

N° d'ordre :

50376
1997
19

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE
Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Corinne BOUTEZ



**AMPLIFICATEURS CRYOGENIQUES FAIBLE BRUIT A
BASE DE TRANSISTORS A HETEROJONCTION POUR
APPLICATIONS SPATIALES**

Soutenue le 15 janvier devant la Commission d'Examen

| | | |
|-------------------|-------------|--------------------|
| Membres du jury : | Y. CROSNIER | Président |
| | D. LIPPENS | Directeur de thèse |
| | G. ALQUIE | Rapporteur |
| | P. CROZAT | Rapporteur |
| | G. BEAUDIN | Examineur |
| | M. CHAUBET | Examineur |
| | G. DAMBRINE | Examineur |
| | M. MUTZIG | Invité |
| | H. ZIRATH | Invité |



Remerciements

Ce travail a été réalisé en majeure partie au DEMIRM, département de l'Observatoire de Paris. Je remercie Pierre Encrenaz, ainsi qu'Yves Viala qui lui a succédé, pour m'avoir accueillie dans leur laboratoire et m'avoir permis de mener à bien ce travail dans d'excellentes conditions. Je leur suis particulièrement reconnaissante d'avoir rendu possible mon séjour au sein du laboratoire de microondes de l'Université de Chalmers, à Göteborg (Suède).

Först och främst skulle jag vilja tacka Erik Kollberg för hans trevliga bemötande på institutionen för Mikrovågsteknik vid Chalmers Tekniska Högskola i Göteborg, Sverige.

Je remercie Monsieur le Professeur Didier LIPPENS d'avoir assuré la direction de ce travail.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur Yves CROSNIER qui me fait l'honneur de présider le jury de thèse.

J'adresse mes remerciements à Monsieur le Professeur Georges ALQUIE d'avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse ainsi que d'avoir permis l'accès au logiciel de simulation dans son équipe.

Mes plus vifs remerciements vont à Monsieur Paul CROZAT pour avoir accepté de rapporter ce travail, pour la collaboration fructueuse établie entre nos deux laboratoires et pour sa riche expérience que j'ai beaucoup appréciée.

Je tiens à marquer ma profonde reconnaissance à :

Monsieur Gérard BEAUDIN, responsable technique du DEMIRM, pour son soutien continu et son suivi durant ces trois années.

Monsieur Michel CHAUBET, docteur au Département Hyperfréquences du Centre National d'Etudes Spatiales, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail.

Monsieur Gilles DAMBRINE, directeur de recherche au Département Hyperfréquences et Semiconducteurs de l'Institut Electronique et Microélectronique du Nord (IEMN), pour les conseils très précieux lors de mon travail dans le laboratoire suédois.

Monsieur MUTZIG, directeur technique d'ADE, par le biais du cofinancement de ces trois années de thèse.

Monsieur Herbert ZIRATH : vidare skulle jag också vilja tacka Herbert Zirath för all handledning under mitt besök i Sverige.

qui me font l'honneur de participer à la commission d'examen et de juger ce travail.

Mes sincères remerciements vont à Maurice GHEUDIN, avec qui j'ai partagé le bureau au début de ce travail, pour ses nombreuses conseils et sa riche expérience qu'il m'a toujours volontiers livrés.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Pascal FEBVRE pour son aide précieuse et inestimable tant au point de vue de la rédaction que pour certaines parties expérimentales tout au long de ce travail.

Mes sincères remerciements vont à Gilles RUFFIE pour m'avoir initié aux mesures de bruit et à la réalisation pratique des amplificateurs.

J'adresse ma très vive reconnaissance à Marian POSPIESZALSKI, Bill LAKATOSH, Richard BRADLEY (NRAO, Virginie, USA) ainsi qu'à Juan Daniel GALLEGO (Observatoire de Yébes, Espagne) pour m'avoir accueillie dans leurs laboratoires respectifs pour de courts séjours très riches d'enseignements.

Jag tackar också Mikael Garcia för hans hjälp med bursparametermätningarna samt för hans trevliga program Milou. Jag har också uppskattat den hjälp jag fått från verkstaden vid tillverkningen av mekaniken till W-bands mätuppställningen. Slutligen skulle jag vilja tacka Ilcho Angelov för råd och tips under mätningarna samt Klas Yhland och Gunnel Aspevik för diverse hjälp i olika situationer.

Je remercie pour leur aide et leur collaboration :

- Thierry Roy pour sa précieuse aide lors des prémises de ce travail.
 - Sébastien George pour la découpe des alumines ainsi que pour sa participation aux premiers tests et résultats de l'amplificateur à froid.
 - l'équipe de l'IEF, et en particulier Valérie, Alain et Frédéric pour leur collaboration à ce travail au travers des différentes campagnes de mesures à l'IEF.
 - le laboratoire d'Electronique et Automatisation Microondes de Paris VI, et en particulier Catherine Algani et Vincent Moreau pour leurs participations diverses.
 - Benoît Lecomte, Isabelle Péron, Frédéric Aniel pour leurs aides respectives au cours d'étapes clés lors de l'élaboration de ce manuscrit.
 - Véronique Thévenet et Mr Abecassis pour la réalisation des alumines de test des transistors, Jean-Marie Munnier pour la dorure des boîtiers des amplificateurs, Mr Derouazi pour m'avoir accepté dans son bureau au moment où les places étaient chères.
 - MATRA Cap Systèmes (Vélizy) pour la réalisation des alumines des amplificateurs.
 - Laurent Escotte pour les premières mesures de bruit effectuées sur les transistors du L2M.
 - les ateliers de mécanique de l'observatoire de Meudon (Serge Lebourg et Fabrice) et de l'ENS (Jean Pierre Ayache) pour leurs diverses réalisations.
 - INFOTEK pour l'aide à la recherche bibliographique
 - l'équipe de reprographie de l'observatoire de Meudon
- Merci également à Françoise Gadéa, Annick Gassais et Francine Vergé pour leur aide et leur disponibilité ainsi qu'à toute l'équipe du DEMIRM.*

SOMMAIRE

| | |
|--------------------|---|
| Introduction | 1 |
|--------------------|---|

Chapitre 1 : Amplificateur cryogénique à base de transistors à haute mobilité électronique : présentation

| | |
|---|----|
| I. Introduction | 5 |
| II. Méthode de conception d'un amplificateur faible bruit | 6 |
| II.1. Introduction, méthode de conception | 6 |
| II.2. Bruit : généralités | 7 |
| II.2.1. Origines du bruit | 7 |
| II.2.2. Facteur de bruit. Température de bruit | 9 |
| II.2.3. Bruit d'un système | 10 |
| II.2.4. Principe des mesures | 11 |
| II.3. Méthode de conception | 12 |
| II.3.1. Les circuits d'accord | 13 |
| II.3.2. La stabilité | 13 |
| II.3.3. Optimum de puissance | 18 |
| II.3.4. Optimum de bruit | 19 |
| II.4. Les composants actifs | 20 |
| II.4.1. Les différents composants actifs | 20 |
| II.4.2. Le HEMT | 21 |
| a) Fonctionnement du HEMT | 22 |
| b) Le HEMT pseudomorphique | 25 |
| c) HEMT sur InP | 25 |
| II.4.3. Mesures statiques | 27 |
| a) La caractérisation | 27 |
| b) Les phénomènes parasites | 29 |
| II.4.4. Les paramètres S | 32 |
| a) Mesures | 32 |
| b) Les limites en fréquence : f_t et f_{max} | 33 |
| II.4.5. Performances en bruit | 34 |
| a) Les quatre paramètres de bruit | 34 |
| b) NFmin | 38 |
| III. Conception à basse température | 39 |
| III.1. Avantages du refroidissement du composant actif | 40 |
| III.2. Conception spécifique liée à l'environnement | 41 |
| III.2.1. Propriétés des supraconducteurs | 41 |
| III.2.2. Apport | 43 |
| III.3. Mesures spécifiques | 44 |
| III.3.1. La station cryogénique | 44 |
| III.3.2. Méthodologie des mesures cryogéniques | 46 |
| a) Mesures statiques | 46 |

| | |
|---|----|
| b) Les paramètres S | 46 |
| c) Les paramètres de bruit | 47 |
| IV. Méthodes spécifiques de mesure de bruit | 48 |
| IV.1. Méthodes de mesure à basse température en boîtiers | 49 |
| IV.1.1. Méthode des impédances multiples | 49 |
| IV.1.2. Application à basse température | 50 |
| IV.1.3. Méthode du "TEC froid" | 50 |
| IV.1.4. Autres méthodes avec boîtiers | 51 |
| IV.1.5. Remarque sur la méthode avec boîtiers | 52 |
| IV.1.6. Remarque sur la méthode à impédances multiples | 52 |
| IV.2. Les modèles de bruit | 53 |
| IV.2.1. Modèle de bruit intrinsèque | 53 |
| IV.2.2. Modèle de bruit extrinsèque | 54 |
| a) Températures de bruit T_{in} et T_{out} | 54 |
| b) Les matrices de corrélation | 57 |
| c) Mesure du facteur de bruit sous 50Ω | 58 |
| IV.3. Autre méthode d'extraction des paramètres de bruit | 59 |
| IV.3.1. Présentation de la méthode | 59 |
| IV.3.2. Caractérisation du récepteur | 64 |
| IV.3.3. Méthode d'extraction des quatre paramètres de bruit | 67 |
| V. Conclusion | 70 |
| Bibliographie chapitre 1 | 71 |

Chapitre 2 : Amplificateur en bande X : caractérisation des transistors

| | |
|---|----|
| I. Introduction | 82 |
| II. Choix préliminaire de quatre transistors du commerce | 84 |
| II.1. Critères de choix | 84 |
| II.2. Transistors sélectionnés | 84 |
| III. Définition de substrats spécifiques | 86 |
| IV. Les mesures statiques | 88 |
| IV.1. Evolution des caractéristiques $I_{ds} = f(V_{ds})$ en fonction de la température | 89 |
| IV.1.1. Transistor FHX13X | 89 |
| IV.1.2. Transistor FHR20X | 89 |
| IV.1.3. Transistor MGCF4418D | 90 |
| IV.1.4. Transistor NE32400 | 91 |
| IV.1.5. Conclusion | 91 |
| IV.2. Influence de l'illumination | 92 |
| IV.2.1. Transistor FHX13X | 92 |
| IV.2.2. Transistor FHR20X | 93 |
| IV.2.3. Transistor NE32400 | 93 |
| IV.3. Extraction de la transconductance extrinsèque | 94 |
| IV.3.1. $G_{m, ext}$ en fonction de V_{ds} | 94 |
| IV.3.2. $G_{m, ext}$ en fonction de V_{gs} | 95 |
| V. Les paramètres S | 96 |
| V.1. Les mesures à 300 K et à température cryogénique | 96 |
| V.1.1. Transistor FHX13X | 97 |
| V.1.2. Transistor NE32400 | 97 |
| V.1.3. Transistor FHR20X | 98 |
| V.1.4. Conclusion | 99 |
| V.2. Les limites en fréquence | 99 |

| | |
|--|-----|
| IV.2.1. La fréquence de coupure | 100 |
| IV.1.2. La fréquence maximum d'oscillation | 100 |
| VI. Paramètres de bruit HF | 101 |
| VI.1. Introduction | 101 |
| VI.2. Les 4 paramètres de bruit du récepteur | 102 |
| VI.3. Mesures de transistors du commerce | 104 |
| VI.3.1. Introduction, quelques précisions sur les mesures | 105 |
| VI.3.2. Facteur de bruit sous 50Ω | 106 |
| a) Transistor FHX13X | 106 |
| b) Transistor NE32400 | 108 |
| c) Précisions | 108 |
| VI.3.3. Les 4 paramètres de bruit de transistors du commerce ... | 109 |
| a) Transistor FHX13X | 109 |
| b) Transistor NE32400 | 110 |
| c) Transistor FHR20X | 112 |
| d) Précisions | 113 |
| VI.4. Conclusion | 113 |
| VII. Choix définitif du transistor | 114 |
| VIII. Conclusion | 115 |
| Bibliographie chapitre 2 | 117 |

Chapitre 3 : Amplificateur en bande X : conception et réalisation

| | |
|---|-----|
| I. Conception de l'amplificateur | 120 |
| I.1. Le substrat | 121 |
| I.2. Les paramètres du transistor utilisés | 124 |
| I.3. La stabilisation | 125 |
| I.4. La topologie des circuits d'adaptation | 128 |
| I.5. Le circuit de polarisation | 130 |
| II. Résultats des simulations | 131 |
| II.1. Circuits d'accord en métal normal | 132 |
| II.1.1. Les simulations | 132 |
| II.1.2. Les pertes des lignes sur substrat d'alumine | 133 |
| II.2. Circuits d'accord supraconducteurs | 135 |
| II.3. Conclusion | 141 |
| III. Sensibilité de l'amplificateur | 142 |
| III.1. Aux paramètres de bruit du transistor | 143 |
| III.1.1. Influence du $\text{mod}(\Gamma_{\text{opt}})$ et de R_n | 143 |
| III.1.2. Influence du NF_{min} du transistor | 145 |
| III.2. Aux caractéristiques du substrat | 145 |
| III.2.1. Influence de la constante diélectrique | 145 |
| III.2.2. Influence de la tangente de perte | 149 |
| III.3. Conclusion | 149 |
| IV. Réalisation de l'amplificateur | 150 |
| IV.1. Choix technologiques spécifiques | 150 |
| IV.1.1. Les composants rapportés | 151 |
| a) Les condensateurs | 152 |
| b) Les résistances | 153 |
| c) Les transistors | 153 |
| d) Les inductances | 153 |
| IV.1.2. Le boîtier et les alumines | 154 |
| IV.2. Le montage | 156 |

| | |
|--|-----|
| IV.2.1. Le circuit de polarisation | 157 |
| IV.2.2. Les alumines | 157 |
| IV.2.3. Les connecteurs | 158 |
| IV.2.4. Les transistors | 158 |
| IV.2.5. L'amplificateur : vue générale | 159 |
| V. Conclusion | 160 |
| Bibliographie chapitre 3 | 161 |

Chapitre 4 : Mesures de l'amplificateur cryogénique bande X

| | |
|--|-----|
| I. Méthode générale | 168 |
| I.1. Principe | 168 |
| I.2. Remarque : mesures adaptées, non adaptées | 168 |
| II. Mesures à 300 K et à 30 K | 171 |
| II.1. Méthode | 172 |
| II.1.1. Le banc de mesure de bruit | 172 |
| II.1.2. Déroulement des mesures de bruit | 173 |
| II.1.3. Les corrections | 174 |
| II.1.4. Mesure des paramètres S | 179 |
| II.1.5. Calcul d'erreur | 180 |
| II.2. Résultats | 181 |
| II.2.1. Influence de la polarisation | 181 |
| II.2.2. Mesures à la polarisation optimale | 184 |
| II.2.3. Mesures avec circulateur | 189 |
| III. Mesures à 4,2 K | 191 |
| III.1. Méthode | 191 |
| III.1.1. Le banc de mesure | 191 |
| III.1.2. Méthode graphique | 193 |
| III.1.3. Exemple de résultat | 195 |
| III.1.4. Précision des mesures | 195 |
| III.2. Résultats obtenus | 196 |
| IV. Bilan des mesures | 197 |
| IV.1. Evolution avec la température | 197 |
| IV.2. Comparaison avec les simulations | 200 |
| V. Conclusion | 201 |
| Bibliographie chapitre 4 | 203 |

Chapitre 5 : Extension aux fréquences millimétriques

| | |
|---|-----|
| I. Introduction | 208 |
| II. Méthodes de caractérisation | 209 |
| II.1. Caractéristiques des transistors testés | 209 |
| II.2. Les paramètres S | 211 |
| II.3. Les paramètres de bruit | 211 |
| III. Modélisation du transistor | 213 |
| III.1. Introduction | 213 |
| III.2. Extraction du modèle petit signal | 213 |
| III.2.1. Le programme "Milou" | 213 |
| III.2.2. Mesure des paramètres S | 215 |

| | |
|--|-----|
| III.2.3. Extraction du modèle petit signal | 217 |
| III.3. Extraction du modèle de bruit | 218 |
| III.3.1. Le banc de mesure de bruit | 219 |
| III.3.2. Les différentes étapes de mesure | 222 |
| a) Les étapes de calibration | 222 |
| b) Mesures pas à pas | 224 |
| III.3.3. L'épluchage | 225 |
| a) Les termes d'erreur | 225 |
| b) Calcul des paramètres S des sous-ensembles | 228 |
| c) Le gain disponible | 232 |
| d) Calcul du facteur de bruit du dispositif sous test | 234 |
| III.3.4. Le programme Labview | 236 |
| III.3.5. Les mesures | 241 |
| a) Exemple de calibration de bruit | 242 |
| b) Décomposition d'une extraction | 242 |
| c) Paramètres de bruit extraits jusque 18 GHz | 243 |
| d) Influence de la polarisation | 245 |
| e) Comparaison avec d'autres mesures | 247 |
| f) Reproductibilité. Vérifications | 249 |
| III.4. Vérification du modèle aux fréquences millimétriques..... | 253 |
| III.4.1. Le modèle petit signal | 253 |
| III.4.2. Le modèle de bruit | 253 |
| a) Modèle Dambrine | 254 |
| b) Modèle Pospieszalski | 255 |
| III.4.3. Paramètres S extrapolés | 256 |
| III.4.4. Paramètres de bruit extrapolés | 257 |
| IV. Conclusion | 260 |
| Bibliographie chapitre 5 | 261 |

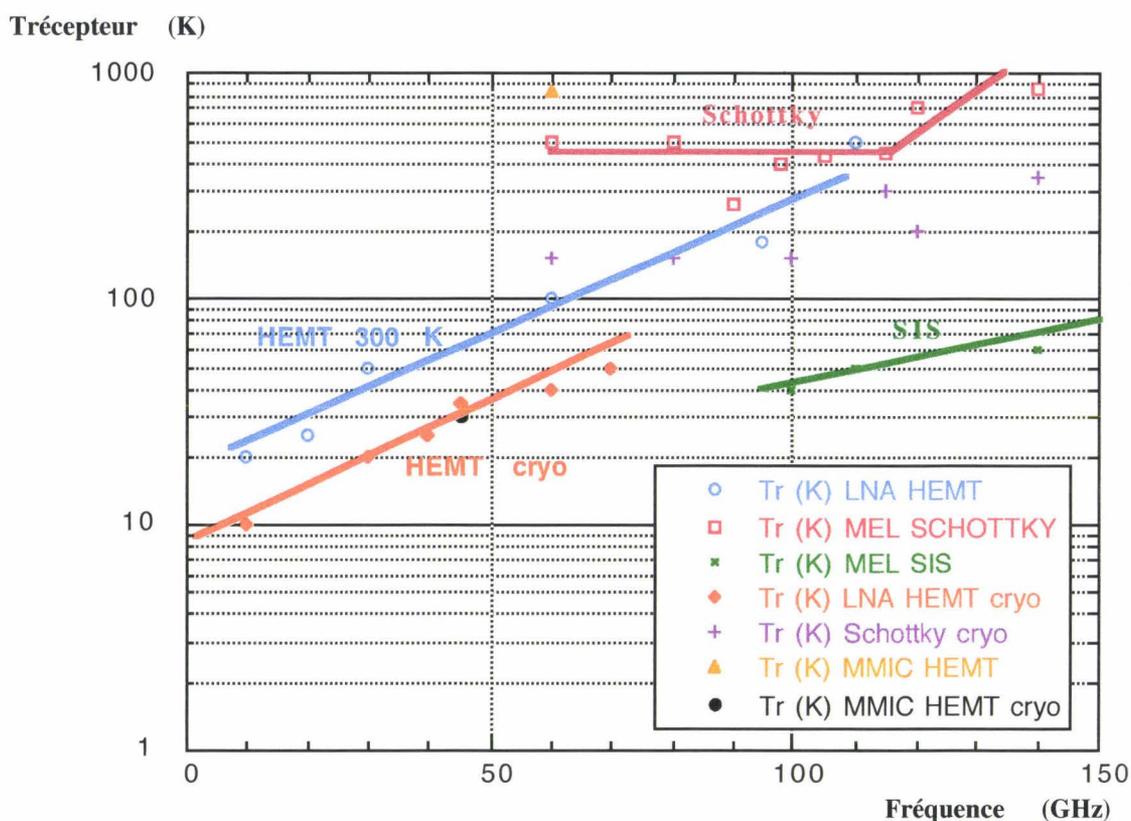
| | |
|---|-----|
| Conclusion générale et perspectives | 265 |
|---|-----|

Annexes

| | |
|---|-----|
| Annexe 1 : les matrices de corrélation | 269 |
| Annexe 2 : les bancs de mesure de bruit | 273 |

Introduction

La radioastronomie en ondes millimétriques exige des instruments hétérodynes à grande sensibilité. En effet, les niveaux des signaux à détecter sont extrêmement faibles, il est donc nécessaire de pouvoir disposer de récepteurs à très faible bruit. La sensibilité d'un récepteur est principalement déterminée par les performances en bruit de ses étages d'entrée. La radioastronomie millimétrique couvre la bande de fréquences de 30 à 300 GHz par définition. Ces récepteurs emploient couramment des mélangeurs à jonctions supraconductrices SIS refroidies vers 4 K. Les progrès réalisés dans la fabrication de composants actifs, notamment des transistors à hétérojonction de type HEMT (High Electron Mobility Transistor) à faible bruit (longueurs de grilles $\leq 0,1 \mu\text{m}$; $F_t = 350 \text{ GHz}$) permettent aujourd'hui la réalisation d'amplificateurs à base de transistors à des fréquences de 100 GHz. Sur la figure ci-dessous, les températures de bruit de différents types de récepteurs ont été reportées. Les performances en bruit des récepteurs avec mélangeurs ou amplificateurs en tête de réception sont comparées. Cette figure a volontairement été réduite aux fréquences inférieures à 150 GHz, domaine dans lequel des amplificateurs existent actuellement. On peut raisonnablement penser que les amplificateurs faible bruit développés à des fréquences de plus en plus élevées concurrenceront la technique SIS dans les prochaines années. Ne nécessitant qu'un refroidissement vers 20K, ils diminueront les contraintes cryogéniques lourdes et permettront une meilleure fiabilité.



Températures de bruit de différents types de récepteurs

Au cours de mon travail de thèse, j'ai développé un amplificateur cryogénique (fonctionnant à une température physique de 20 K) à faible bruit en bande X (8 - 12 GHz) destiné à une application spatiale spécifique (FIRST).

Un soin tout particulier a été porté à la sélection et à la caractérisation du composant actif adéquat pour notre application. J'ai participé au développement d'une nouvelle méthode d'extraction des quatre paramètres de bruit de transistors à l'Institut d'Electronique Fondamentale à Orsay.

Dans le cadre d'une collaboration avec un laboratoire suédois, j'ai effectué un séjour dans le département microondes de l'Université de Chalmers (Göteborg). J'ai participé à la caractérisation en paramètres de bruit des transistors sur substrat d'InP développés au laboratoire. Ces transistors sont destinés à la réalisation d'un amplificateur fonctionnant à 119 GHz dans le cadre du projet satellite ODIN. Un modèle de bruit a été extrait et plusieurs bancs de mesures ont permis la caractérisation des transistors et l'élaboration du modèle de bruit.

Ce manuscrit s'organise de la façon suivante :

Les bases théoriques utiles à la conception d'un amplificateur faible bruit à température cryogénique sont tout d'abord développées au cours du premier chapitre. Les définitions de certaines grandeurs mais aussi les méthodes de conception et de mesure sont abordées. Nous détaillerons plus particulièrement deux méthodes de caractérisation de paramètres de bruit de transistors que j'ai utilisées au cours de mon travail de thèse. L'une d'entre elles a été utilisée pour la caractérisation des transistors destinés à l'amplificateur en bande X et la seconde pour caractériser les transistors développés dans le laboratoire microrondes de l'Université de Chalmers.

Les résultats de toutes les caractérisations effectuées sur les transistors aux températures cryogéniques sont présentés dans le deuxième chapitre. Elles ont permis de sélectionner le composant adéquat pour une application spécifique : la réalisation d'un amplificateur faible bruit cryogénique (refroidi à 20 K) dans la bande X (8 - 12 GHz) pour de futures applications spatiales. Ces caractérisations incluent des mesures statiques et hyperfréquences (paramètres S et de bruit), en fonction de la polarisation et de la température physique (de 20 K à 300 K).

Au cours du chapitre 3, nous détaillerons la méthode de conception que nous avons appliquée à l'amplificateur en bande X. Les résultats des simulations sont présentés. L'apport de circuits d'accord en lignes supraconductrices pour l'amplificateur 8-12 GHz refroidi à 20 K est discuté. Une étude de sensibilité de l'amplificateur aux paramètres de bruit du transistor ainsi qu'aux caractéristiques du substrat utilisé a été effectuée. La réalisation pratique de l'amplificateur bande X est également présentée : les choix technologiques ainsi que le montage sont détaillés.

Les mesures de l'amplificateur bande X sont présentées à différentes températures physiques (300 K, 30 K et 4 K) au cours du chapitre 4. Deux méthodes différentes ont été employées pour la mesure de la température de bruit de l'amplificateur : elles sont largement détaillées. Un bilan des mesures est finalement présenté : l'évolution des paramètres de l'amplificateur avec la température physique et la comparaison avec les simulations.

Le chapitre 5 traite particulièrement de la partie de mon travail de thèse effectuée au département microondes de l'Université de Chalmers. Les transistors HEMT sur substrat InP, développés au laboratoire dans le cadre d'un programme de développement d'un amplificateur 119 GHz pour le projet satellite ODIN, ont été caractérisés en bruit : un modèle de bruit de ces composants a été élaboré à partir de mesures spécifiques. Deux bancs de mesure de bruit ont été développés en "basse fréquence" (jusqu'à 18 GHz) et aux fréquences millimétriques (90 - 100 GHz).

Chapitre 1 :

Amplificateur cryogénique à base de transistors à haute mobilité électronique (HEMT) : présentation

I. Introduction

La radioastronomie en ondes millimétriques exige des instruments hétérodynes à haute sensibilité. Les amplificateurs cryogéniques faible bruit présentent un intérêt incontestable pour ces applications ; ils permettent en effet d'augmenter leur sensibilité. En outre, les progrès réalisés dans la fabrication des transistors à haute mobilité électronique HEMT (High Electron Mobility Transistor) à faible bruit permettent déjà à l'heure actuelle la réalisation de préamplificateurs à base de transistors jusqu'à des fréquences supérieures à 100 GHz [1]. Les amplificateurs faible bruit se situent soit en tête de la chaîne de réception lorsque la fréquence du signal à détecter est inférieure à

100 GHz typiquement, soit à la fréquence intermédiaire d'un mélangeur, pour les fréquences plus élevées.

Ce chapitre est organisé de la façon suivante :

Dans un premier temps, nous donnerons les bases théoriques nécessaires à la conception d'un amplificateur faible bruit : quelques généralités sur le bruit, les différentes étapes d'une conception d'un amplificateur, et enfin les divers composants actifs pouvant répondre à notre utilisation spécifique. Leur caractérisation en statique et en microondes est également abordée.

La deuxième partie traite tout particulièrement de l'aspect basse température : qu'apporte le refroidissement sur les performances du composant actif mais aussi sur son environnement microonde ? L'environnement cryogénique nous amène tout naturellement à envisager l'utilisation de circuits d'adaptation supraconducteurs ; les propriétés des supraconducteurs et leurs apports sont discutés.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée aux différentes méthodes actuellement existantes de mesure des quatre paramètres de bruit d'un transistor.

II. Méthode de conception d'un amplificateur faible bruit

II.1. Introduction, méthode de conception

La conception d'un amplificateur faible bruit est spécifique. Quelques définitions relatives au bruit nous permettront d'aborder la conception en elle-même. Nous verrons quel type d'adaptation il est préférable d'utiliser pour tel ou tel étage de l'amplificateur : adaptation classique en puissance ou encore une adaptation en bruit.

Un amplificateur doit être conçu de façon à éviter tout risque d'oscillations : pour cela, différents procédés de stabilisation sont proposés.

L'étape préliminaire consiste à effectuer le choix du composant actif : le transistor. Nous verrons quels composants sont adaptés à une utilisation faible bruit.

Nous aborderons ensuite les différentes mesures nécessaires à la bonne caractérisation des composants : elles comprennent les mesures statiques, de paramètres S et de paramètres de bruit.

II.2. Bruit : généralités

II.2.1. Origines du bruit

Le bruit dans les composants électroniques est dû au mouvement désordonné des électrons (produit par divers mécanismes de collision des porteurs) et aux diverses interactions parasites dans les matériaux constituant le dispositif. Ceci se traduit par des fluctuations de courant et de tension autour du point de polarisation [2,3].

Le bruit thermique (ou bruit Johnson [4])

Propre aux composants présentant des pertes par conduction, le bruit thermique est dû au mouvement erratique des électrons dont les directions de propagation sont sans cesse modifiées par suite des collisions avec les atomes du réseau cristallin. Le bruit thermique est un bruit blanc, il est constant avec la fréquence.

La valeur quadratique moyenne de la tension de bruit dans une bande B est donnée par la *relation de Nyquist* [5] :

$$\overline{e^2} = 4kTRB \quad (1)$$

avec :

k : constante de Boltzmann = $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K

T : température en Kelvin

R : valeur de la résistance

B : bande dans laquelle le bruit est mesuré

Une résistance bruyante est par exemple représentée par une source de bruit thermique en série avec une résistance non bruyante :

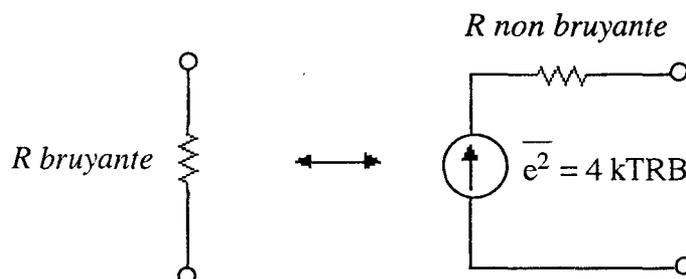


figure 1 : Représentation d'une résistance bruyante

Le bruit de grenaille (ou bruit Schottky)

Ce bruit résulte des fluctuations de courant dues aux variations du flux de charges à travers une transition (jonction p-n ...). Ce bruit est également un bruit blanc (à condition d'avoir $f < \frac{1}{2} \pi \tau$ où τ est le temps de transit à travers la zone de transition).

La valeur quadratique moyenne du courant de bruit dans une bande B est donnée par la *relation de Schottky* :

$$\overline{i^2} = 2qI_0B \quad (2)$$

où :

q : charge élémentaire de l'électron = $1,6 \cdot 10^{-19}$ C

I_0 : courant moyen appliqué

B : bande dans laquelle le bruit est mesuré

Les bruits en excès

Les bruits en excès sont propres aux matériaux semi-conducteurs et viennent se superposer aux deux bruits précédemment cités. Ils traduisent la fluctuation de la densité des porteurs due à la présence de défauts et aux phénomènes de piégeage. On reconnaît généralement deux types de bruit en excès :

- le bruit de génération-recombinaison : lors de leurs transitions entre bandes de conduction et de valence, les porteurs séjournent sur des niveaux pièges (liés à la présence d'impuretés ou de défauts) pendant un temps aléatoire et ne participent donc pas à la conduction.
- le bruit en $1/f$: il est caractérisé par sa répartition spectrale. Pour la plupart des dispositifs électroniques, il prédomine très nettement en basse fréquence par rapport au bruit thermique ou de grenaille. Il s'agit d'un bruit qui décroît avec la fréquence. Le bruit en $1/f$ ou bruit de scintillement ("flicker noise") est significatif pour des fréquences en dessous de quelques kHz. Dans le cadre de notre étude, nous nous situerons dans des gammes de fréquence largement supérieures au domaine d'influence de ce type de bruit.

II.2.2. Facteur de bruit. Température de bruit

L'effet du bruit d'un composant dans un montage électronique se traduit essentiellement par la dégradation du rapport signal sur bruit (S/N). Chaque élément ajoute du bruit et diminue un peu plus la dynamique du système. La première définition du facteur de bruit donnée par Friis traduit bien cet effet :

$$NF = \frac{(S/N)_{\text{entrée}}}{(S/N)_{\text{sortie}}} = \frac{S_1/N_1}{S_2/N_2} \quad \text{en linéaire} \quad (3)$$

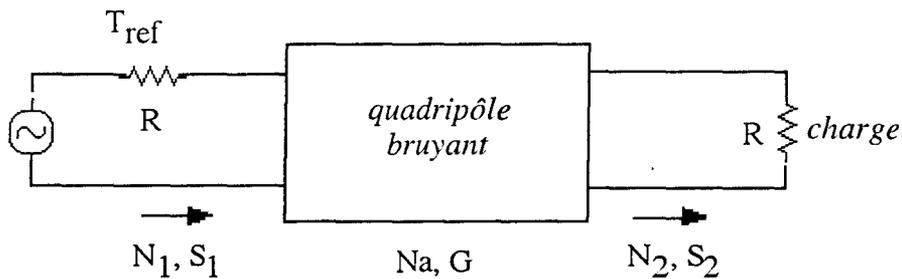


figure 2 : Bruit ajouté par un quadripôle

N_1 et N_2 sont respectivement les puissances de bruit totales disponibles à l'entrée et à la sortie du quadripôle. En définissant N_a comme étant le bruit ajouté par le dispositif et G son gain en puissance disponible, on obtient :

$$N_2 = G.N_1 + N_a$$

et

$$S_2 = G.S_1$$

d'où

$$NF = \frac{G.N_1 + N_a}{G.N_1}$$

Si $N_e = N_a/G$ est le bruit ajouté ramené à l'entrée, on obtient :

$$NF = 1 + \frac{N_e}{N_1}$$

Par analogie avec la puissance moyenne de bruit émise par un corps noir, on peut écrire :

$N = kTB$ où k : constante de Boltzmann
 T : température absolue du corps noir
 B : bande de fréquence

On obtient alors :

$$NF = 1 + \frac{4kT_e}{4kT_{ref}}$$

$$\boxed{NF = 1 + \frac{T_e}{T_{ref}} \text{ en linéaire}} \quad (4)$$

avec T_{ref} : température ambiante (290 K)

On définit la température équivalente de bruit ramenée à l'entrée T_e comme étant la température à laquelle il faudrait porter un dipôle fictif à bruit purement thermique pour qu'il présente un bruit identique à celui du quadripôle étudié, à la température T et dans la bande de fréquence B .

Le facteur de bruit et les températures de bruit équivalentes sont deux moyens de caractériser les propriétés de bruit d'un composant.

II.2.3. Bruit d'un système

Rappelons tout d'abord la formule de Friis [6] qui donne l'expression du facteur de bruit d'une chaîne de n éléments en cascade :

$$NF_{total} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{Ga_1} + \frac{NF_3 - 1}{Ga_1 Ga_2} + \dots \quad (5)$$

où NF_i et Ga_i sont respectivement le facteur de bruit et le gain disponible du $i^{\text{ème}}$ étage.

Le facteur de bruit total est donc essentiellement déterminé par celui du premier étage. Ceci impose, lors de la conception d'un amplificateur faible bruit, que le premier étage soit avant tout très faible bruit mais qu'il ait aussi suffisamment de gain pour masquer le bruit des étages suivants.

II.2.4. Principe des mesures

Théoriquement, la température de bruit équivalente d'un composant peut être déterminée en mesurant la puissance de sortie lorsqu'une charge adaptée à une température physique de 0 K est connectée à l'entrée du composant. En pratique, une température de source 0 K ne peut pas être atteinte et il faut avoir recours à une autre solution. Si nous disposons de deux charges à des températures relativement différentes, alors nous pouvons utiliser la méthode du facteur Y [7].

Cette technique est illustrée sur la figure 1, où l'amplificateur (ou un autre composant) à tester est connecté à l'une des deux charges adaptées, celles-ci sont à des températures différentes que nous appelons "chaude" et "froide". La puissance de sortie est mesurée dans chacun des cas. Appelons T_1 la température de la charge chaude, et T_2 celle de la charge froide. P_1 et P_2 sont les puissances de sortie respectives mesurées à la sortie de l'amplificateur. La puissance de sortie comporte la puissance de bruit générée par l'amplificateur ainsi que la puissance de bruit de la résistance. Nous pouvons donc écrire :

$$P_1 = GkT_1B + GkT_eB$$

$$P_2 = GkT_2B + GkT_eB$$

Les deux puissances P_1 et P_2 ainsi que les deux températures T_1 et T_2 étant connues, nous avons donc deux équations à deux inconnues ; celles-ci sont la température de bruit

* bande passante GB. Le facteur Y est alors défini de l'

comme étant le rapport des deux puissances mesurées :

$$Y = \frac{P_1}{P_2} = \frac{T_1 + T_e}{T_2 + T_e} > 1 \quad (5)$$

La température de bruit du DUT (Device Under Test), T_e , est alors déduite de (5) :

$$T_e = \frac{T_1 - Y T_2}{Y - 1} \quad (6)$$

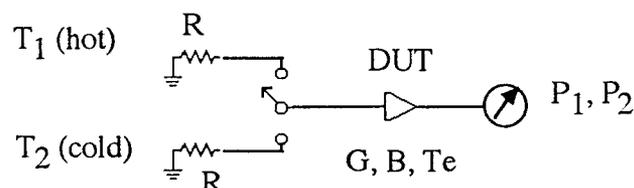


figure 3 : La méthode du facteur Y pour la mesure de la température équivalente de bruit d'un amplificateur

En pratique, on peut utiliser un générateur de bruit actif de type diode à bruit (définie par son bruit en excès ou ENR (Excess Noise Ratio)) dans ses états "on" et "off". Une autre solution consiste à utiliser la diode à bruit comme "charge chaude" tandis que la "charge froide" peut être obtenue en plongeant la résistance dans de l'azote liquide (77 K), ou encore dans de l'hélium liquide (4 K).

Définition de l'ENR

Une source à état solide à diode à avalanche est caractérisée par son ENR : il définit la puissance de bruit en excès disponible à la sortie de la source de bruit par rapport au bruit thermique ambiant. Cette quantité est fournie par le constructeur.

$$\text{ENR (dB)} = 10 \log\left(\frac{T_{\text{chaude}}}{290} - 1\right) \quad (7)$$

T_{chaude} est la température chaude (en K) de la diode lorsque celle-ci est polarisée (état "on").

Pour les diodes de bruit classiques, l'ENR vaut 5, 15 ou encore 30 dB.

II.3. Méthode de conception

Présentons tout d'abord la topologie globale d'un amplificateur à base de transistors :

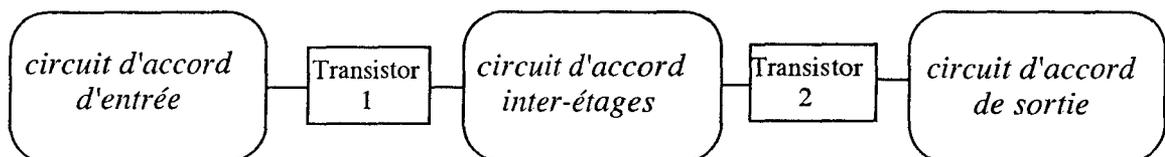


figure 4 : Schéma global d'un amplificateur à 2 étages

Chacun des circuits d'accord de l'amplificateur (circuit d'entrée, inter-étages et de sortie) est conçu de façon spécifique : nous verrons tout particulièrement quelles adaptations il est préférable de choisir pour la conception d'un amplificateur faible bruit. La première

étape de la conception consiste tout d'abord à stabiliser les composants actifs : nous définirons les différents critères de stabilité et donnerons quelques solutions pratiques de stabilisation d'un transistor. Les différents types d'adaptation sont ensuite détaillés : l'adaptation de puissance et de bruit.

II.3.1. Les circuits d'accord

Une bonne adaptation en bruit est souvent incompatible avec une bonne adaptation en puissance ; en effet, l'impédance à présenter à l'entrée du transistor pour que le transfert de puissance soit maximum est différente de celle qui permet l'optimum de bruit. On préférera effectuer une optimisation en bruit pour le premier étage d'un amplificateur faible bruit car c'est essentiellement lui qui déterminera le bruit total de l'amplificateur (équation 5). Cependant, pour rapprocher l'adaptation en bruit de l'adaptation en gain, quelques solutions existent : on peut par exemple avoir recours à une rétroaction série et / ou parallèle appliquée au transistor.

Le deuxième étage de l'amplificateur sera conçu de manière à redresser la pente du gain du transistor, et à obtenir ainsi un gain plat dans la bande d'utilisation.

Enfin, le troisième étage est optimisé pour obtenir une bonne adaptation de sortie.

Tous les circuits d'accord sont conçus en veillant à minimiser leurs pertes.

II.3.2. La stabilité

La principale cause de mauvais fonctionnement d'un amplificateur est la présence d'oscillations. Elles sont d'autant plus difficiles à détecter qu'elles apparaissent souvent en dehors de la bande de fréquence considérée, la bande utile. Il convient de rendre chaque étage inconditionnellement stable pour toutes les fréquences.

Avant de détailler les conditions de stabilité, définissons les différents coefficients de réflexion d'un quadripôle (figure 5).

Considérons un quadripôle de matrice S chargé par Z_S et Z_L .

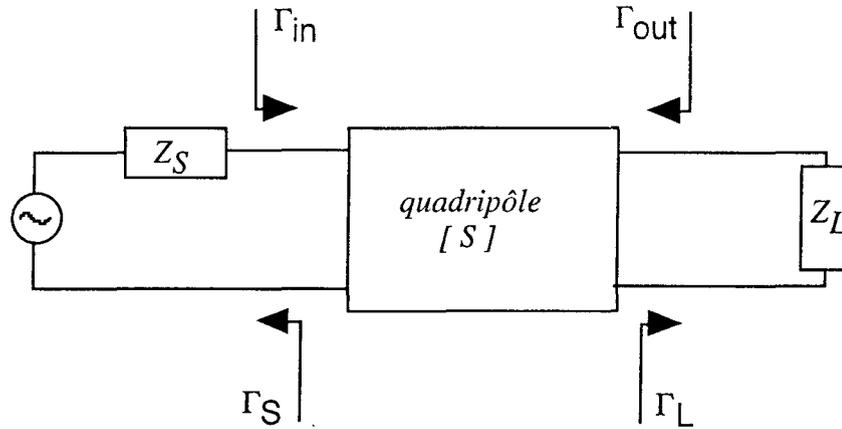


figure 5 : Définition des coefficients de réflexion

Γ_S et Γ_L sont respectivement les coefficients de réflexion de charge et de source et Γ_{in} et Γ_{out} sont les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie du quadripôle.

Condition de stabilité [8]

Un quadripôle est stable si l'onde réfléchiée à ses ports est plus faible que l'onde incidente, ce qui se traduit par :

$$|\Gamma_{in}| < 1 \text{ et } |\Gamma_{out}| < 1$$

Pour savoir si un quadripôle est stable inconditionnellement, la condition nécessaire et suffisante est :

$$K > 1, \quad d_1 > 0 \text{ et } d_2 > 0 \quad (8)$$

avec

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2}{2|S_{12} S_{21}|}$$

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$

$$d_1 = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{12} S_{21}|$$

$$d_2 = 1 - |S_{22}|^2 - |S_{12} S_{21}|$$

S_{ij} sont les paramètres de dispersion du quadripôle.

Si ces conditions ne sont pas vérifiées, le quadripôle est conditionnellement stable : seules certaines impédances présentées à l'entrée et à la sortie assureront la stabilité.

Les cercles de stabilité [9]

Les lieux des impédances de source Γ_S qui entraînent une instabilité de sortie ($|\Gamma_{out}| > 1$) sont représentés sur l'abaque de Smith. Le cas limite, pour lequel $\Gamma_{out} = 1$, est un cercle dont le rayon R_S et le centre C_S sont :

$$R_S = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

avec : $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$

De même pour le lieu des impédances de charge Γ_L qui entraînent une instabilité en entrée ($|\Gamma_{in}| > 1$), le cercle limite (pour lequel $\Gamma_{in} = 1$) a un rayon R_L et un centre C_L qui s'expriment selon :

$$R_L = \frac{|S_{12} S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

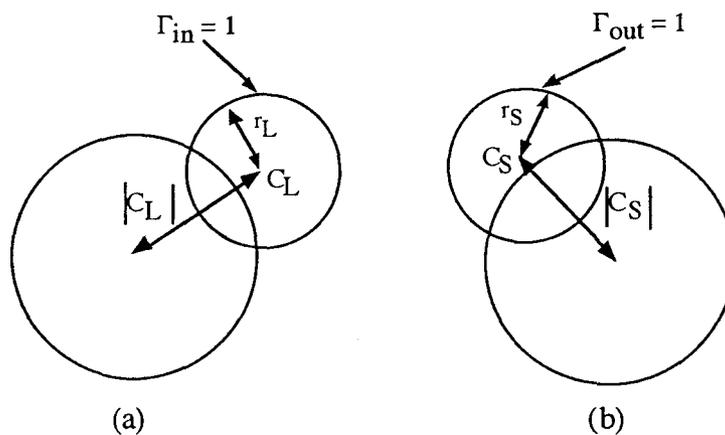


figure 6 : Cercles de stabilité
(a) en sortie (b) en entrée

Il faut ensuite déterminer la partie stable de l'abaque de Smith par rapport à ces cercles limites. Pour cela, il suffit de repérer si le centre de l'abaque est stable ou non (figure 7). En effet, cela nous permettra de savoir de quel côté du cercle de stabilité se trouve la région $|\Gamma_{in}|$ (ou $|\Gamma_{out}|$) supérieur à 1. En ce point, $\Gamma_L = 0$ (ou Γ_S) et $|\Gamma_{in}| = |S_{11}|$ ($|\Gamma_{out}| = |S_{22}|$). Ainsi, si en ce point, $|S_{11}|$ (ou $|S_{22}|$) est inférieur à 1, la région est stable. Sinon, elle est instable.

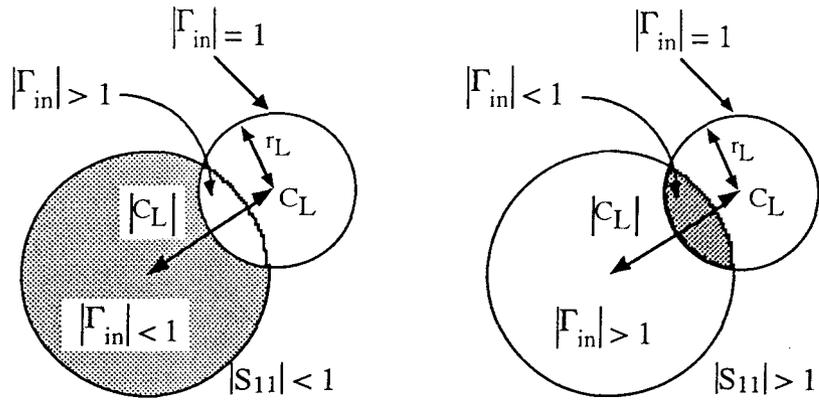
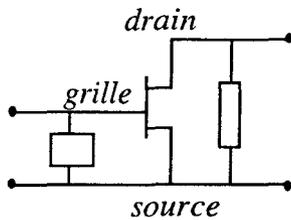


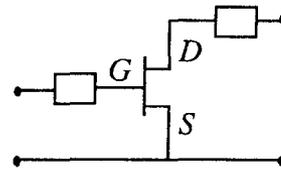
figure 7 : Régions stables (hachurées) et instables en sortie

Comment stabiliser un transistor ?

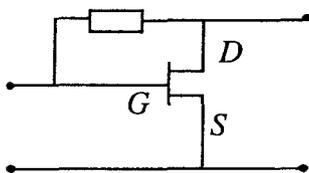
Différents procédés permettent de stabiliser un transistor (figure 8). L'objectif est de déplacer les cercles de stabilité en jouant sur les paramètres S du transistor en entrée et / ou en sortie [10, 11a, 11b].



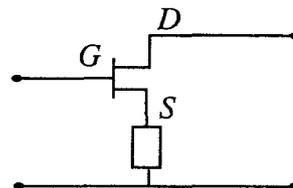
stabilisation d'un transistor avec des éléments en parallèle



stabilisation d'un transistor avec des éléments en série



stabilisation d'un transistor avec la rétroaction parallèle



stabilisation d'un transistor avec la rétroaction série

figure 8 : Différentes configurations pour stabiliser un transistor

Pour des applications faible bruit, les solutions utilisant une stabilisation par des résistances à l'entrée sont fortement déconseillées, du moins pour le premier étage, car elles dégradent le facteur de bruit.

La contre-réaction parallèle est principalement utilisée pour des applications large bande. En effet, le S_{21} d'un transistor est fortement décroissant avec la fréquence. Une contre-réaction parallèle permet d'obtenir un gain plat sur une large bande et peut également réaliser l'adaptation en entrée et en sortie. Cependant, l'utilisation d'une résistance est nécessaire, ce qui dégrade le facteur de bruit.

En pratique, la méthode la plus efficace est l'utilisation d'une résistance en parallèle sur le drain (figure 9). Si le gain du transistor est suffisant, cette solution peut être envisagée.

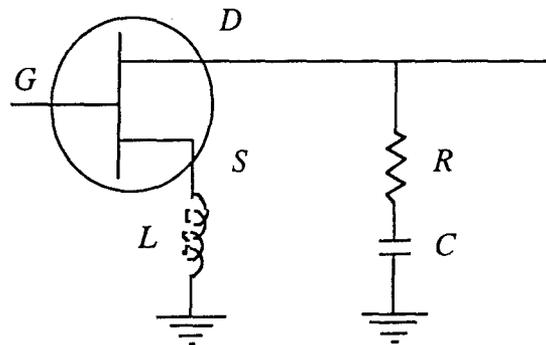


figure 9 : Stabilisation du transistor, par une contr-réaction de source et une résistance en parallèle sur le drain

Le condensateur C permet juste de couper le continu de façon à ce que le transistor soit correctement polarisé. Sa valeur est choisie de telle sorte que son impédance soit la plus faible possible à la fréquence de travail (voir la partie concernant le choix des composants § Chap 3.IV.1.1.).

La résistance R permet de stabiliser le transistor sur une large bande. Lorsque R diminue, le facteur de stabilité et la bande de stabilité augmentent. Par contre, d'avantage de courant est dérivé dans la résistance, ce qui augmente le bruit et diminue le gain du transistor.

Contre-réaction série de source

Une bonne adaptation en bruit ($\Gamma_S = \Gamma_{Opt}$) est souvent incompatible avec une adaptation calculée pour avoir un transfert maximum de puissance ($\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$). Une inductance en série sur la source (contre-réaction série) permet de rapprocher Γ_{in}^* de Γ_{Opt} [64]. Elle diminue légèrement le facteur de bruit sans pour autant dégrader fortement le gain du transistor [1,11], de telle sorte que le facteur de mérite en bruit M reste constant (contre-réaction sans perte) :

$$M = \frac{NF_{min} - 1}{1 - \frac{1}{G_a}} \quad (9)$$

Le gain de l'amplificateur n'est alors pas trop détérioré lorsque l'on est adapté en bruit.

II.3.3. Optimum de puissance

L'intérêt d'une adaptation en puissance est de permettre un transfert maximum du générateur vers le quadripôle ou encore du quadripôle vers la charge [12]. Sur la figure 10, le quadripôle Q_{in} réalise une adaptation en puissance en entrée ; il adapte son impédance de sortie Γ_S à l'impédance Γ_{in} du transistor. Cette adaptation est réalisée sous la condition :

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$$

avec :

$$\Gamma_{in} = S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} \quad (10)$$

S_{ij} sont les paramètres de dispersion du transistor.

De même, l'adaptation en puissance en sortie est réalisée sous la condition :

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

avec :

$$\Gamma_{\text{out}} = S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \quad (11)$$

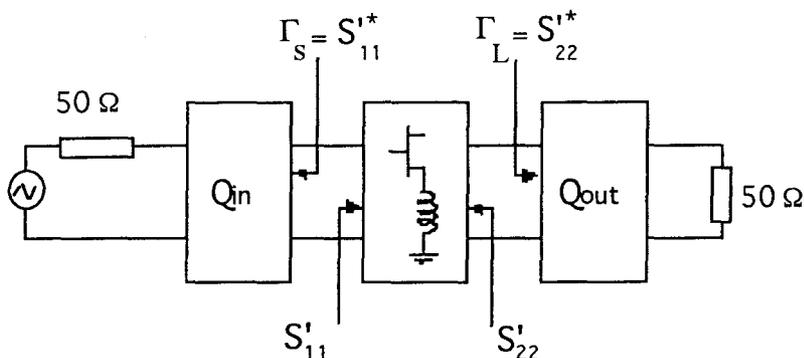


figure 10 : Schéma d'un amplificateur adapté en gain.

II.3.4. Optimum de bruit

Un transistor possède un bruit minimum lorsqu'on lui présente à son entrée une impédance particulière ; cette impédance, Γ_{opt} , est différente de S'_{11}^* , qui permet, elle, une adaptation en puissance.

Soient S'_{11} et S'_{22} les coefficients de réflexion en entrée et en sortie du transistor. Pour obtenir une adaptation en bruit, il faut présenter à l'entrée du transistor un quadripôle Q_{in} dont le coefficient de réflexion en sortie Γ_s vaut Γ_{opt} (figure 11) :

$$\Gamma_s = \Gamma_{\text{opt}}$$

Le facteur de bruit du transistor est alors à sa valeur minimale NF_{min} .

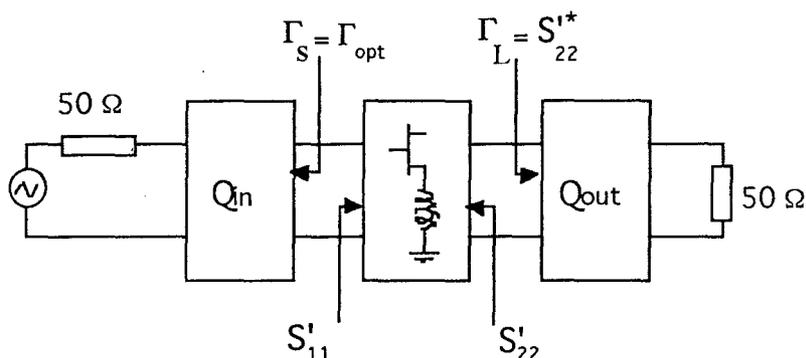


figure 11 : Schéma bloc d'un transistor adapté en bruit
(amplificateur 1 étage)

Γ_S est le coefficient de réflexion en sortie de Q_{in} .

Γ_L est le coefficient de réflexion en entrée de Q_{out} .

Dans le cas d'un amplificateur à un seul étage, on réalise une adaptation en puissance classique en sortie :

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$$

II.4. Les composants actifs

II.4.1. Les différents composants actifs

Dans le souci de répondre aux besoins sans cesse croissants de composants électroniques fonctionnant à des vitesses élevées, les grands laboratoires ont orienté leurs recherches dès le début des années 70 vers un nouveau matériau : l'arséniure de gallium (GaAs). Ce semi-conducteur formé à partir de deux composés issus des groupes III (le gallium) et V (l'arsenic) de la classification périodique présente de nombreux avantages par rapport au silicium :

- une forte mobilité électronique et une vitesse limite des électrons plus élevée (figure 12), ce qui diminue le temps de parcours de l'électron sous la grille et permet donc une fréquence de fonctionnement plus élevée.
- une résistivité très importante permettant ainsi d'obtenir une bonne isolation entre les composants en diminuant les capacités parasites liées au semi-conducteur.

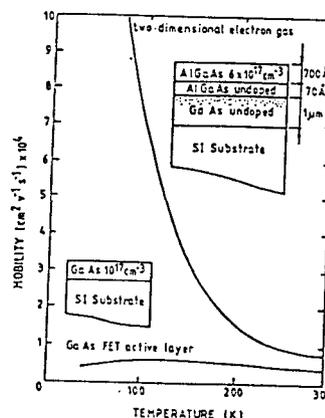


figure 12 : La structure HEMT présente une forte mobilité par rapport à celle des MESFET GaAs [3]

Le transistor à effet de champ à grille Schottky (MESFET) a été le premier transistor réalisé sur GaAs. Depuis lors, il a acquis une suprématie absolue sur les autres composants, surtout pour les fréquences supérieures à quelques gigahertz [3]. Cependant, il s'avère que le MESFET ne peut pas être utilisé dans le domaine des fréquences millimétriques (supérieures à 30 GHz). C'est à la fin des années 70 avec la mise en évidence de l'existence d'un gaz bidimensionnel à l'interface d'une hétérojonction qu'a émergé une nouvelle classe de composants : les composants à hétérostructure. Parmi ceux-ci, le transistor à effet de champ à hétérojonction (HEMT, TEGFET ou MODFET selon le constructeur) est apparu comme le seul composant réellement adapté aux applications faible bruit ou millimétriques.

Pour des applications nécessitant un bruit HF le plus faible possible, le P-HEMT GaAs (pseudomorphic HEMT) présente à ce jour un bon compromis alors que le HBT (Heterojunction Bipolar Transistor) sera surtout utilisé pour les circuits intégrés analogiques ou même numériques pour le traitement du signal et pour l'amplification de puissance. Le HBT, qui possède un bruit en $1/f$ faible sera intéressant pour les oscillateurs par exemple [2,13].

Pour des amplificateurs à très haute fréquence ultra faible bruit, on choisira une nouvelle catégorie de composants : les HEMT sur substrat d'InP [14,15].

Nous détaillerons tout d'abord le fonctionnement du HEMT, pour ensuite aborder les particularités du HEMT pseudomorphique et du HEMT sur InP.

II.4.2. Le HEMT

Les HEMT représentent une catégorie de composants de haute performance : ils possèdent des avantages incontestables pour certaines applications :

- amplification à très faible bruit
- application dans le domaine millimétrique

La technologie est à l'heure actuelle bien maîtrisée et accessible.

Remarque : pour une montée en fréquence et un facteur de bruit minimum, on choisira un transistor ayant une longueur de grille la plus courte possible. La réduction de la taille géométrique provoque en effet la diminution d'un certain nombre de paramètres (capacité de grille, longueur du canal) qui améliorent les performances du transistor (F_t , G_m) [16].

Il est cependant à noter qu'il existe une limite au delà de laquelle la diminution de la grille n'est plus intéressante. Cette limite semble se situer autour de $0,1 \mu\text{m}$.

Le facteur de bruit HF est plus faible dans le cas des HEMT que pour les MESFET.

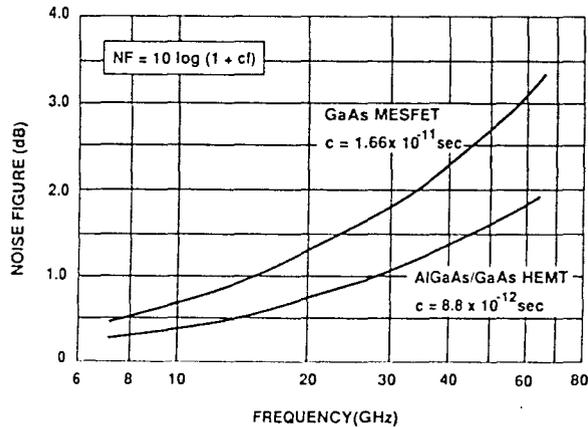


figure 13 : Facteur de bruit minimum des MESFET et des HEMT en fonction de la fréquence [2]

Les HEMT améliorent le rapport signal sur bruit des récepteurs en se comportant comme des éléments à gain et à faible bruit devant les mélangeurs ou d'autres éléments à pertes.

a) Fonctionnement du HEMT

Nous allons étudier le principe de fonctionnement du transistor HEMT ainsi que ses principales caractéristiques qui font de ce transistor le composant le plus rapide développé jusqu'à présent.

On reconnaît sur ce schéma (figure 14) les différentes couches épitaxiales du transistor HEMT. Le principe de fonctionnement diffère de celui du traditionnel MESFET par l'utilisation d'une hétérojonction.

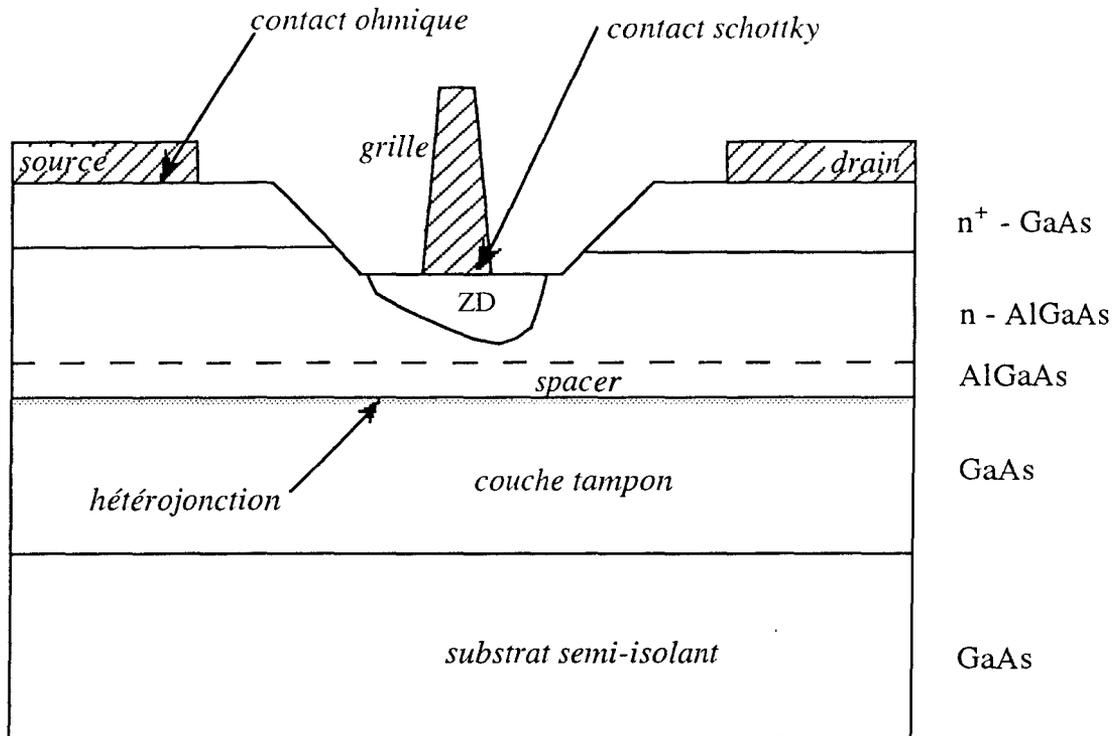


figure 14 : Structure d'un transistor HEMT

Le principe consiste à mettre en place des matériaux différents, de structures de bande différentes afin de constituer une hétérojonction.

On utilise comme canal un "gaz d'électrons" accumulé à l'interface de l'hétérojonction GaAs non dopé / AlGaAs dopé N, le gaz d'électrons étant situé dans le matériau le moins dopé. Comme les électrons se déplacent plus rapidement dans le matériau peu dopé que dans celui à fort dopage, on prévoit que les transistors à hétérojonction sont plus rapides, et qu'ils présentent une fréquence de coupure supérieure à celle des transistors à effet de champs classiques.

Il y aura accumulation d'électrons dans le semiconducteur à faible bande interdite et désertion dans celui à grande bande interdite.

Description d'une hétérojonction

Une hétérojonction est obtenue par croissance épitaxiale d'un matériau sur un autre matériau de nature différente. Il faut pour cela que ces deux composés possèdent la même structure cristalline et un paramètre de maille très proche. En général, la première couche est une couche tampon de bonne qualité de GaAs. La deuxième couche, obtenue par épitaxie, est composée d'un alliage ternaire dans lequel certains atomes de gallium (Ga) ont été substitués par des atomes d'aluminium (Al) appartenant au même groupe. On

obtient ainsi une couche de $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ (x représente le taux d'aluminium $0 \leq x \leq 1$; typiquement, $x = 25\%$) possédant un paramètre de maille identique à celui du GaAs (figure 15). En pratique, on peut s'accommoder d'un léger désaccord ($< 8\%$) sans dégrader la qualité du cristal, en particulier lors de la réalisation d'hétérojonctions de type AlGaAs / InGaAs.

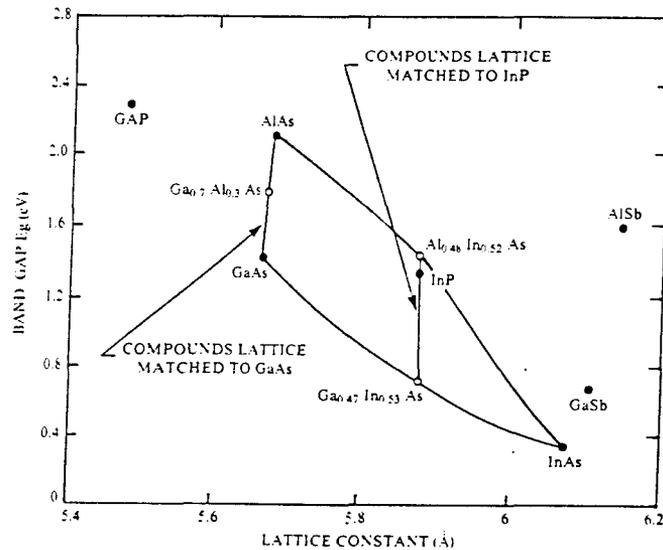


figure 15 : Evolution de la largeur de la bande interdite et du paramètre de maille des alliages de composés III-V.

[17]

Propriétés électriques de l'hétérojonction

Comme nous le montre la figure 16, les deux couches de l'hétérojonction ne possèdent pas la même largeur de bande interdite. On constate que les niveaux d'énergie de la bande de conduction (BC) et de la bande de valence (BV) ne sont pas identiques pour les deux matériaux, de même que leur énergie de Fermi (EF). La présence d'une couche d'accumulation d'électrons à l'interface de certaines hétérojonctions, du côté du semi-conducteur à faible bande interdite, a été prédite par Anderson [18]. La considération d'Anderson peut être résumée comme suit : dans une hétérojonction où le semi-conducteur à faible bande interdite possède une affinité électronique plus grande que celui à grande bande interdite, les électrons sont attirés vers le premier et s'accumulent à l'interface de l'hétérojonction (figure 16).

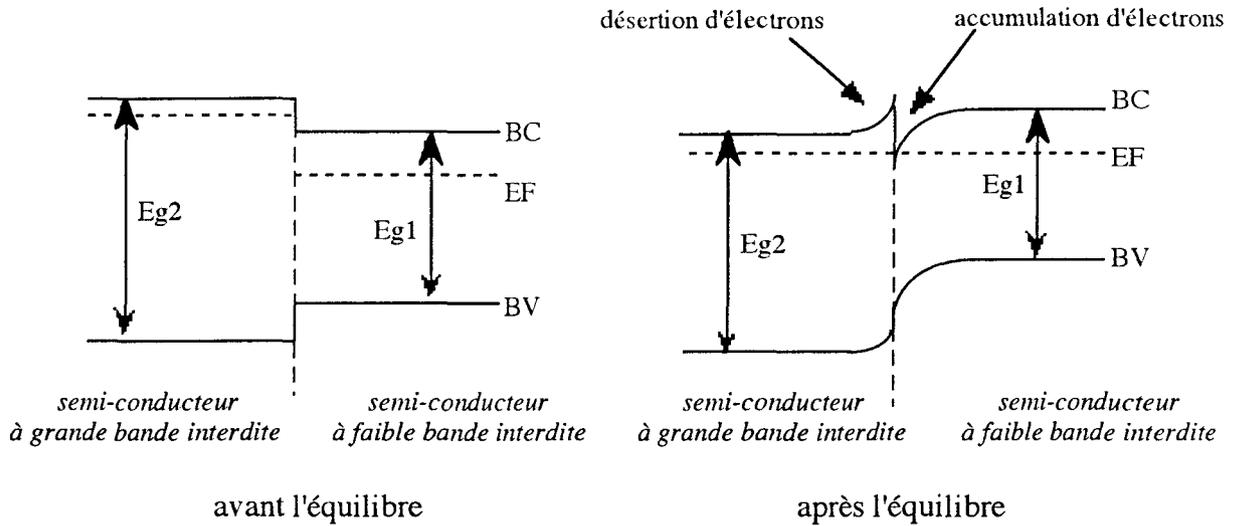


figure 16 : Diagramme des bandes d'énergie d'une hétérojonction

b) Le HEMT pseudomorphique

Il existe également des HEMT pseudomorphiques (PHEMT) dans lesquels on insère une fine couche d' $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ($0,15 \leq x \leq 0,35$) entre l' AlGaAs et le GaAs . L'hétérojonction ainsi considérée est $\text{AlGaAs} / \text{InGaAs}$ [19]. La différence d'énergie de gap est alors plus grande que pour des hétérojonctions classiques de type $\text{AlGaAs} / \text{GaAs}$. Il en résulte un meilleur confinement des électrons à l'interface ainsi que de meilleures propriétés de transport dans l' InGaAs . Ceci se traduit par une densité de courant dans le canal plus importante. On observe alors une transconductance G_m plus forte et donc un gain plus important. Cependant les performances en bruit ne sont guère meilleures que pour les HEMT traditionnels.

c) HEMT sur InP

Nous discuterons ici des propriétés et performances des HEMT que l'on fait croître sur substrat d' InP [14]. Ce type de structure autorise l'utilisation de pourcentages d'indium dans le canal InGaAs supérieurs à ceux des couches contraintes sur substrat de GaAs (cas des HEMT pseudomorphiques). Toutefois, dans ce cas, la couche dopée d'atomes donneurs n'est plus l' AlGaAs mais un alliage ternaire adapté à l' InP : InAlAs . Le couple de matériaux $\text{InGaAs} / \text{InAlAs}$ présente une discontinuité de la bande de

conduction au niveau de l'interface supérieure aux couples AlGaAs / InGaAs. Il en résulte une densité électronique dans le gaz extrêmement élevée qui, couplée à la valeur de la mobilité dans InGaAs, se traduit par une conductivité dans le canal supérieure à deux fois celle des HEMTs conventionnels.

Ce type de composant présente par conséquent des fréquences de coupure élevées, des gains importants et des facteurs de bruit très faibles en comparaison avec les meilleurs HEMTs sur substrat GaAs.

Ils sont donc parmi les composants répondant le mieux aux besoins des applications microondes pour les fréquences les plus élevées.

La figure 17 compare l'évolution du facteur de bruit d'un HEMT sur AsGa et celui d'un HEMT sur InP.

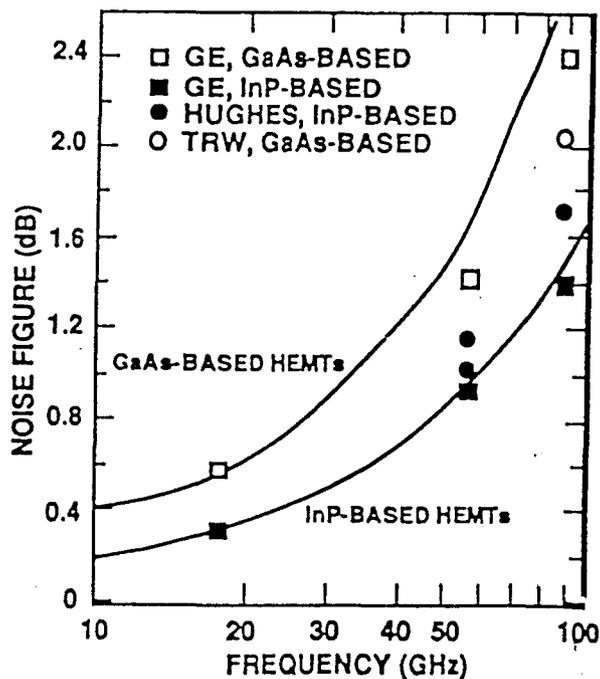


figure 17 : Facteur de bruit en fonction de la fréquence pour un HEMT sur AsGa et un HEMT sur InP

[20]

II.4.3. Mesures statiques

a) La caractérisation

Caractéristique I_{ds} (V_{ds})

Une caractérisation statique consiste à relever le réseau I_{ds} (V_{ds}) pour différentes tensions grille-source V_{gs} . La figure 18 nous montre les caractéristiques idéales I-V d'un transistor à effet de champ (FET).

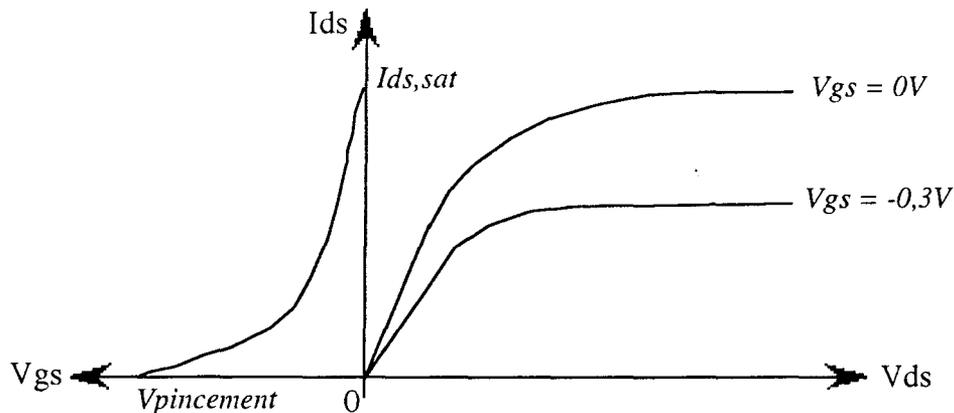


figure 18 : Caractéristiques I-V idéales d'un transistor de type FET

L'électron issu de la source est accéléré dans le canal sous l'action de la tension V_{ds} (zone de conduction ohmique). Lorsque la tension V_{ds} est suffisamment élevée, la vitesse de l'électron atteint sa valeur maximale v_{sat} et le courant I_{ds} devient constant lorsque V_{ds} augmente.

Influence du mode de relevé des caractéristiques statiques [14, 16]

Procédure classique : la polarisation V_{gs} étant fixée, on impose au transistor un cycle de polarisation de drain V_{ds} croissante puis décroissante, puis on incrémente successivement V_{gs} .

Autre procédure : la polarisation de drain V_{ds} est fixée (à 0 Volt au départ), et on effectue un cycle de V_{gs} croissant puis décroissant dans la gamme désirée, puis on incrémente successivement V_{ds} .

