

50376  
1992  
290

62186

50376  
1992  
290

N° d'ordre : 1009

# THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

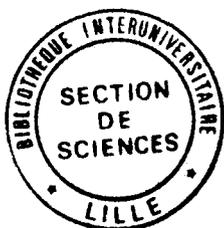
pour obtenir le titre de

## DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : Electronique

par

**Abdennaceur BAGHDAD**



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

Soutenue le Jeudi 26 novembre 1992 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :	M. E. CONSTANT	Président
	M. G. SALMER	Directeur de Thèse
	M. J. GRAFFEUIL	Rapporteur
	M. P. CROZAT	Rapporteur
	M. M. CHAUBET	Examineur
	M. G. CACHIER	Examineur
	M. E. PLAYEZ	Examineur
	M. G. DAMBRINE	Examineur

*Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semiconducteurs de l'Institut Electronique et de Microélectronique du Nord (I.E.M.N.) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille.*

*Je remercie vivement Monsieur le Professeur E. CONSTANT qui m'a accueilli dans ce laboratoire et qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.*

*Monsieur le Professeur G. SALMER, Directeur du D.H.S. de l'I.E.M.N. a assuré la direction de ce travail. Ses conseils, sa patience, ses qualités humaines ainsi que ces compétences scientifiques ont été indispensables à l'aboutissement de ce travail. Je lui en suis profondément reconnaissant.*

*Je tiens à remercier Monsieur le Professeur J. GRAFFEUIL du Laboratoire d'Automatique et d'Analyse des Systèmes (L.A.A.S.) de l'Université P. Sabatier de Toulouse et Monsieur P. CROZAT, Directeur de Recherche à l'Institut d'Electronique Fondamentale (I.E.F.) d'Orsay, Université de Paris 11, qui me font l'honneur de participer au jury de cette thèse et d'en être les rapporteurs.*

*J'exprime toute ma gratitude envers Monsieur M. CHAUBET, Docteur au Département Hyperfréquences du Centre National d'Etudes Spatiales (C.N.E.S.) pour les fructueuses discussions que nous avons eu au cours de notre collaboration. Je tiens à le remercier d'avoir accepté de juger ce travail.*

*J'adresse également mes plus vifs remerciements à :*

*Monsieur G. CACHIER, Directeur Technique à Thomson R.C.M. Malakoff;*

...

*Monsieur E. PLAYEZ, Ingénieur, responsable de la centrale de caractérisation au D.H.S. de l'I.E.M.N. pour sa grande disponibilité et ses compétences ;*

*Monsieur G. DAMBRINE, Chargé de Recherche C.N.R.S. au D.H.S. de l'I.E.M.N., pour les nombreuses discussions enrichissantes,*

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

*Je voudrais remercier tout particulièrement Monsieur R. KOZLOWSKI pour l'amitié qu'il m'a témoignée et pour l'aide essentielle et efficace maintenue pendant toutes mes recherches et ma rédaction.*

*J'exprime également mes remerciements à Madame S. LEPILLIET pour les nombreuses et contraignantes manipulations qu'elle a effectuées, et Madame E. DELOS de la centrale de caractérisation.*

*Je remercie Monsieur D. VANDERMOERE de la centrale de technologie pour son active participation dans la réalisation de ce travail.*

*Que tous les membres du D.H.S. et mes amis étudiants du Laboratoire veuillent bien trouver ici l'expression de ma reconnaissance pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée.*

*Je remercie également Messieurs JENNEQUIN, MICHON et ANDRIES de l'Atelier de Mécanique et Monsieur DEHORTER pour la reproduction de ce mémoire.*

*Je ne saurais oublier d'exprimer toute ma reconnaissance et mes remerciements à Madame M. FARGUE qui a assuré avec une grande efficacité et rapidité la dactylographie de ce mémoire.*

# CHAPITRE I

## RAPPELS : NOTIONS DE BASE

<b>I. COMPOSANTS MICROONDES ET BRUIT</b> .....	1
<b>I.1. <u>PRINCIPE ET TECHNOLOGIE</u></b> .....	1
<b>I.1.1. TRANSISTORS BIPOLAIRES</b> .....	1
<b>I.1.2. TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP</b> .....	4
<b>I.1.2.1. TRANSISTOR MESFET</b> .....	4
<b>I.1.2.2. LES TRANSISTORS A HETEROSTRUCTURES</b> ....	8
<b>I.1.2.2.1. TRANSISTOR HEMT CONVENTIONNEL</b> .	8
<b>I.1.2.2.2. LES NOUVELLES STRUCTURES HEMT</b> ..	10
<b>I.1.2.3. ETAT DE L'ART SUR LES                 PERFORMANCES MAXIMALES DES FETs</b> .....	13
<b>I.2. <u>ORIGINES PHYSIQUES DE BRUIT</u></b> .....	14
<b>I.2.1. BRUIT EN 1/f</b> .....	15
<b>I.2.2. BRUIT DE GENERATION-RECOMBINAISON</b> .....	15
<b>I.2.3. BRUIT DE GRENAILLE "SHOT NOISE"</b> .....	16
<b>I.2.4. BRUIT DE DIFFUSION</b> .....	16
<b>I.3. <u>DEFINITION DES GRANDEURS DE BRUIT POUR UN     <u>QUADRIPOLE : RAPPEL</u></u></b> .....	17
<b>I.3.1. BRUIT AJOUTE PAR UN QUADRIPÔLE</b> .....	17
<b>I.3.2. FACTEUR DE BRUIT</b> .....	18
<b>I.3.3. TEMPERATURE DE BRUIT EFFECTIVE</b> .....	20
<b>I.3.4. DEPENDANCE DU FACTEUR DE BRUIT EN FONCTION             DE LA SOURCE</b> .....	20
<b>I.3.5. REPRESENTATION D'UN QUADRIPÔLE BRUYANT</b> ....	22

<b>I.4. <u>EVOLUTION GENERALE DU FACTEUR DE BRUIT EN FONCTION DE LA FREQUENCE DANS LES COMPOSANTS</u></b> ...	<b>22</b>
<b>I.5. <u>LES SOURCES DE BRUIT ET LES PRINCIPALES FORMULATIONS DU FACTEUR DE BRUIT DANS LES COMPOSANTS</u></b> .....	<b>24</b>
<b>I.5.1. BRUIT DANS LE TRANSISTOR BIPOLAIRE</b> .....	<b>25</b>
<b>I.5.1.1. MODELE DE SOURCE DE BRUIT</b> .....	<b>25</b>
<b>I.5.1.2. FORMULATIONS DU FACTEUR DE BRUIT</b> .....	<b>25</b>
<b>I.5.2. BRUIT DANS LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP</b> ..	<b>27</b>
<b>I.5.2.1. SOURCES DE BRUIT</b> .....	<b>27</b>
<b>I.5.2.2. FORMULATIONS DU FACTEUR DE BRUIT</b> .....	<b>30</b>
<b>I.5.5. ETAT DE L'ART</b> .....	<b>36</b>
<b>II. <u>MESURE DES FACTEURS DE BRUIT DES QUADRIPOLES: PROBLEMES PARTICULIERS AUX QUADRIPOLES PEU BRUYANTS</u></b> .....	<b>37</b>
<b>II.1. <u>PRINCIPE DE LA MESURE DU FACTEUR DE BRUIT D'UN QUADRIPOLE</u></b> .....	<b>37</b>
<b>II.1.1. LA METHODE DES DEUX TEMPERATURES</b> .....	<b>37</b>
<b>II.1.2. LE BANC DE MESURE</b> .....	<b>38</b>
<b>II.1.2.1. FONCTIONNEMENT DU MESUREUR DE BRUIT</b> .	<b>39</b>
<b>II.1.2.2. SOURCE DE BRUIT</b> .....	<b>39</b>
<b>II.1.2.3. LIGNE UNIDIRECTIONNELLE</b> .....	<b>39</b>
<b>II.1.3. CAS DES FACTEURS DE BRUIT FAIBLES</b> .....	<b>40</b>
<b>II.1.3.1. COMPARAISON DES DEUX TYPES DE SOURCE DE BRUIT</b> .....	<b>40</b>
<b>II.1.3.2. ESTIMATION DE L'INCERTITUDE LIEE A LA METHODE DES DEUX TEMPERATURES</b> ....	<b>41</b>
<b>II.2. <u>FACTEUR DE BRUIT D'UN COMPOSANT</u></b> .....	<b>43</b>
<b>II.2.1. FACTEUR DE BRUIT DE QUADRIPOLES EN CASCADE</b>	<b>44</b>
<b>II.2.2. EXTRACTION DES CARACTERISTIQUES (<math>F_2</math> et <math>G_2</math>) D'UN COMPOSANT DANS UNE CHAINE DE MESURE</b> ..	<b>45</b>

# CHAPITRE II

## ETUDE COMPARATIVE DU FACTEUR DE BRUIT DES COMPOSANTS DANS LA GAMME DES 800 MHz

INTRODUCTION .....	47
<b>I. MESURE DU FACTEUR DE BRUIT DES COMPOSANTS : PRINCIPE ET PROBLEMES RENCONTRES .....</b>	<b>49</b>
<b>I.1. <u>COMPOSANTS ETUDIES : PARTICULARITES</u> .....</b>	<b>49</b>
<b>I.2. <u>CHOIX D'UN SYSTEME D'ADAPTATION</u> .....</b>	<b>49</b>
<b>I.2.1. ADAPTATEURS A LIGNES MICRORUBANS .....</b>	<b>50</b>
<b>I.2.2. ADAPTATEURS A DOUBLE STUB .....</b>	<b>51</b>
<b>I.2.3. ADAPTATEURS A SLUGS .....</b>	<b>51</b>
<b>I.2.4. CONCLUSION .....</b>	<b>52</b>
<b>I.3. <u>PRINCIPE DE LA MESURE A 800 MHz</u> .....</b>	<b>52</b>
<b>I.4. <u>EXPLOITATION DE LA MESURE</u> .....</b>	<b>53</b>
<b>I.5. <u>ERREURS SUR LA MESURE</u> .....</b>	<b>53</b>

<b>II. RESULTATS EXPERIMENTAUX .....</b>	<b>56</b>
<b>II.1. COMPORTEMENT DES TRANSISTORS BIPOLAIRES .....</b>	<b>56</b>
<b>II.2. CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP .....</b>	<b>59</b>
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>62</b>

# CHAPITRE III

## ETUDE DU TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP EN BASSE TEMPERATURE

INTRODUCTION .....	63
I. FONCTIONNEMENT DU HEMT EN BASSE TEMPERATURE .....	64
I.1. <u>INTERET</u> .....	64
I.2. <u>COMPORTEMENTS PARTICULIERS DES HEMTs A BASSE TEMPERATURE</u> .....	65
I.2.1. PHENOMENES D'INSTABILITES OU "COLLAPSE" .....	65
I.2.2. DECALAGE DE LA TENSION DE PINCEMENT .....	66
I.2.3. EFFET DE COUDE .....	66
I.2.4. PHOTOSENSIBILITE .....	67
I.3. <u>PROBLEME DES CENTRES DX</u> .....	67
I.4. <u>ELEMENTS D'INTERPRETATION DU COLLAPSE</u> .....	68
I.5. <u>SUPPRESSION OU REDUCTION DES PHENOMENES PARASITES</u> .....	70

<b>II. COMPORTEMENT MICROONDES DES TRANSISTORS REFROIDIS .....</b>	<b>71</b>
<b>II.1. BASES DE L'ETUDE .....</b>	<b>72</b>
<b>II.1.1. COMPOSANTS ETUDIES .....</b>	<b>72</b>
<b>II.1.2. METHODOLOGIE DE LA CARACTERISATION SYSTEMATIQUE .....</b>	<b>72</b>
<b>II.1.2.1. CARACTERISATION STATIQUE .....</b>	<b>73</b>
<b>II.1.2.2. CARACTERISATION EN BASSE FREQUENCE (&lt; 500 MHz) .....</b>	<b>74</b>
<b>II.1.2.3. CARACTERISATION HYPERFREQUENCE ....</b>	<b>76</b>
<b>II.1.3. DISPOSITIFS SPECIFIQUES POUR ETUDE DE L'INFLUENCE DE LA TEMPERATURE .....</b>	<b>79</b>
<b>II.1.4. LE BOITIER DE MESURE .....</b>	<b>79</b>
<b>II.1.5. METHODE DE CALIBRAGE .....</b>	<b>82</b>
<b>II.1.5.1. CHOIX ET DESCRIPTION .....</b>	<b>82</b>
<b>II.1.5.2. DETERMINATION DES PARAMETRES D'ERREURS .....</b>	<b>84</b>
<b>II.2. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES COMPOSANTS: EVOLUTIONS EN FONCTION DE LA TEMPERATURE .....</b>	<b>87</b>
<b>II.2.1. EVOLUTIONS DES CARACTERISTIQUES STATIQUES .</b>	<b>87</b>
<b>II.2.2. EVOLUTIONS DES PARAMETRES HYPERFREQUENCES</b>	<b>89</b>
<b>II.2.2.1. METHODOLOGIE D'EXTRACTION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT ..</b>	<b>89</b>
<b>II.2.2.2. RESULTATS OBTENUS SUR LES TRANSISTORS COMMERCIAUX .....</b>	<b>90</b>
<i>II.2.2.2.1. ELEMENTS D'ACCES .....</i>	<b>90</b>
<i>II.2.2.2.2. PARAMETRES CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS .....</i>	<b>90</b>
<b>II.2.3. ETUDE EN REGIME MICROONDE D'EFFETS PHYSIQUES CARACTERISTIQUES DES BASSES TEMPERATURES .</b>	<b>91</b>
<b>II.2.3.1. EFFET KINK .....</b>	<b>92</b>
<b>II.2.3.2. DECALAGE DE LA TENSION DE PINCEMENT</b>	<b>92</b>
<b>II.2.3.3. EXISTENCE DE L'EQUILIBRE THERMODYNAMIQUE .....</b>	<b>92</b>
<b>II.2.3.4. DEPENDANCE DES TAUX D'ALLIAGE X DANS L'AlGaAs .....</b>	<b>93</b>
<b>II.2.4. EVOLUTION DES GAINS EN FONCTION DE LA TEMPERATURE .....</b>	<b>95</b>
<b>II.2.4.1. RAPPEL DE QUELQUES DEFINITIONS .....</b>	<b>95</b>
<b>II.2.4.2. RESULTATS TYPIQUES .....</b>	<b>97</b>

<b>III. COMPORTEMENT EN BRUIT DES TRANSISTORS REFROIDIS .....</b>	<b>98</b>
<b>III.1. <u>PRINCIPE GENERAL DE LA MESURE DU FACTEUR DE BRUIT AUX DEUX TEMPERATURES 300 K et 77 K</u> .....</b>	<b>98</b>
<b>III.2. <u>METHODE GENERALE D'EXTRACTION DES FACTEURS DE BRUIT ET DU GAIN ASSOCIE</u> .....</b>	<b>99</b>
<b>III.3. <u>CALCUL DES GAINS DE PUISSANCE DISPONIBLE DES QUADRIPOLES UTILISES</u> .....</b>	<b>102</b>
<b>III.4. <u>PROBLEME DE LA NON UNIFORMITE DE LA TEMPERATURE DANS LE SYSTEME DE MESURE</u> .....</b>	<b>105</b>
<b>III.5. <u>EXPERIENCE PREALABLE</u> .....</b>	<b>111</b>
<b>III.6. <u>METHODE D'EXPLOITATION REELLE</u> .....</b>	<b>113</b>
<b>III.7. <u>PRECISION DES MESURES</u> .....</b>	<b>115</b>
<b>III.7.1. ERREUR SUR LA VALEUR DE L'E.N.R.     DE LA SOURCE DE BRUIT</b> .....	<b>115</b>
<b>III.7.2. DESADAPTATION DE LA SOURCE     ET DE LA CHARGE</b> .....	<b>116</b>
<b>III.7.3. PERTES DES QUADRIPOLES     D'ADAPTATION</b> .....	<b>117</b>
<b>III.7.4. AUTRES CAUSES D'ERREURS</b> .....	<b>118</b>
<b>III.8. <u>INFLUENCE DES CORRECTIONS</u> .....</b>	<b>118</b>
<b>III.9. <u>RESULTATS ESSENTIELS DE L'ETUDE EN BASSE TEMPERATURE</u> .....</b>	<b>120</b>
<b>III.9.1. EVOLUTIONS DES FACTEURS DE BRUIT     DES COMPOSANTS COMMERCIAUX</b> .....	<b>120</b>
<b>III.9.1.1. AMELIORATIONS DU FACTEUR         DE BRUIT MINIMUM</b> .....	<b>120</b>
<b>III.9.1.2. INFLUENCE DU COURANT <math>I_{ds}</math>         DE POLARISATION</b> .....	<b>121</b>
<b>III.9.1.3. TENTATIVE D'INTERPRETATION</b> .....	<b>122</b>
<b>III.9.2. EVOLUTIONS EN FONCTION DE LA FREQUENCE ..</b>	<b>123</b>
<b>III.9.3. COMPARAISON AVEC LES FORMULATIONS     ANALYTIQUES A 300 K ET 77 K</b> .....	<b>123</b>
<b>III.9.4. RELATIONS AVEC LE TAUX D'ALLIAGE</b> .....	<b>124</b>
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>125</b>
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>126</b>

# Introduction

Le développement d'un grand nombre d'applications nouvelles des microondes, en particulier dans le domaine spatial, nécessite de disposer de composants amplificateurs de plus en plus performants en ce qui concerne les caractéristiques de bruit. C'est dans le contexte de l'étude de composants à très **faible bruit** que se situe notre travail, dont la plus grande partie a bénéficié du soutien du CNES. Dans ce cadre, il s'agissait d'une part, de rechercher les possibilités des divers types de composants actifs, transistor bipolaire ou à effet de champ, dans la gamme des 800 MHz à 1 GHz en vue de la réalisation d'un récepteur ultrasensible pour un système doppler optique, destiné à la mesure du vent dans les zones tropicales (projet BEST). Les informations disponibles au point de départ de l'étude étaient extrêmement parcellaires, surtout en ce qui concerne les transistors à effet de champ et comme nous le verrons par la suite, certaines indications de la littérature se sont révélées infondées.

D'autre part, nous nous sommes intéressés à l'amélioration potentielle des performances (surtout de bruit) des transistors à effet de champ en fonctionnement basse température en particulier à 77°K. Là encore, si des informations assez précises existaient concernant l'amélioration des caractéristiques électriques (transconductance, fréquences de coupures [1] [2]), les évolutions des performances de bruit étaient relativement mal connues. Certes, compte tenu de l'amélioration importante de la dynamique électronique dans les transistors à effet de champ à gaz bidimensionnel d'électrons, on pouvait espérer des évolutions spectaculaires de leurs facteurs de bruit, mais leur ampleur devait être évaluée.

Ces incertitudes s'expliquent par le fait que, dans les deux cas précités, les facteurs de bruit sont extrêmement faibles et donc très difficiles à mesurer. Nous avons donc dû réaliser une approche expérimentale très complète et développer une véritable métrologie des faibles facteurs de bruit pour atteindre cet objectif. C'est ce que nous nous proposons de décrire dans ce mémoire.

Le premier chapitre de ce travail est consacré à la présentation des composants. Nous passerons en revue les propriétés des différents types de transistors à effet de champ et du transistor bipolaire. L'objectif est de dresser un panorama de leurs avantages et inconvénients respectifs. Nous ferons ensuite le point sur l'origine physique du bruit et sur les différentes sources de bruit existant dans les composants semiconducteurs. La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée, au principe de la mesure large bande 10 MHz-26,5 GHz du facteur de bruit d'un quadripôle. Après une analyse détaillée des caractéristiques du banc de mesure utilisé, nous exposerons les problèmes rencontrés et les solutions que nous y avons apportées pour une exploitation précise ; d'autre part, nous décrirons la méthode utilisée pour une meilleure extraction du facteur de bruit quand le quadripôle est inséré dans une chaîne de mesure à pertes.

Le second chapitre est consacré à l'étude comparative dans la bande des 800 MHz des divers composants actifs disponibles présentant le plus faible facteur de bruit possible. Le but poursuivi était de choisir le composant le plus approprié pour une application spatiale et d'en définir les conditions optimales d'utilisation : courants de polarisation, impédances optimales d'adaptation à l'entrée. Dans ce cadre, nous évoquerons les problèmes posés par la mesure de faibles facteurs de bruit dans cette bande de fréquence et en particulier ceux résultant de la conception de systèmes d'adaptation à très faibles pertes. Les principaux résultats de l'étude et les éléments les plus originaux seront ensuite développés.

Le troisième chapitre de ce travail sera consacré aux mesures des caractéristiques microondes et de bruit des composants, en basse température et surtout à 77°K ; il se décompose en trois grandes parties dont la dernière constitue le coeur de l'étude puisqu'elle sera réservée aux mesures de bruit et à la méthodologie d'exploitation adaptée aux basses températures.

La première partie de ce chapitre sera consacrée à l'utilisation des composants à effet de champ en basse température et aux phénomènes parasites particuliers qui peuvent apparaître. Nous indiquerons notamment, comment les recherches récentes ont permis de progresser dans la connaissance de ces effets très complexes et de trouver les solutions technologiques permettant de les éviter.

La deuxième partie est réservée aux techniques expérimentales mises en oeuvre pour réaliser des mesures en régime statique et en hyperfréquences (jusqu'à 26,5 GHz) de transistors à effet de champ fonctionnant en basse température (77°K). Nous montrerons ainsi que nous avons mis en oeuvre des méthodes reproductibles de calibration permettant des mesures précises de paramètres, ainsi que l'extraction des éléments du schéma équivalent (petit signal) des composants en basse température.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée aux mesures de bruit de composants à 77°K dans la bande 2-25 GHz. A cet effet, nous avons adapté la technique classique de mesure du facteur de bruit et du gain associé d'un transistor aux contingences liées aux mesures à très basses températures. Après un rappel détaillé du principe général d'extraction du facteur de bruit propre du composant à basse température et les problèmes posés par celle-ci, en particulier ceux liés à l'existence d'un gradient de température dans la chaîne de mesure, nous décrirons la méthodologie que nous avons adoptée et qui était essentiellement basée sur une expérience préalable dans des conditions voisines. Nous comparerons ensuite les résultats des mesures effectuées sur les différents composants avec ceux donnés par les formulations analytiques du facteur de bruit d'un HEMT en fonction de la température, de la fréquence et des paramètres du schéma équivalent petit signal. Ceci nous permettra de mettre en évidence les informations nouvelles apportées par notre étude dans ce domaine ainsi que les problèmes qu'elles posent.

