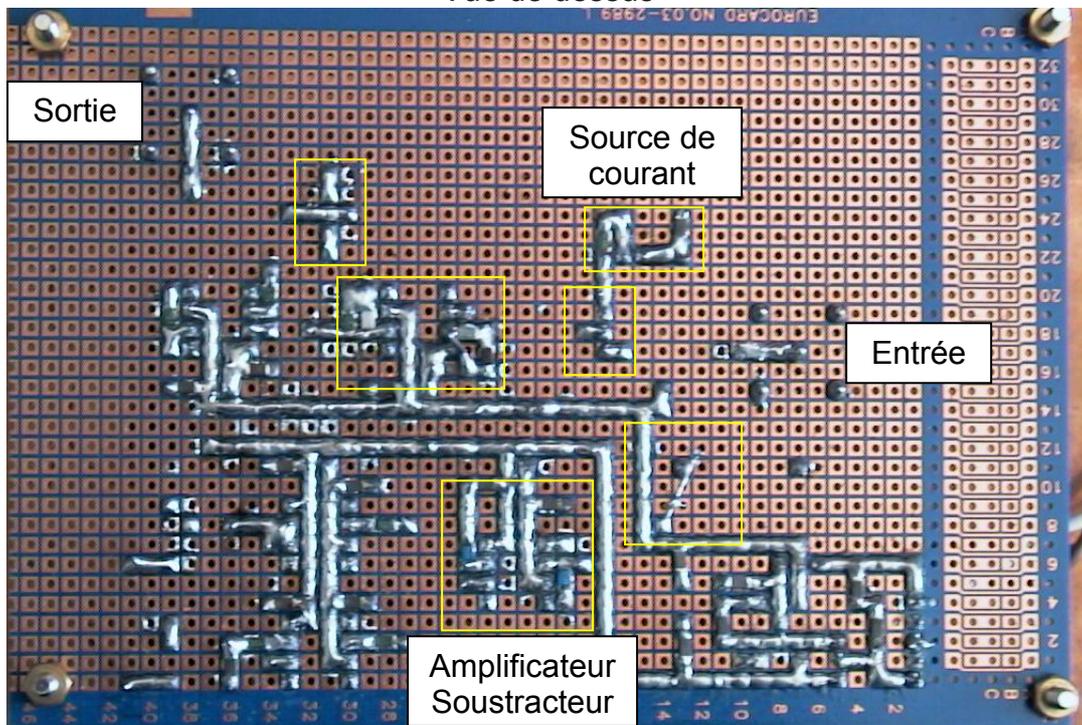
## ANNEXE 9 : Photographies

### Montage amplificateur

Dimensions 135 x 100 mm

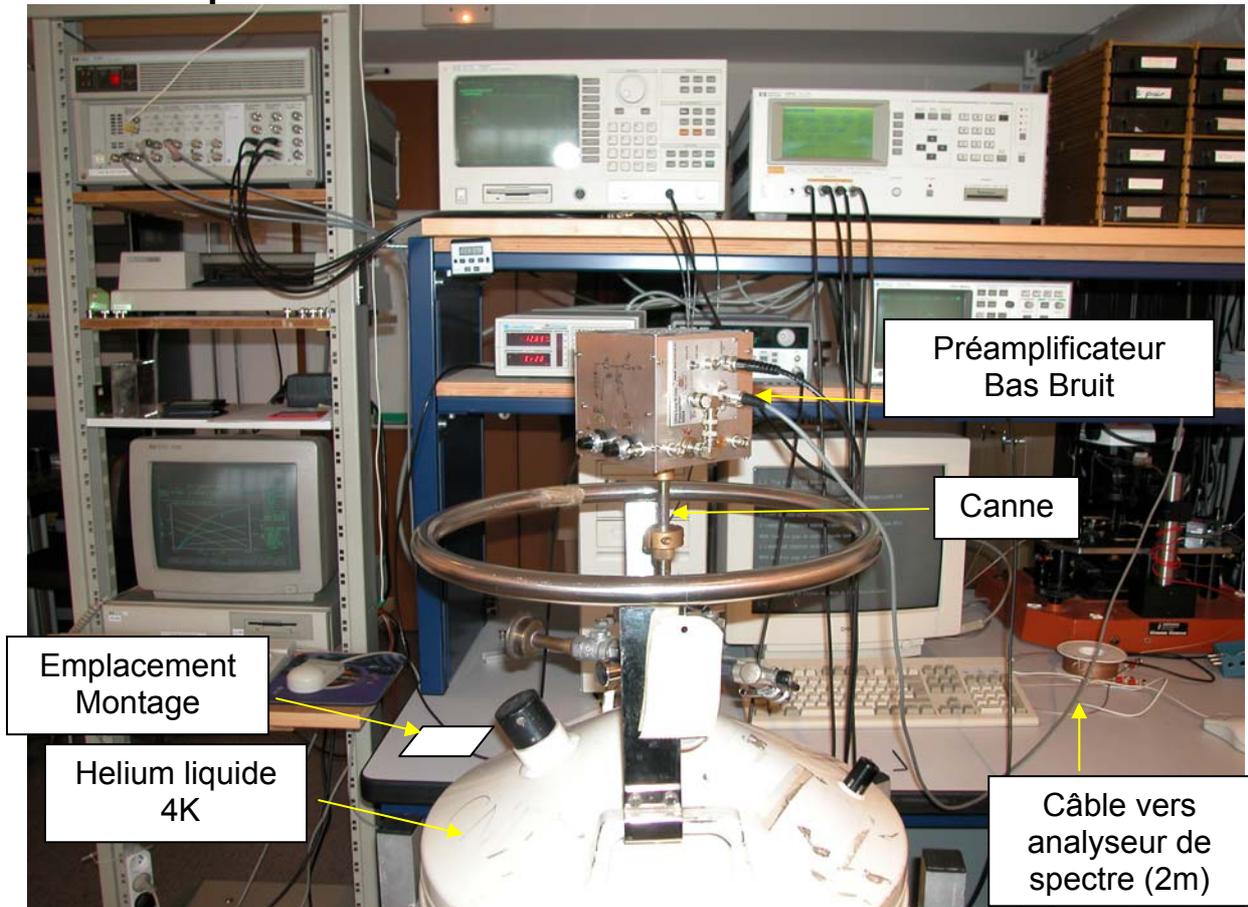


Vue de dessus



Vue de dessous

## Banc de mesure LPN 4°K (CNRS – Marcoussis) Banc complet



### Embout de canne (emplacement du HEMT)