Les deux réseaux de courbes ne sont pas très différents si les mesures sont effectuées sous éclaircissement. Dans l'obscurité et à basse température, en revanche, les différences sont beaucoup plus marquées.

La seconde méthode favorise en effet le piégeage de porteurs dans la couche AlGaAs sous la grille, puisque dès les polarisations de drain les plus modestes on force, aux V_{gs} très positifs, le dépeuplement de la couche d'AlGaAs sous la grille.

Les caractéristiques statiques d'un transistor permettent l'extraction de certains paramètres, notamment la transconductance G_m et la conductance de sortie G_d .

La transconductance

La transconductance G_m permet de rendre compte de la possibilité de contrôler le courant I_{ds} entre drain et source en agissant sur la tension inverse grille-source V_{gs} . La valeur de G_m est déterminée directement à partir de la courbe $I_{ds} = f(V_{gs})$ à V_{ds} constant : elle constitue la transconductance extrinsèque. Celle-ci est définie par :

$$G_m = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right)_{V_{ds} = \text{cte}} \quad (12)$$

La conductance de sortie

La conductance de sortie permet d'évaluer la possibilité de contrôler le courant I_{ds} en agissant sur la tension drain-source. Elle est définie par la relation :

$$G_d = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right)_{V_{gs} = \text{cte}} \quad (13)$$

La conductance de sortie représente la pente de $I_{ds} = f(V_{ds})$.

Une transconductance la plus grande possible et une conductance la plus faible possible sont des critères de qualité du composant.

b) Les phénomènes parasites

Plusieurs anomalies peuvent être observées sur les caractéristiques statiques des HEMT :

- un effondrement du courant I_{ds} aux tensions V_{gs} élevées. Généralement ce phénomène est observé pour des fortes polarisations V_{ds} . Ce phénomène d'effondrement est connu sous le nom de "collapse" [21].
- un phénomène d'hystérésis sur les caractéristiques $I_{ds} = f(V_{ds})$ lors de cycles de polarisation différents ou lorsque des mesures sous éclaircissement et en obscurité sont comparées.
- une augmentation brutale du courant I_{ds} alors que le régime de saturation commence à s'amorcer. Ceci se traduit par une augmentation soudaine de la conductance extrinsèque. Ce phénomène est connu sous le nom de "kink effect" [22].
- une diminution du courant drain maximum $I_{ds_{sat}}$.
- un décalage sensible de la tension de pincement pour laquelle, qui peut être de plusieurs centaines de mV. Cette évolution ainsi que l'amplitude du phénomène observé ne peuvent s'expliquer autrement que par les propriétés physiques propres à la couche semiconductrice d'AlGaAs dopée.

Remarque : il y a une vingtaine d'années, alors que les technologies de fabrication de ces composants étaient en développement, ces phénomènes se rencontraient à 300 K.

Actuellement, la technologie est beaucoup mieux maîtrisée, et ces phénomènes parasites n'apparaissent plus qu'en basse température.

Le "collapse"

Le phénomène de collapse (effondrement en français) se manifeste par un affaissement des caractéristiques $I_{ds} = f(V_{ds})$ dans la zone de fonctionnement en régime ohmique ($V_{ds} < 1,5$ V) (figure 19). Puis on retrouve à nouveau le comportement classique du transistor en régime de saturation lorsque la tension de polarisation V_{ds} devient suffisamment importante.

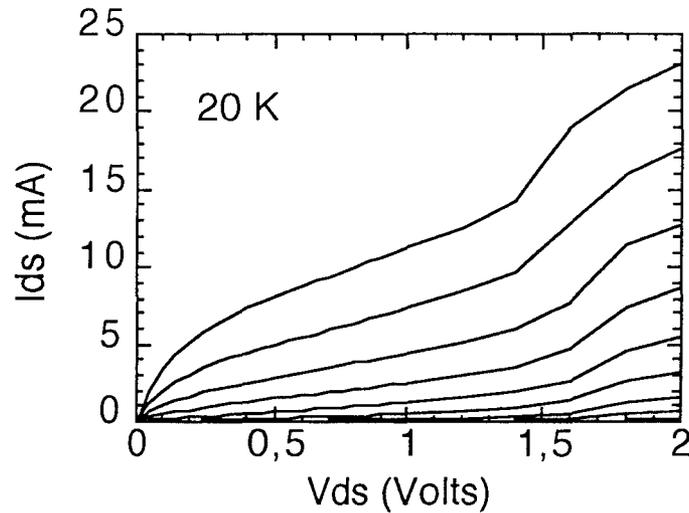


figure 19. : Caractéristique I-V d'un transistor HEMT à 20 K [23]

Dans les HEMTs sur GaAs, l'effet de collapse est plus fortement marqué que dans le cas des transistors sur InP [14]. Des pièges, appelés centres DX en densité élevée dans la couche AlGaAs capturent un nombre important de porteurs ayant transité dans cette couche.

Le collapse sous éclairage est pratiquement absent dans les HEMTs sur AsGa.

L'effet de l'illumination

L'illumination des transistors permet de mettre en évidence la présence de pièges. Le HEMT montre une forte sensibilité de ses caractéristiques à la lumière lorsqu'il est refroidi en dessous de 150 K [24]. Lorsque les transistors sont éclairés, ils présentent des caractéristiques similaires à température ambiante et à basse température (se référer aux mesures présentées dans le chapitre 2). Par contre, si on éteint la lumière, le collapse réapparaît progressivement (figure 20).

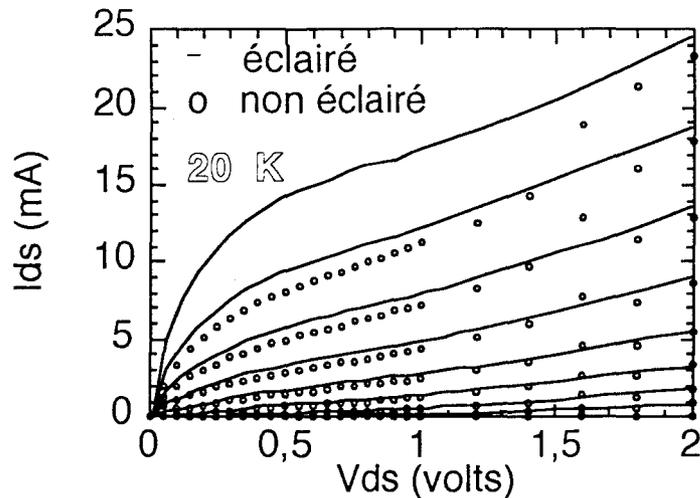


figure 20 : Caractéristique I-V éclairé (traits pleins) et non éclairé (ronés) d'un transistor HEMT (FHX13X) à 20 K [23]

En général, les transistors sont éclairés pour rendre les caractéristiques "sans hystérésis".

Le "kink effect"

En régime saturé, on remarque que le courant I_{DSSat} est plus faible à basse température pour augmenter ensuite brusquement lorsque V_{ds} croît (figure 21). On appelle ce phénomène effet de coude ou kink effect en anglais.

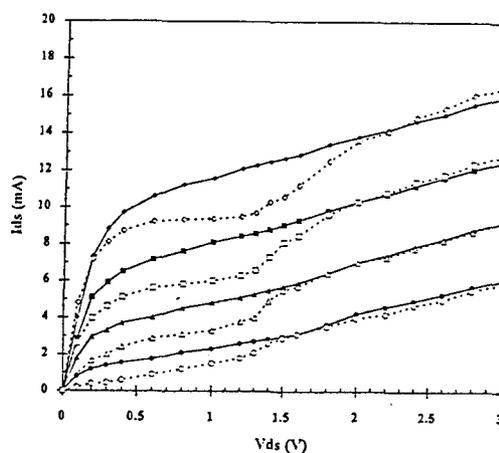


figure 21 : Caractéristique I-V à 300K (trait continu) et 77K (pointillés) d'un transistor HEMT $0,3 \times 50 \mu m$ fabriqué au L2M [25] et mesuré au LAAS [26]

L'ensemble des résultats expérimentaux montre la complexité du comportement aux températures cryogéniques du HEMT. Il est communément admis que l'apparition de phénomènes parasites est lié à la présence de centres DX. L'explication de ces phénomènes esst largement développée dans [14,16].

II.4.4. Les paramètres S

a) Les mesures

Un analyseur automatique de réseau hyperfréquence permet de mesurer, en fonction de la fréquence, les quatre paramètres S d'un quadripôle, ici un transistor dans des conditions de polarisation fixées (V_{gs} et V_{ds}).

La réalisation de mesures fiables impose obligatoirement une correction très précise des erreurs liées à l'analyseur de réseau d'une part, et des erreurs liées aux éléments d'accès (lignes coplanaires) au transistor intrinsèque d'autre part.

La méthode de calibration OSTL (Open-Short-Thru-Load) classique pour des mesures sous pointes utilise 4 standards de référence (fabriqués sur un substrat d'alumine) : circuit ouvert (Open), court-circuit (Short), ligne adaptée (Thru) et charge (Load).

L'application de la méthode OSTL standard à la caractérisation sous sondes coplanaires présente cependant des limites sur le plan de la précision : généralement, les constructeurs fournissent une valeur de la capacité Copen prédéterminée pour les motifs standards de calibrage : cette capacité est liée à la capacité entre une pointe de mesure et le substrat du dispositif à tester. Or, le substrat de calibrage est bien souvent différent de celui de mesure des transistors.

Une procédure de calibrage spécifique a été développée à l'IEF [28,29] : l'OSTL modifiée. La méthode OSTL modifiée permet de déterminer expérimentalement avec une grande précision le coefficient Copen du standard circuit-ouvert.

b) Les limites en fréquence : f_T et f_{max}

Fréquence de coupure f_T (déterminée pour un gain en courant unitaire)

La fréquence de transition du gain en courant est particulièrement intéressante à déterminer car elle définit une première limitation du composant. La valeur de cette fréquence pour un gain en courant H_{21} égal à l'unité correspond à la fréquence de coupure f_T . L'obtention brute de f_T est déterminée graphiquement en traçant $|H_{21}|^2$ en coordonnées logarithmiques en fonction de la fréquence. En théorie, cette amplitude varie linéairement avec une pente de -20 dB/décade. L'intersection de cette droite avec l'axe des fréquences donne la valeur de f_T .

$$H_{21} = \frac{-2 S_{21}}{(1 - S_{11}) \cdot (1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}} \quad (14)$$

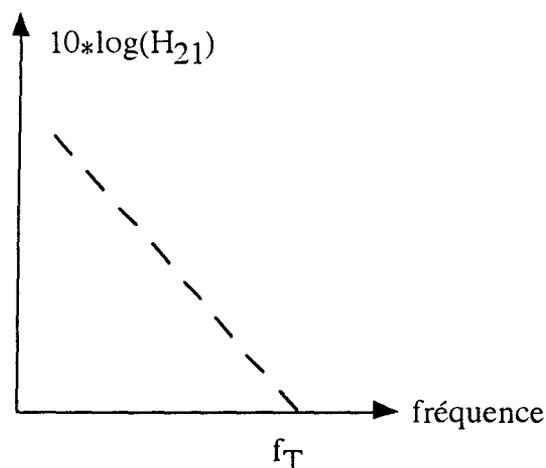


figure 22 : Détermination de la fréquence de coupure, f_T

Fréquence maximum d'oscillation, f_{max}

Le gain en puissance, pour lequel l'adaptation en entrée et en sortie est assurée, constitue pour une fréquence donnée, le gain maximal GTU_{max} que l'on peut obtenir de l'étage d'amplification. Si l'on suppose que cette adaptation est réalisée à chaque fréquence, on peut estimer une fréquence maximale d'oscillation f_{max} , pour laquelle $GTU_{max} = 1$. D'une manière analogue à la détermination de f_T , f_{max} (dont l'amplitude en échelle logarithmique varie linéairement en fonction de la fréquence) s'obtient graphiquement par extrapolation (avec une pente de -20 dB/décade) de GTU_{max} en fonction de la fréquence.

$$GTU_{\max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - |S_{22}|^2)} \quad (15)$$

II.4.5. Les performances en bruit

a) Les quatre paramètres de bruit

La théorie de Rothes et Dahlke [30] est basée sur le principe du circuit équivalent ; un quadripôle bruyant est représenté par un quadripôle non bruyant suivi d'un quadripôle bruyant où toutes les sources de bruit sont concentrées.

La représentation chaîne [31] est largement utilisée pour l'analyse de bruit.

La représentation schématique d'un quadripôle bruyant avec ses sources corrélées u et i apparaît figure 23.

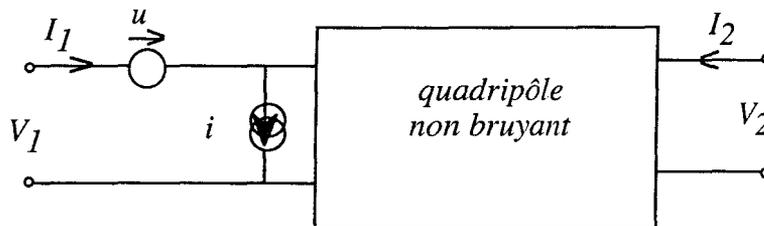


figure 23 : Quadripôle bruyant avec ses sources corrélées u et i

En utilisant les formules de Nyquist [5], nous pouvons exprimer les courants et les tensions de bruit à l'aide des termes caractéristiques de bruit, R_n (la résistance équivalente de bruit) et G_n (la conductance équivalente de bruit).

$$\overline{|u|^2} = 4kT_0\Delta f \cdot R_n \quad (16)$$

$$\overline{|i|^2} = 4kT_0\Delta f \cdot G_n \quad (17)$$

où : Δf est la bande de fréquence

T_0 est la température de référence (290 K)

Normalement, une corrélation existe entre les deux sources de bruit u et i du quadripôle bruyant représenté sur la figure 23. Mais le courant de bruit i (tension de bruit u) peut être séparé en une partie non corrélée i_n (u_n) de u (i) et une seconde complètement corrélée de u (i). Cette seconde partie doit être proportionnelle à u (i). Pour facteur de proportionnalité ayant une dimension d'admittance (impédance), nous introduisons une admittance complexe de corrélation Y_{COR} (figure 24). Nous pouvons alors écrire :

$$i = i_n + u Y_{COR}$$

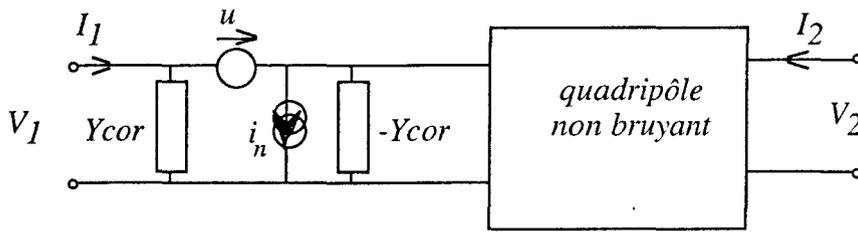


figure 24: Quadripôle bruyant avec l'admittance de corrélation Y_{cor} et les sources de bruit en tension u , et en courant i_n

Le fait d'introduire une admittance négative permet de montrer que les courants passants dans ces admittances sont proportionnels à la source de tension de bruit, et que lorsque les sources de bruit s'annulent, les admittances s'annulent également [32].

Le quadripôle bruyant, où toutes les sources de bruit sont concentrées, contient la conductance équivalente de bruit G_n , la résistance équivalente de bruit R_n et l'admittance complexe de corrélation Y_{COR} (terme qui prend en compte la corrélation) :

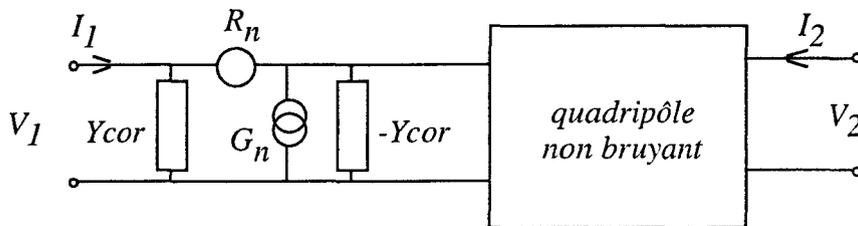


figure 25 : Quadripôle bruyant avec l'admittance complexe de corrélation Y_{cor} et les résistance et conductance R_n et G_n équivalentes de bruit

La définition du facteur de bruit et la représentation d'un quadripôle bruyant (figure 25), à laquelle nous ajoutons une source de bruit ayant une admittance Y_s (figure 26), nous permettent de calculer le facteur de bruit du quadripôle.

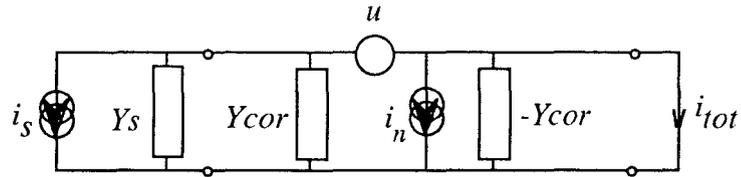


figure 26 : Représentation admittance équivalente d'un quadripôle bruyant avec une source de bruit

Le courant de bruit équivalent est :

$$i_{tot} = i_s + i_n + u \cdot (Y_s + Y_{cor})$$

Etant donné que chaque élément dans cette équation est décorrélé des autres, la valeur moyenne $\overline{|i_{tot}|^2}$ est égale à la somme des valeurs moyennes de chacun des termes :

$$\overline{|i_{tot}|^2} = \overline{|i_s|^2} + \overline{|i_n|^2} + \overline{|u|^2} \cdot |Y_s + Y_{cor}|^2$$

En introduisant la conductance de bruit totale G_{tot} dans l'expression du facteur de bruit en excès :

$$F = \frac{\overline{|i_{tot}|^2}}{\overline{|i_s|^2}} = \frac{G_{tot}}{G_s}$$

$$F = \frac{G_s + G_n + R_n \cdot |Y_s + Y_{cor}|^2}{G_s} \quad (18)$$

nous obtenons :

$$F = 1 + \frac{G_n}{G_s} + \frac{R_n}{G_s} \cdot |Y_s + Y_{cor}|^2$$

Appelons G_{cor} et B_{cor} respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de Y_{cor} . L'admittance optimale $Y_{opt} = G_{opt} + j B_{opt}$, pour laquelle le facteur de bruit est minimum, est obtenue en dérivant F par rapport à Y_s (avec $Y_s = G_s + j B_s$) :

$$\frac{\delta F}{\delta B_s} = 0 \rightarrow B_s = -B_{cor} = B_{opt} \quad (19)$$

$$\frac{\delta F}{\delta G_s} = 0 \rightarrow G_s = \sqrt{\frac{G_n}{R_n} + G_{cor}^2} = G_{opt}$$

En combinant ces dernières expressions (19) dans F (18), nous obtenons l'expression du facteur de bruit minimum :

$$F_{min} = 1 + 2 \left[R_n \cdot G_{cor} + \sqrt{R_n \cdot G_n + (R_n \cdot G_{cor})^2} \right] \quad (20)$$

ou :

$$F_{min} = 1 + 2R_n \cdot (\text{Re}(Y_{cor}) + G_{opt}) \quad (21)$$

Et, finalement :

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{opt}|^2 \quad (22)$$

ou encore :

$$F = F_{min} + \frac{4 R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_{opt} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (23)$$

Cette dernière expression donne le facteur de bruit d'un quadripôle pour un certain coefficient de réflexion Γ_s et en fonction des quatre paramètres de bruit usuels :

- F_{min} : facteur de bruit minimum du transistor.
- Γ_{opt} : coefficient de réflexion optimum que doit "voir" le transistor à son entrée pour avoir un facteur de bruit minimum. Ce paramètre est complexe. Il comporte donc une amplitude $mag(\Gamma_{opt})$ et une phase $pha(\Gamma_{opt})$.
- R_n : résistance équivalente de bruit qui indique la vitesse de dégradation du facteur de bruit lorsque le coefficient de réflexion Γ_s s'écarte de la valeur optimale. La résistance de bruit doit être la plus faible possible.

Γ_s est le coefficient de réflexion de source vu par le récepteur et Z_0 est l'impédance caractéristique.

b) NF_{min}

On s'est penché pendant longtemps sur le problème de la détermination du facteur de bruit dans les transistors à effet de champ. Plusieurs articles sur ce thème présentent des coefficients sans dimension dans l'équation de NF_{min}, de façon à obtenir une bonne concordance entre les prédictions et les mesures. Différents calculs de NF_{min} sont donnés par plusieurs auteurs ([33]).

Les travaux de Van der Ziel [34] ont permis d'exprimer la source de drain en courant :

$$\overline{i_d^2} = 4kT G_m P \Delta f \quad (24)$$

où G_m : transconductance

P est un paramètre sans dimension ; il dépend de paramètres technologiques ainsi que des conditions de polarisation.

En négligeant la source de bruit de grille ainsi que la capacité de contre-réaction C_{gd} , le facteur de bruit minimum peut s'exprimer sous la forme :

$$NF_{min} = 1 + 2\sqrt{P} \frac{f}{f_c} \sqrt{G_m (R_s + R_g)} \quad (25)$$

où f_c est la fréquence de coupure : $f_c = \frac{G_m}{2\pi C_{gs}}$

C_{gs} : capacité grille-source

f : fréquence

R_s, R_g : résistances de source et de grille

L'analyse au premier degré de cette formule révèle que pour obtenir de meilleures performances en bruit, le dispositif doit présenter une transconductance élevée ainsi que de faibles résistances parasites de grille et de source.

Une autre formule du facteur de bruit minimal a été établie de façon semi-empirique par Fukui [35] :

$$NF_{min} = 1 + 2\pi f C_{gs} K_f \sqrt{\frac{R_s + R_g}{G_m}} \quad (26)$$

où K_f est un facteur d'ajustement

- $K_f \approx 2,5 - 3$ pour les FETs

- $K_f \approx 1,5 - 2$ pour les HEMTs

En comparant ces deux formules du facteur de bruit minimum, il vient :

$$K_f = 2 \sqrt{P}$$

Delagebeaudeuf [36] a proposé une formulation du coefficient P en fonction de paramètres technologiques :

$$P = \frac{I_{ds}}{E_c L_g G_m} \quad (27)$$

où : I_{ds} est le courant continu de polarisation de drain

E_c est le champ critique

L_g est la longueur de grille

L'introduction de P dans (25) donne une forme du facteur de bruit directement liée à la technologie :

$$F_{min} = 1 + 2 \sqrt{\frac{I_{ds}}{E_c L_g}} \frac{f}{f_c} \sqrt{R_s + R_g} \quad (28)$$

Cette formule étant basée sur plusieurs hypothèses simplificatrices, il convient de l'utiliser avec grande prudence.

En effet, si on observe cette formule, pour réduire le facteur de bruit minimum, il conviendrait d'utiliser un transistor ayant une longueur de grille la plus grande possible, ce qui est contraire à la réalité.

De façon à rendre la formule du facteur de bruit plus proche des dépendances technologiques, Cappy [37] fournit une autre formulation de F_{min} qui, elle, indique qu'une longueur de grille la plus faible possible diminue le facteur de bruit minimum.

III. Conception à basse température

La conception d'un amplificateur hyperfréquence à température cryogénique (typiquement à des températures physiques inférieures ou égales à la température de l'azote liquide) est spécifique.

Dans un premier temps, les différents avantages liés au refroidissement de l'amplificateur seront évalués : avantages sur le composant actif mais aussi sur les circuits d'accord.

Nous détaillerons ensuite la spécificité des mesures cryogéniques : leur environnement ainsi que la méthodologie liée aux différentes caractérisations (mesures statiques et hyperfréquences : paramètres S et de bruit).

III.1. Avantages du refroidissement du composant actif

Depuis longtemps, il a été vérifié que les performances en bruit des HEMT, aussi bien que les performances dynamiques, s'améliorent considérablement à basse température. Ceci vient du fait que les propriétés de transport des électrons dans le gaz dépendent très fortement de la température [27, 38].

La mobilité μ dans les HEMT augmente en effet de manière exponentielle lorsque la température décroît (figure 27). Il n'en est pas de même dans le cas du MESFET où la mobilité ne varie quasiment pas avec la température.

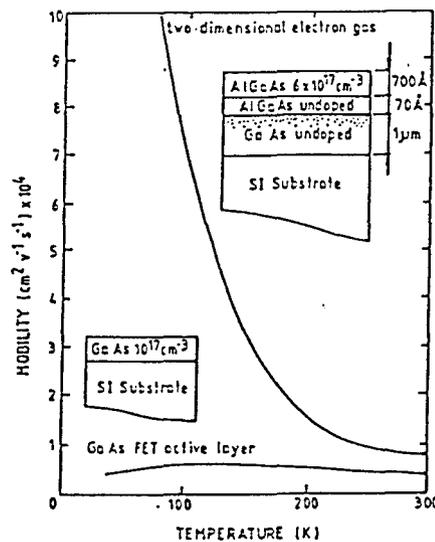


figure 27 : Mobilité en fonction de la température dans le cas du MESFET et du HEMT [3]

On peut constater pour certains HEMT une amélioration de 40 à 60 % de la transconductance et de la fréquence de coupure lorsqu'ils sont refroidis à 77 K [13]. En général, sur les MESFET, l'amélioration apportée par les basses températures n'est pas aussi significative (de l'ordre de 20 % à 77 K).

Le refroidissement permet de réduire les sources de bruit proportionnelles à kT ; celles-ci participent pour 80 % à la diminution du facteur de bruit.

L'augmentation de la mobilité des électrons entraîne un accroissement de G_m , une diminution de C_{gs} et des résistances parasites. Ce qui a pour effet de réduire le facteur de bruit minimum du HEMT, NF_{min} , et d'augmenter son gain.

Lorsque la température physique diminue, la résistance équivalente de bruit R_n diminue également, ce qui constitue un avantage pour la conception d'un amplificateur faible bruit car cela signifie que le facteur de bruit sera moins sensible à une variation de l'impédance qui est présentée à son entrée. Par contre, cette réduction est un inconvénient pour la caractérisation du transistor, comme nous le verrons dans le §III.3.2.c.

III.2. Conception spécifique liée à l'environnement

Dans le cadre d'une utilisation dans un récepteur pour la radioastronomie, l'amplificateur faible bruit se trouve très souvent dans un environnement cryogénique. La température de fonctionnement peut être celle de l'azote liquide ou même encore inférieure (parfois celle de l'hélium liquide). Cet environnement spécifique nous mène tout naturellement à penser aux supraconducteurs de façon à réduire d'avantage les pertes des lignes d'accord de l'amplificateur.

Après avoir rappelé brièvement les propriétés des supraconducteurs, nous aborderons l'apport qu'ils peuvent présenter pour un amplificateur cryogénique.

III.2.1. Propriétés des supraconducteurs : généralités [40, 41, 42, 43]

Propriétés électriques :

La supraconductivité est le phénomène présenté par certains matériaux, dont la résistivité disparaît brutalement au-dessous d'une certaine température T_c , appelée température critique (figure 28).

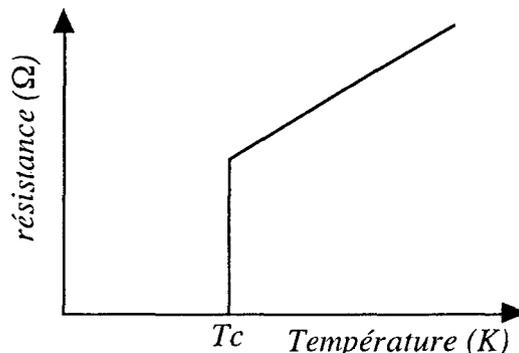


figure 28 : Evolution de la résistance électrique d'un supraconducteur

On peut distinguer deux types de supraconducteurs : à basse et à haute température critique. Nous ne traiterons ici que le cas des supraconducteurs à haute température critique (SHTC).

Propriétés magnétiques (l'effet Meissner) :

Un échantillon supraconducteur placé dans un champ magnétique se comporte comme un diamagnétique parfait, avec une induction nulle à l'intérieur de l'échantillon. En effet, quand ce même échantillon est placé à l'état normal dans un champ magnétique, puis refroidi à une température inférieure à T_c , le flux magnétique, présent au départ, est expulsé de l'échantillon (figure 29).

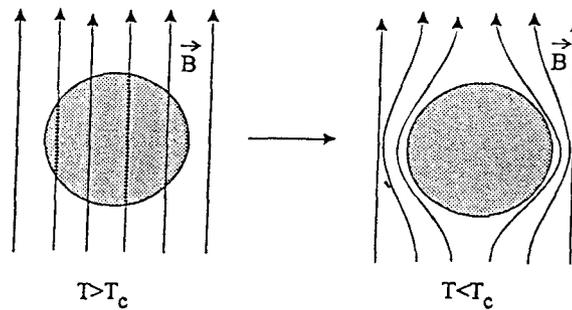


figure 29 : Effet Meissner

La profondeur de pénétration

λ_L représente la profondeur de pénétration de London dans un supraconducteur.

D'après le modèle à deux fluides [44,45], elle est égale à :

$$\lambda_L(T) = \frac{\lambda_L(T=0)}{\sqrt{1 - \left(\frac{T}{T_c}\right)^4}} \quad (29)$$

où $\lambda_L (T = 0)$ est la profondeur de pénétration de London à $T = 0$ K.

La conductivité complexe

Le comportement particulier des supraconducteurs donne lieu à une expression nouvelle de la conductivité, qui s'écrit (d'après le modèle à deux fluides) :

$$\sigma = \sigma_1 - j \sigma_2 \quad (30)$$

σ_1 est la conductivité des porteurs normaux

σ_2 est liée aux porteurs participant à la supraconductivité

Les valeurs de σ_1 et σ_2 sont données par les expressions empiriques :

$$\sigma_1(T) = \sigma_n(T_c^+) \left(\frac{T}{T_c}\right)^4 \quad (31)$$

où $\sigma_n(T_c^+)$ représente la conductivité pour une température T juste supérieure à T_c .

$$\sigma_2(T) = \frac{1}{\omega \mu_0 \lambda_L^2(T)} \quad (32)$$

Impédance de surface :

L'impédance de surface d'un supraconducteur s'exprime :

$$Z_s = \sqrt{\frac{j \omega \mu_0}{\sigma_1 - j \sigma_2}} \quad (33)$$

ou encore, en séparant la partie réelle de la partie imaginaire :

$$Z_s = \frac{1}{2} \omega^2 \mu_0^2 \sigma_1 \lambda_L^3 + j \omega \mu_0 \lambda_L \quad (34)$$

Z_s peut donc se mettre sous la forme :

$$Z_s = R_s + j X_s$$

où R_s et X_s sont respectivement la résistance et la réactance de surface.

III.2.2. Apport

Comparons l'expression de la résistance de surface dans le cas d'un métal normal puis d'un supraconducteur [46, 47].

- l'expression de l'impédance de surface d'un supraconducteur (34) montre que la résistance de surface croît avec le carré de la fréquence.

- l'expression de la résistance de surface dans le cas d'un métal normal est $R_s = \frac{1}{2} \omega \mu_0 \delta$

où δ est l'épaisseur de peau : $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu_0 \sigma}}$.

La résistance de surface d'un métal normal augmente donc en fonction de la racine carrée de la fréquence.

La conductivité d'un matériau augmente lorsque la température physique diminue. Elle est encore plus importante dans le cas des supraconducteurs. Pour comparaison, nous donnons les valeurs théoriques de la conductivité des porteurs normaux σ de l'or à 300 K , à 77 K [48], que nous comparons à celle de l'YBaCuO (supraconducteur le plus couramment rencontré) sur substrat MgO [49]:

☆ conductivité de l'or à 300 K

$$\sigma = 0,41 \cdot 10^8 \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$$

☆ conductivité de l'or à 77 K

$$\sigma = 2 \cdot 10^8 \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$$

☆ conductivité de l'YBaCuO à 77 K sur MgO

$$\sigma_1 = 2,27 \cdot 10^8 \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$$

Une conductivité élevée engendre une résistance de surface plus faible, et donc des pertes réduites. Les pertes s'expriment en effet au premier ordre [50] :

$$\alpha = \frac{R_s}{2 w Z_c} \quad (35)$$

avec w : largeur de la ligne microruban

Z_c : impédance caractéristique de la ligne

Les pertes théoriques étant plus faibles dans le cas du supraconducteur, nous pouvons penser que les performances de certains systèmes microondes peuvent être améliorées en utilisant des circuits à base de SHTC.

III.3. Mesures spécifiques

III.3.1. La station cryogénique [51]

Nous décrivons ici la station cryogénique de l'IEF avec laquelle nous avons effectué les caractérisations des transistors utilisés pour l'amplificateur en bande X. Le dispositif basse température (figure 30) est constitué d'un cryostat ultra plat TBT Air

Liquide à circulation d'hélium (2) avec écran refroidi (4), conçu pour fonctionner entre 300 K et 4,2 K, température de l'hélium liquide à pression ambiante. Les mesures sont réalisées sous vide (environ $5 \cdot 10^{-2}$ Torr à 300 K), ce qui permet d'éliminer les problèmes de condensation sur le DUT (Device Under Test). Le DUT est refroidi par conduction thermique sur la platine basse température (1) du cryostat. Les sondes hyperfréquences Picoprobes (3) sont guidées par des bras (6) au travers de soufflets (7) à l'aide de positionneurs (8) XYZ Microcontrôle extérieurs au cryostat. Un déplacement vertical de l'ensemble des blocs positionneurs (11) facilite le déplacement entre les DUT à plots normalisés. La station comporte également une fenêtre optique (5) qui permet une visualisation lors du positionnement des pointes.

La température du support du DUT possède un double contrôle automatisé : contrôle du flux laminaire de l'hélium refroidi, et une régulation fine par chauffage électronique (PID) avec une résistance de platine comme senseur. Les pointes sont refroidies par un cryostat auxiliaire à azote liquide ce qui assure une bonne stabilité du gradient de température entre les pointes et le DUT d'une part et le long des câbles coaxiaux micro-ondes d'autre part. Les câbles reliant les sondes à l'extérieur ont une longueur de 40 cm et la perte d'insertion à 20 GHz varie de 1,5 dB à 1 dB suivant la température.

La possibilité d'effectuer sans changement de température les opérations de calibrages (paramètres S et bruit) et de mesures permettent d'effectuer à basse température des mesures ayant une précision comparable aux mesures ambiantes utilisant les stations sous sonde coplanaire. Les opérations de calibrages et de mesures sont identiques à celles effectuées à température ambiante.

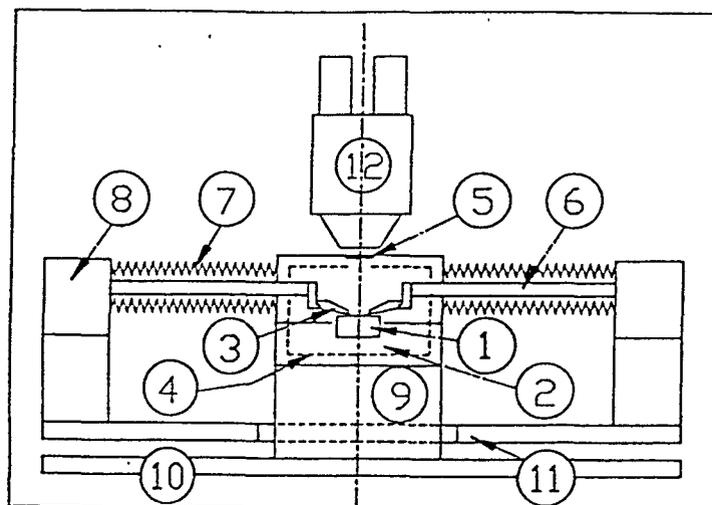


figure 30 : Schéma de principe du cryostat utilisé pour l'ensemble des caractérisations

III.3.2. Méthodologie des mesures cryogéniques

L'obtention de mesures fiables et de qualité en cryogénie demande une attention toute particulière ; les mesures sont d'un ordre de grandeur plus difficiles par rapport aux mesures à température ambiante. Des problèmes de stabilité des composants mais aussi du banc de mesure apparaissent. L'existence de câbles de longueurs non négligeables dans les bancs de mesure pose le problème de l'uniformité de leur température : il est nécessaire de connaître la température physique de ces câbles pour extraire leur influence de manière la plus précise. La qualité et la fiabilité des mesures en dépend très étroitement.

a) Mesures statiques

Nous avons utilisé un mode de relevé des caractéristiques statiques particulier. Il consiste à fixer dans un premier temps la polarisation de drain (à 0 Volt au départ). Puis, on effectue un cycle de V_{gs} croissant puis décroissant, puis on incrémente successivement V_{ds} . Ce mode de relevé permet de mettre en évidence les comportements anormaux des transistors, principalement à basse température.

b) Les paramètres S

Aux basses températures, le contrôle et la stabilité du gradient de température entre les équipements de test et le dispositif à mesurer est une nouvelle contrainte, particulièrement les gradients de température dans les câbles d'accès coaxiaux qui créent des variations de phase. La correction de phase obtenue à 300 K peut varier de 10 à 30 ° lorsque la station est refroidie à 50 K (due à la variation de longueur d'éléments à l'intérieur du cryostat, au changement de l'indice diélectrique...).

Ceci montre bien la nécessité d'une calibration à la température de travail si on désire des mesures précises.

Une stabilité de la calibration de plusieurs heures permet d'effectuer des campagnes de mesure sur différents dispositifs sur le même substrat. Le temps de calibration nécessaire à basse température est comparable à celui à température ambiante.

c) Les paramètres de bruit

La figure 31 représente les variations du facteur de bruit d'un transistor à effet de champ en fonction de l'impédance de source [39]. Il s'agit d'un paraboloïde dont le minimum est égal à NF_{min} . La valeur de la résistance équivalente de bruit, R_n , influe sur la forme de ce paraboloïde : une valeur élevée a pour effet de rendre cette surface plus "pointue" alors qu'une faible valeur la rend plus évasée.

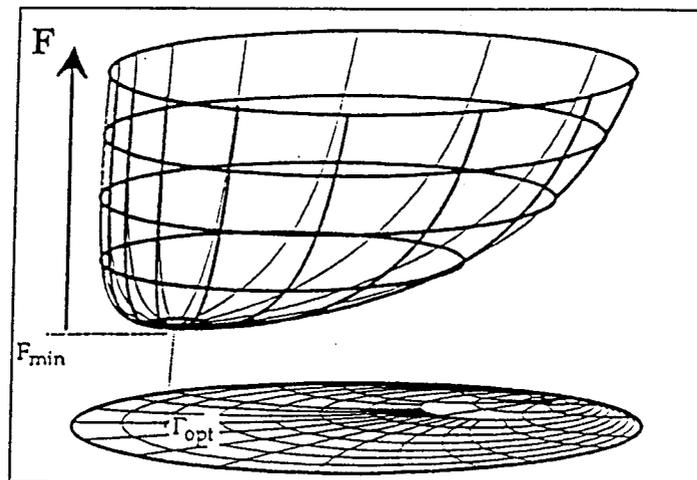


figure 31 : Surface de bruit d'un transistor à effet de champ

La valeur de R_n diminuant avec la température, le paraboloïde est plus évasé à basse température : il est alors plus difficile de localiser le coefficient de réflexion qui réalise le minimum de bruit [52].

De plus, une diminution de la température physique impose la mesure de facteurs de bruit de plus en plus faibles. Cela nécessite donc des bancs de mesure de plus en plus performants, ce qui est bien souvent incompatible avec des mesures en cryogénie, qui engendrent de nouvelles incertitudes, comme nous l'avons signalé précédemment.

IV. Méthodes spécifiques de mesure des paramètres de bruit

Il existe différentes méthodes spécifiques de mesure des paramètres de bruit : leurs particularités tiennent de leur utilisation à basse température, de la méthode en elle-même (impédances multiples, mesures 50 Ω), ou encore des choix technologiques du banc de test (mesures avec boîtiers, sous pointes).

La première méthode que nous détaillerons et qui emploie des boîtiers utilise également la technique des "impédances multiples" [32], à l'aide d'un adaptateur d'impédance (tuner). Cette technique est parfaitement opérationnelle pour caractériser un dispositif utilisé à température ambiante mais présente quelques difficultés de mise en oeuvre aux températures cryogéniques.

En effet, elle nécessite l'existence de câbles de transmission entre le adaptateur d'impédance et le DUT et entre le DUT et le récepteur ; ces câbles possèdent une température non homogène qui n'est pas bien connue.

Cette difficulté a cependant été partiellement contournée en utilisant une méthode de calibration spécifique, le "TEC froid" [53], que nous présentons ici.

Les deux autres techniques ont la particularité de ne pas employer d'adaptateur d'impédance.

Dans une deuxième partie, nous détaillerons une solution couramment employée pour déterminer les quatre paramètres de bruit d'un transistor : elle consiste à utiliser un modèle de bruit. Nous distinguerons deux modèles à deux paramètres : l'un est intrinsèque [63] et l'autre extrinsèque [54]. Le modèle extrinsèque a été utilisé dans le cadre du travail effectué au laboratoire de l'Université de Chalmers.

La troisième méthode de caractérisation d'un transistor en bruit que nous présentons ici exploite la dépendance fréquentielle du facteur de bruit lorsqu'une forte désadaptation est présente à l'entrée du transistor : un court-circuit [55]. Cette dernière méthode a été employée pour la caractérisation des transistors pour l'amplificateur en bande X.

IV.1. Méthodes de mesure à basse température en boîtiers

Nous présentons dans cette partie différentes méthodes de mesure des quatre paramètres de bruit qui utilisent des boîtiers dans leurs bancs de test. Toutes les méthodes décrites ici ont en outre la particularité d'utiliser la méthode des impédances multiples. Nous détaillerons d'abord cette méthode puis évoquerons les particularités liées à une utilisation à basse température.

IV.1.1. Méthode des impédances multiples [56]

La méthode des impédances multiples consiste à effectuer plusieurs mesures du facteur de bruit F d'un transistor pour différentes valeurs de l'impédance de source Γ_s (équation 36). Théoriquement, quatre mesures du facteur de bruit pour quatre valeurs différentes de l'impédance de source sont suffisantes pour résoudre un système de quatre équations à quatre inconnues ; les quatre inconnues étant les paramètres de bruit :

$$F = F_{\min} + \frac{4 R_n}{Z_o} \frac{|\Gamma_{\text{opt}} - \Gamma_s|^2}{|1 + \Gamma_{\text{opt}}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (36)$$

En pratique, on utilise en général une dizaine d'impédances.

Cette méthode se prête bien à l'automatisation des mesures de paramètres de bruit et elle est largement utilisée dans des systèmes commerciaux. Néanmoins, sa précision dépend d'une part de la répartition des impédances de source sur l'abaque de Smith et d'autre part, de la technique mathématique utilisée pour la résolution du système.

IV.1.2. Application à basse température

Cette technique est parfaitement opérationnelle pour caractériser un dispositif utilisé à température ambiante mais elle présente quelques difficultés de mise en oeuvre aux températures cryogéniques.

En effet, l'encombrement des systèmes de refroidissement et l'impossibilité, au moins pour des systèmes d'adaptation mécaniques programmables, de refroidir l'adaptateur exige de l'éloigner de manière sensible de l'entrée du dispositif refroidi. Ceci implique donc, entre ces deux éléments, l'existence d'un câble de transmission possédant une température non homogène. La répartition de la température de ce câble n'est pas connue ; ce qui interdit le calcul exact de la contribution au bruit de cet élément et oblige à faire appel à des approximations pour la détermination des paramètres de bruit du transistor seul.

IV.1.3. Méthode du "TEC froid"

La solution proposée par le LAAS [57, 58] consiste à effectuer une calibration en bruit selon une méthodologie comparable à celle utilisée pour les paramètres S. Cette calibration doit conduire à la détermination des paramètres de bruit, ou plutôt ici de la matrice de corrélation en bruit, du milieu d'accès (câbles de transmission). Il suffit pour cela de disposer d'un standard de bruit c'est -à-dire d'un quadripôle dont on connaît avec précision les paramètres de bruit lorsqu'il est refroidi.

Le choix du LAAS, concernant le standard de bruit, s'est porté sur un transistor à effet de champ non polarisé en configuration grille commune, dit "TEC froid". Un tel standard a déjà été utilisé avec succès à température ambiante comme standard de vérification puisqu'il présente des paramètres de bruit d'un ordre de grandeur assez comparable à ceux des transistors qui seront mesurés. De plus, il est inséré mécaniquement dans le système de mesure de manière strictement identique que le dispositif à tester. Ses paramètres de bruit sont connus avec la précision autorisée par l'analyseur de réseau puisqu'ils sont directement déduits des paramètres S.

La technique proposée consiste donc, connaissant la matrice de corrélation en bruit de ce standard, à mesurer les paramètres de bruit de cet élément de calibration associé à son environnement et tout particulièrement son milieu d'accès.

Lorsqu'on remplace le standard par le dispositif à mesurer, le milieu d'accès restant inchangé et étant maintenant caractérisé en bruit, on peut tenir compte rigoureusement de sa contribution et obtenir ainsi les caractéristiques en bruit du transistor seul.

Le composant est monté sur un support de test microruban. La mesure à basse température est effectuée en fixant le support de test à une pièce de laiton plongeant dans un dewar rempli d'azote liquide.

Les précisions sur l'obtention des quatre paramètres de bruit sont :

$$\text{NFmin} : \pm 0,1 \text{ dB}$$

$$\text{Rn} : \pm 0,5 \Omega$$

$$\text{mag}(\Gamma_{\text{opt}}) : \pm 0,05$$

$$\text{phase}(\Gamma_{\text{opt}}) : \pm 10^\circ$$

Certains problèmes de vieillissement ont cependant été rencontrés avec ces boîtiers. Les supports de test utilisés ont en effet montré des perturbations et notamment des phénomènes de résonance qui viennent sérieusement entacher les mesures.

Les dispersions constatées ont notamment été imputées au montage-démontage des supports de test.

IV.1.4. Autre méthode avec boîtiers

Une autre méthode avec boîtiers a été développée au cours d'un travail de thèse à l'IEMN [59].

La méthodologie utilisée a consisté à présenter le coefficient de réflexion optimal de bruit par l'intermédiaire d'adaptateurs d'entrée développés spécifiquement ; ceux-ci devaient être capables de réaliser une transformation d'impédance importante tout en présentant des pertes faibles. Des adaptateurs à slugs coaxiaux ont été choisis : ils étaient constitués de bagues d'impédance différentes, métalliques ou en téflon. Les mesures ont été réalisées de 500 MHz à 6 GHz sur des transistors bipolaires et à effet de champ à 300 K et à 77 K [60] ; il en résulte qu'il n'a pas été possible de conclure quant à la supériorité des HEMTs vis-à-vis des MESFETs compte tenu de leurs très faibles facteurs de bruit minimum. Ils ont en effet été estimés inférieurs à 0,1 dB vers 1 GHz, ce qui constituait l'erreur de mesure.

IV.1.5. Remarque sur la méthode à impédances multiples [52]

La méthode avec adaptateur d'impédance donne de très bons résultats et est d'ailleurs largement utilisée pour la mesure des paramètres de bruit à température ambiante.

Le développement d'un tel banc de test n'est pourtant pas aisé. La calibration du banc, la sélection des impédances ainsi que le type d'algorithme utilisé sont critiques et influent beaucoup sur les résultats.

L'utilisation de cette méthode à basse température engendre des critères de précision accrus, qui sont incompatibles avec notamment le problème de la détermination de la contribution des câbles de liaison. Les pertes de ces câbles étant en outre non négligeables, elles dégradent encore la précision de la mesure, d'autant plus que la gamme des impédances susceptibles d'être présentées au transistor se réduit considérablement en présence de ces pertes. Enfin, le problème se trouve aggravé par l'importante diminution de R_n aux températures cryogéniques ce qui dégrade la précision sur l'obtention de NF_{min} et de l'impédance optimale en bruit. La solution réside soit dans l'utilisation d'un adaptateur d'impédance lui-même refroidi (solution complexe qui nécessite un fort accroissement des capacités de réfrigération et un adaptateur d'impédance spécialement développé), soit dans la mise en place d'une méthode indirecte de mesure.

IV.1.6. Remarque sur la méthode avec boîtiers [52]

Les méthodes avec boîtiers ont révélé des problèmes de reproductibilité. Les limitations des supports de test en fréquence ont été imputées à des phénomènes parasites [52] qui viennent dégrader la mesure.

En outre, il s'avère difficile de mesurer des niveaux de bruit qui sont de plus en plus faibles aux températures cryogéniques.

L'utilisation de boîtiers de test, quoique étant optimisés lors de leur conception, amènera toujours des perturbations de quelques dixièmes de décibels, c'est-à-dire du même ordre de grandeur que le facteur de bruit à mesurer. Ceci ne peut que dégrader la précision de la mesure même après des corrections appropriées. La solution réside dans la mesure directe sur les substrats des circuits à tester.

Ainsi, les mesures sous pointes permettent de résoudre un certain nombre de difficultés. Elles bénéficient d'une plus grande facilité de mise en oeuvre, et d'un banc de mesure beaucoup moins lourd.

IV.2. Les modèles de bruit

Différents auteurs ont développé des modèles de bruit de façon à rendre compte du comportement en bruit des transistors : on trouvera dans la littérature des modèles à trois coefficients [34,61,33], à deux coefficients [63,64], ou encore à un seul coefficient [62]. Il ne sera question ici que des modèles de bruit à deux paramètres.

Parmi les modèles à deux coefficients, deux catégories se distinguent : les modèles intrinsèques [63] et les modèles extrinsèques [64].

IV.2.1. Modèle de bruit intrinsèque

Pospieszalski a développé un modèle de bruit pour les transistors à effet de champ [63] ; le modèle consiste à intégrer deux sources de bruit indépendantes au schéma équivalent intrinsèque du transistor (figure 32) : une source de bruit en tension, e_g , associée à la résistance intrinsèque R_i et une source de bruit en courant, i_d' , associée à la conductance de sortie G_d . On peut alors définir des températures de bruit associées aux valeurs quadratiques des deux sources de bruit : la température de grille, T_g , est alors associée à $\overline{e_g^2}$ et la température de drain, T_d , à $\overline{i_d'^2}$.

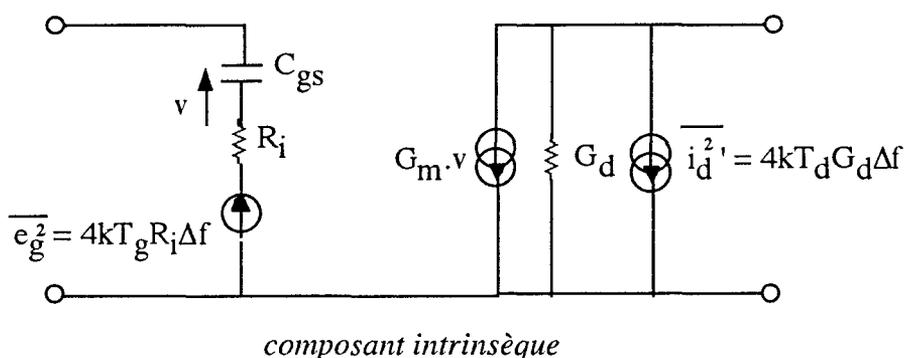


figure 32 : Le modèle "intrinsèque" à deux températures T_g et T_d

Ce modèle a été élaboré à partir de l'expérimentation et il montre de bonnes performances. Il a été validé dans de nombreux cas notamment dans le cadre de la réalisation d'amplificateurs faible bruit [64,65].

Ce modèle nécessite la connaissance précise des valeurs des éléments intrinsèques R_i et G_d . Or, pour accéder à ces paramètres, il est nécessaire que les éléments parasites du schéma équivalent soient déterminés avec une grande précision, ce qui est très difficile à réaliser.

De façon à contourner cette difficulté, un nouveau modèle de bruit, également à deux températures de bruit, a été développé [54]. Ce modèle est directement lié à des paramètres électriques mesurés, contrairement au modèle conventionnel [63].

IV.2.2. Modèle de bruit extrinsèque [54,66,67]

Dambrine a développé un modèle de bruit basé sur deux températures, T_{in} et T_{out} , indépendantes de la fréquence et de la largeur de grille du HEMT. Cette méthode présente l'avantage d'être bien adaptée pour la conception de circuits aux fréquences millimétriques. En effet, pour l'élaboration de ce modèle, seulement deux éléments parasites doivent être déterminés avec précision. Le modèle est par conséquent moins sensible aux incertitudes de mesures et à l'extraction des éléments parasites si on le compare au modèle conventionnel intrinsèque de Pospieszalski.

Les inconvénients des modèles conventionnels résident dans le fait qu'ils nécessitent la connaissance précise d'éléments intrinsèques : R_i et G_d [63]. Pour accéder à ces éléments, il est nécessaire d'extraire avec le maximum de précision les éléments parasites. La notion de matrice de corrélation est introduite de façon à faciliter les calculs de bruit, et notamment l'"épluchage".

Nous développerons ensuite les mesures concrètes à effectuer pour extraire le modèle de bruit d'un HEMT.

Ce modèle de bruit a été utilisé dans le cadre d'un séjour dans le laboratoire de microondes de l'université de Chalmers (Suède). Les mesures associées à ce modèle seront développées au cours du chapitre 5.

a) Les températures de bruit T_{in} et T_{out}

Dans le cas du modèle développé par Dambrine, les performances en bruit d'un HEMT sont calculées à partir de deux sources de bruit non corrélées, e_g et i_d' , associées à un modèle extrinsèque.

Deux températures de bruit sont définies au travers de ces deux sources : T_{in} est reliée à e_g et T_{out} à i_d' , par les relations suivantes :

$$\overline{e_g^2} = 4kT_{in} \operatorname{Re}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right) \Delta f \quad (37)$$

$$\overline{i_d'^2} = 4kT_{out} \operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z_{22}}\right) \Delta f \quad (38)$$

Y_{11} et Z_{22} étant les admittances et impédances du composant extrinsèque définies sur la figure 33.

Les deux sources de bruit e_g et i_d' ne sont pas corrélées :

$$\langle e_g i_d'^* \rangle = 0 \quad (39)$$

Le modèle extrinsèque utilisé est représenté ci-dessous :

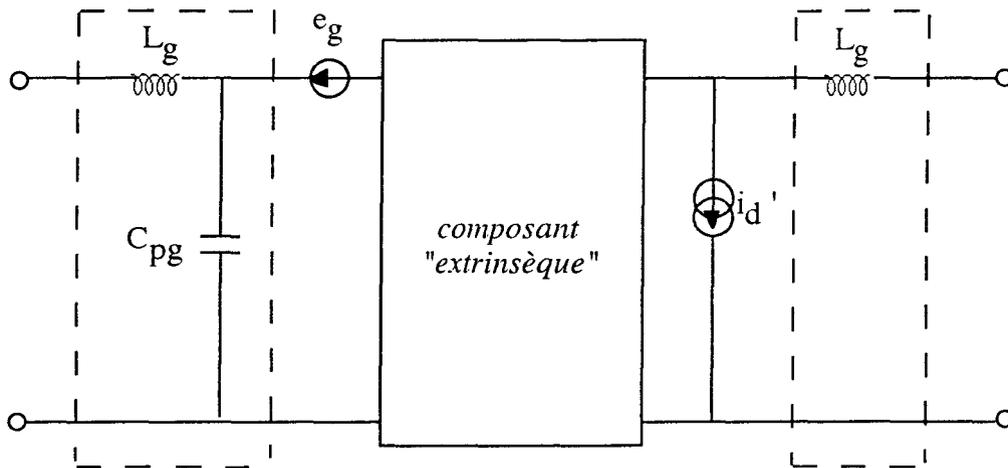


figure 33 : Le modèle de bruit "extrinsèque" à deux températures

Le "composant extrinsèque" de la figure 33 comprend le transistor intrinsèque ainsi que les deux résistances parasites, R_g et R_s :

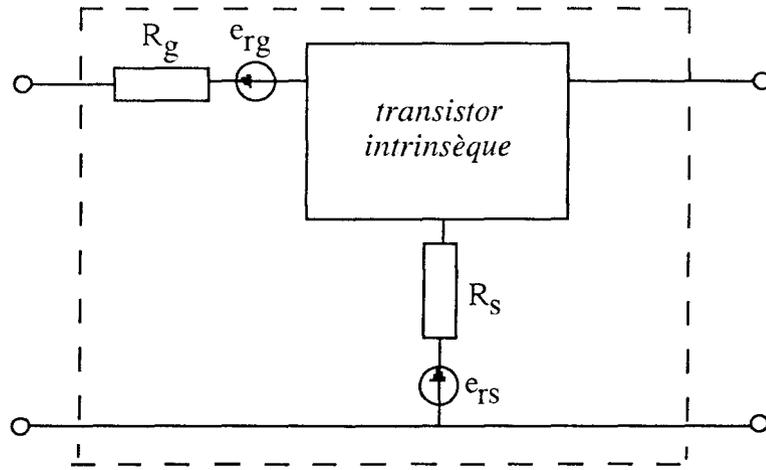


figure 34 : Composant "extrinsèque"

Les résistances R_g et R_s ont été ajoutées au composant intrinsèque de façon à rendre la fonction de corrélation nulle (39).

Danneville [68] a en effet montré que l'hypothèse d'une fonction de corrélation nulle (39) était d'avantage vérifiée dans le cas de deux sources de bruit extrinsèques plutôt qu'intrinsèques (modèle de Pospieszalski).

En outre, il a été montré [69] que les deux températures de bruit T_{in} et T_{out} sont pratiquement indépendantes de la fréquence.

Dans ce modèle, les deux températures de bruit, T_{in} et T_{out} , dépendent de paramètres électriques (Y_{11} et Z_{22}). Ces paramètres sont directement déduits à partir de la mesure des paramètres S. Cette particularité marque une différence avec le modèle de Pospieszalski [63] où les températures de bruit dépendent de certains éléments physiques. Spécialement la température de grille T_g qui dépend de la résistance R_i , qui est difficile à déterminer de façon précise.

Aucun élément intrinsèque n'est nécessaire pour calculer T_{in} et T_{out} .

La procédure pour déterminer T_{in} et T_{out} est la suivante :

- détermination des matrices admittances et impédances du "composant extrinsèque" (figure 33) à partir de la mesure des paramètres S du transistor et en extrayant les paramètres L_g , C_{pg} et L_d .
- les deux températures de bruit T_{in} et T_{out} sont ensuite obtenues à partir de mesures de bruit [54] sous 50Ω . Ces mesures seront expliquées dans le § c).

Ce modèle présente l'avantage de pouvoir être facilement introduit dans les logiciels de simulation habituels.

L'"épluchage" des mesures de bruit est effectué à l'aide d'une notion très intéressante, que nous introduisons ici, celle des matrices de corrélation.

b) Les matrices de corrélation

Hillbrand et Russer [70] décrivent le bruit au moyen de matrices de corrélation (voir Annexe 1).

Plusieurs configurations de matrices de corrélation sont utilisées : représentation impédance, admittance et chaîne.

La représentation chaîne d'un quadripôle bruyant est par exemple illustrée sur la figure 35.



figure 35 : Circuit de bruit équivalent (représentation chaîne)

La matrice de corrélation C_a associée aux sources de bruit e et i peut s'écrire :

$$C_a = \frac{1}{2\Delta f} \begin{bmatrix} \overline{e^2} & \overline{e i^*} \\ \overline{e^* i} & \overline{i^2} \end{bmatrix}$$

Hillbrandt et Russer démontrent que, à partir de la représentation chaîne, nous pouvons déduire les quatre paramètres de bruit F_{min} , Γ_{opt} et R_n .

$$C_a = 2kT_o \begin{bmatrix} R_n & \frac{F_{min} - 1}{2} - R_n Y_{opt} \\ \frac{F_{min} - 1}{2} - R_n Y_{opt}^* & R_n |Y_{opt}|^2 \end{bmatrix}$$

où Δf est la bande de fréquence, k la constante de Boltzmann, et T_o la température de référence (290 K).

Cet outil mathématique sera largement utilisé pour les calculs de bruit et notamment pour toutes les opérations d'"épluchage".

c) La mesure du facteur de bruit sous 50 Ω

Développons à présent les mesures nécessaires pour l'élaboration du modèle de bruit. Le modèle de Dambrine [54] est extrait au moyen de la mesure du facteur de bruit sous 50 Ω d'un transistor en fonction de la fréquence, de la mesure de ses paramètres S ainsi qu'à partir de l'hypothèse (39).

Dans le cas d'un générateur 50 Ω , le facteur de bruit d'un quadripôle devient F_{50} :

$$F_{50} = 1 + R_n G_o + \frac{R_n}{G_o} (2 G_o G_{cor} + |Y_{opt}|^2) \quad (40)$$

où G_o est l'admittance correspondant à 50 Ω , et G_{cor} l'admittance de corrélation [54].

La méthode est en grande partie basée sur cette expression (40).

Dans son article [54], Dambrine montre que :

- R_n est indépendant de la fréquence
- G_{cor} et $|Y_{opt}|^2$ évoluent en ω^2

En conséquence, F_{50} est linéaire en fonction de la pulsation au carré ω^2 :

$$F_{50} = a + b * \omega^2$$

où F_{50} représente le facteur de bruit linéaire.

A l'aide d'une régression linéaire, les deux paramètres de cette équation, a et b peuvent être déterminés.

Les deux paramètres de bruit, R_n et le module de Γ_{opt} , $\text{mod}(\Gamma_{opt})$ sont ainsi déduits : l'un par l'ordonnée à l'origine, et le second par la détermination de la pente de F_{50} en fonction de la fréquence.

Les deux autres paramètres de bruit (F_{min} et la phase de Γ_{opt}) sont ensuite calculés à l'aide du modèle extrinsèque à deux sources de bruit non corrélées ($\langle e_g i_d^* \rangle = 0$).

IV.3. Autre méthode d'extraction des paramètres de bruit

Nous expliquons dans ce paragraphe le principe de la méthode originale d'extraction des quatre paramètres de bruit qui a été développée dans le contexte d'un contrat en commun avec l'IEF [71].

IV.3.1. Présentation de la méthode

Une nouvelle approche de mesure des paramètres de bruit d'un transistor, également sans adaptateur d'impédance, a été développée à l'Institut d'Electronique Fondamentale (IEF) à Orsay [55]. J'ai participé au développement du banc de mesure en collaboration avec Paul Crozat et Valérie Danelon, thésitiste. La nouvelle méthode permet de calculer les quatre paramètres de bruit de transistors à partir d'une mesure spécifique en plus de la mesure charge froide/charge chaude classique ; il s'agit de la mesure du facteur de bruit lorsqu'un court-circuit décalé est présenté à l'entrée du transistor. Cette méthode s'affranchit de l'utilisation d'un circulateur en entrée de la chaîne de réception ; pour cela, la correction des quatre paramètres de bruit du récepteur est effectuée.

Le fait de ne pas utiliser de circulateur permet une caractérisation très large bande, ce qui constitue un avantage par rapport aux autres méthodes .

L'utilisation en outre de la station de mesure en environnement cryogénique de l'IEF [51] a l'avantage de pouvoir étendre cette nouvelle méthode aux mesures à froid sans modification du banc.

a) Le banc de mesure

Le schéma synoptique du banc de mesure est présenté sur la figure 36. Les mesures sont réalisées sous pointes coplanaires. La même station cryogénique décrite au § III.3.1 a été utilisée [51]. Les Tés de polarisation et les commutateurs ont une large bande passante (40 MHz-26 GHz) en connecteurs APC 3,5 mm (HP). Les commutateurs sont des 2 voies, la voie non utilisée étant chargée sur 50 Ω . L'analyseur de réseau est un HP8510C (40 MHz-50 GHz). La source de bruit est une source à diode avec un ENR de 15 dB (AILTECH et HP). Le récepteur est constitué de deux préamplificateurs MITEQ devant un analyseur de spectre (Tektronix). L'analyseur de spectre possède une bonne stabilité de fréquence et un présélecteur (filtre YIG) en tête. Il est impératif de réaligner régulièrement ce filtre pour obtenir des performances en bruit optimales. Les amplificateurs ont respectivement une bande passante nominale de 8-12 GHz (correspondant à la bande d'utilisation du transistor mesuré ; c'est l'amplificateur que nous avons utilisé pour la mesure de l'amplificateur final) et 0,1-26 GHz. Les facteurs de bruit correspondants sont de 1 dB et 3 dB dans la bande. Les deux amplificateurs représentent un gain global de 50 dB. Pour information, lors de mesures ultérieures, qui ne comportaient pas l'amplificateur en bande X en tête, le bruit du récepteur a été mesuré : il était égal à 3,6 dB. L'amplificateur faible bruit ne représentant que 3 dB (gain : 30 dB). On voit par conséquent la contribution en bruit de l'analyseur de spectre sur le bruit total de la chaîne de réception : plus de 16 %. Le pilotage automatique d'une grande partie de la manipulation lui confère un avantage supplémentaire par sa grande souplesse de mise en oeuvre (utilisation d'une station HP9000/400T).

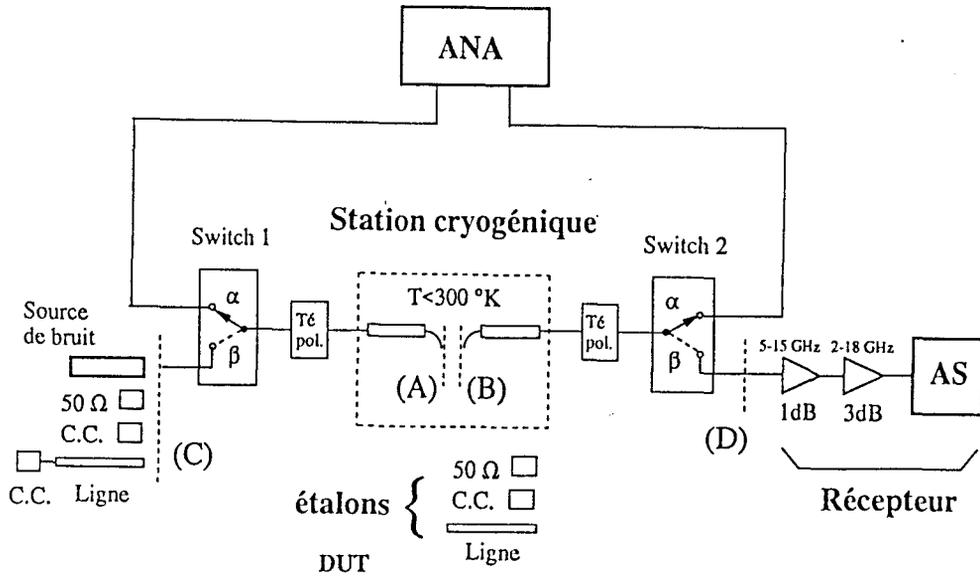


figure 36 : Schéma du banc de mesure de bruit HF

b) Principe

La présence d'un court-circuit à l'entrée d'un quadripôle conduit à une dépendance sinusoïdale (figure 37) du facteur de bruit sur une plage de fréquence réduite ($\delta f = 500$ MHz). Appelons F_{cc} ce facteur de bruit.

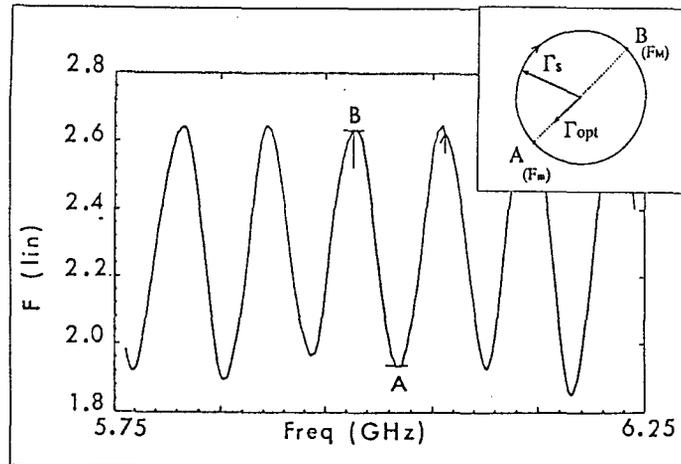


figure 37 : Evolution du facteur de bruit lorsqu'un court-circuit est présenté à l'entrée (F_{cc})

Cette évolution est principalement liée à la rotation de Γ_{sc} (vu par le récepteur) par rapport à Γ_{opt} lorsqu'un court-circuit est connecté à l'entrée (figure 38).

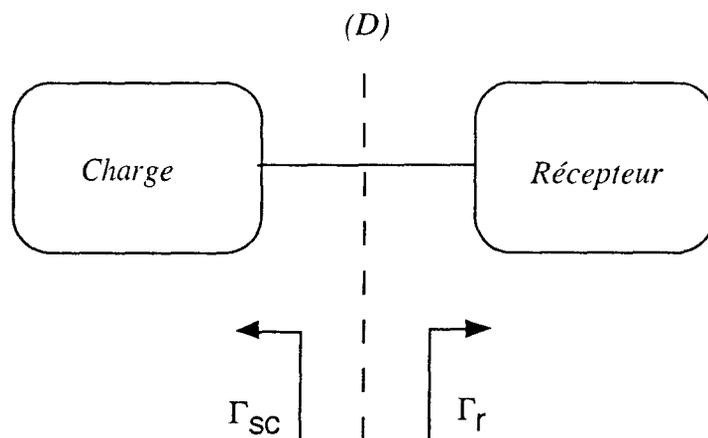


figure 38 : Désadaptation

Contrairement à toutes les méthodes utilisées jusqu'à présent, la dépendance fréquentielle du facteur de bruit F_0 en présence d'une désadaptation relativement importante est étudiée.

La détermination des 4 paramètres de bruit est obtenue par calcul à partir de 3 mesures du facteur de bruit F_0 sous des conditions spécifiques (figure 39) :

- Γ_{sc} et Γ_{opt} en phase ; dans ce cas, $F_0 = F_{min}$ (ce qui correspond au point A de la figure 33)
- Γ_{sc} et Γ_{opt} en opposition de phase ; F_0 est alors maximum et égal à F_M (point B)
- $\Gamma_{S50} = 0$; ce qui correspond au cas $F_0 = F_{50}$ (point C)

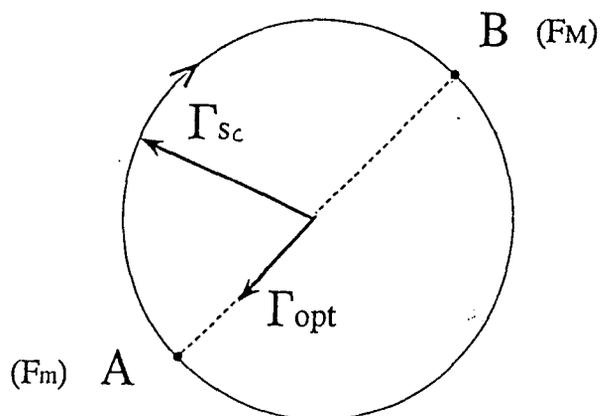


figure 39 : Combinaison des coefficients de réflexion

Hypothèses de validité :

Cette méthode est valable dans la mesure où l'évolution de F_0 avec la fréquence est uniquement liée à celle de Γ_{sc} . Ce qui impose les conditions suivantes :

- la phase de Γ_{SC} varie rapidement avec la fréquence sur la plage δf . Sur cette plage, la rotation doit être d'un à deux tours, ce qui correspond typiquement dans le cadre de notre expérience à $\delta f = 500$ MHz.

- Les variations de R_n et Γ_{opt} sont négligeables sur δf avec $mod(\Gamma_{SC}) = \text{constante}$ et $\Gamma_{opt} = \text{constante}$ (module et phase)

La position de 2 maximums successifs (figure 39) indique la variation de la phase avec la fréquence ; celle-ci correspond à la variation fréquentielle de Γ_{opt} . La détermination de la **phase de Γ_{opt}** consiste alors à identifier un maximum (ou un minimum) de F_{CC} et à mesurer sa position en fréquence. En effet, pour ce maximum :

$$\text{phase}(\Gamma_{opt}) = \text{phase}(\Gamma_S) + \pi \quad (41)$$

Les informations relatives à la phase sont donc clairement exploitées.

L'extraction des 3 autres paramètres de bruit s'effectue en résolvant les équations suivantes, à partir des 3 informations extraites de la mesure de F_{CC} . A savoir F_{50} (lorsqu'une charge 50Ω est connectée à l'entrée) ainsi que F_m et F_M qui sont respectivement les maximums et les minimums de F_{CC} (figure 37) :

$$R_n = \frac{Z_0 (F_{50} - F_m)}{4 \text{Den}} \quad (42)$$

$$\text{avec : Den} = \frac{|\Gamma_{opt}|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2} - \frac{(|\Gamma_{SC}| - |\Gamma_{opt}|)^2}{1 - |\Gamma_{SC}|^2}$$

$$R_n = Z_0 \frac{(1 - |\Gamma_{SC}|^2)(F_M - F_m)}{16 |\Gamma_{SC}|} \cdot \frac{|1 + \Gamma_{opt}|^2}{|\Gamma_{opt}|} \quad (43)$$

$$F_{\min} = F_{50} - \frac{4 R_n}{Z_0 |1 + \Gamma_{opt}|^2} \cdot \frac{|\Gamma_{opt}|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} \quad (44)$$

Les étapes de calcul sont les suivantes :

- détermination des facteurs de bruit sous 3 conditions spécifiques : F_m , F_M , F_{50} ;
- détermination de la phase **phase(Γ_{opt})**.

- on fait varier le module de Γ_{opt} , $\text{mod}(\Gamma_{opt})$ de 0,1 à 0,99 ; la résistance de bruit R_n est calculée avec 2 formules différentes (formules (42) et (43)) ; les 2 valeurs obtenues sont alors comparées.

- lorsque l'erreur entre les deux calculs de R_n est suffisamment faible (lorsqu'il y a quasiment égalité), on détermine le **mod(Γ_{opt})** ; puis, on recalcule tous les autres paramètres : **R_n** est recalculé avec (42) et **F_{min}** par (44).

Pour évaluer la précision de la méthode, les mesures sont effectuées avec différents court-circuits ; parfois cinq court-circuits différents. Une moyenne de ces différentes mesures peut être effectuée de façon à réduire cette erreur.