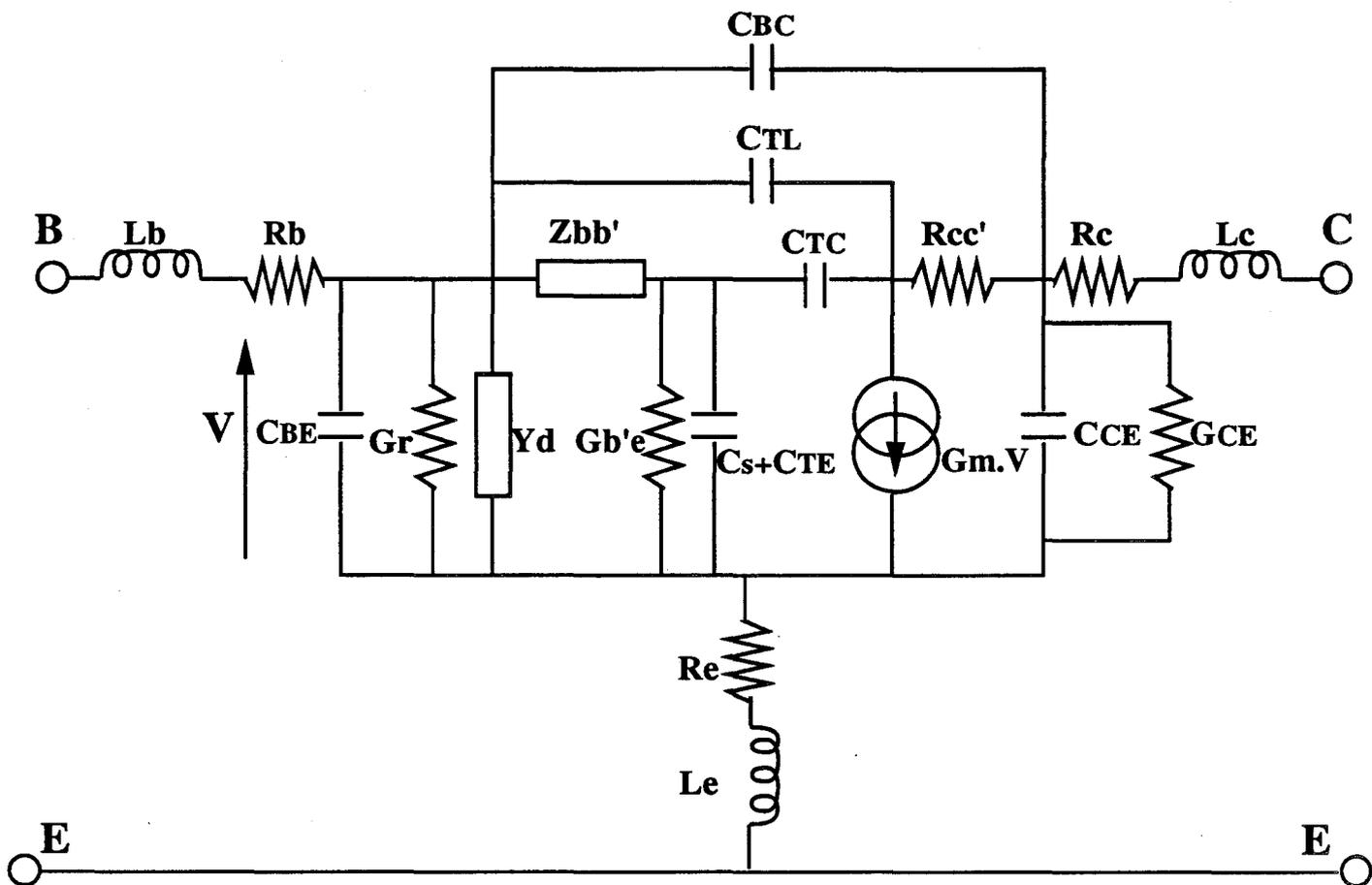
# **CHAPITRE I**

## **RAPPELS**

### **NOTIONS DE BASE**

# **CHAPITRE I**

## **RAPPELS NOTIONS DE BASE**



$Z_{bb'}$	: impédance de base
$G_{b'e}$	: conductance de la diode émetteur-base
$G_r$	: conductance liée aux mécanismes de recombinaison en surface
$G_m$	: transconductance
$Y_d$	: admittance de la diode latérale émetteur-base
$R_{cc'}$	: résistance du collecteur épitaxié
$R_e, R_c, R_b$	: résistances d'accès
$L_e, L_c, L_b$	: inductances des connexions
$C_s$	: capacité de diffusion émetteur-base
$C_{TE}$	: capacité de transition émetteur-base
$C_{TC}$	: capacité de transition collecteur base active
$C_{TL}$	: capacité de transition collecteur base latérale
$C_{BE}, C_{CE}, C_{CBE}$	: capacités parasites

Figure 1 : Schéma équivalent d'un transistor BIPOLAIRE

# I. COMPOSANTS MICROONDES ET BRUIT

## I.1. PRINCIPE ET TECHNOLOGIE

### I.1.1. TRANSISTORS BIPOLAIRES

Depuis l'apparition du transistor bipolaire et des premières études théoriques effectuées par Schockley dès 1949, ce composant n'a cessé de progresser, bénéficiant de l'évolution des techniques de réalisation et des travaux théoriques menés dans de nombreux laboratoires. Ces études ont permis la réalisation de composants de plus en plus performants, notamment en terme de fréquences maximum d'utilisation. C'est ainsi que se sont développées les filières de transistors bipolaires microondes. Malgré la forte concurrence des transistors à effet de champ, il apparaît aujourd'hui, que le transistor bipolaire reste un composant très compétitif en particulier pour les applications en amplification de puissance jusque quelques GHz. Le principe de fonctionnement du transistor bipolaire est bien connu, car celui-ci a fait l'objet de plusieurs travaux et publications, et nous ne pensons pas nécessaire de le rappeler ici.

Nous représentons sur la figure 1 [3] le schéma général en petit signal d'un transistor bipolaire pour le fonctionnement en émetteur commun.

Ce modèle peut tenir compte au travers des éléments qui le composent de l'ensemble des mécanismes qui conditionnent le fonctionnement d'un transistor bipolaire à homojonctions ou hétérojonctions. Les expressions des différents éléments peuvent changer suivant les mécanismes prépondérants ou

leur nature, mais les critères de performances restent les mêmes. Dans le domaine des hyperfréquences, les deux principaux critères à prendre en compte sont le gain en puissance et la fréquence de transition. Dans le cas général, une expression analytique de ces deux grandeurs est difficile à obtenir. Toutefois, moyennant quelques simplifications, on peut écrire le gain dynamique en courant d'un transistor bipolaire dans le montage émetteur commun en haute fréquence, pour le régime normal de fonctionnement sous la forme :

$$h_{21e} \sim \frac{\omega_T}{j\omega} \quad (1)$$

où  $\omega_T$  représente la pulsation de transition, c'est-à-dire la valeur particulière de pulsation  $\omega$  pour laquelle le module du gain en courant est égal à l'unité.

En supposant que l'impédance parasite de base reste purement réelle, ce qui est vrai en particulier si les mécanismes bidimensionnels de défocalisation n'interviennent pas, le gain en puissance peut être donné par :

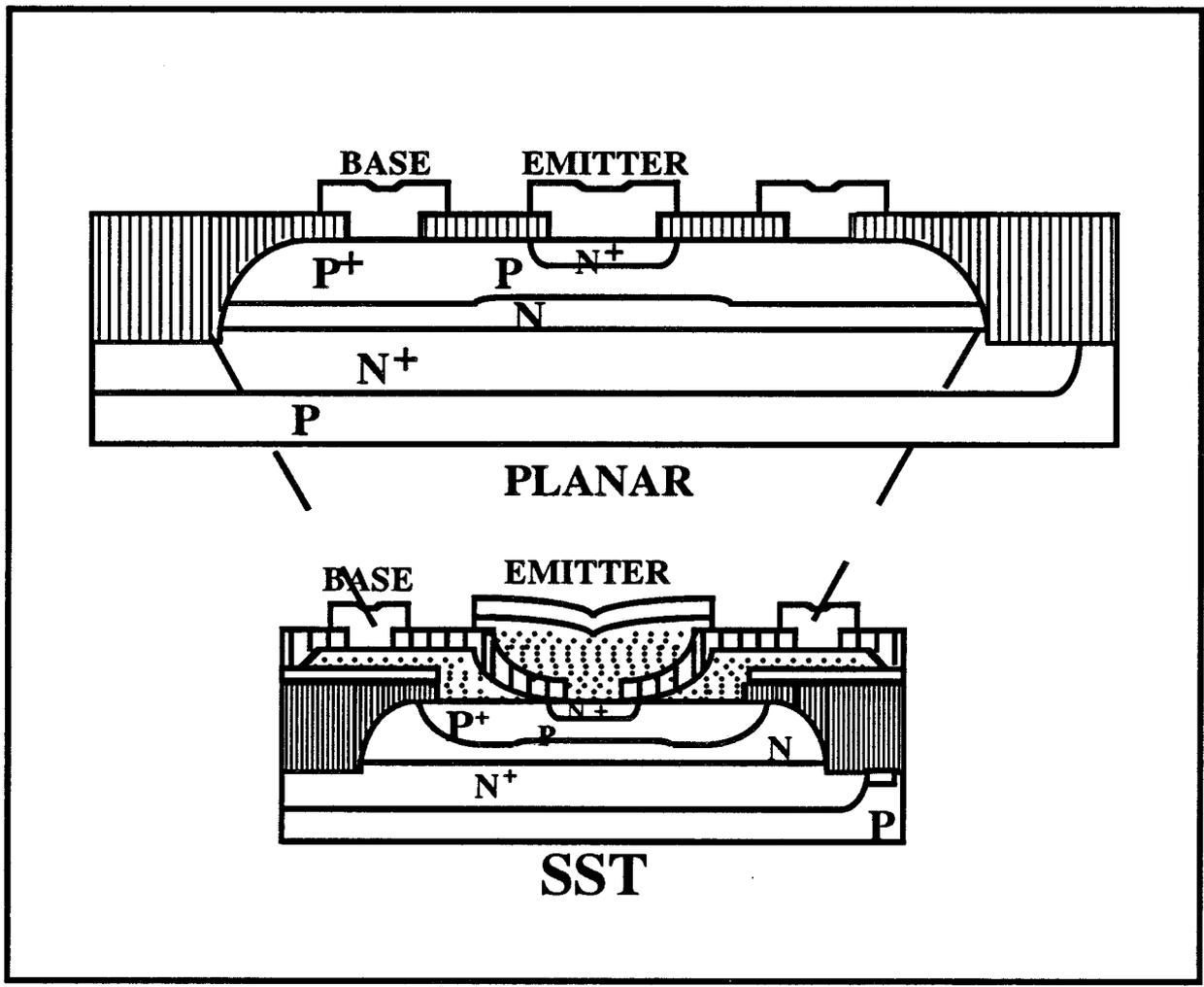
$$|G| \# \frac{\omega_T}{4 r_{bb'} C_{TC} \omega^2} \quad (2)$$

Un paramètre souvent utilisé pour situer la limite fréquentielle d'un transistor, est la fréquence maximale d'oscillation, dont l'expression se déduit immédiatement de la relation précédente en écrivant que pour  $f = f_{\max}$  le gain en puissance est égal à l'unité. On trouve ainsi

$$\omega_{\max} = \sqrt{\frac{\omega_T}{4 r_{bb'} C_{TC}}} \quad (3)$$

L'équation (2) révèle que pour une utilisation en amplification hyperfréquence du transistor bipolaire, il est impératif d'avoir, non seulement un gain en courant important, mais aussi des résistances d'accès au composant intrinsèque, (surtout la résistance d'accès de base  $r_{bb'}$ ), et des capacités de transitions (en particulier la capacité du collecteur base  $C_{TC}$ ) les plus faibles possibles et une fréquence de transition la plus grande possible.

Aussi, d'un point de vue technologique, pour la conception des transistors bipolaires utilisés en microondes, l'ensemble des critères précités



**Figure 2 : Evolution de la technologie PLANAR classique vers des structures hyperfréquences S.S.T (Super self aligned Technology) pour le transistor BIPOLAIRE Si**

amène une évolution d'une structure planar conventionnelle vers une structure de type auto aligné [4], comme le montre la figure 2 qui indique la diminution correspondante des dimensions (zones actives et éléments parasites).

Nous verrons aussi par la suite que fort heureusement tous les critères d'optimisation du gain en puissance hyperfréquences du composant bipolaire sont exactement les mêmes que ceux qui conduisent à la réduction de son facteur de bruit.

Le tableau 1, ci-après, résume la dépendance technologique des principaux paramètres significatifs d'un transistor bipolaire silicium.

		Mobilité ( $\mu_n$ )	Dimension (WB)	Dopage		
				N <sub>DE</sub>	N <sub>AB</sub>	N <sub>DC</sub>
$\omega_T$	↗	↗	↘		↘	↘
$h_{21}$	↗	-	↘	↗	↘	-
$r_{bb'}$	↘	↗	↗		↗	-

Tableau 1 : Evolution des paramètres technologiques d'un bipolaire Si.

L'analyse du tableau 1 précédent montre clairement que dans un double objectif, augmenter d'une part le gain  $h_{21}$ , d'autre part diminuer la résistance de base  $r_{bb'}$  pour améliorer les performances et utiliser le transistor bipolaire Si en microondes, la valeur de la concentration de la base  $N_{AB}$  résulte d'un compromis entre deux exigences contradictoires :

- pour  $\omega_T$  et  $h_{21}$  → base étroite et faible dopage,
- pour  $r_{bb'}$  → base épaisse et fort dopage ;

ce qui constitue l'une des principales limitations technologiques du transistor bipolaire silicium. Ainsi, l'utilisation des dispositifs à hétérojonctions, dont la hauteur de barrière n'est pas la même pour les électrons et les trous à la jonction émetteur-base, offre la possibilité de doper plus largement l'émetteur et de

surdoper la base ( $10^{19}$  à  $10^{20}$ ) et permet d'obtenir des performances supérieures (gain élevé) à celles des dispositifs au silicium.

A titre d'exemple, en ce qui concerne les transistors silicium, les meilleurs résultats obtenus font état d'une fréquence de transition de 30 GHz et un gain  $h_{21}$  de 100 [5]. Ceux-ci ont été obtenus à partir d'un dispositif présentant des dimensions submicroniques  $0,2 \times 2,8 \mu\text{m}^2$  pour la surface d'émetteur en technologie autoalignée.

Ces valeurs semblent toutefois insuffisantes, si l'on veut concurrencer les autres filières de transistors. Ainsi, par l'utilisation, d'une part, de matériaux à forte mobilité électronique et d'autre part d'hétérostructures (GaAlAs/GaAs, GaInP/GaAs, Si/SiGe... etc), on peut dépasser largement les performances jusqu'alors obtenues avec le silicium.

A notre connaissance, les meilleurs résultats concernant les transistors bipolaires à hétérojonction GaAlAs/GaAs ont été obtenus par Rockwell avec  $f_T = 75$  GHz et  $f_{\text{max}} = 175$  GHz [6], ils concernent un transistor autoaligné  $1,2 \mu\text{m} \times 9 \mu\text{m}$  de surface d'émetteur.

Par ailleurs, des résultats de simulation indiquent des fréquences de transitions potentielles  $F_T$  de l'ordre de 70 GHz avec des hétérotransistors GaAlAs/GaAs et de l'ordre de 50 GHz pour les transistors à silicium [7].

## **I.1.2. TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP**

### **I.1.2.1. TRANSISTOR MESFET**

Les filières de transistors à effet de champ microondes ont connu une rapide évolution au cours des deux dernières décennies. Dès 1976, les premiers transistors à effet de champ à contact Schottky, MESFET GaAs, apparaissent sur le marché et permettent l'amplification en bande X. Le MESFET GaAs couvre aujourd'hui une large gamme d'applications, jusqu'aux ondes millimétriques. Son principe de fonctionnement est bien connu et a fait l'objet de nombreux travaux. Nous rappelons, ici, uniquement les résultats nécessaires à la compréhension de nos propres travaux.

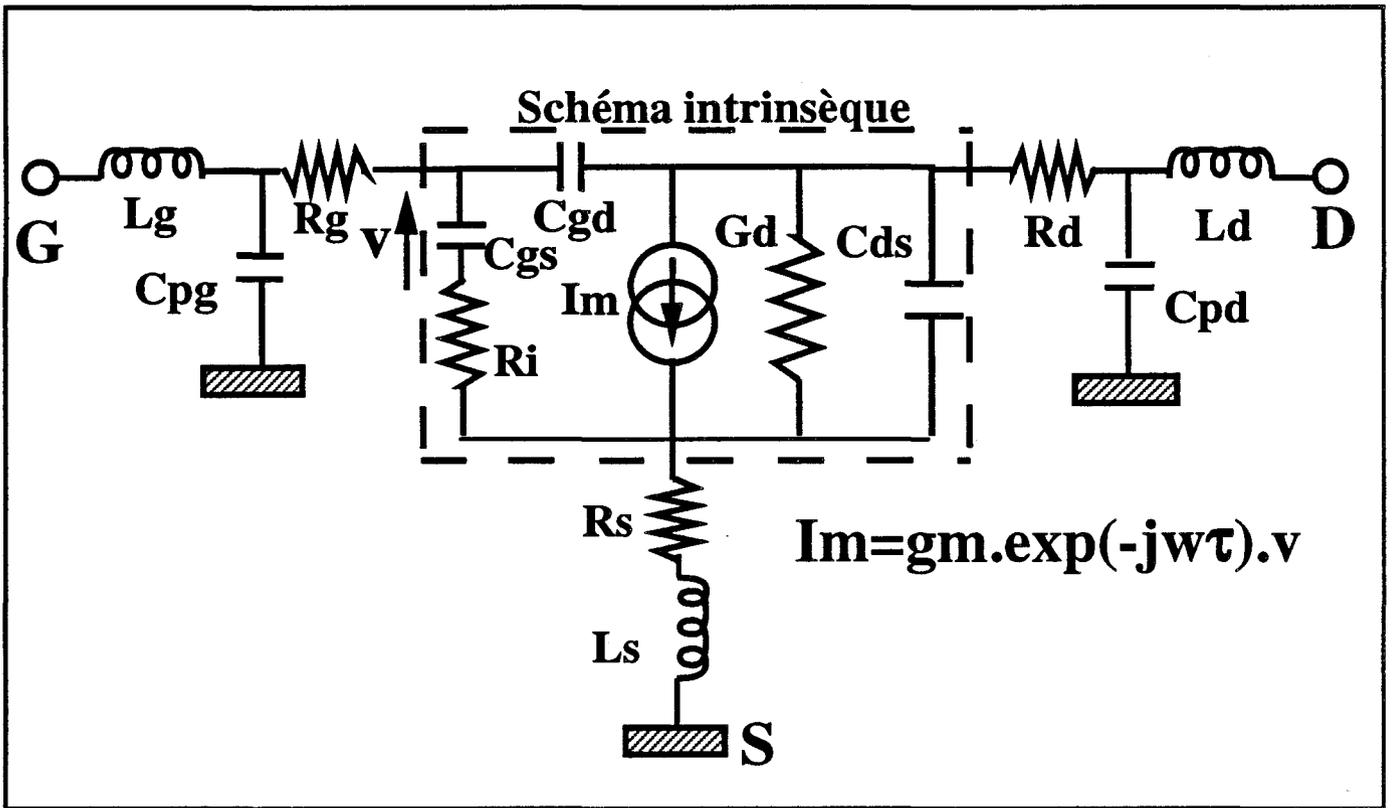


Figure 3 : Schéma équivalent d'un MESFET

Le schéma électrique équivalent d'un tel composant est représenté sur la figure 3 [8], il permet d'expliquer le fonctionnement électrique à très large bande de fréquence et assure une bonne correspondance avec les paramètres physiques. Il se compose d'une partie intrinsèque et d'une partie extrinsèque. Dans la partie intrinsèque, les éléments liés à l'effet transistor sont la transconductance  $G_m$  et la capacité d'entrée  $C_{gs}$ , la conductance de drain  $G_d$  et la capacité de réaction  $C_{gd}$ . La résistance  $R_i$ , de la partie intrinsèque du composant résulte du caractère distribué de la commande de grille ; elle est égale en première approximation au tiers de la résistance du canal conducteur. Par contre, dans la partie extrinsèque, les résistances de source  $R_s$  et de drain  $R_d$  tiennent compte non seulement de la résistance de contact, mais aussi de la résistance de la couche épitaxiée (couche active) et des autres éléments dans les structures plus complexes. Cependant, la dégradation de la résistance de la source et/ou du drain est très sensible à celle de la couche active, quand celle-ci est soumise à toutes sortes de contraintes physiques ou technologiques.

La résistance parasite de grille est surtout dépendante des caractéristiques de la métallisation de celle-ci et du nombre ( $n$ ) de doigts de grilles parallèles : pour une grille rectangulaire de hauteur  $h$ ,  $R_g$  peut prendre la forme suivante :

$$R_g \sim \frac{Z}{h n^2}$$

Les autres éléments parasites de connection et de plot peuvent avoir un effet spectaculaire à très hautes fréquences. Ils sont habituellement représentés par des inductances parasites de connections  $L_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$  et des capacités plots  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$ .

Les performances microondes des composants MESFET GaAs sont principalement caractérisées par trois grandeurs :

- La fréquence de coupure intrinsèque du gain en courant ou fréquence caractéristique

$$f_c = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad (4)$$

- La fréquence de coupure extrinsèque du gain en courant, qui est la fréquence pour laquelle  $|h_{21}|$  est égale à l'unité

$$f_T \# \frac{g_m}{2\pi (C_{gs} + C_{pg} + C_{gd})} \quad (5)$$

Cette quantité est donnée le plus souvent dans la littérature car elle se déduit directement des mesures des paramètres de dispersion S.

- La fréquence de coupure du gain maximum disponible (M.A.G.)

$$f_M \# \frac{f_c}{\left[ 4g_d \left( R_s + R_i + R_g + \frac{\omega_c L_g}{2} \right) + 2\omega_c C_{gd} \left( R_i + R_s + 2R_g + \omega_c L_g \right) \right]^{1/2}} \quad (6)$$

Cette expression caractérise directement les performances du gain maximum possible (MAG) du composant, sachant que celui-ci évolue en  $(f_M/f)^2$ .

Elle montre que l'augmentation du gain du composant MESFET est liée à l'amélioration de trois types de caractéristiques :

- les fréquences de coupures  $f_c$  ou  $f_T$  qui doivent être les plus grandes possibles
- les résistances d'accès  $R_s$  et  $R_g$  qui doivent être les plus petites possibles
- la conductance de sortie  $g_d$  qui doit être la plus petite possible.

Nous verrons par la suite que ces mêmes caractéristiques excepté la conductance de sortie  $g_d$ , caractérisent le facteur de bruit du composant.

Ainsi, l'évolution technologique d'un tel composant passe par l'amélioration de ces trois grandeurs. Nous avons résumé dans le tableau 2 les principales formulations approchées reliant ces caractéristiques aux principaux paramètres technologiques qui conditionnent son fonctionnement pour les applications en amplification.

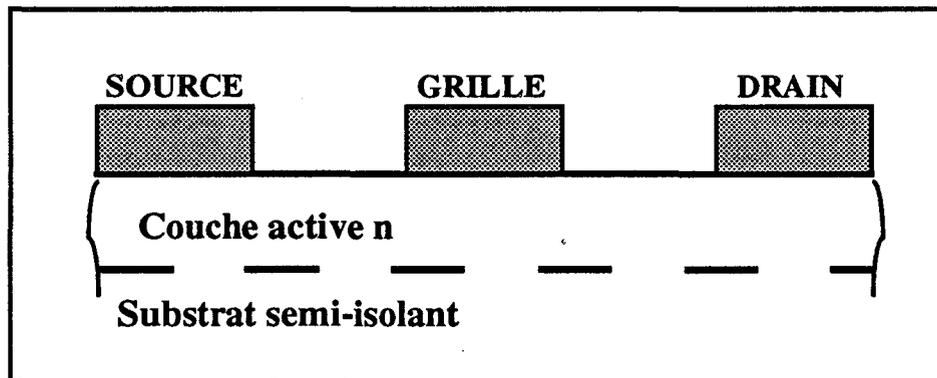
$f_c \sim$	$\frac{\langle v \rangle}{L_g + 2A}$	$\langle v \rangle$ : vitesse moyenne $L_g$ : longueur de grille $A$ : épaisseur de la couche active
Raccès ~ planar	$\frac{1}{\mu_n N_d A}$	$\mu_n$ : mobilité électronique $N_D$ : dopage de la couche active
$g_d \sim$	$\frac{A \sqrt{N_d}}{L_g + A}$	

**Tableau 2** : Formulations approchées des paramètres caractéristiques d'une structure MESFET [9].

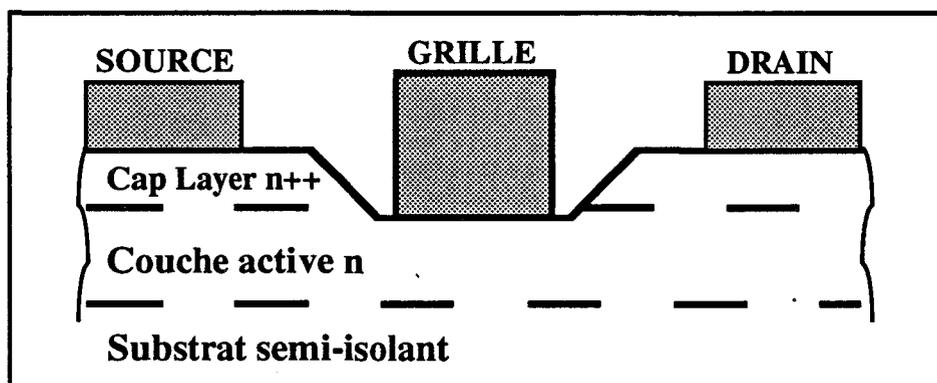
Pour améliorer les performances fréquentielles des MESFET, la réduction de la longueur de grille constitue l'élément fondamental. Plusieurs études [10, 11] ont montré que l'amélioration de  $f_c$  était liée à une diminution de  $L_g$  à condition que le rapport  $L_g/A$  reste supérieur à 5 ou 7 ; dans le cas contraire, la conductance de sortie  $g_d$  augmente rapidement. La fréquence de coupure n'augmente plus et par conséquent la fréquence  $f_M$  et le MAG se dégradent. Si nous voulons conserver des grandes valeurs du rapport  $L_g/A$ , nous devons utiliser des faibles épaisseurs de la couche active (par exemple, inférieure à 200 Å pour  $L_g = 0,1 \mu\text{m}$ ). Afin d'éviter le comportement normally-off du composant dû à l'épaisseur  $A$  faible, il est indispensable d'augmenter le dopage du canal (supérieur ou proche de  $10^{18} \text{cm}^{-3}$ ) au détriment d'une diminution de la vitesse moyenne des porteurs  $\langle v \rangle$  et d'une augmentation de la capacité de réaction  $C_{gd}$  qui a une dépendance en  $\sqrt{N_d}$  [9] ; ces deux éléments sont néfastes pour la montée en fréquence. Cette dégradation constitue une limitation importante et nous empêche de profiter de la réduction de  $L_g$ . L'utilisation des hétérostructurés, comme nous le verrons par la suite, permet de s'affranchir de ces inconvénients.

Toutefois, la diminution du paramètre  $L_g$  et  $A$  peut aussi causer des dégradations spectaculaires des résistances de source et de grille.

En ce qui concerne la résistance de la grille, ce problème peut être résolu en plaçant plusieurs doigts de grille en parallèles et en utilisant la technologie de type champignon ; signalons que celle-ci permet de réduire la résistance de grille d'un facteur pouvant atteindre 5 pour une longueur de grille de  $0,28 \mu\text{m}$ .



**Figure 4-a : Structure planar d'un MESFET**



**Figure 4-b : Structure MESFET à canal creusé**

Concernant la résistance d'accès  $R_s$ , l'évolution d'une structure planar vers une structure à canal creusé (Recess) comme le montre la figure 4 est indispensable. L'utilisation de telles structures permet de surdoper la couche superficielle, ce qui est très favorable à la réduction des résistances d'accès, en particulier de  $R_s$ , et aussi à l'obtention d'une meilleure commande du canal sous la grille. A titre d'exemple, une fréquence caractéristique  $f_c$  de 120 GHz pour une longueur de grille  $L_g$  de 0,15  $\mu\text{m}$  a pu être obtenue avec de telles structures [12].

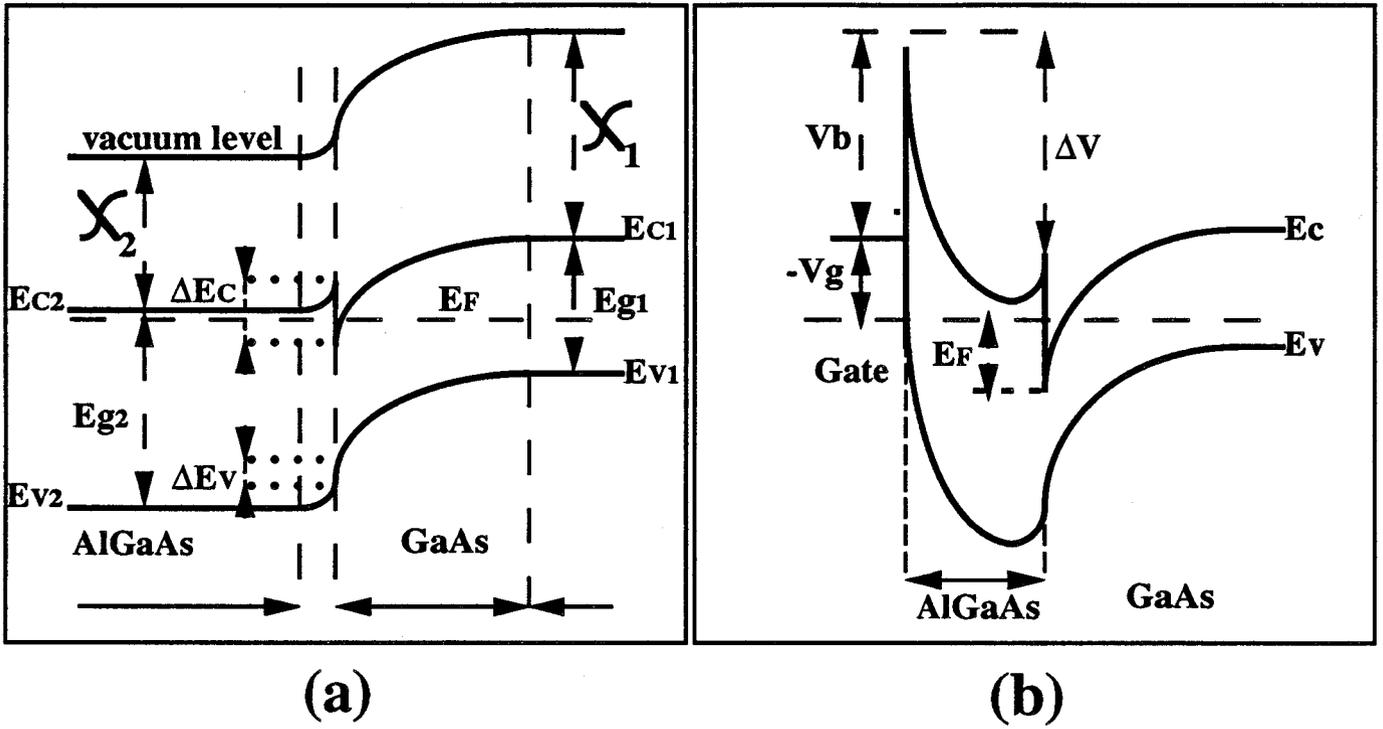
Actuellement, le MESFET est un composant microondes largement utilisé tant qu'élément discret, qu'inséré dans un circuit intégré. Les réalisations commerciales concernent des longueurs de grille allant jusque 0,25  $\mu\text{m}$ . Mais, il s'est trouvé détrôné depuis quelques années par l'avancement des hétérostructures.

### **I.1.2.2. LES TRANSISTORS A HETEROSTRUCTURES**

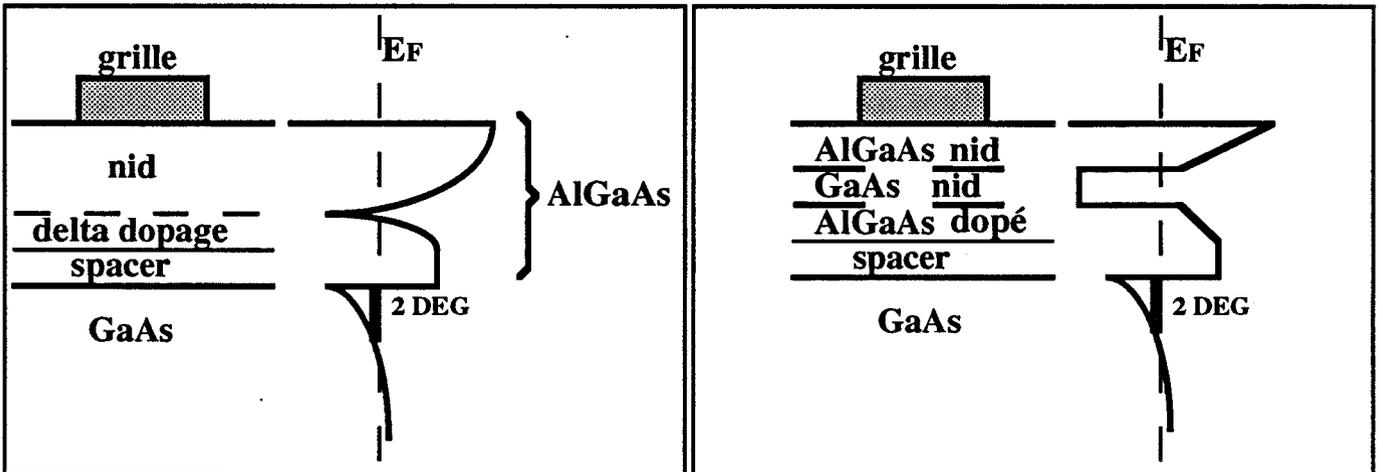
#### **I.1.2.2.1. TRANSISTOR HEMT CONVENTIONNEL**

Le transistor à effet de champ à haute mobilité électronique AlGaAs/GaAs (HEMT), appelé aussi MODFET ou TEGFET permet de surmonter les principales limitations, que nous avons mentionnées auparavant, à propos du MESFET GaAs. La principale difficulté est de réaliser des structures à grilles très courtes (par exemple  $L_g \leq 0,15 \mu\text{m}$ ), avec des propriétés de transports électroniques favorables.

Les tentatives de réalisation de MESFET sur des matériaux à plus forte mobilité que celle de l'AsGa n'ont pas permis de constater des améliorations attendues. L'idée est donc apparue, de séparer les porteurs mobiles des impuretés ionisées afin de bénéficier d'une mobilité maximale ; ceci est possible en utilisant des hétérostructures GaAlAs/GaAs où le canal de porteurs libres est situé dans un matériau non dopé à haute mobilité (ici GaAs). Les premiers composants HEMT ont été proposés et réalisés en 1980 par Minura [13] et Delagebeaudeuf [14]. Avec de telles structures, des mobilités très fortes et des meilleures propriétés de transport ont été obtenues ; par exemple des valeurs de la mobilité de 8 000  $\text{cm}^2/\text{v.s}$ , 200 000  $\text{cm}^2/\text{v.s}$  et 2 000 000  $\text{cm}^2/\text{v.s}$  ont été mesurées respectivement à 300 K, 77 K et 2 K [15].



**Figure 5 : Diagramme de bandes d'énergie pour :**  
 (a) une hétérojonction AlGaAs/GaAs à l'équilibre  
 (b) un HEMT AlGaAs/GaAs



**Figure 6 : Exemples de structures utilisant un dopage plan.**

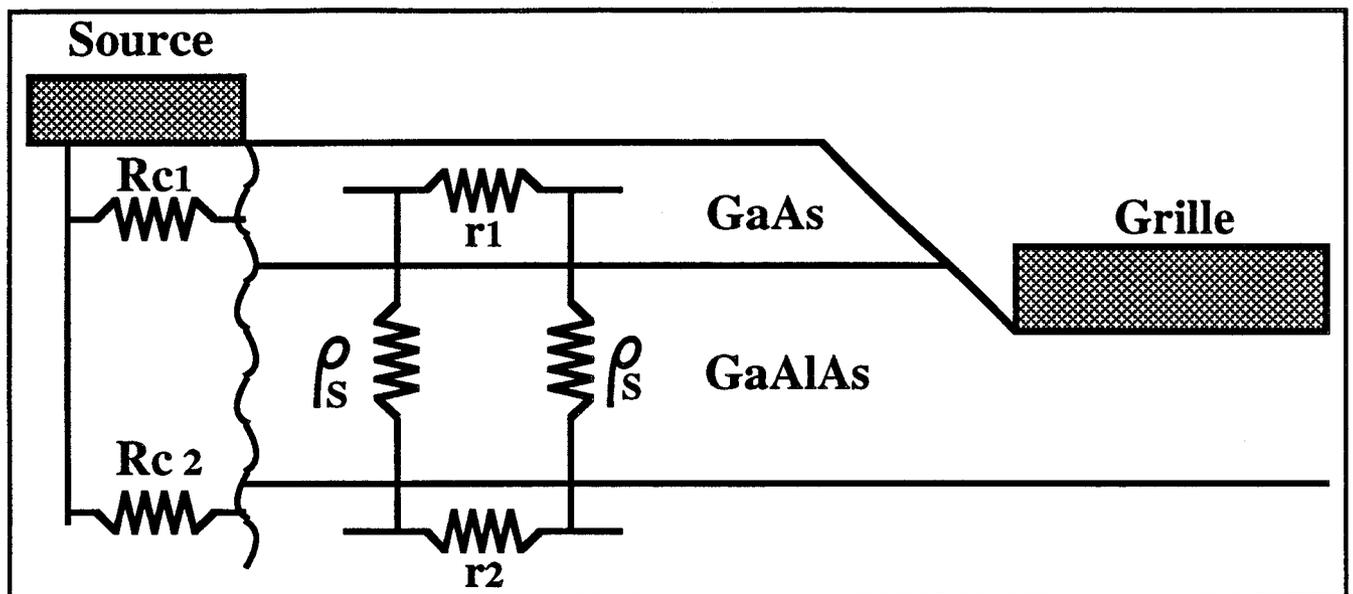
La figure 5 montre les diagrammes de bande d'une hétérostructure AlGaAs/GaAs à l'équilibre (a) et dans un HEMT AlGaAs/GaAs (b) où un contact Schottky est réalisé sur l'AlGaAs. Le premier diagramme (a) montre (Théorie d'Anderson), la formation à l'équilibre d'un puits de potentiel à l'hétérointerface, avec une hauteur  $\Delta E_c = \chi_1 - \chi_2$  (typiquement 0,2 eV), favorable à un confinement de porteurs libres dans le matériau non dopé. Dans la pratique, afin d'améliorer la séparation spatiale entre les électrons et leurs impuretés, une couche mince d'AlGaAs non dopée (spacer) d'épaisseur 20 à 40 Å est introduite entre la couche AlGaAs dopée type  $n^+$  et celle du GaAs non dopée. Elle permet d'améliorer la mobilité des porteurs d'environ 20 % à la température ambiante.

Par ailleurs, dans le but de réaliser des composants HEMTs performants pour les applications microondes, il est intéressant d'améliorer à la fois la fréquence de coupure du gain, le courant dans la structure et les éléments d'accès. Pour cela, il faut non seulement des longueurs de grilles réduites, mais aussi les meilleures densités de porteurs libres dans le puits de potentiel. Afin d'atteindre des fortes densités dans le gaz d'électrons 2D et de surmonter les principales limitations des HEMT conventionnels AlGaAs/GaAs, il a été proposé d'utiliser un dopage planar au lieu d'un dopage uniforme dans la couche d'AlGaAs (figure 6). Cette technique permet un meilleur confinement des électrons dans le puits et l'obtention de concentrations de porteurs libres supérieures et proches de  $1,5 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$  et de bénéficier d'un courant de drain  $I_{ds}$  plus important. De même, les valeurs de la transconductance  $g_m$  peuvent être améliorées.

Cette structure permet aussi d'améliorer le rapport  $L_g/A$ , par conséquent de diminuer l'influence des effets bidimensionnels (canal court), et l'amélioration de la conductance de sortie due à l'injection des porteurs mobiles dans la couche tampon GaAs.

Quelle que soit la technologie (dopage uniforme ou plan), le schéma électrique équivalent d'un tel composant est semblable à celui du MESFET (figure 3). Il inclut dans sa partie accès au composant intrinsèque trois résistances parasites  $R_s$ ,  $R_d$  et  $R_g$  qui doivent être les plus faibles possibles.

Or, l'influence combinée des effets de potentiel de surface et de pièges profonds entraîne une réduction de la concentration d'électrons libres dans la partie de la couche d'AlGaAs et du puits quantique lui-même situé à l'extérieur de



$r_1$  et  $r_2$  : résistances carrées de la couche surdopée superficielle et du gaz 2D  
 $R_{c1}$  et  $R_{c2}$  : résistances de contact de la couche superficielle et du gaz 2D  
 $\rho_s$  : résistivité transverse dans la structure à hétérojonction

Figure 7 : Représentation schématique de la zone d'accès entre source et grille du HEMT et localisation des principaux paramètres technologiques [16].

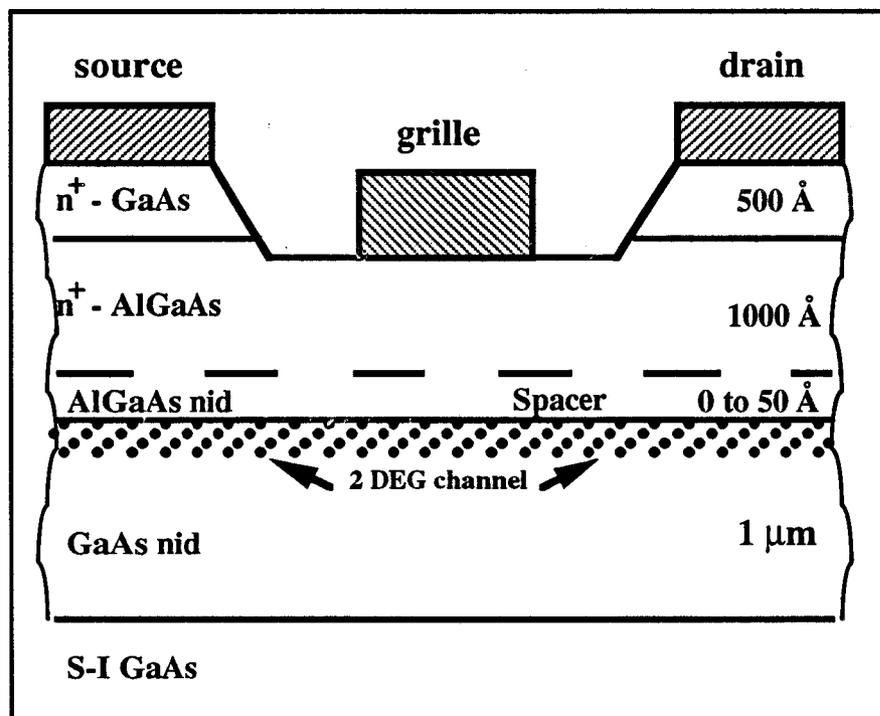


Figure 8 : HEMT typique AlGaAs/GaAs

la grille dans les zones d'accès : avec une technologie purement planar la résistance de source serait très élevée. Dans le but de réduire celle-ci, la plupart des technologies actuelles utilisent des structures "recessées" avec un cap layer en GaAs surdopé type n+ et des contacts ohmiques diffusés (figure 7). La figure 8 montre la structure typique à canal creusé d'un tel composant.