On retrouve les mêmes comportements aux mêmes fréquences. Ce qui signifie que les erreurs sont des erreurs systématiques du banc de mesure ou des algorithmes d'extraction. Les résultats obtenus à une même fréquence et à une même température peuvent alors être comparés.

c) Caractérisation hyperfréquence

Les paramètres S des différents sous-ensembles du banc de mesure sont mesurés de façon complète et reproductible. La calibration en paramètres S s'effectue classiquement à l'aide d'étalons de calibration. Trois calibrations dans les différents plans sont effectués : une calibration "full 2-ports" entre les plans A et B et 2 calibrations 1-port dans les plans C et D (lorsqu'un "thru" est inséré entre les points). Ainsi, une détermination précise du banc de mesure est assurée (tous les 40 MHz).

IV.3.2. Caractérisation du récepteur

a) Détermination du gain propre G_0 du récepteur

La mesure du gain du récepteur consiste à appliquer deux niveaux de puissance de bruit connus, à l'aide du générateur de bruit. La mesure des deux puissances P_H et P_C va permettre d'étalonner le gain du récepteur (figure 40).

$$kBG_0 = \frac{P_H - P_C}{T_H - T_C} \cdot \frac{1}{\alpha \mu} \quad (45)$$

Les puissances de bruit mesurées par le récepteur pour les deux états du générateur de bruit (P_H dans l'état "on" et P_C dans l'état "off") sont exprimées en fonction des températures équivalentes de bruit dans les relations suivantes :

$$P_H = [T_H \alpha + (1 - \alpha) T_{\text{eff}} + T_r] \mu \text{kBG}_0$$

$$P_C = [T_C \alpha + (1 - \alpha) T_{\text{eff}} + T_r] \mu \text{kBG}_0$$

où

T_H : température chaude de la source de bruit (source de bruit)

T_C : température froide de la source de bruit (charge 50 Ω)

T_{eff} : température physique de l'étage amont (entre les plans C et D)

T_r : température équivalente de bruit du récepteur

α : pertes de l'étage amont (entre C et D)

μ : coefficient de désadaptation du récepteur

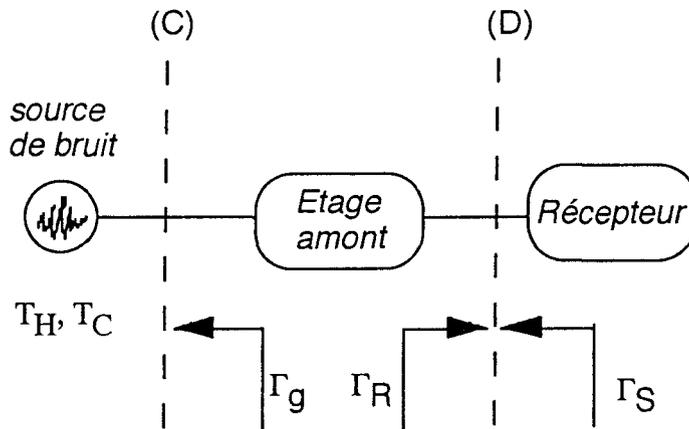


figure 40 : Désadaptation

Définition de α :

Les pertes en amont correspondent au gain disponible du quadripôle passif amont. L'expression du gain disponible d'un quadripôle en fonction des paramètres S du quadripôle et du coefficient de réflexion à l'entrée Γ_g est donnée par l'expression suivante :

$$\alpha = \frac{1 - |\Gamma_g|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_g|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{(1 - |S'_{22}|^2)} \quad (46)$$

$$\text{avec : } S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_g}{1 - S_{11} \Gamma_g}$$

où S_{ij} sont les paramètres S entre les plans C et D.

Si le générateur est bien adapté, α sera égal à : $\alpha_0 = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{22}|^2)}$

Définition de μ :

$$\mu = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_R|^2} \quad (47)$$

avec :

Γ_S : coefficient de réflexion présenté au récepteur dans le plan D

Γ_R : coefficient de réflexion du récepteur dans le plan D

b) Détermination du facteur de bruit F_r du récepteur

La détermination du facteur de bruit F_r du récepteur en fonction de la fréquence est effectuée en présentant un coefficient de réflexion connu (un court-circuit) à l'entrée du système dans le plan (C). La relation utilisée est la suivante :

$$F_r = \frac{P_B}{\mu k_B G_0 T_0} - \frac{T_a}{T_0} + 1$$

avec

P_B : puissance mesurée à l'analyseur de spectre

μ : coefficient de désadaptation du récepteur compte tenu du coefficient de réflexion dans le plan (C)

T_a : température ambiante

T_0 : température de référence (290 K)

IV.3.3. Méthode d'extraction des quatre paramètres de bruit

a) Calcul du facteur de bruit global (transistor + récepteur)

Il s'agit de déterminer la puissance de bruit P_B mesurée avec le récepteur dans le plan D :

$$P_B = [T_e + T_a] k B G_T G_0 \quad (48)$$

avec :

$G_T = \mu G_{av}$: gain d'insertion

$$G_{av} = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2) |S_{21}|^2}{|1 - \Gamma_S S_{11}|^2 (1 - |S'_{22}|^2)} : \text{gain disponible (entre A et D)}$$

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - \Gamma_S S_{11}} : \text{impédance vue par le récepteur}$$

$$G_0 = (1 - |\Gamma_r|^2) G_r : \text{gain d'insertion du récepteur adapté}$$

G_r : gain d'insertion du récepteur

T_a : Température ambiante

T_e : Température du montage global (en A)

Le facteur de bruit de la chaîne totale, F_{total} , associé à la température de bruit T_e s'exprime :

$$F_{total} = \frac{T_e}{T_0} + 1 = \frac{P_B}{k B T_0 G_0 \mu G_{av}} - \frac{T_a}{T_0} + 1 \quad (49)$$

b) Détermination du facteur de bruit du transistor seul

Le facteur de bruit du transistor seul s'extrait à partir du facteur de bruit du banc de mesure entre les plans A et D. La puissance de bruit mesurée dans le plan D peut s'écrire de façon plus détaillée :

$$P_B = [(T_a + T_{dut}) G_{dut} G_{out} + T_{out} G_{out} + T_r] k B \mu G_0 \quad (50)$$

avec :

G_{dut} : gain disponible du transistor

$G_{out} = \frac{1}{F_{out}}$: gain disponible du montage entre B et D

F_{out} : facteur de bruit du montage entre les plans B et D

T_{dut} : température de bruit du DUT

T_{out} : température de bruit du montage entre les plans B et D

Il s'ensuit l'expression du facteur de bruit propre du transistor :

$$F_{dut} = F_{total} - \frac{F_r - G_{out}}{G_{dut} G_{out}} \quad (51)$$

c) Mise en place de la méthode à basse température

La méthode utilisée pour calculer le facteur de bruit du transistor doit maintenant être modifiée à deux niveaux. La puissance de bruit présentée à l'entrée du transistor n'est plus T_a mais T_{in} ce qui modifie le calcul du facteur de bruit global F_{total} . D'autre part, la méthode d'épluchage qui permet de calculer F_{dut} doit tenir compte du gradient de température entre les plans B et D.

La puissance de bruit totale P_B reçue par le récepteur est :

$$P_B = [(T_{in} + T_{dut}) G_{dut} G_{out} + T_{out} G_{out} + T_r] k B G_T \mu G_0 \quad (52)$$

avec :

$T_{in} = T_a G_{in} + (1 - G_{in}) T_1$: bruit incident en A

G_{in} : gain disponible entre C et A

T_1 : température équivalente de (CA)

$T_{out} = \frac{1 - G_{out}}{G_{out}} T_r$: température de bruit de (BD)

T_r : température équivalente de (BD)

Les autres grandeurs gardent les définitions données en (50). Si les pertes étaient uniformes et le gradient de température constant, les températures T_1 et T_r seraient simplement la moyenne arithmétique entre T_a et la température physique du transistor. Comme G_{in} dépend du module du coefficient de réflexion présenté dans le plan A, T_{in} en dépend également.

On obtient pour le facteur de bruit F_{total} associé au système :

$$F_{total} = \frac{P_B}{k B T_0 G_0 \mu G_{av}} - \frac{T_{in}}{T_0} + 1$$

Et pour la correction dans le calcul du facteur de bruit du transistor :

$$F_{dut} = F_{total} - \frac{1 - G_{out}}{G_{dut} G_{out}} \frac{T_r}{T_0} - \frac{F_r - 1}{G_{dut} G_{out}} \quad (53)$$

V. Conclusion

Les bases théoriques nécessaires à la compréhension et au développement d'un amplificateur cryogénique faible bruit ont été détaillées dans ce premier chapitre. Les différentes méthodes de conception d'un amplificateur ont été détaillées. Le fonctionnement du composant actif adapté pour une utilisation dans un amplificateur faible bruit a été expliqué. Nous retiendrons plus particulièrement la difficulté que pose la mise en place des différentes méthodes de mesure à basse température.

Plusieurs méthodes spécifiques de mesures de bruit ont été développées ici. Deux de ces méthodes ont été utilisées au cours de mon travail de thèse :

□ La première, qui utilise la variation fréquentielle du facteur de bruit lorsqu'un court-circuit est placé à l'entrée d'un quadripôle, pour la caractérisation de transistors du commerce. Ces mesures ont permis la sélection du composant optimum pour répondre à une application spécifique : la réalisation d'un amplificateur cryogénique faible bruit dans la bande de fréquence 8 - 12 GHz pour une application spatiale.

□ La seconde, qui est basée sur un modèle de bruit extrinsèque à deux paramètres, a permis la caractérisation en bruit de transistors sur InP développés à l'Université de Chalmers. L'application dans ce cas étant la réalisation d'un amplificateur 119 GHz, placé en tête du récepteur satellitaire ODIN.

Bibliographie chapitre 1

[1] H. Zirath, I. Angelov, C. Karlsson and N. Rorsman

"A Monolithically Integrated F-Band InAlAs/InGaAs/InP HFET Amplifier"

95 Gigahertz, Nationalt Symposium om Mikrovagstenik och Hoghastighetselectronik, Göteborg, Nov. 1995

[2] Fazal Ali, Aditya Gupta

"HEMTs and HBTs : Devices, Fabrication, and Circuits"

Artech House, 1991.

[3] R. Soares, J. Graffeuil et J. Obregon

"Applications des transistors à effet de champ en arséniure de gallium"

Collection technique et scientifique des Télécommunications, Eyrolles

[4] J. B. Johnson

"Thermal Agitation of Electricity in Conductors"

Physical Review, pp. 97-109, July 1928

[5] H. Nyquist

"Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors"

Physical Review, pp. 110-113, July 1928

[6] H. T. Friis

"Noise Figures of Radio Receivers"

Proc. of the IRE, 32, pp. 419-422, July 1944

[7] Note d'Applications Hewlett Packard 57-1

"Principes fondamentaux des mesures de facteur de bruit en radiofréquences et en hyperfréquences"

[8] G. Gonzalez

"Microwave Transistor Amplifiers - Analysis and Design"

Pentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1984

[9] George D. Vendelin

"Amplificateurs et oscillateurs microondes"

Masson, 1984

[10] Svein Iversen

"The Effect of Feedback on Noise Figure"

Proc. IEEE, vol. 63, pp. 540-542, March 1975

[11a] George D. Vendelin

"Feedback Effects on the noise Performance of GaAs MMESFETs"

IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., 1975, pp. 324-326

[11b] A. Anastassiou, M. J. O. Strutt

"Effect of source lead inductance on the noise figure of a GaAs FET"

Proc. IEEE, pp. 406-408, March 1974

[12] P. F. Combes, J. Graffeuil, J. F. Sautereau

"Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes"

Dunod Université, Bordas 1985

[13] K. Honjo

"Applications of HBTs"

Solid State Electronics, vol. 38, no. 9, pp. 1569-1573, 1995

[14] Alain Sylvestre

"Evolution des propriétés électriques et physiques aux basses températures de transistors à effet de champ à hétérojonction à grille courte sur substrat InP"

Thèse de doctorat, Université de Paris XI, 1996

[15] L. D. Nguyen, M. V. Le, T. Liu, K. Kaneko, E. Holzman, M. J. Delaney

"Millimeter wave InP HEMT technology : performances and applications"

Solid State Electronics, vol. 38, no. 9, pp. 1575-1579, 1995

[16] Frédéric Aniel

"Les transistors à effet de champ à hétérojonction sur GaAs et grille ultra-courte aux basses températures : Evolution des propriétés électriques et physiques"

Thèse de doctorat, Université de Paris XI, 1995

[17] F. Ali, I. Bahl, A. Gupta

"Microwave and Millimeter wave heterostructure Transistors and their applications"

Artech House

[18] R. L. Anderson

IBM, J. Res and Dev., 4, p. 283, 1960

[19] A. Ketterson and al.

"High transconductance InGaAs/GaAs pseudomorphic modulation-doped field-effect transistors"

IEEE Electron Device Letters, EDL-6, 12, p. 628, 1985

[20] Serge Gourier

"Technologies HEMT et P-HEMT"

Ecole d'été MMIC, Orsay 1993

[21] Alex Kastalsky and Richard A. Kiehl

"On the Low-Temperature Degradation of (AlGa)As/GaAs Modulation-Doped Field-Effect Transistors"

Microwave and Millimeter-wave heterostructure Transistors and their applications (F. Ali, I. Bahl, A. Gupta) - Artech House-

[22] J. A. Reynoso-Hernandez, L. Escotte, R. Plana, and J. Graffeuil

"Microwave noise figure in MESFETs and HEMTs with kink effect and (or) parallel conduction"

Proc. 1992 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., pp. 289-291

[23] Corinne Boutez, Paul Crozat, Valérie Danelon, Michel Chaubet, Pascal Febvre and Gérard Beaudin

"Low Noise Cryogenically Cooled 8-12 GHz Amplifier for Future Space Applications"

International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 18, No. 1, January 1997

[24] Alvaro A. De Salles and Murilo A. Romero

"AlGaAs/GaAs HEMT's under optical illumination"

IEEE TMTT, vol. 39, No. 12, Dec. 1991.

- [25] Y. Jin, B. Etienne, F. Pardo, G. Faini, H. Launois
"High Transconductance Al_{0,3}Ga_{0,7}As/GaAs MODFETs"
Microelectronic Engineering, no. 11, p. 113, 1990
- [26] L. Escotte, J. Rayssac, J. Graffeuil
"Caractérisation de transistors micro-ondes à hautes mobilité électronique pseudomorphiques jusqu'aux températures cryogéniques"
Rapport LAAS, septembre 1994
- [27] A Belache, A. Vanoverschelde, G. Salmer, M. Wolny
" Experimental analysis of HEMT behavior under low-temperature conditions"
IEEE Transac. Electron Devices, vol. 38, No 1, pp. 2787-2795, Jan 1991.
- [28] P. Crozat, J. C. Hénaux, G. Vernet
"Precise determination of open circuit capacitance of coplanar probes for on-wafer automatic network analyser measurement"
Electronic Letters, vol. 27, no. 16, August 1991
- [29] Yan Jin
"Evolution des paramètres électriques des TEGFET AlGaAs/GaAs et pseudomorphiques AlGaAs/InGaAs/GaAs de longueurs de grille ultra courtes"
Thèse de doctorat, Université de Paris XI, 1993
- [30] H. Rothes and W. Dahlke
"Theory of Noisy Fourpoles"
Proc. IRE, vol. 44, pp. 811-818, June 1956
- [31] David M. Pozar
"Microwave engineering"
Addison-Westley Publishing Company
- [32] Ali Boudiaf
"Développement d'un banc automatique de mesure des paramètres de bruit en hyperfréquence. Caractérisation et modélisation en bruit de transistors à effet de champ III-V"
Thèse de doctorat, Université de Paris XI, 1993

[33] A. Cappy

"Noise modeling and measurements techniques"

IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol MTT-36, pp. 1-10, jan. 1988.

[34] A. Van der Ziel

"Thermal noise in field effect transistor"

Proc. IRE, vol. 50, pp. 1808-1812, 1962

[35] H. Fukui

"Optimal noise figure of microwave GaAs MESFET's"

IEEE Trans. Electron Devices, vol ED-26, pp. 1032-1037, July 1979.

[36] D. Delagebeaudeuf, J. Chevrier, J. Laviron, P. Delescluse

"A new relationship between the Fukui coefficient and optimal current value for low-noise operation of field-effect transistors"

IEEE Electron Device Lett., 14(25), pp. 818-820, December 1978.

[37] Alain Cappy

"Propriétés physiques et performances potentielles des composants submicroniques à effet de champ : structures conventionnelles et à gaz d'électrons bidimensionnel"

Thèse de doctorat, Université de Lille, 1986

[38] Marian W. Pospieszalski, Sander Weinreb, Roger N. Norrod, and Ronald Harris

"FET's and HEMT's at cryogenic Temperatures. Their Properties and Use in Low-Noise Amplifiers"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 3, March 1988

[39] F. Séjalon

"Conception et réalisation d'amplificateurs cryotechniques faible bruit à base de transistors à effet de champ dans la bande 16-20 GHz"

Thèse de doctorat, Université Paul SABATIER, Toulouse, Octobre 93.

[40] H. Alloul, H. Schulz

"Introduction à la supraconductivité"

Majeure de Physique, Ecole Polytechnique, 1990

[41] Dominique Chauvel

"Mise en oeuvre de techniques de mesures cryogéniques pour la caractérisation hyperfréquence de circuits supraconducteurs à haute T_c. Application aux résonateurs planaires et conception d'oscillateurs à transistors HEMT refroidis"

Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1993

[42] Fariba Mehri

"Etude d'une méthode de mesure de la conductivité complexe en microondes de films minces supraconducteurs à haute température critique"

Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1994

[43] Olivier Llopis

"Caractérisation hyperfréquence des supraconducteurs à haute température critique en vue de l'application à l'oscillateur micro-onde cryogénique"

Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, 1991

[44] - R.L. Kautz

"Picosecond pulses on superconducting striplines"

J. Appl. Phys., vol. 49, no. 1, pp. 308-314, January 1978

[45] J. Bardeen, L. N. Cooper, and J. R. Schrieffer

"Theory of Superconductivity"

Phys. Rev., vol. 108, no. 5, pp. 1175-1204, Dec. 1957

[46] J.C. Mage

"Les supraconducteurs et leurs applications aux circuits microondes"

Journées Nationales Microondes, Montpellier 1991

[47] Rapport final ESIEE, contrat DRET No. 93MO2TO

"Mise au point d'un modèle de ligne microstrip sur film supraconducteur HTSC"

Juin 1994

[48] G. W. C. Kaye and T. H. Laby

"Table of Physical and Chemical Constants"

Longmans Green, London, 1966

[49] Communication privée : Thomson-CSF/LCR (J.C. Mage)

[50] P. Febvre, C. Boutez, S. George and G. Beaudin
"Models of superconducting microstrip and coplanar elements for millimeter applications"
Proceedings of the International Conference on Millimeter and Submillimeter Waves and Applications II, vol. SPIE 2558, San Diego Convention Center, 9-14 July 1995

[51] P. Crozat, D. Bouchon, J.C. Henaux, R. Adde and G. Vernet
"Cryogenic on-wafer microwave network analyzer high precision measurements (0.1-40 GHz) of microelectronic devices"
Proc. on Low temperature electronics and high temperature superconductivity, edited by electrochem. society, vol. 93-22, pp. 283-293, 1993

[52] L. Escotte, J.P. Roux, J. Rayssac et J. Graffeuil
"Etude des paramètres de bruit de transistors hyperfréquences à basse température"
Rapport LAAS No. 94358, Avril 1994

[53] L. Escotte et al
"Using cold FET to check accuracy of microwave noise parameter test set"
Electron. Lett., vol. 27, no. 10, pp. 833-835, May 9, 1991

[54] G. Dambrine, H. Happy, F. Danneville, A. Cappy
"A new method for on-wafer noise measurement"
IEEE-MTT, vol. 41, no. 3, pp.375-381, March 1993

[55] P. Crozat, C. Boutez, M. Chaubet, V. Danelon, A. Sylvestre and G. Vernet
"50 Ω noise measurements with full receiver calibration without tuner"
Electronics Letters, 1st february 1996, vol. 32, No. 3, pp. 261-262

[56] R. Q. Lane
"The determination of device noise parameters"
Proc. IRE, vol. 48, pp. 60-68, Jan. 1960

[57] Laurent Escotte, Frédéric Séjalon, and Jacques Graffeuil
"Noise Parameter Measurement of Microwave Transistors at Cryogenic Temperature"
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 43, no. 4, August 1994

[58] L. Escotte et al
"Using cold FET to check accuracy of microwave noise parameter test set"
Electron. Lett., vol. 27, no. 10, pp. 833-835, May 9, 1991

- [59] Abdennaceur Baghdad
"Etude expérimentale des transistors à effet de champ microondes dans des conditions très faible bruit et basses températures"
Thèse de doctorat, Université de Lille I, 1992
- [60] A. Baghdad and al
"22nd European Microwave Conference, Helsinki, Finland, August 1992
- [61] C. A. Liechti
"Microwave field effect transistors"
IEEE-MTT, June 1976, vol. 24, no. 6, pp. 279-300
- [62] B. Hughes
"A Temperature Noise Model for Extrinsic FETs"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 9, Sept. 1992
- [63] Marian W. Pospieszalski
"Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and Their Frequency and Temperature Dependence"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, NO. 9, September 1989
- [64] M. W. Pospieszalski, W. J. Lakatos, L. D. Nguyen, M. Liu, T. Liu, M. Le, M. A. Thompson and M. J. Delaney
"Q and E band Cryogenically-Coolable Amplifiers Using AlInAs/GaInAs/InP HEMT's"
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., 1995
- [65] M.W. Pospieszalski and al.
"Millimeter-Wave, Cryogenically-Coolable Amplifiers Using AlInAs/GaInAs/InP HEMT's"
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., pp. 515-518, Atlanta, GA, June 1993
- [66] J. M. Belquin, F. Danneville, A. Cappy, G. Dambrine
"HEMTs extrinsic noise model for millimeter waves integrated circuits design"
26th EuMC, pp. 900-902, Prague, 9-12 September 1996

[67] Gilles Dambrine

"Caractérisation des composants hyperfréquences en régime de fonctionnement linéaire"

Rapport pour l'obtention du Diplôme d'Habilitation à Diriger des Recherches en Sciences
Université des Sciences et Technologies de Lille, 1996

[68] F. Danneville, H. Happy, G. Dambrine, J. M. Belquin and A. Cappy

"Microscopic Noise Modeling and Macroscopic Noise Models : How Good a Connection ?"

IEEE Transactions on Electron Devices, VOL. 41, NO. 5, May 1994

[69] G. Dambrine, J. M. Belquin, F. Danneville and A. Cappy

"On the validity of a new extrinsic model of HEMTs required for millimeter wave circuit design"

1996 International Workshop on Millimeter Waves, pp. 133-134

[70] H. Hillbrand and P. H. Russer

"An Efficient Method for Computer Aided Noise Analysis of Linear Amplifier Networks"

IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-23, NO. 4, April 1976

[71] P. Crozat, C. Boutez, G. Vernet

"Caractérisation en bruit de transistors en environnement cryogénique"

Rapport d'étude IEF - contrat CNES

Chapitre 2

Amplificateur en bande X : caractérisation des transistors

La conception d'un amplificateur cryogénique en bande X (8-12 GHz) à base de transistors nécessite le choix ainsi que la caractérisation des composants actifs. Dans le cadre d'un contrat CNES [1] (que nous détaillerons en introduction), nous avons préalablement sélectionné différents composants commerciaux dont les performances correspondaient à notre application spécifique. Afin d'effectuer ensuite le choix du composant qui sera retenu pour la réalisation de l'amplificateur, les transistors présélectionnés ont été entièrement caractérisés à l'IEF (Orsay) ; la station cryogénique [2] a permis des mesures de 300 K à 20 K, en statique et en hyperfréquences (paramètres S et facteur de bruit sous 50 Ω). Une nouvelle méthode d'extraction des quatre paramètres de bruit a été développée par cette même occasion [3]. En plus du facteur de bruit sous 50 Ω , une évaluation des quatre paramètres de bruit des transistors a été possible.

La caractérisation des transistors a été réalisée sous différentes conditions de polarisation afin de déterminer le point de polarisation optimum qui réalise le compromis faible bruit /

faible consommation. Des excursions du courant drain source allant d'une valeur minimale jusqu'au courant optimal annoncé par le constructeur ont par conséquent été effectuées.

Pour le même critère de faible consommation électrique, il a été décidé que l'on s'orienterait vers une utilisation des transistors non éclairés pour l'amplificateur ; ce qui évitera d'alimenter des diodes électroluminescentes fixées sur le couvercle du boîtier. Toutes les mesures ont donc eu lieu dans l'obscurité. Cependant, nous avons quand même réalisé quelques mesures sous lumière (que nous présentons dans § IV.2.) pour nous rendre compte de l'effet de l'illumination sur les caractéristiques statiques.

Des substrats spécifiques sur alumine ont été développés pour la caractérisation des composants.

L'ensemble des mesures effectuées à l'IEF est présenté dans ce chapitre : nous détaillerons les mesures statiques, de paramètres S et de bruit de 300 K à 20 K et en fonction de la polarisation.

Nous justifierons les raisons qui ont motivé le choix final du transistor pour cette application spécifique.

I. Introduction

Le travail présenté dans ce chapitre s'inscrit dans le contexte d'un contrat CNES. L'objectif de ce contrat était de répondre à un appel d'offre pour la partie amplificateur à fréquence intermédiaire du projet FIRST [4].

Le projet FIRST (Far InfraRed Space Telescope) a été sélectionné comme quatrième pierre angulaire de l'ESA. Son lancement est prévu à l'horizon 2006. Dans sa définition actuelle, cet instrument est composé de :

- 8 canaux de 490 à 900 GHz dont la solution nominale est l'utilisation de mélangeurs SIS.
- plus un canal à 1150 GHz dont le récepteur sera réalisé à l'aide d'un mélangeur à diodes Schottky refroidi à 30 K.

Deux objectifs peuvent être visés au travers de cet amplificateur refroidi :

- soit l'obtention d'une température équivalente de bruit minimum.

- soit une diminution de la puissance consommée du préamplificateur, limitant ainsi sa charge thermique (modification du point de polarisation) ; une puissance thermique limitée est en effet très intéressante pour les scientifiques car elle permet l'utilisation simultanée de plusieurs canaux et elle implique une augmentation des temps d'observation.

L'application FIRST avec des mélangeurs SIS nécessite un refroidissement vers 4 K. Les préamplificateurs sont, quant à eux, situés sur des enceintes intermédiaires (20/30 K). L'emploi d'une machine cryogénique spécifique pour les circuits Supraconducteurs à Haute Température Critique (SHTC) ayant toujours été dans le passé un élément limitatif à ses applications, nous disposons ainsi d'un cadre test pour étudier l'apport des SHTC pour les circuits hyperfréquences.

L'objet de ce contrat était donc d'étudier l'apport des SHTC pour la réalisation des circuits d'accord d'un amplificateur cryogénique faible bruit.

Les performances recherchées de l'amplificateur cryogénique pour une température de fonctionnement inférieure à 20-30 K sont :

- Température de bruit $\leq 20/25$ K
- Bande ≥ 4 GHz à -1 dB
- Gain ≥ 20 dB (ondulation ≤ 1 dB)
- Consommation électrique < 30 mW

L'amplificateur a été conçu avec le compromis faible température de bruit et faible consommation.

Ce contrat a été établi en partenariat avec l'Institut d'Electronique Fondamentale qui a été chargée de la caractérisation des transistors.

I. Choix préliminaire de trois transistors du commerce

Nous avons effectué une étude de marché des transistors faible bruit disponibles commercialement.

Toutes les mesures que nous avons effectuées ont eu pour objectif d'effectuer le choix du composant adéquat pour notre application mais aussi de disposer d'informations pour la conception de l'amplificateur faible bruit.

I.1. Critères de choix

Le premier choix s'est effectué en comparant les données fournies par les différents constructeurs : les critères ont été une utilisation adaptée pour notre bande de fréquence (8-12 GHz), un facteur de bruit minimum, NF_{min} , le plus faible possible ainsi qu'une consommation électrique faible. Ce premier choix a conduit à la présélection de 4 transistors.

Le composant retenu pour la réalisation de l'amplificateur cryogénique a ensuite été choisi sur la base d'un bon comportement aux températures cryogéniques ; ce qui imposait des caractéristiques statiques correctes, un faible facteur de bruit minimum NF_{min} , une résistance de bruit réduite ainsi qu'une faible consommation à basse température.

I.2. Transistors choisis

Cette étude de marché nous a mené à la présélection de 4 transistors du commerce : tous sont des HEMTs pseudomorphiques sur substrat d'AsGa présentant des caractéristiques très faible bruit et adaptés à une utilisation en bande X : 2 Fujitsu (le FHX13X et le FHR20X), 1 Mitsubishi (MGFC4418D03) et 1 NEC (NE32400). Le tableau I rassemble les différentes caractéristiques spécifiées par les constructeurs. Les dimensions des grilles sont également indiquées (longueur L_g x largeur W_g).

Table 1 : Paramètres constructeur des quatre transistors du commerce présélectionnés (données à 12 GHz et à température ambiante).

| | FHX13X Fujitsu | FHR20X Fujitsu | MGFC4418D Mitsubishi | NE32400 NEC |
|---|-------------------|-------------------|-------------------------|----------------|
| NFmin (dB) | 0,45 | 0,45 | 0,55 | 0,6 |
| Γ_{opt} amplitude | 0,61 | 0,72 | 0,6 | 0,66 |
| Γ_{opt} phase (deg) | 79 | 52,3 | 82,7 | 92 |
| Rn (Ω) | 8,5 | 13,5 | 12 | 10,4 |
| Gas (dB) | 12,5 | 10 | 11,5 | 11 |
| polarisation (Vds ; Ids) | 2 V ; 10 mA | 2 V ; 5 mA | 2 V ; 10 mA | 2 V ; 10 mA |
| Lg x Wg (μm x μm) | 0,25 x 200 | 0,25 x 100 | 0,25 x 200 | 0,25 x 200 |

Aucun transistor n'est qualifié pour une utilisation à une température inférieure à - 65 °C. Toutefois, certains laboratoires ont déjà testé des composants similaires à ceux que nous avons sélectionnés, et ceux-ci se sont révélés avoir un comportement correct en cryogénie [5 à 9].

Selon les données fournies par les différents constructeurs, les 2 transistors de chez Fujitsu présentaient les caractéristiques en bruit les plus intéressantes (ils avaient les facteurs de bruit les plus faibles). Avec cependant une préférence pour le FHR20X qui annonçait une consommation réduite de moitié par rapport aux autres transistors ; en effet, la polarisation optimale de bruit de ce transistor était annoncée comme étant Vds = 2 V et Ids = 5 mA au lieu de 2 V et 10 mA pour tous les autres transistors.

Structure des transistors présélectionnés

Tous les transistors possèdent une double grille hormis le FHR20X. Ci-dessous, nous présentons l'implantation d'un transistor double grille (le FHX13X) et du simple grille (le FHR20X).

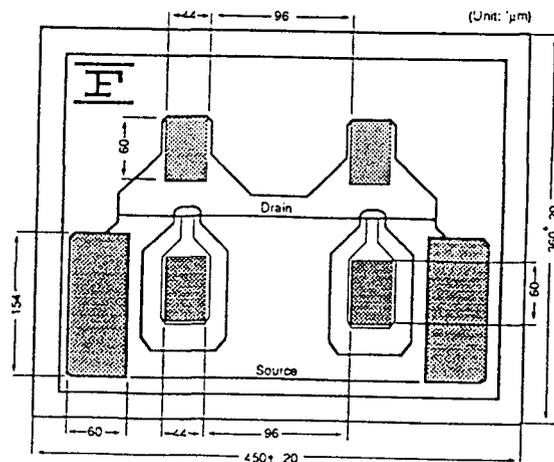


figure 1 : Implantation du FHX13X

II. Définition de substrats spécifiques

Les composants actifs ont été caractérisés dans la perspective de la conception de l'amplificateur. Nous avons par conséquent choisi de réaliser des substrats spécifiques. Les composants à tester sont collés sur un substrat d'alumine et thermocompressés jusqu'aux accès de lignes coplanaires qui ont été spécifiquement gravées. Ainsi :

- les mesures comprennent donc les transistors et les thermocompressions ; la prise en compte des thermocompressions dans les simulations est par conséquent automatiquement incluse.
- nous avons ainsi la même configuration que celle de l'amplificateur final (substrat d'alumine et puces thermocompressées).
- l'espacement des plots des transistors à tester n'est pas tout à fait identique à l'écartement des pointes coplanaires de la station sous pointes (150 μm entre chaque pointe).

Le substrat d'alumine réalisé* (figure 2) comporte différents motifs en lignes coplanaires d'impédance 50 Ω : des emplacements pour les transistors mais aussi des éléments pouvant servir à une calibration (des court-circuits, circuits ouverts, lignes de longueurs différentes...). Les pertes des lignes coplanaires ont été mesurées : elles ont permis d'évaluer les pertes que pourront présenter les circuits d'accord de l'amplificateur à basse température (chapitre 3 § II.1.2).

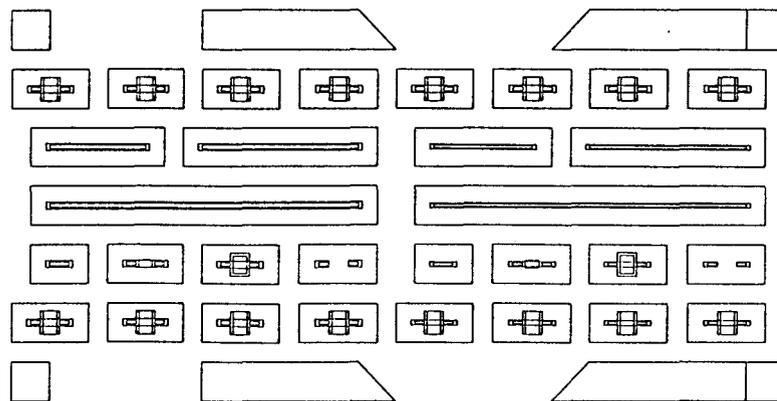


figure 2 : Substrat spécifique développé pour la caractérisation de transistors

* V. Thévenet : LARCA, Observatoire de Paris

La figure 3 présente un motif développé pour la caractérisation d'un transistor. Les puces ont été thermocompressées jusqu'aux accès des lignes coplanaires à l'aide de fils d'or de diamètre $18 \mu\text{m}$.

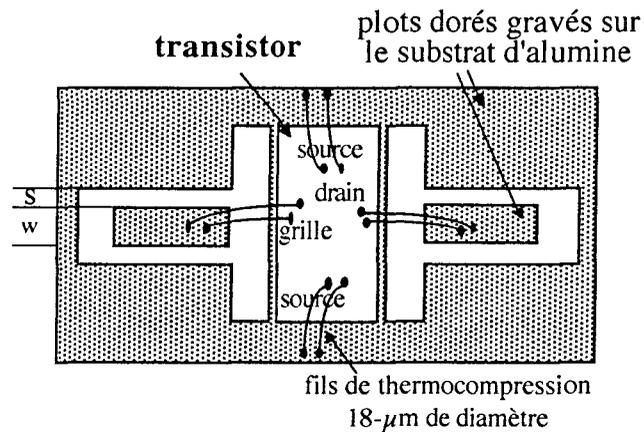


figure 3 : Lignes coplanaires sur substrat d'alumine pour la mesure des transistors. Le transistor en puce est collé sur le substrat d'alumine et thermocompressé sur les lignes coplanaires. Les mesures sont effectuées avec les pointes contactées sur les plots de grille et de drain.

Deux largeurs de lignes 50Ω correspondant aux 2 tailles de transistors ont été gravées : $100 \mu\text{m} * 43 \mu\text{m}$ (largeur w * espacement s) pour le FHX13X, le NE32400 et le MGFC4418D et $70 \mu\text{m} * 31 \mu\text{m}$ pour le FHR20X.

III. Les mesures statiques

Les mesures statiques ont été effectuées de façon automatique à l'aide d'un programme de contrôle de divers instruments à partir d'une station de travail. Celui-ci contrôle une alimentation continue programmable HP4142, une imprimante et une table traçante.

Elles ont permis d'observer le comportement des transistors dans le froid et de mettre en évidence certains phénomènes parasites. Différentes grandeurs ont également pu être extraites : la transconductance extrinsèque, la conductance de sortie...

Ce manuscrit étant essentiellement axé sur l'aspect utilisation des transistors dans un amplificateur, nous nous reporterons systématiquement à d'autres travaux qui traitent eux des composants dans le détail [10, 11,12].

III.1. Evolution des caractéristiques I_{ds} (V_{ds}) avec la température

Les quatre transistors présélectionnés ont été caractérisés en régime statique de 300 K à 20 K, excepté le Mitsubishi qui n'a été mesuré qu'à température ambiante. Il semble en effet qu'il y ait eu un problème sur le lot du MGFC4418D que nous avons reçu : seulement la moitié du canal est contrôlé et ceci a été vérifié sur 3 échantillons provenant de ce même lot (figure 6).

Le défaut systématique révélé par les caractéristiques statiques du transistor Mitsubishi nous a conduit à éliminer ce composant de la sélection.

Toutes les caractéristiques I_{ds} (V_{ds}) des autres transistors sont présentées en fonction de la température (à 300 K, 150 K, 77 K et 20 K) de la figure 4 à 7. Ces réseaux ont été obtenus suivant la seconde méthode décrite dans § Chap.1 III.3.2.a) : la polarisation de drain est fixée (à 0 Volt au départ) et on effectue un cycle de V_{gs} croissant puis décroissant dans la gamme désirée puis on incrémente successivement V_{ds} .

Un phénomène de collapse (effondrement des caractéristiques I_{ds} (V_{ds}) aux faibles tensions drain-source : $V_{ds} < 1,5$ V) a été observé sur chaque transistor à basse température.

III.1.1. Le FHX13X

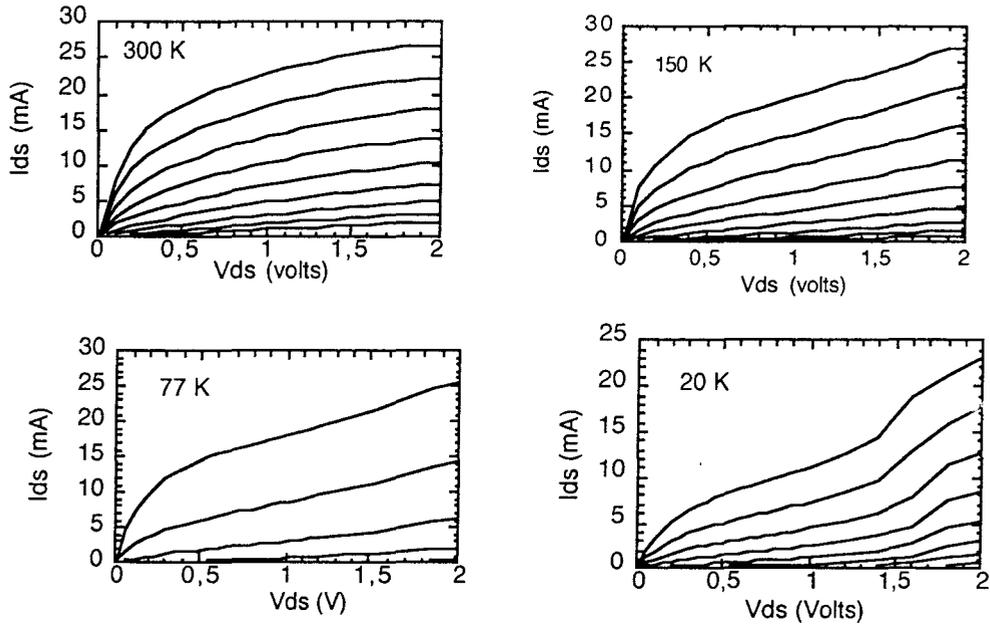


figure 4 : $I_{ds} = f(V_{ds})$ pour le transistor FHX13X de 300 K à 20 K.
 V_{gs} varie de -0,4 V à 0 V avec un pas de 0,05 V

Ce composant présente des pièges à basse température. Toutefois, à partir d'une certaine tension V_{ds} (typiquement $V_{ds} > 1,5$ V), il retrouve le même comportement qu'il présentait à température ambiante.

III.1.2. Le FHR20X

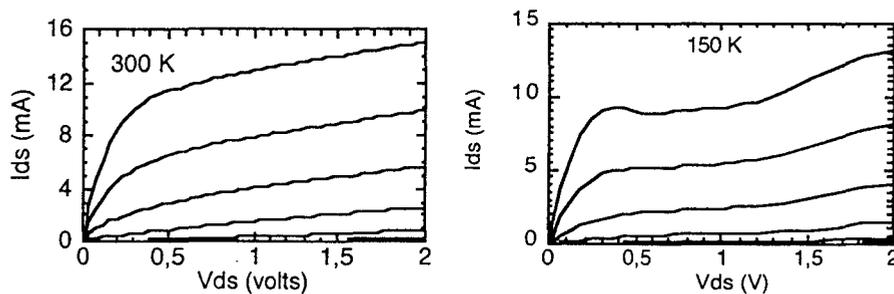


figure 5a : $I_{ds} = f(V_{ds})$ pour le transistor FHR20X de 300 K à 150 K.
 V_{gs} varie de -0,5 V à 0 V avec un pas de 0,1 V.

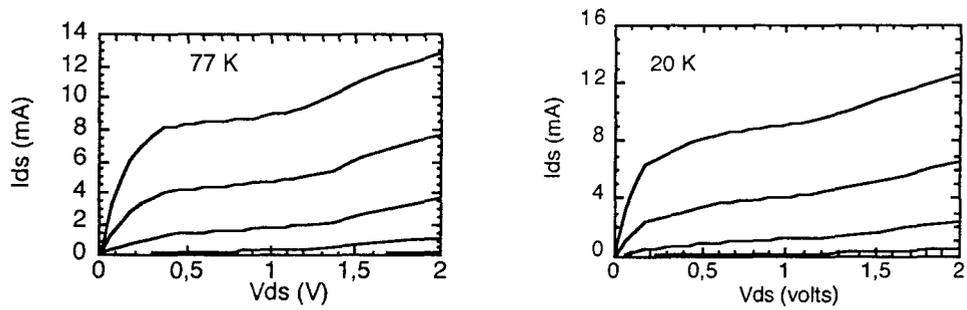


figure 5b : $I_{ds} = f(V_{ds})$ pour le transistor FHR20X de 77 K à 20 K.
 V_{gs} varie de -0,5 V à 0 V avec un pas de 0,1 V.

Ce composant présente beaucoup moins de pièges à basses températures que le transistor précédent.

III.1.3. Le MGFC4418D

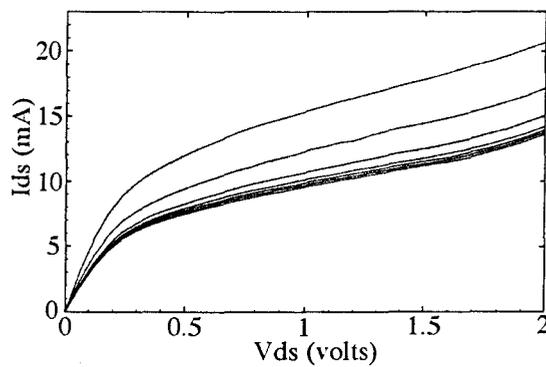


figure 6 : $I_{ds} = f(V_{ds})$ pour le transistor MGFC4418D à 300 K.
 V_{gs} varie de -0,6 V à 0 V avec un pas de 0,1 V.

Seulement la moitié du canal est contrôlé pour ce composant. Il n'a par conséquent été testé qu'à température ambiante.

III.1.4. Le NE32400

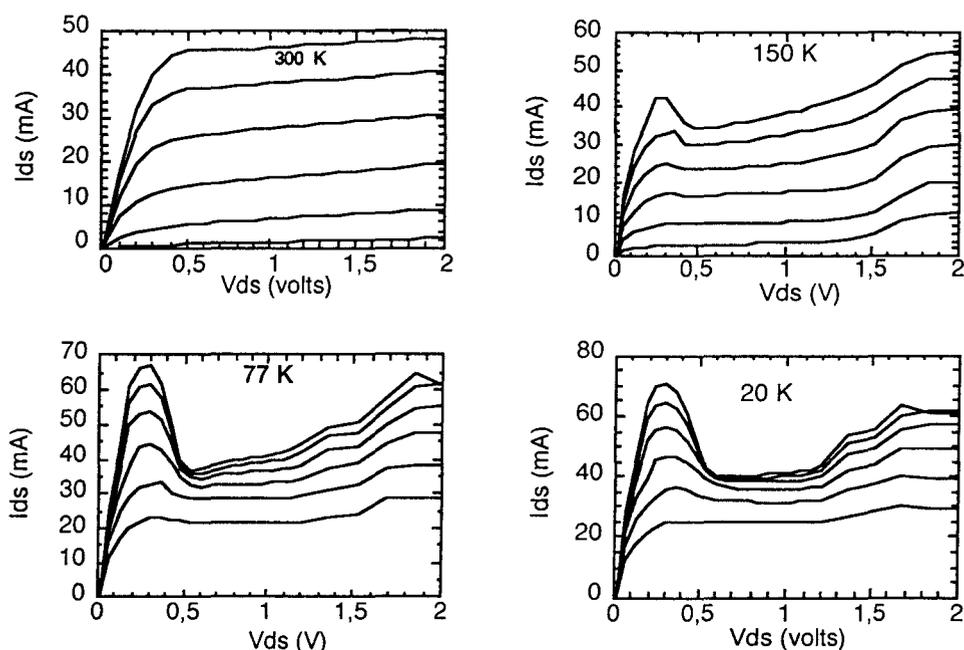


figure 7 : $I_{ds} = f(V_{ds})$ pour le transistor NE32400 de 300 K à 20 K.

V_{gs} varie de -0,9 V à 0 V avec un pas de 0,15 V à 300 K.

V_{gs} varie de -0,5 V à 0 V avec un pas de 0,1 V à 150 K, 77 K et 20 K.

Ce composant perd beaucoup de ses performances à basse température. Le piégeage est en effet très important, surtout pour des faibles niveaux de tension drain source. Il récupère ensuite un peu de ses performances lorsque V_{ds} augmente.

Ce transistor est le composant qui présente le plus d'anomalies à basse température parmi le lot de transistors que nous avons sélectionné.

III.1.5. Conclusion

Alors que toutes les caractéristiques à température ambiante ne présentaient pas de comportement anormal, ces composants ont tous révélé des anomalies à basse température.

Les FHX13X et FHR20X présentent un assez bon comportement dans le froid et peuvent parfaitement être utilisés avec une tension V_{ds} supérieure à 1,5 V. Le NEC semble quant

à lui fortement perturbé à 20 K, notamment pour des faibles tensions drain-source (V_{ds} inférieure à 0,5 V).

Le FHR20X s'est montré très sensible au montage et a en général assez mal supporté les thermocompressions. Ceci est probablement dû à sa petite taille.

Tous ces composants présentent des pièges à basse température. De façon à le vérifier, nous avons relevé les caractéristiques statiques en fonction de l'éclairement.

III.2. Influence de l'illumination sur les caractéristiques I_{ds} (V_{ds})

A 300 K, nous avons remarqué que l'éclairage n'avait aucune incidence sur les caractéristiques I_{ds} (V_{ds}). Par contre, il permet de révéler le phénomène de piégeage des porteurs à basse température.

Les caractéristiques DC présentées ci-dessous ont été relevées à 20 K dans des conditions d'éclairage et dans l'obscurité. Les résultats pour chacun des transistors apparaissent sur les figures 8 à 10.

III.2.1. Le FHX13X

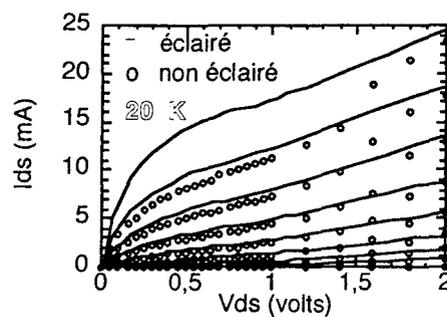


figure 8 : FHX13X éclairé (-) et non éclairé (o) à 20 K
(V_{gs} variant de -0,4 V à 0 V par pas de 0,05 V)

Les pièges apparaissent à basse température sur ce composant : cette courbe confirme donc la présence de piège qui avait été révélée au paragraphe précédent.

III.2.2. Le FHR20X

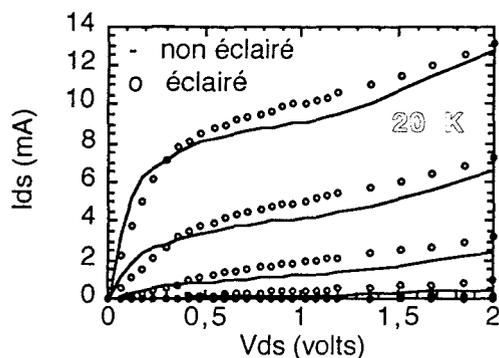


figure 9 : FHR20X éclairé (-) et non éclairé (o) à 20 K
(V_{gs} variant de -0,5 V à 0 V par pas de 0,1 V)

Ce composant se révèle très peu sensible à l'éclairage. Les effets de piégeage / dépiégeage sont pratiquement négligeables pour ce transistor.

III.2.3. Le NE32400

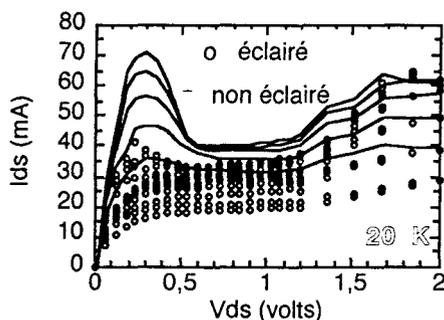


figure 10 : NE32400 éclairé (o) et non éclairé (-) à 20 K
(V_{gs} variant de -0,5 V à 0 V par pas de 0,1 V)

La figure 10 confirme la présence de pièges, surtout aux faibles tensions drain source.

Conclusion

L'éclairage a par contre une influence à une température de 20 K. En ce qui concerne le FHX13X à 20 K, le courant est plus faible pour les mesures effectuées en obscurité aux faibles V_{ds} . Aux V_{ds} plus élevés, le courant en obscurité retrouve celui du régime éclairé en s'accompagnant d'un effet de coude ou "kink effect" [10,11].

Le NE32400 présente un fort piégeage des porteurs à basse température.

Le FHR20X reste quasiment insensible à l'éclairement à basse température : les effet de piégeage semblent négligeables pour ce composant.

III.3. Extraction du G_m extrinsèque en fonction de la température

La transconductance extrinsèque d'un HEMT traduit l'efficacité de commande des porteurs par la grille et plus précisément la commande du courant drain-source I_{ds} par la tension grille-source V_{gs} à tension drain-source constante. Son expression est :

$$G_{m, \text{ext}} = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right)_{V_{ds} = \text{cte}}$$

III.3.1. $G_{m, \text{ext}}$ en fonction de V_{ds}

La figure ci-après montre l'évolution de la caractéristique $G_{m, \text{ext}} = f(V_{ds})$ du FHX13X à différentes températures.

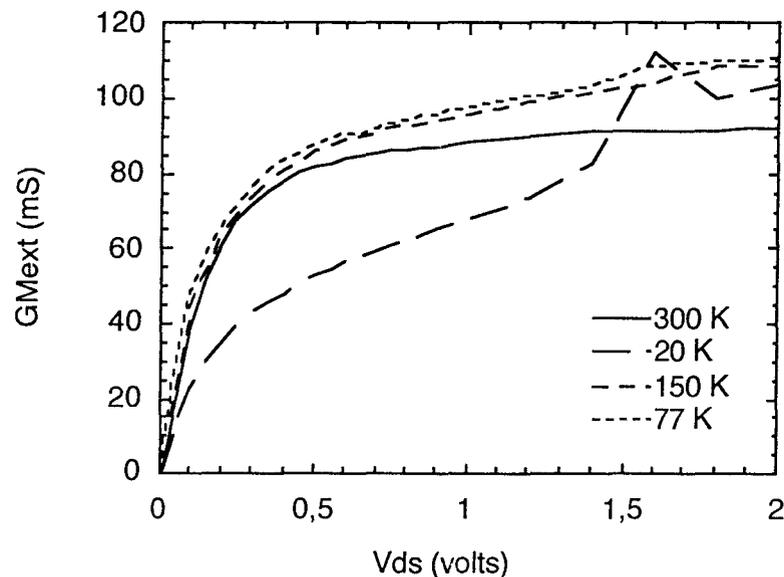


figure 11 : $G_{m, \text{ext}}$ du FHX13X en fonction de V_{ds} et de la température

Lorsque la température physique décroît de 300 K à 77 K, la transconductance augmente bien régulièrement. Par contre, le comportement est un peu différent à 20 K. En effet, à cette température, et pour un courant drain-source inférieur à 1,5 V, G_m est par exemple très inférieure aux transconductances obtenues à 300 K, 150 K et 77 K ; ce comportement peut être expliqué par le phénomène de piégeage qui est alors prédominant : les pièges "freinent" l'évolution de la transconductance. Par contre, pour une tension V_{ds} supérieure à 1,5 V, le dépiégeage est apparent ; G_m croît par conséquent brusquement, et rattrape même les valeurs obtenues aux autres températures.

III.3.2. G_m, ext en fonction de V_{gs}

Nous avons comparé les caractéristiques $G_m, ext = f(V_{gs})$ à 300 K et à 20 K pour les trois transistors testés.

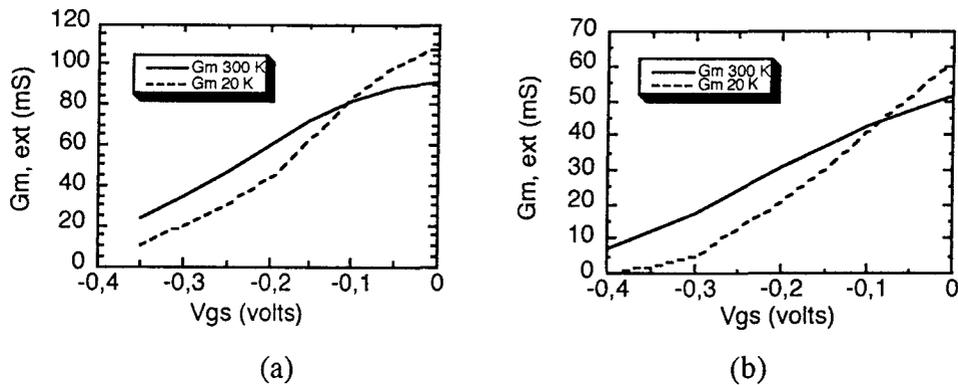


figure 12 : G_m, ext en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 2$ Volts
du FHX13X (a) et du FHR20X (b)

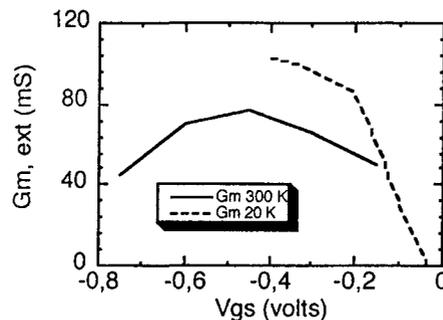


figure 13 : G_m, ext du NE32400 en fonction de V_{gs} pour $V_{ds} = 2$ Volts

Nous remarquons un décalage de la tension de pincement avec la température. Ce phénomène est visible pour chacun des 3 composants. La transconductance extrinsèque à 20 K devient supérieure à celle à 300 K à partir d'une certaine tension grille-source : le maximum de G_m se produit pour une tension V_{gs} plus proche de 0 V à température cryogénique.

IV. Mesures des paramètres S

L'analyseur automatique de réseau hyperfréquence que nous avons utilisé est un HP8510C. La précision et la sensibilité des mesures de paramètres de dispersion microondes (coefficients de réflexion et de transmission) sont estimées à 0,05 dB pour l'amplitude et de 2 ° pour la phase à 300 K.

IV.1. Les mesures à 300 K et à température cryogénique

Les mesures des paramètres S se sont avérées bien reproductibles : aucune dispersion notable n'est apparue entre 2 transistors du même lot.

Sur les figures 14 à 16 sont comparés les paramètres S à 300 K et à 20 K des 3 transistors présélectionnés (le FHX13X, le FHR20X et le NE32400) sur la bande de fréquences 200 MHz-16 GHz.

Soulignons que ces mesures comprennent également les fils de bonding.

IV.1.1. Le FHX13X

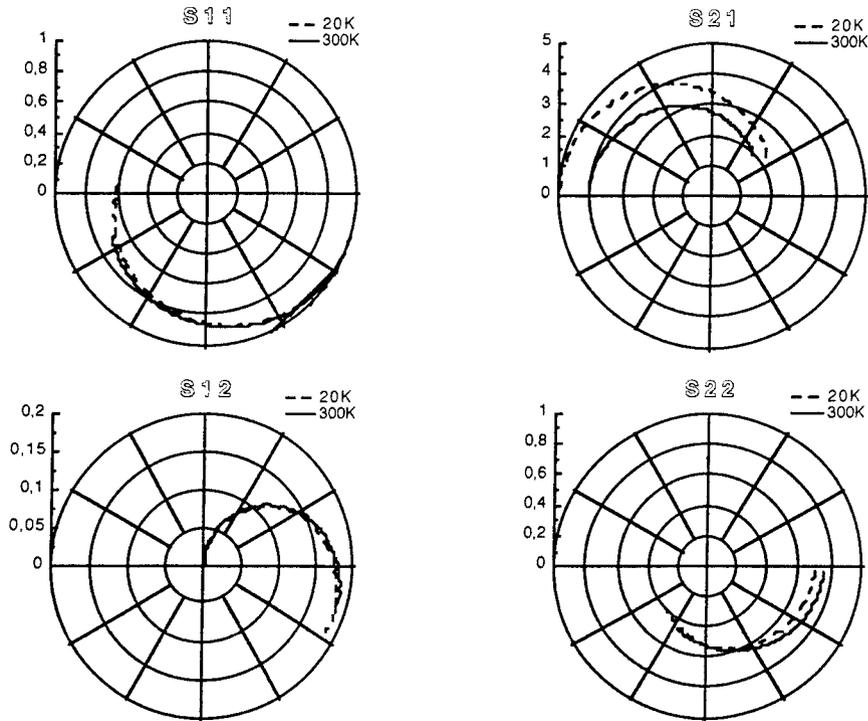


figure 14 : Paramètres S mesurés du transistor FHX13X à 300 K (trait continu) et à 20 K (pointillés). $V_{ds} = 2$ V et $I_{ds} = 6$ mA. Bande de fréquences : 200 MHz - 16 GHz.

IV.1.2. Le NE32400

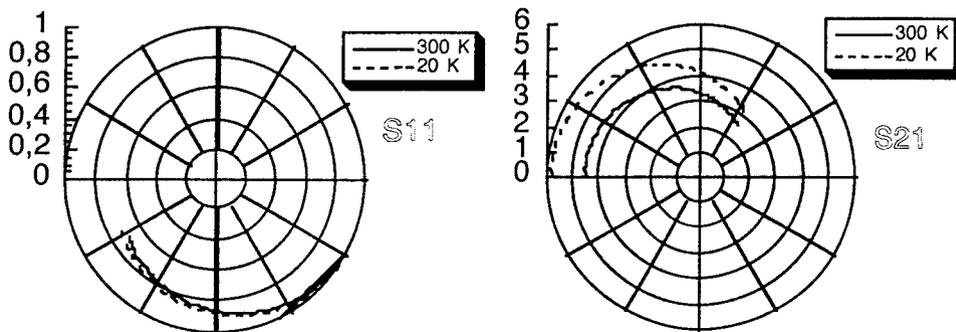


figure 15 a: Paramètres S mesurés du transistor NE32400 à 300 K (trait continu) et à 20 K (pointillés). $V_{ds} = 2$ V et $I_{ds} = 10$ mA. Bande de fréquences : 200 MHz - 16 GHz.

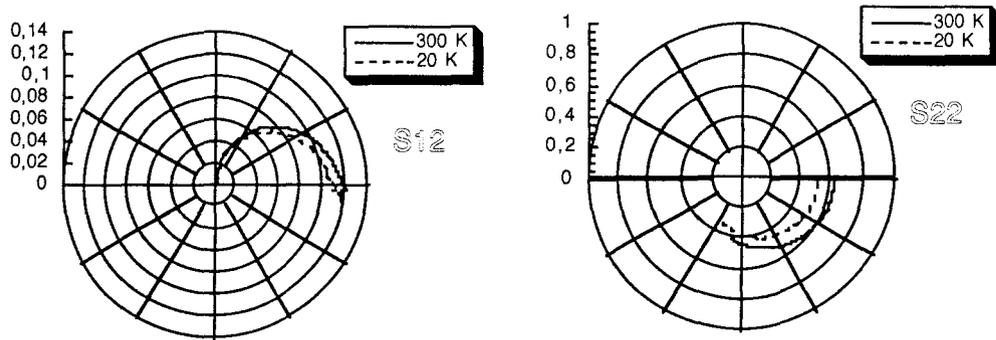


figure 15b : Paramètres S mesurés du transistor NE32400 à 300 K (trait continu) et à 20 K (pointillés). $V_{ds} = 2 V$ et $I_{ds} = 10 mA$.
Bande de fréquences : 200 MHz - 16 GHz.

IV.1.3. Le FHR20X

Les paramètres S du FHR20X ont été mesurés à 300 K et à 77 K.

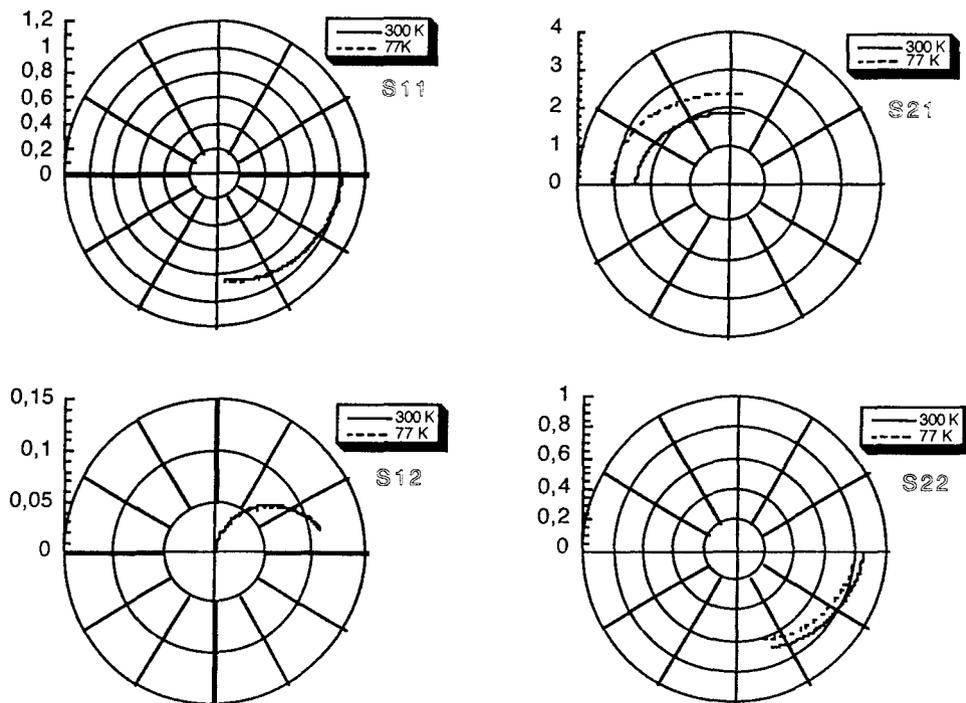


figure 16: Paramètres S mesurés du transistor FHR20X à 300 K (trait continu) et à 77 K (pointillés). $V_{ds} = 2 V$ et $I_{ds} = 3 mA$. Bande de fréquences : 200 MHz - 16 GHz.



IV.1.4. Conclusion

En conclusion, on peut remarquer un comportement identique des paramètres S en fonction de la température pour les trois composants étudiés :

- S_{11} est peu sensible à la température.
- S_{21} et S_{22} sont sensibles à la température, notamment S_{21} qui reflète l'augmentation de la transconductance.
- S_{12} n'est pas du tout sensible à la température.

Le fait que S_{11} et S_{12} soient peu sensibles à la température montre que les capacités du schéma équivalent ne varient pas avec la température : C_{gs} est en effet reliée à S_{11} et C_{gd} à S_{12} .

Par contre, nous notons une variation dans le canal (au travers de la transconductance G_m) et une variation des accès.

Le fait que le paramètre S_{11} varie peu avec la température peut être interprété comme une indication de la faible sensibilité du coefficient de réflexion optimal de bruit, Γ_{opt} , à la température.

IV.2. Les limites en fréquence

L'évolution des paramètres S à différentes températures permettent d'extraire la fréquence de coupure f_T ainsi que la fréquence maximale d'oscillation f_{max} . Nous présentons ci-dessous la fréquence de coupure et la fréquence maximum d'oscillation du transistor FHX13X en fonction de la température physique.

IV.2.1. La fréquence de coupure

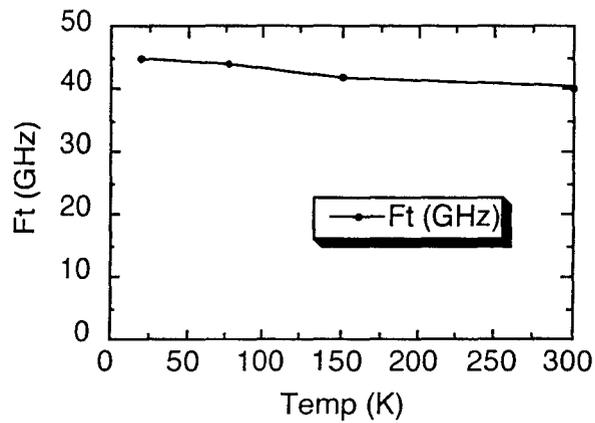


figure 17 : Evolution de f_T en fonction de la température physique

La fréquence de coupure augmente progressivement lorsque la température diminue. A 20 K, f_T est égale à 45 GHz. Ce qui représente une augmentation de 12 % par rapport à la température ambiante.

IV.2.2. La fréquence maximum d'oscillation

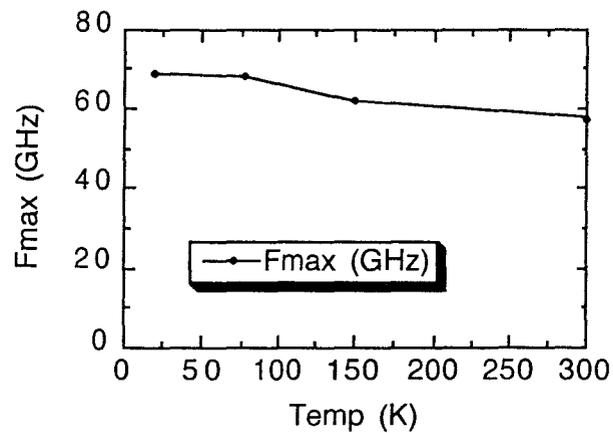


figure 18 : Evolution de f_{max} en fonction de la température

La fréquence maximale d'oscillation augmente quant à elle de 21 % entre 300 K et 20 K.

Conclusion

L'augmentation de ces fréquences (f_T et f_{max}) prouve que la diminution de la température physique produit une diminution des accès ainsi qu'une augmentation des performances intrinsèques du composant.

Nous avons plus particulièrement observé le comportement du paramètre S_{21} des transistors testés en fonction de la polarisation et de la température.

On peut remarquer qu'à un courant drain-source égal à 5 mA, c'est le FHR20X qui possède le gain le plus élevé, tant à température ambiante qu'à 20 K.

Ceci est encore vérifié à $I_{ds} = 10$ mA à 300 K ; par contre, à 20 K, c'est le NE32400 qui a le gain le plus important.

En effet, à $I_{ds} = 10$ mA, le FHR20X ne présente aucune amélioration du gain lorsqu'il est refroidi à 20 K.

Ces constatations sont en partie explicables par la polarisation nominale de chacun des composants : elle est de ($V_{ds} = 2$ V ; $I_{ds} = 5$ mA) pour le FHR20X et de ($V_{ds} = 2$ V ; $I_{ds} = 10$ mA) pour le NE32400 et le FHX13X.

V. Paramètres de bruit HF

V.1. Introduction

J'ai participé au développement du banc de mesure de l'IEF en collaboration avec Paul Crozat et Valérie Danelon, thésitive. La nouvelle méthode permet de calculer les quatre paramètres de bruit de transistors à partir d'une mesure spécifique en plus de la mesure charge froide/charge chaude classique ; il s'agit de la mesure du facteur de bruit lorsqu'un court-circuit décalé est présenté à l'entrée du transistor [3]. Cette méthode s'affranchit de l'utilisation d'un circulateur ; pour cela, la correction des 4 paramètres de bruit du récepteur est effectuée.

Le fait de ne pas utiliser de circulateur permet une caractérisation très large bande, ce qui constitue un avantage par rapport aux autres méthodes . Les mesures que nous

présentons cependant ici ont été réalisées avec le banc de mesure spécifiquement développé pour notre application ; il comportait en tête de réception l'amplificateur faible bruit bande X que nous avons utilisé pour caractériser l'amplificateur final. Ce banc était donc limité à la bande de fréquences 6-14 GHz, avec une précision optimale de 8 à 12 GHz.

L'utilisation en outre de la station de mesure en environnement cryogénique de l'IEF a l'avantage de pouvoir étendre cette nouvelle méthode aux mesures dans le froid sans modification du banc.

Nous présentons dans ce paragraphe les premiers résultats obtenus. Ces résultats sont encore préliminaires puisque la méthode est en développement actuellement. Nous présentons l'extraction des 4 paramètres de bruit du récepteur qui a permis de valider la méthode développée. Les mesures actuelles permettent une bonne évaluation du facteur de bruit sous 50Ω (F50) d'un transistor en fonction de la polarisation, de la fréquence et de la température. Elles fournissent également des informations précieuses quant à l'évolution des 4 paramètres de bruit des transistors.

V.2. Les 4 paramètres de bruit du récepteur

Afin d'estimer la contribution en bruit du banc expérimental et de corriger son influence, nous avons mesuré les 4 paramètres de bruit du récepteur. Ces résultats sont rassemblés sur les figures 19 à 20. La dispersion de ces paramètres apparaît dans le tableau II ; cette dispersion est la moyenne des caractéristiques du récepteur pour différentes mesures, faites à des jours différents et avec des longueurs d'offset diverses (conditions hp2 à hp5). La dispersion typique est de 0,2 dB sur le NFmin, 20 % sur le R_n , 20 % sur le module de Γ_{opt} et 0,1 radian sur la phase. Le gain kBG_0 (formule 6) correspondant est déterminé pour chaque fréquence.

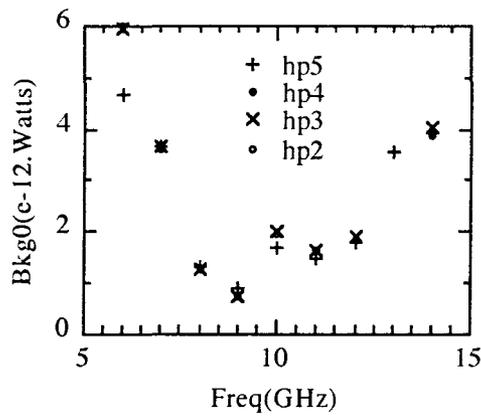


figure 19 : Gain $kBG0$ du récepteur sous diverses conditions (hp2 à hp5)

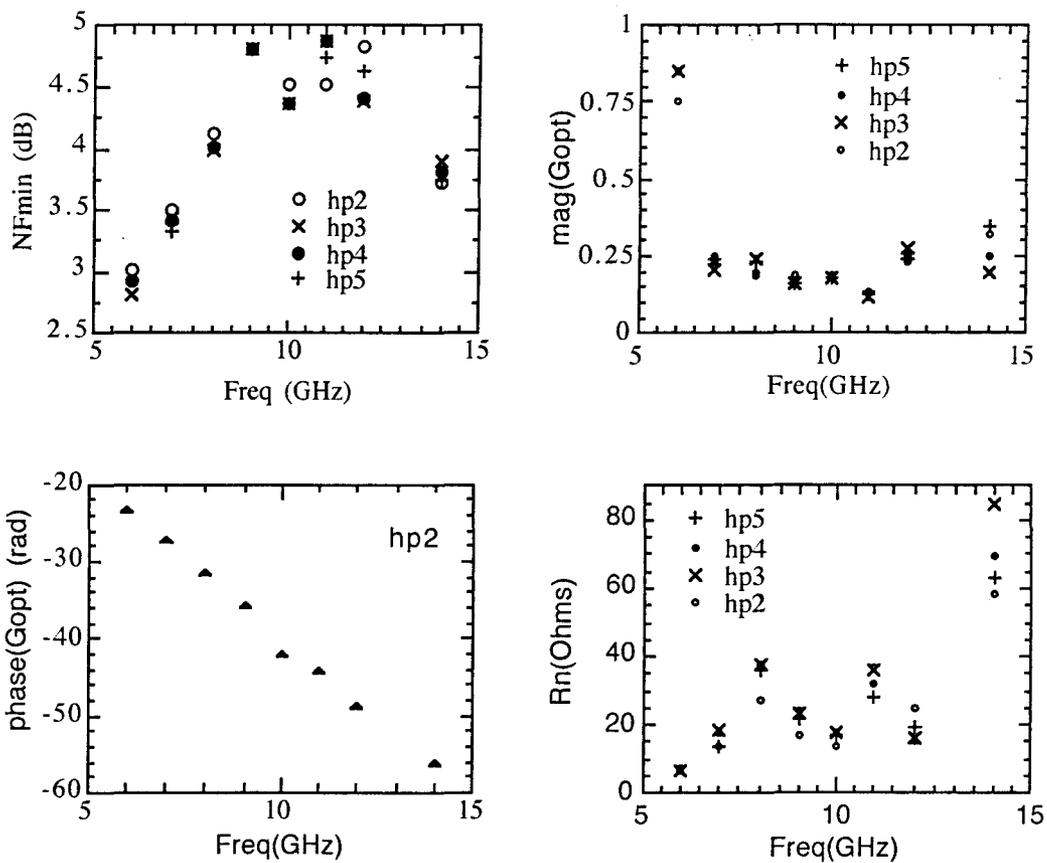


figure 20 : Evolution des quatre paramètres de bruit du récepteur sous diverses conditions (hp2 à hp5)

On peut remarquer par exemple la forte désadaptation du système à 6 GHz, et cependant une très bonne reproductibilité de la caractérisation du récepteur. On notera aussi la forte température du récepteur qui est due au fait que le gain des préamplificateurs est insuffisant devant le bruit de l'analyseur de spectre utilisé ; ceci a été amélioré

ultérieurement par l'utilisation de 2 amplificateurs très large bande et d'un analyseur de spectre moins bruyant.