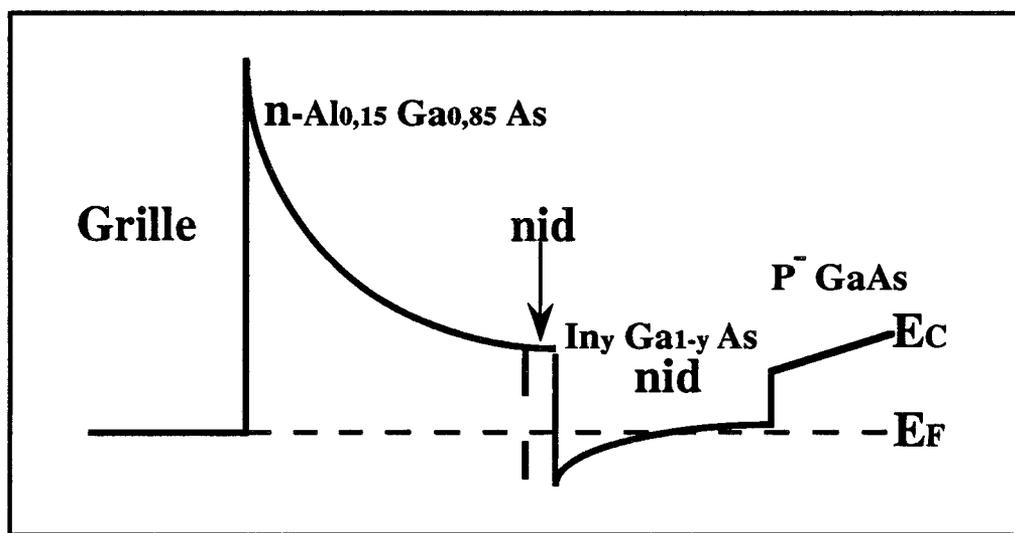
Toutefois, l'utilisation de contacts ohmiques diffusés avec des alliages NiGeAu sont responsables d'une diffusion latérale. Celle-ci peut avoir pour effet de détruire la couche 2D à proximité de la zone de contact au gaz d'électrons. Afin d'y remédier, des contacts ohmiques non alliés utilisant un cap layer InGaAs n+ [17] semblent constituer une solution prometteuse.

Une autre possibilité consiste à un passage vers la technologie autoalignée utilisant l'implantation ionique et la métallisation de la grille comme masque protecteur. Elle permet de s'affranchir de certaines difficultés de reproductibilité en particulier en ce qui concerne les dimensions de la zone recessée au détriment d'une augmentation de la résistance de grille. En effet, dans ce cas, celle-ci est réfractaire et sa réalisation technologique est difficile. Cette solution semble être intéressante surtout en logique rapide.

#### I.1.2.2.2. LES NOUVELLES STRUCTURES HEMT

Nous avons vu que l'introduction d'une hétérojonction dans la couche active d'un T.E.C. permettait d'obtenir un HEMT à haute mobilité électronique nettement plus performant que le MESFET. De plus, la réduction de la longueur de grille jusqu'à 0,1  $\mu\text{m}$  dans ce composant à hétérostructure conventionnel AlGaAs/GaAs a permis l'obtention d'une amélioration significative des performances, principalement la fréquence de coupure de gain en courant qui peut atteindre des valeurs importantes. Par contre, les performances de ces composants sont soumises à trois types de limitation :

- la valeur du courant maximum liée à celle de la concentration des porteurs dans le puits  $n_s$  et donc à la hauteur du puits  $\Delta E_c$  ;
- l'existence d'une injection importante de porteurs dans la couche buffer entraînant une limitation du gain ;
- la dynamique des porteurs dans le GaAs.



**Figure 9 : Diagramme de bande d'un HEMT pseudomorphique AlGaAs / InGaAs**

Les nouvelles filières permettent de dépasser ces limitations. Elles sont basées sur l'utilisation du matériau ternaire InGaAs.

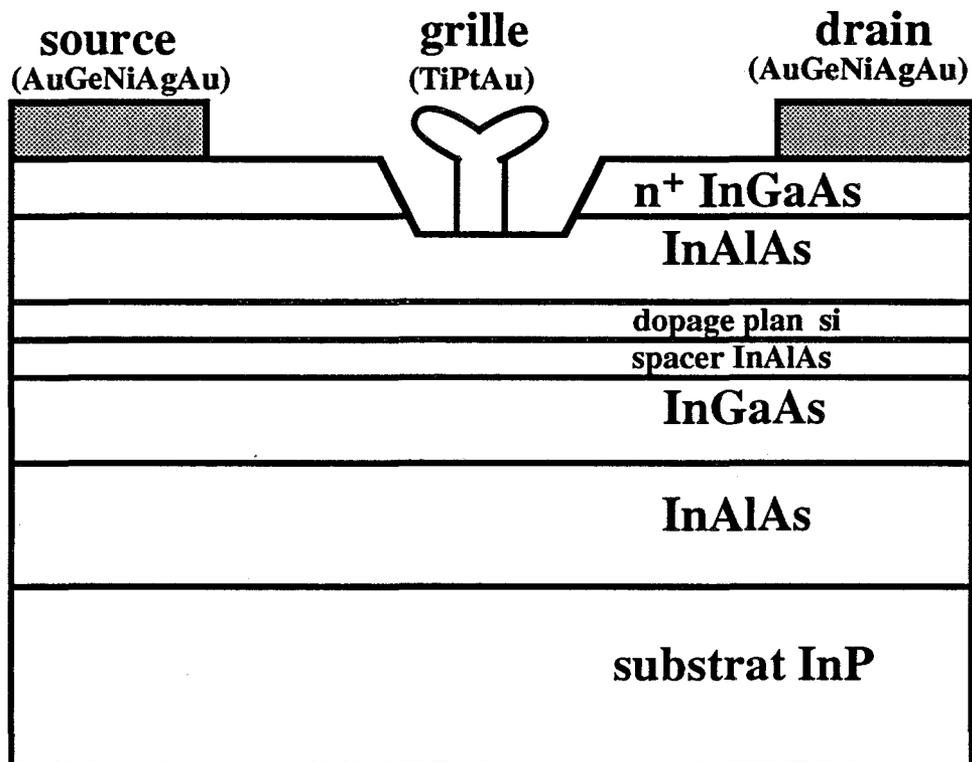
L'intérêt du matériau ternaire  $\text{In}_y\text{Ga}_{1-y}\text{As}$  est très bien connu pour ses propriétés de transport électronique qui deviennent de plus en plus favorables quand la fraction molaire  $y$  d'Indium augmente. Cependant, comme ses paramètres de maille ne sont pas identiques à ceux du substrat GaAs, il se pose un problème de désaccord de maille. Il peut être résolu sous certaines conditions, ce sera le cas des composants dits pseudomorphiques. Par contre, sur les substrats InP il peut être adapté pour des concentrations d'Indium proche de 0,53.

Selon le type de substrat utilisé GaAs ou InP deux filières de composants sont réalisées :

- composants InGaAs/GaAs à couches pseudomorphiques
- HEMT InGaAs sur substrat InP (adapté ou non).

### COMPOSANTS $\text{In}_y\text{Ga}_{1-y}\text{As}$ SUR GaAs A COUCHE PSEUDOMORPHIQUES

Comme les substrats semi-isolant GaAs sont de meilleure qualité que ceux à l'InP et connaissant les propriétés intéressants du GaInAs, plusieurs chercheurs ont proposé de joindre ces deux matériaux malgré leur désaccord de maille important [18]. Si la couche de GaInAs a une épaisseur inférieure à une valeur critique, la désadaptation des réseaux cristallins des deux matériaux GaAs et InGaAs peut être accommodée comme une contrainte élastique. Dans ce cas, l'interface est libre de dislocations et le matériau est considéré comme pseudomorphique. L'épaisseur critique est une fonction décroissante du taux d'Indium : elle est de l'ordre de 100 à 150 Å pour un taux de 25 %. Le diagramme de bande d'énergie d'un tel composant est représenté sur la figure 9. Comme le gap  $E_g$  du matériau ternaire InGaAs est plus petit que celui du GaAs, la discontinuité des bandes de conduction  $\Delta E_c$  peut atteindre 0,3 eV au lieu de 0,2 eV dans le cas du HEMT conventionnel. Ceci a pour effet d'augmenter la concentration des porteurs dans le puits, elle peut atteindre des valeurs supérieures à  $2 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ . De plus, la structure de ce puits comme il est montré sur la figure 9 est favorable à une amélioration du confinement des porteurs. Cependant, la hauteur de la barrière de potentiel entre la couche contrainte InGaAs et la couche tampon GaAs



**Figure 10 : Structure typique d'un HEMT AlInAs/InGaAs sur InP**

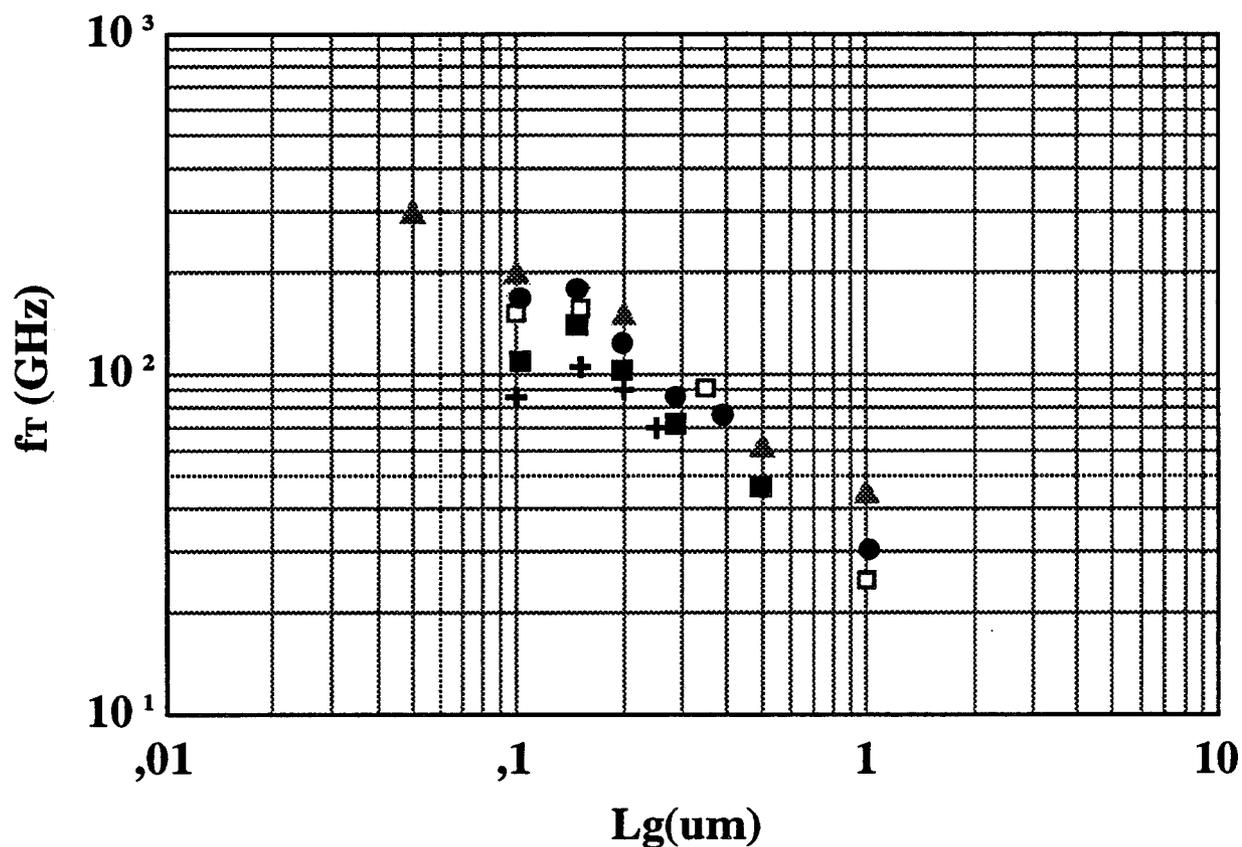
reste trop petite (typiquement 0,15 eV) pour que l'on puisse avoir des diminutions très significatives de la conductance de sortie  $G_d$ . L'amélioration de celle-ci passe comme dans le cas du HEMT conventionnel par l'utilisation d'une couche tampon AlGaAs au lieu du GaAs, qui permet de limiter l'injection des porteurs mobiles dans la couche tampon. Cette structure a aussi pour avantage de permettre l'utilisation d'un taux d'aluminium  $x$  dans la couche AlGaAs plus faible que dans les composants conventionnels (typiquement entre 0,15 et 0,20) ; comme nous le verrons par la suite, ceci permettra d'éviter les effets néfastes causés par les centres DX à basse température.

### MODFET InGaAs SUR SUBSTRAT InP

Afin d'améliorer davantage les performances microondes des HEMT's, l'idée est apparue de réaliser des composants à l'InGaAs sur substrat InP, avec des taux d'Indium supérieurs ou égaux à 0,53 qui donne l'accord de maille sur InP. On pouvait espérer profiter ainsi de la meilleure dynamique des porteurs dans l'InGaAs.

Un autre avantage résulte du fait que plus on augmente la concentration d'Indium, meilleures sont les propriétés de transport électronique de la couche InGaAs. La structure typique de ce composant prometteur [19, 20] est représentée sur la figure 10. En fait, la couche non dopée d'InGaAs dans laquelle il y a formation d'un gaz d'électrons 2D est insérée entre deux couches d' $Al_{0,48}In_{0,52}As$ , l'une non dopée utilisée comme tampon, l'autre dopée type  $n^+$  donnant des électrons au canal. L'InAlAs est utilisé de préférence à l'InP car il est plus facile de réaliser des contacts Schottky sur un tel matériau. La supériorité de ce composant résulte non seulement des propriétés de transport électronique de l'InGaAs mais aussi de la grande valeur de la discontinuité de bande qui atteint 0,52 eV.

Ainsi, la concentration des porteurs dans le canal peut atteindre  $4 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ , qui est trois fois plus grande que dans les HEMT conventionnels. Le confinement dans le puits est meilleur que dans toutes les autres structures ; il peut donc en résulter une amélioration de la conductance de sortie  $g_d$ . De plus, ce confinement contribue à limiter les effets bidimensionnels et une telle structure pourra fonctionner sans dégradations importantes avec des rapports  $L_g/A$  plus



- + GaAs et InGaAs MESFET
- ▲ InAlAs / InGaAs HEMT(contraint)
- InAlAs / InGaAs sur InP HEMT (adapté)
- Pseudomorphique AlGaAs / InGaAs HEMT
- AlGaAs / GaAs HEMT

Figure 11 : Etat de l'art [24] , date : Avril 92

Résultats expérimentaux : Évolution des fréquences de coupures de gain en courant extrinsèques en fonction de la longueur de grille pour différentes sortes d'hétérostructures.

faibles que dans le HEMT conventionnel si la longueur de grille devient inférieure à  $0,1 \mu\text{m}$  [12]. Cependant, plusieurs problèmes technologiques restent à résoudre :

- la disponibilité des substrats InP de bonne qualité
- la croissance épitaxiale sans défaut des couches AlInAs
- la hauteur de la barrière de Schottky reste inférieure à  $0,5 \text{ eV}$ .

Pour obtenir des performances meilleures, il a été proposé par Pavlidis et al [21] d'utiliser des couches InGaAs pseudomorphiques sur substrat InP avec des fractions molaires d'Indium plus fortes ( $0,6$  à  $0,65$ ). Les premiers résultats sur cette nouvelle structure apparaissent très prometteurs et montrent clairement sa supériorité sur toutes les autres hétérostructures, en ce qui concerne les fréquences de coupures.

A titre d'exemple, Mishra [22] a obtenu une fréquence de coupure de gain en courant de  $205 \text{ GHz}$  au lieu de  $170 \text{ GHz}$  pour un composant de longueur de grille  $0,1 \mu\text{m}$  conventionnel. Plus récemment, Hugues [23] a obtenu une fréquence  $f_T$  de  $305 \text{ GHz}$  pour  $L_g \approx 650 \text{ \AA}$  et  $y = 0,8$ .

### **I.1.2.3. ETAT DE L'ART SUR LES PERFORMANCES MAXIMALES DES FETs**

Nous représentons sur la figure 11, l'évolution des meilleures fréquences de transition  $f_T$  extrinsèques en fonction de la longueur de grille de composants pour différentes technologies, MESFET et HEMT conventionnels, pseudomorphique sur substrat GaAs et HEMT sur substrat InP. Contrairement à ce que l'on attendait, la supériorité de la filière HEMT InAlAs/InGaAs sur substrat InP n'est pas aussi évidente. Certes, le meilleur résultat a été obtenu avec de tels composants pour une longueur de grille de  $580 \text{ \AA}$  ( $f_T = 305 \text{ GHz}$ ). Mais, pour les autres longueurs de grilles, les résultats semblent très similaires, quelle que soit la technologie. Il faut signaler que ces résultats concernent les valeurs maximales des fréquences de transition  $f_T$  qui incluent l'influence des éléments parasites. Ils ne correspondent pas forcément aux conditions faible bruit, cependant, il est indispensable pour mieux comparer les différentes technologies d'utiliser des paramètres au minimum de bruit.

## I.2. ORIGINES PHYSIQUES DE BRUIT

### INTRODUCTION

Le bruit dans les composants est dû à des évènements aléatoires locaux, liés aux mécanismes de collisions des porteurs dont la vitesse et la trajectoire varient d'une façon aléatoire autour des valeurs moyennes : ceci engendre des fluctuations du courant et de la tension, autour des valeurs moyennes (point de polarisation).

De façon générale, le bruit inclut toutes les tensions et courants qui se superposent au signal à mesurer et qui viennent le dégrader.

Il ressort de la relation fondamentale exprimant la densité de courant  $J = qnv$ , que le courant dans un matériau, ou un composant, fluctue, si l'une au moins des quantités  $q$ ,  $n$  ou  $v$  fluctue, produisant ainsi respectivement du bruit de grenaille, du bruit de génération-recombinaison, du bruit de diffusion ou bruit thermique à l'équilibre.

Selon les conditions de travail (bande de fréquence, équilibre thermodynamique ou non), nous pouvons rencontrer dans un composant l'une ou l'autre des sources de bruit précitées [25, 26] et parfois à très basse fréquence le bruit en  $1/f$ .

Les mesures de bruit sont importantes, essentiellement pour deux raisons :

- d'un point de vue fondamental, elles donnent des informations sur les mécanismes de transport (interactions avec les phonons, interactions sur les défauts et impuretés, etc...);

- d'un point de vue appliqué, le bruit est une limitation fondamentale de la sensibilité ou de la détectivité d'un composant, de sorte qu'il est important de l'étudier pour savoir s'il peut être diminué ou non.

### **I.2.1. BRUIT EN 1/f**

Le bruit en 1/f est caractérisé par sa répartition spectrale, et pour la plupart des dispositifs électroniques, il prédomine très nettement en basse fréquence par rapport au bruit thermique ou de grenaille.

Il présente en fait un spectre de puissance en  $1/f^\beta$  avec  $\beta$  typiquement compris entre 0,5 et 1,6. Il est surtout important dans les semi-conducteurs et certaines cathodes de tubes, et se manifeste aussi dans certains types de résistances. Il semble surtout lié à la qualité technologique de réalisation des contacts et à la présence de pièges dans les semiconducteurs ou les structures correspondantes.

Il est très important de remarquer que les diverses lois de bruit en 1/f, sont en général représentatives de phénomènes particuliers [27]. Par exemple, une loi en  $1/f^{1.5}$  [28] est en général caractéristique des phénomènes de diffusion d'ions dans les composants.

Toutefois, dans notre étude, nous nous situerons dans des gammes de fréquence largement supérieures au domaine d'influence de ce type de bruit.

### **I.2.2. BRUIT DE GENERATION-RECOMBINAISON**

Le bruit de génération-recombinaison, ou bruit G.R., est dû aux fluctuations de courant provenant des fluctuations du nombre de porteurs libres liés aux mécanismes de génération et recombinaison ou piégeage et dépiégeage des porteurs dans des centres plus ou moins profonds [29].

La densité spectrale du courant de bruit est donnée par :

$$S_i(\omega) \sim \frac{\tau^2}{1 + \omega^2 \tau^2}$$

où  $\tau$  est la durée de vie des porteurs.

Cette expression montre que le spectre est plat en basse fréquence et décroît en  $1/f^2$  au-dessus de  $\omega = 1/\tau$

### **I.2.3. BRUIT DE GRENAILLE "SHOT NOISE"**

C'est la fluctuation du courant due au caractère discontinu de la charge de l'électron et il est lié à l'émission ou l'injection des porteurs dans une zone de charge d'espace. Ceci donne lieu à un courant de bruit, observable dans les tubes à vide, les diodes tunnel, les transistors à effet de champ, etc..., [30], sa densité spectrale est donnée par :

$$S_i(f) = 2q I_0 B$$

où  $I_0$  est le courant moyen.

### **I.2.4. BRUIT DE DIFFUSION**

Le bruit de diffusion est encore appelé aussi bruit thermique à l'équilibre thermodynamique. Il est dû au mouvement aléatoire et aux fluctuations de vitesse des porteurs dans un matériau (semiconducteur ou non), une résistance, une jonction, un composant. Dans les composants actifs, ce bruit est prédominant surtout en haute fréquence. A partir de considérations thermodynamiques, on peut montrer que la puissance de bruit générée dans une résistance  $R$  [31, 32] s'écrit :

$$P = k T B$$

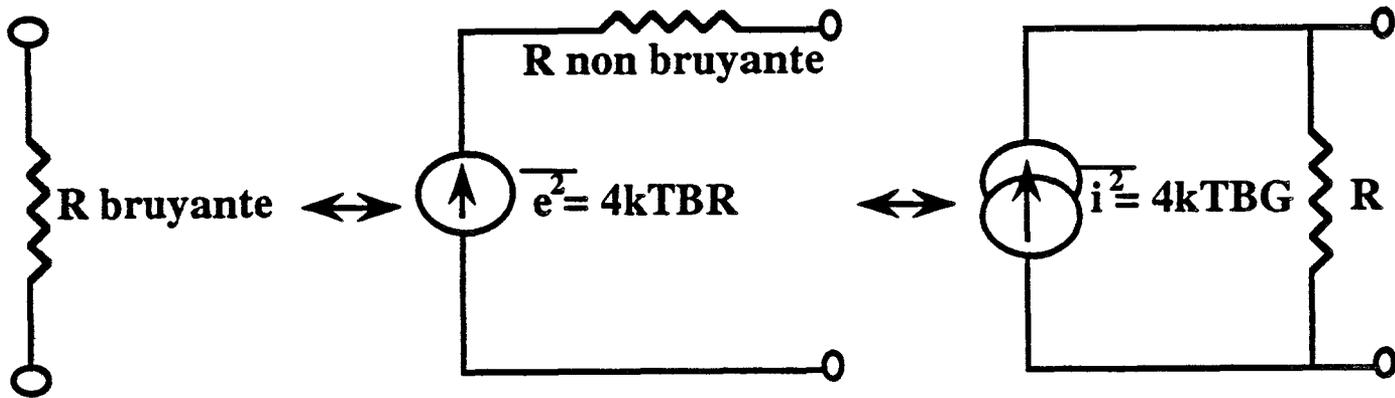
$k$  : constante de Boltzmann

$T$  : température absolue en K

$B$  : largeur de la bande de fréquence en Hz.

Ce bruit thermique est un bruit blanc, c'est-à-dire que sa densité spectrale (densité de puissance) est constante quelle que soit la fréquence considérée.

Rappelons que pour les calculs analytiques, une résistance bruyante est représentée par une résistance non bruyante associée à une source de tension ou de courant de bruit de la façon suivante :

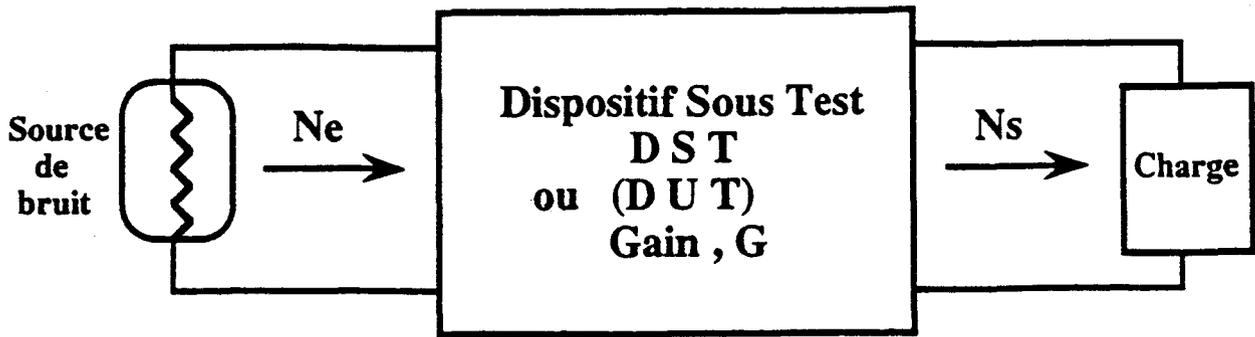


### I.3. DEFINITION DES GRANDEURS DE BRUIT POUR UN QUADRIPÔLE : RAPPELS

La prédiction des performances de bruit d'un composant passe par un calcul le plus précis possible du facteur de bruit de ce dernier, ceci à partir des différents modèles physiques de bruit considérés. D'un point de vue pratique, la mesure du facteur de bruit et des paramètres de bruit constitue une étape essentielle dans la caractérisation du composant, au même titre que les éléments de son schéma équivalent, l'expérience permettant d'une part, de valider les résultats théoriques et d'autre part, de comparer les valeurs aux données du constructeur. Pour bien expliciter la méthodologie de mesure, nous rappelons les éléments essentiels de la théorie des quadripôles bruyants.

#### I.3.1. BRUIT AJOUTE PAR UN QUADRIPÔLE

Considérons le schéma ci-après d'un quadripôle très général, défini par son gain en puissance et porté à une température uniforme.



Si une puissance de bruit est appliquée à l'entrée du dispositif, alors en sortie nous recueillons la puissance de bruit d'entrée multipliée par le paramètre  $G$  à laquelle s'ajoute la puissance de bruit propre ajoutée par le quadripôle

$$N_s = G N_e + N_a \quad (1)$$

$N_s$  : puissance de bruit totale disponible en sortie du quadripôle.

$N_e$  : puissance de bruit disponible à l'entrée

$N_a$  : puissance de bruit ajoutée par le quadripôle

$G$  : gain en puissance disponible défini comme le rapport de la puissance disponible à la sortie du quadripôle à la puissance disponible du dipôle source.

### I.3.2. FACTEUR DE BRUIT

C'est la grandeur caractéristique des quadripôles en ce qui concerne le bruit. En effet, au niveau des circuits de réception, les signaux sont en général de très faibles niveaux. Ils sont donc très facilement perturbés par le bruit ajouté par le quadripôle. Pour chiffrer cette dégradation, on définit de deux façons [33] le facteur de bruit  $F$  d'un quadripôle : par le rapport de la puissance totale de bruit en sortie d'un quadripôle réel sur la puissance de bruit en sortie si le quadripôle était idéal (c'est-à-dire n'apportant pas de bruit) ou bien le facteur de bruit d'un quadripôle est égal à la dégradation entre le rapport signal sur bruit à l'entrée et le rapport signal sur bruit à la sortie, son expression est donc donnée par :

$$F = \frac{G N_e + N_a}{G N_e} \quad \text{ou bien} \quad F = \frac{(S/N)_{\text{entrée}}}{(S/N)_{\text{sortie}}} = \frac{S_e/N_e}{S_s/N_s} = \frac{N_s}{G N_e} \quad (2)$$

Les deux définitions sont bien équivalentes.

Habituellement, le niveau de bruit à l'entrée du dispositif est un bruit thermique fourni par la source et il est exprimé par :

$$N_e = k T_0 B$$

B : bande passante du quadripôle

k : constante de Boltzmann  $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$

$T_0$  : température de référence

Dans ce cas, l'équation (2) devient :

$$F = \frac{N_s}{k T_0 B G} \quad (3)$$

Friis [30] a suggéré de prendre pour référence une température de source standard  $T_0 = 290 \text{ K}$  qui correspond à la température ambiante.

De l'expression (3) nous déduisons

$$N_s = k T_0 \cdot B G F$$

que nous pouvons écrire sous la forme :

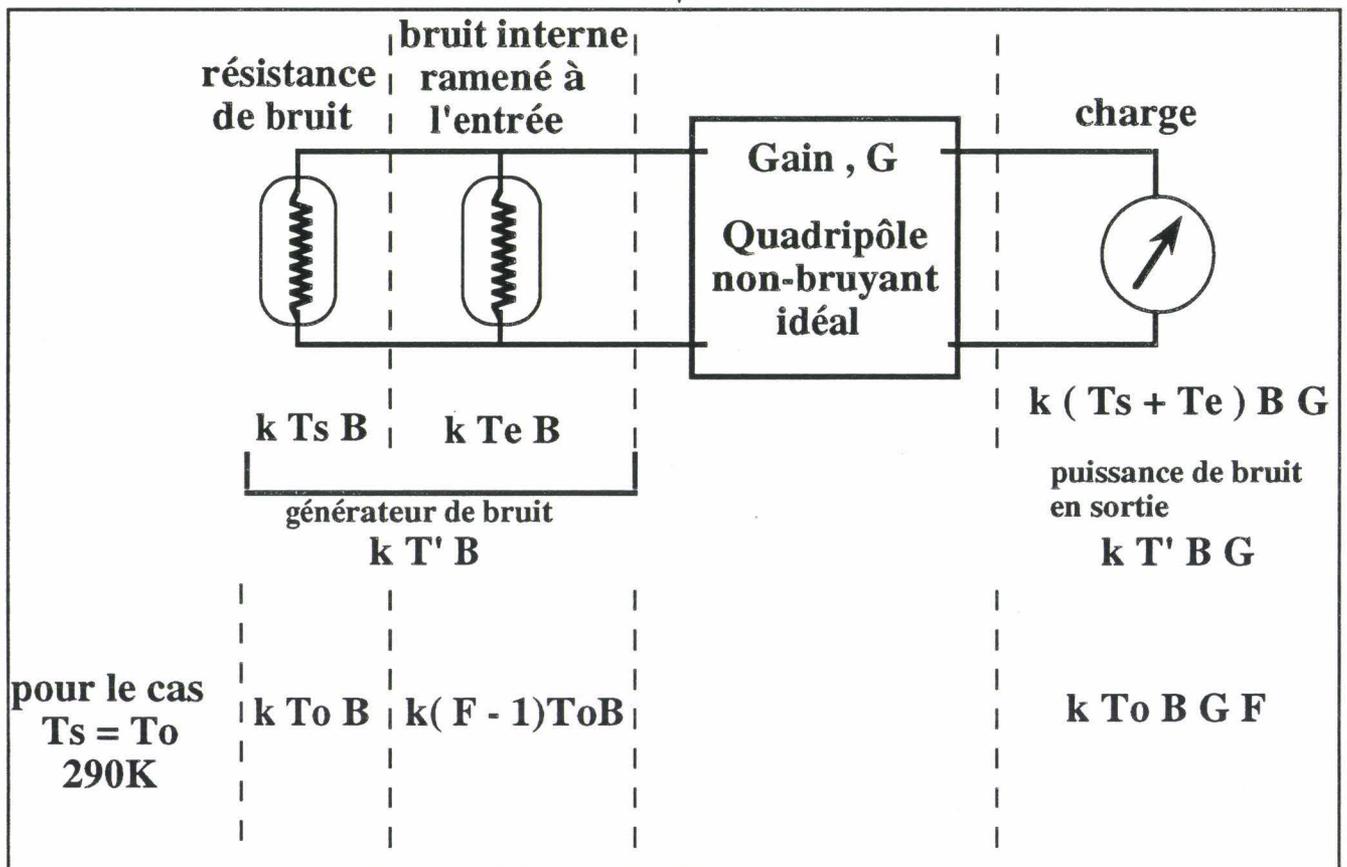
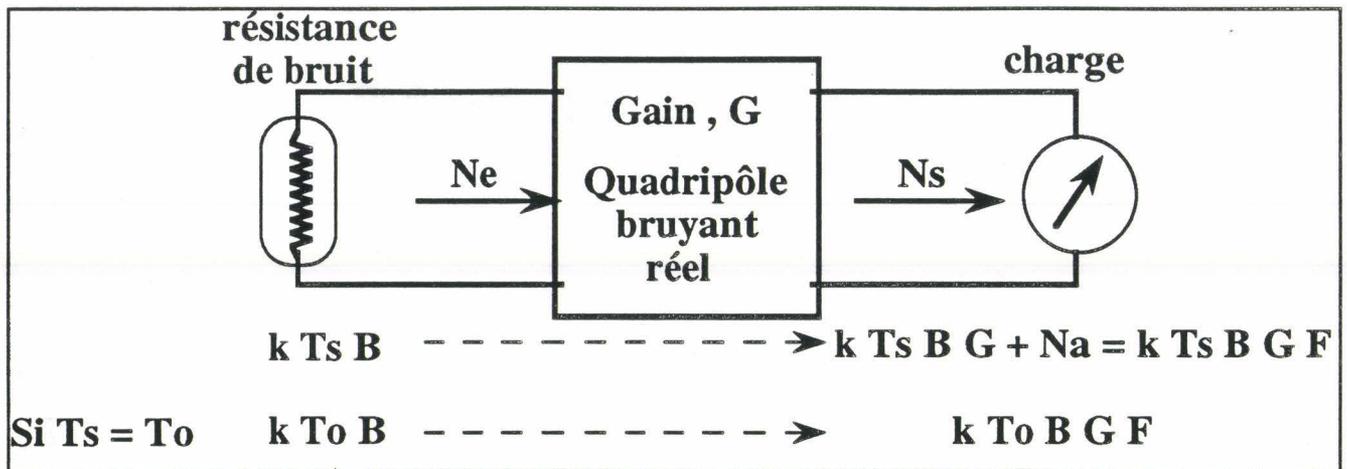
$$N_s = k T_0 \cdot B G + (F - 1) k T_0 \cdot B G \quad (4)$$

avec  $k T_0 B G$  la puissance de bruit d'entrée amplifiée par le quadripôle

et  $(F-1)kT_0BG$  est la puissance de bruit ajouté par le quadripôle réel =  $N_a$ .

Dans l'usage courant, le facteur de bruit s'exprime plutôt en décibel par la définition

$$F_{dB} = 10 \text{ Log}_{10} F$$



$T_s = T_o = 290K$  : pour les applications terrestres

$T_s = 30K$  : pour les applications spatiales

Figure 12 : Définition de la température de bruit effective.

### I.3.3. TEMPERATURE DE BRUIT EFFECTIVE

La caractérisation du bruit se réfère généralement à l'effet combiné de toutes les sources de bruit internes dans un quadripôle amplificateur. Celles-ci engendrent une puissance de bruit en sortie, cette puissance sera ramenée à l'entrée. Comme le montre la figure 12, nous représentons le quadripôle bruyant par le même quadripôle, mais non bruyant précédé d'un générateur de bruit à l'entrée tel qu'il donnera la même puissance en sortie que précédemment [34].

En prenant la formule précédente (4) donnant la puissance de bruit en sortie d'un quadripôle réel (bruyant)

$$N_s = k T_0 \cdot BG + (F - 1)kT_0 \cdot BG$$

Nous pouvons alors définir une température de bruit équivalente à l'entrée du quadripôle par :

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad \text{d'où} \quad F = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

donc  $T_e$  est la température de la source supplémentaire, qui connectée à l'entrée du même quadripôle idéal donnerait en sortie la même puissance de bruit.

#### Remarque :

Parler d'un dispositif ayant une certaine température équivalente de bruit à l'entrée  $T_e$  ne signifie pas que la température physique  $T_\phi$  du composant est la température en question.

### I.3.4. DEPENDANCE DU FACTEUR DE BRUIT EN FONCTION DE LA SOURCE

D'après la théorie des quadripôles, le facteur de bruit est dépendant de l'admittance interne ou du coefficient de réflexion de la source qui l'alimente. Les formules correspondantes [35, 36] sont les suivantes :

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left[ \left( G_s - G_{\text{opt}} \right)^2 + \left( B_s - B_{\text{opt}} \right)^2 \right]$$

avec  $Y_s = G_s + jB_s$  l'admittance de source  
 $Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$  l'admittance optimale

telle que si  $Y_s = Y_{opt}$  alors  $F = F_{min}$

où  $F_{min}$  est le facteur de bruit minimum propre au quadripôle et  $R_n$  est la résistance équivalente de bruit qui traduit la dégradation du facteur de bruit  $F$  mesuré quand l'impédance de la source n'est pas optimale.

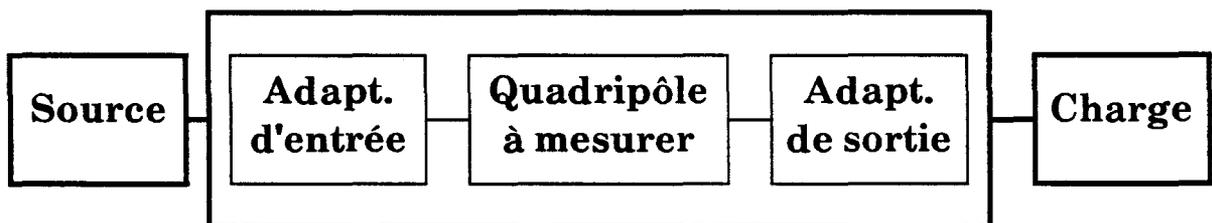
On peut aussi définir le facteur de bruit en fonction du coefficient de réflexion en entrée  $\Gamma_s$  par

$$F = F_{min} + 4 \frac{R_n}{50} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{\left(1 - |\Gamma_s|^2\right) |1 + \Gamma_{opt}|^2}$$

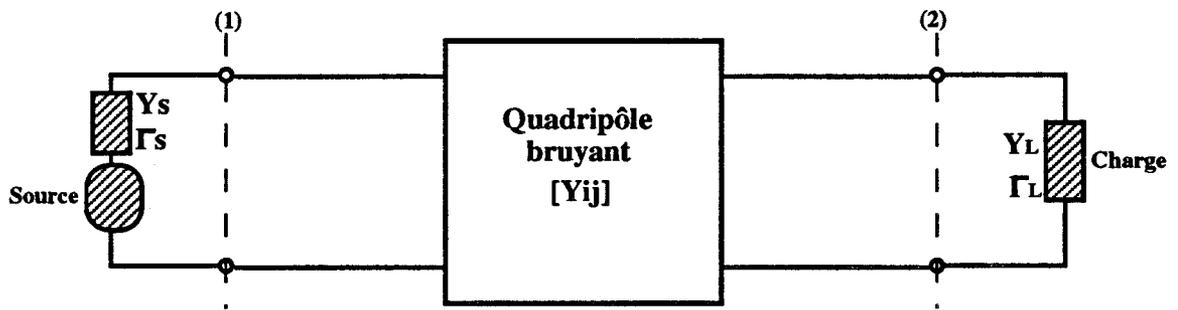
$\Gamma_{opt}$  correspond ici au coefficient de réflexion optimum pour obtenir  $F = F_{min}$ .

En pratique, si l'on veut obtenir le minimum de facteur de bruit, il faut intercaler entre la source qui alimente le quadripôle et celui-ci, un adaptateur qui garantira que cette condition est réalisée. De même, un dispositif similaire devra être utilisé à la sortie si l'on veut obtenir un maximum de gain.

En pratique, dans la suite, on considérera comme quadripôle bruyant l'ensemble constitué du quadripôle à mesurer et de ses deux adaptateurs d'entrée et de sortie.



Un tel dispositif devra être utilisé pour caractériser un quadripôle bruyant.



13-a : Les sources de bruit sont internes.

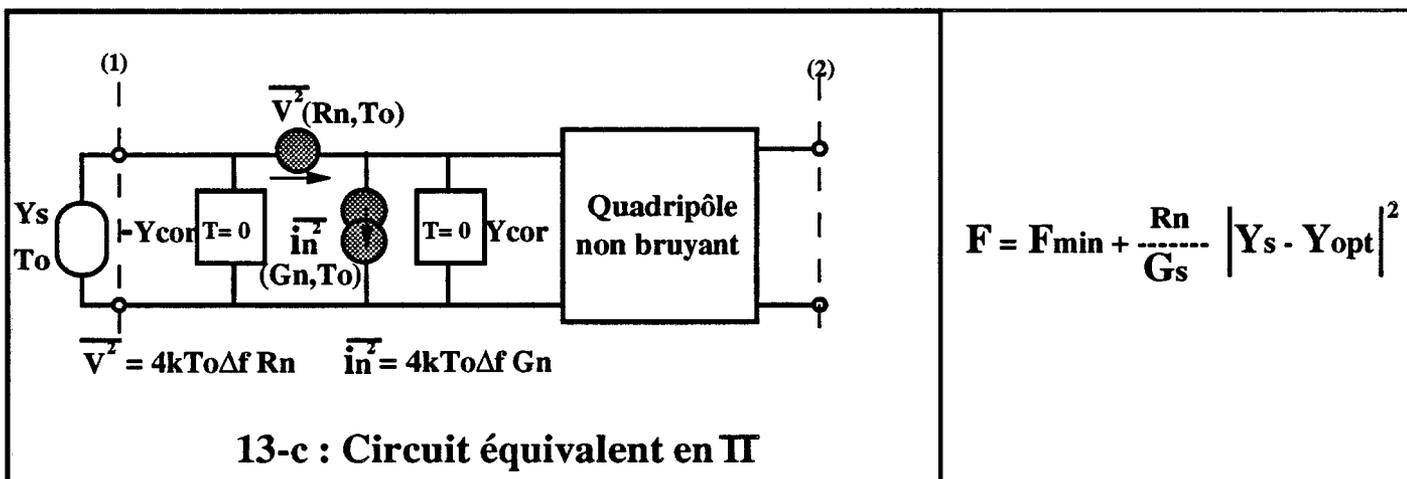
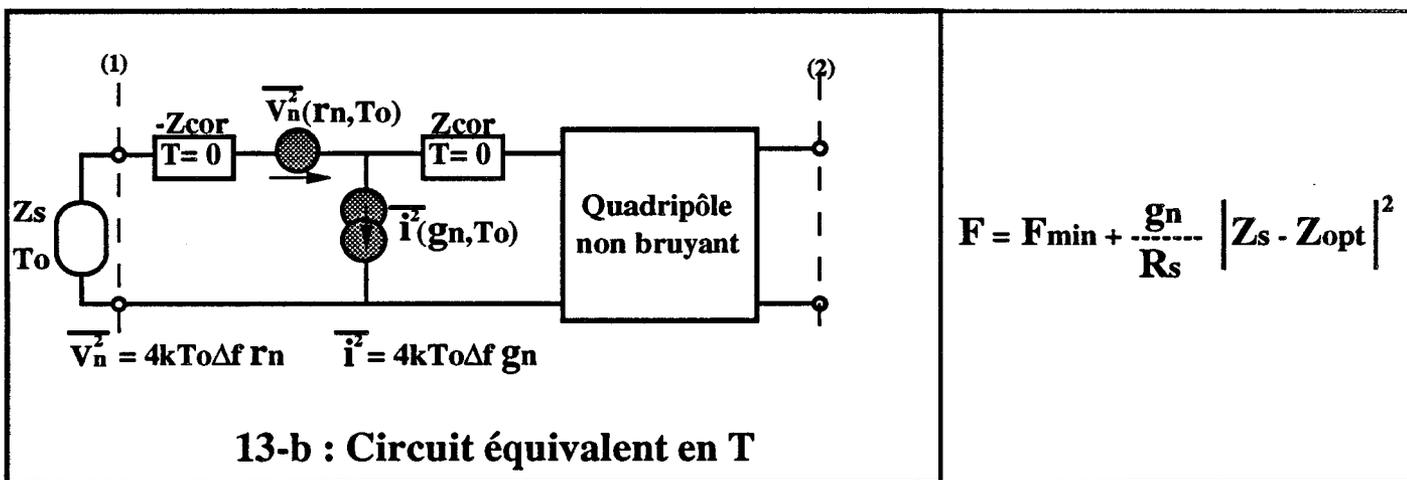