Tableau II : Evolution et dispersion du gain et des 4 paramètres de bruit du récepteur

| Fréquence (GHz) | kBG_0 (E-12) (W/K) | Fmin (dB) | Rn (Ω) | mag (Γ_{opt}) | phase (Γ_{opt}) (rad) |
|--------------------|-------------------------|-----------------|--------------------|------------------------|-----------------------------------|
| 6 | $5,5 \pm 0,84$ | $2,94 \pm 0,13$ | $6,98 \pm 0,43$ | $0,82 \pm 0,07$ | $-23,14 \pm 0,07$ |
| 8 | $1,28 \pm 0,02$ | $4,03 \pm 0,10$ | $34,80 \pm 7,27$ | $0,22 \pm 0,03$ | $-31,52 \pm 0,06$ |
| 10 | $1,87 \pm 0,10$ | $4,41 \pm 0,10$ | $16,48 \pm 2,62$ | $0,18 \pm 0,01$ | $-39,62 \pm 0,04$ |
| 12 | $1,85 \pm 0,05$ | $4,56 \pm 0,27$ | $18,67 \pm 6,07$ | $0,25 \pm 0,03$ | $-48,69 \pm 0,05$ |
| 14 | $3,93 \pm 0,08$ | $3,79 \pm 0,10$ | $68,82 \pm 15,80$ | $0,28 \pm 0,08$ | $-56,18 \pm 0,11$ |

La détermination des quatre paramètres de bruit du récepteur a permis la validation de la nouvelle méthode d'extraction développée.

V.3. Mesure de transistors du commerce

Il est à noter ici que, tant que le banc de caractérisation de l'IEF est en cours de développement, les valeurs des 4 paramètres de bruit des transistors sont encore préliminaires.

Les mesures du facteur de bruit sous 50 Ω posent beaucoup moins de difficultés et il est actuellement possible d'obtenir des évolutions fiables en fonction de la fréquence, de la polarisation et de la température. Il est intéressant d'observer l'évolution de ce paramètre puisqu'au travers de lui, nous pouvons y retrouver l'allure de NFmin.

Quant aux 4 paramètres de bruit des transistors, nous pouvons interpréter les mesures relatives de ces paramètres, puisqu'elles ont été faites dans les mêmes conditions. Mais les valeurs "brutes" obtenues ne peuvent pas encore être utilisées comme telles.

Ces premiers résultats nous permettent d'émettre un certain nombre de conclusions sur les différents transistors ; elles ont pu nous orienter pour le choix du composant. Elles nous ont renseigné sur l'évolution des paramètres de bruit avec la température, ce qui s'avérait important pour la conception de l'amplificateur cryogénique.

V.3.1. Introduction, quelques précisions

Ces quelques précisions ont pour objectif d'indiquer l'état d'avancement de la méthode d'extraction des quatre paramètres de bruit développée à l'IEF.

- La principale indétermination avec cette méthode se situe au niveau du facteur de bruit minimum **NF_{min}** qui est très difficile à évaluer. En effet, les pertes des câbles coaxiaux à basse température sont difficiles à estimer et la correction est du même ordre de grandeur que la valeur de NF_{min} du transistor. Il est cependant possible de contourner ce problème en comparant les différentes mesures "brutes" de NF_{min} (qui comprennent les câbles) et de choisir le transistor qui présente les meilleures performances ; l'influence des câbles est en effet la même pour toutes les mesures à une fréquence et à une température données.

Il convient ici de relativiser l'importance du paramètre NF_{min} pour la conception d'un amplificateur faible bruit. La valeur réelle (c'est-à-dire exacte) de NF_{min} donnerait une indication du minimum de bruit que le transistor peut atteindre mais ce n'est pas un paramètre décisif pour la conception de l'amplificateur. Il ne sert en effet qu'à indiquer le niveau de bruit que l'on peut s'attendre à avoir, mais il n'influe pas sur la structure des lignes proprement dites.

- La phase du coefficient de réflexion optimum **phase(Γ_{opt})** est déterminée avec une bonne précision.

- L'amplitude **mag(Γ_{opt})** possède une évolution régulière si **R_n** est calculée d'une autre façon (ces deux paramètres étant liés). Deux méthodes ont en effet été testées pour déterminer la valeur de la résistance de bruit. La première est similaire à celle utilisée dans [3] pour l'extraction des quatre paramètres de bruit du récepteur. Cette méthode ne fait aucune hypothèse quant au comportement en bruit du HEMT, c'est-à-dire que les paramètres de bruit sont calculés indépendamment, sans tenir compte de l'évolution avec la fréquence, la polarisation ou encore la température. De meilleures performances sont obtenues lorsque R_n est évaluée en utilisant la méthode développée par Dambrine : elle consiste à extrapoler le facteur de bruit linéaire sous 50 Ω à fréquence nulle [13]. La formule utilisée est alors :

$$R_n = 50 \cdot (F_{(50 \text{ extrapolé à } F = 0 \text{ GHz})} - 1)$$

Les deux méthodes ont été comparées dans le cas du NE32400 dans le § c).

Une autre possibilité consiste à conserver la valeur de Γ_{opt} donnée par le constructeur et de s'en servir pour recalculer R_n de façon plus précise. On peut employer cette méthode à toutes les températures puisque, nous l'avons vu au chapitre précédent, Γ_{opt} n'évolue pas significativement avec la température.

V.3.2. Facteur de bruit sous 50 Ω

Dans ce paragraphe sont présentées les mesures du facteur de bruit sous 50 Ω (F_{50}) de deux transistors HEMT pseudomorphiques commerciaux sur substrat GaAs : le FHX13X et le NE32400.

a) Le FHX13X

La figure 3 présente l'évolution du F_{50} (linéaire) du FHX13X en fonction du carré de la fréquence au point de polarisation optimal de bruit (données constructeur : $V_{ds} = 2$ V et $I_{ds} = 10$ mA). Ces mesures permettent d'estimer la valeur de R_n en extrapolant le facteur de bruit F_{50} à l'origine ($f = 0$ GHz) [13] : ici, $R_n = 15 \Omega \pm 2 \Omega$. Cette estimation est en assez bon accord avec les données constructeur, qui annoncent une résistance de bruit de 11,55 Ω à 10 GHz.

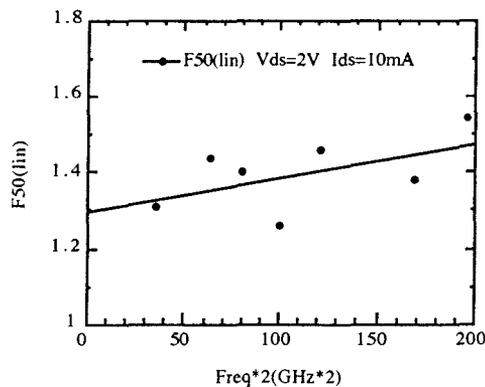


figure 21 : Evolution du F_{50} linéaire du FHX13X en fonction du carré de la fréquence ($V_{ds} = 2$ Volts et $I_{ds} = 10$ mA)

L'évolution de F_{50} en fonction du courant drain source (figure 7) pour le même transistor (le FHX13X) nous permet de quantifier la dégradation en bruit de ce composant. Pour

toutes les fréquences investiguées, on observe une dégradation croissante du F_{50} lorsque l'on s'éloigne du point de polarisation optimum (2 V ; 10 mA). La dispersion sur ces mesures est estimée à 0,2 dB. Notons toutefois que cette dispersion provient vraisemblablement du mauvais calibrage de la source de bruit.

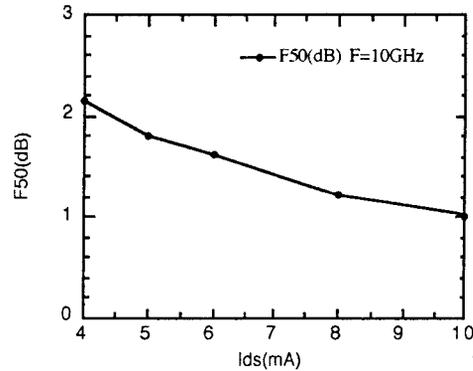


figure 22: Evolution du F_{50} (dB) du FHX13X avec la polarisation ($F = 10$ GHz)

Le constructeur Fujitsu fournit la variation du facteur de bruit minimum avec le courant I_{ds} (figure 23) : on peut remarquer que l'on retrouve bien un comportement similaire à celui du facteur de bruit sous 50 Ω , F_{50} , que nous avons mesuré (figure 7).

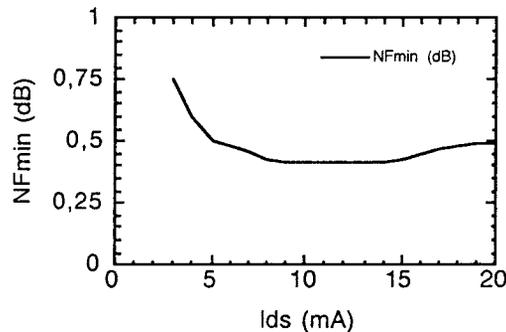


figure 23 : Evolution du NFmin du FHX13X avec I_{ds} (données constructeur, 300 K)

A 20 K :

Une évolution identique du F_{50} du FHX13X est observée à une température physique de 20 K.

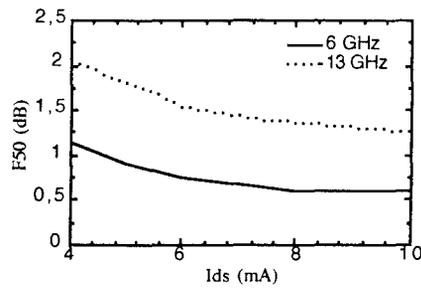


figure 24 : F_{50} (dB) en fonction de I_{ds} du transistor FHX13X à 20 K à 6 et 13 GHz.

b) Le NE32400

Le comportement du NE32400 en fonction du courant drain source est semblable à celui du FHX13X.

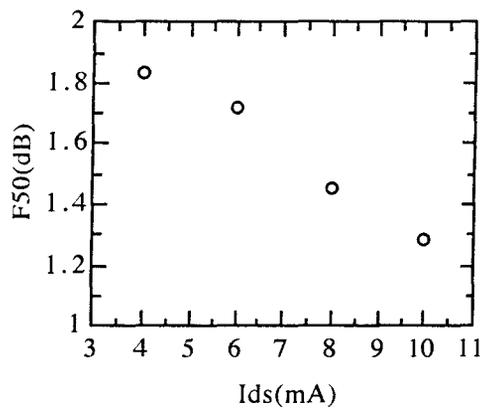


figure 25 : F_{50} (dB) en fonction de I_{ds} du NE32400 à 10 GHz

c) Précisions

L'ensemble des résultats précédents montre que les valeurs du facteur de bruit sous 50Ω des transistors sont tout à fait compatibles avec une dispersion de la mesure de l'ordre de 0,2 dB.

V.3.3. Les quatre paramètres de bruit de transistors du commerce

Les résultats préliminaires concernant les quatre paramètres de bruit des trois transistors du commerce testés sont présentés ci-après.

Les premières mesures ont montré des performances similaires pour le transistor FHX13X et le NE32400, avec des performances légèrement meilleures pour le transistor de Fujitsu. Le FHR20X a systématiquement révélé une très forte valeur du NFmin ; il n'a par conséquent pas été retenu.

a) Le FHX13X

Les dépendances en fréquence et en température de la résistance de bruit R_n calculée en utilisant la première méthode (méthode développée à l'IEF [3]) sont présentées figure 26. Des variations similaires en fonction de la température et de la polarisation ont été observées en utilisant la seconde méthode.

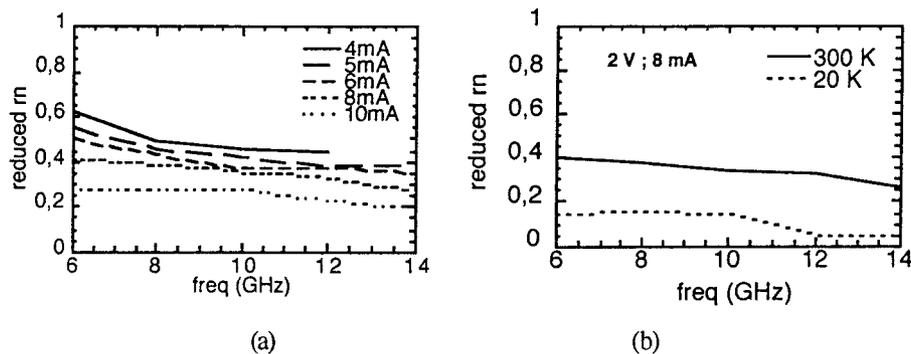


figure 26 : Résistance de bruit normalisée ($= R_n/50\Omega$) du FHX13X en fonction de la fréquence. Le paramètre est : (a) I_{ds} à 300 K; (b) la température physique pour $V_{ds} = 2$ V et $I_{ds} = 8$ mA.

Les mesures relatives au transistor FHX13X montrent que R_n décroît d'un facteur 3 lorsque l'on passe de la température ambiante à 20 K. La dépendance avec le courant drain source indique que NFmin et F50 diminuent lorsque le courant drain source I_{ds} augmente de 4 à 10 mA (voir figure 22). Ce qui est en accord avec les données constructeur qui indiquent un minimum de bruit à 10 mA.

L'évolution de la phase de Γ_{opt} avec la polarisation à 300 K montre qu'elle n'évolue quasiment pas avec le courant drain source.

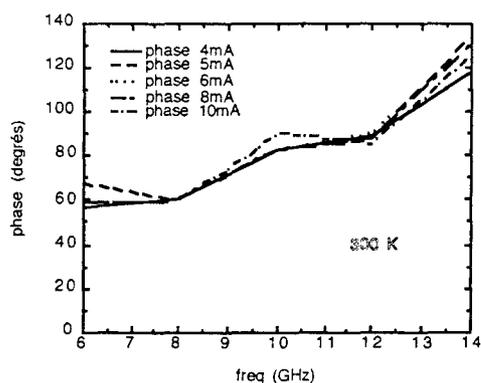


figure 27: Evolution de la phase de G_{opt} en fonction de la polarisation

b) Le NE32400

Les allures des 4 paramètres de bruit du NE32400 à 300 K en fonction du courant I_{ds} et de la fréquence sont représentées sur les figures ci-dessous à température ambiante.

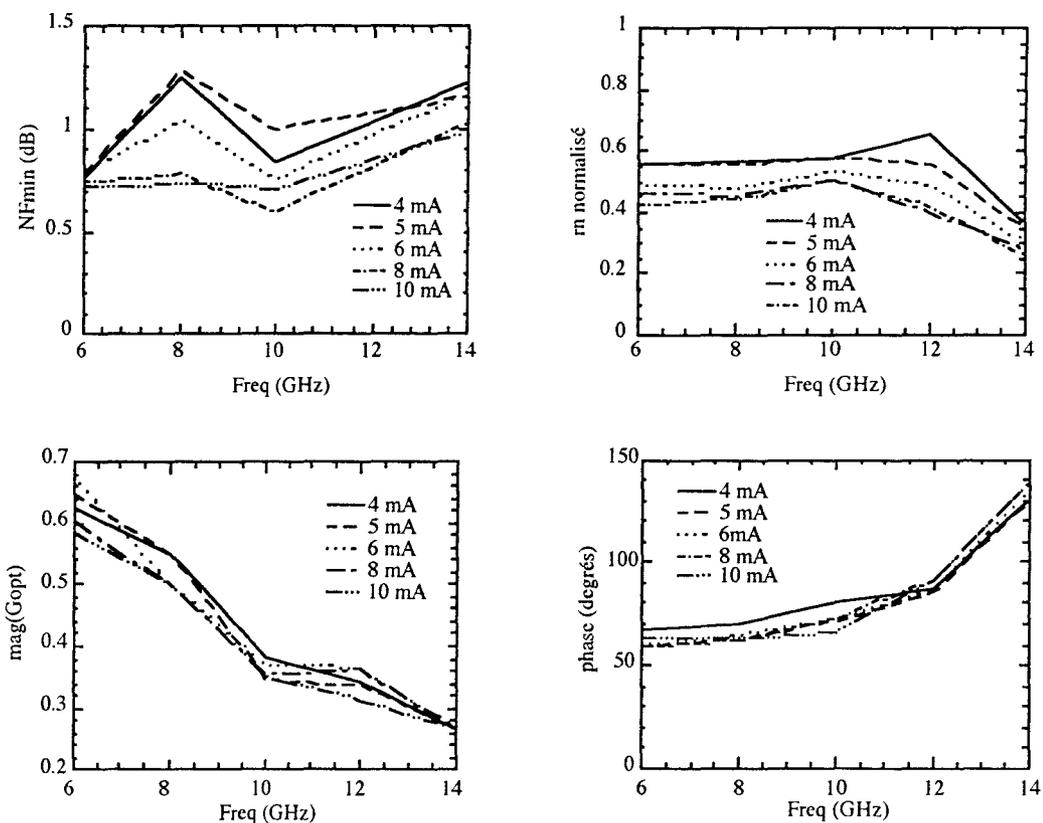


figure 28 : Les quatre paramètres de bruit du NE32400 mesurés en fonction de I_{ds} à une température de 300 K

R_n diminue progressivement lorsque le courant drain source augmente. Cependant, on retrouve parfois des allures un peu différentes (en fonction de la méthode d'extraction) : dans certains cas, R_n diminue jusqu'à la polarisation maximale qui lui a été appliquée (10 mA). Et, parfois, on observe un minimum à 8 mA. La courbe ci dessous compare la valeur de R_n obtenue par les deux méthodes : méthode d'extraction directe développée à l'IEF (moyenne des mesures du R_n entre 6 et 10 GHz) et méthode de Dambrine, en extrapolant F_{50} sur l'axe des ordonnées.

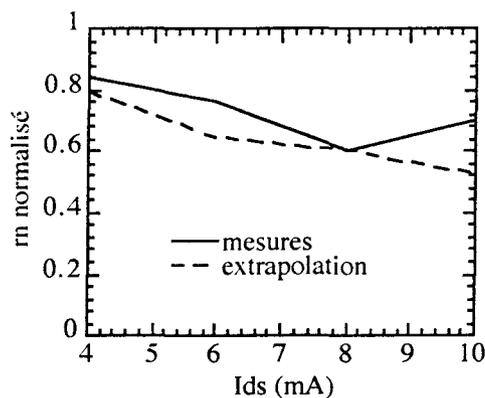


figure 29 : Résistance de bruit normalisée mesurée (trait plein) et extrapolée (pointillés) en fonction de I_{ds} à 300 K

Sachant que pour l'amplificateur, une valeur minimale de R_n est préférable, on s'aperçoit que l'on ne peut pas réduire beaucoup le courant drain source du transistor, au risque de détériorer les performances de l'amplificateur. Un courant I_{ds} de 8 mA est toutefois envisageable.

A 20 K :

L'évolution du facteur de bruit minimum en fonction de la polarisation à 20 K montre un minimum à un courant I_{ds} de 10 mA. L'évolution avec la fréquence est tout à fait respectée. La résistance de bruit diminue également avec I_{ds} .

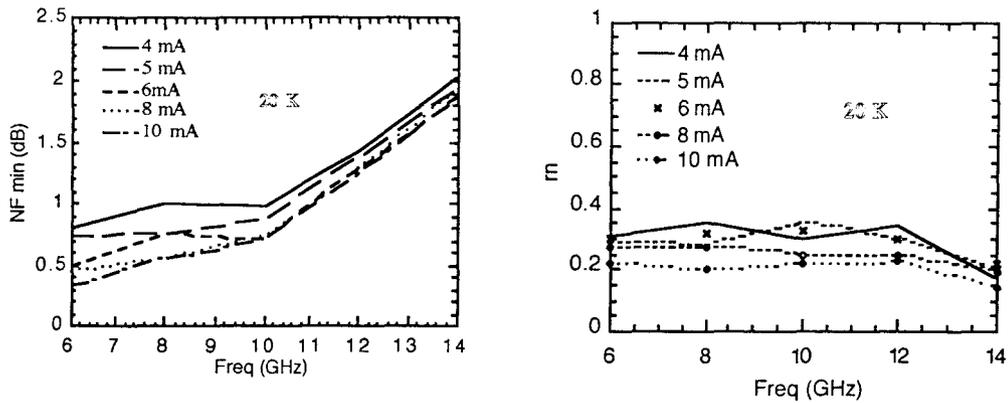


figure 30 : Evolution de NF_{min} et de r_n en fonction du courant I_{ds} à 20 K

c) Le FHR20X

Remarque : ces mesures sont différentes de celles présentées dans l'article [14]. En effet, elles proviennent d'autres extractions, plus récentes qui ont été faites sur de nouveaux composants, cependant toujours du même lot. On aurait tendance à faire davantage confiance à ces dernières mesures qui semblent plus uniformes (les précédentes mesures présentaient en effet un R_n très élevé à 300 K : de l'ordre de 80 Ω parfois !). Les mesures exposées ici montrent toutefois un facteur de bruit très élevé à température ambiante.

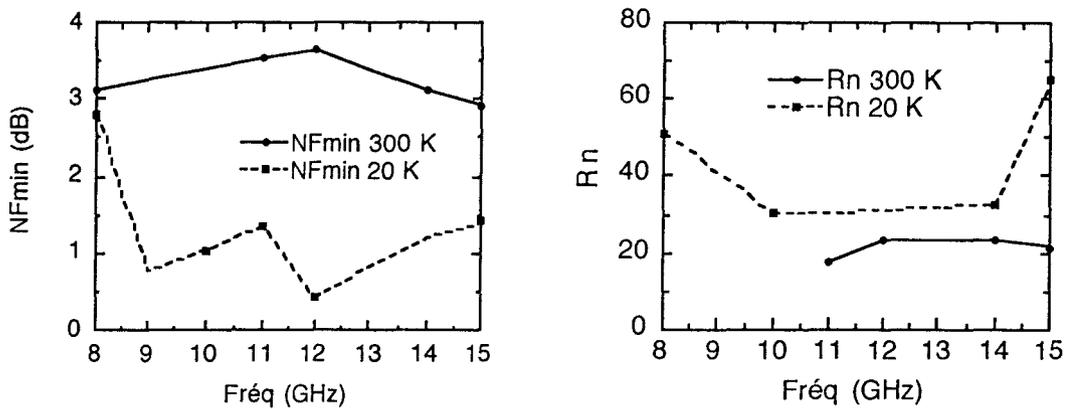


figure 31a : Evolution des quatre paramètres de bruit du FHR20X à 300 K et à 20 K
($V_{ds} = 2 V$; $I_{ds} = 5 mA$)

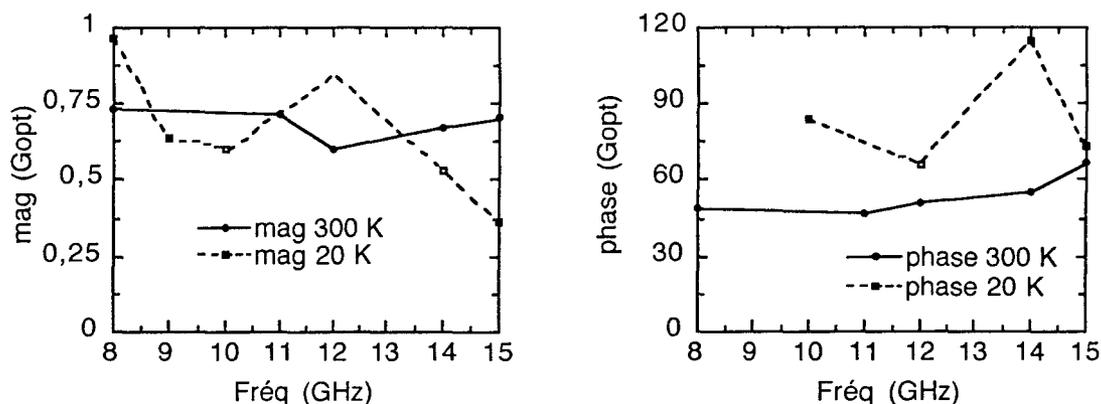


figure 31b : Evolution des quatre paramètres de bruit du FHR20X à 300 K et à 20 K
($V_{ds} = 2 V$; $I_{ds} = 5 mA$)

d) Précisions

Quelques temps après les mesures, une permutation des vecteurs d'erreur de la partie droite et gauche de la chaîne de mesure a été constatée dans l'algorithme de calcul des paramètres S. La déviation systématique due à cette erreur semble donc expliquer à elle seule la forte dispersion sur les mesures. D'autres mesures complémentaires permettront d'améliorer la précision des mesures. Cette permutation s'avère moins critique dans le cas de l'extraction des 4 paramètres de bruit du récepteur car certaines erreurs se compensent. En effet, l'erreur a tendance à s'amoinrir lorsque la désadaptation du dispositif n'est pas très importante ; ce qui est le cas du récepteur mais pas du tout celui des mesures de transistors. Dans le cas du récepteur, la précision sur la détermination de NF_{min} est estimée à 0,2 dB, tandis que dans le cas du transistor, elle est évaluée à 0,5 dB. Nous avons parfois rencontré des situations très défavorables, où la précision sur la détermination de NF_{min} pouvait être estimée à 1 dB. Lorsque le cas se produisait, nous avons systématiquement éliminé ce point.

V.4. Conclusion

Les premiers résultats obtenus sur les 4 paramètres de bruit du récepteur et le F50 du transistor ont permis de valider cette méthode.

La détermination directe des 4 paramètres de bruit à partir d'un calcul original fournit à cette méthode une grande simplicité de mise en oeuvre.

L'utilisation par la suite de préamplificateurs plus large bande permettra une étude plus exhaustive en fréquence.

La prochaine étape consistera à améliorer la précision sur les 4 paramètres de bruit du composant lui-même. Le calcul est plus délicat dans le cas du transistor car il apparaît plus d'imprécision.

VI. Choix définitif du transistor

Le choix du transistor adéquat pour notre application a été effectué au regard :

- des caractéristiques statiques à basse température
- des paramètres S à 20 K
- des résultats préliminaires des paramètres de bruit. Rappelons ici que ce sont les mesures relatives qui nous ont permis de comparer les différents composants.

Trois transistors ont été entièrement caractérisés : le FHX13X, le FHR20X et le NE32400.

Le FHR20X, malgré des performances annoncées par le constructeur très intéressantes (et plus particulièrement sa faible consommation électrique), n'a pas retenu notre attention lors du choix final. Il a en effet révélé une instabilité à basse température. De plus, il s'est avéré très fragile au montage : il a souvent très mal supporté les thermocompressions. Il était par conséquent difficile de lui faire confiance pour l'utilisation dans un environnement spatial.

Les caractéristiques statiques ont montré que le NEC possédait un phénomène de "collapse" assez fortement marqué à basse température.

Les mesures de bruit ont révélé des comportements comparables entre le FHX13X et le NE32400. Avec cependant des performances légèrement meilleures pour le transistor de chez Fujitsu.

Au regard des résultats de toutes les mesures effectuées à l'IEF, nous avons choisi le transistor commercial FHX13X de Fujitsu pour notre application. C'est un transistor AsGa, sa grille a une longueur de 0,25 μm et une largeur de 200 μm . Les

données constructeur annoncent un facteur de bruit minimum de 0,45 dB et un gain associé de 12,5 dB à 12 GHz ; sa polarisation nominale pour être au minimum de bruit est $V_{ds} = 2$ V et $I_{ds} = 10$ mA.

Ajoutons ici que ce choix est valable pour notre application spécifique, c'est-à-dire dans le cadre de la réalisation d'un amplificateur faible bruit dans une bande de fréquence bien particulière : entre 8 et 12 GHz. Il est bien évident que l'étude serait à revoir dans le cas d'une application à une fréquence différente.

VII. Conclusion

Le choix des composants actifs requiert un soin tout particulier dans le cadre de la réalisation d'un amplificateur faible bruit cryogénique. Les transistors doivent non seulement avoir un bon comportement aux températures cryogéniques mais aussi posséder de bonnes performances hyperfréquences. Le gain du transistor doit être suffisant et le facteur de bruit minimum, NF_{min} , doit être le plus faible possible.

Une caractérisation complète comprenant des mesures statiques, de paramètres S et de paramètres de bruit a été menée sur plusieurs transistors commerciaux. Des excursions en courant de polarisation et en température ont été menées. Toutes ces mesures ont permis la sélection du composant adéquat pour notre application. Les paramètres hyperfréquences vont pouvoir être intégrés dans les programmes de simulation de façon à optimiser la conception de l'amplificateur.

Bibliographie chapitre 2

[1] P. Crozat, C. Boutez and G. Vernet

"Caractérisation en bruit de transistors en environnement cryogénique"

Rapport d'étude, Contrat CNES

[2] P. Crozat, D. Bouchon, J.C. Henaux, R. Adde and G. Vernet

"Cryogenic on-wafer microwave network analyzer high precision measurements (0.1-40 GHz) of microelectronic devices"

Proc. on Low temperature electronics and high temperature superconductivity, edited by electrochem. society, vol. 93-22, pp. 283-293, 1993

[3] P. Crozat, C. Boutez, M. Chaubet, V. Danelon, A. Sylvestre and G. Vernet

"50 Ω noise measurements with full receiver calibration without tuner"

Electronics Letters, 1st february 1996, vol. 32, No. 3, pp. 261-262

[4] FIRST

[5] Abdennaceur Baghdad

"Etude expérimentale des transistors à effet de champ microondes dans des conditions très faible bruit et basses températures"

Thèse de doctorat, Université de Lille I, 1992

[6] Marian W. Pospieszalski

"Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and Their Frequency and Temperature Dependence"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, NO. 9, September 1989

[7] Frédéric Séjalon

"Conception et réalisation d'amplificateurs cryotechniques faible bruit à TEC dans la bande 16-20 GHz"

Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, octobre 1993.

[8] J. D. Gallego and M. W. Pospieszalski

"Design and performance of cryogenically-coolable, ultra low-noise, L-band amplifier
Electronics Division Internal Report No. 286, 1990

[9] Clélia Robert

"Amplificateurs cryogéniques à faible bruit et composants quasi-optiques pour un
radiotélescope submillimétrique / Transfert radiatif en ondes millimétriques dans deux
nuages moléculaires sombres"

Thèse de doctorat, Université Paris VI, 1991

[10] Frédéric Aniel

"Les transistors à effet de champ à hétérojonction sur GaAs et grille ultra-courte aux
basses températures : Evolution des propriétés électriques et physiques"

Thèse de doctorat, Université de Paris XI, 1995

[11] Alain Sylvestre

"Evolution des propriétés électriques et physiques aux basses températures de transistors
à effet de champ à hétérojonction à grille courte sur substrat InP"

Thèse de doctorat, Université de Paris XI, 1996

[12] R. Adde, P. Crozat, A. De Lustrac and F. Aniel

"III-V Heterojunction FET Device Physics and Applications for low Temperature
Electronics"

Proc. on Low temperature electronics and high temperature superconductivity, edited by
electrochem. society, vol. 93-22, pp. 175-190, 1993

[13] G. Dambrine, H. Happy, F. Danneville, A. Cappy

"A new method for on-wafer noise measurement"

IEEE-MTT, vol. 41, no. 3, pp.375-381, March 1993

[14] C. Boutez, P. Crozat, V. Danelon, M. Chaubet, P. Febvre and G. Beaudin

"Low Noise Cryogenically Cooled 8-12 GHz Amplifier for Future Space Applications"

International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 18, No. 1, January 1997

Chapitre 3

Amplificateur en bande X : conception et réalisation

Les amplificateurs cryogéniques faible bruit sont des éléments importants dans les récepteurs en radioastronomie ; ils permettent en effet de minimiser la température de bruit du récepteur et donc d'augmenter sa sensibilité.

Un amplificateur cryogénique faible bruit et faible consommation en bande X (8-12 GHz) à base de transistors HEMT pseudomorphiques commerciaux a été développé dans le cadre d'un contrat CNES [1]. Le transistor adéquat a été sélectionné suite à une campagne de mesures effectuées à l'IEF (que nous avons détaillée dans le chapitre 2) : nous utiliserons le transistor FHX13X de Fujitsu. La température de fonctionnement de cet amplificateur sera 20 K.

La méthode de conception utilisée pour l'amplificateur cryogénique est largement exposée dans ce chapitre : nous justifierons les technologies choisies, les paramètres du transistor que nous avons employés pour modéliser l'amplificateur, la topologie du circuit de polarisation... Nous insisterons notamment tout particulièrement sur le choix spécifique d'un type d'adaptation pour le circuit d'entrée. Nous présentons les résultats

des simulations de l'amplificateur avec les circuits d'accord en métal normal refroidi. Une étude a été réalisée en substituant les lignes en métal normal par des lignes supraconductrices à haute température critique. Nous discuterons de ces différents résultats : quel est l'apport de circuits d'adaptation en supraconducteurs pour un amplificateur cryogénique faible bruit autour à une fréquence de 10 GHz ?

Une analyse de sensibilité de l'amplificateur a été menée : l'influence des paramètres du transistor ainsi que celle des caractéristiques du substrat sont discutées.

La réalisation pratique de l'amplificateur est enfin détaillée : les choix technologiques spécifiques ainsi que le montage sont expliqués.

I. Conception

Les dimensions des circuits d'adaptation des différents étages de l'amplificateur ont été optimisées à l'aide du logiciel de CAO MDS de Hewlett Packard.

Pour notre application, la technologie hybride a été retenue. On préférera en effet la technologie hybride au dépens des circuits monolithiques intégrés (MMIC) [2] lorsqu'elle concernera des applications spécifiques, pour lesquelles les performances devront être optimisées. Elle présente en effet l'avantage de pouvoir effectuer des réglages mais requiert en contre partie une bonne maîtrise en micro-montage.

La technologie MMIC sera choisie lorsque nous aurons à réaliser des modules en grande série. En effet, le coût au départ très élevé s'avèrera avantageux pour des applications de type industriel. Ces circuits ont également l'avantage d'être très reproductibles.

La technologie microruban a été sélectionnée pour notre application : ce type de lignes a en effet l'avantage de présenter des faibles pertes, ainsi qu'un report facile des composants.

I.1. Le substrat

Le choix du substrat à utiliser pour l'amplificateur cryogénique faible bruit est conditionné par ses faibles pertes ainsi que par son bon comportement aux basses températures.

a) Les pertes

Les pertes principales sont les pertes conductrices et les pertes diélectriques :

Les pertes dans le conducteur

Les pertes dans le conducteur dépendent considérablement de l'état de surface du conducteur, sans oublier l'effet de peau qui augmente les pertes avec la fréquence comme nous le verrons un peu plus loin. Les pertes conductrices s'expriment de la façon suivante [3] :

$$\alpha_c = 0,072 \frac{\sqrt{f}}{w Z_0} \left(1 + \frac{2}{\pi} \arctan \left(1,4 \left(\frac{\Delta}{\delta_s} \right)^2 \right) \right) \text{ dB par unité de longueur} \quad (1)$$

avec : Δ = rugosité de surface (= quelques microns dans le cas de l'alumine)

$\delta_s = 1/(R_s \sigma)$ pénétration superficielle à la fréquence de travail

R_s : résistance de surface

σ : conductivité du métal

f : fréquence en GHz

w : largeur de la ligne microruban (en m)

Z_0 : impédance caractéristique

Le facteur entre parenthèses permet d'exprimer quantitativement l'état de surface du substrat.

Les pertes dans le diélectrique

En général, les pertes diélectriques sont faibles devant les pertes dans le conducteur et sont souvent négligées. A basses températures, ceci n'est peut-être plus vérifié car les pertes dans le conducteur diminuent fortement. Il faut donc choisir avec soin le substrat. Pour décrire le phénomène avec précision, il faudrait pouvoir décrire quantitativement le comportement en température des pertes diélectriques (évolution de

$\tan\delta$ et de ϵ_r) et des pertes dans le conducteur (évolution de la résistivité). Les pertes diélectriques sont données par [3] :

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1) \tan \delta}{\sqrt{\epsilon_{eff}} (\epsilon_r - 1) \lambda_0} \text{ dB par unité de longueur} \quad (2)$$

avec : $\tan\delta$: tangente de l'angle de perte pour le substrat

ϵ_r : permittivité relative du substrat

ϵ_{eff} : permittivité effective du substrat (cette quantité permet de prendre en compte la propagation de l'onde dans le diélectrique et dans l'air)

λ_0 : longueur d'onde dans le vide

Choix du substrat [4]

Le substrat le plus couramment utilisé pour la réalisation de circuits microondes est l'alumine (Al_2O_3). Il a pour particularité d'être dur, opaque, blanc, et c'est un saphir monocristallin qui peut être poli. Le choix fréquent de ce substrat peut être attribué à sa rugosité à haute température, sa forte constante diélectrique ($\epsilon_r = 9,6$) intéressante pour la miniaturisation des circuits, ainsi que ses faibles pertes électriques ($\tan \delta = 2.10^{-4}$). En outre, ce substrat a déjà été utilisé à basses températures [4,5] et il a montré un comportement satisfaisant. Nous avons donc opté pour l'alumine pour la réalisation des circuits d'adaptation de l'amplificateur.

b) La métallisation

L'épaisseur de peau [6]

Expérimentalement, on peut se rendre compte que les conducteurs présentent en régime sinusoïdal une résistance dont la valeur croît avec la fréquence. En fait, la densité de courant J traversant un conducteur est de la forme $J = J_s \exp(-y/\delta)$. Elle diminue exponentiellement depuis la surface jusqu'à l'intérieur du conducteur. On définit δ , l'épaisseur de peau par :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (3)$$

avec

$$\sigma : \text{conductivité } \sigma = \frac{1}{\rho}$$

ρ : résistivité

$$\mu_0 = 4 \pi 10^{-7} \text{ H.m}^{-1} : \text{perméabilité magnétique du vide}$$

f : fréquence

δ représente la profondeur à laquelle la densité de courant n'est plus que J_s/e . Lorsque la densité de courant pénètre d'une épaisseur δ dans le métal, elle est divisée par e. Le courant se concentre donc en surface du conducteur. Il en résulte une augmentation de la résistance puisque la section que le courant traverse, proportionnelle à δ , diminue.

On peut introduire la résistance de surface du conducteur définie dans une épaisseur de métallisation égale à l'épaisseur de peau par :

$$R_s = \sqrt{\frac{\pi \mu_0 f}{\sigma}} \quad (4)$$

Le tableau ci-dessous donne les caractéristiques de l'or (la conductivité [7], l'épaisseur de peau et la résistance de surface) à différentes températures.

Table 1 : Conductivité, épaisseur de peau et résistance de surface de l'or en fonction de la température

| | 293 K | 77 K | 20 K |
|--|--------------------|--------------------|--------------------|
| conductivité σ ($\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$) | $0,41 \cdot 10^8$ | $2,0 \cdot 10^8$ | $2,22 \cdot 10^8$ |
| épaisseur de peau δ | $0,79 \mu\text{m}$ | $0,35 \mu\text{m}$ | $0,34 \mu\text{m}$ |
| résistance de surface | 31 m Ω | 14 m Ω | 13,3 m Ω |

Ainsi, une diminution de la résistivité d'un facteur 4 (comme c'est à peu près le cas de 293 K à 77 K) entraîne une diminution de l'épaisseur de peau et de R_s d'un facteur 2.

Nous avons choisi une épaisseur de métallisation de 1 μm . En pratique, il ne faut surtout pas que l'épaisseur de métallisation soit inférieure à l'épaisseur de peau, au risque d'augmenter considérablement les pertes conductrices.

δ étant proportionnelle à $\sqrt{\rho}$ (3) (donc proportionnelle à la résistance de surface), plus δ est important, plus la résistance de surface est grande et donc plus les pertes seront élevées.

Les courants de haute fréquence n'occupent qu'une très faible épaisseur au voisinage de la périphérie du conducteur, c'est-à-dire une section faible, d'autant plus faible que la fréquence est plus élevée. La résistance croît donc avec la fréquence : elle évolue en \sqrt{f} , comme l'indique la formule (4).

I.2. Les paramètres du transistor utilisés

Pour simuler les performances de l'amplificateur à 20 K, nous avons utilisé les enseignements des mesures de paramètres de bruit présentées au cours du chapitre 2, les données fournies par Fujitsu ainsi que d'autres résultats obtenus par ailleurs sur des transistors du même type que nous résumons brièvement ci-dessous.

Enseignements tirés de mesures précédentes :

Deux transistors HEMT pseudomorphiques (FHX04X et NE20200) ont été mesurés en bruit à 300 K et à 77 K [5]. Notons immédiatement que ces deux composants sont du même type que les nôtres (FHX13X et NE32400) et sont les versions précédentes des constructeurs. Ces mesures constituent donc une information très intéressante pour nous.

Les mesures à 300 K et à 77 K ont été comparées. Les conclusions sont :

- * **NF_{min}** diminue avec la température (NF_{min} est divisé par 1,5 à 2,4)
- * **R_n** diminue avec la température (R_n est divisée par 2 à 3)
- * **Γ_{opt}** est invariant (en module et en phase)

Des mesures effectuées par ailleurs [8] confirment que Γ_{opt} n'évolue pas beaucoup avec la température.

Baghdad [9] a, quant à lui, mesuré le facteur de bruit des transistors FHX04X et NE20200 à 300 K et à 77 K : il s'en suit que le facteur de bruit de ce type de transistors est divisé par 2, voire 3, de 300 K à 77 K.

Pospieszalski [10] a caractérisé un transistor du même type que les nôtres (FHR01FH de Fujitsu) aux températures de 300 K et 12,5 K.

On s'aperçoit alors que le facteur de bruit minimum est divisé dans ce cas par 7 lorsqu'il est refroidi de 300 K à 12,5 K.

Cette analyse des mesures de transistors à basse température [5,8,9,10], ainsi que les résultats des mesures présentées dans la chapitre 2 (§ VI), nous conduit aux conclusions suivantes, concernant les quatre paramètres de bruit du transistor :

* en ce qui concerne le facteur de bruit minimum du transistor, nous avons considéré que les données du constructeur étaient sous-estimées de 10 % et qu'il y avait un rapport 4 entre le facteur de bruit à 300 K et à 20 K.

* nous avons estimé que la résistance de bruit R_n était divisée par 3 de 300 K à 20 K.

* Γ_{opt} n'évolue pas sensiblement avec la température : nous avons donc fait le choix de garder les paramètres de Γ_{opt} donnés par le constructeur pour la conception à basse température.

Pour les simulations de l'amplificateur, les paramètres de bruit que nous avons utilisés à 20 K et à 10 GHz sont :

$$* NF_{min} = 0,11 \text{ dB}$$

$$* R_n = 3,85 \Omega$$

$$* \text{mod}(\Gamma_{opt}) = 0,66$$

$$* \text{pha}(\Gamma_{opt}) = 65^\circ$$

Remarque : Les paramètres S utilisés sont bien sûr ceux provenant des mesures qui ont été présentées dans le Chapitre 2.

I.3. La stabilisation

Chaque étage a été stabilisé en utilisant une combinaison d'une inductance de source série et d'une résistance 50Ω intégrée dans le circuit de polarisation du drain (voir figure 7). Lors de la conception, les paramètres ont été optimisés de façon à obtenir une stabilité inconditionnelle.

Le transistor que nous avons sélectionné (FHX13X) devient inconditionnellement stable à partir de 18 GHz ($K > 1$, $d_1 > 0$ et $d_2 > 0$) (cf : chapitre 1 § II.3.2) ; la figure 1 représente le facteur de stabilité du FHX13X seul.

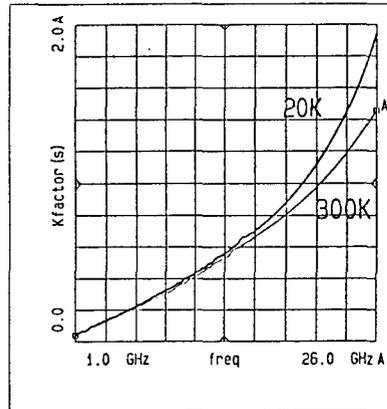


figure 1: Facteur de stabilité du transistor seul (FHX13X)

La figure 2 montre l'influence de l'inductance de source. Tel que nous l'annonçons au chapitre 1, elle permet de rapprocher l'adaptation de puissance de l'adaptation de bruit [11,12,13]. Nous voyons en effet qu'une inductance de source de 0,1 nH permet déjà de rapprocher le S'_{11}^* de S_{opt} . Une inductance de 0,2 nH est encore plus efficace. Nous avons adopté cette longueur d'inductance pour stabiliser chacun des transistors.

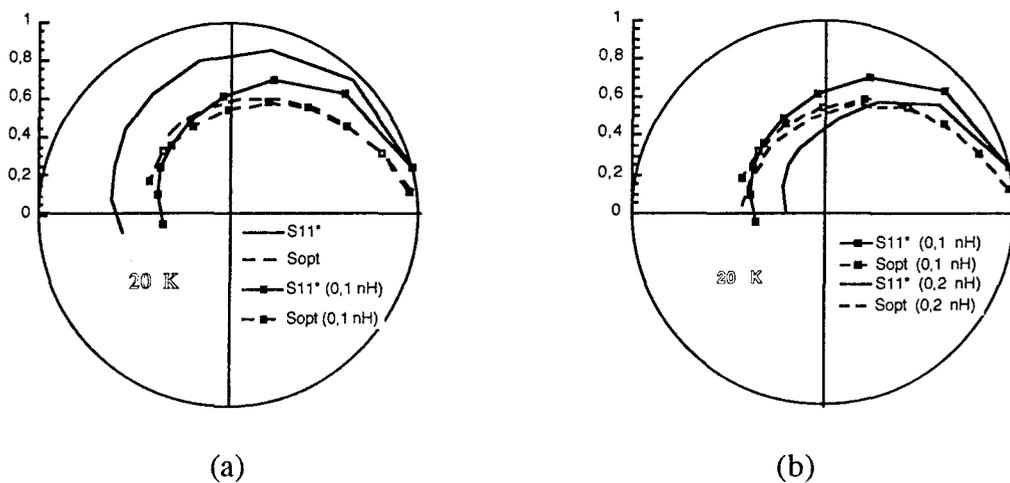


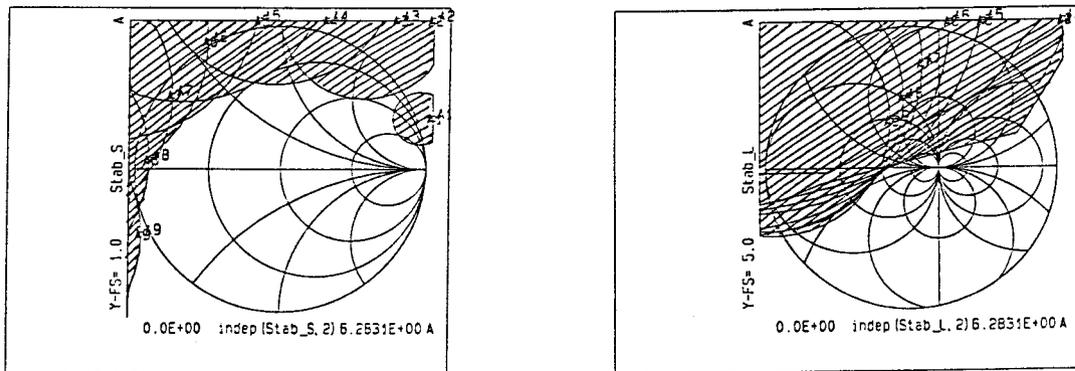
figure 2 : Influence de l'inductance de source sur S'_{11}^* et S_{opt}
 (a) FHX13X seul et avec une inductance de source de 0,1 nH
 (b) FHX13X avec une inductance de source de 0,1 nH et de 0,2 nH

Les cercles de stabilité

Il est possible de tracer sur l'abaque de Smith les impédances d'entrée et de sortie pour lesquelles la stabilisation est assurée. Ces lieux d'impédance sont des cercles [37].

Représenter les cercles de stabilité n'est cependant pas suffisant ; il est nécessaire d'indiquer si la stabilité est assurée à l'intérieur ou à l'extérieur de ces cercles. Sur les figures suivantes (figures 3 et 4), les zones hachurées indiquent les régions instables ; nous avons représenté les cercles de stabilité dans le cas du transistor seul et lorsqu'il est stabilisé, c'est-à-dire que l'on considère alors le transistor avec ses circuits de stabilisation et de polarisation (figure 4).

Transistor seul



*figure 3 : Cercles de stabilité de source et de charge du transistor seul
(non stabilisé)*

Ainsi, dans le cas du transistor seul, la stabilité est inconditionnelle à partir de 18 GHz (cercle A9 en bas à gauche). Par contre, le transistor est conditionnellement stable aux plus basses fréquences.

Transistor stabilisé

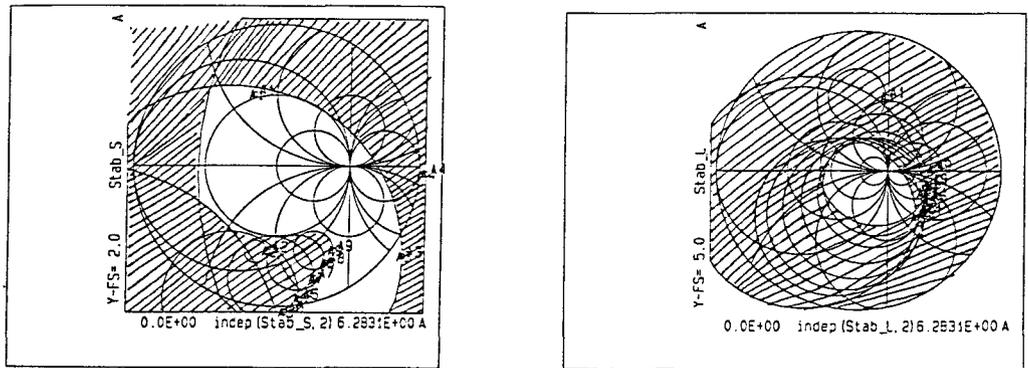


figure 4 : Cercles de stabilité de source et de charge du transistor stabilisé
($L_S = 0,2 \text{ nH}$; $R_D = 50 \Omega$ et son circuit de polarisation)

Dans ce cas, la stabilité est inconditionnelle pour toutes les fréquences.

I.4. La topologie des circuits d'adaptation

Deux étages se sont avérés suffisants pour répondre aux exigences du cahier des charges (de façon à obtenir un gain minimum de 20 dB).

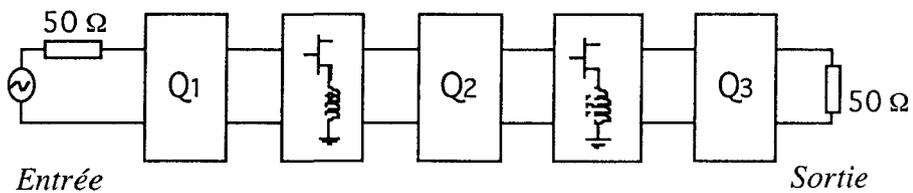


figure 5 : Schéma bloc de l'amplificateur à 2 étages

Les quadripôles Q_1 , Q_2 et Q_3 représentent respectivement les circuits d'accord d'entrée, d'inter-étage et de sortie de l'amplificateur.

Méthode de conception

La démarche que nous avons adoptée pour la conception de l'amplificateur cryogénique en bande X dans son ensemble est la suivante : le premier étage (Q_1) est conçu de manière à obtenir le facteur de bruit le plus faible possible. En conséquence, l'adaptation d'entrée n'a pas été optimisée. Ce choix se justifie car l'utilisation d'un circulateur à l'entrée de l'amplificateur est tout à fait possible. Ceci est généralement le cas pour les récepteurs SIS en radioastronomie [14] : il permet d'éviter les ondes stationnaires à la sortie du mélangeur ou encore de prévenir le pompage du mélangeur par des oscillations hors bande à l'entrée de l'amplificateur. En outre, les pertes des circulateurs cryogéniques sont relativement faibles (environ 0,2 dB) et ramènent par conséquent très peu de bruit thermique à une température physique de 20 K (0,95 K à l'entrée de l'amplificateur).

L'inter-étage (Q_2) est conçu de façon à ce qu'il n'ajoute pratiquement pas de bruit supplémentaire et qu'il aplatisse la pente du gain : le paramètre S_{21} d'un transistor décroît en fonction de la fréquence, avec généralement une pente de -6 dB / octave, qu'il faut redresser pour obtenir un amplificateur ayant un gain plat. Enfin, le dernier étage (Q_3) est optimisé de manière à obtenir un bon coefficient de réflexion de sortie.

Remarquons encore qu'il a fallu, avant toute chose, rendre chaque transistor inconditionnellement stable.

Topologie des cellules d'adaptation

Nous présentons ci-dessous la topologie des cellules d'adaptation de l'amplificateur réalisé.

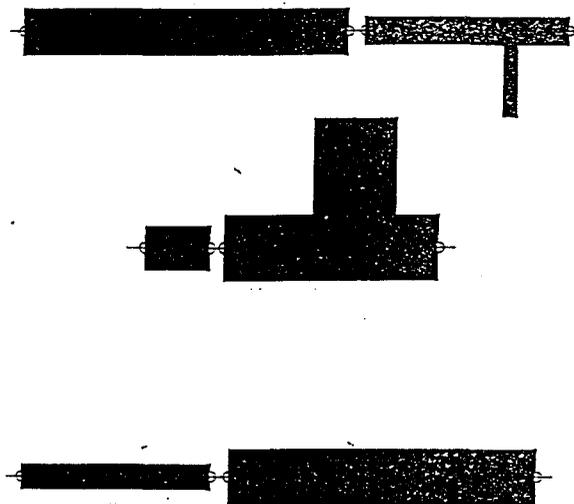


figure 6 : Topologie des circuits d'adaptation de l'amplificateur

Remarque sur le montage des transistors

La configuration que nous avons choisie pour le montage de l'amplificateur consiste à séparer physiquement chacune des alumines correspondant aux différents circuits d'adaptation. Les transistors en puce ne seront donc pas montés sur les alumines mais collés directement sur le boîtier doré : cette solution permet de réduire les fils de thermocompression de source au minimum. La mise à la masse peut aussi être effectuée au moyen de trous métallisés : la méthode consiste alors à percer le substrat et à remplir le trou réalisé avec un métal, de façon à se connecter à la masse du boîtier. Ce procédé demande une technologie particulière et coûteuse.

I.5. Le circuit de polarisation

Le circuit de polarisation permet de polariser le transistor au minimum de bruit. Chaque transistor est polarisé par son propre circuit [15].

La polarisation est amenée par des lignes fortes impédances qui sont en fait des fils de thermocompression de diamètre $18 \mu\text{m}$, soit simples, soit mis en parallèle afin de réduire la valeur de l'inductance [16] (figure 7). Les deux résistances dans le circuit de polarisation du drain permettent de polariser la diode Zener en inverse de telle sorte qu'elle ne conduise pas. Une diode électroluminescente est placée dans le circuit de polarisation de grille de façon à prévenir un courant de grille trop important. Si jamais la tension V_{gs} ou V_{ds} devient trop forte, la diode dérive le courant et protège ainsi le transistor.

La première résistance rencontrée dans le circuit de polarisation du drain a aussi pour rôle de stabiliser le transistor, notamment à basse fréquence. Dans notre cas, nous avons choisi $R = 50 \Omega$. La résistance suivante permet ensuite d'ajuster le potentiel aux bornes de la diode Zener en fonction de la tension V_{ds} .

Les deux condensateurs permettent de découpler la fréquence radio.

Pour chaque étage, nous aurons la possibilité de faire varier la tension drain-source V_{ds} ainsi que le courant I_{ds} , par le biais de la tension grille-source V_{gs} . La température de bruit ainsi que la consommation de l'amplificateur pourront alors être optimisées.

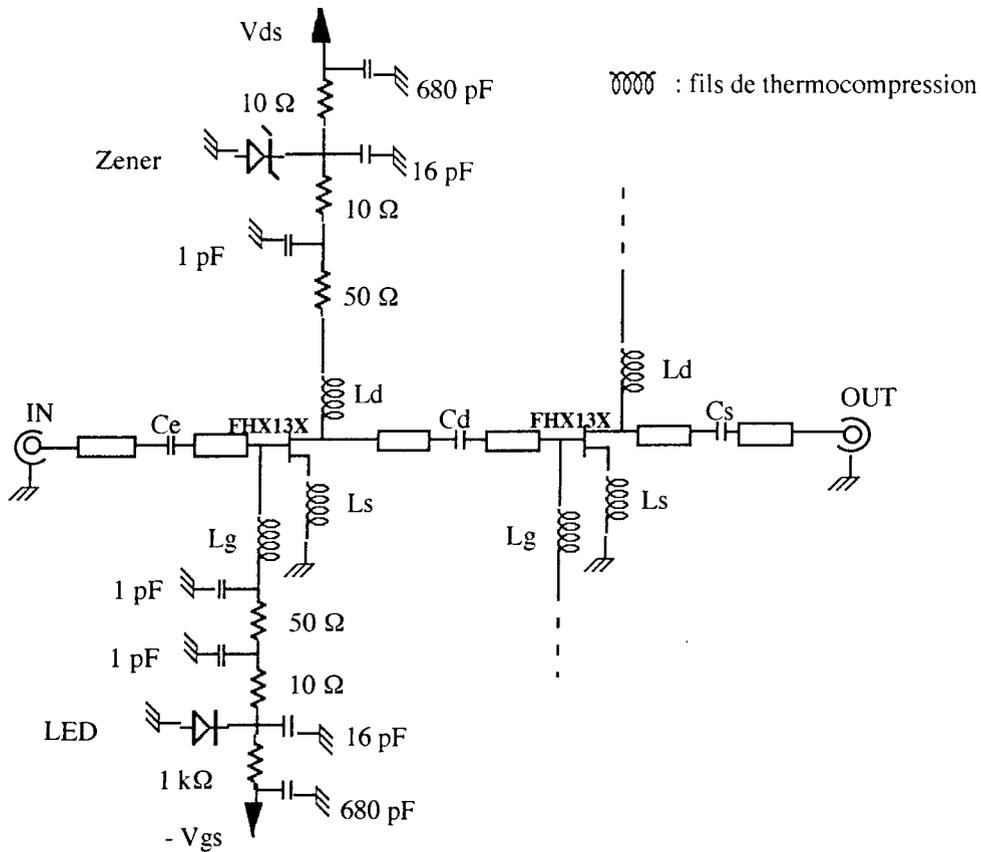


figure 7 : Schéma électrique de polarisation de l'amplificateur HEMT à deux étages.

$$C_e = 2 \text{ pF} ; C_d = 1 \text{ pF} \text{ et } C_s = 0,5 \text{ pF}.$$

L_g, L_s, L_d sont les inductances associées aux fils de thermocompression

Les capacités C_e, C_d et C_s sont des capacités de découplage qui permettent de couper le courant continu afin que chaque transistor soit correctement polarisé par son propre circuit de polarisation.

II. Résultats des simulations

Des simulations avec des circuits d'accord en métal normal ont été effectuées. Les pertes d'un amplificateur cryogénique faible bruit sont dues aux pertes des circuits d'accord ainsi qu'à celles du transistor en lui-même. La température de bruit globale est réduite substantiellement en refroidissant l'amplificateur, ce qui a pour effet de réduire le bruit du transistor mais aussi celui des circuits d'accord. La question que l'on peut se poser est de savoir si l'on ne peut pas encore réduire les pertes des circuits

d'adaptation... Des mesures des pertes des lignes sur substrat d'alumine sont exploitées. Elles nous ont amené à réfléchir sur l'opportunité de tirer profit du refroidissement de l'amplificateur à 20 K pour utiliser des circuits d'adaptation qui utilisent des supraconducteurs à haute température critique. Des calculs complets ont été menés de façon à quantifier l'apport des supraconducteurs pour les circuits d'accord d'un amplificateur cryogénique vers 10 GHz.

II.1. Circuits d'accord en métal normal

Le métal utilisé pour la réalisation de l'amplificateur cryogénique est l'or.

II.1.1. Les simulations

Les résultats des simulations (effectuées à l'aide du logiciel HP-MDS) à une température physique de 20 K prévoient un gain de $20,2 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ et une température de bruit de $24,6 \text{ K} \pm 1,7 \text{ K}$ (ce qui représente un facteur de bruit de $0,35 \text{ dB} \pm 0,03 \text{ dB}$). La consommation nominale est de 40 mW.

Les autres caractéristiques sont :

$$19,3 \text{ dB} < \text{gain} < 21,2 \text{ dB}$$

$$20 \log |S_{11}| < -4 \text{ dB}$$

$$20 \log |S_{22}| < -5,8 \text{ dB}$$

$$22,9 \text{ K} < T_{\text{bruit}} < 26,4 \text{ K} \quad (0,33 \text{ dB} < N_f < 0,38 \text{ dB})$$

Les courbes correspondant à ces résultats se trouvent figure 8.

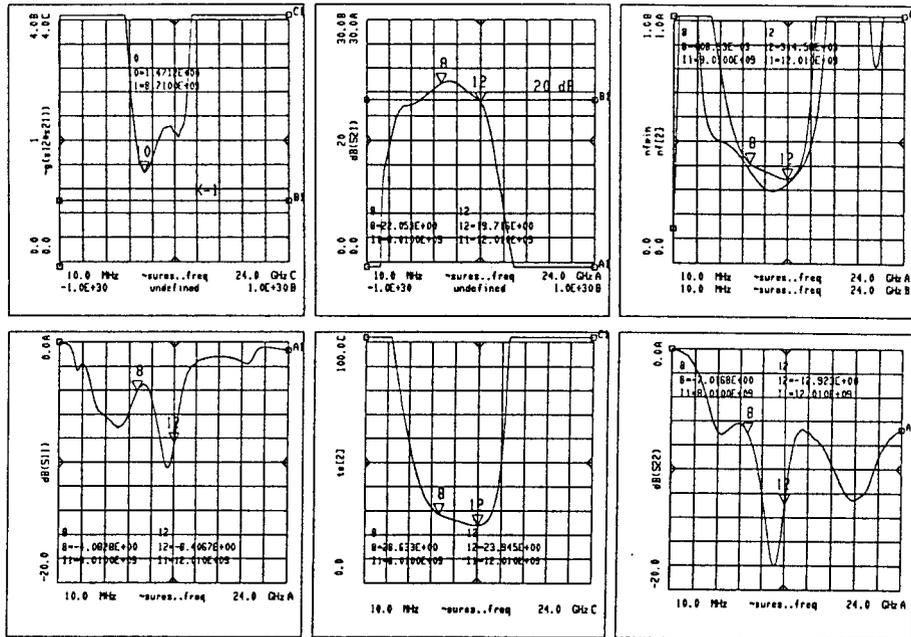


figure 8 : Résultats des simulations de l'amplificateur bande X à 20 K

Consommation actuelle : les transistors sont polarisés sous $V_{ds} = 2$ V et $I_{ds} = 10$ mA, qui est la polarisation optimale de bruit indiquée par le constructeur. L'amplificateur possède 2 étages. La consommation est donc de 40 mW. Il est bien entendu que, lors du réglage de l'amplificateur, nous essaierons de réduire cette consommation au maximum. Un courant drain-source de 8 mA au lieu de 10 mA réduirait par exemple déjà la consommation à 32 mW.

II.1.2. Pertes de lignes sur substrat d'alumine

Nous avons voulu quantifier les pertes de lignes sur substrat d'alumine et connaître leur évolution avec la température, de manière à posséder d'avantage d'informations pour la conception de l'amplificateur bande X. Pour cela, les pertes des lignes coplanaires du substrat qui a servi pour la calibration des mesures sous pointes (mesures des transistors présentées au chapitre 2) ont été mesurées. Ces lignes ont une impédance de 50Ω et sont gravées sur un substrat d'alumine d'épaisseur $500 \mu\text{m}$.

Les mesures ont été effectuées à 300 K, 200 K, 130 K et 90 K. Les lignes ont une longueur de 5 mm. Les résultats des pertes par unité de longueur sont rassemblés sur la figure 9. Etant donné que l'amplificateur a été réalisé en technologie microruban, nous avons voulu extraire les pertes d'une ligne microruban équivalente à la ligne coplanaire mesurée. Pour cela, nous avons simulé une ligne microruban (à l'aide de HP-MDS) en utilisant les mêmes paramètres physiques que la ligne coplanaire mesurée. Les paramètres employés pour une température physique de 300 K sont :

$\epsilon_r = 9,6$; $\sigma = 0,41 \cdot 10^8 \Omega^{-1}m^{-1}$; $\tan\delta = 2 \cdot 10^{-4}$; $h = 635 \mu m$; épaisseur d'or = $2 \mu m$.

Nous avons ainsi pu estimer les pertes que pouvaient présenter des lignes microrubans sur substrat d'alumine.

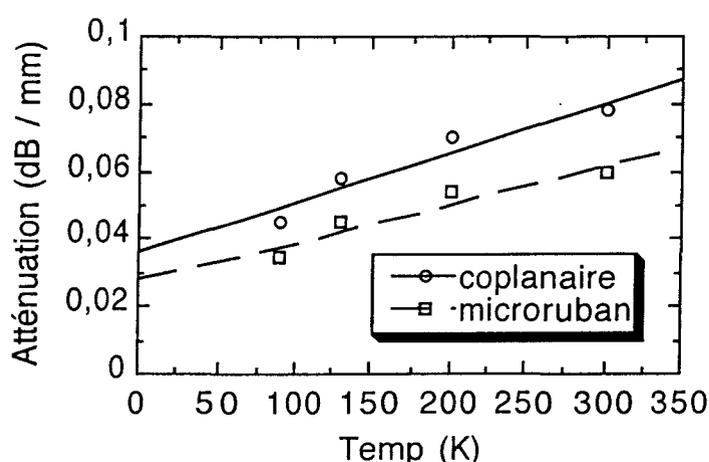


figure 9 : Pertes mesurées (en dB / mm) de lignes coplanaires et pertes calculées de lignes microrubans en fonction de la température physique ($f = 10$ GHz). Les lignes représentent les interpolations linéaires.

La différence entre les pertes des lignes coplanaires et celles des lignes microrubans est estimée à 23 %.

On peut alors évaluer les pertes du circuit d'adaptation d'entrée de l'amplificateur bande X de longueur 6,45 mm. D'après la figure 9, ses pertes sont estimées à 0,38 dB à 300 K, ce qui représente une température de bruit de 26,5 K. A une température physique de 20 K, les pertes sont estimées à 0,027 dB/mm, soit 0,17 dB pour la même longueur. Ce qui correspond à une température de bruit de 0,8 K à une température physique de 20 K ou encore 1,2 K à la température physique de 30 K.

Dans le cas d'un amplificateur cryogénique refroidi à 30 K ayant une température de bruit de 20 K, le circuit d'adaptation d'entrée représenterait donc moins de 10 % de la température de bruit totale.

Remarque :

Le logiciel Linecalc (Hewlett Packard) indique des pertes de 0,034 dB/mm dans le cas de la ligne coplanaire, à température ambiante ; ce qui est moins de la moitié des pertes mesurées expérimentalement (0,078 dB/mm). On peut donc en déduire que les logiciels sous-estiment les pertes des lignes et qu'il faudra par conséquent être prudent lorsque l'on désirera évaluer les pertes totales d'un circuit.

Voyons à présent ce qui en est dans le cas de l'utilisation de supraconducteurs.

II.2. Circuits d'accord supraconducteurs

Nous avons étudié l'influence de structures d'accord supraconductrices à haute température critique sur les performances d'un amplificateur cryogénique à 10 GHz [17].

Les performances que l'on peut attendre d'un amplificateur à 10 GHz refroidi à 77 K ont été évaluées pour 2 configurations du circuit d'adaptation d'entrée : l'une comportant des lignes en métal normal et l'autre des lignes supraconductrices à haute température critique, toutes deux étant réalisées en technologie microruban. Pour cette étude, nous n'avons considéré que le premier étage de l'amplificateur, car c'est celui qui déterminera principalement les performances en bruit de l'amplificateur (les autres étages étant masqués par le gain du premier transistor).

Nous avons comparé les résultats issus de simulations sur des logiciels commerciaux de CAO (HP-MDS et Eesof-Libra) et ceux donnés par un modèle mathématique [18,19] développé spécifiquement au laboratoire pour les lignes microrubans supraconductrices. Les nouveaux paramètres du transistor à 77 K ainsi que les caractéristiques des lignes supraconductrices ont été pris en compte.

Le transistor

Nous avons considéré le transistor pseudomorphique FHX13X stabilisé à 10 GHz pour lequel $NF_{min} = 0,57$ dB et $Z_{opt} = 40,5 \Omega + j 54,2 \Omega$ à température ambiante (données Fujitsu).

En nous basant sur les mêmes résultats que nous avons exploités pour définir les paramètres de bruit pour les simulations du transistor (§ I.2), nous avons estimé la variation des paramètres de bruit de 300 K à 77 K :

- * le facteur de bruit NF_{min} diminue en moyenne d'un rapport 2 à 77 K.
- * l'impédance optimale de bruit $Z_{opt} = R_{opt} + j X_{opt}$ n'évolue pas significativement en fonction de la température. De plus, les variations de l'impédance optimale n'influent que sur la ligne d'adaptation qui devra être recalculée en conséquence. Or, nous n'étudions ici que l'influence du matériau (métal normal ou supraconducteur) et nous négligerons la désadaptation d'impédance à l'entrée du transistor.

La structure d'accord

Nous avons tout d'abord calculé une structure d'accord à 10 GHz pour l'amplificateur à température ambiante : il s'agit d'une structure simple qui adapte le transistor au minimum de bruit à la fréquence de 10 GHz. Ce circuit d'adaptation se compose de deux lignes d'impédances caractéristiques différentes (figure 10). Les calculs ont été effectués avec MDS, Eesof-Linecalc et le modèle quasi-statique du laboratoire [18] qui prend en compte la dispersion modale. Les paramètres des lignes (impédance caractéristique, vitesse de propagation et pertes) ont été comparés ; ils montrent un bon accord, sauf pour les pertes qui sont environ 1,5 fois plus élevées avec MDS qu'avec Eesof. Le calcul des pertes du modèle développé au laboratoire a été modifié pour être en accord avec les résultats de MDS.

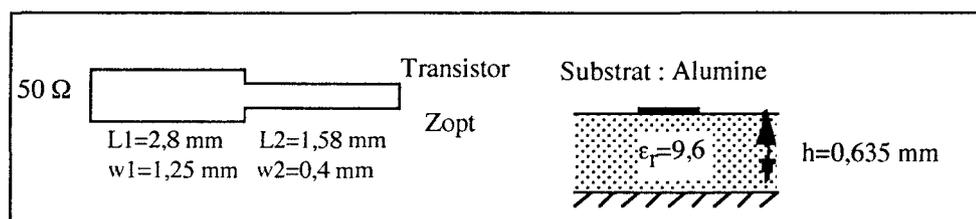


figure 10 : Structure d'adaptation utilisant un métal normal (l'or) comme conducteur

Le métal utilisé est l'or (épaisseur = $2 \mu\text{m}$). Les conductivités utilisées aux différentes températures sont :

$$\sigma(300\text{K}) = 0,41 \cdot 10^8 \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$$

$$\sigma(77\text{K}) = 2 \cdot 10^8 \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$$

Comparaison des différents types de structure d'accord sur les performances de l'amplificateur

Le logiciel de modélisation du laboratoire a été étendu au calcul des lignes supraconductrices en utilisant le modèle à 2 fluides [20,21] pour prendre en compte la conductivité complexe du supraconducteur. Les calculs ont été effectués en considérant une couche supraconductrice d'YBaCuO ($T_c = 89$ K) d'épaisseur $0,45 \mu\text{m}$ déposée sur une MgO (épaisseur = $0,635$ mm ; $\epsilon_r = 9,6$). La résistance de surface est $0,5 \text{ m}\Omega$ à 77 K et à 10 GHz, la profondeur de pénétration de London à 0 K est $\lambda_0 = 0,15 \mu\text{m}$ [22]. Les paramètres du substrat ont été volontairement choisis égaux à ceux de l'alumine utilisée pour les lignes en métal normal de manière à n'étudier que l'influence du supraconducteur. De plus les pertes diélectriques ont été volontairement négligées. Les calculs ont été effectués à la température physique de l'azote liquide (77 K).

Température de bruit de l'amplificateur :

En négligeant la désadaptation d'impédance en entrée et le bruit ramené par les étages suivants, la température de bruit de l'amplificateur peut s'exprimer en fonction des pertes (L_{adapt}), de la température physique ainsi que de la température du bruit du transistor :

$$T_{\text{ampli}}(\text{K}) = (L_{\text{adapt}} - 1) * T_{\text{phys}}(\text{K}) + L_{\text{adapt}} * T_{\text{transistor}}(\text{K})$$

L_{adapt} sont les pertes du circuit d'accord d'entrée (en linéaire).

En utilisant le formalisme des lignes de transmission, on peut montrer que les pertes résistives d'une ligne supraconductrice ou en métal normal ne modifient pas, au premier ordre, la vitesse de propagation et l'impédance caractéristique Z_c d'une ligne sans pertes si l'épaisseur du substrat est supérieure à grande devant la profondeur de pénétration des champs dans l'électrode [19]. Seule l'atténuation égale au premier ordre à $\frac{R_s}{2wZ_c}$, change car R_s est différente (w est la largeur de la ligne).

Pour mener à bien notre étude, nous avons calculé la température de bruit des circuits d'adaptation d'entrée ainsi que celle du transistor pour différentes configurations. Pour chacune des configurations, l'amplificateur à 300 K, celui à 77 K avec des circuits d'accord utilisant un métal normal refroidi et celui utilisant des supraconducteurs à haute température critique ont été comparés. La contribution du circuit d'accord ainsi que celle du transistor au bruit total de l'amplificateur ont été évaluées. Les trois configurations étudiées sont les suivantes :

- La première consiste à supposer que le plan de masse de la structure d'accord réalisée en technologie microruban est en supraconducteur.

Table 2 : Contribution en bruit de chaque élément de l'amplificateur (d'après valeurs théoriques) - plan de masse en supraconducteurs

| Type de conducteur utilisé | Résistance de surface | Bruit du circuit d'adaptation | Bruit du transistor | Bruit de l'amplificateur |
|-------------------------------|-----------------------|-------------------------------|---------------------|--------------------------|
| <i>métal normal 300 K</i> | 30,8 mΩ | 1,790 K | 40,4 K | 42,43 K |
| <i>métal normal 77 K</i> | 14 mΩ | 0,210 K | 19,5 K | 19,76 K |
| <i>supra 77 K (2 fluides)</i> | 0,5 mΩ | 0,007 K | 19,5 K | 19,51 K |

Table 3 : Répartition du bruit total de l'amplificateur entre le bruit du transistor et celui du circuit d'adaptation

| type de conducteur utilisé | transistor | circuit d'adaptation |
|-------------------------------|------------|----------------------|
| <i>métal normal 300 K</i> | 95,8 % | 4,2 % |
| <i>77 K métal normal</i> | 99 % | 1 % |
| <i>77 K supra (2 fluides)</i> | 99,97 % | 0,03 % |

La table 2 montre que les pertes de la structure d'accord supraconductrice sont 30 fois plus faibles que celles de la ligne en métal normal refroidie à 77 K.

L'utilisation de lignes supraconductrices à haute température critique représente une réduction de la température de bruit de l'amplificateur de 0,25 K par rapport au métal normal refroidi à 77 K. Ce qui signifie un gain de l'ordre de 1 %. Ce gain est trop faible pour être détectable lors de mesures.

Le refroidissement à 77 K est en lui-même suffisant pour réduire la température de bruit de l'amplificateur : en effet, dans le cas de lignes en métal normal refroidies à 77 K, les pertes du circuit d'accord ne représentent que 0,21 K, et ne contribuent quasiment pas au bruit de l'amplificateur.

□ La seconde étape a consisté à faire les calculs en utilisant les valeurs expérimentales des résistances de surface de l'or et de l'YBaCuO mesurées par Thomson [23] et en considérant que le plan de masse du circuit supraconducteur est en or.

Table 4 : Contribution en bruit de chaque élément de l'amplificateur (d'après valeurs expérimentales Thomson) - plan de masse en or

| Type de conducteur utilisé | Résistance de surface | Bruit du circuit d'adaptation | Bruit du transistor | Bruit de l'amplificateur |
|-------------------------------|-----------------------|-------------------------------|---------------------|--------------------------|
| <i>métal normal 300 K</i> | 53 mΩ | 3,1 K | 40,4 K | 43,9 K |
| <i>métal normal 77 K</i> | 25 mΩ | 0,37 K | 19,5 K | 19,96 K |
| <i>supra 77 K (2 fluides)</i> | 0,35 mΩ et 25 mΩ | < 0,177 K | 19,5 K | > 19,50 K < 19,96 K |

Table 5 : Répartition du bruit total de l'amplificateur entre le bruit du transistor et celui du circuit d'adaptation

| type de conducteur utilisé | transistor | circuit d'adaptation |
|-------------------------------|---------------------|----------------------|
| <i>métal normal 300 K</i> | 93 % | 7 % |
| <i>77 K métal normal</i> | 98,2 % | 1,8 % |
| <i>77 K supra (2 fluides)</i> | < 100 % et > 99,1 % | < 0,9 % |

Les calculs effectués en utilisant les valeurs expérimentales des résistances de surface mesurées par Thomson ainsi qu'en considérant que les lignes supraconductrices ont un plan en or montrent que l'apport de l'utilisation de lignes supraconductrices est de 0,2 à 0,4 K, ce qui n'est toujours pas détectable par des mesures.

□ Enfin, la dernière étape a consisté à supposer que les pertes expérimentales sont 5 fois supérieures aux pertes théoriques.

Table 6 : Contribution en bruit de chaque élément de l'amplificateur (d'après valeurs expérimentales Thomson) - plan de masse en or - coefficient de sécurité sur les pertes de 5

| Type de conducteur utilisé | Résistance de surface | Bruit du circuit d'adaptation | Bruit du transistor | Bruit de l'amplificateur |
|-------------------------------|-----------------------|-------------------------------|---------------------|--------------------------|
| <i>métal normal 300 K</i> | 5*53 mΩ | 15,95 K | 40,4 K | 58,5 K |
| <i>métal normal 77 K</i> | 5*25 mΩ | 1,88 K | 19,5 K | 21,86 K |
| <i>supra 77 K (2 fluides)</i> | 0,35 mΩ et 5*25 mΩ | < 0,89 K | 19,5 K | > 19,50 K < 21,86 K |

Table 7 : Répartition du bruit total de l'amplificateur entre le bruit du transistor et celui du circuit d'adaptation

| type de conducteur utilisé | transistor | circuit d'adaptation |
|-------------------------------|---------------------|----------------------|
| <i>métal normal 300 K</i> | 73 % | 27 % |
| <i>77 K métal normal</i> | 91,4 % | 8,6 % |
| <i>77 K supra (2 fluides)</i> | < 100 % et > 95,7 % | < 4,3 % |

Dans ce cas, certainement plus réaliste que les deux calculs précédents, les pertes du circuit d'adaptation en métal normal refroidi à 77 K sont de 1,88 K. On peut d'ailleurs

comparer cette valeur avec les pertes que nous avons mesurées sur les substrats d'alumine (§ II.2) : les pertes d'une ligne microruban sur alumine ont été évaluées à 0,035 dB / mm. Si on transpose ce calcul au circuit d'adaptation présenté ici, les pertes seraient de 2,7 K à 77 K. L'ordre de grandeur est donc bien respecté et apparaît réaliste.

Si l'on reprend notre calcul, 1,9 K (ou 2,7 K) sont donc les pertes que l'on espère réduire en utilisant des lignes supraconductrices. A 20 K, en supposant que les pertes de l'or sont les mêmes qu'à 77 K (ce qui est pessimiste), le bruit de la structure d'accord est typiquement de $20 / 77 * 1,9 = 0,5$ K (ou encore 0,7 K si l'on considère des pertes de 2,7 K à 77 K). Si le plan de masse est en or, on peut espérer gagner au plus 50 % de ces 0,5 K en remplaçant le ruban en or par un ruban en SHTC. Si le gain était de 0,4 K, il représenterait 2 % du bruit de l'amplificateur. Ce qui est très faible, et toujours non détectable.

Par contre, à 77 K l'apport est plus discutable puisque le gain apporté par l'utilisation des lignes supraconductrices approche des 10 %.

Remarque : dans les calculs qui sont présentés ici ne figure pas l'effet des plots de contact nécessaires pour la connexion à d'autres éléments. Ces plots en or présentent des pertes qui viennent encore dégrader le gain apporté par les lignes supraconductrices.

II.3. Conclusion

A basse température ($> 30 - 40$ K), la substitution des lignes d'adaptation en métal normal par des lignes supraconductrices n'améliore pas significativement les performances de l'amplificateur, la différence se situant tout au plus au niveau de l'ordre de grandeur de la précision des mesures. Le bruit est largement dominé par la contribution du transistor, indépendamment de la température.

L'augmentation de la fréquence n'est pas favorable aux supraconducteurs puisque leurs pertes par mètre augmentent en f^2 , tandis que celles d'un métal normal n'augmentent qu'en \sqrt{f} .

Néanmoins, à 77 K, les pertes des lignes supraconductrices étant 30 fois plus faibles à 10 GHz par rapport à des lignes en métal refroidi, elles présentent un intérêt

incontestable dans le cas de dispositifs hyperfréquences passifs dont le comportement dépend étroitement des pertes et qui, pour des raisons pratiques, doivent être utilisés à la température de l'azote liquide (filtres [24], diplexeur, triplexeur, résonateurs...).

D'autre part, les caractéristiques des lignes microrubans ne sont pas fondamentalement modifiées en présence d'un supraconducteur lorsque les pertes sont faibles. Par conséquent, les logiciels de CAO peuvent être utilisés pour la conception d'un amplificateur avec une adaptation en lignes supraconductrices en utilisant une conductivité infinie pour la simulation. Néanmoins, ces résultats ne sont valables que parce que l'épaisseur du substrat est très grande devant la longueur de pénétration de London du supraconducteur ou l'épaisseur de peau du métal normal. Par contre, lorsque l'épaisseur du substrat devient inférieure à $2 \mu\text{m}$, toutes les caractéristiques des lignes sont modifiées : il est alors nécessaire de calculer l'impédance de surface du supraconducteur, comme il a été fait dans le modèle développé au laboratoire et dans celui en cours de développement à l'ESIEE [25]. Dans ce cas, une miniaturisation des amplificateurs peut être envisagée dans le cadre d'applications spatiales futures, principalement pour les systèmes d'imagerie qui nécessiteront l'intégration monolithique d'un grand nombre d'amplificateurs.

III. Sensibilité de l'amplificateur

Certains paramètres sont difficiles à mesurer de manière précise à basse température. Nous ne possédons donc pas toutes les informations pour effectuer une conception de l'amplificateur cryogénique précise. De plus, nous sommes tributaires du montage des composants qui pourra entraîner des différences par rapport aux simulations. La dispersion des paramètres des transistors provenant d'un même lot peut aussi être une source d'erreur : ce n'est en effet jamais le même transistor qui est mesuré et qui sera monté sur l'amplificateur. Or, les performances de l'amplificateur sont sensibles à certains paramètres. Nous avons voulu quantifier les conséquences d'une variation de certains d'entre eux. Et plus particulièrement en faisant varier les paramètres de bruit du transistor ainsi que les caractéristiques du substrat.

III.1. Aux paramètres de bruit du transistor

Les paramètres de bruit du transistor utilisé pour les simulations de l'amplificateur ne sont pas connus de manière précise : ils ont été estimés d'après les mesures effectuées à l'IEF, les données constructeur et d'autres mesures réalisées par ailleurs sur des composants similaires. Cette étude a été décrite au § I.2. De façon à quantifier l'influence de ces paramètres sur les performances de l'amplificateur entier, une analyse de sensibilité des paramètres de bruit du transistor a donc été effectuée.

III.1.1. Influence du module de Γ_{opt} et de R_n

Dans le cadre de l'analyse de sensibilité de l'amplificateur, nous avons fait varier la résistance équivalente de bruit R_n et le module du coefficient de réflexion optimal de bruit Γ_{opt} du transistor utilisé (FHX13X).

Cette étude a été menée sur l'amplificateur simulé à 300 K, sur la bande de fréquence de 2 à 24 GHz.

Les résultats figurent sur le tableau ci-dessous ; la température de bruit est indiquée pour les 2 fréquences extrêmes de la bande de l'amplificateur : 8 et 12 GHz.

La valeur de R_n nominale est celle qui est fournie par le constructeur. Elle est notée R_n^{nom} .

Lorsque l'on divise la valeur de R_n par 2, cette configuration tend à correspondre au cas du transistor refroidi à 20 K. Cette valeur est alors très intéressante à analyser.

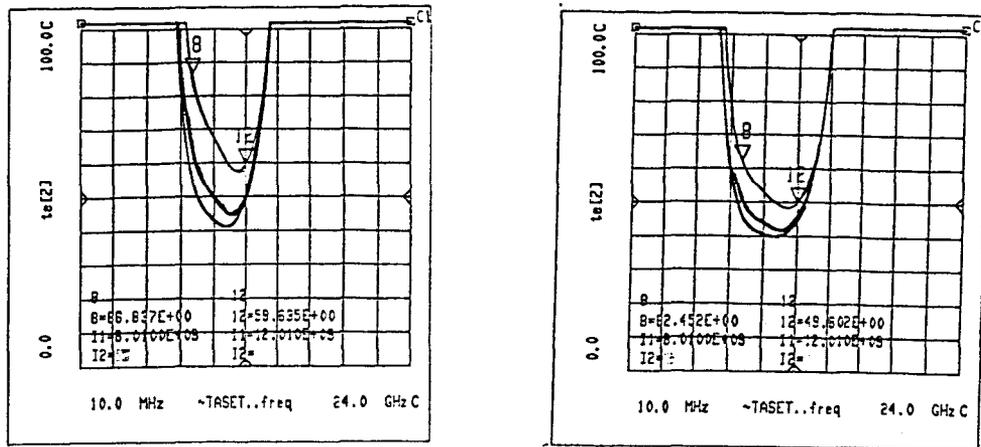
Nous avons également fait varier le module de Γ_{opt} : il a été divisé par 2 et multiplié par 1,5. Les études pour les 2 paramètres ont été menées en parallèle : plusieurs combinaisons ont été testées : $mod(\Gamma_{opt})/2$ et $*1,5$ pour 3 valeurs différentes de R_n^{nom} : $R_n^{nom} / 2$, R_n^{nom} et $R_n^{nom} * 2$. Et nous avons observé comment évoluait la température de bruit de l'amplificateur à température ambiante. La température de bruit de l'amplificateur avec les paramètres de bruit nominaux R_n^{nom} et $mod(\Gamma_{opt})$ est notée T dans le tableau.

Table 8 : Influence de la variation du module de Γ_{opt} et de R_n sur la température de bruit de l'amplificateur 300 K en bande X

| | mod(Γ_{opt}) / 2 | | mod(Γ_{opt}) * 1,5 | |
|-----------------|---------------------------|-----------|-----------------------------|----------|
| | 8 GHz | 12 GHz | 8 GHz | 12 GHz |
| $R_n^{nom} / 2$ | T + 38 % | T + 51 % | T + 34 % | T + 11 % |
| R_n^{nom} | T + 64 % | T + 92 % | T + 57 % | T + 19 % |
| $R_n^{nom} * 2$ | T + 98 % | T + 150 % | T + 88 % | T + 31 % |

L'analyse de sensibilité semble montrer une influence non négligeable du module de Γ_{opt} sur le bruit de l'amplificateur, surtout lorsque R_n est élevé (ce qui est le cas à température ambiante). Par contre, à basse température, une modification du module de Γ_{opt} a beaucoup moins d'incidence sur le bruit total de l'amplificateur (R_n faible).

Nous présentons ci-après quelques courbes obtenues avec MDS qui illustrent certains cas particuliers. Nous avons mis en parallèle les conséquences d'une variation du module de Γ_{opt} sur la température de bruit totale de l'amplificateur, et ceci pour 2 valeurs de R_n (l'une correspondant au cas 300 K : R_n ; et l'autre à 20 K : $R_n/2$).



(a)

(b)

figure 11 : Sensibilité de l'amplificateur au module de Γ_{opt} et à R_n

(a) R_n et mod(Γ_{opt}) + 20 % et + 50 %

(b) $R_n / 2$ et mod(Γ_{opt}) + 20 % et + 50 %

Attention toutefois à l'interprétation des courbes obtenues ci-dessus qui correspondent à un cas pessimiste. En effet, les variations appliquées au module de Γ_{opt} ont été exagérées de façon à bien montrer l'effet sur le bruit de l'amplificateur. En réalité, une variation de $\pm 20 \%$ semblerait le maximum envisageable.

III.1.2. Influence du NFmin du transistor

Une variation du facteur de bruit minimum du transistor de 20% a une influence non négligeable sur le bruit total de l'amplificateur à 300 K . En effet, le bruit de l'amplificateur varie alors jusqu'à 13% .

A 20 K , une augmentation de NFmin de 20% provoque une augmentation du bruit de l'amplificateur jusqu'à 16% .

Ces mesures confirment bien que le bruit du transistor est d'autant plus prédominant dans le bruit total de l'amplificateur que la température physique diminue (cf : tableau du § II.2).

III.2. Sensibilité aux caractéristiques du substrat

Nous avons effectué une étude de sensibilité de l'amplificateur en modifiant certains paramètres du substrat (l'alumine), à savoir la constante diélectrique ϵ_r et la tangente de perte $\tan\delta$.

Lors des simulations, les caractéristiques initiales du substrat sont :

Constante diélectrique : $\epsilon_r = 9,6$.

Pertes diélectriques : $\tan\delta = 2 \cdot 10^{-4}$ à 10 GHz .

III.2.1. Influence de la constante diélectrique

Une étude bibliographique nous a donné quelques informations concernant l'évolution de la constante diélectrique de l'alumine avec la température. Les alumines qui vont être utilisées dans l'amplificateur ont été caractérisées à 300 K : leur constante

diélectrique a donc été déterminée à température ambiante. Des mesures effectuées sur d'autres échantillons ont permis de valider les premiers résultats annoncés quant à l'évolution de ϵ_r avec la température. Cette variation a ensuite été appliquée sur les simulations de l'amplificateur en bande X.

Etude

Au cours de sa thèse, Séjalon [5] a déterminé expérimentalement la valeur de la constante diélectrique de l'alumine en fonction de la température (de 300 K à 77 K).

La figure suivante montre cette évolution ; la courbe en trait plein représente les mesures effectuées au LAAS et les pointillés sont la variation de ϵ_r avec la température déduite de la loi donnée par [26] :

$$\frac{\Delta\epsilon_r}{\epsilon_r \Delta T} = 136 \text{ ppm / K} \quad (5)$$

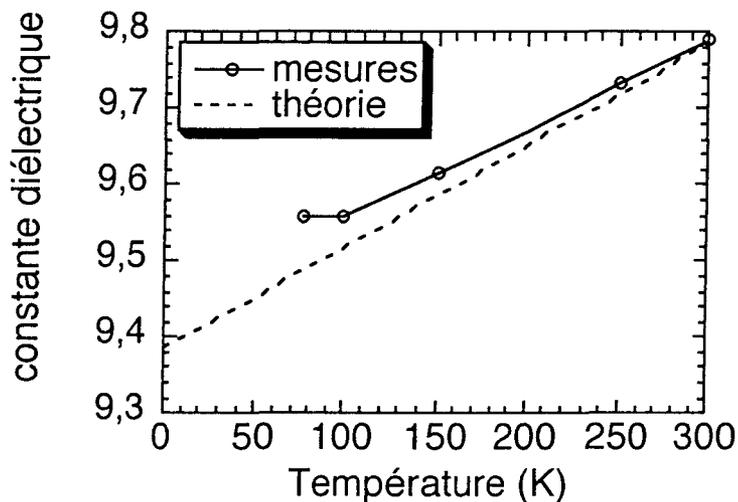


figure 12 : Evolution de la constante diélectrique avec la température

Il constate alors qu'il est possible, entre 300 K et 200 K, d'approcher les variations de ϵ_r par une droite. En dessous de 200 K, cette approximation n'est plus valable, mais il faut noter que l'on ne s'écarte jamais significativement de la courbe théorique (l'échelle des ordonnées est très dilatée).

Il remarque aussi que lorsque l'on passe de la température ambiante à celle de l'azote liquide, ϵ_r ne diminue pas de plus de 2,5 % ; ce qui se traduit par une augmentation de 0,6 Ω de l'impédance caractéristique d'une ligne 50 Ω et représente 15 μm en moins sur la largeur de la ligne de largeur 635 μm . La variation de la largeur de la ligne est alors de de 2,3 %.

Dans notre cas, la température de fonctionnement se situe autour de 20 K. Si on extrapole l'équation précédente (5) à 20 K, on trouve que la constante diélectrique serait égale à 9,23 ; ce qui signifie une diminution de 4 % de ϵ_r .

Quelques mesures

Les lignes coplanaires déposées sur le substrat d'alumine de mesure des transistors (c'est aussi le même substrat qui a été utilisé pour le montage de l'amplificateur) ont été caractérisées à 300 K. Ces mesures ont montré que la constante diélectrique était égale à 9,6 à température ambiante. Ces résultats ont été extraits à partir de la mesure de la phase de $S_{21}, \theta(\text{deg})$, et en utilisant la formule :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{\lambda_0 \cdot \theta(\text{deg})}{360 \cdot \text{long}} \right)^2$$

avec :

long : longueur de la ligne mesurée

Cette permittivité effective est ensuite utilisée dans un logiciel de CAO ("Linecalc") de façon à déterminer la constante diélectrique ϵ_r .

Pour avoir une évolution en température de cette constante, nous avons eu recours à d'autres mesures qui avaient préalablement été effectuées à l'IEF. Ces mesures ont été réalisées à 40 GHz sur les lignes coplanaires du substrat d'alumine qui sert pour la calibration sous pointes. Cette alumine a une épaisseur de 500 μm , ce qui la différencie de celle que nous avons utilisée pour l'amplificateur (635 μm). Ces mesures ont montré que la constante diélectrique diminuait de 5,5 % de 300 K à 20 K (voir figure 13).

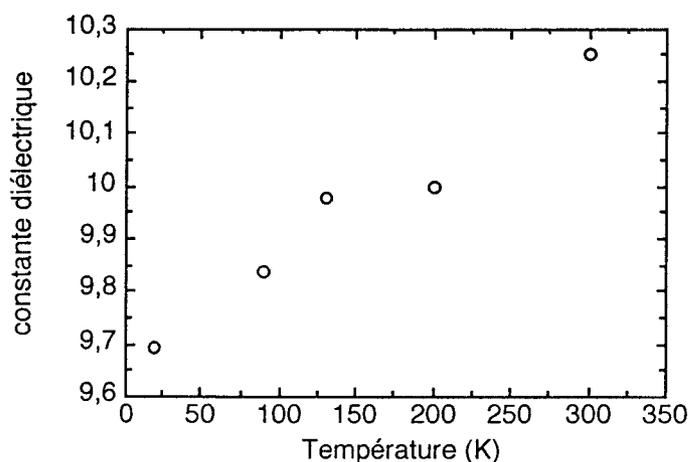


figure 13 : Evolution de la constante diélectrique de l'alumine avec la température (substrat de calibration des pointes)

Ces mesures viennent donc confirmer l'ordre de grandeur de la variation de la constante diélectrique avec la température physique qui avait été déduit lors de l'étude précédente [5] (variation de 4 %).

Simulations

En simulation sur l'amplificateur à 20 K, nous avons effectué une variation du ϵ_r de 4 %, puis de $\pm 10\%$ (figure 14), et observé son effet sur les caractéristiques de l'amplificateur.

La variation de 4 % n'a quasiment aucune influence puisqu'elle modifie la température de bruit de l'amplificateur de moins de 3 % (soit 0,7 K).

Une variation de - 10 % modifie le bruit jusqu'à 7 % (soit 2 K) et le gain de moins de 2,5 %. On remarquera aussi qu'une diminution de la constante diélectrique de 10 % décale le minimum de bruit vers les basses fréquences.

L'influence de la constante diélectrique reste donc très faible : l'effet semble être tout au plus de l'ordre de la précision des mesures.

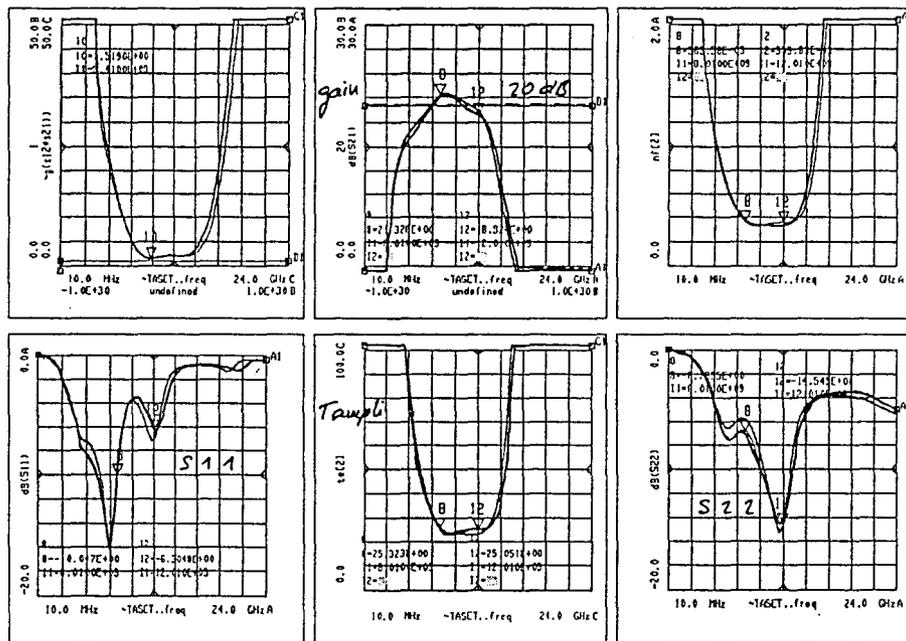


figure 14 : Sensibilité de l'amplificateur à la constante diélectrique ($\epsilon_r \pm 10\%$)

III.2.2. Influence de la tangente de perte

Pour estimer la sensibilité de l'amplificateur à la tangente de perte, nous avons multiplié les pertes diélectriques par 10 dans la simulation de l'amplificateur. Cette modification a eu pour effet de faire varier la température de bruit de l'amplificateur jusque 11 %.

En réalité, une tangente de pertes 10 fois plus élevée semble énorme ; on pourrait s'attendre au plus à une variation d'un facteur de 2 ou 3, qui, elle, n'a aucune incidence sur les performances de l'amplificateur.

III.3. Conclusion

L'analyse de sensibilité de l'amplificateur montre une influence non négligeable des paramètres de bruit du transistor sur les performances globales de l'amplificateur. Interprétons les résultats de cette étude :

□ Si on désire connaître la température de bruit de l'amplificateur avec exactitude, une connaissance précise du facteur de bruit minimum du transistor s'impose. La sensibilité à ce paramètre sur les performances de l'amplificateur est d'autant plus marquée que la température physique diminue : aux températures cryogéniques, la contribution du transistor au bruit total de l'amplificateur est en effet accrue. Toutefois, la valeur réelle de N_{Fmin} ne sert qu'à indiquer le niveau de bruit de l'amplificateur et elle n'influe en aucune sorte sur la topologie des circuits d'accord. Pour une bonne conception d'un amplificateur faible bruit, il n'est donc pas utile de connaître la valeur exacte du facteur de bruit du transistor, N_{Fmin} .

□ L'étude de sensibilité de l'amplificateur au coefficient de réflexion optimal Γ_{opt} du transistor montre que l'influence de ce paramètre est d'autant plus importante que la résistance équivalente de bruit R_n est élevée. Si on se place dans le contexte de l'amplificateur cryogénique, ce comportement est très intéressant. La résistance équivalente de bruit diminue en effet lorsque la température physique décroît. L'amplificateur cryogénique est donc moins sensible qu'un amplificateur à température

ambiante à une désadaptation du transistor, et donc à un coefficient de réflexion optimal pas tout à fait exactement déterminé.

□ Des mesures ont permis de déterminer la valeur de la constante diélectrique à température ambiante de l'alumine qui sera utilisée pour notre amplificateur. Des évolutions avec la température ont également été obtenues. L'amplificateur s'est révélé très peu sensible aux caractéristiques du substrat ; une diminution de la constante diélectrique ϵ_r de 4 % décale légèrement la courbe de la température de bruit vers les basses fréquences. Une variation raisonnable de la tangente de perte n'a, quant à elle, aucune influence notable sur les performances de l'amplificateur.

IV. Réalisation de l'amplificateur

La réalisation pratique d'un amplificateur en bande X, qui plus est cryogénique, impose des règles particulières. Le choix des composants et des technologies est tout d'abord à effectuer avec une attention toute particulière ; certains composants peuvent en effet révéler des comportements "fantaisistes" à basse température. Le montage de l'amplificateur requiert une grande minutie. Un bon contrôle des paramètres est nécessaire.

Les choix technologiques des composants ainsi qu'une description du boîtier sont détaillés dans cette partie. Toutes les étapes du montage sont décrites de façon chronologique.

IV.1. Choix technologiques spécifiques

Les choix technologiques spécifiques que nous décrivons ici sont le plus souvent dictés par une utilisation aux basses températures. Elle impose en effet un bon comportement des composants en cryogénie. Il sera question ici de tous les éléments présents dans le montage de l'amplificateur. Nous insisterons cependant plus particulièrement sur le choix des composants passifs (capacités et résistances) qui sont spécifiques aux températures cryogéniques. Il conviendra de choisir des composants qui

ont déjà été caractérisés aux basses températures, soit par d'autres laboratoires, soit par les constructeurs eux-mêmes.

IV.1.1. Les composants rapportés

Le choix des composants est une étape délicate dans la conception d'un amplificateur fonctionnant à température cryogénique. Certains composants, en particulier les condensateurs, se comportent très mal à basse température. La figure 15 nous montre l'évolution avec la température de certains condensateurs non optimisés pour une utilisation à basse température [27].

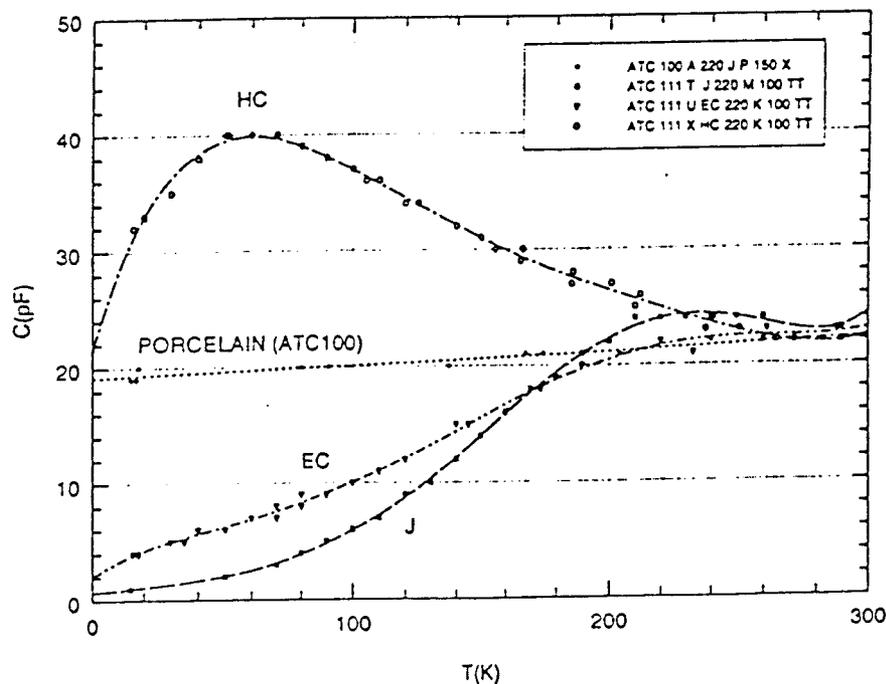


figure 15 : Exemple de variation de capacités avec la température [24]

L'évolution de certaines capacités est donc loin d'être négligeable aux basses températures. Ce comportement est par conséquent nécessairement à prendre en compte dans la conception d'un amplificateur cryogénique de façon à ne pas avoir de mauvaises surprises lors des mesures.

Un autre paramètre qu'il ne faut pas négliger dans le choix des composants est leur taille physique. Etant donné que certains d'entre eux seront rapportés directement sur les lignes des circuits d'adaptation de l'amplificateur, leurs dimensions doivent être adaptées à celles des lignes microrubans.

a) Les condensateurs

Nous avons utilisé des micro-condensateurs monocouches de type *ATC 111*[28]. Pour le report, par exemple d'une capacité de liaison, une électrode est collée à la piste métallique et la seconde est reliée à l'autre piste à l'aide d'un ou plusieurs fils thermocompressés (figure 16).

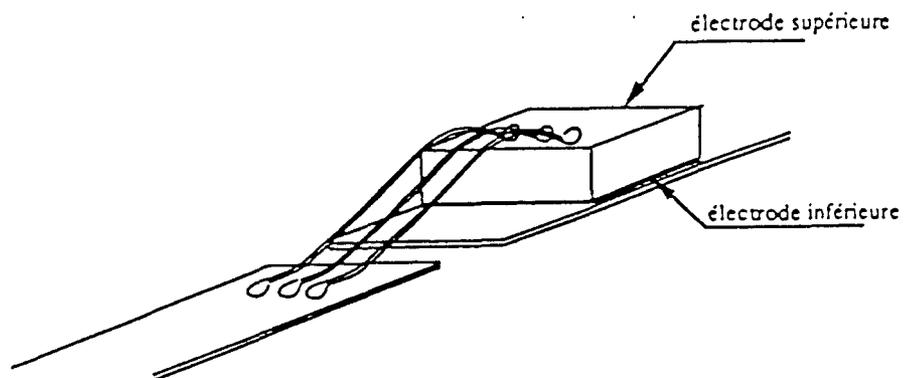


figure 16 : Report d'une capacité de liaison.

Notre choix s'est porté sur la série dont le diélectrique est symbolisé par CA. Cette série a en effet la particularité d'avoir une très bonne stabilité avec la température. Le coefficient de température de la capacité est de 0 ± 30 ppm / °C.

Ces composants ont été testés par ailleurs aux basses températures et ont montré un bon comportement [29, 30].

Au niveau du schéma équivalent, il faut se représenter un condensateur comme étant un circuit RLC série (l'inductance et la résistance représentant les éléments parasites). A

partir d'une certaine fréquence, le condensateur et l'inductance résonnent. Au delà de cette fréquence, le condensateur devient une inductance. C'est à la fréquence de résonance que le condensateur présente une impédance minimale (l'impédance vaut alors la résistance parasite). Le constructeur fournit toutes les données permettant d'extraire les valeurs de L (à partir de $LC\omega^2=1$ lorsqu'on connaît la fréquence de résonance) et R.

Nous donnons ici une idée des dimensions de ces composants : les plus petites capacités mesurent 0,637 mm (dimension des côtés) * 0,127 mm (hauteur) et les plus grandes 0,889 mm * 0,127 mm.

b) Les résistances

Nous avons utilisé des résistances du type *State of the Art* [31].

Il s'agit de résistances en puce sur substrat d'alumine dont les connexions se font sur la même face. Les plots sont dorés et adaptés aux thermocompressions. La face du dessous est isolée, ce qui facilite leur montage : collage et thermocompressions.

c) Les transistors

Ce sont des puces de 0,4 * 0,4 mm² environ. Les caractéristiques des transistors sont données par le constructeur en tenant compte des fils de thermocompression d'or de 25 μ m de diamètre et 300 μ m de longueur. La connexion du drain nécessite 2 fils de thermocompression (2 plots), celle de la grille également 2 fils (2 plots) et pour la source 4 fils sont connectés (mais en théorie un seul suffit).

d) Les inductances

Les connexions des composants passifs en puces (capacités de découplage de l'amplificateur ou encore les circuits de polarisation : capacités et résistances) seront réalisées par des fils de thermocompression. Les inductances qui permettent de relier le transistor au reste du circuit ou de réaliser sa stabilité seront également des fils de

thermocompression. Il est très important de pouvoir maîtriser la valeur des inductances, donc la longueur des fils. Une formule empirique [5] donne une valeur approximative de l'inductance en fonction de sa longueur et de son diamètre :

$$L \text{ (nH)} = 0,2.L \left[\ln\left(\frac{4.L}{d}\right) - 1 \right] \quad (6)$$

avec L : longueur du fil en mm
d : diamètre du fil en mm

Les connexions des composants passifs de l'amplificateur cryogénique faible bruit ont été réalisées à l'aide de fils d'or de diamètre 18 μm .

En utilisant la formule précédente, on calcule qu'un fil d'or de 18 μm de diamètre présente une inductance de 0,9 nH/mm.

D'autres formules plus complètes permettent de caractériser entièrement des fils de thermocompressions [32, 33], en prenant en compte par exemple l'influence de la distance du fil par rapport au substrat... Nous n'avons pas considéré ces formules détaillées, la réalisation pratique des thermocompressions ne permettant pas cet ordre de précision.

Si on désire diminuer l'influence d'une inductance, on peut placer plusieurs fils de thermocompression en parallèle. En pratique, l'effet des inductances mutuelles [34] qui s'exercent entre chaque fil limite souvent le nombre de thermocompressions à deux.

V.1.2. Le boîtier et les alumines

Le boîtier de l'amplificateur a été réalisé en laiton ; il a ensuite été doré avec une épaisseur d'or de 1 μm^* de façon à permettre l'accrochage des fils de thermocompression, notamment les inductances de source des transistors.

Nous avons utilisé des connecteurs K. Ils sont compatibles avec les connecteurs classiques de type SMA. Ils ont l'avantage de posséder des pertes moindres, surtout aux fréquences plus élevées, le diélectrique du connecteur étant remplacé par l'air. La raison de ce choix s'explique par la volonté de notre laboratoire de maîtriser le montage de ce type de connecteurs qui sera préféré aux connecteurs SMA aux plus hautes fréquences. Des contacts coulissants ("sliding contacts") sont ajoutés aux extrémités des perles de

verre des connecteurs K pour une meilleure transition avec des circuits planaires. Ces contacts coulissants se terminent en effet par une fine lamelle dorée qui vient faire la transition avec la ligne microruban de l'amplificateur. Pour éviter le stress dû au refroidissement, ces contacts ne seront pas collés ou soudés sur les lignes mais ils seront connectés à l'aide de plusieurs fils de thermocompression (ou encore des rubans d'or).

Le circuit de polarisation des transistors a été physiquement séparé des circuits hyperfréquences. Les amenées de polarisation sont donc effectuées aux travers de gorges qui relient la partie continue de la partie hyperfréquence (figure 17).

Les dimensions extérieures du boîtier sont : 23,4 mm * 60 mm * 9 mm.

La vue de dessus du boîtier [35] de l'amplificateur est représentée figure 17.

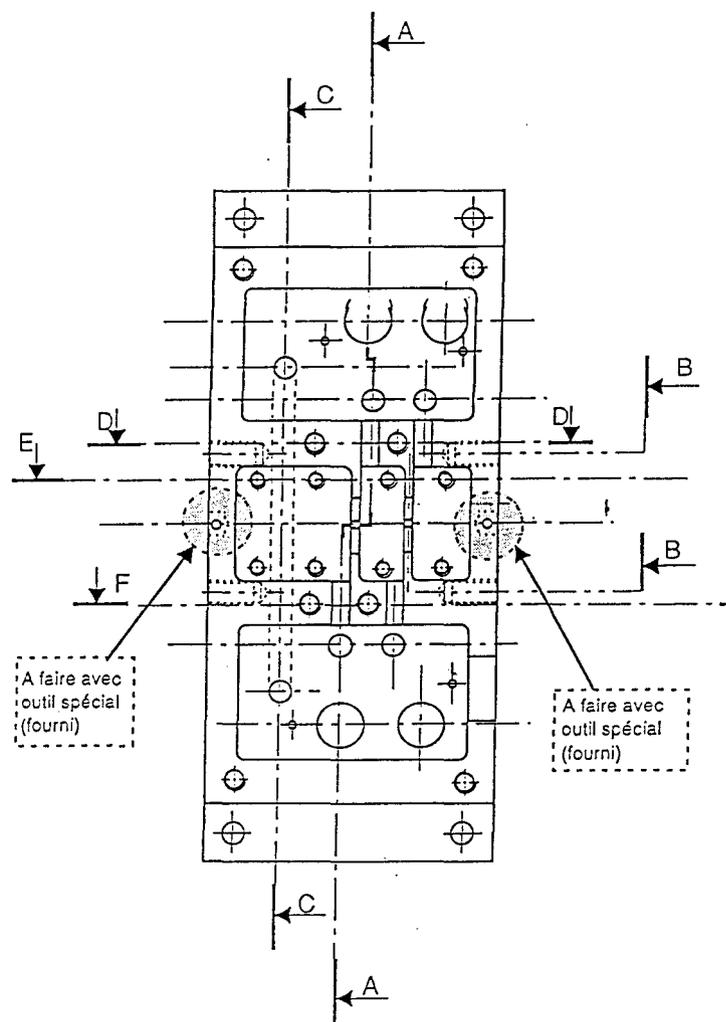


figure 17 : Vue de dessus du boîtier de l'amplificateur

Les alumines** sur lesquelles les circuits d'adaptation de l'amplificateur ont été gravés ont été découpées à l'aide d'une scie diamantée***. L'épaisseur d'or est de 5 μ m

(au lieu de 1 μm initialement prévu) : cette valeur dépassant largement l'épaisseur de peau, elle ne modifie en rien les performances de l'amplificateur).

Rappelons que les alumines correspondant aux différents circuits d'accord (entrée, inter-étage et sortie) ont été séparées physiquement les unes des autres de manière à pouvoir intercaler les transistors qui sont directement reportés sur le boîtier (pour diminuer les fils de thermocompression de source des transistors). Cette séparation physique a entraîné une complication du boîtier puisqu'il a été conçu de telle sorte que les pistes gravées sur les alumines soient au même niveau que les plots des transistors. D'où des emplacements ou cavités spécifiques pour les transistors et les alumines.

* Observatoire de Paris (J.M. Munnier)

** MATRA CAP SYSTEMES (Vélizy, 78)

*** ENS, DEMIRM Paris

IV.2. Le montage

Le montage de l'amplificateur doit s'effectuer méthodiquement. Les différentes étapes sont réalisées chronologiquement comme suit :

- soudure des composants continu du circuit de polarisation
- soudure des fils de polarisation
- montage et soudure du connecteur de polarisation 5 prises (Vgs1, Vds1, Vgs2, Vds2, masse)
- soudure des alumines
- soudure des connecteurs K sur le boîtier
- collage des composants passifs en puce (résistances et capacités) du circuit de polarisation
- collage des composants en puce sur les circuits d'alumine (capacités de liaison des circuits hyperfréquences)
- thermocompressions des composants passifs (résistances et capacités)
- thermocompressions des connecteurs K (contacts coulissants)
- thermocompressions des transistors

La chronologie du montage respecte les contraintes dues aux différentes températures de soudure. Nous avons en effet utilisé des soudures à étages, de façon à éviter la surchauffe qui pourrait endommager certains composants ou tout simplement les décoller : 160 °C pour les composants continu, 156 °C pour les alumines et les connecteurs et 120 °C pour les composants hyperfréquences en puce.

IV.2.1. Le circuit de polarisation

Les composants continus ont été soudés à l'étain (en chauffant le boîtier à 160 °C). Les diodes Zéner utilisées sont des diodes compensées en température (coefficient de température : 0,01 % / °C).

Les composants en puce (capacités, résistances hyperfréquences) sont collés à l'aide d'une résine époxyde électroconductrice chargée à l'argent E205 [36]. Ce type de colle est constituée de 2 composants, qu'il convient de mélanger et de faire cuire 15 à 20 min à 120 °C de manière à réaliser la polymérisation.

Les thermocompressions des composants en puce ont été réalisées avec des fils d'or de diamètre 18 µm thermocompressés à 100°C.

IV.2.2. Les alumines

Nous n'avons observé aucune anomalie de comportement de l'alumine lors des séquences de refroidissement.

Les substrats d'alumine ont été soudés à l'indium (156 °C) sur le boîtier.

IV.2.3. Les connecteurs

Nous avons utilisé des contacts coulissants qui se montent comme une bague sur les perles de verre des connecteurs K. Ils permettent de faire la transition entre l'âme centrale du connecteur K et la ligne microruban.

Les contacts coulissants peuvent être soit soudés à l'indium sur les lignes microrubans soit thermocompressés. Pour une utilisation aux températures cryogéniques, on préférera des thermocompressions à l'aide de plusieurs fils ou de rubans d'or.

Les connecteurs à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sont de sexes différents pour faciliter leur intégration dans une chaîne de mesure (en évitant d'insérer des transitions).

IV.2.4. Les transistors

Les transistors en puce sont fixés au boîtier à la colle à l'argent E205 et thermocompressés à 100 °C.

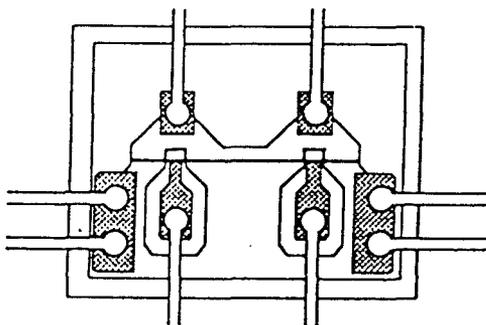


figure 18 : Montage d'un transistor

IV.2.5. L'amplificateur : vue générale

La figure 19 est une photographie de l'amplificateur cryogénique en bande X entièrement monté. A droite du boîtier, on peut apercevoir une vue du circuit d'adaptation d'entrée.

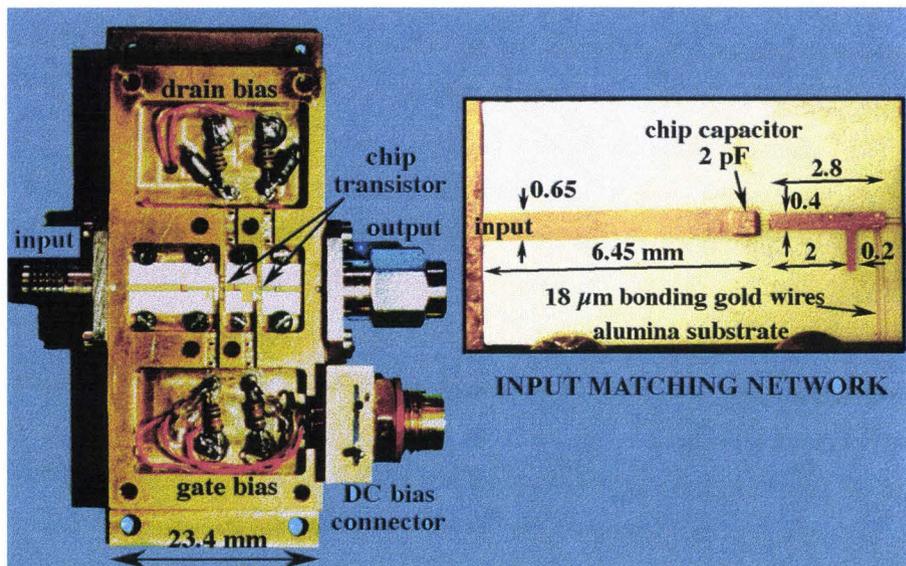


figure 19 : Vue d'ensemble de l'amplificateur 8-12 GHz et du circuit d'adaptation d'entrée (les longueurs sont données en mm)

V. Conclusion

Toutes les étapes de la conception et de la réalisation de l'amplificateur cryogénique faible bruit en bande X (8 - 12 GHz) ont été décrites dans ce chapitre. Les résultats des simulations de l'amplificateur cryogénique montrent que l'on peut attendre une température de bruit de 24 K (correspondant à un facteur de bruit de 0,35 dB) et un gain de 20 dB à l'intérieur de la bande 8 - 12 GHz à une température physique de 20 K. A basse température ($> 30 - 40$ K), une analyse a montré que la substitution des lignes d'adaptation en métal normal par des lignes supraconductrices n'apportait pas d'amélioration significative des performances de l'amplificateur : la différence se situant tout au plus au niveau de l'ordre de grandeur de la précision des mesures. Le bruit est en effet largement dominé par la contribution du transistor, indépendamment de la température.

Une analyse de sensibilité de l'amplificateur a révélé la nécessité de la connaissance des paramètres de bruit, principalement du coefficient de réflexion de bruit, Γ_{opt} , à température ambiante. Aux températures cryogéniques, la faible valeur de la résistance équivalente de bruit, R_n , rend en effet l'amplificateur beaucoup moins sensible à une désadaptation du transistor. La connaissance de ce coefficient à température ambiante semble alors suffisante pour la conception d'un amplificateur cryogénique faible bruit. La connaissance de la valeur exacte du facteur de bruit minimum NF_{min} du transistor est quant à elle tout à fait secondaire puisqu'elle n'influera en aucun cas sur la conception en elle-même : elle indiquera uniquement le niveau de la température de bruit que l'on peut attendre. Les paramètres du substrat n'ont pas révélé une forte influence sur les performances de l'amplificateur.

Bibliographie chapitre 3

- [1] C. Boutez, P. Crozat, V. Danelon, M. Chaubet, P. Febvre and G. Beaudin
"Low Noise Cryogenically Cooled 8-12 GHz Amplifier for Future Space Applications"
International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 18, No. 1, January 1997
- [2] Peter H. Ladbrooke
"MMIC Design : GaAs FETs and HEMTs"
Artech House, 1989
- [3] T. C. Edwards
"Conception des circuits micro-ondes"
MASSON, 1983
- [4] Allen Sweet
"MIC & MMIC Amplifier and Oscillator Circuit Design"
Artech House
- [5] Frédéric Séjalon
"Conception et réalisation d'amplificateurs cryotechniques faible bruit à TEC dans la bande 16 - 20 GHz"
Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, octobre 1993.
- [6] Theodore Moreno
"Microwave transmission design data"
Artech House, 1989
- [7] G. W. C. Kaye and T. H. Laby
"Table of Physical and Chemical Constants"
Longmans Green, London, 1966
- [8] L. Escotte, F. Séjalon, and J. Graffeuil

"Noise Parameter Measurement of Microwave Transistors at Cryogenic Temperature"
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 43, no. 4, August 1994

[9] Abdennaceur Baghdad

"Etude expérimentale des transistors à effet de champ microondes dans des conditions très faible bruit et basses températures"

Thèse de doctorat, Université de Lille I, 1992

[10] Marian W. Pospieszalski

"Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and Their Frequency and Temperature Dependence"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, NO. 9, September 1989

[11] A. Anastassiou, M. J. O. Strutt

"Effect of source lead inductance on the noise figure of a GaAs FET"

Proc. IEEE, pp. 406-408, March 1974

[12] Svein Iversen

"The Effect of Feedback on Noise Figure"

Proc. IEEE, vol. 63, pp. 540-542, March 1975

[13] George D. Vendelin

"Feedback Effects on the noise Performance of GaAs MMESFETs"

IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., 1975, pp. 324-326

[14] P. Febvre, S. George, A. Deschamps, B. Lecomte and G. Olofsson

"A sensitive SIS receiver at 424/440 GHz for the PIROG 8 experiment: performance and considerations on stability"

Proceedings of the 30th ESLAB Symposium: Submillimetre and Far-Infrared Space Instrumentation, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 24-26 September 1996.

[15] Thierry Roy

"Conception d'un amplificateur faible bruit à température cryogénique à base de transistors HEMT pseudomorphiques dans la bande 8 - 12 GHz"

Stage ESIEE, 1994

[16] Steven L. March

"Simple equations characterize bond wires"

Microwaves & RF, November 1991, pp.105-110

[17] Corinne Boutez, Pascal Febvre, Michel Chaubet et Gérard Beaudin

"Influence de structures d'accord supraconductrices à haute température critique sur les performances d'un amplificateur cryogénique"

Neuvièmes Journées Nationales Microondes, PARIS-CNAM 4-5-6 avril 1995, 6C7

[18] - P. Febvre et al

"Superconducting RF tuning circuits for low-noise submillimeter wave SIS receivers"

Proceedings of the 24th European Microwave Conference, Cannes, France, vol. 2, pp. 1430-1435, 5-8 sept. 1994

[19] Pascal Febvre

"Mélangeurs SIS pour la radioastronomie submillimétrique : nouveaux aspects théoriques et résultats expérimentaux"

Thèse de doctorat, Université de Paris 6, 1995

[20] - R.L. Kautz

"Picosecond pulses on superconducting striplines"

J. Appl. Phys., vol. 49, no. 1, pp. 308-314, January 1978

[21] O. G. Vendik

Soviet Technical Physics Letters, vol. 14, pp. 482, 1988.

[22] - Communication privée : Thomson-CSF/LCR (J.C. Mage)

[23] - B. Marcilhac, rapport d'avancement Thomson-CSF (Lab. de recherches), 1995

[24] K. B. Bhasin, S. S. Toncich, R. R. Romanofsky, N. J. Rohrer, G. J. Valco and V. J. Kapoor

"High-Tc Superconductor/semiconductor hybrid microwave circuits and their potential applications"

Proc. on Low temperature electronics and high temperature superconductivity, edited by electrochem. society, vol. 93-22, pp. 531-542, 1993

[25] - O. Picon et M. Villegas, communication privée et rapport interne

[26] R. K. Hoffman

"Handbook of microwave integrated circuits"

Artech House, 1987

[27] J. D. Gallego

Centro Astronomico de Yebes, Espagne

communication privée

[28] American Technical Ceramics Corp., One Norden Lane, Huntington Station, N.Y.
11746-2102, USA.

distribué en France par PYRECAP

[29] Clélia Robert

"Amplificateurs cryogéniques à faible bruit et composants quasi-optiques pour un radiotélescope submillimétrique / Transfert radiatif en ondes millimétriques dans deux nuages moléculaires sombres"

Thèse de doctorat, Université Paris VI, 1991

[30] J. D. Gallego and M. W. Pospieszalski

"Design and performance of cryogenically-coolable, ultra low-noise, L-band amplifier

Electronics Division Internal Report No. 286, 1990

[31] State of the Art, Inc., 2470 Fox Hill Road, State College, Pennsylvania 16803-1797, USA.

distribué en France par SEDIREP

[32] Brian Wadell

"Transmission Line Design Handbook"

Artech House pp. 151-155

[33] Li Xizhi, P. L. Richards and F. L. Lloyd

"SIS quasiparticle mixers with low-tie antennas"

International Journal of Infrared and Millimeter Waves, vol. 9, no. 2, pp. 101-133, Feb 1988

[34] Steven L. March

"Simple equations characterize bond wires"

Microwaves & RF, November 1991, pp. 105-110

[35] MPM : Mécanique de Précision et Montage (Linas, 91)

[36] Epotecny, 10 impasse Latécoère, 78140 Vélizy, France.

[37] G. Gonzalez

"Microwave Transistor Amplifiers - Analysis and Design"

Pentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1984

Chapitre 4 :

Mesures de l'amplificateur cryogénique bande X

L'amplificateur cryogénique faible bruit en bande X (8-12 GHz) que nous avons développé a été caractérisé à différentes températures physiques : 300 K, 30 K et 4 K [1]. Plusieurs méthodes de mesures de la température de bruit ont été utilisées : la méthode classique qui utilise comme générateur de bruit une diode à l'état solide à l'extérieur du système de refroidissement et une seconde méthode qui consiste à faire varier la température physique d'une charge 50Ω placée à l'entrée de l'amplificateur. Ces deux méthodes sont largement développées dans ce chapitre. Les résultats obtenus aux différentes températures sont ensuite présentés. Au regard de ces résultats, nous quantifierons l'apport des températures cryogéniques sur les performances de l'amplificateur : aussi bien sur la température de bruit que sur le gain. Les mesures sont aussi confrontées aux prédictions théoriques que nous annonçaient les simulations.

I. Méthode générale

I.1. Principe

La méthode classique qui est employée pour mesurer la température de bruit d'un amplificateur est l'utilisation d'une source de bruit à l'état solide, que l'on trouve dans le commerce. Cette méthode est bien connue et elle est bien adaptée à des mesures à température ambiante. Aux températures cryogéniques, le système de refroidissement impose l'utilisation de câbles de liaison entre le dispositif à tester et les instruments de mesure (qui sont la diode de bruit et le récepteur). La contribution exacte de ces câbles est difficile à estimer, leur température physique n'étant pas connue de façon très précise. Nous avons utilisé diverses solutions pour tester l'amplificateur aux températures cryogéniques. A 30 K, nous avons employé la méthode classique (diode de bruit à l'extérieur du cryostat). A 4,2 K, nous avons employé une autre solution couramment utilisée pour une caractérisation précise de récepteurs aux fréquences millimétriques. La particularité de cette méthode réside dans le fait que la source de bruit se situe à l'intérieur du cryostat : la source de bruit est une charge 50Ω dont on fait varier la température physique.

I.2. Remarque : mesures adaptées, non adaptées

Le banc de mesure classique de caractérisation d'un amplificateur en bruit est représenté sur la figure 1. Il est constitué d'une source de bruit, du dispositif à tester et d'un récepteur.

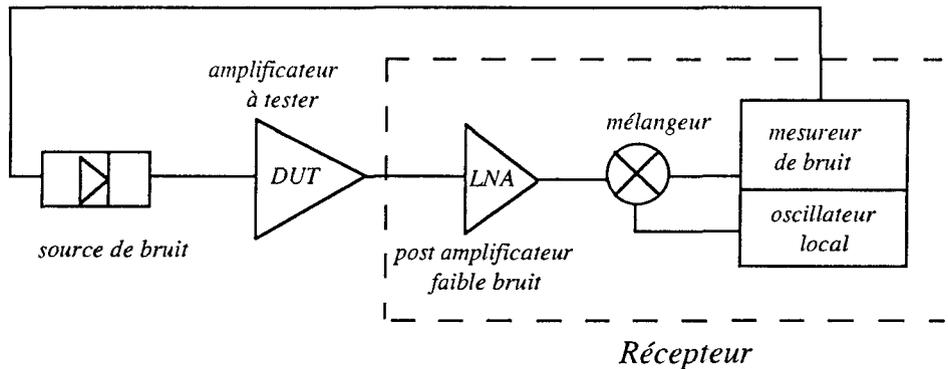


figure 1 : Schéma de principe de la méthode de mesure de bruit

Un amplificateur faible bruit (LNA : Low Noise Amplifier) est généralement placé en tête du récepteur de façon à diminuer le facteur de bruit et à augmenter ainsi la sensibilité du récepteur. Le récepteur comprend également un mélangeur de façon à transposer la bande de fréquence dans laquelle on mesure le dispositif en une fréquence fixe que reçoit le mesureur de bruit (typiquement 30 MHz). L'oscillateur local du mélangeur peut être directement contrôlé par le mesureur de bruit, via des câbles HPIB.

Utilisation d'isolateurs

Un isolateur placé juste après la source de bruit permet d'adapter l'entrée du récepteur et d'isoler celui-ci des variations d'impédance du générateur de bruit, lors de la mesure [2 à 7]. Cet élément réduit donc la désadaptation à l'entrée du récepteur, ce qui améliore la mesure du facteur de bruit.

Un isolateur placé à l'entrée du récepteur permet d'assurer une bonne adaptation du port de mesure et un découplage avec les autres étages.

Pour notre part, nous n'avons pas employé d'isolateur lors de nos mesures de bruit. Essayons d'évaluer la conséquence sur les mesures de bruit effectuées.

Une source d'erreur dans la mesure de bruit provient du fait que les impédances de la source de bruit dans l'état chaud ("on") et dans l'état froid ("off") sont différentes. Soient Γ_{G1} et Γ_{G2} ces impédances (figure 2).

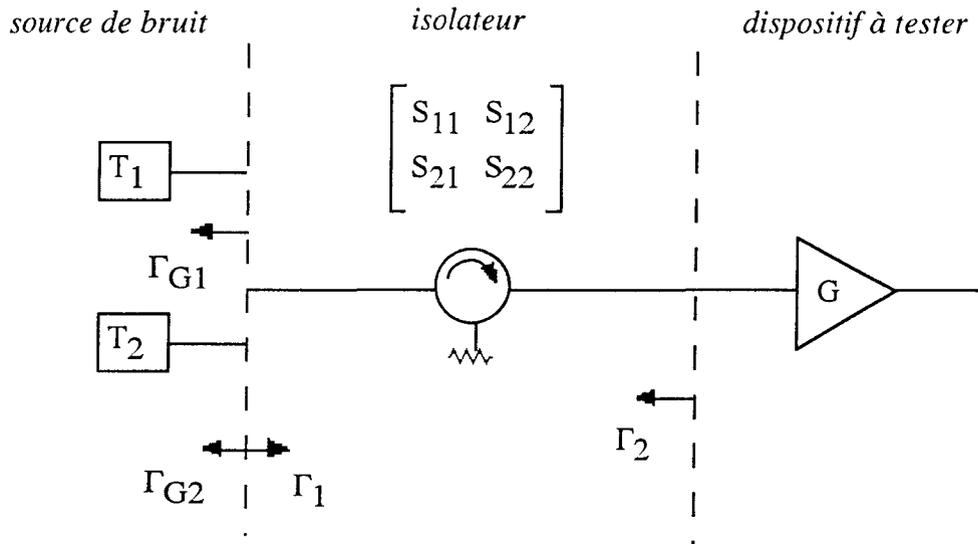


figure 2 : Utilisation d'un isolateur entre la source de bruit et l'amplificateur à tester

Que se passe-t-il lorsque l'on place un isolateur juste après la source de bruit ?

Le coefficient de réflexion en sortie de cet ensemble (source de bruit + isolateur) est Γ_2 : il s'exprime de la façon suivante :

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_G}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_G} \quad (1)$$

Si on considère le cas d'un isolateur parfait ($S_{12} = 0$), l'équation ci-dessus implique que $S_{22} \approx \Gamma_2$: le coefficient de réflexion de sortie de l'ensemble source de bruit-isolateur sera donc proche de celui de l'isolateur. Il ne sera par conséquent pas meilleur que le coefficient de réflexion de la diode de bruit. Par contre, ce qui est intéressant est que, dans ce cas, Γ_2 devient insensible aux coefficients Γ_G (Γ_{G1} ou Γ_{G2}). Un isolateur assurera donc l'égalité des impédances présentées à la sortie de l'ensemble dans le cas chaud et le cas froid : ainsi, $\Gamma_2(\Gamma_{G1}) \approx \Gamma_2(\Gamma_{G2})$.

Quantification d'une mesure sans isolateur

E. Strid [8,9] a analysé un cas très important et obtenu un résultat particulièrement simple. Il a considéré que le DUT incluait un isolateur à l'entrée, avec une isolation suffisante pour empêcher l'interaction des dispositifs suivants avec la source de bruit. L'effet du bruit émergent de l'entrée de l'isolateur et les réflexions multiples entre l'isolateur et la source de bruit sont inclus dans le résultat final.

L'hypothèse qui est faite est donc que $S_{12} = 0$ (l'isolateur n'est pas tout à fait idéal car S_{11} et S_{22} sont différents de 0).

Finalement, il donne une expression de l'erreur que l'on commet sur la mesure du facteur de bruit et qui est due à la désadaptation entre l'entrée du dispositif sous test et la sortie de l'ensemble (source de bruit + isolateur).

Cette erreur en dB est :

$$\text{erreur (dB)} = 10 \cdot \log \left(\frac{1}{|1 - S_{11} \Gamma_G|^2} \right) \quad (2)$$

où S_{11} est le coefficient de réflexion vers le DUT, c'est-à-dire vers l'entrée de l'isolateur, et Γ_G est le coefficient de réflexion en retour vers la source, lorsque l'on est dans les conditions "chaudes" (source de bruit dans l'état "on"). Strid a pris comme hypothèse que l'isolateur et Tcold (source de bruit dans l'état "off") sont tous les deux à la température de 290 K.

Appliquons ce calcul dans le cas des mesures de notre amplificateur à 12 GHz.

Le coefficient de réflexion de la source de bruit mesuré est $\Gamma_G = 0,036 + j 0,089$

Le coefficient de réflexion d'entrée de l'amplificateur est $S_{11} = -0,63 - j 0,06$

L'erreur sur la mesure du facteur de bruit est évaluée à -0,16 dB. Cette erreur correspond à une température de bruit de 10,9 K à température ambiante et à 1,1 K à la température physique de 30 K.

Les mesures que nous avons réalisées ont donc été sous-estimées de 0,16 dB au moins. Dans nos calculs de correction, nous considérons que l'erreur commise est de 0,2 dB.

II. Mesures à 300 K et à 30 K

Nous avons utilisé la même méthode de mesure à 300 K et à 30 K. Le banc à température ambiante étant bien sûr simplifié puisqu'il ne comprend pas le système de refroidissement. Les sources d'erreur sont alors réduites : notamment l'erreur d'estimation de la température physique du câble d'entrée.

L'influence de la polarisation du transistor sur les performances de l'amplificateur a été étudiée. Cette étude nous a permis d'optimiser l'amplificateur avec pour compromis un facteur de bruit le plus faible possible ainsi qu'une consommation électrique réduite.

Des mesures complémentaires ont été réalisées avec un circulateur cryogénique en entrée.

II.1. Méthode

Un banc de mesure utilisant une diode de bruit à l'état solide a été développé pour caractériser l'amplificateur à 300 K et à 30 K. Sa bande d'utilisation est limitée par celle de l'amplificateur faible bruit placé en tête de la chaîne de réception. Il permet des caractérisations de 6 à 14 GHz. Nous insisterons particulièrement, dans ce paragraphe, sur les différentes corrections à appliquer aux mesures de bruit à 30 K. La précision des mesures est aussi estimée.

II.1.1. Le banc de mesure de bruit

Le banc de mesure de bruit des amplificateurs est représenté sur la figure 3.

La diode de bruit est une diode *HP 346A*, fonctionnant de 10 MHz à 18 GHz (signal RF) ; son "ENR" (Excess Noise Ratio) est de 5 dB.

Le cryostat est construit autour d'un cryogénérateur à circulation d'Hélium CTI permettant d'atteindre une température de l'ordre de 30 K.

L'amplificateur à mesurer (DUT) est fixé sur la platine froide dans l'enceinte à vide.

Deux câbles coaxiaux en inox* relie les accès de l'amplificateur à l'extérieur du cryostat, via des raccords étanches. Les câbles sont identiques et ont une longueur de 10 cm chacun.

Un amplificateur faible bruit (MITEQ [10]: $N_f \approx 1,3$ dB, Gain ≈ 24 dB de 8 à 12 GHz et à 300 K [16]) est monté à la suite de l'amplificateur à tester.

Il est suivi d'un mélangeur à réjection de fréquence image *MAURI Microwave* fonctionnant dans la bande 8-12 GHz.

L'oscillateur local (OL) du mélangeur est fourni par un générateur accordable en fréquence (*HP 8620C* associé au tiroir *HP 86290A*) qui transpose chaque fréquence mesurée en une fréquence intermédiaire (FI) fixe (30 MHz) : celle-ci est ensuite appliquée à l'analyseur de bruit (*HP 8970A*).

Un coupleur 4 - 12,4 GHz est également inséré dans la chaîne de mesure de façon à contrôler le spectre de sortie de l'amplificateur à l'analyseur de spectre Tektronix : toute éventuelle oscillation peut alors être facilement décelée.

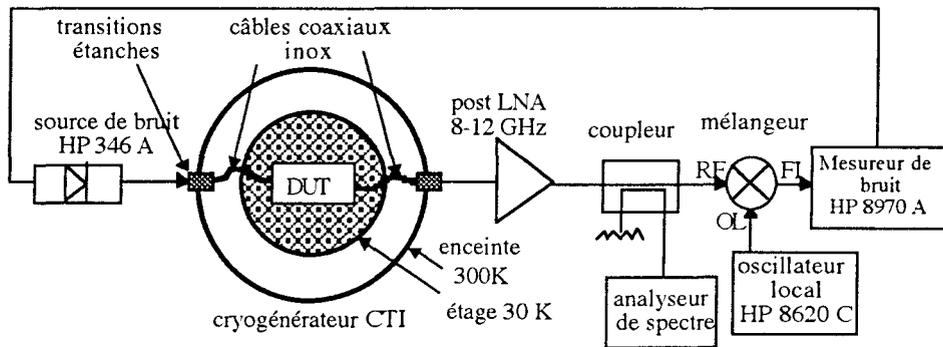


figure 3 : Le banc de mesure de bruit à 30 K

* : Remarque sur le choix des câbles : les câbles SMA sont en inox, tandis que les câbles K sont en cuivre.

Le cuivre, très bon conducteur thermique se comporte comme un "shunt thermique" à l'intérieur du cryogénérateur. Nous avons d'ailleurs vérifié que les câbles cuivre ne permettaient qu'une descente à 58 K au lieu de 30 K.

Les pertes quant à elles sont bien meilleures dans le cas des câbles K : 0,25-0,3 dB pour un câble cuivre et 0,3-0,4 dB à 10 GHz et à 300 K

II.1.2. Déroulement des mesures de bruit

L'étalonnage

L'étalonnage est effectué dans le plan de sortie de la diode de bruit en la connectant à l'entrée de l'amplificateur MITEQ : l'analyseur de bruit mesure ainsi le gain et le bruit de la chaîne de réception : celle-ci est constituée de l'amplificateur MITEQ, du mélangeur, de l'oscillateur local, du coupleur ainsi que de l'analyseur de bruit.

La mesure

L'amplificateur à tester est ensuite inséré dans la chaîne de mesure : nous déterminons alors directement le facteur de bruit et le gain du DUT pour une mesure à température ambiante. Pour une caractérisation de l'amplificateur à température cryogénique, cette mesure comprend le DUT ainsi que les éléments à pertes qui se trouvent dans le cryostat (raccords étanches aux entrées et sorties du cryostat et les câbles inox).

Voyons à présent les corrections nécessaires à basse température.

II.1.3. Les corrections

Les pertes des éléments de transition nécessaires dans le cas de l'utilisation d'un cryostat (raccords étanches et câbles) apportent une contribution du même ordre de grandeur que la température de bruit à mesurer.

Les corrections que nous allons appliquer aux mesures nécessitent l'évaluation précise des pertes qu'ils introduisent.

De plus, les pertes dues à la désadaptation entre la source de bruit et l'entrée de l'amplificateur sont à prendre en compte. Ajoutons aussi les pertes dues aux connecteurs. Le fait de retirer ces pertes des mesures permettra d'effectuer une comparaison directe entre les mesures et les simulations, étant donné que les connecteurs n'ont pas été introduits dans les simulations. Ces deux pertes sont d'un ordre de grandeur similaire (0,2 dB à 10 GHz) et contrairement, les unes augmentant le facteur de bruit et les autres le diminuant.

L'analyseur de réseaux et la méthode d'étalonnage que nous allons exposer permettent de calculer la correction à effectuer sur la mesure de bruit.

La figure 4 illustre les éléments pris en compte dans la mesure de bruit à température cryogénique.

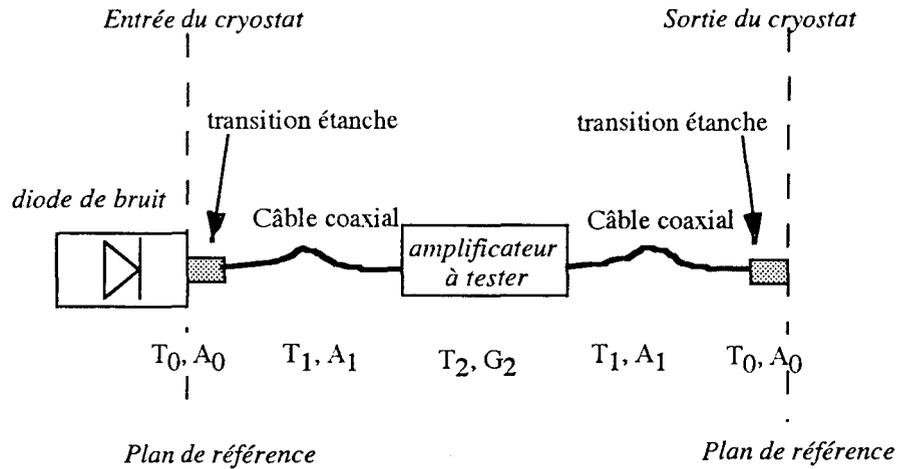


figure 4 : Les éléments pris en compte dans la mesure de bruit à 30 K

Le bruit total entre les plans de référence (figure 8) est la température de bruit qui est mesurée par le mesureur de bruit. Elle vaut, en termes de température de bruit :

$$T_{\text{mes}} = T_0 + \frac{T_1}{A_0} + \frac{T_2}{A_0 \cdot A_1} + \frac{T_1}{A_0 \cdot A_1 \cdot G_2} + \frac{T_0}{A_0 \cdot A_1^2 \cdot G_2} \quad (3)$$

Les températures de bruit sont en K et les gains en linéaire.

avec :

- A_0 : affaiblissement du raccord étanche ($A_0 < 1$)
- T_0 : température de bruit du raccord étanche
- A_1 : affaiblissement du câble d'entrée ($A_1 < 1$)
- T_1 : température de bruit du câble d'entrée
- G_2 : gain de l'amplificateur à tester
- T_2 : température de bruit de l'amplificateur à tester

Le facteur de bruit A_1 (dB) d'un câble est égal à son affaiblissement en dB.

Les quatrième et cinquième termes de la somme (3) sont négligeables compte tenu du fait que $G_2 \approx 20$ dB (le quatrième terme contribuant pour moins de 1 % au bruit total). On peut alors simplifier l'expression (3) en :

$$T_{\text{mes}} = T_0 + \frac{T_1}{A_0} + \frac{T_2}{A_0 \cdot A_1} \quad (4)$$

La température de bruit de l'amplificateur est alors donnée par :

$$T_2 = \left(T_{\text{mes}} - T_0 - \frac{T_1}{A_0} \right) \cdot A_0 \cdot A_1 \quad (5)$$

L'expression de la température de bruit en fonction de la température physique et des pertes est :

$$\text{Température de bruit (K)} = T_{\text{phys}} \text{ (K)} \cdot \left(10^{\left(\frac{\text{pertes (dB)}}{10} \right)} - 1 \right) \quad (6)$$

Pour déterminer la température de bruit de l'amplificateur T_2 (équation 5), il faudra connaître les caractéristiques du raccord étanche et du câble coaxial, à savoir les atténuations A_0 et A_1 , ainsi que leurs températures de bruit respectives T_0 et T_1 .

Les températures physiques de ces éléments peuvent être estimées :

- la température physique du raccord étanche est égale à la température ambiante, soit 290 K, puisqu'il se trouve sur l'enceinte extérieure.
- on peut montrer que la température physique du câble coaxial peut être estimée à la moyenne des températures de ses extrémités T_{amb} et T_{froid} [11,12,13].

La température de bruit de l'amplificateur T_2 vaut alors, en spécifiant bien toutes les unités :

$$T_{2(K)} = \left[T_{\text{mesure brute(K)}} - 290 \left(10^{\frac{A_0 \text{ (dB)}}{10}} - 1 \right) - \frac{\left(\frac{T_{\text{amb(K)}} + T_{\text{froid(K)}} \right)}{2} \left(10^{\frac{A_1 \text{ (dB)}}{10}} - 1 \right)}{\frac{10^{\frac{A_0 \text{ (dB)}}{10}}}{10}} \right] * 10^{\frac{A_0 \text{ (dB)}}{10}} * 10^{\frac{A_1 \text{ (dB)}}{10}}$$

(équation 7)

Le gain de l'amplificateur à tester est :

$$G_{2(\text{dB})} = G_{\text{mesure brute}(\text{dB})} - A_{0(\text{dB})} - A_{1(\text{dB})} \quad (8)$$

Il nous faut à présent déterminer A_0 (T_0) ainsi que A_1 (T_1).

a) La transition étanche (A_0 et T_0):

L'affaiblissement de la transition étanche a été mesuré à l'aide de l'analyseur de réseaux. Cette transition est un raccord étanche femelle-femelle en connecteurs SMA. Sa contribution au facteur de bruit reste constante au cours de la descente en froid car elle se trouve sur l'enceinte extérieure du cryostat. Sa température physique est donc égale à 290 K. La figure 5 présente les mesures en réflexion de ce raccord en fonction de la fréquence.