Figure 13 : Représentations d'un quadripôle bruyant

### **I.3.5. REPRESENTATION D'UN QUADRIPOLE BRUYANT**

Pour le calcul du facteur de bruit d'un quadripôle bruyant, contenant des sources de bruit internes, le schéma général de principe est donné sur la figure 13.a. Le calcul se ramène alors à un problème d'analyse de circuit. D'après Rothe et Dalke [37] le quadripôle bruyant initial peut se transformer en un circuit rassemblant ses sources de bruit internes à l'entrée d'un quadripôle non bruyant ; deux formes finales sont possibles :

- une configuration en T (figure 13.b) permettant le calcul de F en fonction de ( $F_{\min}$ ,  $g_n$ ,  $Z_s$ ,  $Z_{opt}$ ) ;

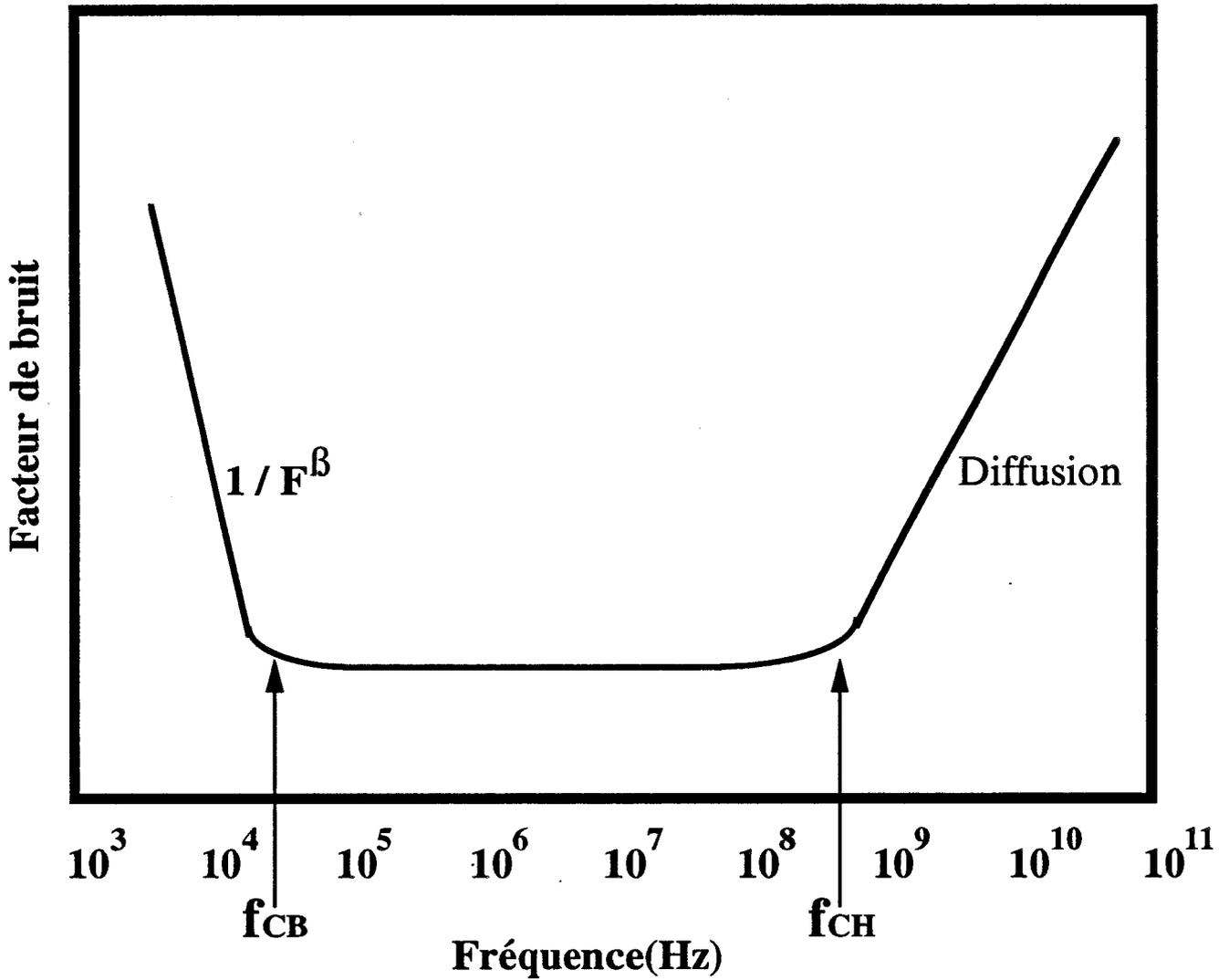
- une autre en  $\pi$  (figure 13.c) quand à elle, permet d'obtenir F en fonction de ( $F_{\min}$ ,  $R_n$ ,  $Y_s$ ,  $Y_{opt}$ ).

### **I.4. EVOLUTION GENERALE DU FACTEUR DE BRUIT EN FONCTION DE LA FREQUENCE DANS LES COMPOSANTS**

L'ensemble des sources microscopiques que nous avons décrit précédemment contribuent, suivant la gamme de fréquence d'utilisation du composant a une dégradation de l'information finale, qui est traduite par une grandeur macroscopique qui est le facteur de bruit défini auparavant.

Quelque soit le type de composant semiconducteur (transistor bipolaire ou transistor à effet de champ), l'évolution fréquentielle du facteur de bruit est similaire. Elle est caractérisée par l'existence de 3 zones distinctes (figure 14.) :

- une décroissance suivant une loi voisine de  $1/f$  jusqu'à une limite voisine de  $f_{CB}$
- un "plateau" jusqu'à  $f_{CH}$
- une croissance semi linéaire à partir de  $f_{CH}$ .



**Figure 14 : Evolution générale du facteur de bruit en fonction de la fréquence des composants microondes.**

### 1) Zone des basses fréquences : $f < f_{CB}$

Dans cette région, on observe une décroissance du facteur de bruit suivant une loi voisine de  $1/f$ .

Selon Van der Ziel [38, 39] pour les transistors bipolaires, on peut attribuer ces phénomènes aux recombinaisons dans la zone de charge d'espace de la jonction émetteur base, aux phénomènes de surface ainsi qu'aux fluctuations de la mobilité des porteurs.

Bien que ce point fasse encore largement l'objet d'études actuelles, une explication similaire a été avancée pour le transistor à effet de champ par Nougier [25], Liu [40] et Graffeuil [33]. En résumé, le bruit BF ou bruit en excès, apparaît donc comme étant principalement lié aux processus technologiques utilisés, et selon les technologies, la fréquence limite  $f_{CB}$  se situe entre quelques centaines de Hz et quelques dizaines de MHz. Les évolutions technologiques récentes ont contribué à le réduire fortement, en particulier pour les transistors à effet de champ.

### 2) Plateau : $f_{CB} < f < f_{CH}$

C'est une région souvent mal définie, tant en ce qui concerne les limites que les valeurs des facteurs de bruit correspondants. Il faut signaler que ces deux concepts ne sont pas indépendants : plus le niveau du plateau est élevé, plus la valeur de la fréquence limite l'est aussi.

Pour le transistor bipolaire, on attribue ce plateau aux phénomènes suivants [41] :

- le bruit de G-R dans la zone de charge d'espace Emetteur-Base ;
- le bruit de diffusion dans les éléments d'accès en particulier la résistance de base  $r_{bb'}$ .

Pour le transistor à effet de champ, la situation est beaucoup moins claire car dans la plupart des modèles de bruit existants, il n'existe pas de justification au "plateau" de bruit mesuré (plancher de bruit). Gupta [42] a tenté

d'expliquer ce comportement, en considérant l'influence des pertes du circuit d'adaptation qu'il n'est jamais possible d'éliminer. Très récemment, Heymann et Prinzler [43, 44] donnent une explication basée sur l'influence du courant de grille et du bruit de grenaille associé. Ce point est actuellement étudié par A. CAPPY et son équipe qui l'introduiront dans leur modèle général de bruit.

### **3) Zone des hautes fréquences : $f > f_{CH}$**

Dans cette zone, le facteur de bruit croît avec la fréquence. Les valeurs de  $f_{CH}$  ne sont pas connues de façon claire. D'après les données dont nous disposons au début de l'étude, elles semblaient de l'ordre de 1 GHz pour les transistors bipolaires et de quelques GHz pour les transistors à effet de champ : ce point ne s'est pas révélé exact par la suite. L'origine physique du bruit peut être trouvée dans l'existence des fluctuations de vitesse des porteurs (bruit de diffusion), par exemple dans le canal du transistor à effet de champ. L'évolution fréquentielle est par ailleurs directement liée à la dégradation des performances dynamiques du composant. Compte tenu de ces éléments, la valeur du facteur de bruit est extrêmement dépendante des conditions de polarisation.

## **I.5. LES SOURCES DE BRUIT ET LES PRINCIPALES FORMULATIONS DU FACTEUR DE BRUIT DANS LES COMPOSANTS**

Tous les phénomènes physiques responsables du bruit généré par un composant bipolaire ou à effet de champ sont traduits par des sources de bruit microscopiques, intrinsèques et/ou extrinsèques corrélées ou non corrélées et ensuite localisés dans des modèles (par exemple des schémas équivalents) capables de décrire l'évolution des caractéristiques électriques en fonction de la fréquence et des grandeurs de polarisation. Le calcul du facteur de bruit (grandeur macroscopique) est alors effectué par une méthode classique telle que celle de ROTHE et DAHLKE [37] :

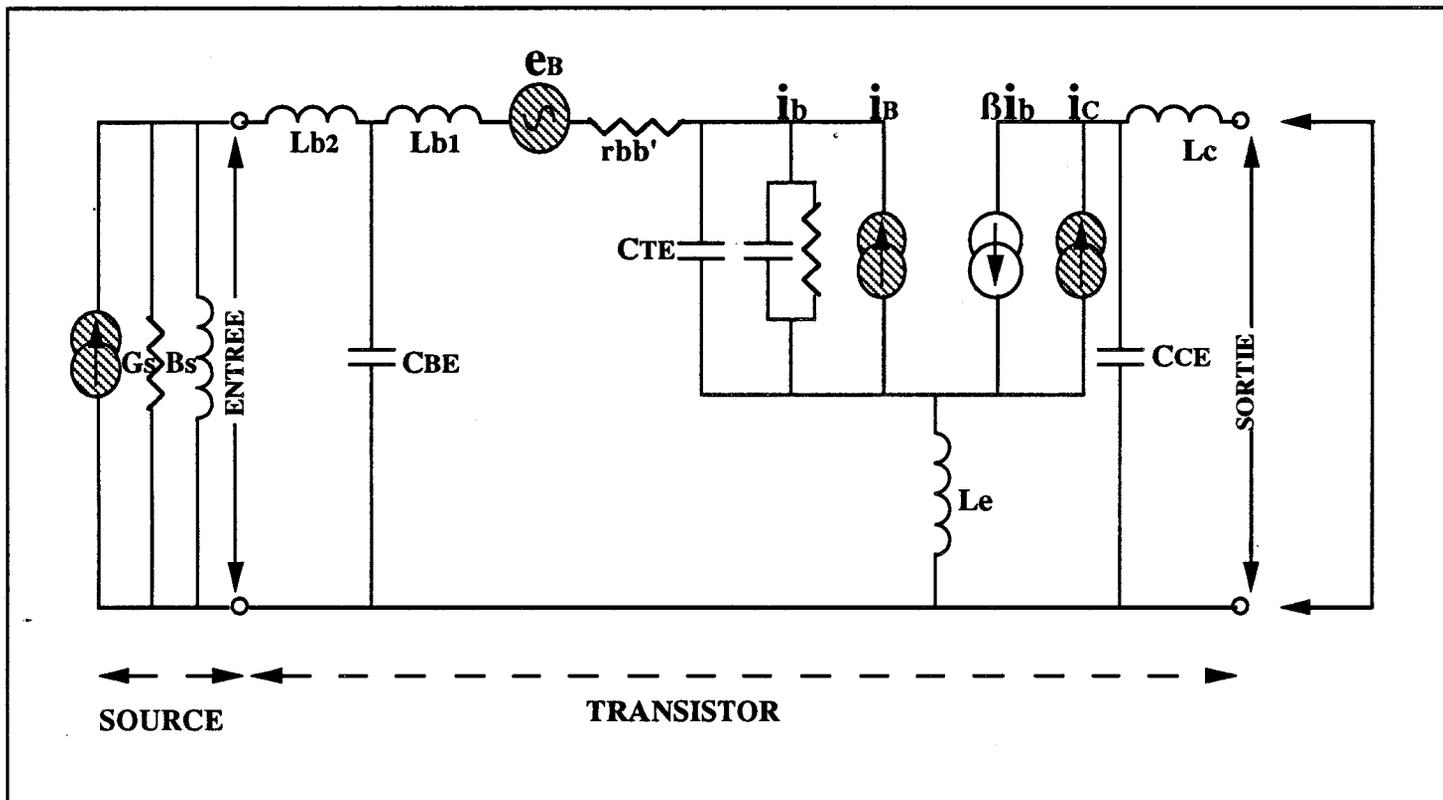


Figure 15 : Circuit équivalent de bruit d'un transistor BIPOLAIRE selon Fukui [45].

## I.5.1. BRUIT DANS LE TRANSISTOR BIPOLAIRE

### I.5.1.1. MODELE DE SOURCE DE BRUIT

Pour le transistor bipolaire étudié dans la gamme radio fréquence, nous avons retenu le modèle des sources de bruit représentées sur la figure 15. En effet, y figurent les trois principales contributions qui sont les suivantes :

- \*  $\langle e_B^2 \rangle = 4 kT r_{bb'} \Delta f$  : bruit thermique dû à la résistance d'accès de base  $r_{bb'}$
- \*  $\langle i_B^2 \rangle = 2q I_B \Delta f$  : fluctuation du courant de base (bruit de grenaille)
- \*  $\langle i_C^2 \rangle = 2q I_C \Delta f$  : fluctuation du courant collecteur (bruit de grenaille)

de plus ces trois sources sont non corrélées

$$\overline{e_B^* i_B} = 0 \quad \overline{e_B^* i_C} = 0 \quad \overline{i_B^* i_C} = 0$$

Ce modèle a été décrit par Fukui [45] principalement, il a montré que pour des fréquences inférieures à 2 GHz, la comparaison théorie-expérience était tout à fait satisfaisante.

### I.5.1.2. FORMULATIONS DU FACTEUR DE BRUIT

Parmi les nombreux travaux [38, 45, 46, 47, 48] nous avons retenu les formulations proposées par Fukui et Cooke qui nous semblent les plus intéressantes.

#### Formulation de Fukui [45]

$$F_{min} = \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right) \left(1 + r_{bb'} \cdot G_s\right) + \frac{kT}{2q I_c} G_s + \frac{q I_c}{2kT} G_s \left(r_{bb'} + \frac{1}{G_s}\right)^2 \left[ \frac{1}{\beta_{DC}} + \frac{1}{\beta_0^2} + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2 \right] \quad (1)$$

- $\beta_0$  : gain basse fréquence
- $\beta_{DC}$  : gain statique en court circuit
- $r_{bb'}$  : résistance d'accès de base
- $G_s$  : conductance de source
- $\omega_T$  : pulsation de transition du transistor.
- $I_c$  : courant collecteur.

Formulation de Cooke [47] :

$$F_{\min} = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_g} + \frac{R_{eo}}{2R_g} + \frac{r_{bb'} + R_{eo} + R_g}{2\alpha_0 R_g} \cdot \left( \frac{1}{\beta} + \left( \frac{f}{f_T} \right)^2 \right) \quad (2)$$

avec  $R_g$  : résistance de la source (générateur).

et  $\beta$  : gain dynamique

Ces formulations font apparaître une croissance nette du facteur de bruit avec la fréquence.

Les formulations de Fukui et Cooke montrent donc que les grandeurs qui conditionnent l'amplitude du facteur de bruit dans une large gamme de fréquences sont :

- la résistance de base  $r_{bb'}$  (la plus petite possible)
- le courant de polarisation  $I_c$  (le plus grand possible)
- le gain en courant en montage émetteur commun  $\beta$  (le plus grand possible)
- la fréquence de coupure  $\omega_T$  (la plus grande possible)

La technologie influe donc très directement sur les valeurs de  $r_{bb'}$ ,  $\omega_t$  et  $\beta$ . Par ailleurs, il existe des conditions optimales pour un transistor donné. En effet, même si  $r_{bb'}$  n'évolue pas trop par rapport à  $I_e$ , il existe une valeur optimale du courant qui résulte d'un compromis entre la dépendance de  $F_{\min}$  en fonction du courant via  $R_{eo}$  ( $I_e$  le plus grand possible) et de la diminution de  $\beta$  avec  $I_e$  aux courants élevés.

A titre d'exemple nous donnons sur les figures 16 et 17 l'évolution du facteur de bruit en fonction de la fréquence et l'influence des différents paramètres sur celui-ci.

Il résulte de l'ensemble des formulations (1) et (2) que si  $f > f_T$  et  $\beta > 100$  il apparaît clairement l'existence d'un plateau dont on peut estimer l'amplitude par les deux expressions approchées suivantes :