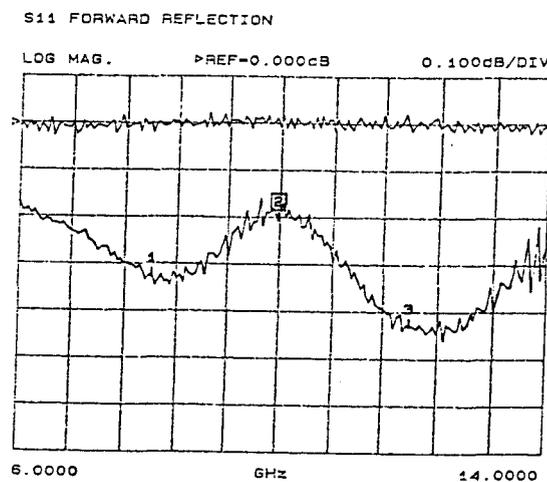


figure 5 : Mesure de l'affaiblissement de la transition étanche

Les pertes du raccord peuvent être estimées à $0,15 \text{ dB} \pm 0,01 \text{ dB}$ à 300 K et à 10 GHz. Ce qui correspond à une température de bruit de 10,2 K à température ambiante.

b) Le câble inox (A_1 et T_1):

L'affaiblissement du câble inox diminue, quant à lui, en fonction de la température. En effet, il est fixé d'un côté à l'enceinte du cryostat (290 K) et de l'autre à l'amplificateur (30 K).

Pour mesurer précisément ses pertes en fonction de la température, il faut l'insérer dans le même environnement thermique que celui qu'il aura lors de la mesure de la température de bruit de l'amplificateur.

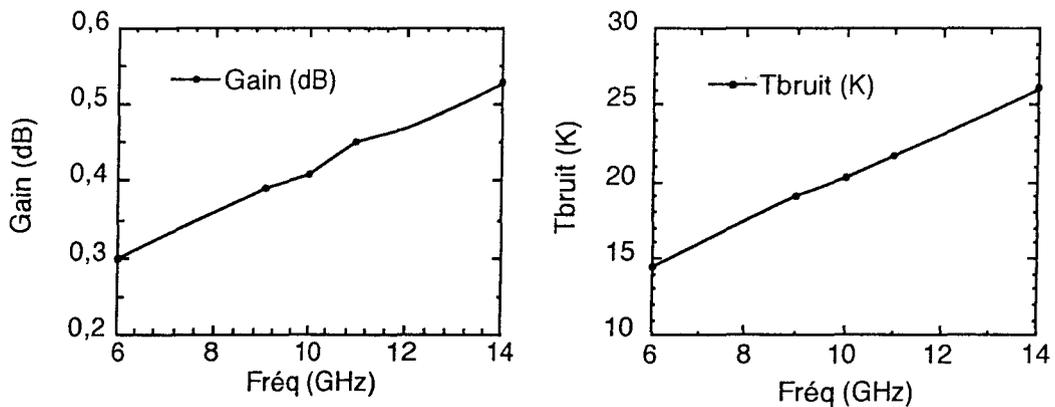
Nous avons donc raccordé les 2 câbles inox d'entrée et de sortie (qui sont identiques) à l'intérieur du cryostat et avons fait une mesure en transmission. Cette mesure représente

les pertes des 2 câbles, que nous avons divisé par 2 pour obtenir la contribution du câble d'entrée.

Corrections totales à apporter aux mesures de bruit à 30 K :

La figure 6 présente les corrections totales à apporter aux mesures à 30 K : elles comprennent les pertes du raccord étanche et du câble inox d'entrée en fonction de la fréquence.

Ces pertes apparaissent directement en température de bruit qu'il faudra soustraire aux mesures. Le gain à ôter est également représenté.



*figure 6 : Corrections à apporter aux mesures de bruit à 30 K
(raccord étanche + câble inox)*

En résumé, les contributions de chacun des éléments dont il faudra tenir compte pour les corrections d'une mesure à 30 K et à 10 GHz sont par exemple :

- * les pertes du raccord sont de 0,15 dB à 290 K, ce qui représente une température de bruit de 10,2 K. $A_0 = 0,15$ dB, $T_0 = 10,2$ K
- * les pertes du câble sont de 0,26 dB à 165 K, ce qui représente une température de bruit de 10,2 K. $A_1 = 0,26$ dB, $T_1 = 10,2$ K

Soit au total une température de bruit de 20,4 K à soustraire de la mesure.

Remarque : influence des connecteurs de l'amplificateur :

Les pertes du connecteur K sont évaluées à 0,2 dB à 10 GHz dont la moitié est attribuée à la perle de verre. Ce qui correspond à une température de bruit de 1,4 K à une température physique de 30 K et à 13,7 K à température ambiante.

II.1.4. Mesures des paramètres S

Le banc de mesure des paramètres S est relativement simple comparé au banc de mesure de bruit. Le cryogénérateur est relié par l'intermédiaire de câbles semi-rigides à l'analyseur de réseaux (le WILTRON 360B permettant des mesures de 40 MHz à 20 GHz). Deux câbles coaxiaux en inox relient les accès du cryogénérateur à ceux de l'amplificateur.

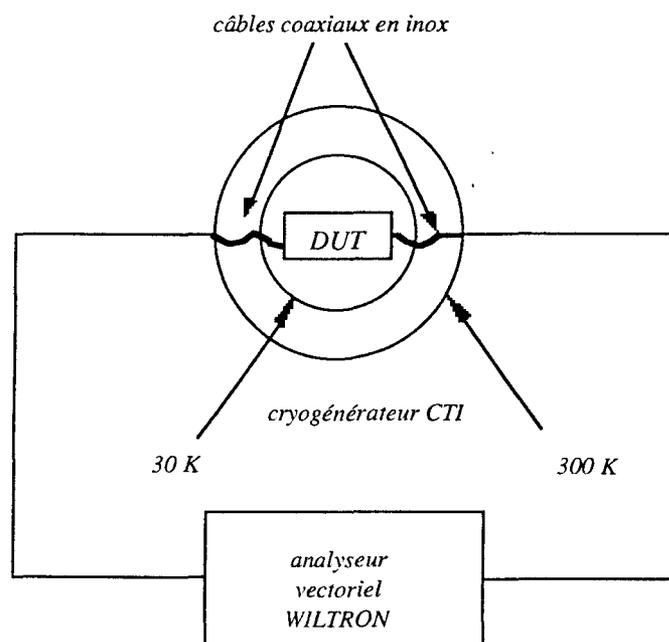


figure 7 : Le banc de mesure des paramètres S à 30 K

L'atténuation, à basse température (30 K), du câble inox d'entrée diminue de 0,1 dB par rapport à une mesure à 290 K (elle diminue typiquement de 0,35 dB à 0,25 dB). Ce qui permet de se contenter d'une calibration à température ambiante aux extrémités des câbles inox pour les mesures à froid des paramètres S.

Cette précision est tout à fait suffisante pour relever l'évolution des caractéristiques de l'amplificateur cryogénique [11].

II.1.5. Calcul d'erreur

Les erreurs sur la mesure de la température de bruit de l'amplificateur à une température physique de 30 K sont principalement dues à la précision de la mesure de l'affaiblissement du câble d'entrée. Elles sont liées à la précision de l'estimation de la température physique du câble. Ajoutons aussi la désadaptation de la source de bruit et de l'entrée de l'amplificateur (§ I.2).

précision de l'étalonnage du câble d'entrée

La précision de la mesure de l'affaiblissement du câble d'entrée (A_1) peut être estimée à 0,05 dB.

$$A_1 \text{ (dB)} = 10 \cdot \log\left(1 + \frac{T_1}{T_{\text{phys}}}\right) \quad (9)$$

T_1 étant la température de bruit du câble et T_{phys} sa température physique.

$$\Delta T_1 = T_{\text{phys}} \cdot \left(10^{\left(\frac{A_1 \text{ (dB)}}{10}\right)} - 1\right) \Delta A_1 \quad (10)$$

Appliquons cela à notre cas:

$$T_{\text{phys}} = \frac{300 + 30}{2} \text{ K} = 165 \text{ K}$$

$$A_1 = 0,3 \text{ dB}$$

$$\Delta A_1 = 0,05 \text{ dB}$$

$$\Delta T_1 = 0,6 \text{ K}$$

Précision de la température du câble

L'estimation de la température du câble n'est pas chose aisée. Une des extrémités du câble est à 300 K, l'autre à 30 K. Entre les deux, en considérant que la conductivité thermique varie très peu avec la température, on peut estimer qu'un gradient uniforme de température s'établit, et que la moyenne des températures des extrémités représente la température du câble. La précision sur cette température est égale à la précision sur la mesure des températures physiques du câble.

$$\Delta T_1 = 2 \cdot \Delta T_{\text{mes}}$$

On peut estimer que la température donnée la sonde de température de type *Lake Shore* à deux points de calibration est déterminée avec une erreur de 0,5 K.

donc : $\Delta T_1 = 1 \text{ K}$

L'erreur due à la désadaptation de la source de bruit et de l'entrée de l'amplificateur a été évaluée à 1,1 K (§I.2).

L'erreur totale est donc 0,6 K + 1 K + 1,1 K.

L'imprécision sur la mesure de la température de bruit de l'amplificateur à 30 K peut donc être estimée à $\pm 1,3 \text{ K}$.

II.2. Résultats

Les performances de l'amplificateur vont dépendre de la polarisation appliquée aux transistors. Une étude en fonction des courants et des tensions appliqués nous permettra de trouver le point de polarisation optimum qui réponde au compromis entre une faible température de bruit et une faible consommation. Les mesures complètes sont présentées à la polarisation optimale. Des mesures complémentaires avec un circulateur placé à l'entrée de l'amplificateur sont également présentées.

II.2.1. Influence de la polarisation

Nous avons quantifié l'influence de la polarisation de chaque transistor de l'amplificateur sur les performances totales en bruit et en gain de l'amplificateur à 290 K. La polarisation optimale de bruit annoncée par le constructeur est 2 V et 10 mA.

Les courbes présentées ci-dessous (figures 8 à 11) montrent les conséquences d'une variation de V_{d1} et I_{d1} (pour le premier transistor) et de V_{d2} et I_{d2} (pour le second transistor). Toutes ces courbes résultent de mesures effectuées sur l'amplificateur à la fréquence de 10 GHz.

Signalons que toutes ces variations ont été réalisées indépendamment les unes des autres : lorsqu'une des variables est modifiée, les 3 autres sont à leur valeur nominale (2 Volts ou 10 mA).

L'analyse de ces différentes courbes permettra de choisir la polarisation optimale qui répond au compromis faible bruit / faible consommation.

Influence de V_{d1} :

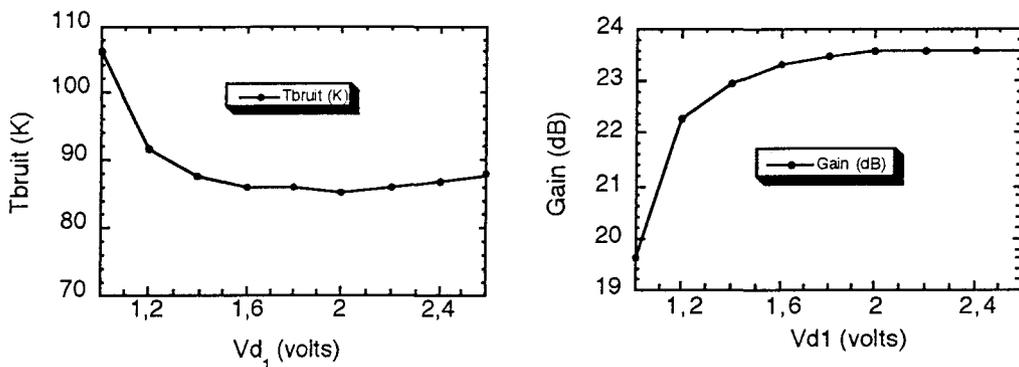


figure 8 : Influence de V_{d1} (tension drain-source du premier transistor) sur la température de bruit et le gain de l'amplificateur

La température de bruit de l'amplificateur commence à se détériorer pour une tension V_{d1} inférieure à 1,5 V.

Le gain de l'amplificateur à 290 K se dégrade fortement lorsque $V_{d1} < 1,6$ V.

L'influence sur les autres paramètres (adaptations d'entrée et sortie) est négligeable.

Un bon compromis faible bruit / faible consommation est donc envisageable pour $V_{d1} = 1,6$ V.

Influence de I_{d1} :

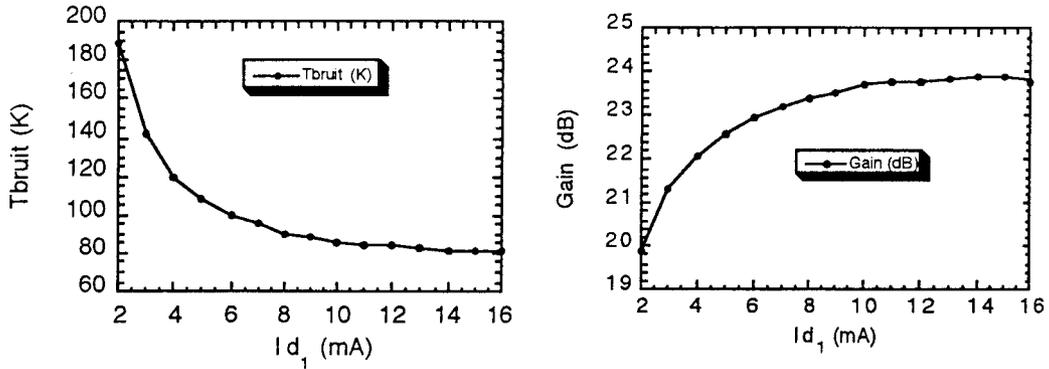


figure 9 : Influence de I_{d1} (courant drain-source du premier transistor) sur la température de bruit et le gain de l'amplificateur

Le bruit et le gain de l'amplificateur sont d'autant meilleurs que le courant I_{d1} est fort. Avec cependant un compromis possible vers 10-12 mA pour ne pas trop augmenter la consommation.

Sur les autres paramètres S, nous n'avons constaté aucun changement significatif.

Un bon compromis peut donc se situer à $I_{d1} = 10 - 12$ mA.

Influence de V_{d2} :

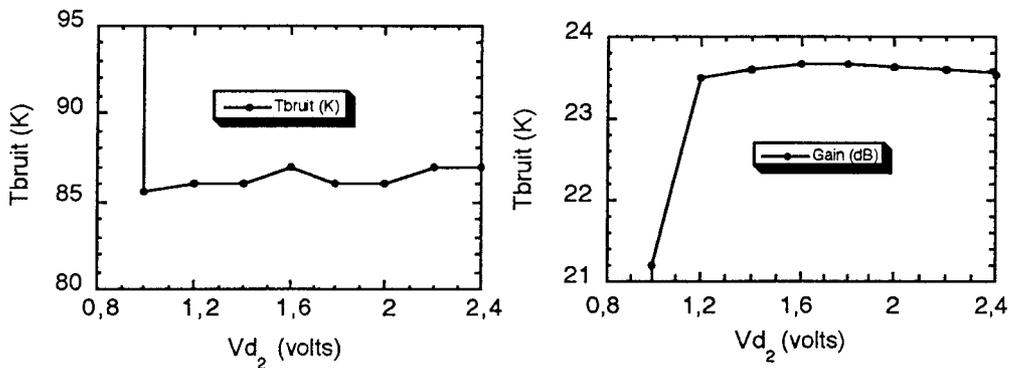


figure 10 : Influence de V_{d2} (tension drain-source du second transistor) sur la température de bruit et le gain de l'amplificateur

Le bruit est quasiment invariant pour $V_{d2} > 1$ Volt. Par contre, le gain est fortement détérioré si $V_{d2} < 1,2$ Volts.

Aucune influence n'est visible sur les adaptations d'entrée et de sortie.

Un bon compromis semble se situer autour de $V_{d2} = 1,3$ Volts.

Influence de I_{d2} :

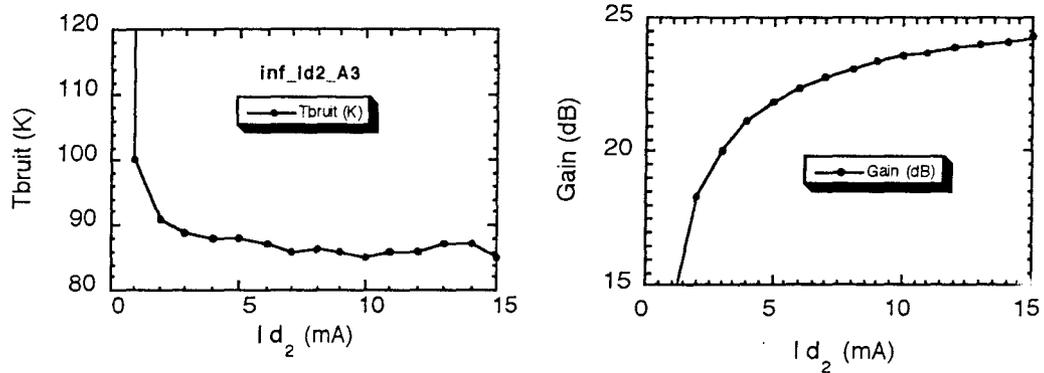


figure 11: Influence de I_{d2} (courant drain-source du second transistor) sur la température de bruit et le gain de l'amplificateur

La température de bruit de l'amplificateur ne varie pratiquement plus au-dessus d'un courant $I_{d2} > 7-8$ mA.

Le gain est d'autant plus important que I_{d2} est fort.

Aucune influence notable sur les coefficients d'adaptation d'entrée et de sortie.

Un courant de 8 mA est envisageable.

Ces courbes montrent qu'une optimisation de la température de bruit de l'amplificateur semble tout à fait envisageable tout en réduisant la consommation électrique.

II.2.2. Mesures à polarisation optimale

Dans ce paragraphe, nous présentons les mesures qui ont été effectuées sur l'amplificateur faible bruit en bande X (8 - 12 GHz), aux températures physiques de

290 K et de 30 K, en employant la méthode de mesure décrite auparavant. La polarisation optimale a été déterminée expérimentalement : elle répond au compromis faible température de bruit et consommation minimale.

Mesures à 290 K

La polarisation optimale qui a été déterminée à 290 K est tout à fait conforme aux résultats de l'analyse précédente :

| |
|---|
| $V_{ds1} = 1,6 \text{ V} ; I_{ds1} = 10 \text{ mA}$ $V_{ds2} = 1,3 \text{ V} ; I_{ds2} = 8 \text{ mA}$ |
|---|

Ces conditions de polarisation représentent une consommation électrique totale de 26,4 mW. Selon le constructeur, la consommation correspondant à un optimum de bruit était de 40 mW. Celle-ci a donc été réduite de 33 %.

Les résultats des mesures hyperfréquences (température de bruit et paramètres S) sont illustrés sur les figures 12 et 13.

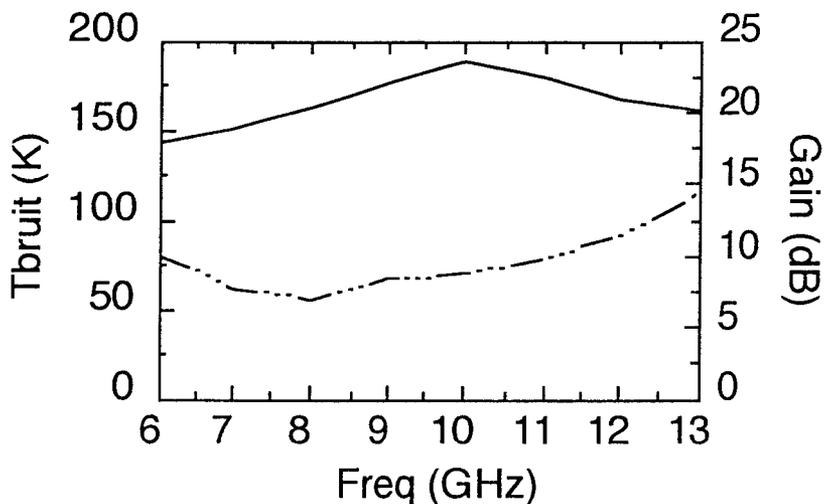


figure. 12: Caractéristiques de l'amplificateur 290 K polarisé sous :
 $Vd1 = 1,6 \text{ V} ; Id1 = 10 \text{ mA} ; Vd2 = 1,3 \text{ V} ; Id2 = 8 \text{ mA}$

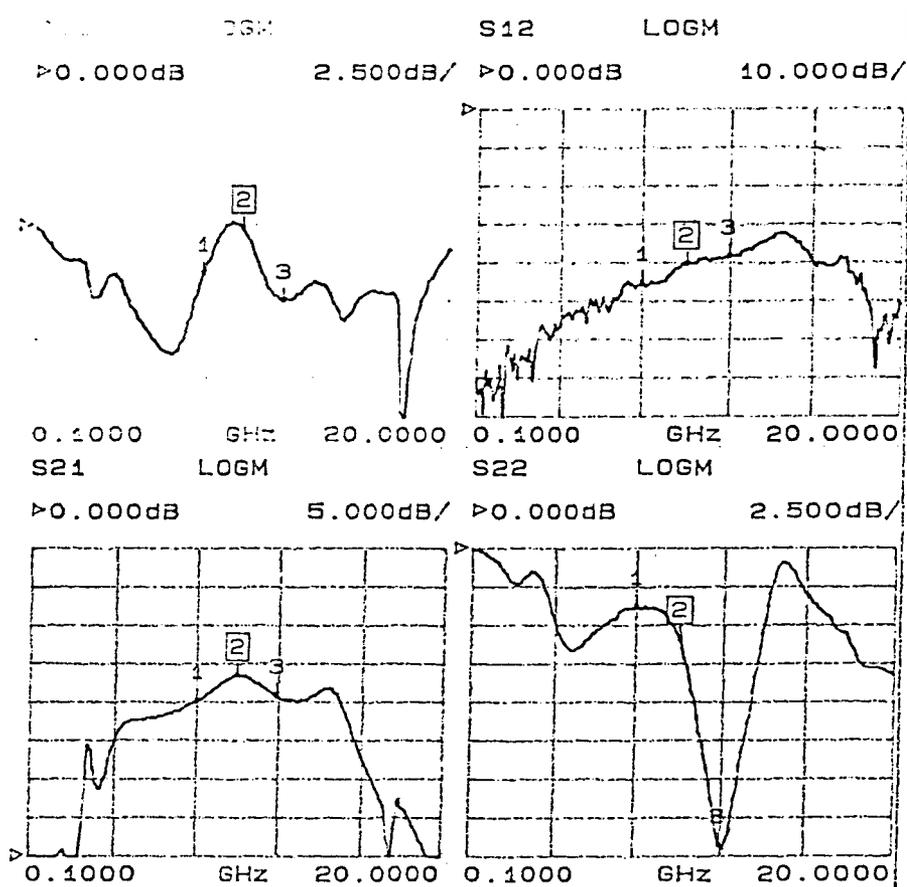


figure 13 : Paramètres S de l'amplificateur à 290 K à polarisation optimale

L'amplificateur faible bruit en bande X présente un facteur de bruit de $0,97 \text{ dB} \pm 0,2 \text{ dB}$ ainsi qu'un gain de $21,95 \text{ dB} \pm 1,6 \text{ dB}$ à la température ambiante. La courbe représentant le gain est tout à fait centrée sur la fréquence centrale d'utilisation de l'amplificateur : 10 GHz. Par contre, la température de bruit est décalée vers les basses fréquences : le bruit est en fait centré à 8 GHz. Nous tenterons d'expliquer ce décalage plus loin dans ce paragraphe. La consommation électrique est de 26,4 mW.

On remarquera que l'amplificateur n'est pas du tout adapté en entrée. Cette forte désadaptation, déjà prévisible lors des simulations, est le résultat du choix qui a été fait d'une optimisation en bruit au détriment de l'optimisation en gain. Ce choix, que nous avons expliqué au cours du chapitre 3, est justifié aux températures cryogéniques du fait de l'utilisation d'un circulateur en entrée.

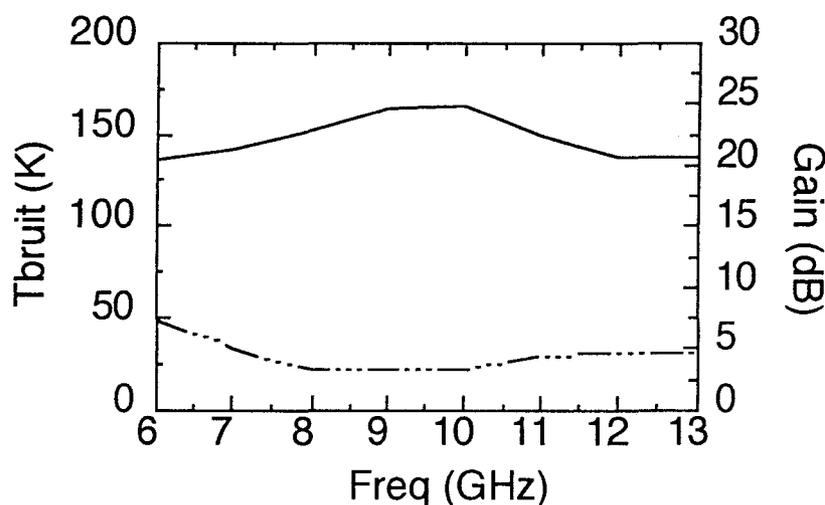
Mesures à 30 K

La polarisation optimale qui a été déterminée expérimentalement à 30 K diffère un peu de celle à 290 K :

| |
|---|
| $V_{ds1} = 1,6 \text{ V} ; I_{ds1} = 10 \text{ mA}$ $V_{ds2} = 1,5 \text{ V} ; I_{ds2} = 8 \text{ mA}$ |
|---|

Ces conditions de polarisation représentent une consommation électrique de 28 mW, soit une réduction de 30 % par rapport à la polarisation optimale de bruit annoncée par le constructeur.

Les résultats des mesures hyperfréquences (température de bruit et paramètres S) sont illustrés sur les figures 14 et 16.



*figure 14 : Performances de l'amplificateur à polarisations optimales à 30 K
($Vd1 = 1,6 \text{ V} ; Id1 = 10 \text{ mA} ; Vd2 = 1,5 \text{ V} ; Id2 = 8 \text{ mA}$)*

De façon à se rendre compte des corrections qui ont été effectuées sur les mesures de la température de bruit et du gain de l'amplificateur à 30 K (cf : §II.1.3), nous avons représenté sur la figure 15 les mesures brutes et les mesures corrigées de l'amplificateur à polarisations nominales.

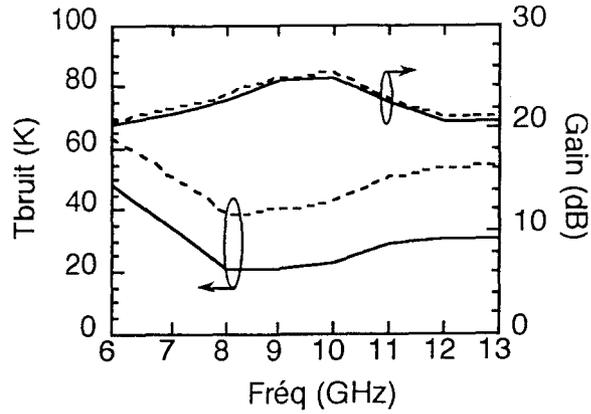


figure 15 : Mesures brutes (pointillés) et mesures corrigées (trait plein) du gain et de la température de bruit de l'amplificateur 30 K

Les paramètres S obtenus à 30 K sont représentés sur la figure 16.

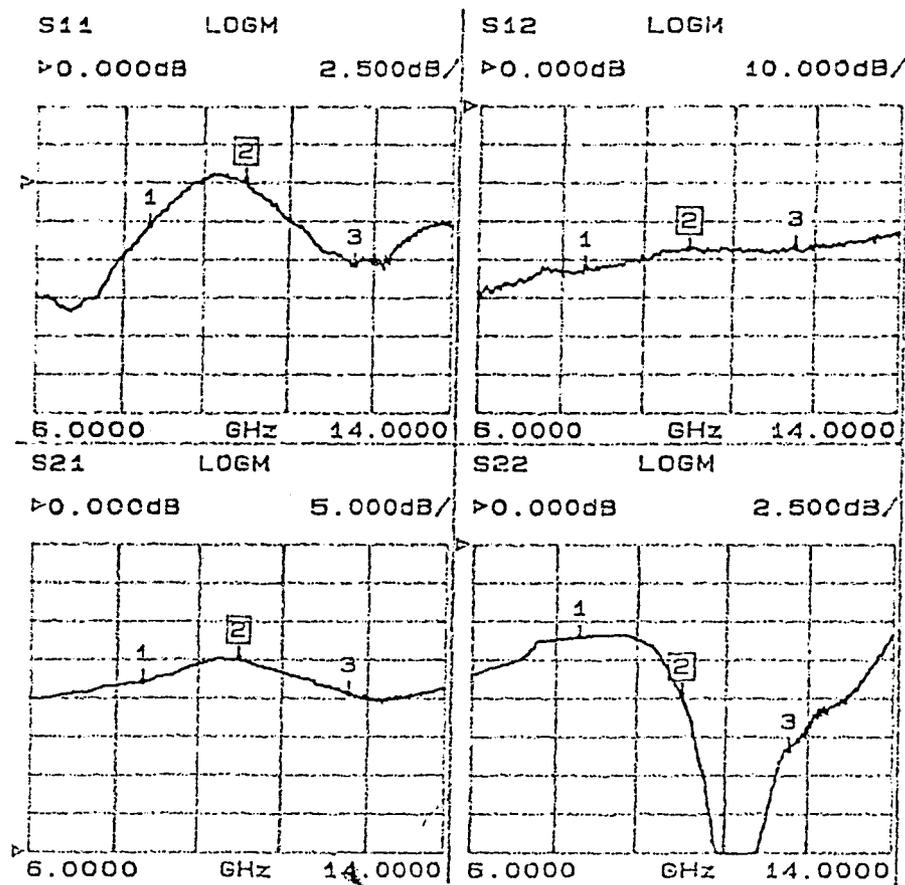


figure 16 : Paramètres S de l'amplificateur à 30 K à polarisation optimale ($Vd1 = 1,6 V$; $Id1 = 10 mA$; $Vd2 = 1,5 V$; $Id2 = 8 mA$)

□ Le facteur de bruit mesuré de l'amplificateur est de $0,37 \text{ dB} \pm 0,07 \text{ dB}$ à l'intérieur de la bande X (8 - 12 GHz). Ce qui correspond à une température de bruit de 22,5 K à la fréquence de 10 GHz. Le gain mesuré est de $22,8 \text{ dB} \pm 2,1 \text{ dB}$.

□ De même que dans le cas de l'amplificateur à température ambiante, un décalage des courbes vers les basses fréquences est constaté.

La température de bruit et le gain sont centrés dans la bande 8 - 10 GHz.

L'allure des paramètres de dispersion est semblable à celle constatée à la température ambiante, mise à part une petite augmentation du gain à 30 K. Le paramètre le plus préoccupant demeurant le coefficient de réflexion d'entrée, nous avons testé la configuration que nous prévoyions depuis le début de l'étude, à savoir l'utilisation d'un circulateur cryogénique en entrée.

II.2.3. Mesures avec un circulateur

Un circulateur cryogénique *Pantech* [14] 7,5-8,5 GHz (0,2 dB de pertes d'insertion et un TOS inférieur à 1,17 à 77 K) a été placé à l'entrée de l'amplificateur. Une amélioration significative de l'adaptation d'entrée ($S_{11} < -17 \text{ dB}$) a par conséquent été observée (figure 17). Si on calcule T_{total} , température de bruit de l'ensemble (circulateur + amplificateur) à la température physique de 30 K, suivant la formule :

$$T_{\text{total}} = L_{\text{circ}} T_{\text{ampli}} + T_{\text{phys}} (L_{\text{circ}} - 1) \quad (11)$$

où L_{circ} sont les pertes du circulateur, T_{ampli} la température de bruit de l'amplificateur et T_{phys} la température physique, on trouve qu'une température de bruit d'un amplificateur fonctionnant à une température physique de 30 K voit sa température de bruit augmenter de 20 K à 22,3 K lorsqu'un circulateur de 0,2 dB de pertes d'insertion est placé à son entrée. Soit une augmentation de 2,3 K.

Ce qui est d'ailleurs de l'ordre de grandeur de la précision de mesure de la température de bruit de l'amplificateur.

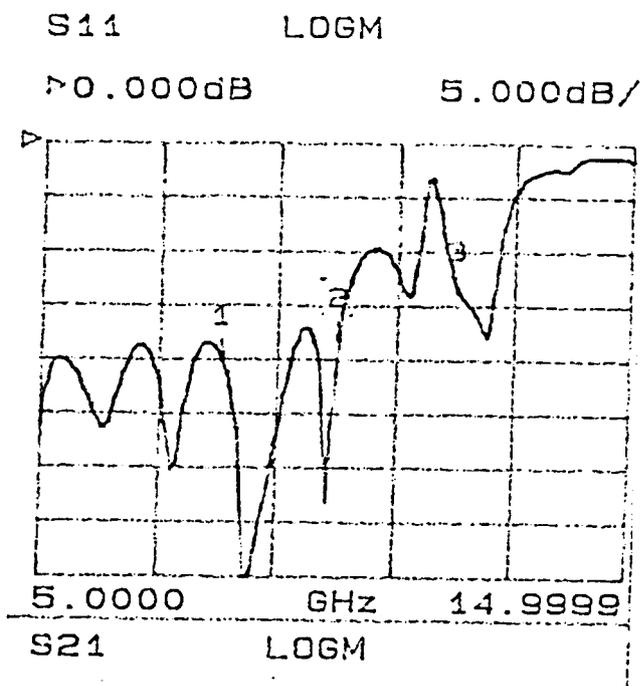


figure 17 : Coefficient de réflexion d'entrée de l'amplificateur à 30 K avec la présence d'un circulateur cryogénique 7,5-8,5 GHz en entrée

Remarque concernant l'utilisation d'un circulateur

Effectuons ici quelques remarques qualitatives : si on souhaitait améliorer le coefficient de réflexion d'entrée de cet amplificateur sans utiliser de circulateur, il faudrait nécessairement modifier le circuit d'adaptation d'entrée ; ce qui aurait pour conséquence de détériorer la température de bruit de l'amplificateur (l'adaptation en puissance et l'adaptation en bruit étant contradictoires). Pour obtenir de très bons coefficients de réflexion d'entrée (des TOS de 1,2 - 1,3), il semble qu'il faudrait fortement dégrader l'adaptation en bruit.

Il nous a donc semblé plus avantageux de dégrader seulement un peu le bruit en utilisant un circulateur (qui a l'avantage d'améliorer nettement le TOS) plutôt que d'optimiser l'adaptation d'entrée en modifiant le circuit d'adaptation en tête de l'amplificateur tout en sachant que le gain obtenu ne sera pas forcément concluant. En effet, des coefficients de réflexion comparables à ceux obtenus avec un circulateur (TOS de 1,2 ou 1,3) ne seront certainement pas atteints. De plus, la température de bruit risque d'être assez fortement dégradée.

La mesure que nous venons de présenter justifie tout à fait l'utilisation d'un circulateur d'entrée aux températures cryogéniques.

III. Mesures à 4,2 K

L'amplificateur en bande X a été testé à la température de l'hélium liquide dans le cryostat de vol de l'expérience ballon PIROG [15]. Ces mesures présentent l'avantage de pouvoir tester la tenue de cet amplificateur à une température physique très faible : 4,2 K. Si le comportement est correct, il pourrait être envisagé ultérieurement de placer cet amplificateur directement sur l'étage 4 K d'un récepteur, juste après le mélangeur de type SIS (supraconducteur-isolant-supraconducteur).

III.1. Méthode

Nous avons employé le principe de la méthode de la charge chaude - charge froide qui a été détaillée au chapitre 1 §II.2.4. Mais cette méthode a été adaptée à la mesure de très faibles températures de bruit, comme c'est le cas pour les caractérisations d'amplificateurs faible bruit ou de mélangeurs pour des récepteurs très faible bruit [16]. La source de bruit qui était placée à l'extérieur du cryogénérateur dans le cas précédent est maintenant remplacée par une charge à température variable placée à la température de fonctionnement du dispositif à tester. Cette méthode élimine par conséquent les problèmes d'incertitudes dues principalement aux transitions et une meilleure précision est alors obtenue.

III.1.1. Le banc de mesure

Le banc de test que nous avons utilisé est représenté sur la figure 18.

L'amplificateur à tester est placé sur l'étage 4,2 K du cryostat de vol de l'expérience PIROG. La charge 50Ω à température variable fonctionne à des températures physiques comparables aux très faibles températures de bruit à mesurer (autour de 20 K). Cette charge se comporte comme une source de bruit ; la température de bruit étant tout simplement la température physique, laquelle pouvant varier de 4,2 K à 40 K dans notre cas.

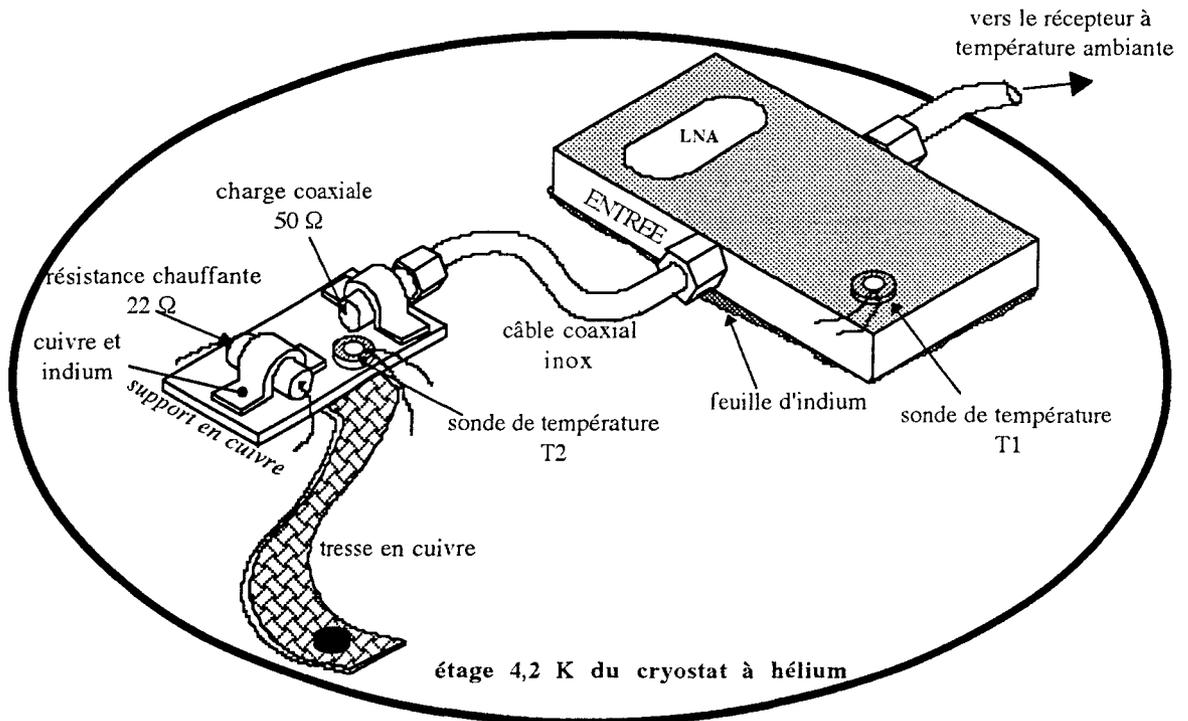


figure 18 : Banc de mesure à 4,2 K utilisant la méthode de la charge à température variable

La charge coaxiale 50Ω est thermalisée sur une petite plaque de cuivre (un petit anneau de cuivre comprime une feuille d'indium autour de la charge). Une résistance chauffante 22Ω est également fixée et thermalisée sur cette même plaque, ce qui assure une température homogène du système (plaque de cuivre + charge coaxiale + résistance) : c'est elle qui fixera la température de la charge à température variable (qui fait office de source de bruit). La température est régulée de façon précise à l'aide d'une sonde de température de type *Lake Shore* 4 points [17]. Un petit câble coaxial en inox est utilisé pour connecter la charge coaxiale 50Ω à l'entrée de l'amplificateur à mesurer : sa longueur est de 3 cm environ. En raison de sa faible conductivité thermique, le câble fonctionne comme un circuit ouvert thermique. La température de la charge coaxiale est

contrôlée en faisant circuler un courant dans la résistance chauffante 22Ω . Une tresse de forte conductivité thermique en cuivre est utilisée entre la plaque de cuivre et l'étage 4,2 K du cryostat de façon à obtenir une température d'équilibre et à réduire l'inertie thermique du système sur la plaque de cuivre. L'amplificateur est thermalisé sur la platine froide (par une feuille d'indium). Sa température physique est contrôlée à l'aide de la sonde de température T_1 (cette température est constante et égale à 4,2 K) et la température physique de la charge est obtenue par la sonde T_2 : les mesures ont été effectuées pour des températures T_2 comprises entre 15 et 40 K.

La charge est placée dans le cryostat à proximité du DUT de façon à minimiser les corrections et les incertitudes dues aux pertes du câble coaxial. La température physique du câble coaxial en inox a été estimée comme étant la moyenne des températures de ses extrémités [11, 12]. Ses pertes ont été mesurées et elles ont été prises en compte pour corriger la valeur du facteur de bruit ; sa contribution à la température de bruit du LNA est inférieure à 5 % (0,7 K à 10 GHz).

Le mesureur de bruit HP 8970A est utilisé comme un wattmètre avec la méthode "charge chaude - charge froide".

Les paragraphes suivants expliquent clairement l'exploitation de cette méthode : la température de bruit de l'amplificateur est obtenue graphiquement.

III.1.2. Méthode graphique [18]

Aux faibles niveaux de puissance que l'on considère ici, les amplificateurs, mélangeurs, étages d'entrée des récepteurs et transistors fonctionnent dans la région linéaire. La puissance de sortie est donc proportionnelle à la puissance d'entrée. Si le signal d'entrée est réglé sur zéro, mais que l'impédance source demeure appliquée, alors l'entrée de puissance aux dispositifs sera le bruit thermique en provenance de l'impédance de la source. Les dispositifs linéaires présenteront une caractéristique "sortie de puissance en fonction de la température de la source" qui sera une droite, comme l'indique la figure 19.

Pour une impédance de source à la température de zéro absolu, la puissance de sortie se compose uniquement du bruit ajouté N_a par le dispositif testé (DUT). Pour d'autres températures de source, la puissance de sortie est augmentée du bruit thermique de la

source, amplifié par le produit gain * largeur de bande caractéristique du DUT (figure 20).

La température effective du bruit d'entrée T_e représente la température que l'impédance d'une source commandant un dispositif parfait (c'est-à-dire sans bruit) devrait avoir pour produire le même bruit que celui ajouté par le DUT.

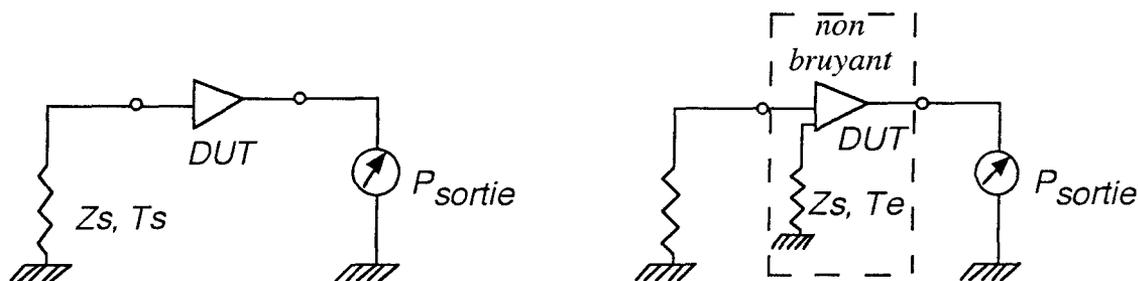


figure 19 : Définition de la température effective de source T_e

Il en résulte que T_e est l'intersection de la caractéristique linéaire du bruit avec l'axe des températures.

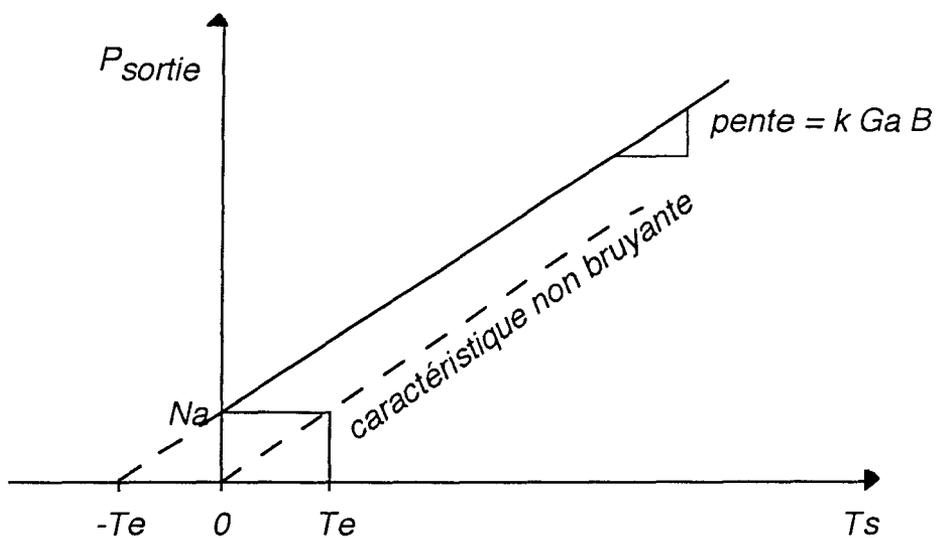


figure 20 : T_e est l'intersection de la caractéristique linéaire du bruit avec l'axe des températures

III.1.3. Exemple de résultat

Les mesures ont été effectuées à différentes fréquences (de 8 à 12 GHz). La figure 21 montre un exemple des valeurs "brutes" mesurées à 9 GHz (l'influence du câble d'entrée n'a pas été soustraite).

La température de bruit de l'amplificateur T_{LNA} étant l'intersection de la courbe représentant la puissance de sortie en fonction de la température de la source avec l'axe des températures, elle est égale à 21.4 K dans le cas de la figure 21.

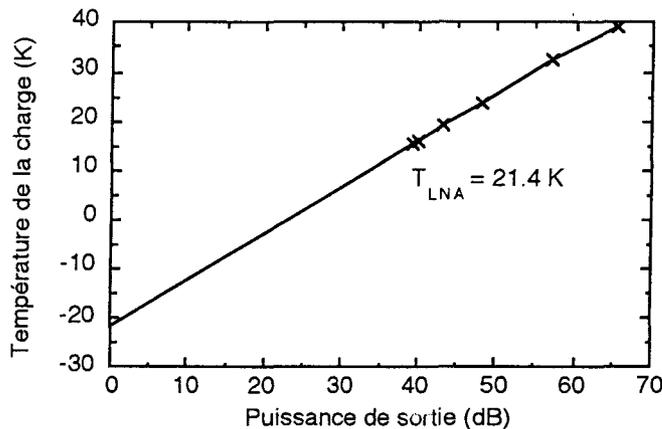


figure 21 : Mesures brutes "charge chaude - charge froide" (comprenant la contribution du câble coaxial d'entrée) du LNA à une température physique de 4,2 K à 9 GHz pour différentes températures de la charge d'entrée

III.1.4. Précision des mesures

L'erreur qui est faite sur la détermination de la température de bruit de l'amplificateur à 4 K provient :

- de la précision avec laquelle la température physique de la charge 50Ω est déterminée : nous avons utilisée une sonde de type *Lakeshore* calibrée à basse température. L'erreur de mesure annoncée par le constructeur est de 0,1 K.

- de la précision avec laquelle les pertes du petit câble coaxial placé à l'entrée de l'amplificateur sont mesurées : la précision peut être évaluée à 0,05 dB, soit une température de bruit de 0,2 K si on estime que le câble se trouve à la température physique de 15 K (moyenne des températures extrêmes : 4 K et 26 K).
- de la désadaptation entre la charge 50 Ω et l'entrée de l'amplificateur : si on reprend le calcul du chapitre 4 § I.2, et si on majore cette désadaptation à 0,2 dB, celle-ci correspond à une température de bruit de 0,7 K à la température physique de 15 K.

L'erreur totale peut ainsi être estimée à 1 K.

Cette valeur est conforme à la précision annoncée avec cette méthode [16].

III.2. Résultats obtenus

Les mesures à 4 K ont été effectuées sous les mêmes conditions de polarisation optimales qui avaient été obtenues à la température physique de 30 K :

$$\begin{array}{l} V_{ds1} = 1,6 \text{ V} ; I_{ds1} = 10 \text{ mA} \\ V_{ds2} = 1,5 \text{ V} ; I_{ds2} = 8 \text{ mA} \end{array}$$

La température de bruit mesurée à la température physique de 4 K est présentée sur la figure 22.

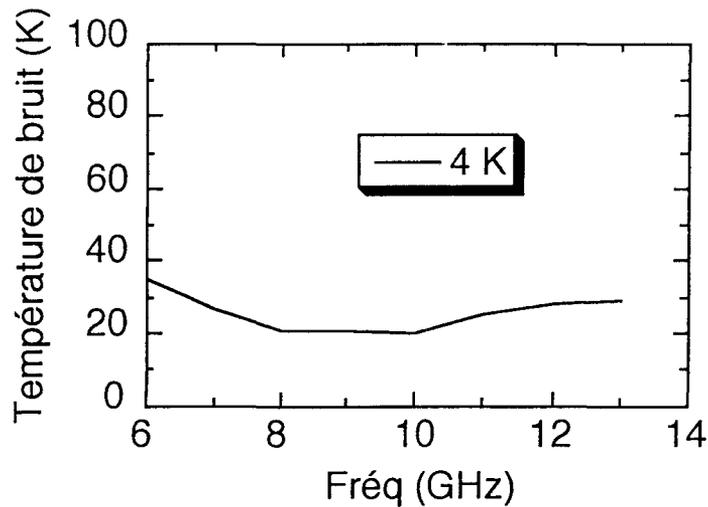


figure 22 : Température de bruit de l'amplificateur à 4 K

Nous ne présentons pas de mesures du gain de l'amplificateur à 4,2 K ; il aurait en effet fallu caractériser la chaîne complète, ce que nous n'avons pas fait : un très long câble de sortie empêchant toute mesure fiable de sa contribution... Les mesures de paramètres S n'ont pas été effectuées à 4 K car le cryostat pour l'expérience PIROG ne possède qu'une seule connexion avec l'extérieure : dédiée à l'entrée du signal à détecter.

Les performances mesurées de l'amplificateur à 4 K sont un facteur de bruit de 0,34 dB avec une ondulation de $\pm 0,05$ dB à l'intérieur de la bande 8 - 12 GHz. Ce qui représente une température de bruit de 20 K à la fréquence de 10 GHz. Tout comme pour les autres températures physiques, le même décalage en fréquence a été constaté : l'amplificateur est centré de 8 à 10 GHz (la température de bruit est très plate sur cette plage de fréquence : la variation maximale est de 0,9 K).

IV. Bilan des mesures

IV.1. Evolution avec la température

Les mesures de bruit de l'amplificateur faible bruit (température de bruit et gain) sont présentées sur les figures 23 et 24 à différentes températures physiques (300 K,

30 K et 4 K) : elles montrent de bonnes performances sur une largeur de bande de 40 % (de 8 à 12 GHz).

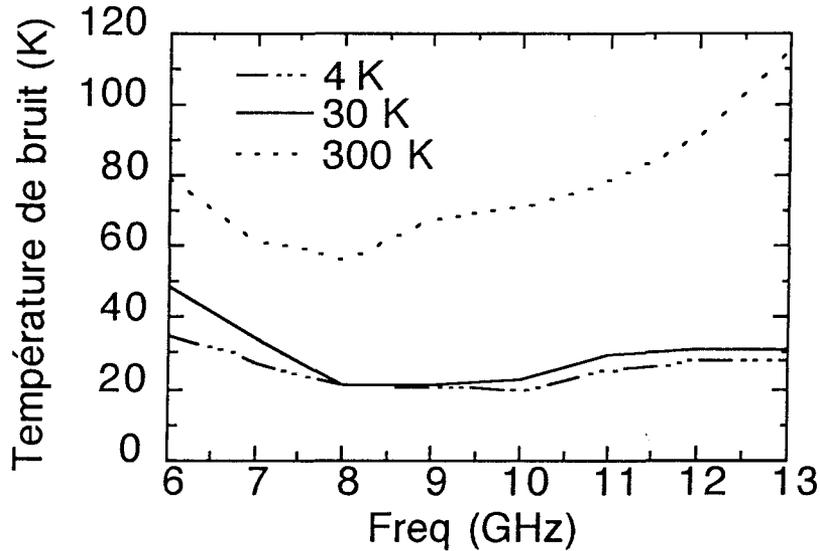


figure 23 : Température de bruit de l'amplificateur en fonction de la température physique aux polarisations optimales

Les performances de cet amplificateur sont optimales sur la bande de fréquence 8-10 GHz.

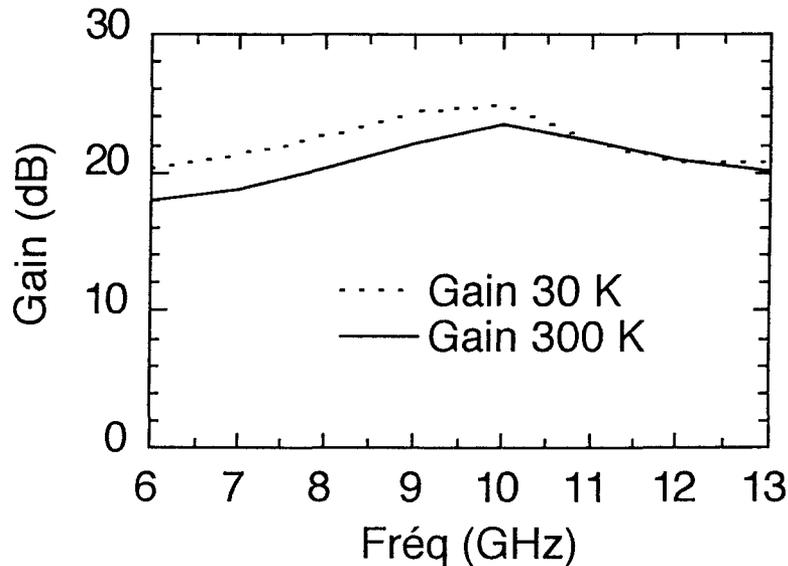


figure 24 : Gain de l'amplificateur à 300 K et 30 K (aux polarisations optimales)

La figure 25 représente la température de bruit de l'amplificateur en fonction de la température physique à la fréquence de 10 GHz.

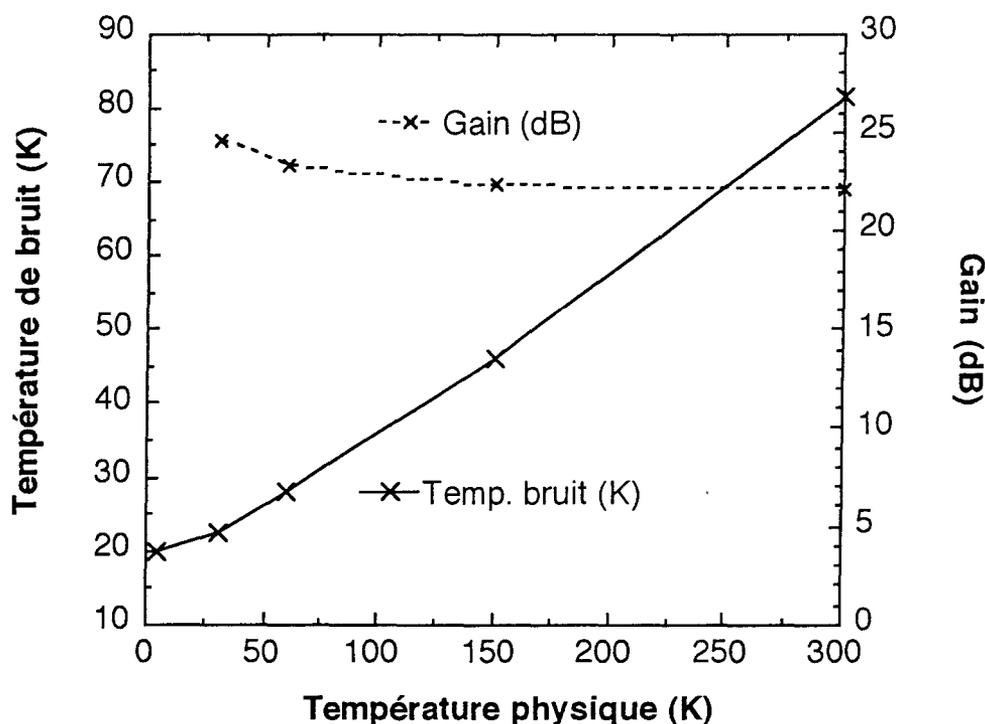


figure 25: Température de bruit et gain de l'amplificateur en fonction de la température physique à 10 GHz

De 300 K à 30 K (4,2 K), les améliorations des performances de l'amplificateur sont :

- le gain mesuré augmente de 2 dB (10 %) lorsque l'on refroidit l'amplificateur de 300 K à 30 K. Cette augmentation est attribuée à l'amélioration de la transconductance (G_m) des transistors (chapitre 1 § III.1).

- la température de bruit à 10 GHz est de 81,5 K à température ambiante, et elle décroît jusque 20 K à la température physique de l'hélium liquide (4 K), ce qui représente une réduction d'un facteur 4 (figure 25) . Aux températures cryogéniques, la diminution de la résistance de grille ainsi que celle de la source de bruit du drain couplées à l'augmentation de la transconductance du transistor, contribuent à réduire la température de bruit (chapitre 1 § III.1).

IV.2. Comparaison avec les simulations

Si nous comparons les mesures et les simulations de l'amplificateur bande X à la température physique de 30 K (figure 26), nous observons un assez bon accord sur la température de bruit, avec cependant un petit décalage en fréquence.

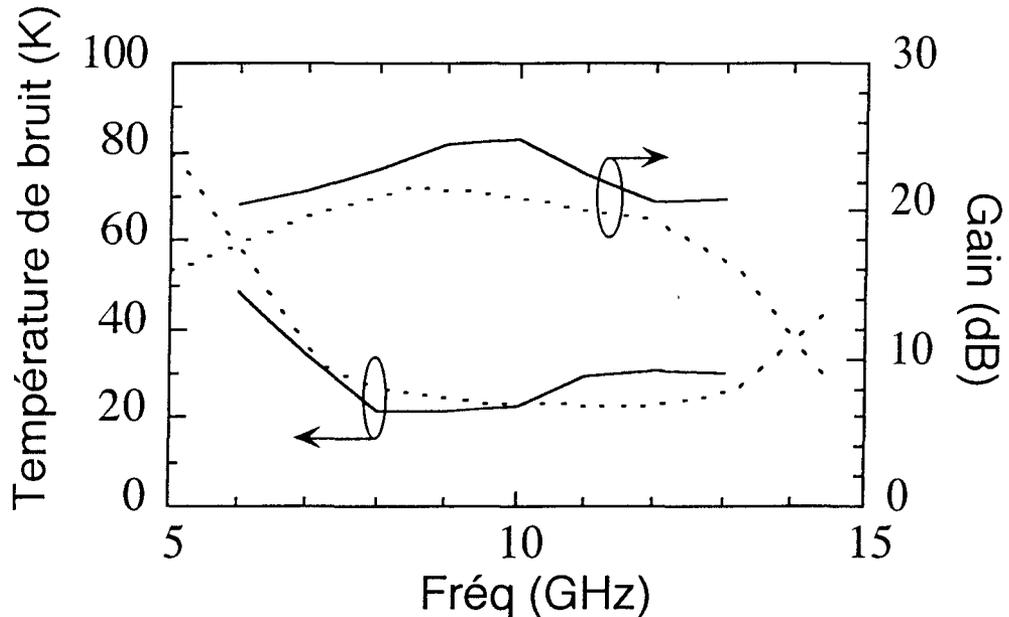


figure 26 : Simulations (trait continu) et mesures (pointillés) de l'amplificateur cryogénique à 30 K

Explications possibles du décalage entre les simulations et les mesures :

- différence entre les longueurs des fils de thermocompression effectivement réalisées et les simulations. En effet, nous pouvons estimer que les longueurs sont respectées avec une erreur de ± 10 à 20 % dans le pire des cas. Ce qui n'est pas du tout négligeable sur les performances de l'amplificateur.
- dispersion sur la constante diélectrique ϵ_r du substrat utilisé. Nous avons vu au cours du chapitre 3 § III.2.1 que ϵ_r pouvait varier de 4 à 5 % de 300 K à 20 K. Lorsque l'on simule cette variation, un décalage de la courbe de la température de bruit vers les basses fréquences a été constaté.
- dispersion des caractéristiques électriques de transistors provenant d'un même lot : cette dispersion est difficilement quantifiable, car elle nécessiterait une mesure spécifique et l'optimisation de la puce utilisée. Une analyse statistique de dispersion des caractéristiques d'un même lot permettrait de réduire cette erreur.

Quelques solutions envisageables pour améliorer les caractéristiques de l'amplificateur

Après avoir effectué une "rétro-simulation", quelques solutions ont pu être proposées pour améliorer notamment les coefficients de réflexion d'entrée/sortie, ainsi que la pente du bruit. Elles n'ont pas pu être testées à ce jour, mais elles devraient améliorer les caractéristiques.

La même méthode peut être appliquée pour améliorer le coefficient de réflexion de sortie peut être employée : ses pertes seront complètement masquées par le gain de l'amplificateur.

V. Conclusion

Les caractéristiques DC et hyperfréquences (paramètres S et de bruit) de certains transistors du commerce ont été complètement mesurées à température ambiante et aux températures cryogéniques. Elles ont permis la sélection du transistor adéquat pour la conception puis la réalisation de l'amplificateur cryogénique 8-12 GHz faible bruit et faible consommation pour de futures applications spatiales. L'amplificateur possède une température de bruit de 22,5 K et un gain de 25,4 dB autour de 10 GHz à une température physique de 30 K. Sa consommation électrique a pu être réduite à 28 mW, suite à un compromis faible bruit / faible consommation. Des bonnes performances ont été obtenues sur une largeur de bande de 40 %. Une température de bruit de 20 K a été mesurée à une température physique de 4 K. Un bon accord a été obtenu avec les simulations théoriques, ce qui tend à prouver que les mesures réalisées sur les transistors étaient bien adaptées pour permettre la conception d'un amplificateur cryogénique performant.

En outre, l'utilisation de circulateurs paraît tout à fait convaincante : ils contribuent en effet à améliorer significativement les coefficients d'adaptation d'entrée et de sortie, sans pour cela trop détériorer la température de bruit.

Les mesures effectuées à 4 K ont montré le bon comportement de cet amplificateur à la température de l'hélium liquide. Une utilisation sur l'étage refroidi des mélangeurs peut donc être envisagée. On pourra même réfléchir à une intégration du mélangeur et de l'amplificateur, ce qui éviterait le passage par l'impédance 50 Ω et réduirait par conséquent les pertes de cet étage intermédiaire [19].

Bibliographie chapitre 4

- [1] C. Boutez, P. Crozat, V. Danelon, M. Chaubet, P. Febvre and G. Beaudin
"Low Noise Cryogenically Cooled 8-12 GHz Amplifier for Future Space Applications"
International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. 18, No. 1, January 1997
- [2] "Source Mismatch Effects on Measurements of Linear Two-Port Noise Temperature"
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-24, no. 3, September 1975, pp. 239-242
- [3] Ali Boudiaf
"Développement d'un banc automatique de mesure des paramètres de bruit en hyperfréquence. Caractérisation et modélisation en bruit de transistors à effet de champ III-V"
Thèse de doctorat, Université de Paris XI, 1993
- [4] "Effects of Source Mismatch on Noise Measurements and their Reduction"
Alta Frequenza, vol. XLIV, no. 5, Maggio 1975, pp. 127E-233 / 133E-239
- [5] "Noise Figure Measurement Accuracy"
Application Note 57-2 Hewlett Packard, 1988
- [6] "Principes fondamentaux des mesures de facteur de bruit en radiofréquences et en hyperfréquences"
Note d'applications 57-1 Hewlett Packard, 1983
- [7] Frédéric Séjalon
"Conception et réalisation d'amplificateurs cryotechniques faible bruit à TEC dans la bande 16 - 20 GHz"
Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, octobre 1993.
- [8] Strid, E.
"Noise Measurements for Low-Noise GaAs FET Amplifiers"
Microwave Systems News, Nov. 1981, pp. 62-70

[9] Strid, E.

"Noise Measurements Checklist Eliminates Costly Errors"

Microwave Systems News, Dec. 1981, pp. 88-107

[10] Miteq Inc., 100 Davids Drive Hauppauge, N.Y. 11788-2034, USA.

[11] Clélia Robert

"Amplificateurs cryogéniques à faible bruit et composants quasi-optiques pour un radiotélescope submillimétrique / Transfert radiatif en ondes millimétriques dans deux nuages moléculaires sombres"

Thèse de doctorat, Université Paris VI, 1991

[12] L. Escotte, F. Séjalon, and J. Graffeuil

"Noise Parameter Measurement of Microwave Transistors at Cryogenic Temperature"

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 43, no. 4, August 1994

[13] Abdennaceur Baghdad

"Etude expérimentale des transistors à effet de champ microondes dans des conditions très faible bruit et basses températures"

Thèse de doctorat, Université de Lille I, 1992

[14] Pamtech

distribué en France par SALIES (Palaiseau)

[15] P. Febvre, S. George, A. Deschamps, B. Lecomte and G. Olofsson

"A sensitive SIS receiver at 424/440 GHz for the PIROG 8 experiment: performance and considerations on stability"

Proceedings of the 30th ESLAB Symposium: Submillimetre and Far-Infrared Space Instrumentation, ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, 24-26 September 1996.

[16] W. R. McGrath, A. V. Räisänen and P. L. Richards

"Variable-temperature loads for use in accurate noise measurements of cryogenically-cooled microwave amplifiers and mixers"

Int. Journ. of Infrared and Millimeter Waves, vol. 7, no. 4, pp. 543-553, April 1986.

[17] Lake Shore Cryotronics, Inc.

64 East Walnut Street, Westerville, Ohio, 43081-2399

[18] Note d'application Hewlett-Packard 57-1 (1983)

"Principes fondamentaux des mesures de facteur de bruit en radiogréquences et en hyperfréquences"

[19] S. Padin, D. P. Woody, J. A. Stern, H. G. LeDuc, R. Blundell, C.-Y. E. Tong and M. W. Pospieszalski

"An Integrated SIS Mixer and HEMT IF Amplifier"

Sixth International on Space Terahertz Technology, 1995, pp. 134-139

Chapitre 5 :

Extension aux fréquences millimétriques

Les longueurs d'onde millimétriques couvrent par définition le domaine des fréquences de 30 à 300 GHz. De manière un peu restrictive, nous utiliserons ce terme dans le cas des fréquences avoisinant 100 GHz ; elles correspondent à des longueurs d'onde de l'ordre de 3 mm.

Dans le cas de récepteurs vers 100 GHz, le développement de composants actifs de plus en plus performants permet aujourd'hui d'envisager de placer l'amplificateur faible bruit en tête de la chaîne de réception, devant le mélangeur [1,2]. La transposition de fréquence s'effectuant alors après l'amplification. Les transistors à hétérostructure (HEMT) sur substrat d'InP sont actuellement les composants les mieux adaptés pour répondre à ce type d'applications : ils possèdent en effet de faibles facteurs de bruit ainsi que des fréquences de coupure de plus en plus élevées...

Le département de microondes de l'Université de Chalmers (Göteborg, Suède) participe actuellement au développement d'un récepteur à 119 GHz pour le projet satellite ODIN [1]. Dans le cadre de ce projet et d'une collaboration entre nos deux laboratoires, j'ai

effectué un séjour dans ce département [3]. L'amplificateur faible bruit à 119 GHz qui se trouve en tête de ce récepteur est actuellement en phase de développement. Sa conception nécessite la connaissance des paramètres de bruit des transistors aux fréquences millimétriques. Mon travail a consisté à déterminer les paramètres de bruit des transistors développés au laboratoire à ces fréquences. J'ai tout d'abord développé un programme informatique (sous le logiciel "Labview") qui permet d'extraire le modèle de bruit ainsi que les quatre paramètres de bruit des transistors, à partir de la méthode développée par Dambrine [4]. Le modèle de bruit de Dambrine est déterminé à partir de mesures simples de bruit à plus "basses fréquences" ; un banc de mesure jusque 18 GHz a donc été développé pour l'extraction du modèle. Un autre banc de mesure aux fréquences millimétriques (90-100 GHz) a ensuite été mis en place de façon à valider le modèle extrait.

Dans ce chapitre, nous présenterons tout d'abord les spécificités liées au développement d'un amplificateur faible bruit aux fréquences millimétriques. Le travail effectué dans le laboratoire de Chalmers tiendra ensuite une large place : les fonctionnalités du programme développé ainsi que toutes les mesures effectuées sont présentées dans le détail ; elles ont permis aussi bien d'extraire le modèle de bruit des transistors du laboratoire que de valider la méthode utilisée.

I. Introduction

Les progrès des technologies des transistors à effet de champ à hétérojonction (HEMT) ont permis le développement des HEMT sur substrat d'InP. Ces composants sont actuellement réalisés dans différents laboratoires [5 à 8]. La maîtrise de ces nouvelles technologies permet aujourd'hui la réalisation de transistors très performants. Des amplificateurs faible bruit aux fréquences millimétriques peuvent ainsi se développer [9]. Ainsi, TRW [10] a par exemple développé un transistor HEMT sur substrat d'InP ayant une longueur de grille de 0,1 μm et qui présente un facteur de bruit de 2,1 dB à 93,5 GHz. Ce transistor a été utilisé pour la réalisation d'un amplificateur monolithique faible bruit 110-120 GHz [11]. Les performances de cet amplificateur à 2 étages sont un gain de 15,6 dB et un facteur de bruit de 3,4 dB à 113 GHz et à température ambiante.

II. Méthodes de caractérisation

La conception d'un amplificateur à base de transistors à très haute fréquence ($f \sim 100$ GHz) nécessite la connaissance des paramètres de dispersion du composant actif dans cette gamme de fréquences : des analyseurs de réseaux commercialisés permettent actuellement de mesurer les paramètres S directement à ces fréquences. Toutefois, des modèles petit signal performants se développent de plus en plus dans les laboratoires ; ils permettent non seulement une meilleure compréhension du comportement physique du transistor mais aussi l'extrapolation des paramètres S aux fréquences millimétriques à partir de mesures aux plus basses fréquences. Le département microondes de l'Université de Chalmers a d'ailleurs développé son propre modèle qui a été validé aux fréquences millimétriques [12].

La conception d'un amplificateur faible bruit aux fréquences millimétriques requiert en plus la connaissance des paramètres de bruit du transistor. A ces fréquences, les systèmes commerciaux à base d'adaptateur d'impédance n'existent pas. Il faut alors songer à une autre solution. Différents modèles de bruit très simples ont été développés de façon à répondre à cette attente [13 à 22]. Dans le cadre des mesures effectuées au laboratoire de Chalmers, nous avons utilisé le modèle développé par Dambrine [16] qui est basé sur des mesures de bruit sous 50Ω à plus basses fréquences.

II.1 Caractéristiques des transistors testés

Dans la perspective de la réalisation des amplificateurs faible bruit à 119 GHz [1], nous avons caractérisé certains transistors développés au département de microondes de l'université de Chalmers. Ces transistors sont des HEMT fabriqués sur substrat d'InP. Ce type de composant est tout à fait indiqué pour des applications faible bruit aux fréquences millimétriques [23].

La caractérisation d'un dispositif consiste en une caractérisation DC, une mesure des

paramètres S, une extraction du schéma équivalent petit signal ainsi qu'une mesure de ses quatre paramètres de bruit.

Précisons tout d'abord les caractéristiques des transistors testés.

La fabrication [6]

Les transistors à effet de champ hétérojonctions (HFET) ont été fabriqués sur un substrat InAlAs/InGaAs/InP. Ces transistors ont été réalisés à l'aide d'un procédé de photolithographie standard pour la définition du méso et des contacts ohmiques. La gravure du méso a été réalisée par gravure chimique à base d'acide phosphorique. Les contacts ohmiques Au/Ge/Ni ont été déposés par évaporation par faisceau d'électrons. Les contacts ont alors été anodisés par traitement thermique. La résistance des contacts obtenue est d'environ 0,15 Ohm.mm. Les grilles "champignons" ont été définies à l'aide d'une lithographie par faisceau d'électrons. Le retrait a été réalisé par gravure sèche sélective (par plasma) et la métallisation de grille Au/Pt/Ti a été évaporée (par effet joule). La longueur de grille résultante est de 0,15 μm . Une épaisse couche de métal a enfin été évaporée sur les contacts.

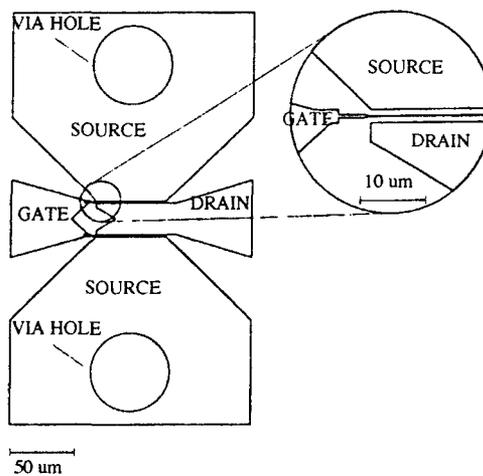


figure 1 : Topologie du transistor InP 0,15 μm développé au laboratoire de Chalmers

La caractérisation statique est une étape très importante et elle précède toutes les autres mesures. A partir de la caractéristique courant I_{ds} - tension V_{ds} , il est en effet possible de déterminer si un composant fonctionne correctement. Elle permet bien souvent d'effectuer

le premier tri des transistors. Les caractéristiques DC ont été obtenues à l'aide de l'analyseur de paramètres HP 4145. Elles seront présentées dans le § III.2.2.