$$F_{\min} \approx 1 + r_{bb'} G_s + \frac{kT}{2qI_c} \quad (\text{Fukui})$$

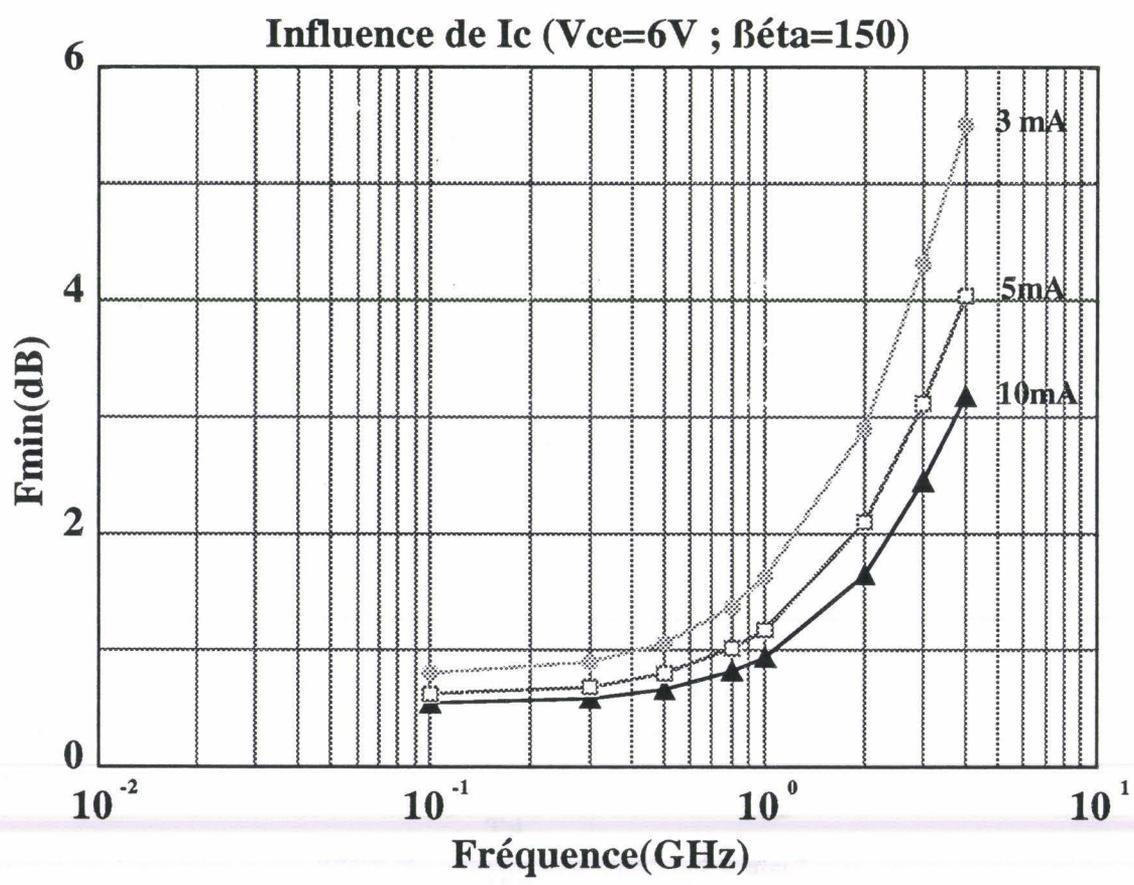
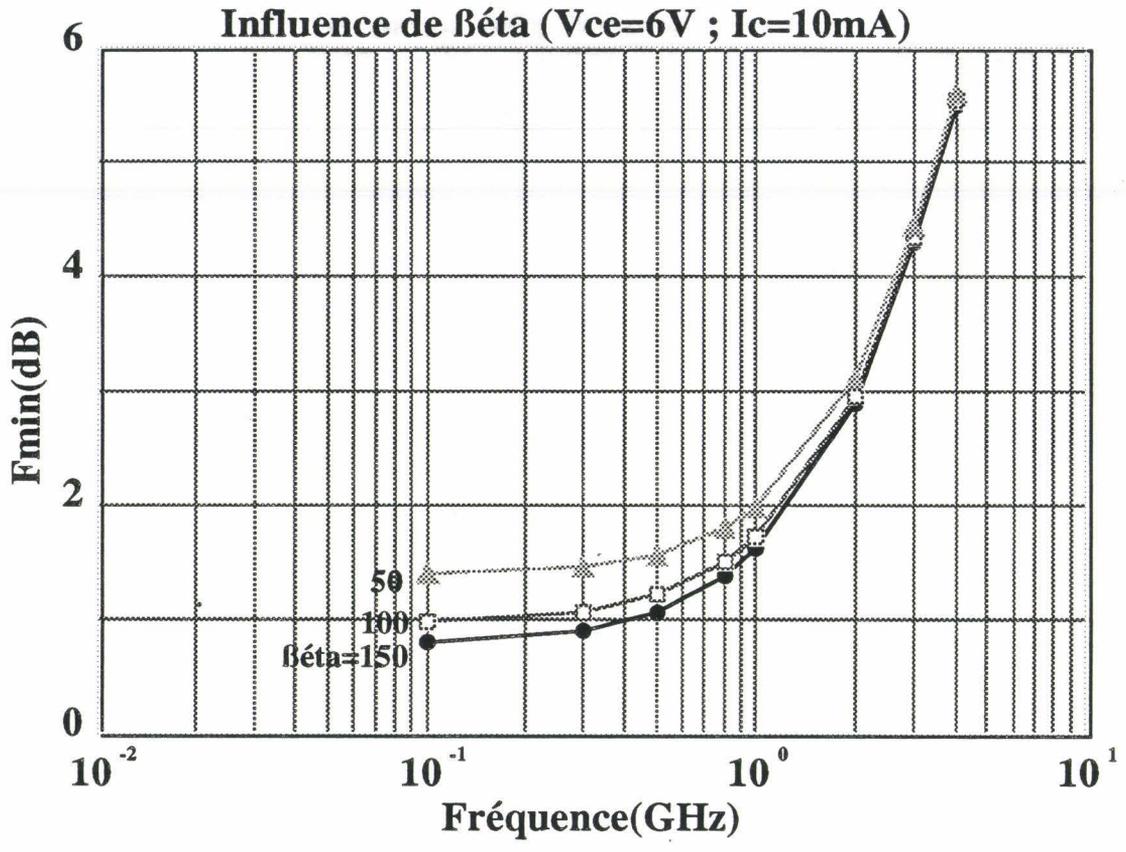
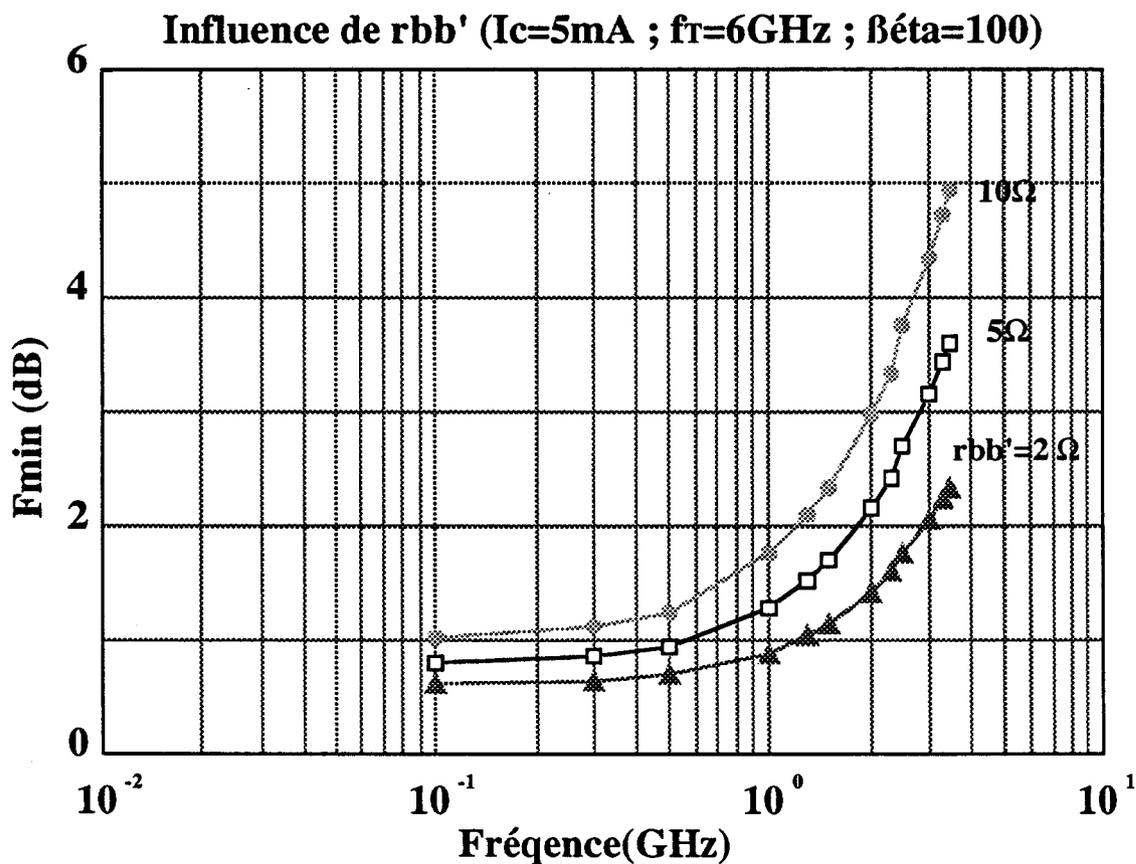
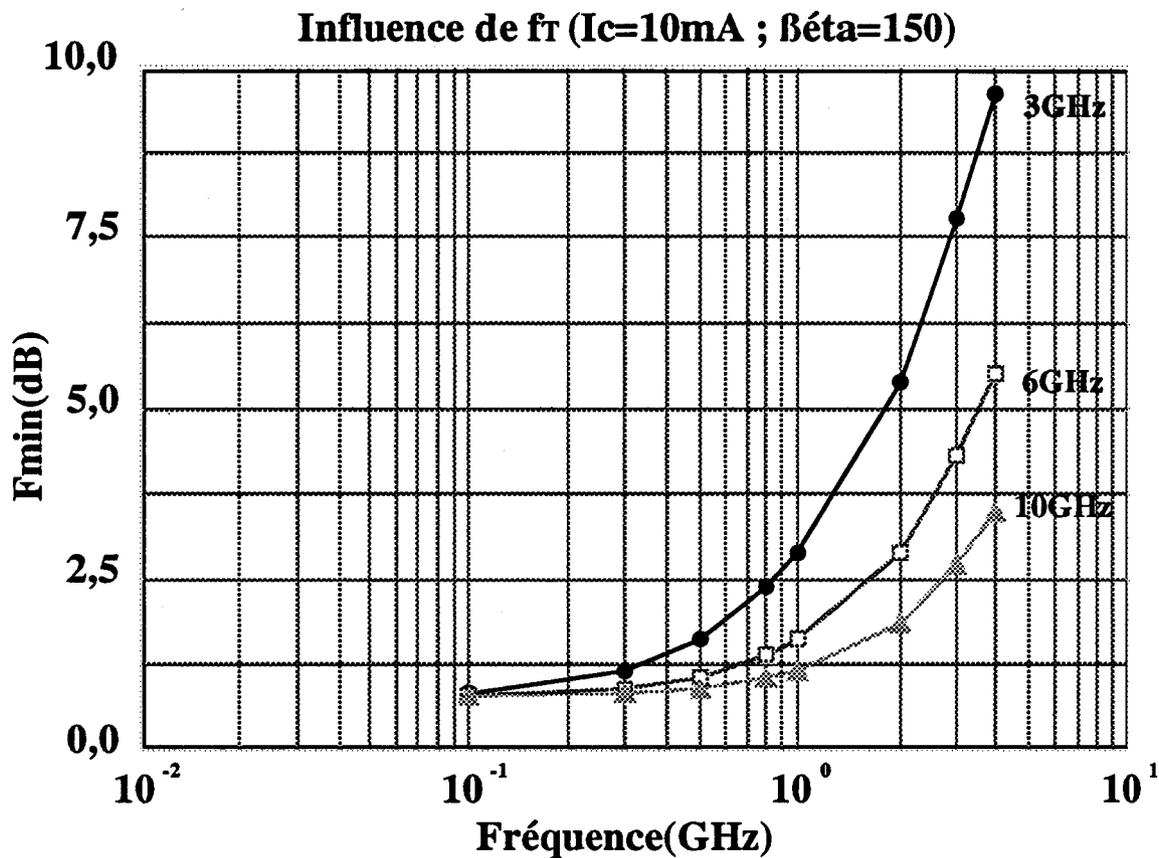


Figure 16 : Influence des paramètres  $\beta$  et Ic sur le facteur de bruit d'un Bipolaire (selon Fukui)



**Figure 17 : Influence des paramètres  $f_T$  et  $r_{bb'}$  sur le facteur de bruit d'un BIPOLAIRE (selon Fukui)**

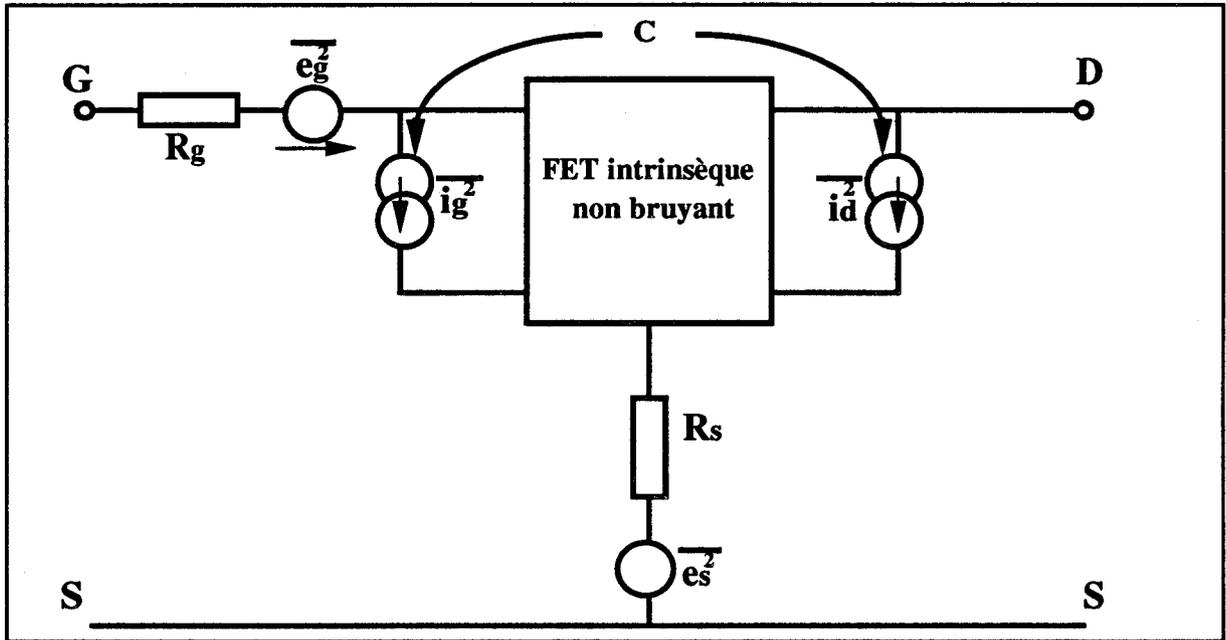


Figure 18 a : Schéma de bruit équivalent du composant bruyant contenant quatre sources de bruit:  
 $\overline{i_g^2}$  et  $\overline{i_d^2}$  intrinsèques  
 $e_g^2$  et  $e_s^2$  extrinsèques

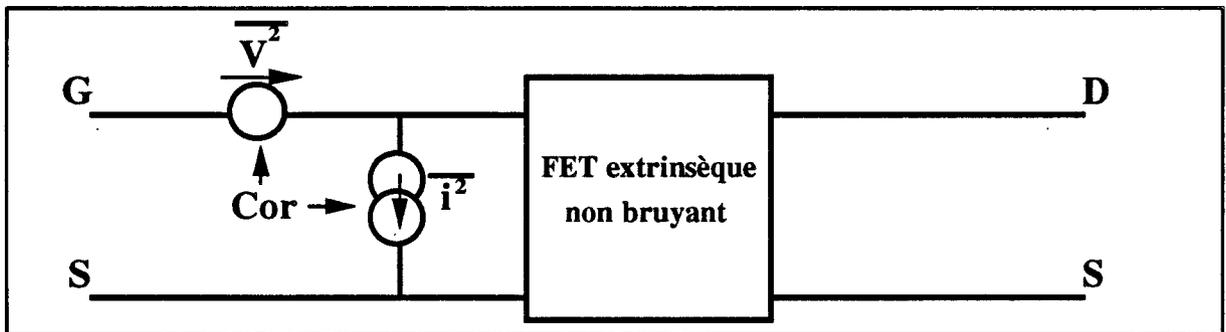


Figure 18 b : Circuit de transformation des sources de bruit internes en deux sources équivalentes corrélées.

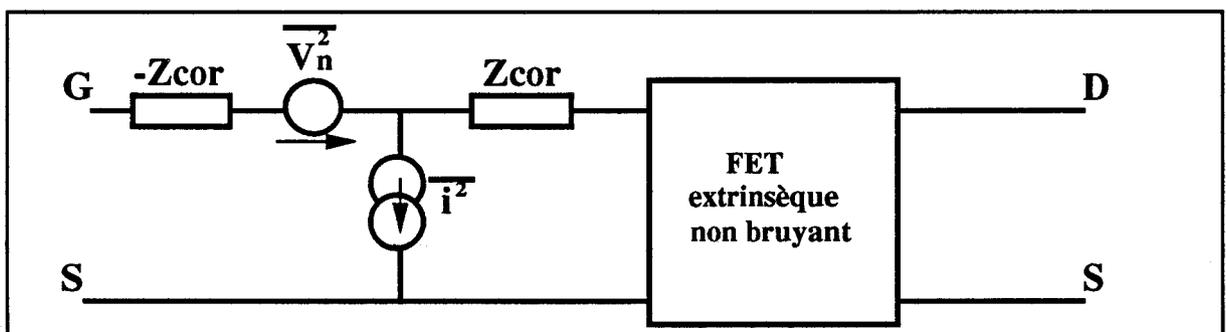


Figure 18 c : Décorrélation en impédance des sources de bruit équivalentes

et

$$F_{\min} \# 1 + \frac{r_{bb'}}{R_g} + \frac{R_{eo}}{2R_g} \quad (\text{Cooke})$$

En posant  $R_g = 1/G_s$  et  $R_{eo} = kT/qI_c$ , ces deux formules simplifiées sont tout à fait semblables.

Remarque : A ce titre, l'intérêt potentiel des transistors bipolaires à hétérojonctions de la filière GaAlAs/GaAs par rapport au transistor Si semble évident. On peut signaler que pour une même technologie et des caractéristiques lithographiques voisines, les valeurs de  $r_{bb'}$ ,  $\beta_0$  et  $\omega_T$  sont beaucoup plus favorables et on peut espérer de plus faibles valeurs du facteur de bruit. Par exemple dans la littérature des valeurs de  $f_T$  voisines de 50 GHz [49] voire de 70 GHz [50] ont été relevées ainsi que des valeurs de  $r_{bb'}$  voisines de 0,2  $\Omega$ . Malheureusement, ces composants ne sont pas encore disponibles commercialement. A titre d'exemple, en utilisant ces valeurs ( $r_{bb'} = 0,2 \Omega$ ,  $f_T = 70 \text{ GHz}$ ,  $I_c = 3 \text{ mA}$ ) dans la formulation de Cooke, le facteur de bruit minimum calculé est de l'ordre de 0,5 dB à 10 GHz.

## I.5.2. BRUIT DANS LES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

Dans cette partie, nous considérerons dans un premier temps le cas des hautes fréquences où le bruit en excès (1/f, G-R, grenaille, ... etc...) est négligeable, le bruit dans ce domaine d'application est uniquement un terme de diffusion. Nous examinerons ensuite le cas particulier des basses fréquences où c'est le bruit en excès qui domine.

### I.5.2.1. SOURCES DE BRUIT

Le comportement en bruit des transistors à effet de champ peut être étudié par l'intermédiaire d'un circuit de bruit équivalent comme le montre la figure (18) [37, 51, 52]. Il comprend la partie intrinsèque du schéma équivalent d'un transistor et quatre sources de bruit (figure 18a).

Les deux premières sources de bruit de courant  $\langle i_g^2 \rangle$  et  $\langle i_d^2 \rangle$  (respectivement de grille et de drain) représentent les sources de bruit internes du transistor intrinsèque. Elles proviennent des fluctuations de vitesse des porteurs dans le canal qui ont une influence sur les courants de grille et de drain. Leur amplitude dépend directement du coefficient de diffusion dans le canal. Puisqu'elles sont causées par le même phénomène physique, ces sources sont corrélées.

Les deux autres sources de bruit représentent le comportement bruyant des résistances d'accès  $R_s$  et  $R_g$  et sont données par la formule de Nyquist [31].

$$\overline{e_i^2} = 4 K T R B$$

Plusieurs théories ont été proposées dans le but d'évaluer ces sources de bruit telles que Van Vliet [53], Van Der Ziel [54, 55], Beachtold [56, 57], Pucell [51], Graffeuil [58], Brookes [59], Nougier [60], Cappy [9, 52, 61] mais la plupart de celles-ci résultent habituellement de l'utilisation de la méthode du champ d'impédance [62] de Shockley. Il n'est pas dans nos propos de les décrire en détail (ce qui dépasse le cadre de cette thèse), mais d'en présenter certains aspects indispensables pour la compréhension de nos résultats.

La plupart des travaux négligent certains éléments du schéma équivalent petit signal (par exemple  $C_{gd}$ ) ou bien l'effet d'une source de bruit intrinsèque ou extrinsèque d'un composant. CARNEZ et CAPPY ont pris en compte dans leur modèle numérique non seulement l'influence de ces éléments, mais aussi de l'effet de la dynamique électronique non stationnaire ainsi que le phénomène d'injection des porteurs dans la couche tampon "buffer", ce qui leur a permis une étude précise des composants submicroniques aux fréquences millimétriques.

La plupart des modèles de bruit analytiques, quasi-analytiques ou numériques, aboutissent aux mêmes formulations des sources de bruit de grille  $\langle i_g^2 \rangle$ , de drain  $\langle i_d^2 \rangle$  et leur coefficient de corrélation  $C$ , mais ils diffèrent par la méthode d'évaluation des paramètres caractéristiques introduits  $P$ ,  $R$ . Ces formulations ont été proposées par Van Der Ziel [54, 55] :

$$\langle i_g^2 \rangle = 4kT \frac{C_{gs} \omega^2}{g_m} R B$$

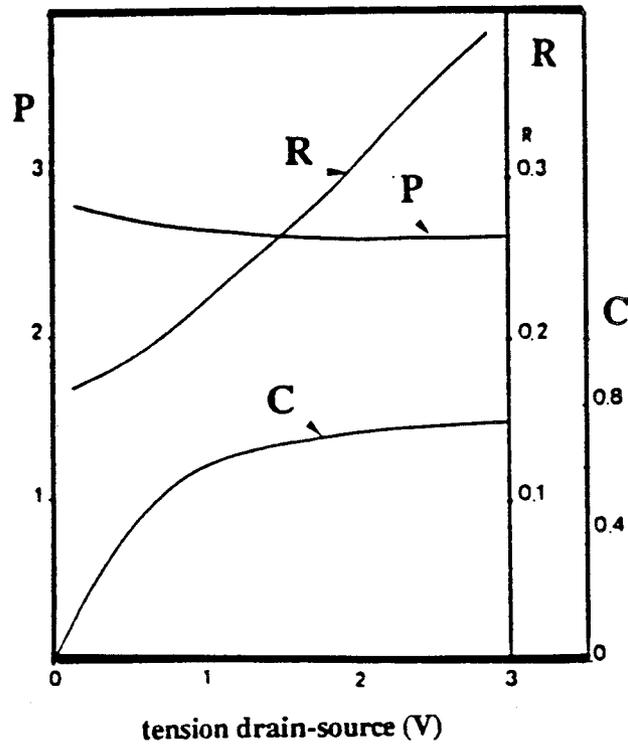
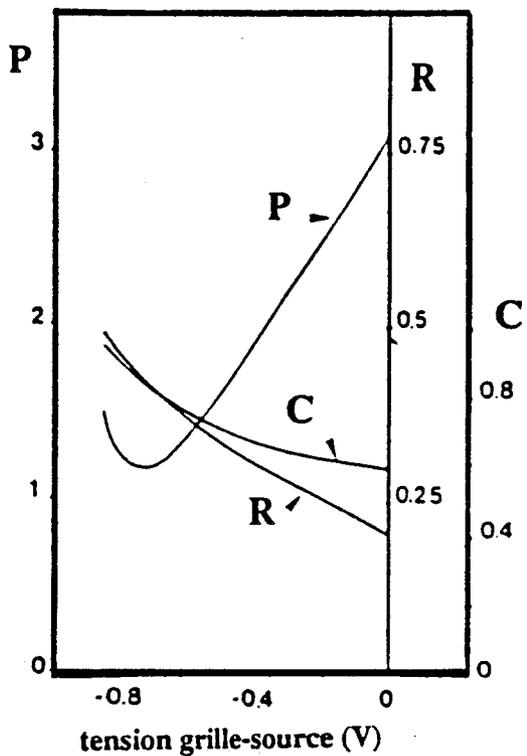
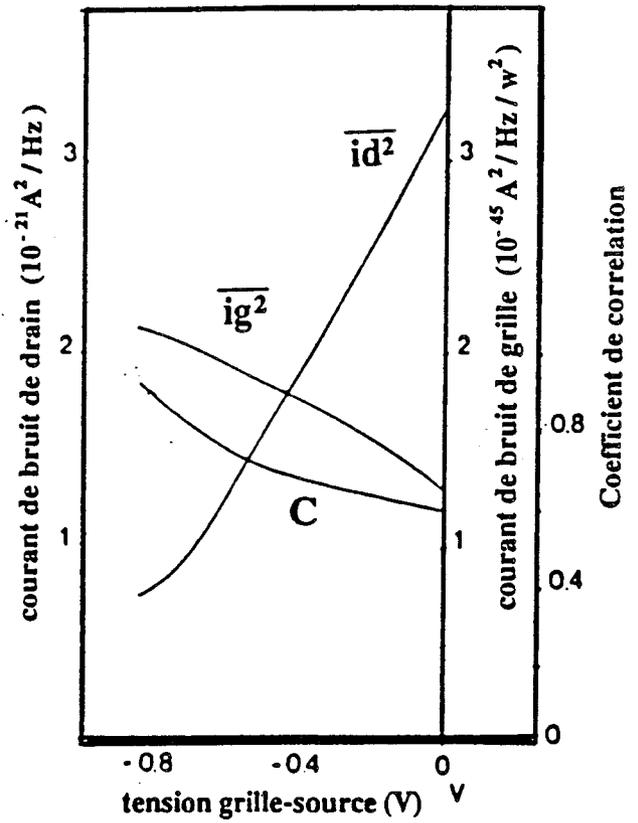
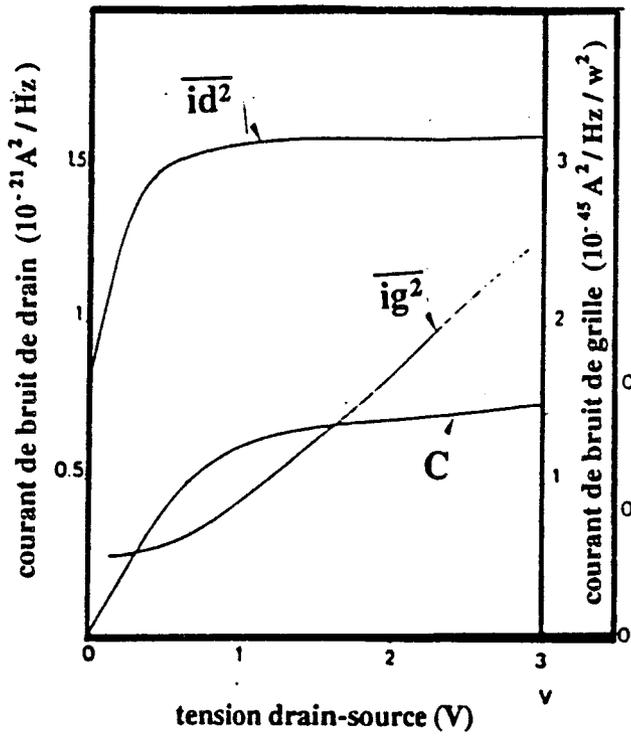


Figure 19 : Evolutions des grandeurs caractéristiques du bruit en fonction de la polarisation pour un transistor HEMT selon Cappy [52].

$$\langle id^2 \rangle = 4kTg_m P B$$

$$C = ig^* id / \sqrt{id^2 ig^2}$$

Dans ces expressions, k représente la constante de Boltzmann, T la température absolue,  $g_m$  la transconductance,  $C_{gs}$  la capacité grille-source. P et R sont deux coefficients sans dimension dépendant de la polarisation et des paramètres technologiques.