II.2. Les paramètres S

Dans le cas de la conception d'un amplificateur aux fréquences millimétriques, les paramètres S sont soit mesurés directement à ces fréquences, ou soit à des fréquences plus basses puis extrapolés à l'aide d'un modèle petit signal.

Pour notre part, nous avons mesuré les paramètres de dispersion à l'analyseur de réseaux jusque 49 GHz. Puis, nous avons utilisé le programme d'extraction développé au laboratoire : "Milou" [24]. Ce programme sera largement détaillé dans la § III.2.1.

II.3. Les paramètres de bruit

Nous avons utilisé la méthode développée par Dambrine [16] qui a été décrite au cours du premier chapitre (§IV.2.2). Cette méthode est basée sur la mesure du facteur de bruit correspondant à une impédance de source particulière (50Ω), associée à un modèle physique de bruit contenant deux paramètres indépendants de la fréquence.

La démarche de notre travail a consisté tout d'abord à effectuer des mesures à basses fréquences. Ces mesures comprennent des mesures de paramètres S et de facteurs de bruit sous 50Ω : elles permettent la constitution d'un modèle de bruit du transistor. Ce modèle permet l'extraction des paramètres de bruit usuels : le facteur de bruit minimum, N_{Fmin} , la résistance équivalente de bruit, R_n et le coefficient de réflexion optimum, Γ_{opt} . Un banc de test a ensuite été développé dans la bande de 90 à 100 GHz pour vérifier le modèle de bruit et valider la méthode ; la vérification du modèle aux fréquences millimétriques peut par exemple être effectuée à l'aide de mesures de facteur de bruit sous 50Ω . Ce paramètre (F_{50}) dépend en effet des 4 paramètres de bruit usuels.

Rappelons brièvement le principe de la méthode de Dambrine.

La méthode de Dambrine permet d'extraire les quatre paramètres de bruit d'un transistor au moyen de :

- la mesure du facteur de bruit sous 50Ω d'un transistor en fonction de la fréquence.
- la mesure des paramètres S du transistor. Ces paramètres sont ensuite utilisés pour constituer le schéma équivalent petit signal.

Le modèle de Dambrine est un modèle extrinsèque (figure 2) à deux températures de bruit équivalentes T_{in} et T_{out} .

Leurs expressions respectives sont :

$$T_{in} = \frac{\overline{e_g^2}}{4k\Delta f \cdot \text{Re}\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)} \quad \text{et} \quad T_{out} = \frac{\overline{i_d'^2}}{4k\Delta f \cdot \text{Re}\left(\frac{1}{Z_{22}}\right)} \quad (1)$$

où e_g et i_d' sont les sources de bruit représentées sur la figure 2.

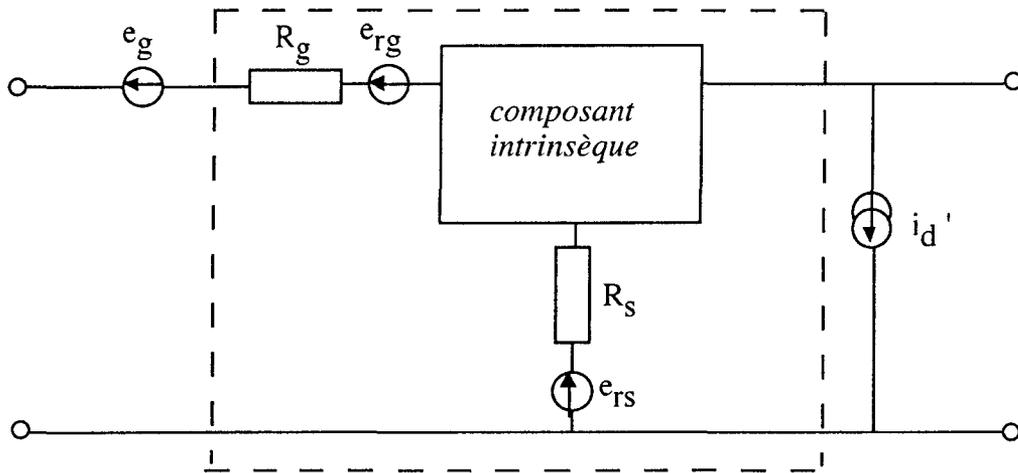


figure 2 : Le modèle de bruit "extrinsèque" à deux températures

Ce modèle a été validé par ailleurs [25,26] aux fréquences millimétriques.

III. Modélisation du transistor

Nous développerons dans ce paragraphe les techniques ainsi que les résultats obtenus des extractions du modèle petit signal et du modèle de bruit des transistors développés à l'Université de Chalmers. Les différents bancs de mesure de bruit sont plus particulièrement détaillés. Les résultats obtenus ont été validés par d'autres mesures effectuées avec un banc de mesure commercial.

III.1. Introduction

Les paramètres S mesurés jusque 50 GHz permettent d'extraire le schéma équivalent petit signal du transistor. Les mesures de bruit ont été effectuées jusque 18 GHz : combinées avec certains paramètres du modèle petit signal, elles permettent l'extraction du modèle de bruit du transistor.

III.2. Extraction du modèle petit signal

La mesure des paramètres S d'un transistor permet de déterminer tous les éléments du schéma équivalent petit signal (les éléments parasites et intrinsèques). Un programme d'extraction a été spécifiquement développé au laboratoire de Chalmers : "Milou" [24].

III.2.1. Le programme "Milou"

"Milou" est un programme d'extraction du schéma équivalent petit signal de HEMT (figure 2a) qui a été développé au laboratoire de Chalmers [24]. Ce programme est divisé en deux parties : la première concerne l'extraction des éléments parasites et et la

seconde celle des éléments intrinsèques du transistor.

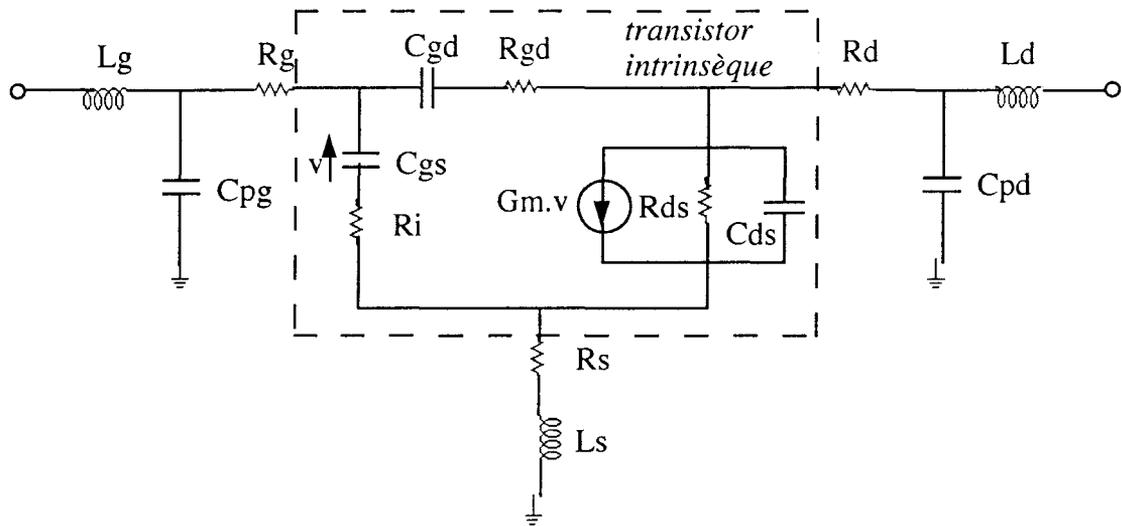


figure 2a : Schéma équivalent du transistor petit signal

□ la première étape de cette méthode d'extraction consiste à calculer les éléments parasites du composant : ce sont les capacités et les inductances qui se trouvent en dehors des éléments du circuit intrinsèque : C_{pg} , C_{pgd} , C_{pd} , L_g , L_s et L_d (figure 2a). Cette partie de la modélisation est la plus délicate. L'extraction des éléments parasites s'effectue à l'aide de la méthode du "FET froid" [27]. "FET froid" signifiant que la tension drain est égale à zéro. Le potentiel de drain étant nul, le composant est alors passif. Le circuit équivalent petit signal est donc moins complexe et il est possible d'extraire les éléments extrinsèques à partir des paramètres S mesurés. La méthode du FET froid procède en deux étapes :

- * les capacités sont extraites à partir de mesures de paramètres S lorsque le dispositif est polarisé avec une tension de grille négative, appelée "pincement".
- * les résistances et les inductances sont déduites des paramètres S lorsqu'une tension de grille positive de 0,6 - 0,8 V est appliquée.

□ lorsque tous les éléments parasites sont extraits, les éléments intrinsèques du schéma équivalent petit signal sont calculés à partir d'une mesure des paramètres S à la polarisation souhaitée.

Le programme "Milou" sauvegarde les paramètres S mesurés sous différents formats. Les éléments du circuit équivalent petit signal peuvent être récupérés sous forme de variables.

III.2.2. Mesure des paramètres S

Avant d'aborder les mesures de paramètres S, présentons tout d'abord la caractéristique statique du transistor que nous avons mesuré. Il s'agit d'un transistor $2 \times 50 \mu\text{m}$ ayant une longueur de grille de $0,15 \mu\text{m}$ sur substrat d'InP qui a été développé au laboratoire de Chalmers [6]. Sur la figure 3 sont présentées les courbes $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ et $G_m = g(V_{gs}, V_{ds})$. V_{gs} est tracé de -1 V à $+0,5 \text{ V}$ et V_{ds} de $0,25 \text{ V}$ à $0,75 \text{ V}$ (avec un pas de $0,25 \text{ V}$).

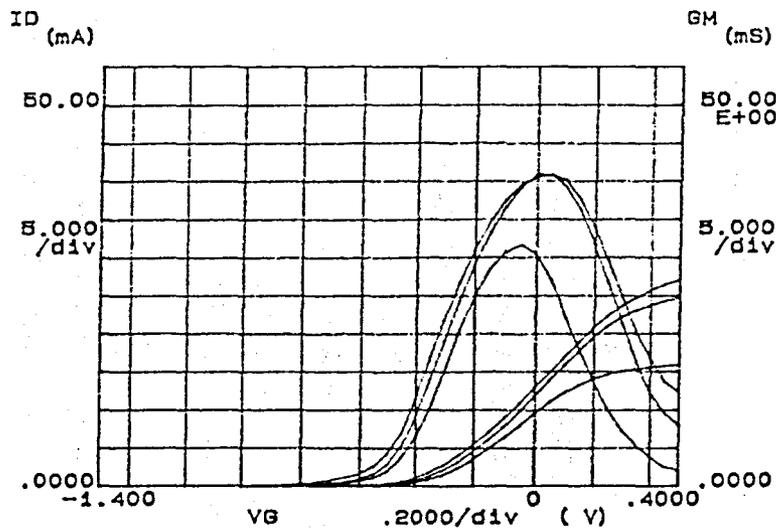


figure 3 : Caractéristique DC du HEMT InP15 $2 \times 50 \mu\text{m}$

Les paramètres S de ce même transistor en fonctionnement actif (HEMT InP15 $2 \times 50 \mu\text{m}$) sont représentés sur la figure 4.

La polarisation appliquée est $V_{gs} = -0,1 \text{ V}$ et $V_{ds} = 0,5 \text{ V}$ ce qui équivaut à un courant drain I_{ds} de 8 mA ; la bande de fréquences est de 1 GHz à 49 GHz .

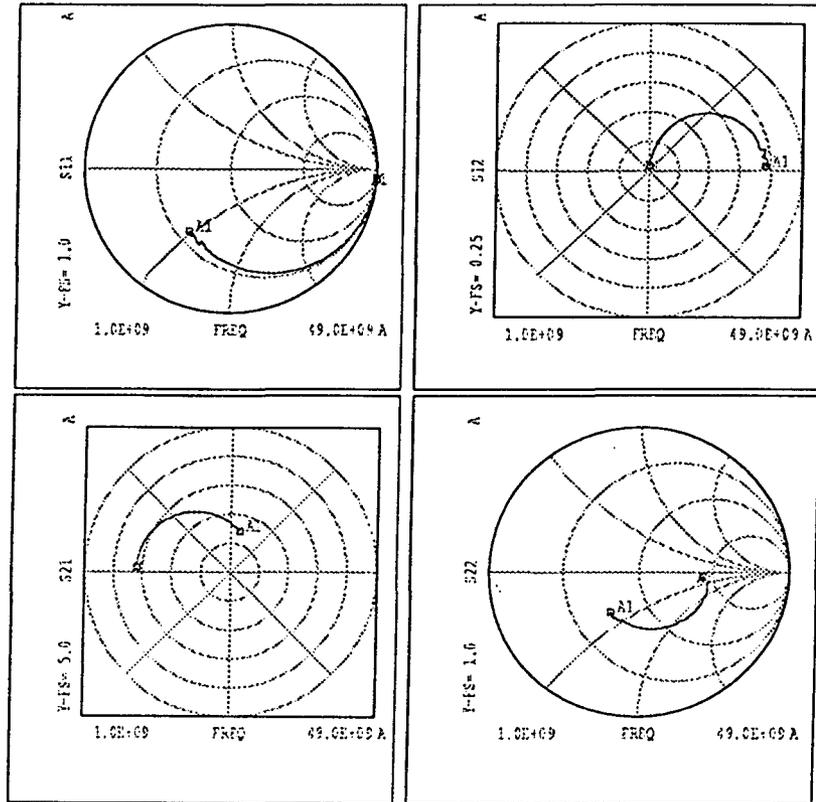


figure 4 : Paramètres S d'un HEMT InP15 2*50µm ($I_{ds} = 8 \text{ mA}$)

La figure ci-dessus montre que les mesures sont bien "lisses". Ceci est le signe d'une bonne calibration ; la calibration dans le plan des pointes coplanaires est en effet particulièrement critique pour une bonne caractérisation.

III.2.3. Extraction du modèle petit signal

Nous présentons ici le résultat d'une extraction typique du schéma équivalent petit signal du même HEMT $2 \times 50 \mu\text{m}$ InP15 qui a été mesuré précédemment (§ III.2.2).

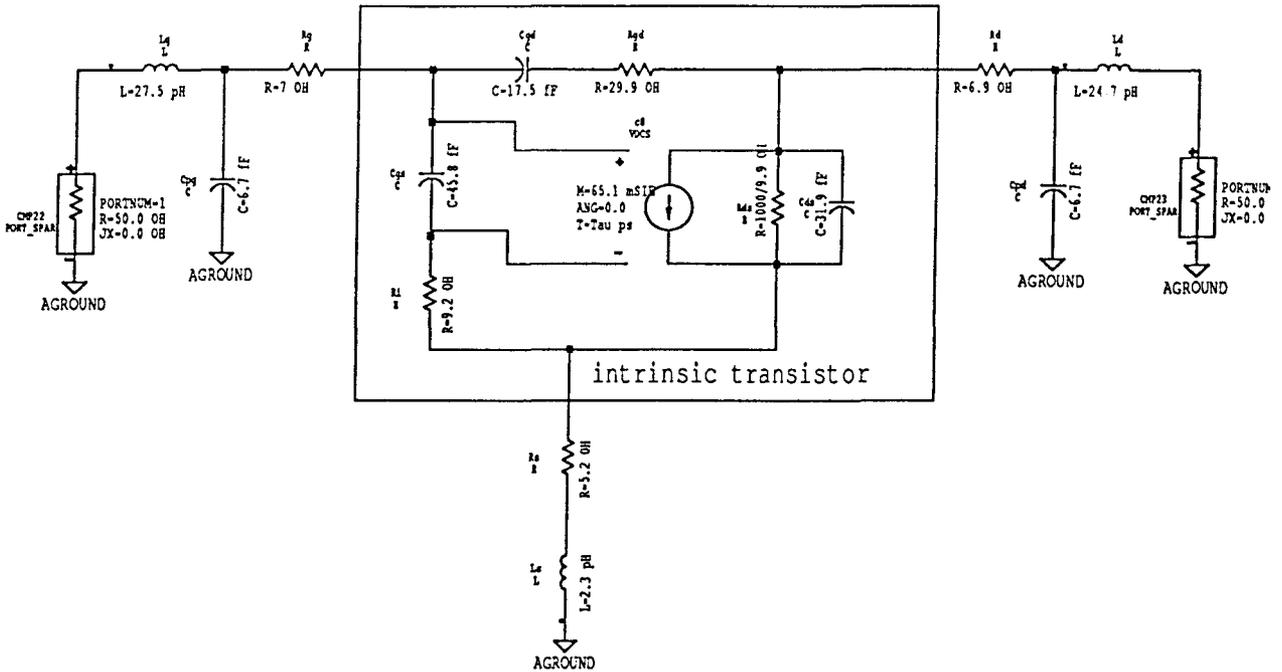


figure 5 : Schéma équivalent petit signal d'un HEMT InP15 $2 \times 50 \mu\text{m}$ ($I_{ds} = 8 \text{ mA}$)
 extrait par "Milou"

Comparaison entre les paramètres S simulés et les paramètres S mesurés

Les paramètres S mesurés (de 1 à 49 GHz) sont comparés (figure 6) à ceux issus du schéma équivalent extrait présenté ci-dessus. Nous remarquons un bon accord, sur toute la bande de fréquences.

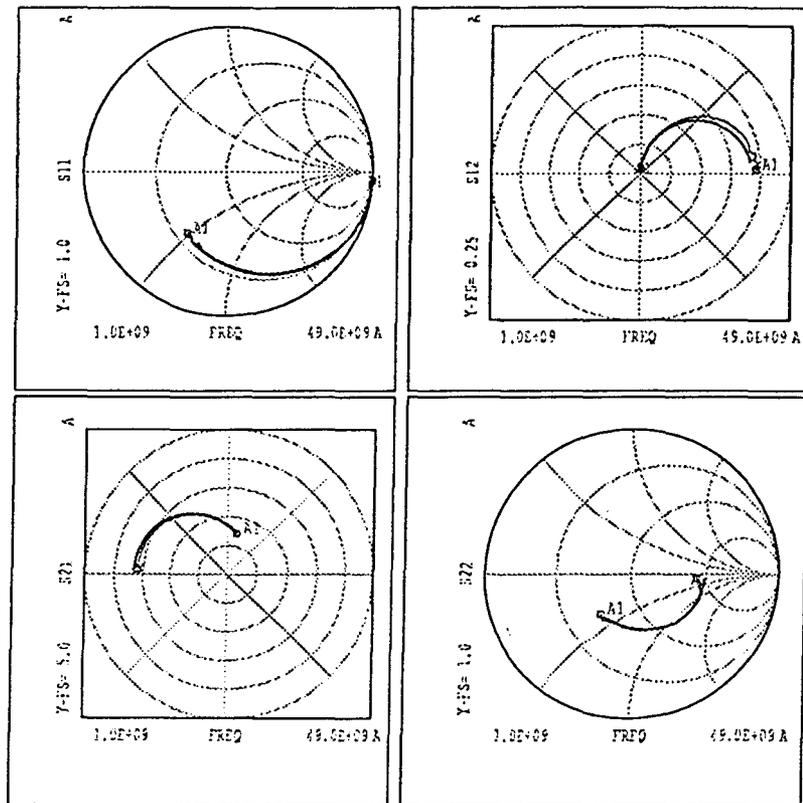


figure 6 : Paramètres S mesurés et modélisés à l'aide de "Milou"
 (InP15 2 * 50 μm ; $I_{ds} = 8 \text{ mA}$)

III.3. Extraction du modèle de bruit

Le modèle de bruit a été extrait en utilisant la méthode développée par Dambrine [16]. Le banc de mesure de bruit développé spécifiquement pour la caractérisation des transistors en bruit est pratiquement entièrement piloté par un ordinateur.

Un programme d'extraction a été développé sous Labview [3] : il est présenté dans cette partie. Des calibrations diverses du banc de test sont à effectuer avant toute mesure : elles sont contrôlées et ensuite sauvegardées par le logiciel développé. Le programme effectue

ensuite tous les calculs nécessaires : épluchage des mesures, extraction des paramètres du modèle de bruit, calcul des 4 paramètres de bruit usuels. Les mesures sont présentées ici. Le modèle du transistor que nous avons extrait a été validé par d'autres mesures réalisées avec un système commercial (avec adaptateur d'impédance).

III.3.1. Le banc de mesure de bruit

Deux bancs de bruit ont été développés au cours de mon séjour au laboratoire de Chalmers. Tous les éléments qui constituent les différents bancs de mesure seront détaillés en Annexe 2. Distinguons le banc de bruit jusque 18 GHz et celui de 90 à 100 GHz.

Le banc de bruit jusque 18 GHz

La bande de fréquence de ce banc de mesure est limitée par la bande d'utilisation des amplificateurs faible bruit en tête de réception : nous avons à notre disposition deux amplificateurs faible bruit : un de 2 à 8 GHz et l'autre de 8 à 18 GHz. Ils ont permis de comparer les extractions obtenues à partir de deux bandes de fréquences différentes (§ III.3.5.f).

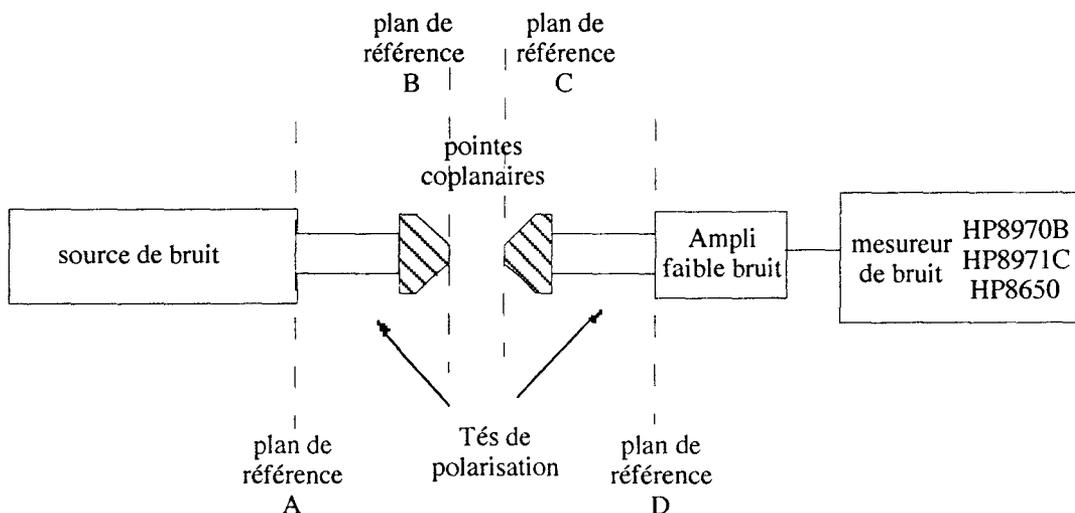


figure 7 : Le banc de bruit jusque 18 GHz

Le détail des différents bancs de mesure de bruit se trouvent en Annexe 5.

Le banc de test de 90 à 100 GHz

La figure 8 montre une représentation physique du banc de mesure de bruit de 90 à 100 GHz.

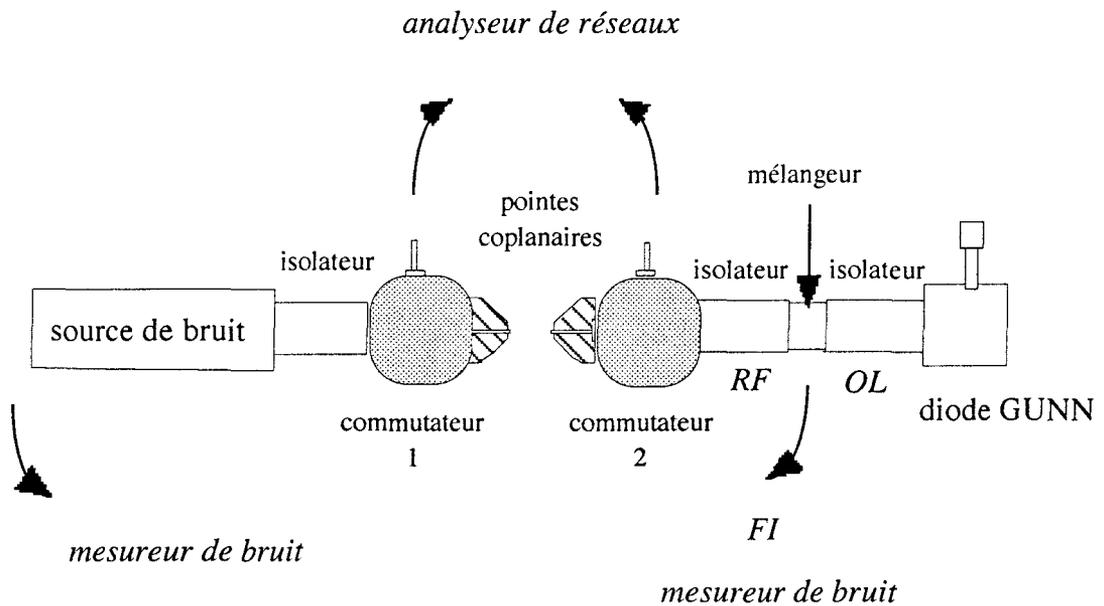


figure 8 : Le banc de mesure de bruit de 90 à 100 GHz

Ce système de mesure utilise une conversion simple. La fréquence de l'oscillateur local est délivrée par une diode GUNN qui pilote un mélangeur extérieur (mélangeur "maison" [28]). Si la fréquence intermédiaire (FI) peut être rendue inférieure à 2047 MHz* (ce qui est notre cas), nous n'avons pas l'utilité d'une autre conversion de fréquence.

* limite de fréquence du mesureur de bruit (HP 8970B)

Remarque

Un amplificateur faible bruit en tête du récepteur réduirait le facteur de bruit du récepteur. Il améliorerait alors la précision des mesures.

Toutefois, un amplificateur faible bruit vers 100 GHz est difficile à réaliser. Et c'est précisément pour en développer un que ce banc de mesure a été développé (pour ODIN)... Pour le moment, le prototype de l'amplificateur du laboratoire de Chalmers à 119 GHz ne possède qu'un seul étage. Il n'est alors pas évident qu'il puisse réduire le bruit du récepteur (le gain se trouvant insuffisant pour masquer le mélangeur).

Ne disposant pas d'un amplificateur 100 GHz ayant un gain suffisant et un facteur de bruit réduit, nous effectuerons nos mesures avec le mélangeur en tête de réception.

Le banc de test qui a été choisi pour les mesures de bruit en bande W est un dispositif large bande : de 90 à 100 GHz, soit 10 GHz de largeur de bande. Ce choix peut présenter des avantages mais aussi des inconvénients.

- nous pourrions essayer d'extraire directement les quatre paramètres de bruit en utilisant la méthode d'extraction de Dambrine entre 90 et 100 GHz à condition de disposer d'une variation de F_{50} en fonction de la fréquence suffisamment "propre" afin de calculer la pente, et de pouvoir extrapoler cette courbe à $F = 0$ GHz... Le problème qui peut intervenir serait que le banc soit trop bruyant et que l'on ne dispose pas de la précision suffisante pour extraire les 4 paramètres de bruit.

- les inconvénients de ce choix sont que le récepteur large bande présente d'avantage de pertes que le banc très faible bande ; à cause des composants, et plus particulièrement des isolateurs qui sont beaucoup plus bruyants s'ils sont très large bande. Pour avoir un ordre de grandeur, un isolateur très faible bande, centré sur 94 GHz (± 500 MHz) a des pertes d'insertion de 0,8 dB, alors qu'un isolateur en bande W (75-110 GHz) a des pertes d'insertion de 2,5 dB.

- l'avantage d'un banc large bande est que, même si les variations de F_{50} en fonction de la fréquence ne semblent pas bonnes, tout du moins pas suffisamment pour pouvoir extraire les paramètres de bruit, nous disposerons en revanche de plusieurs valeurs du facteur de bruit sous 50 Ω , F_{50} , à plusieurs fréquences. Et, nous serons capables de comparer ces valeurs avec celles prédites avec le modèle interpolé. Ce sera donc une vérification à plusieurs fréquences.

III.3.2. Les différentes étapes de mesure

La première étape pour la mesure des paramètres de bruit d'un transistor consiste à calibrer le banc de test. Ce qui sous-entend des calibrations de l'analyseur de réseaux dans les différents plans de référence ainsi qu'une calibration du mesureur de bruit. Ces calibrations servent essentiellement à extraire la contribution des différents sous-ensembles. Elles sont spécifiées dans cette partie. La mesure par elle-même peut ensuite se dérouler. Nous détaillerons aussi les différentes étapes d'une mesure.

a) Les différentes étapes de calibration

La calibration de l'analyseur de réseaux et du mesureur de bruit sont des phases critiques pour une bonne caractérisation d'un transistor en bruit.

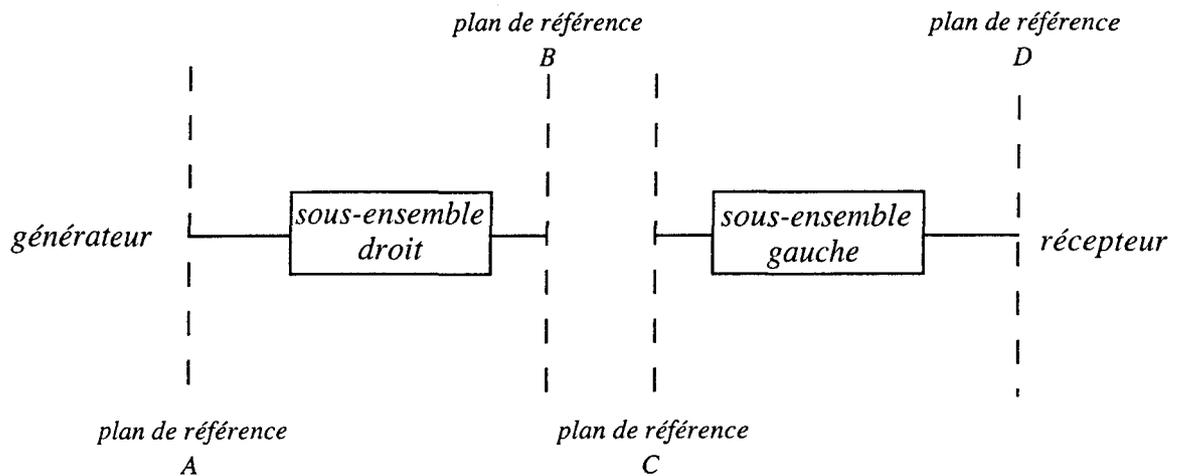


figure 9 : Les différents plans de référence du banc de mesure de bruit

L'analyseur de réseaux :

Trois calibrations sont nécessaires :

* une calibration entre les plans des deux points coplanaires (B-C) : calibration LRM sous pointes. Cette calibration est classique pour toutes les mesures de paramètres S sous pointes et elle requiert un substrat de calibration spécifique.

* deux calibrations 1-port au niveau des plans des deux commutateurs du banc de mesure de bruit (A et D) à l'aide d'étalons : un circuit ouvert, un court-circuit et une charge adaptée.

Les kits de calibration utilisés pour les calibrations 1-port sont :

- jusque 18 GHz : nous avons utilisé le kit de calibration 3,5 mm HP85052D.
- de 90 à 100 GHz : nous avons utilisé le kit de calibration HP W11644A, WR10 (75-110 GHz). Ce kit inclut un court-circuit, un guide d'onde de longueur $\lambda/4$ et une charge adaptée.

Le mesureur de bruit :

Le banc de test jusque 18 GHz : le mode de mesure utilisé est le mode **1.5** : le mesureur de bruit contrôle la fréquence et le niveau de puissance de l'oscillateur local (synthétiseur) via un bus HPIB. Une seule conversion de fréquence est utilisée : le mélangeur est le HP8971C (fréquences de 10 MHz à 26,5 GHz) qui est piloté par le mesureur de bruit, le HP8970B.

Le banc de test de 90 à 100 GHz : nous avons utilisé le mode de mesure **1.1** qui implique une mesure directe. Une conversion de fréquence est nécessaire mais elle est extérieure au mesureur de bruit et à la "valise de bruit" : c'est un mélangeur résistif en bande V (90-140 GHz) qui effectue le changement de fréquence. La fréquence de l'oscillateur local (OL) est délivrée par une diode GUNN. Ce mode est utilisé dans le cas où la fréquence intermédiaire peut être rendue inférieure à 2047 MHz, fréquence maximale du mesureur de bruit pour une mesure directe. Dans notre cas, la fréquence intermédiaire du mélangeur sera de 1,1 GHz.

Le mode de mesure **1.6** est employé si la fréquence intermédiaire est supérieure à 2047 MHz ; deux conversions de fréquences sont alors nécessaires et donc l'utilisation de la valise de bruit HP 8971C.

Vérifications avant la mesure de bruit :

- * Le coefficient de réflexion de la source de bruit doit être inférieur à -20 dB.
- * Le $\text{mag}(S_{ii})$ à l'entrée du DUT doit être inférieur à -20 dB.
- * La fluctuation du facteur de bruit sous 50Ω pour une fréquence donnée doit être inférieure à 0,1 dB.

Mesures:

- * le F50 du DUT est calculé après épluchage à partir :
 - du facteur de bruit sous 50Ω du récepteur
 - des gains disponibles des sous-ensembles en amont et en aval du DUT (AB et CD)

b) Mesures pas à pas

1) Calibration de l'analyseur de réseaux dans les plans de référence des pointes (B et C) : il s'agit d'une calibration 2-ports.

2) Deux différentes calibrations 1-port aux plans de référence A et D.

3) Mesure des paramètres S du composant. Et extraction du schéma équivalent petit signal du transistor à l'aide du programme "Milou".

Cette extraction nécessite la mesure des paramètres S pour 3 conditions de polarisation :

- $V_{gs} = -1 \text{ V}$ et $V_{ds} = 0 \text{ V}$ pour extraire les capacités parasites
- $V_{gs} = 0,5 \text{ V}$ et $V_{ds} = 0 \text{ V}$ pour extraire les inductances et les résistances parasites
- $V_{gs} = 0,5 \text{ V}$ et $V_{ds} = 1 \text{ V}$ par exemple pour extraire les éléments intrinsèques

4) Les trois calibrations de l'analyseur de réseaux (points 1) et 2)) permettent aussi de calculer les gains disponibles des parties droite et gauche (avec le programme Labview).

5) Mesure du coefficient de réflexion de la source de bruit : il est nécessaire pour le calcul du gain disponible de la partie gauche.

6) Calibration du mesureur de bruit : la source de bruit est connectée à l'entrée du récepteur de bruit.

7) Mesure du facteur de bruit sous 50Ω de la chaîne complète, en fonction de la fréquence : la chaîne inclut la partie gauche, le dispositif sous test ainsi que la partie droite.

8) En activant la partie bruit (“noise”) du programme Labview, les paramètres du modèle de bruit ainsi que les quatre paramètres de bruit du transistor sont calculés.

III.3.3. L'épluchage

Pour calculer les quatre paramètres de bruit d'un transistor avec la méthode Dambrine, nous avons besoin de la variation du facteur de bruit du dispositif sous 50Ω (F50) en fonction de la fréquence. Mais le F50 du DUT n'est pas directement mesuré ; il doit être extrait de la mesure du F50 de la chaîne complète. Une procédure d'épluchage est alors nécessaire. Elle permettra le calcul de la contribution exacte de chaque partie du banc de mesure ; les paramètres S ainsi que les gains disponibles des différentes parties du banc de test seront calculés à l'aide des termes d'erreur extraits de l'analyseur de réseaux.

Nous procéderons par étape dans notre présentation, en suivant la logique des calculs : les termes d'erreur de l'analyseur de réseaux sont tout d'abord définis. Le détail des calculs des paramètres S des différents sous-ensembles est ensuite présenté. Ils vont permettre d'obtenir le gain disponible des différentes parties. Le facteur de bruit sous 50Ω du dispositif seul pourra alors être déduit.

a) Les termes d'erreur

La mesure des paramètres de dispersion est effectuée à l'aide de l'analyseur de réseaux (ANA) HP 8510C [29].

Une mesure à l'ANA s'accompagne de diverses erreurs qui peuvent être séparées en deux catégories : les erreurs aléatoires et les erreurs systématiques.

Les erreurs aléatoires

Ces erreurs sont des variations de mesures non répétitives qui sont habituellement imprévisibles. Elles sont soit liées à l'opérateur, soit liées à l'environnement (bruit, dérive de température, tension des câbles...) ; elles sont donc difficiles à corriger. La meilleure façon de les réduire est d'effectuer les opérations de calibration de façon régulière, ou encore d'utiliser la fonction de "moyennage" de l'analyseur de réseaux : elle consiste à effectuer la moyenne des résultats des différentes mesures.

Les erreurs systématiques

Ces erreurs sont, par contre, des variations répétitives liées au système de mesure. Elles incluent les erreurs dues à la désadaptation et aux signaux de fuite dans le système de test, les caractéristiques d'isolation entre les plans de référence et du signal, ainsi que la réponse en fréquence du système.

Dans la plupart des mesures microondes, les erreurs systématiques sont les sources les plus significatives de l'incertitude de mesure.

Les erreurs systématiques présentes dans un système de mesure des paramètres S peuvent être modélisées à l'aide d'un graphe de fluence. Le modèle de graphe utilisé pour la correction des erreurs du HP 8510 est représenté sur les figures ci-dessous (figures 10 et 11). Il s'agit d'un modèle à 12 termes. Il peut se décomposer en 2 sous-ensembles de 6 termes : 6 termes dans le sens direct (la lettre "F" en indice pour "forward"), et 6 dans le sens inverse ("R" pour "reverse"). Le modèle d'erreur en inverse est le miroir du modèle en sens direct.

Les termes d'erreur représentent l'erreur de directivité (E_{DF} ou E_{DR}), l'erreur de désadaptation de la source et de la charge (E_{SF} ou E_{SR}) et (E_{LF} ou E_{LR}), l'erreur de réponse en fréquence (ou erreur de symétrie) en réflexion et en transmission (E_{RF} ou E_{RR}) et (E_{TF} ou E_{TR}) et enfin l'erreur de rayonnement ou d'isolation (E_{XF} ou E_{XR}).

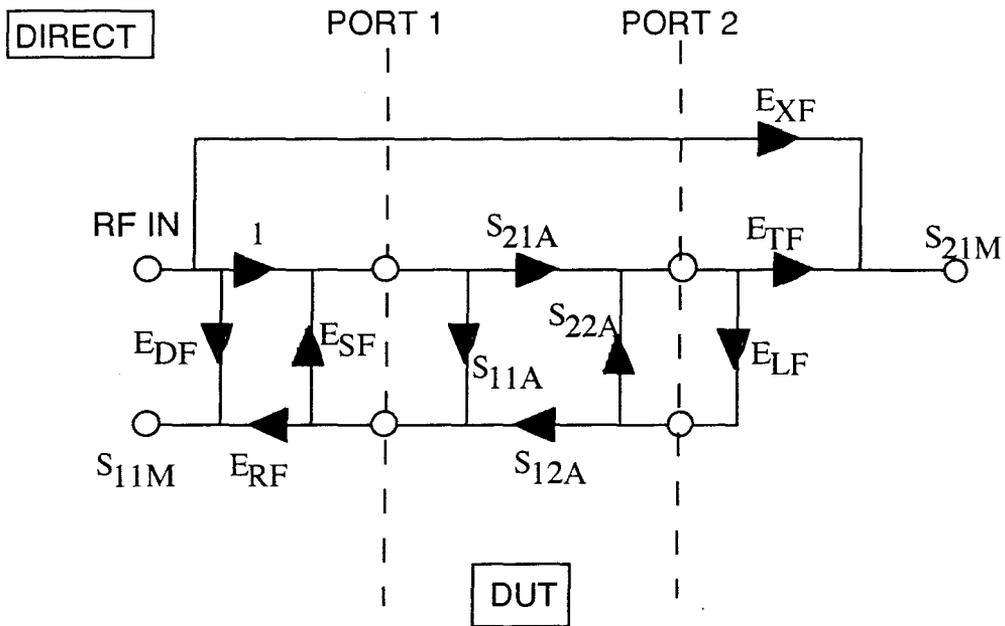


figure 10 : Graphe de fluence du modèle d'erreur 2-ports du HP 8510C
(mode DIRECT)

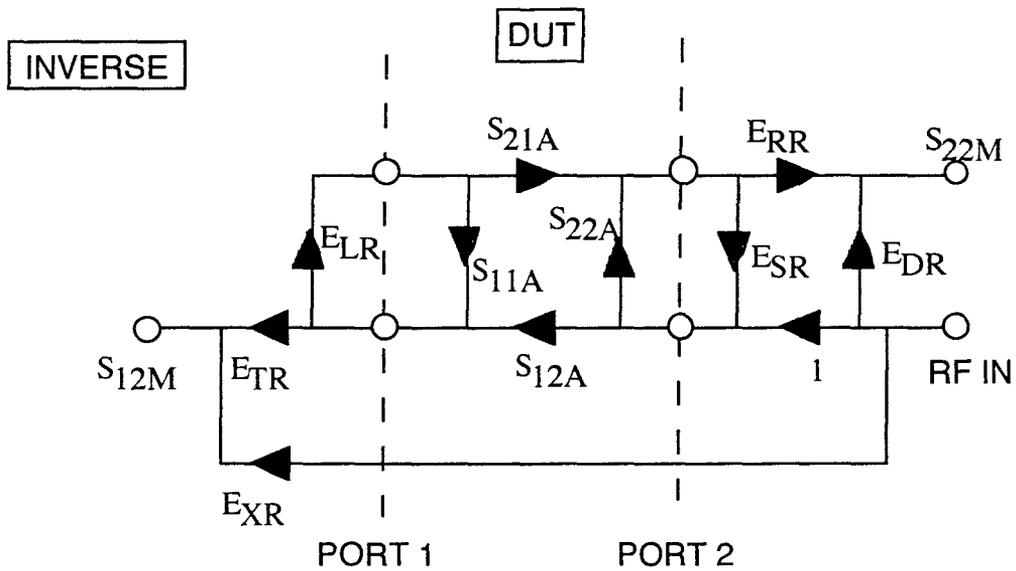


figure 11 : Graphe de fluence du modèle d'erreur 2-ports du HP 8510C
(mode INVERSE)

Avec :

E_{DF}, E_{DR} : erreur de directivité

E_{SF}, E_{SR} : erreur de désadaptation de source

E_{RF}, E_{RR} : erreur de réponse en fréquence en réflexion

E_{LF} , E_{LR} : erreur de désadaptation de la charge

E_{TF} , E_{TR} : erreur de réponse en fréquence en transmission

E_{XF} , E_{XR} : erreur de rayonnement ou d'isolation

Une calibration S_{11} 1-port par exemple prend en compte les termes d'erreur "directs" (E_{DF}), de désadaptation de la source (E_{SF}) et de réponse en fréquence (E_{RF}).

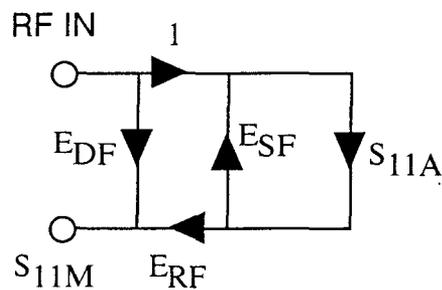


figure 12 : Graphe de fluence du modèle 1-port du HP 8510

b) Calcul des paramètres S des sous-ensembles du banc de mesure

Pour calculer les paramètres de dispersion des parties droite et gauche (figure 13), nous allons utiliser les termes d'erreur de l'analyseur de réseaux.

Distinguons les termes d'erreur de la calibration 1-port S_{11} (plan de référence A) et ceux de la calibration 1-Port S_{22} (plan de référence D).

Appelons E_{SL} , E_{DL} et E_{RL} les termes d'erreur de la calibration 1-Port S_{11} (L comme "Left"), et E_{SR} , E_{DR} et E_{RR} les termes d'erreur issus de la calibration 1-Port S_{22} (R comme "Right").

bruit jusque 18 GHz. Dans le cas du banc de 90 à 100 GHz, le récepteur comporte un mélangeur résistif "maison" (développé à Chalmers [28]), un oscillateur local (une diode GUNN) et le mesureur de bruit (HP 8970B).

Ecrivons à présent les matrices correspondant aux parties droite et gauche du système de mesure.

Hypothèse :

Les matrices qui suivent supposent que les deux blocs (parties droite et gauche) sont réciproques. Cette hypothèse est justifiée, étant donné que les blocs concernés ne sont constitués que d'éléments passifs (câbles, commutateurs, guides d'onde, pointes) qui sont réciproques. Ce ne serait pas le cas bien sûr si un isolateur se trouvait dans l'une ou l'autre de ces chaînes.

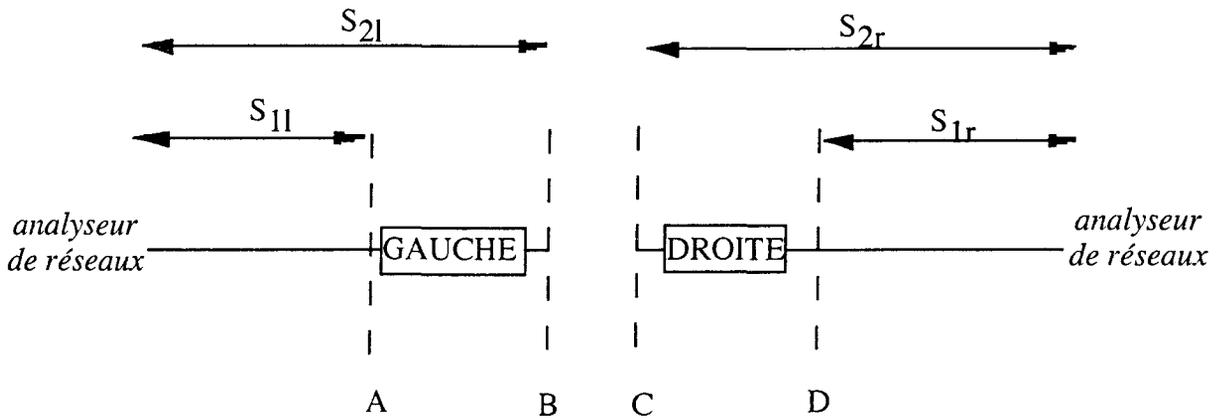


figure 14 : Les différents sous-ensembles matriciels

Les paramètres S de la partie gauche (left) correspondant à la calibration 1-port S_{1l} ; ils peuvent donc s'écrire en fonction des termes d'erreur de la façon suivante :

$$\begin{aligned} S_{11l} &= E_{DL} \\ S_{12l} &= (E_{RL})^{1/2} \\ S_{21l} &= (E_{RL})^{1/2} \\ S_{22l} &= E_{SL} \end{aligned}$$

Appelons cette matrice S_{1l} .

Les paramètres S de la partie droite (right) correspondant à la calibration 1-port S_{2r} s'écrivent quant à eux :

$$\begin{aligned}S_{11r} &= E_{SR} \\S_{12r} &= (E_{RR})^{1/2} \\S_{21r} &= (E_{RR})^{1/2} \\S_{22r} &= E_{DR}\end{aligned}$$

Appelons cette matrice S_{1r} .

La matrice correspondant à la calibration 2-ports gauche (left) s'écrit :

$$\begin{aligned}S_{11} &= E_{DF} \\S_{12} &= (E_{RF})^{1/2} \\S_{21} &= (E_{RF})^{1/2} \\S_{22} &= E_{SF}\end{aligned}$$

Appelons cette matrice S_{2l} .

La matrice correspondant à la calibration 2-ports droite (right) s'écrit :

$$\begin{aligned}S_{11} &= E_{SR} \\S_{12} &= (E_{RR})^{1/2} \\S_{21} &= (E_{RR})^{1/2} \\S_{22} &= E_{DR}\end{aligned}$$

Appelons cette matrice S_{2r} .

Les matrices chaîne ABCD correspondantes à S_{1r} , S_{1l} , S_{2r} et S_{2l} sont respectivement A_{1r} , A_{1l} , A_{2r} et A_{2l} .

Les relations entre les différentes matrices chaîne sont :

$$A_{2l} = A_{1l} \cdot A_{GAUCHE}$$

$$A_{2r} = A_{DROITE} \cdot A_{1r}$$

Les matrices chaînes des parties droite et gauche peuvent donc être déduites :

* la partie gauche : $A_{GAUCHE} = A_{1l}^{-1} \cdot A_{2l}$

* la partie droite : $A_{DROITE} = A_{2r} \cdot A_{1r}^{-1}$

Les matrices de dispersion correspondantes peuvent alors être calculées en utilisant les formules usuelles de transformation (Annexe X). Les paramètres S des sous-ensembles gauche et droit vont servir à calculer les gains disponibles respectifs.

c) Le gain disponible

La formule de Friis donne l'expression du facteur de bruit d'un système en cascade :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{a1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{a1} G_{a2}} + \dots \quad (2)$$

où F_i et G_{ai} sont respectivement le facteur de bruit et le gain disponible du ième étage.

Cette formule dépend des gains disponibles.

Etant donné que le mesureur de bruit HP 8970B mesure les gains d'insertion G_i [29], il nous faut connaître la formule de passage entre le gain disponible G_a et le gain d'insertion G_i .

Rappelons l'expression du gain disponible G_a :

$$G_a = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2) \cdot |S_{21}|^2}{|1 - \Gamma_S \cdot S_{11}|^2 \cdot (1 - |S'_{22}|^2)} \quad (3)$$

où :

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_S}{1 - \Gamma_S \cdot S_{11}} \quad (4)$$

S_{ij} sont les différents paramètres de dispersion et Γ_S est le coefficient de réflexion présenté à l'entrée du système.

Relation entre le gain d'insertion et le gain disponible :

Supposons une configuration telle que celle qui est présentée ci-dessous :

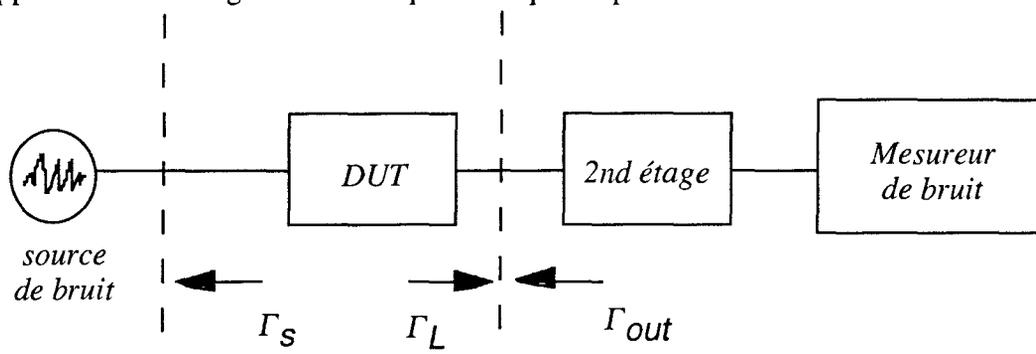


figure 15 : Configuration d'un banc de mesure de bruit

Le gain d'insertion G_i et le gain disponible G_a sont définis comme suit :

$$G_i = |S_{21}|^2 \cdot \frac{|1 - \Gamma_L \cdot \Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \cdot S_{11}|^2 \cdot |1 - \Gamma_L \cdot \Gamma_{out}|^2} \quad (5)$$

et

$$G_a = |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \cdot S_{11}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (6)$$

Nous pouvons alors déduire l'expression de G_a en fonction de G_i :

$$G_a = \frac{|1 - \Gamma_L \cdot \Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)}{|1 - \Gamma_L \cdot \Gamma_{out}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)} \cdot G_i \quad (7)$$

Remarque:

Si on considère que la source de bruit est adaptée et que le second étage possède un isolateur à son entrée, $\Gamma_S = 0$ et $\Gamma_L = 0$. Les expressions des gains se simplifient alors :

$$G_i = |S_{21}|^2$$

et

$$G_a = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |\Gamma_{out}|^2}$$

Et la relation (7) devient

$$G_a = \frac{G_i}{1 - |\Gamma_{out}|^2}$$

Remarquons que si on suppose que Γ_{out} du DUT est égal à zéro, le gain disponible devient égal au gain d'insertion.

Les gains disponibles des différents sous-ensembles permettent d'extraire le facteur de bruit sous 50 Ω de la mesure de la chaîne complète.

d) Calcul du facteur de bruit sous 50 Ω du dispositif sous test

Considérons le banc de bruit que nous avons utilisé :

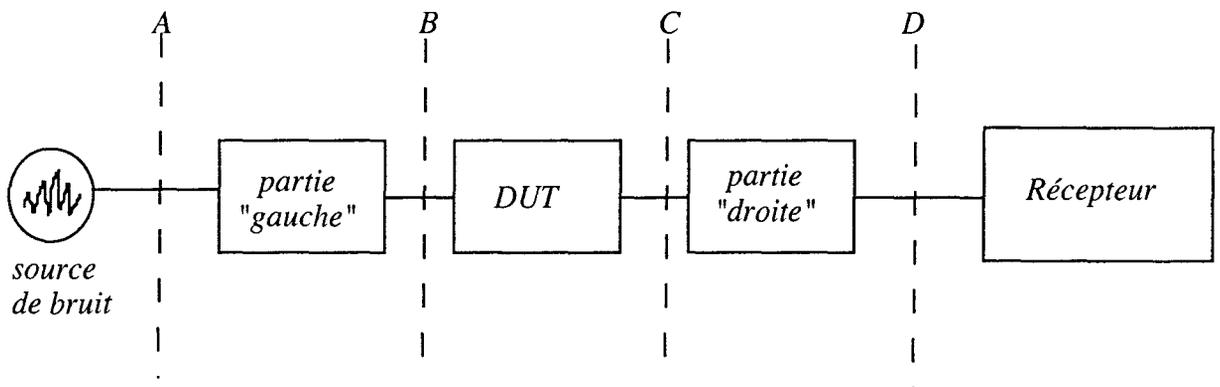


figure 16 : Le banc de bruit

La calibration du mesureur de bruit est effectuée entre les plans de référence A et D (le processus entier de calibration a été d'avantage détaillé dans le § III.3.2).

Le facteur de bruit de la chaîne totale NF_{total} (entre A et D) s'écrit :

$$NF_{total} = NF_{gauche} + \frac{NF_{DUT} - 1}{G_{gauche}} + \frac{NF_{droite} - 1}{G_{gauche} \cdot G_{DUT}} \quad (8)$$

avec

$$NF_{gauche} = \frac{1}{G_{gauche}} \quad \text{et} \quad NF_{droite} = \frac{1}{G_{droite}}$$

où G_{gauche} et G_{droite} sont les gains disponibles de la partie droite et de la partie gauche respectivement ; ces parties du banc de mesure étant sont des systèmes passifs.

L'équation (8) permet d'extraire le facteur de bruit du dispositif sous test :

$$NF_{DUT} = NF_{total} \cdot G_{gauche} \cdot \frac{\frac{1}{G_{droite}} - 1}{G_{DUT}} \quad (9)$$

Les gains disponibles G_{left} et G_{right} dépendent des paramètres S des parties droites et gauches.

Les paramètres obtenus après cet épluchage sont les facteurs de bruit sous 50Ω du dispositif sous test. Nous pouvons maintenant les utiliser pour extraire le modèle de bruit.

La technique de l'épluchage décrite ci-dessus constitue une partie du programme Labview qui a été développé.

III.3.4. Le programme Labview

Tout ce travail est basé sur la méthode de Dambrine [16]. Gilles Dambrine nous a fourni son programme FORTRAN qui calcule les quatre paramètres de bruit. Nos programmes ont donc largement été inspirés par ce document.

Un tout premier programme a été écrit sous le logiciel de mathématique "Mathematica". Il constituait en effet un moyen très rapide pour effectuer des tests préliminaires.

La seconde étape a été de réécrire ce programme sous le logiciel "Labview" [30]. Ce logiciel permet de communiquer facilement avec différents instruments de mesure, via des câbles GPIB. Il peut lire des données provenant d'instruments et aussi les contrôler. Le langage de programmation est essentiellement graphique, ce qui lui confère une grande simplicité de compréhension. Ce logiciel, très convivial, est un outil remarquable pour rendre un banc de mesure entièrement automatique.

Le programme Labview que nous avons développé permet d'extraire le schéma équivalent petit signal d'un HEMT ainsi que son modèle de bruit à partir de la mesure de ses paramètres S et de son facteur de bruit sous 50Ω (F50) en fonction de la fréquence. Il comprend deux programmes complémentaires qui ont été réunis.

Les deux différentes parties sont :

* *le programme "Milou" [24]*

Il requiert 3 mesures de paramètres S sous des conditions de polarisation spécifiques ; il permet d'extraire le modèle petit signal du transistor.

* *le programme d'extraction des paramètres de bruit [3]*

Ce programme nécessite, en plus de la mesure de F50 en fonction de la fréquence, des paramètres S ainsi que de certains éléments extrinsèques du modèle petit signal. Ces dernières informations se trouvent dans le programme "Milou".

L'écran de présentation du programme général est présenté sur la figure 17. Pour extraire les différents éléments du schéma équivalent petit signal, il suffit de "cliquer" sur l'élément choisi du transistor, et d'effectuer la mesure correspondante. La partie concernant l'extraction des paramètres de bruit s'active également à partir de cet écran (touche "noise analysis").

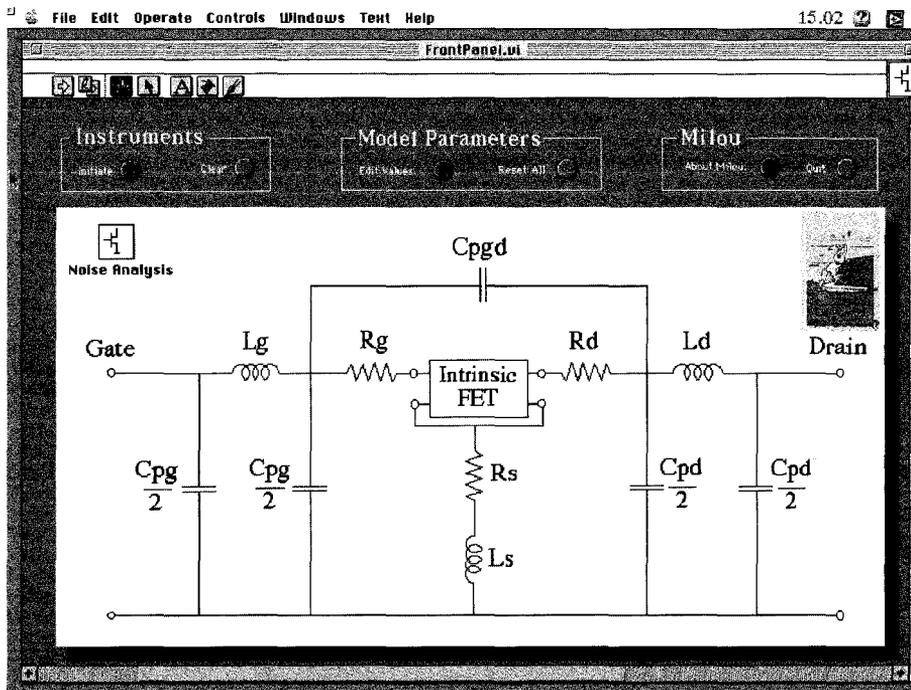


figure 17 : Ecran de présentation du programme principal sous Labview

Le programme "Milou" a été détaillé dans le § III.2.1.

Les paramètres S sont sauvegardés sous un format "Touchstone" et "Kaleidagraph" (logiciel graphique).

Le programme d'extraction des paramètres de bruit

Pour obtenir les quatre paramètres de bruit d'un dispositif, trois différentes étapes sont nécessaires :

* Calibration de l'analyseur de réseaux (ANA)

La page d'écran correspondant à la calibration de l'analyseur de réseaux est représentée

sur la figure 18.

Une calibration 2-ports, dans les plans des pointes coplanaires (B et C) a été effectuée auparavant (pour la mesure des paramètres S du transistor) ; deux calibrations 1-port sont à réaliser dans les plans de référence A et D ; les calibrations de l'analyseur de réseaux sont sauvegardées sous la forme de termes d'erreur.

Les termes d'erreur correspondant à chacune des calibrations vont permettre de calculer les paramètres S des différents sous-ensembles du banc de mesure (parties gauche et droite) ; nous pouvons contrôler l'allure des paramètres S extraits. Les gains disponibles correspondant sont également calculés dans cette partie.

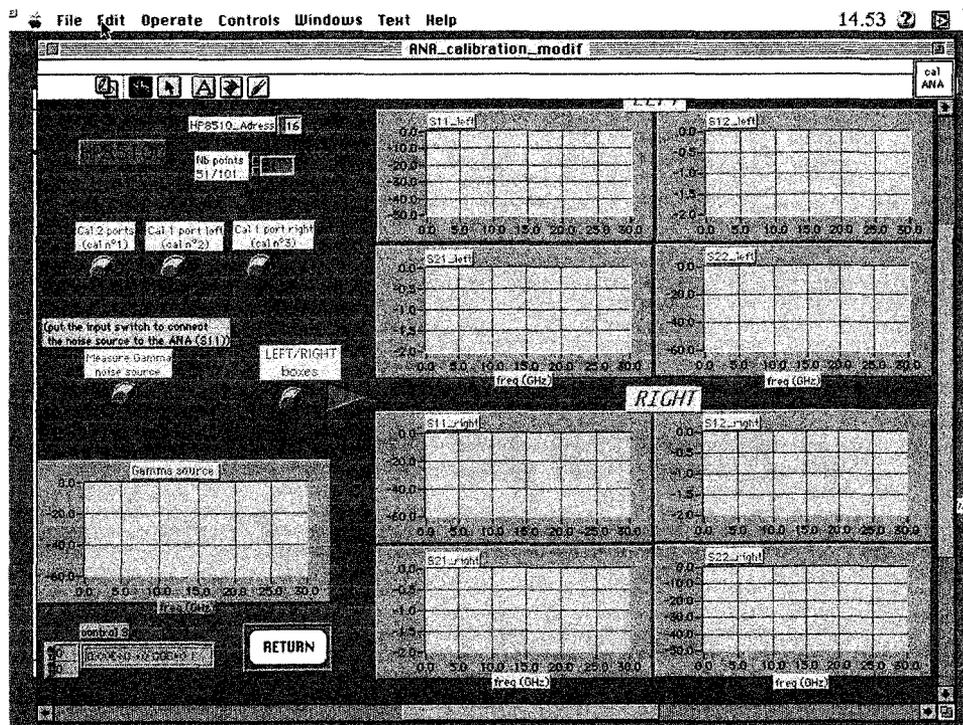


figure 18 : Ecran de présentation de la partie "Calibration de l'analyseur de réseaux" du programme Labview

* Calibration du mesureur de bruit

Dans cette partie, nous effectuons une calibration du mesureur de bruit (le HP8970B) en connectant la source de bruit à l'entrée du récepteur (plan de référence D).

La page d'écran de cette partie de programme est représentée sur la figure 19.

Nous pouvons fixer tous les paramètres du mesureur de bruit à partir du programme : les

différentes fréquences de mesure, le lissage, la fréquence intermédiaire ainsi que le niveau de puissance de l'oscillateur local.

Chaque calibration est précédée d'une étape d'initialisation des différents instruments : l'analyseur de réseaux et le mesureur de bruit. L'initialisation du mesureur de bruit sélectionne aussi le mode de mesure : mode 1.1, 1.5 ou encore 1.6 (voir le détail de ces modes au § III.3.2).

La calibration du mesureur de bruit peut être vérifiée : le facteur de bruit et le gain corrigés de l'influence du récepteur sont tracés sur l'écran en fonction de la fréquence. Pour une bonne calibration, ils doivent être inférieurs à 0,1 dB.

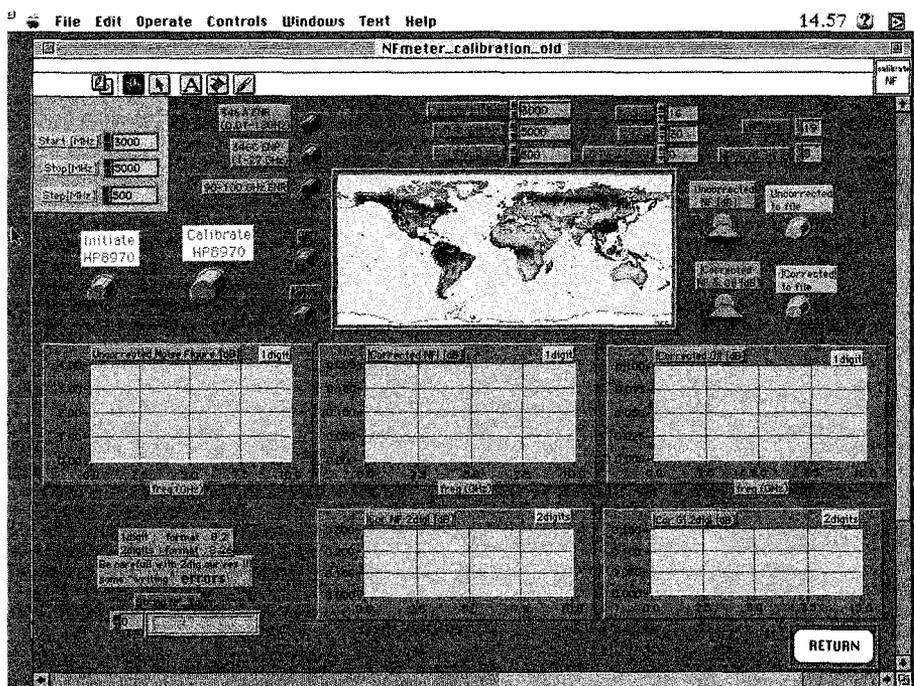


figure 19 : Page d'écran de la partie "Calibration du mesureur de bruit"
(programme Labview)

* Calcul des quatre paramètres de bruit

Cette partie de programme requiert la mesure du facteur de bruit du dispositif sous 50Ω en fonction de la fréquence ainsi que d'autres informations provenant des parties précédentes. Les paramètres utiles du programme "Milou" sont :

- les capacités parasites : Cpg et Cpd
- les inductances parasites : Lg, Ld et Ls
- les résistances parasites : Rg, Rd et Rs
- les éléments intrinsèques Ri et gd peuvent aussi être utiles si nous

voulons calculer les températures de bruit du modèle de Pospieszalski [12], T_g et T_d . La page de présentation de cette partie de programme est représentée sur la figure 20. Les paramètres calculés par cette partie sont les quatre paramètres de bruit du transistor (N_{Fmin} , R_n et G_{opt}) en fonction de la fréquence, ainsi que les différentes températures de bruit nécessaires à l'élaboration des différents modèles : T_{in} , T_{out} (modèle de Dambrine), T_g et T_d (modèle de Pospieszalski).

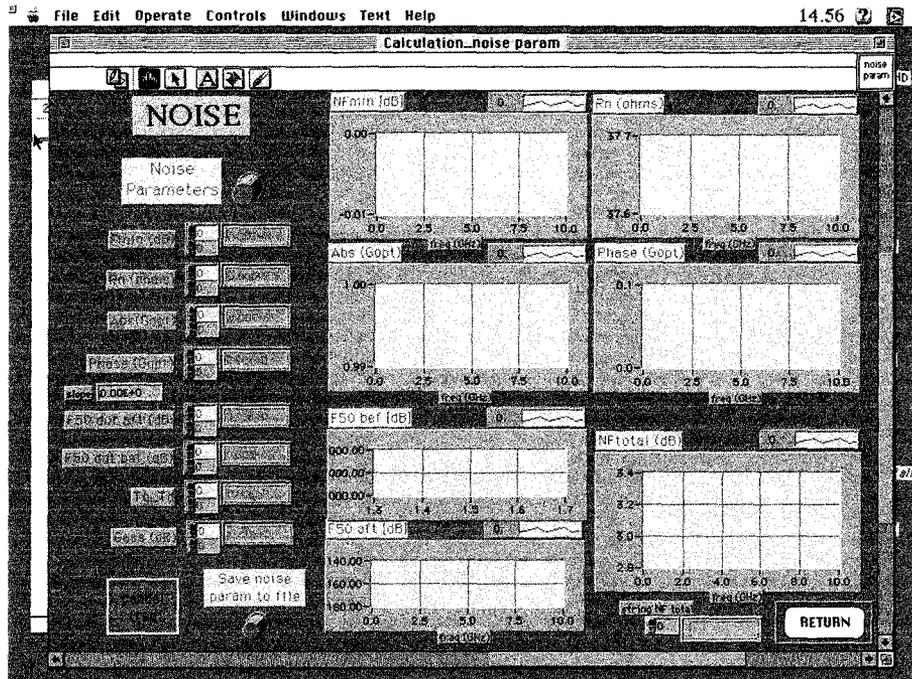


figure 20 : Ecran de présentation de la partie "Calcul des paramètres de bruit" (programme Labview)

Nous avons également l'opportunité de corriger certains points de mesure qui empêcheraient l'extraction de fonctionner correctement. Ces "mauvais" points peuvent être dus à une mauvaise calibration du mesureur de bruit (que nous pouvons détecter dans la partie "calibration du mesureur de bruit") ou encore à de mauvaises mesures. Cette partie est appelée "Cancel frequency".

Nous pouvons corriger des points selon deux procédés différents :

- correction manuelle (nous entrons une nouvelle valeur de F50)
- moyenne de la mesure précédente et de la mesure suivante (ce qui correspond à un lissage).

L'écran de présentation de cette partie de programme se trouve figure 21.

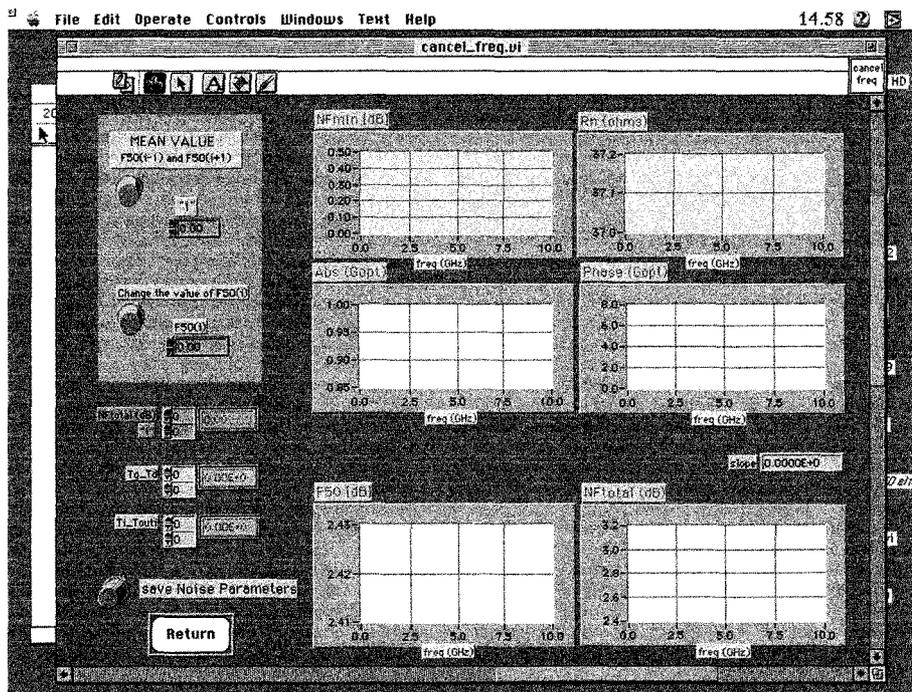


figure 21 : Ecran de présentation de la partie : "Cancel frequency"
(programme Labview)

Le programme complet ("Milou" ainsi que le programme de bruit) permet ainsi un contrôle de toutes les étapes de caractérisation d'un transistor.

III.3.5. Les mesures

Les transistors HEMT sur substrat d'InP développés par le laboratoire de Chalmers ont été mesurés en paramètres S et en paramètres de bruit. Toutes les mesures de bruit sont présentées dans cette partie.

Nous montrons par exemple une calibration en bruit ainsi que les différentes étapes d'une extraction. Les mesures jusque 18 GHz sont présentées. L'influence de la polarisation sur les paramètres de bruit a été étudiée. Les mesures obtenues ont été comparées à d'autres mesures réalisées avec un système commercial (utilisant un adaptateur d'impédance). La précision des mesures est enfin discutée.

a) Exemple de calibration de bruit

Nous présentons, sur la figure 22, un exemple de calibration du mesureur de bruit. Les variations du facteur de bruit et du gain d'insertion sont représentées ici en valeurs absolues après qu'une calibration a été effectuée (après extraction de l'influence du récepteur).

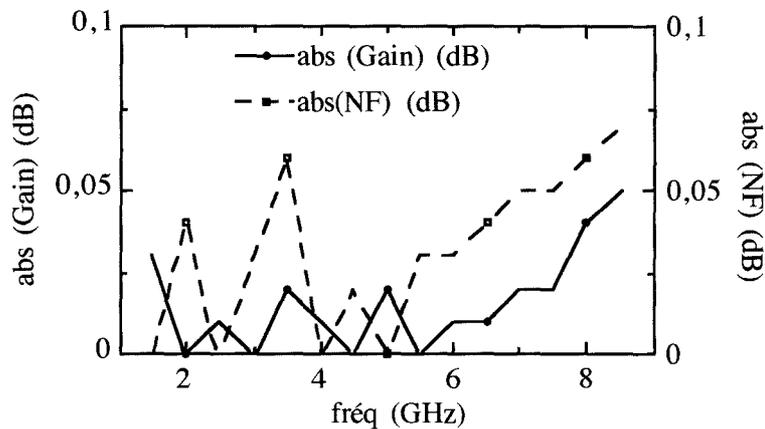


figure 22 : Exemple de calibration de bruit

Nous notons une variation du facteur de bruit (ou du gain d'insertion) inférieure à 0,1 dB, ce qui constitue le maximum accepté pour nos mesures.

b) Décomposition d'une extraction

Les différentes étapes d'une mesure permettant le calcul des paramètres de bruit d'un composant sont présentées sur la figure 23 : nous mesurons d'abord le facteur de bruit sous 50 Ω de la chaîne de mesure complète (ce qui inclut la partie gauche, le composant et la partie droite) ; ce facteur est appelé "F50 total". Puis, nous extrayons les parties droite et gauche et nous calculons le facteur de bruit sous 50 Ω du composant seul, F50 DUT. Et finalement, nous extrayons les quatre paramètres de bruit du dispositif

sous test ; ici, NFmin est tracé sur le même graphe.

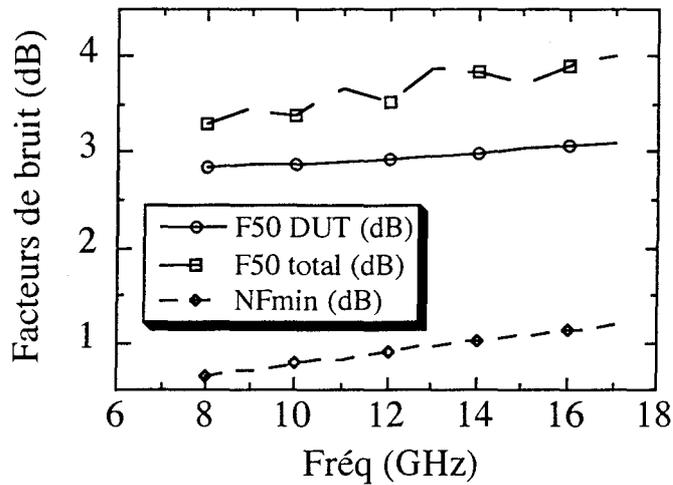


figure 23 : Exemple d'une extraction de bruit

Ainsi, une mesure initiale du facteur de bruit de la chaîne de mesure totale sous 50 Ω , F50total, aux environs de 3,5 dB permet d'extraire un facteur de bruit minimum du dispositif sous test, NFmin, de l'ordre du dB.

c) Paramètres de bruit extraits jusque 18 GHz

Voyons un exemple de quatre paramètres de bruit, extraits à l'aide de la "méthode Dambrine". Rappelons que NFmin est le facteur de bruit minimum, r_n la résistance réduite de bruit ($= R_n/50$) et Γ_{opt} le coefficient de réflexion optimum (pour obtenir un facteur de bruit minimum).

Les paramètres de bruit présentés ci-dessous ont été mesurés à $V_{gs} = -0,1$ V, $V_{ds} = 0,5$ V (correspondant à $I_{ds} = 8$ mA) avec un HEMT InP15 2*50 μ m.

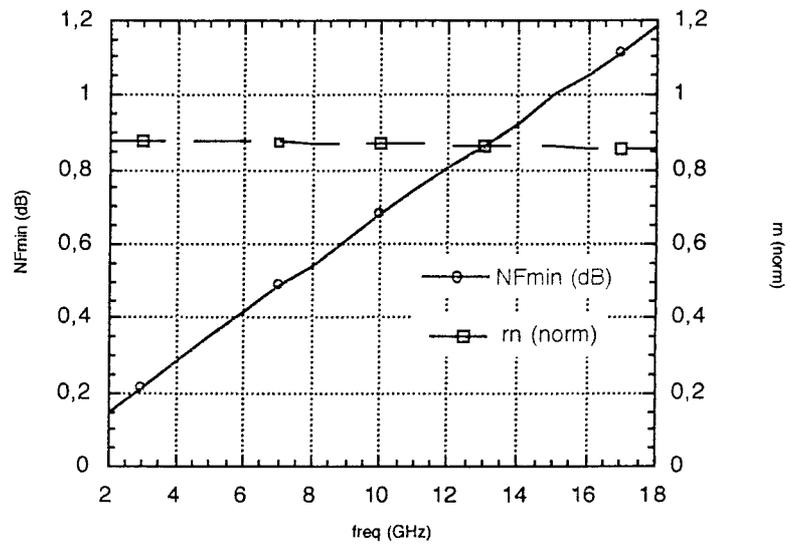


figure 24 : NFmin et rn d'un HEMT InP15 2*50µm ($I_{ds} = 8 \text{ mA}$)

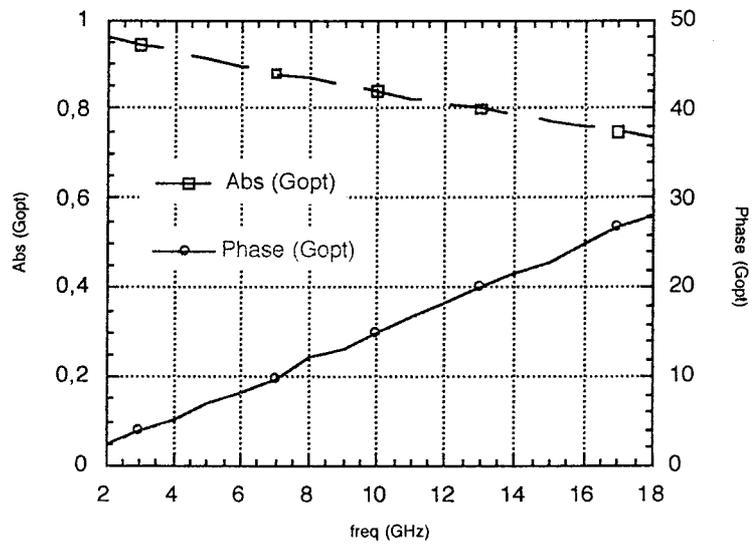


figure 25 : Γ_{opt} d'un HEMT InP15 2*50µm ($I_{ds} = 8 \text{ mA}$)

Présentons le coefficient de réflexion Γ_{opt} sur l'abaque de Smith :

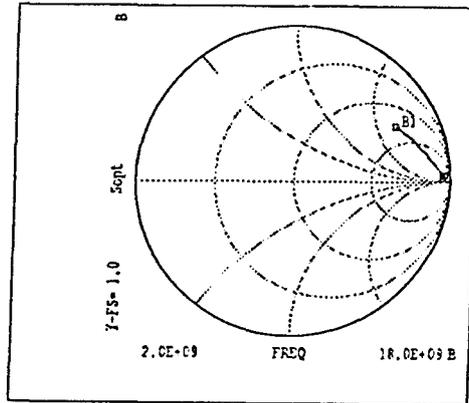


figure 26 : Γ_{opt} représenté sur l'abaque de Smith

Ainsi, le facteur de bruit minimum, NF_{min} , et la phase de Γ_{opt} augmentent bien régulièrement avec la fréquence. R_n est à peu près constant. Le module de Γ_{opt} diminue progressivement avec la fréquence.

Les performances mesurées à 10 GHz pour ce transistor sont :

$$\begin{aligned} NF_{min} &\approx 0,7 \text{ dB} \\ R_n &\approx 44 \Omega \\ \text{mod}(\Gamma_{opt}) &\approx 0,84 \\ \text{phase}(\Gamma_{opt}) &\approx 15^\circ \end{aligned}$$

d) Influence de la polarisation

Nous avons observé l'influence de la polarisation sur les paramètres de bruit du même transistor.

La variation du facteur de bruit minimum avec le courant drain I_{ds} en fonction de la fréquence est représentée sur la figure 27 :

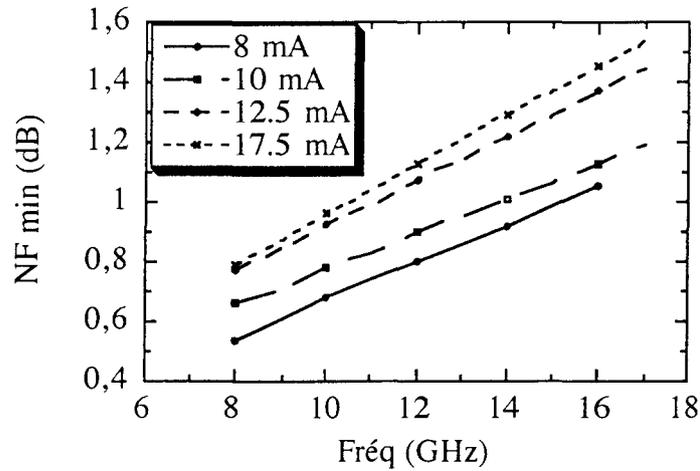


figure 27 : Influence de I_{ds} sur NF_{min}
(HEMT $2 \times 50 \mu m$)

Pour des courants drain source supérieurs à 8 mA, le facteur de bruit minimum augmente avec un I_{ds} croissant. Ceci tend à prouver que le minimum de bruit se situe pour des courants $I_{ds} \leq 8$ mA.

Ci-dessous nous pouvons voir un exemple de l'évolution des quatre paramètres de bruit en fonction du courant drain-source à 10 GHz :

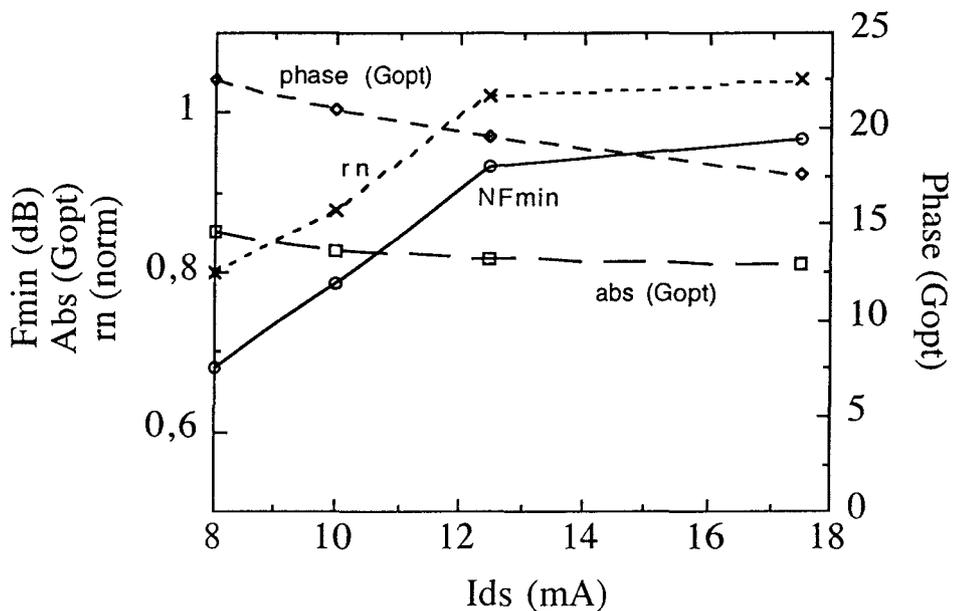


figure 28 : Influence de I_{ds} sur les quatre paramètres de bruit (10 GHz)

Un minimum de bruit comme une résistance de bruit réduite semblent se produire aux faibles courants drain source : pour I_{ds} inférieur à 8 mA.

e) Comparaison avec d'autres mesures

Le département de microondes de l'université de Chalmers a pu réaliser des mesures de paramètres de bruit de leurs composants à l'aide d'un système commercial (avec un tuner) à Zurich [31].

Les transistors que nous comparons ici ne proviennent pas du même substrat, et ils ont une largeur de grille différente : les composants qui ont été mesurés à Zurich ont une largeur de grille de $80 \mu\text{m}$ ($2 \times 40 \mu\text{m}$). Pour notre part, nous avons mesuré des transistors $2 \times 50 \mu\text{m}$. Ils proviennent, malgré tout, tous deux du même process (InP15). Nous avons donc jugé intéressant de comparer les mesures de leurs paramètres de bruit respectifs.

Observons l'évolution des quatre paramètres de bruit qui ont été mesurés à Zurich en fonction de la fréquence.

La polarisation appliquée est : $V_{gs} = -0,1 \text{ V}$, $V_{ds} = 1 \text{ V}$ ($I_{ds} = 8 \text{ mA}$) (InP15 P3)

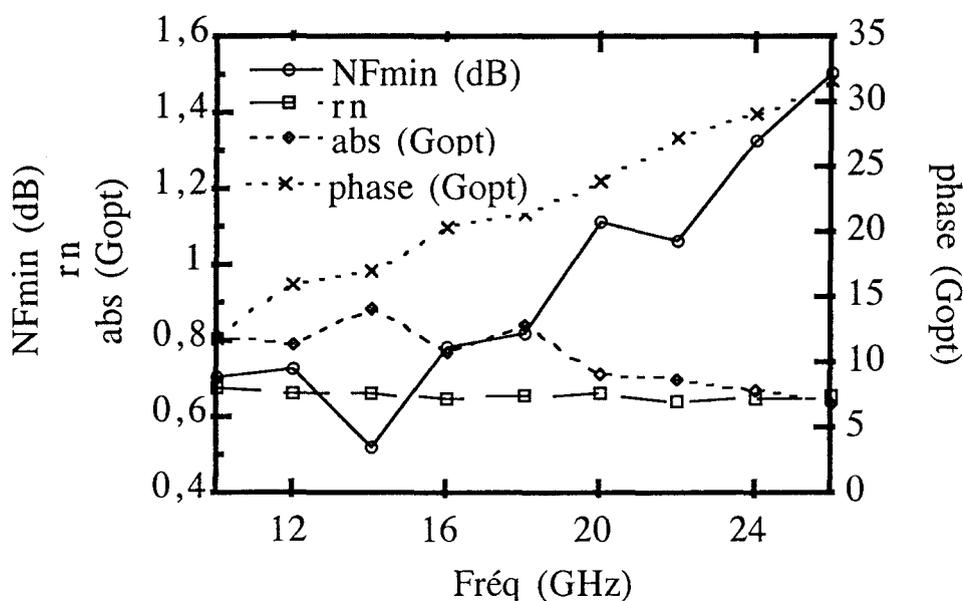


figure 29 : Paramètres de bruit mesurés avec un système commercial (InP15 $2 \times 40 \mu\text{m}$)

Sur les différentes figures ci-dessous ont été comparés les paramètres de bruit obtenus avec la méthode Dambrine ($2 \times 50 \mu\text{m}$; $I_{ds} = 8 \text{ mA}$) et les mesures faites à Zurich ($2 \times 40 \mu\text{m}$; $I_{ds} = 8 \text{ mA}$).

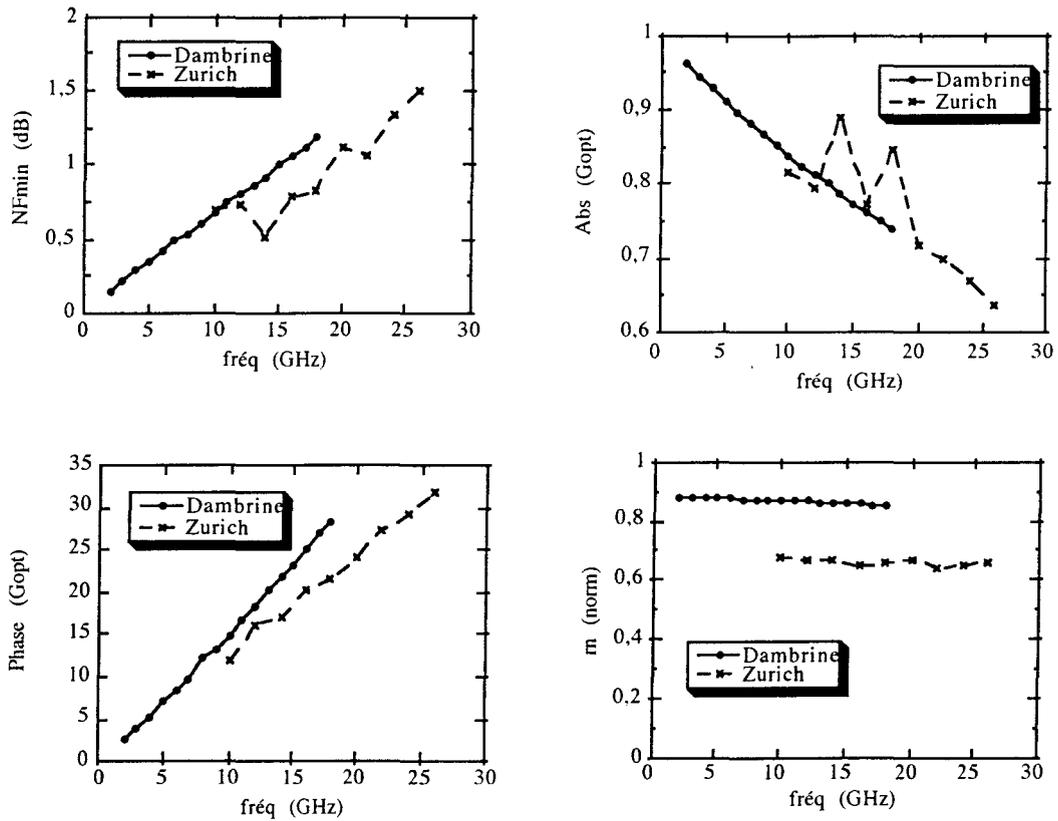


figure 30 : Comparaison des facteurs de bruit mesurés
(obtenus avec le modèle de Dambrine et les mesures de Zurich)
HEMT InP $2 \times 40 \mu\text{m}$ et $2 \times 50 \mu\text{m}$; $I_{ds} = 8 \text{ mA}$

Les mesures effectuées à Zurich ne présentent pas des allures régulières, notamment certains points de fréquence visibles au niveau du module de Γ_{opt} . Ces irrégularités sont dues à une extraction difficile. Si on compare les mesures effectuées à Zurich avec les quatre paramètres de bruit extraits à l'aide du modèle de Dambrine, la concordance est bonne dans l'ensemble. Remarquons un décalage systématique de la valeur de la résistance de bruit.

Cette comparaison montre la cohérence des résultats obtenus par la méthode de Dambrine.

f) Reproductibilité. Vérifications

Nous avons procédé à différents tests expérimentaux de façon à estimer la précision de la méthode d'extraction.

Pour information, nous donnons les caractéristiques techniques des appareils de mesure utilisés en Annexe 5.

Nous avons effectué un test de reproductibilité en extrayant les paramètres de bruit à partir de deux mesures successives réalisées dans les mêmes conditions de mesure.

Une autre vérification a été effectuée en extrayant les paramètres de bruit à partir de mesures du même transistor, sous les mêmes conditions de polarisation, mais effectuées dans deux bandes de fréquences différentes.

Les résultats des différents tests sont présentés ici.

Reproductibilité

Le même transistor, sans lever les pointes du composant, a été mesuré 2 fois :

Le résultat de ces deux extractions est présenté ci-dessous :

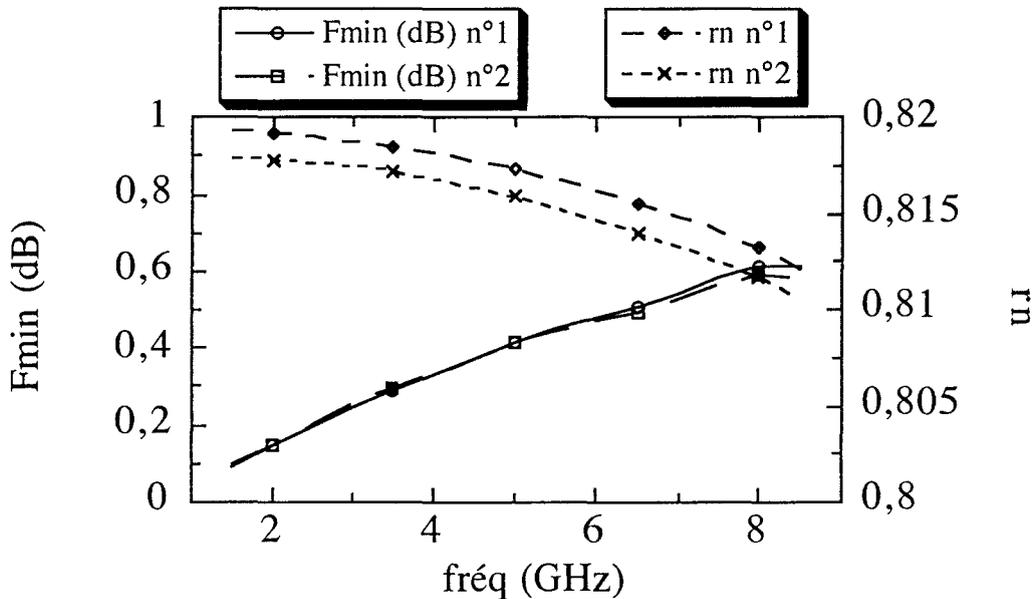


figure 31 : Répétabilité sur NFmin et rn

La différence entre les deux extractions se chiffre, à la fréquence de 8 GHz, à moins de 5 % pour le facteur de bruit minimum, NFmin, et à 0,2 % pour la résistance de bruit normalisée, rn (figure 31).

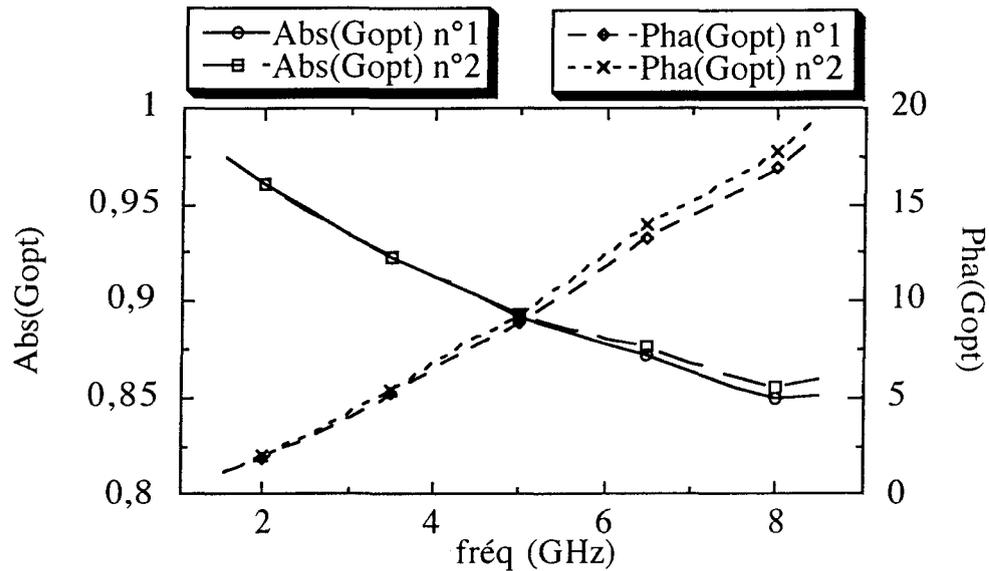


figure 32 : Répétabilité sur Γ_{opt}

La différence entre les deux extractions s'élève à moins de 1 % concernant le module du coefficient de réflexion optimum, $mod(\Gamma_{opt})$, et de 3 à 4,5 % pour la phase de Γ_{opt} , $pha(\Gamma_{opt})$, à la fréquence de 8 GHz (figure 32).

Ces mesures montrent tout à fait la reproductibilité de la méthode. L'erreur de reproductibilité peut être estimée à 5 % au maximum.

Vérification

La précision du calcul des quatre paramètres de bruit dépend beaucoup du récepteur (spécialement de son facteur de bruit).

Les paramètres de bruit d'un composant ont été extraits avec deux récepteurs différents, correspondant à 2 bandes de fréquences différentes : un de 1,5 GHz à 8,5 GHz et l'autre de 8 GHz à 17 GHz. Y a-t-il continuité de ces paramètres de bruit ?

La courbe du facteur de bruit sous 50 Ω du DUT dans les bandes de fréquence est présentée ci-dessous.

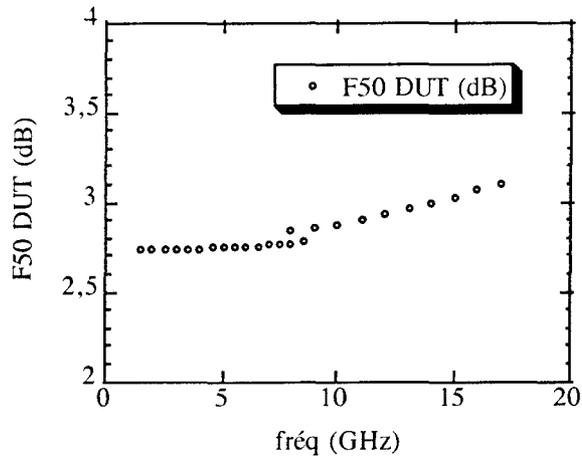


figure 33 : F50 DUT à partir de deux récepteurs différents

Les courbes suivantes présentent les quatre paramètres extraits par la méthode Dambrine, à partir des valeurs de F50 présentées ci-dessus.

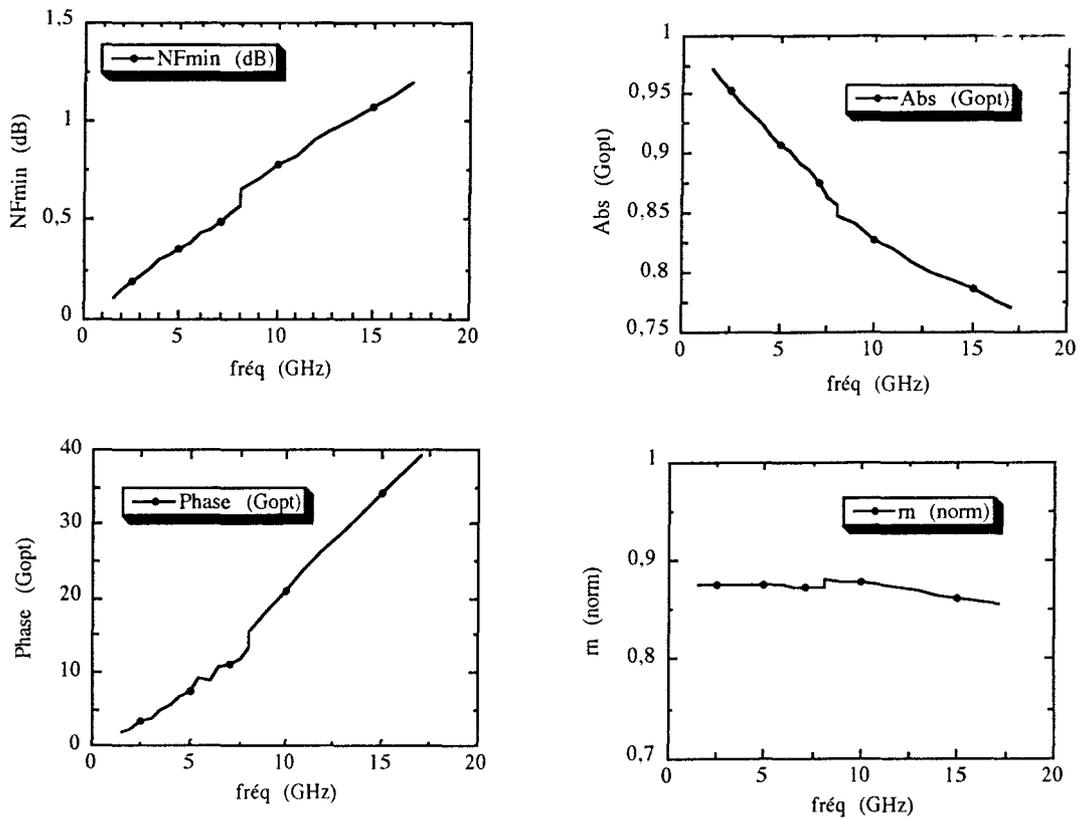


figure 34 : Comparaison entre les paramètres de bruit extraits de deux récepteurs différents, ayant des bandes de fréquences différentes (1,5-8,5 GHz et 8-17 GHz)

Nous pouvons observer la différence de pente du F50 en fonction de la fréquence entre les deux bandes de fréquence, qui logiquement entraîne une différence sur les paramètres de bruit. Cependant, la continuité des quatre paramètres de bruit est correcte.

Nous avons estimé l'erreur entre les deux extractions à la fréquence de 8 GHz :

NFmin : 14 %
Abs (Γ_{opt}) : 1 %
Phase (Γ_{opt}) : 14 %
rn : 1 %

Notons que l'erreur la plus importante apparaît lors du calcul de NFmin et de la phase de Γ_{opt} . Les autres paramètres ne semblent pas très sensibles.

En conclusion, on peut estimer que l'erreur maximale qui est commise est de 15 %.

Si on applique cette erreur sur les résultats obtenus à 10 GHz par exemple, on obtient les paramètres de bruit suivants :

NFmin = 0,68 dB \pm 0,1 dB
rn = 0,86 Ω \pm 0,1 Ω
abs (Γ_{opt}) = 0,85 \pm 0,1
phase (Γ_{opt}) = 15° \pm 2,2 °

Ces mesures montrent l'utilité d'une largeur de bande de mesure la plus grande possible pour la caractérisation des transistors en bruit en utilisant la méthode de Dambrine. Elle permet en effet de minimiser l'erreur sur le calcul de la pente de F50 en fonction de la fréquence et de l'ordonnée à l'origine, et par delà de l'extraction des paramètres de bruit. Un récepteur le moins bruyant possible est également souhaitable pour obtenir des mesures stables et donc une extraction précise.

III.4.Vérification du modèle aux fréquences millimétriques

III.4.1. Le modèle petit signal

Pour la modélisation du schéma équivalent petit signal aux fréquences millimétriques, une nouvelle méthode itérative [11] est utilisée pour extraire les éléments parasites. Cette méthode permet le calcul d'une structure en π de façon à modéliser le transistor à hétérojonction (HEMT), ce qui permet une extension de la validité du modèle aux hautes fréquences.

Nous avons utilisé ce nouveau modèle. La mesure des paramètres S aux longueurs d'ondes millimétriques sera présentée dans la section III.4.3.

III.4.2. Le modèle de bruit

Le programme de calcul des paramètres de bruit extrait aussi les températures de bruit T_{in} et T_{out} (du modèle de bruit de Dambrine) ainsi que T_g et T_d (pour le modèle de Pospieszalski). Leurs variations avec la fréquence sont présentées ci-dessous.

Nous pouvons ensuite insérer ces températures de bruit dans le logiciel MDS et faire une extrapolation à plus hautes fréquences. Ce qui nous donnera une idée des paramètres de bruit autour de 100 GHz.

Dans cette partie, nous présentons les résultats de ces différentes simulations.

a) Le modèle Dambrine [16]

Les différentes étapes pour simuler le modèle de bruit de Dambrine sur MDS sont :

- calcul de Y_{11} et de Z_{22} du circuit intrinsèque plus R_g et R_s
- insertion des sources de bruit e_g et i_d' , qui contiennent respectivement T_{in} et T_{out} , à travers les équations suivantes :

$$T_{in} = \frac{\overline{e_g^2}}{4k\Delta f \cdot \Re\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)} \quad \text{et} \quad T_{out} = \frac{\overline{i_d'^2}}{4k\Delta f \cdot \Re\left(\frac{1}{Z_{22}}\right)}$$

- simulation des paramètres de bruit du schéma équivalent complet

Les températures de bruit sont indépendantes de la fréquence. Cette caractéristique est obtenue à condition que L_g et C_{pg} sont pris en compte. Cette invariance nous permet de faire une extrapolation aux plus hautes fréquences.

Les températures de bruit suivantes ont été obtenues sous les conditions de polarisation : $V_{gs} = -0,1 \text{ V}$; $V_{ds} = 0,5 \text{ V}$ ($I_{ds} = 8 \text{ mA}$)

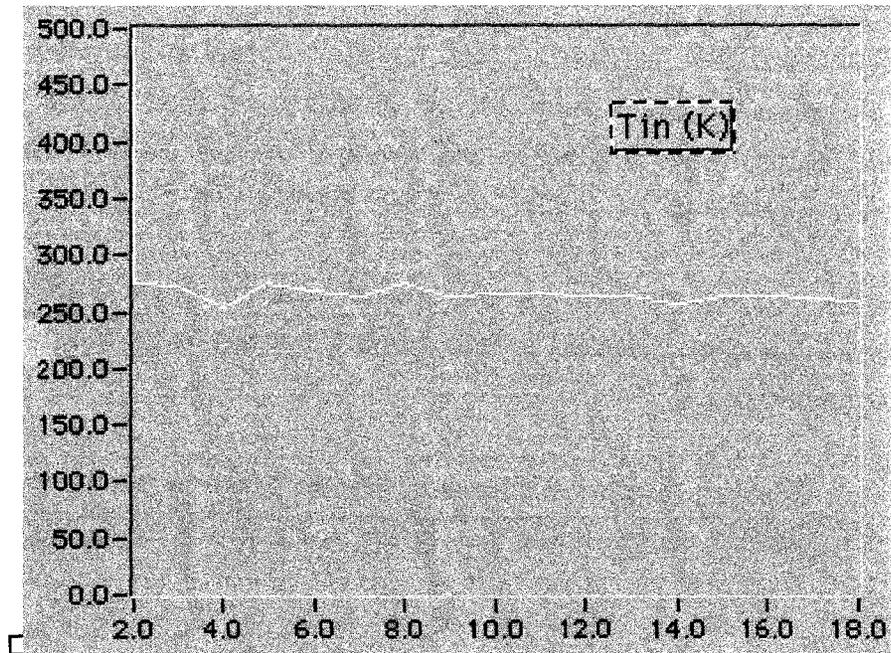


figure 35 : T_{in} (K) en fonction de la fréquence (GHz)

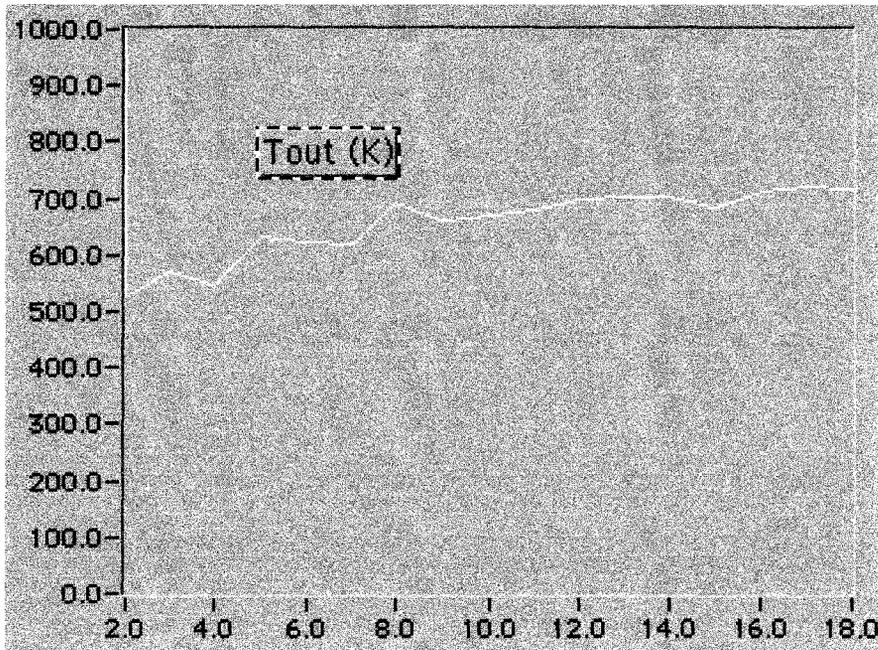


Figure 36 : Tout (K) en fonction de la fréquence (GHz)

Nous pouvons vérifier que ces températures sont pratiquement indépendantes de la fréquence.

b) Le modèle Pospieszalski [12]

Pour simuler les paramètres de bruit à l'aide du modèle Pospieszalski sur MDS, nous n'avons qu'à introduire deux températures T_g et T_d au niveau respectivement des résistances R_i et R_d .

Dans le modèle Pospieszalski, nous avons considéré que la température de grille T_g était égale à la température ambiante (il a été démontré à plusieurs reprises que cette hypothèse était correcte) [12,20].

La température de drain T_d a été calculée (avec le programme Labview) et elle est représentée ci-dessous :

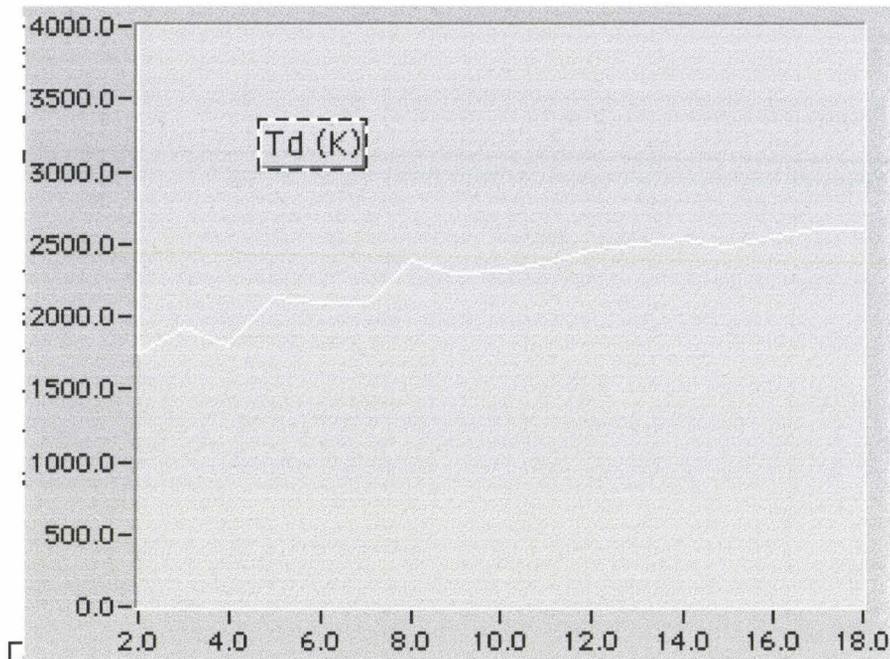


figure 37 : La température de drain T_d en fonction de la fréquence (GHz)

Nous retrouvons tout à fait le rapport 3 entre la température de sortie du modèle de Dambrine, Tout, et la température de drain du modèle Pospieszalski, T_d [32].

III.4.3. Paramètres S extrapolés

A l'aide du schéma équivalent petit signal extrait, nous pouvons extrapoler les paramètres S d'un transistor à plus hautes fréquences [11].

Polarisation appliquée : $V_{gs} = -0,1$ V, $V_{ds} = 0,5$ V.

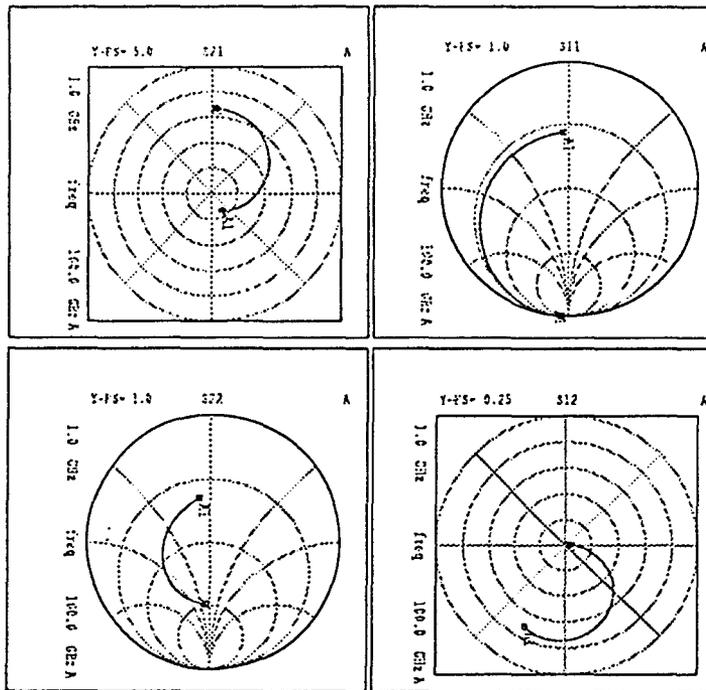


figure 38 : Paramètres S extrapolés (jusque 100 GHz)

III.4.4. Paramètres de bruit extrapolés

Sur le même graphe (figure 39) sont représentés les paramètres de bruit extrapolés à partir du modèle Dambrine et du modèle Pospieszalski. Nous pouvons voir qu'ils sont en bon accord.

Les conditions de polarisation sont $V_{gs} = -0,1$ V et $V_{ds} = 0,5$ V.

Les températures de bruit des différents modèles que nous avons utilisées sont :

$T_g = 290$ K et $T_d = 2500$ K pour le modèle Pospieszalski et $T_{in} = 270$ K et $T_{out} = 740$ K pour le modèle de Dambrine.

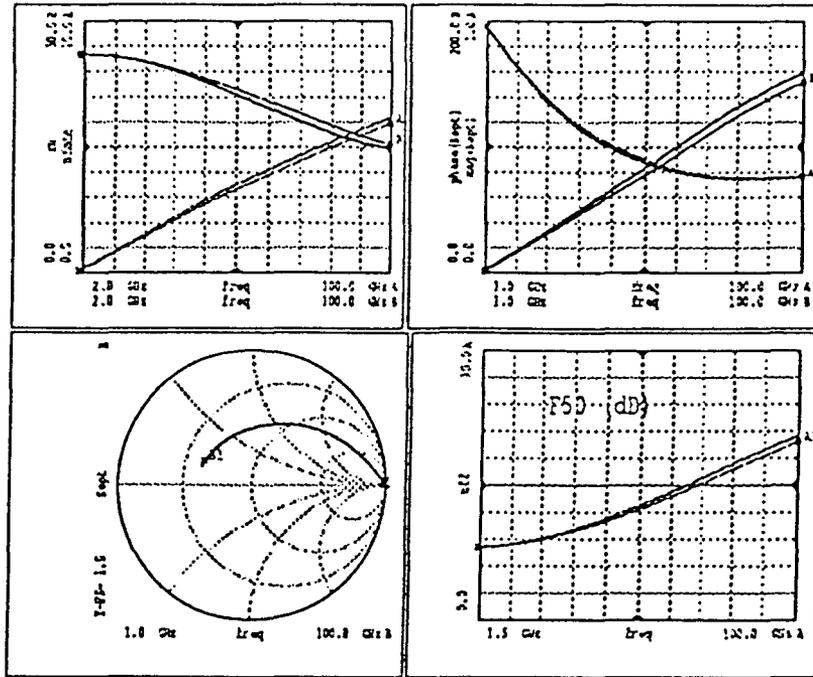


figure 39 : Paramètres de bruit extrapolés jusque 100 GHz
(à partir du modèle Dambrine et du modèle Pospieszalski)

Les deux modèles sont tout à fait en accord pour le cas de figure que nous avons considéré ici.

D'après ces modèles, les paramètres de bruit que l'on peut attendre sur ces composants à 100 GHz sont :

| |
|--|
| $NF_{min} \approx 6 \text{ dB}$ $\text{mod}(\Gamma_{opt}) \approx 0,38$ $\text{phase}(\Gamma_{opt}) \approx 145^\circ$ $R_n \approx 30 \Omega$ $F_{50} \approx 6,8 \text{ dB}$ |
|--|

Les mesures avec le banc de mesure de 90 à 100 GHz n'ont pas pu être effectuées. Un problème au niveau du mélangeur résistif développé par Chalmers est survenu : après diverses difficultés dues aux thermocompressions du transistor, celui-ci n'a plus fonctionné.

Des mesures préliminaires sur le banc de mesure ont toutefois pu être réalisées avant que le mélangeur ne fonctionne plus. Elles ont montré que les pertes de la partie du banc de mesure comprenant l'isolateur situé après la diode de bruit, les 2 commutateurs et les pointes coplanaires à 100 GHz s'élevaient à 9 dB. Les pertes du récepteur (isolateur de sortie, mélangeur, IF et OL) sont estimées à 18 dB.

Le banc de mesure de bruit de 90 à 100 GHz semble donc très bruyant. Cette remarque nous ramène aux conclusions qui avaient été émises lors du § III.3.1. Elles remettent un peu en question le choix qui a été fait concernant le banc de mesure, qui était d'opter pour un banc de test large bande.

Les pertes de ce banc de mesure peuvent être réduites par différents procédés :

- en réduisant les pertes des isolateurs : donc en réduisant la bande d'utilisation. On se limiterait donc à une mesure simple de F50 à une fréquence donnée, sans extraire le modèle de bruit à ces fréquences.
- en améliorant les pertes de conversion du mélangeur : pour comparaison, un mélangeur commercial de type *Millitech* possède des pertes de conversion de 6 dB à 94 GHz.
- en plaçant un amplificateur faible bruit en tête de la chaîne de réception. Le facteur de bruit du récepteur serait donc essentiellement celui de l'amplificateur, à condition que le gain de l'amplificateur soit suffisant.

Ces solutions sont certainement à envisager si on désire valider le modèle de bruit par des mesures fiables aux fréquences millimétriques.

IV. Conclusion

La conception d'amplificateurs faible bruit aux fréquences millimétriques requiert la connaissance des paramètres de bruit des transistors. L'existence de certains modèles de bruit permet à l'heure actuelle d'estimer ces paramètres. Cependant, il s'avère nécessaire de vérifier la validité de ces modèles aux très hautes fréquences. Dans le cadre d'un séjour dans le laboratoire de microondes à l'université de Chalmers, j'ai mis en place un programme d'extraction de paramètres de bruit basé sur le modèle de Dambrine. Le programme développé s'est avéré tout à fait opérationnel pour extraire le modèle de bruit des transistors développés au laboratoire. Un banc de mesure jusque 18 GHz a été développé pour élaborer ce modèle. Les paramètres de bruit extraits à partir de ces mesures "basses fréquences" ont été comparés à d'autres mesures qui avaient été menées avec un système commercial (utilisant un adaptateur d'impédance). Un bon accord a été constaté. Un second banc de mesure de bruit a été développé de 90 à 100 GHz, de façon à valider le modèle extrait. Un problème au niveau du mélangeur du banc de mesure aux fréquences millimétriques nous a empêché d'effectuer les vérifications du modèle vers 100 GHz. D'autre part, les premiers tests (effectués avant le problème du mélangeur) ont montré que le banc de bruit millimétrique était très bruyant. Différentes solutions ont été proposées, de façon à réduire les pertes et à permettre des mesures fiables.

Bibliographie chapitre 5

- [1] H. Zirath, I. Angelov, C. Karlsson and N. Rorsman
"A Monolithically Integrated F-Band InAlAs/InGaAs/InP HFET Amplifier"
95 Gigahertz, Nationalt Symposium om Mikrovagstenik och Hoghastighetselectronik,
Göteborg, Nov. 1995
- [2] autre exemple manip ampli en tete
- [3] Corinne Boutez
"Noise characterization of HEMTs"
Microwave department of technology, University of Chalmers, Goteborg, Sweden, 1996
- [4] G. Dambrine, H. Happy, F. Danneville and A. Cappy
"A New Method for On Wafer Noise Measurement"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 41, no. 3, pp. 375-381,
March 1993
- [5] F. Diette, D. Langrez, J. L. Codron, E. Delos, D. Theron and G. Salmer
"1510 mS / mm 0.1 μ m gate length pseudomorphic HEMTs with intrinsic current gain
cutoff frequency of 220 GHz"
Electronics Letters, 25th April 1996, vol. 32, no. 9, pp. 848-850
- [6] Niklas Rorsman
"Heterostructure Field Effect Transistors and Millimeter Wave Integrated Circuits"
Technical Report No. 267, Chalmers University of Technology, 1995
- [7] N. Rorsman; M. Garcia, C. Karlsson, and H. Zirath
"Reduction of the Feedback Capacitance of HFETs by Changing Transistor Layout and
Using Via Holes for Source Grounding"
Proc. 24th European Microwave Conference, pp. 764-769, 1994
- [8] H. Wang, R. Lai, D. C. W. Lo, D. C. Streit, P. H. Liu, R. M. Dia, M. W.
Pospieszalski and J. Berenz

"A 140 GHz Monolithic Low Noise Amplifier"

IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 5, No. 5, May 1995

[9] F. D'Hayer, J. Favre

"Amplificateur faible bruit en bande W"

Neuvièmes Journées Nationales Microondes, Paris CNAM, 5B5, 1995

[10] K. L. Tan & al

"94 GHz 0.1 μm T-gate Low Noise Pseudomorphic InGaAs HEMT's"

IEEE Electron Device Lett., vol. 11, no. 12, pp. 585-587, dec. 1990

[11] H. Wang, T. N. Ton, K. L. Tan, D. C. Garske, G. S. Dow, J. Berenz, M. W. Pospieszalski, S. K. Pan

"110 / 120 GHz Monolithic Low-Noise Amplifiers"

IEEE Journal of Solid-state Circuits, vol. 28, no. 10, october 1993

[12] N. Rorsman, M.Garcia, C. Karlsson and H. Zirath

"Accurate Small-Signal Modeling of HFET's for Millimeter Wave Applications"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, NO. 3, March 1996

[13] Marian W. Pospieszalski

"Modeling of Noise Parameters of MESFET's and MODFET's and Their Frequency and Temperature Dependence"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, NO. 9, September 1989

[14] A. Van der Ziel

"Thermal noise in field effect transistor"

Proc. IRE, vol. 50, pp. 1808-1812, 1962

[15] A. Cappy

"Noise modeling and measurement techniques"

Invited paper, IEEE_MTT, January 1988, vol. 36, no. 1, pp. 1-10

[16] G. Dambrine, H. Happy, F. Danneville, A. Cappy

"A new method for on-wafer noise measurement"

IEEE-MTT, vol. 41, no. 3, pp.375-381, March 1993

[17] C. A. Liechti

"Microwave field effect transistors"

IEEE-MTT, June 1976, vol. 24, no. 6, pp. 279-300

[18] M. K. DuFault and A. K. Sharma

"Millimeter-wave HEMT Noise Models verified thru V-band"

IEEE MTT-S Digest, pp. 1321-1324, 1996

[19] S. M. Lardizabal, L. P. Dunleavy and A. Boudiaf

"New aspects concerning the bias and temperature dependence of intrinsic noise generators in extracted FET models"

IEEE MTT-S Digest, pp. 1325-1328, 1996

[20] P. J. Tasker, W. Reinert, J. Braunstein and M. Schlechtweg

"Direct Extraction of All Four Transistor Noise Parameters from a Single Noise Figure Measurement"

22nd EMC Technical Digest, pp. 157-162, Aug. 1992

[21] B. Hughes

"A Temperature Noise Model for Extrinsic FETs"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 9, Sept. 1992

[22] L. Pradell, S. Borrás, A. Comeron and E. Artal

"Determination of transistor noise parameters from noise figure and S-parameter measurements"

Microwave Engineering Europe, January/February 1991

[23] Alain Sylvestre

"Evolution des propriétés électriques et physiques aux basses températures de transistors à effet de champ à hétérojonction à grille courte sur substrat InP"

Thèse de doctorat, Université de Paris XI, 1996

[24] Mikael Garcia

"Small-Signal, Large-Signal and Noise Modelling of HEMTs"

Technical Report No.202L, Chalmers University of Technology, Sweden, 1995

[25] Gilles Dambrine

"Caractérisation des composants hyperfréquences en régime de fonctionnement linéaire"
Rapport pour l'obtention du Diplôme d'Habilitation à Diriger des Recherches en Sciences
Université des Sciences et Technologies de Lille, 1996

[26] J. M. Belquin, F. Danneville, A. Cappy, G. Dambrine

"HEMTs extrinsic noise model for millimeter waves integrated circuits design"
26th EuMC, pp. 900-902, Prague, September 1996

[27] G. Dambrine, A. Cappy, F. Héliodore and E. Playez

"A New Method for Determining the FET Small Signal Equivalent Circuit"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, no. 7, July 1988

[28] I. Angelov, H. Zirath, N. Rorsman, C. Karlsson and R.M. Weikle

"An F-Band Resistive Mixer Based on Heterostructure Field Effect Transistor
Technology"
IEEE MTT-S Digest, pp. 787-790, Atlanta 1993

[29] Product Note Hewlett Packard 8510.5A

Network Analysis

Specifying calibration standards for the HP 8510 Network Analyzer

[30] Labview 3.1

"User Manual"

National Instrument Corporation

October 1990 Edition

[31] H. Zirath

communication privée

[32] F. Danneville, H. Happy, G. Dambrine, J. M. Belquin and A. Cappy

"Microscopic Noise Modeling and Macroscopic Noise Models : How Good a
Connection ?"

IEEE Transactions on Electron Devices, VOL. 41, NO. 5, May 1994

Conclusion

Ce travail de thèse a permis d'aborder les différents aspects liés au développement d'un amplificateur cryogénique faible bruit. Un amplificateur faible bruit fonctionnant à la température physique de 30 K a été réalisé dans la bande de fréquence 8 - 12 GHz pour une application spatiale (FIRST). Des mesures effectuées sur des transistors commerciaux ont permis de sélectionner le composant adéquat pour cette application. Les mesures comportaient des caractérisations statiques et hyperfréquences effectuées à l'IEF. Des excursions en fonction de la polarisation et de la température physique (de 20 K à 300 K) ont été effectuées. Une nouvelle méthode de détermination des quatre paramètres de bruit de transistors a été développée. J'ai participé à la mise en place de cette méthode. Les résultats préliminaires obtenus avec cette nouvelle méthode nous ont donné des indications sur le comportement des transistors en bruit à basse température. La précision actuelle atteinte avec ce banc de mesure n'est pas suffisante pour pouvoir utiliser les mesures de manière brute. Nous nous sommes donc inspiré de ces mesures, d'autres mesures réalisées sur des composants similaires et des paramètres du constructeur donnés à température ambiante pour effectuer la conception de l'amplificateur. L'amplificateur réalisé a présenté de bonnes performances. Une température de bruit de 22,5 K et un gain de 25,4 dB ont été obtenus à 10 GHz et à une température physique de 30 K. La consommation électrique a été optimisée à 28 mW. De bons résultats ont été obtenus sur une largeur de bande de 40 %. Une température de bruit de 20 K a été mesurée à la température physique de 4 K. Un bon accord a été obtenu avec les simulations théoriques. Ce qui tend à prouver que les paramètres des transistors employés dans les simulations étaient bien adaptés pour permettre la conception d'un amplificateur cryogénique performant.

L'enseignement majeur que l'on peut retenir de la réalisation de l'amplificateur en bande X est :

- Il ressort de notre travail qu'une connaissance du coefficient de réflexion optimum de bruit, Γ_{opt} , à température ambiante est suffisante pour la conception d'un amplificateur aux températures cryogéniques. La diminution de la résistance équivalente de bruit du transistor à basse température a en effet pour conséquence de rendre le transistor moins sensible à une variation du coefficient de réflexion présenté à son entrée.
- nous avons étudié l'apport de l'utilisation de supraconducteurs à haute température critique pour les circuits d'accord d'un amplificateur cryogénique en bande X. Cette analyse a révélé la prédominance du transistor dans la contribution à la température de bruit totale de l'amplificateur ; le remplacement du métal normal par un supraconducteur pour les circuits d'accord a pour conséquence une diminution très faible de la température de bruit, qui n'est pas détectable par des mesures.

Une partie de ce travail de thèse a été effectuée dans le laboratoire de microondes de l'Université de Chalmers (Suède). Les transistors HEMT sur substrat InP, de longueur de grille $0,15 \mu\text{m}$, développés au laboratoire ont été caractérisés en bruit. Ils ont en effet pour vocation d'être intégrés dans un amplificateur faible bruit à 119 GHz (CORN). La connaissance des paramètres de bruit à ces fréquences est facilitée par l'existence de modèles. Nous avons utilisé un modèle de bruit extrinsèque : le modèle de Dambrine). Ce modèle a été extrait à partir de mesures de bruit simples à plus basses fréquences. Un premier banc de mesure a été développé jusque 18 GHz pour extraire le modèle et un second banc a été développé de 90 à 100 GHz de façon à vérifier le modèle de bruit à ces fréquences. Un programme d'extraction du modèle de bruit et des quatre paramètres de bruit a été développé sous le logiciel "Labview". Ce programme s'est avéré tout à fait opérationnel pour extraire le modèle de bruit des transistors développés au laboratoire. Les paramètres de bruit extraits à partir de ces mesures "basses fréquences" ont été comparés à d'autres mesures qui avaient été menées avec un système commercial (utilisant un adaptateur d'impédance). Un bon accord a été constaté. Un second banc de mesure de bruit a été développé de 90 à 100 GHz, de façon à valider le modèle extrait. Un problème au niveau du mélangeur du banc de mesure aux fréquences millimétriques nous a empêché d'effectuer les vérifications du modèle vers 100 GHz. D'autre part, des premiers tests (effectués avant le problème survenu sur le mélangeur) ont montré que le banc de bruit millimétrique présentait un facteur de bruit élevé contribuant à réduire considérablement la précision des mesures. Différentes solutions ont été proposées, de façon à réduire les pertes et à permettre des mesures fiables.

Annexe 1

Matrices de corrélation

Tout dipôle bruyant (figure 1) peut être remplacé par un circuit équivalent de bruit qui est constitué du dipôle original (à présent considéré comme non bruyant) et de deux sources de bruit supplémentaires (représentées par des cercles).

Les éléments de ces matrices sont notés $C_{S_1 S_2}^*$ où les indices indiquent que la densité par rapport aux sources de bruit S_1 et S_2 . Les matrices en elles-spectrale même sont appelées C et un indice spécifie la représentation utilisée.

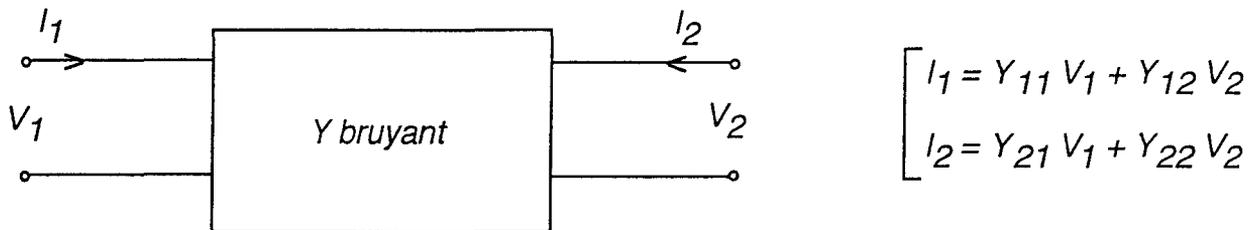


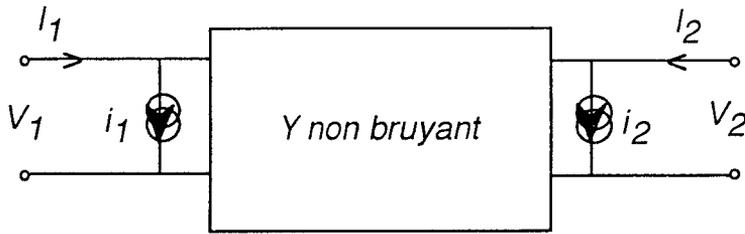
figure 1 : Représentation d'un dipôle bruyant

Les matrices de corrélation de diverses représentations

Nous avons fait apparaître, vis-à-vis de chaque représentation schématique ci-dessous (chaîne) les matrices de corrélation $C_{Y,Z,A}$ et les paramètres (admittances électriques Y , Z et A correspondant.

1) Représentation admittance

Deux sources de bruit en courant : i_1 (entrée) and i_2 (sortie).



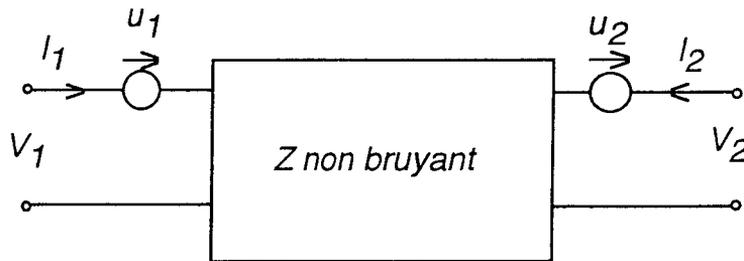
$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 + i_1 \\ I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 + i_2 \end{cases}$$

figure 2 : Représentation admittance

$$C_Y = \begin{bmatrix} C_{i_1 i_1} & C_{i_1 i_2} \\ C_{i_2 i_1} & C_{i_2 i_2} \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}$$

2) Représentation impédance

Deux sources de bruit en tension : u_1 (entrée) and u_2 (sortie).



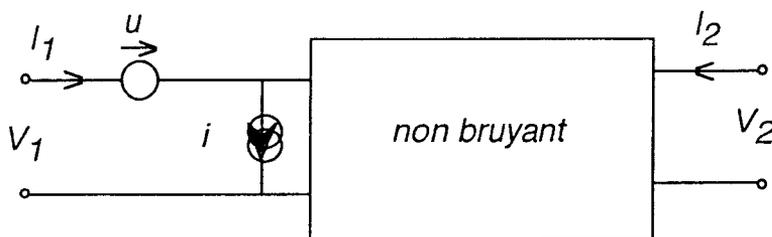
$$\begin{cases} V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 + u_1 \\ V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 + u_2 \end{cases}$$

figure 3 : Représentation impédance

$$C_Z = \begin{bmatrix} C_{u_1 u_1} & C_{u_1 u_2} \\ C_{u_2 u_1} & C_{u_2 u_2} \end{bmatrix} \quad Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$$

3) Représentation chaîne

Une source de bruit en tension u (entrée) et une source de bruit en courant i (entrée).

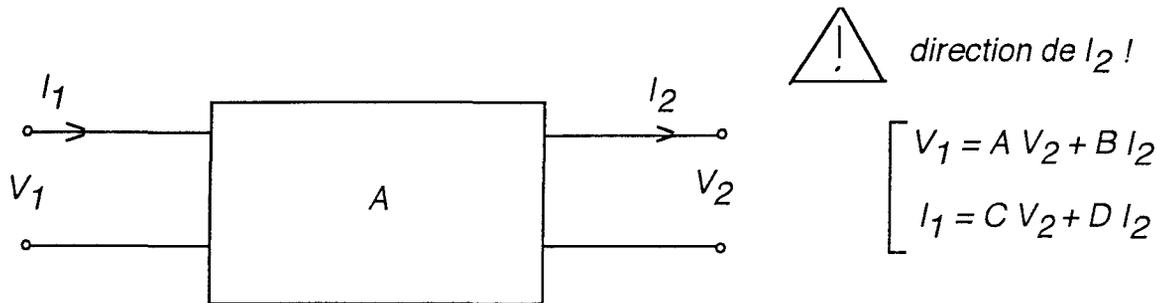


$$\begin{cases} V_1 = A V_2 + B I_2 + u \\ I_1 = C V_2 + D I_2 + i \end{cases}$$

figure 4 : Représentation chaîne

$$C_A = \begin{bmatrix} C_{ui} & C_{ui}^* \\ C_{iu} & C_{ii}^* \end{bmatrix} \qquad A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$$

avec :



Nous pouvons exprimer les coefficients A, B, C et D en fonction des coefficients impédance et admittance :

$$A = -\frac{Y_{22}}{Y_{21}} = \frac{Z_{11}}{Z_{21}} \qquad B = -\frac{1}{Y_{21}} = \frac{|Z|}{Z_{21}}$$

$$C = -\frac{|Y|}{Y_{21}} = \frac{1}{Z_{21}} \qquad D = -\frac{Y_{11}}{Y_{21}} = \frac{Z_{22}}{Z_{21}}$$

Pour extraire les paramètres de bruit, il faut effectuer des calculs avec ces matrices : par exemple, pour le regroupement de deux matrices (en parallèle, en série...), pour le Z. Voicipassa;
quelques solutions correspondant à différents cas de figures rencontrés :

Les interconnexions

Pour des applications concernant l'analyse de bruit de plusieurs systèmes, soit en parallèle, en série ou encore en cascade, nous pouvons toujours utiliser les matrices de corrélation. La matrice de corrélation résultante est définie par rapport à la matrice initiale par :

$$C_Y = C_{Y1} + C_{Y2} \text{ (parallèle)} \qquad (1.2)$$

$$C_Z = C_{Z1} + C_{Z2} \text{ (série)} \qquad (1.3)$$

$$C_A = A_1 C_{A2} A_1^+ + C_{A1} \text{ (cascade)} \qquad (1.4)$$

où les indices 1 and 2 font référence au système connecté.

Passage d'une représentation à une autre

Il est possible de passer d'une certaine représentation à une autre (impédance, admittance ou chaîne) par de simples opérations de transformation telles que :

$$C' = TCT^+(1.5)$$

où C et C' sont les matrices de corrélation respectivement de la représentation originale et résultante. La matrice de transformation T est la transformée de Fourier de H(s). Le signe plus (+) représente le conjugué Hermitien (ou le transposé conjugué).

En utilisant ces transformations, nous pouvons par exemple calculer C_Y en connaissant Z et Y :

$$C_Z = Z \cdot C_Y \cdot (Z^*)^T$$

C_Y est calculé de la même façon :

$$C_Y = Y \cdot C_Z \cdot (Y^*)^T$$

Transformation de Z en C_Z :

La matrice impédance corrélée est définie par :

$$C_Z = \begin{bmatrix} C_{u_1 u_1^*} & C_{u_1 u_2^*} \\ C_{u_2 u_1^*} & C_{u_2 u_2^*} \end{bmatrix}$$

ou encore

$$C_Z = \frac{1}{2\Delta f} \begin{bmatrix} \langle u_1 u_1^* \rangle & \langle u_1 u_2^* \rangle \\ \langle u_2 u_1^* \rangle & \langle u_2 u_2^* \rangle \end{bmatrix}$$

où C_{u₁u₁*} et C_{u₁u₂*} sont déterminés de la façon suivante :

$$C_{u_1 u_1^*} = 4kT\Delta f \cdot \frac{1}{2\Delta f} \cdot (Z_{11} + Z_{11}^*)$$

$$C_{u_1 u_1^*} = 2kT \cdot (Z_{11} + Z_{11}^*) = 4kT \cdot \text{Re}(Z_{11})$$

$$C_{u_1 u_2^*} = 2kT \cdot (Z_{12} + Z_{21}^*)$$

Annexe 2

Les bancs de mesure de bruit

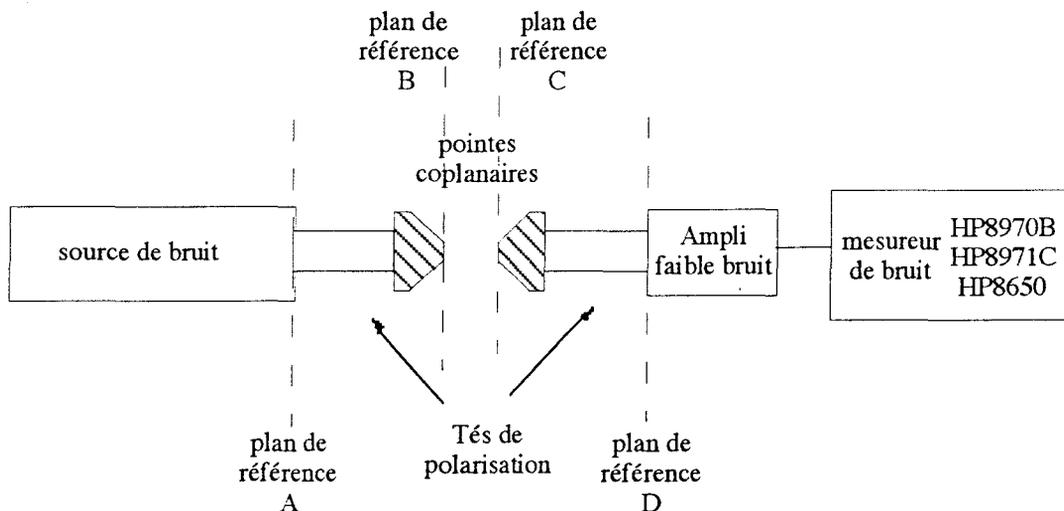


figure 7 : Le banc de bruit jusque 18 GHz

1) La source de bruit

Référence : HP 346A

Bande de fréquences : 10 MHz à 18 GHz

ENR : 5 dB

2) Les Tés de polarisation

Le rôle des systèmes de polarisation est d'alimenter le transistor en courant DC sans interagir sur le signal RF.

Nous avons utilisé deux Tés de polarisation du type WILTRON K250. Ils peuvent être employés jusque 40 GHz.

3) La station sous pointes

Une station semi automatique Cascade Microtech avec le système de pointes coplanaires Picoprobe a été utilisée pour contacter les transistors.

4) Les amplificateurs faible bruit

Deux différents amplificateurs faible bruit (LNA) ont été utilisés :

* *LNA 2-8 GHz* : il a un facteur de bruit de $2,75 \pm 0,25$ dB et un gain de $22,5$ dB $\pm 1,5$ dB entre 2 et 8 GHz.

* *LNA 8-18 GHz* : son facteur de bruit est de $3,75 \pm 0,25$ dB à l'intérieur de la bande utile. Son gain est de $20,5$ dB $\pm 0,7$ dB.

5) La "valise" de bruit

Référence : HP 8971C

Bande de fréquences : 10 MHz à 26,5 GHz

6) Le synthétiseur

Référence : HP 83650A

Bande de fréquences : 10 MHz à 50 GHz

7) L'analyseur de réseaux

Référence : HP 8510

Bande de fréquences : 45 MHz à 50 GHz

Le banc de test de 90 à 100 GHz

La figure 8 montre une représentation physique du banc de mesure de bruit de 90 à 100 GHz.

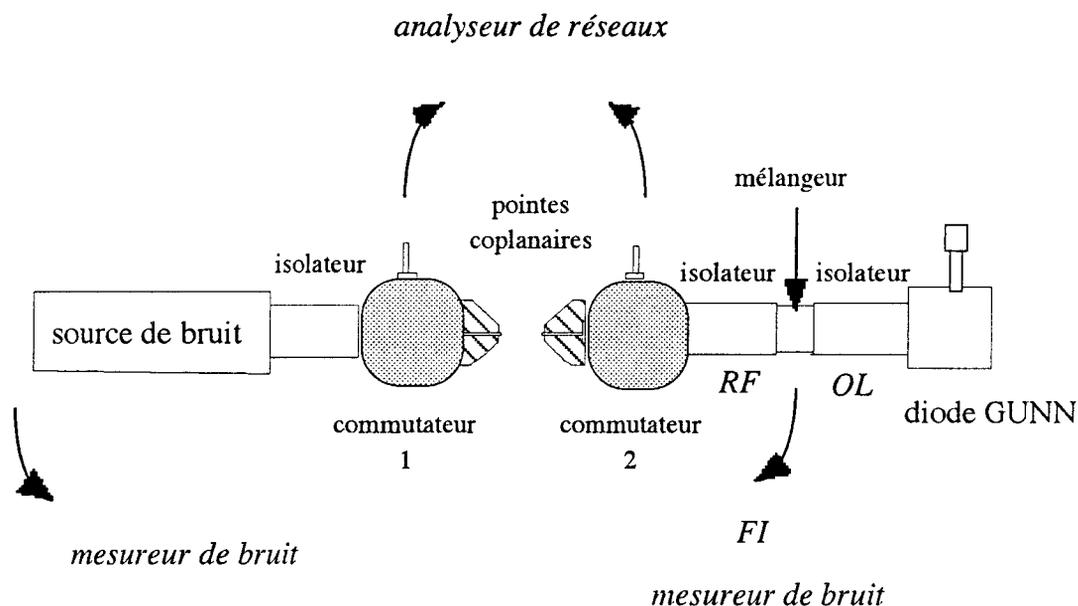


figure 8 : Le banc de mesure de bruit de 90 à 100 GHz

Ce système de mesure utilise une conversion simple. La fréquence de l'oscillateur local est délivrée par une diode GUNN qui pilote un mélangeur extérieur (mélangeur "maison" [28]). Si la fréquence intermédiaire (FI) peut être rendue inférieure à 2047 MHz (ce qui

est notre cas), nous n'avons pas l'utilité d'une autre conversion de fréquence (et par conséquent pas l'utilité du HP 8971C).

Détaillons les différents éléments qui composent ce banc de bruit.

1) La source de bruit

Référence : Millitech NSS-10
 Bande de fréquences : 90-100 GHz
 ENR : 15 dB
 TOS (taux d'ondes stationnaires) : 1,4 / 1 max

2) Les isolateurs large bande

L'isolateur permet d'adapter l'entrée du récepteur et de l'isoler des variations d'impédance du générateur de bruit pendant les mesures ; il réduit alors la désadaptation à l'entrée du récepteur. Il améliorera par conséquent la mesure du facteur de bruit.

Référence : Millitech FBI-10-R000
 Bande de fréquences : bande W (75-110 GHz)
 Isolation : 31,9 dB min
 Pertes d'insertion : 2,13 dB max
 TOS d'entrée/sortie : 1,34 / 1 max

3) Les commutateurs en guide d'onde

Référence : Millitech VSM-10-RWS00
 Bande de fréquences : bande W (75-110 GHz)
 Isolation : 50 dB min
 Pertes d'insertion : 1,0 dB max
 TOS : 1,15 / 1 max

4) La station sous pointe

Une station sous pointes Alessi munie de pointes coplanaires Picoprobe a été utilisée pour contacter les transistors.

5) La polarisation

Nous avons utilisé le HP4145 pour polariser les composants. Les pointes coplanaires en bande W ont une entrée en guide d'onde et une autre en coaxial. Cette deuxième entrée permet alors la polarisation du transistor au travers de l'analyseur de réseaux.

6) Le mélangeur

Nous avons utilisé le mélangeur résistif [28] développé au département microondes de Chalmers.

Bande de fréquences : bande V (90-140 GHz)

Pertes de conversion : 12 dB

7) L'oscillateur local (OL)

L'OL utilisé est un oscillateur GUNN réglable mécaniquement (ZAX).

Modèle : ZMT-10/20/93.25/13.5

Polarisation : + 10.0 Vdc max

Bande de fréquences : 86,5-100 GHz

Puissance de sortie : de 20 à 35 mW



8) Les guides d'onde

Référence : WR-10

Bande de fréquences : 75 GHz à 110 GHz

Dimensions : 1,27 mm * 2,54 mm

Atténuation : 2,5 dB/m (voir Annexe X)

9) Le mesureur de bruit

Référence : HP 8970B (option 020)

Bande de fréquences : 10 à 2047 MHz

10) L'analyseur de réseaux

Référence : HP 8510C

Bande de fréquences : 75 GHz à 110 GHz

Caractéristiques et précisions des appareils de mesure :

* Source de bruit (HP 346B) : TOS : 1,25

* Mesureur de bruit (HP 8970B)

- mesure du facteur de bruit :

incertitude de l'instrument : $\pm 0,1$ dB

- mesure du gain :

incertitude de l'instrument : $\pm 0,15$ dB

- TOS d'entrée (coefficient de réflexion) :

< 1,7 (-11,7 dB) de 10 à 1600 MHz

< 2 (-9,5 dB) de 1600 à 2047 MHz