A titre d'exemple, nous donnons sur la figure 19 les évolutions des grandeurs caractéristiques P, R, C,  $\langle ig^2 \rangle$  et  $\langle id^2 \rangle$  en fonction de la polarisation pour un transistor HEMT ( $L_g = 0,5 \mu m$ ,  $A = 500 \text{ \AA}$ ,  $N_d = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ ), ceci d'après le modèle numérique de A. Cappy [9, 52].

Afin de faciliter la conception des amplificateurs hyperfréquences et la prédiction de leurs performances de bruit, Cappy a proposé une formulation analytique approchée de ces termes. Les valeurs numériques ont été déterminées et les dépendances en fonction des paramètres technologiques ont été extraites de résultats de simulation numérique plus exacts après confrontation à l'expérience.

$$\overline{id^2} = 4kTB \left( 1 + \left( \frac{f}{f_0} \right)^2 \right) \frac{G_m}{C_{gs}} L_g (\alpha Z + \beta I_{ds})$$

$$\overline{ig^2} = 2kTB \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{G_m}$$

avec

$$f_0 = \frac{G_d}{2\pi C_{gd}}$$

$\alpha$  et  $\beta$  sont deux constantes "universelles", elles sont identiques pour les TEC conventionnels et les TEGFET.

$$\alpha = 2 \cdot 10^{-3} \text{ Si} \quad \beta = 1.25 \cdot 10^{-3} \text{ Si}$$

Nous signalons que dans le cas des basses fréquences ( $f < 1 \text{ MHz}$ ), nous devons tenir compte des sources de bruit supplémentaires (principalement dans le circuit grille) dont la densité de puissance équivalente varie en  $1/f$  ou  $1/f^3$

### 1.5.2.2. FORMULATIONS DU FACTEUR DE BRUIT

#### a) Formulations générales

Pour le calcul de facteur de bruit, ces quatre sources de bruit localisées dans le circuit de la figure 18a sont transformées en deux sources de bruit corrélées  $\langle V^2 \rangle$  et  $\langle i^2 \rangle$  précédant le transistor extrinsèque considéré comme non bruyant (figure 18b) ; on tient compte de la corrélation entre sources de bruit par introduction de deux impédances de corrélation (figure 18c) suivant la méthodologie précitée précédemment (paragraphe 1.3.5). A ce niveau le calcul du facteur de bruit minimum  $F_{\min}$  et de l'impédance optimum  $Z_{\text{opt}}$  de la source connectée au transistor peut être réalisée de façon entièrement analytique et rigoureuse [51].

$$F_{\min} = 1 + 2 g_n (R_{\text{cor}} + R_{\text{opt}}) \quad (1)$$

où

$$Z_{\text{cor}} = R_{\text{cor}} + jX_{\text{cor}} \quad \text{impédance de corrélation} \quad (2)$$

$$g_n = \frac{\overline{i^2}}{4kTB} \quad \text{conductance de bruit} \quad (3)$$

$$r_n = \frac{\overline{V_n^2}}{4kTB} \quad \text{résistance de bruit} \quad (4)$$

$$Z_{\text{opt}} = R_{\text{opt}} + jX_{\text{opt}} = \sqrt{R_{\text{cor}}^2 + \frac{r_n}{g_n}} - jX_{\text{cor}} \quad (5)$$

En conclusion, si l'on connaît les valeurs des sources  $\langle V^2 \rangle$  et  $\langle i^2 \rangle$  et de l'impédance de corrélation, le facteur de bruit est parfaitement déterminé. En règle générale, le problème de la détermination du facteur de bruit se fait à deux niveaux :

- déterminer les sources de bruit de drain  $\langle i_d^2 \rangle$ , de grille  $\langle i_g^2 \rangle$  et le coefficient de corrélation C ou encore les grandeurs P et R.
- en déduire  $\langle i^2 \rangle$  et  $\langle V^2 \rangle$  et  $Z_{\text{cor}}$  en utilisant les éléments du schéma équivalent.

La première étape ne peut être menée de façon rigoureuse analytiquement, la deuxième nécessite des calculs complexes. Toutefois, un certain nombre de formulations approchées ont été proposées, basées sur des hypothèses simplificatrices. Elles permettent de réaliser une optimisation des composants.

**b) Formulations approchées : différentes approximations ont été réalisées**

**APPROXIMATION 1**

- la source de bruit de grille et la capacité de contre réaction  $C_{gd}$  sont négligées, le facteur de bruit peut s'exprimer en fonction de  $P$  et des éléments du schéma équivalent [52] sous la forme suivante :

$$F_{\min} = 1 + 2\sqrt{P} \frac{f}{f_c} \sqrt{G_m (R_s + R_g)} \quad (6)$$

$$f_c = \frac{G_m}{2\pi C_{gs}}$$

$f_c$  : fréquence caractéristique.

L'expression (6) est similaire à une formulation semi-empirique du facteur de bruit minimum, largement utilisée et proposée par Fukui [63, 64].

$$F_{\min} \approx 1 + k_F \frac{f}{f_c} \sqrt{G_m (R_s + R_g)} \quad (7)$$

$k_F$  est le coefficient de Fukui. Il est admis qu'il peut prendre les valeurs suivantes :

2,5 - 3 pour les MESFETs

1,5 - 2 pour les HEMTs.

Le rapprochement des deux formules indique que  $k_F \approx 2\sqrt{P}$ .

L'analyse de l'expression (6) montre bien que l'obtention d'une valeur de  $F_{\min}$  faible nécessite d'une part une valeur de  $f_c$  très élevée d'autre part des valeurs de  $R_s + R_g$  et  $P$  les plus faibles possibles.

Dans le cadre de cette approximation,  $P$  est un paramètre qui influence fortement le facteur de bruit  $F_{\min}$ , il est évident que son estimation est importante.

Delagebeaudeuf [65] en a proposé une formulation approchée :

$$P = \frac{I_{ds}}{E_c L_g g_m} \quad (8)$$

$I_{ds}$  : représente le courant continu de polarisation de drain

$E_c$  : le champ critique

$L_g$  : la longueur de grille.

L'introduction de l'expression (8) dans (6) donne une forme du facteur de bruit directement liée à la technologie

$$F_{\min} = 1 + 2 \sqrt{\frac{I_{ds}}{E_c L_g} \frac{f}{f_c}} \sqrt{(R_s + R_g)} \quad (9)$$

Comme cette formule est basée sur plusieurs hypothèses simplificatrices, il faut l'utiliser avec une grande prudence et principalement pour définir le courant drain optimum. Il faut insister sur le fait que pour la conception des composants faible bruit les expressions (6) et (9) peuvent donner des conclusions un peu paradoxales. La formule (6) semble indiquer qu'il faut avoir des transistors à faible transconductance et la formule (9) que la longueur de grille doit être la plus grande possible. C'est oublier dans les deux cas la dépendance de  $f_c$  avec  $G_m$  et  $L_g$ . En pratique, c'est la dernière dépendance qui prédomine puisque ce sont finalement les termes  $\sqrt{G_m/f_c}$  ou  $1/\sqrt{L_g f_c}$  qu'il faut rendre les plus petits possible.

En utilisant les formulations approchées de la source de bruit de drain indiquée précédemment (paragraphe I.5.2.1.), A. Cappy a proposé une autre formulation analytique approchée qui fait apparaître plus clairement encore les dépendances explicites en fonction des paramètres technologiques [9].

$$F_{\min} = 1 + \sqrt{8\Pi} f \sqrt{\frac{L_g}{f_c} (\alpha Z + \beta I_{ds})(R_s + R_g)} \quad (12)$$

en posant

$$f_c = \frac{V_0}{2\Pi L_g}$$

on a alors

$$F_{\min} = 1 + 4\Pi L_g f \sqrt{\frac{1}{V_0} (\alpha Z + \beta I_{ds})(R_s + R_g)} \quad (13)$$

$V_0$  : vitesse électronique moyenne.

Il résulte de cette formule que pour une somme  $R_s + R_g$  donnée, deux paramètres essentiels permettent de réduire le facteur de bruit, d'une part une faible longueur de grille, d'autre part, une vitesse électronique importante.

## APPROXIMATION 2

Un autre type de formulation prend en compte l'existence de sources de bruit dans le circuit de grille, pour partie corrélées avec les sources du circuit de drain (coefficient de corrélation  $C$ ). Si l'on néglige l'influence de  $C_{gd}$  on obtient une formulation analytique du facteur de bruit qui s'exprime en fonction de  $P$ ,  $R$  et  $C$ .

$$F_{\min} = 1 + 2\sqrt{P + R - 2C\sqrt{PR}} \frac{f}{f_c} \sqrt{G_m (R_s + R_g) + \frac{PR(1 - C^2)}{R + P - 2C\sqrt{RP}}} \quad (10)$$

Cette expression est voisine de celle obtenue par Pucell [51] ; elle montre les effets suivants :

- le facteur de bruit garde une évolution linéaire en fonction de la fréquence, quand le bruit de grille est pris en compte.

- Contrairement au premier type de formulation, si  $R_s + R_g$  tend vers zéro, le facteur de bruit ne tend plus vers l'unité. Le composant est ainsi caractérisé par un facteur de bruit intrinsèque.

$$F_{\text{int}} = 1 + 2 \frac{f}{f_c} \sqrt{PR(1-C^2)} \quad (11)$$

La corrélation entre le bruit de grille et le bruit de drain constitue un élément déterminant du facteur de bruit d'un transistor à effet de champ. Dans les formules précédentes figurent des termes du genre  $\sqrt{1-C^2}$  montrant en particulier qu'une forte corrélation implique une réduction spectaculaire du facteur de bruit. C'est notamment le cas comme le montre la figure 19 au voisinage du pincement.

### c) Dépendance en fonction de la température

Seul Delagebeaudeuf a proposé une formulation du facteur de bruit incluant une dépendance en fonction de la température. Elle est basée sur l'hypothèse que la température électronique est proportionnelle à la température physique du composant.

La formulation de Delagebeaudeuf [66] est la suivante :

$$F_{\text{min}} = 1 + 2\sqrt{K_{g0}} \left( \frac{T}{T_0} \right) \frac{f}{f_c} \sqrt{G_m (R_s + R_g) + K_{r0}} \quad (14)$$

T: température physique du composant

T<sub>0</sub>: température de référence normalisée à 290 K.

Pour des conditions optimales de fonctionnement et quelle que soit la température, le terme  $K_{r0}$  est négligeable devant  $G_m (R_s + R_g)$ . On peut écrire :

$$F_{\text{min}} = 1 + \frac{T_n}{T_0}$$

où  $T_n$  est définie comme la température équivalente de bruit  $T_n = \alpha(T) \times f$  avec  $f$  en GHz et  $\alpha(T) = 2\pi \cdot 10^9 K_{F0} \cdot T$  Cgs

$$\alpha(T) = 2\pi \cdot 10^9 K_{F0} \cdot T C_{gs} \sqrt{\frac{R_s + R_g}{G_m}}$$

où  $K_{F0} = 2\sqrt{K_{g0}}$  est le facteur de Fukui.

NEC NE20200 ( $V_{ds}=2V$  ;  $I_{ds}=10mA$ )  
 injection des paramètres constructeur

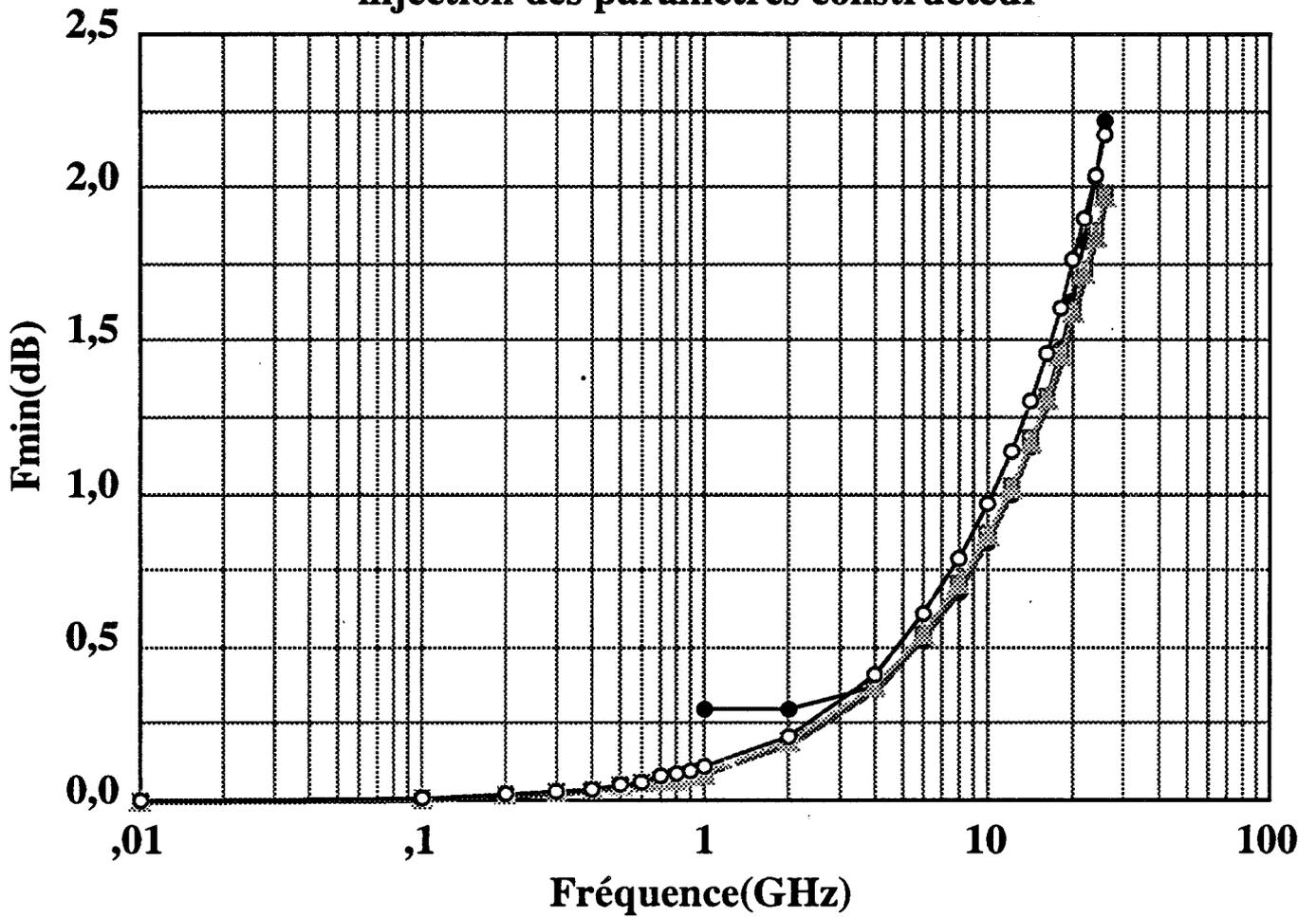
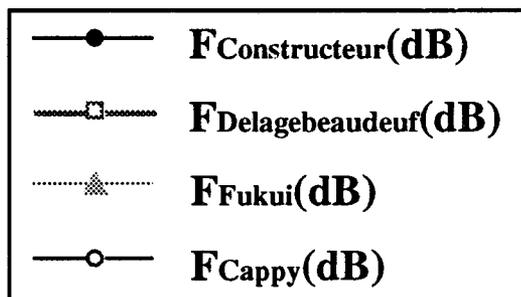


Figure 20 : Evolution fréquentielle du facteur de bruit selon :



#### d) Discussion : Existence d'un plancher de bruit

Dans tout ce qui précède nous avons considéré uniquement le bruit de diffusion, l'évolution correspondante du facteur de bruit fait apparaître une relation linéaire avec la fréquence. Ainsi aux fréquences basses de la gamme microondes, le facteur de bruit devrait être très faible, voir nul.

Nous avons représenté sur la figure 20, l'évolution du facteur de bruit minimum d'après les modèles décrits précédemment et les valeurs données par le constructeur pour un NEC 20200 ( $R_s = 3,5 \Omega$ ,  $R_g = 2 \Omega$ ,  $G_m = 45 \text{ mS}$ ,  $C_{gs} = 0,2 \text{ pF}$ ). Si au delà de 4 GHz l'accord est tout à fait satisfaisant d'une part entre les diverses formulations et d'autre part avec l'expérience, il n'en est pas de même en dessous de cette limite où les données constructeurs font état d'un "plancher" de bruit.

Jusqu'à présent, seul GUPTA [42] a tenté d'en donner une interprétation (figure 21) et une formulation en prenant en compte l'influence des pertes du circuit d'adaptation ou du circuit de grille et du schéma équivalent réel du composant. Il aboutit à une expression complète de  $F_{\min}$  tenant compte de ces éléments.

$$F_{\min} = 1 + 2R_n(G_c + G_{in}) + 2\sqrt{R_n(G_c + G_{in}) + R_n^2(G_c + G_{in})^2}$$

avec  $G_{in}$  = conductance d'entrée du FET

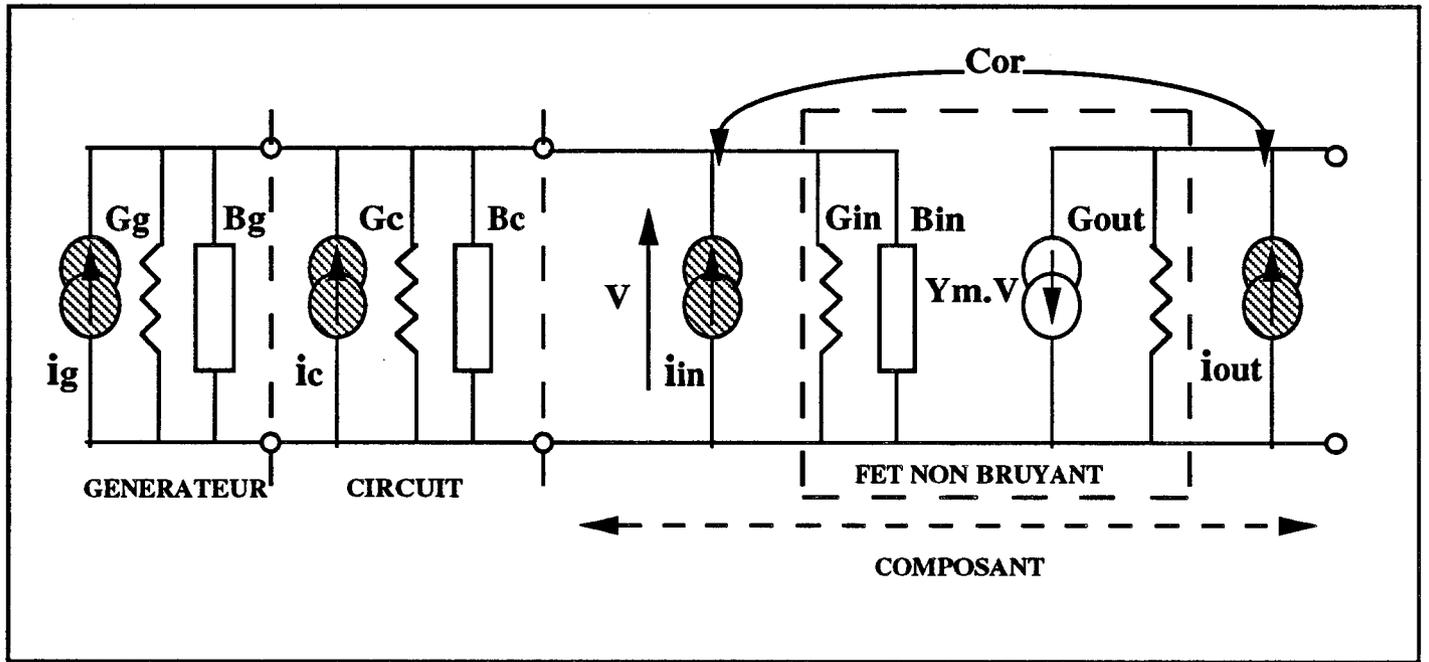
$$\text{et } R_n = \frac{\Theta}{g_m} \quad \text{ou bien } R_n = \frac{0,03}{g_m^2} \text{ selon Fukui}$$

$R_n$  : résistance de bruit.

$G_c$  : conductance indépendante de la fréquence qui selon GUPTA traduit des "pertes du circuit d'adaptation". Signalons qu'en plus basse fréquence  $G_{in} \ll G_c$  et que par conséquent, une formulation approchée peut être proposée :

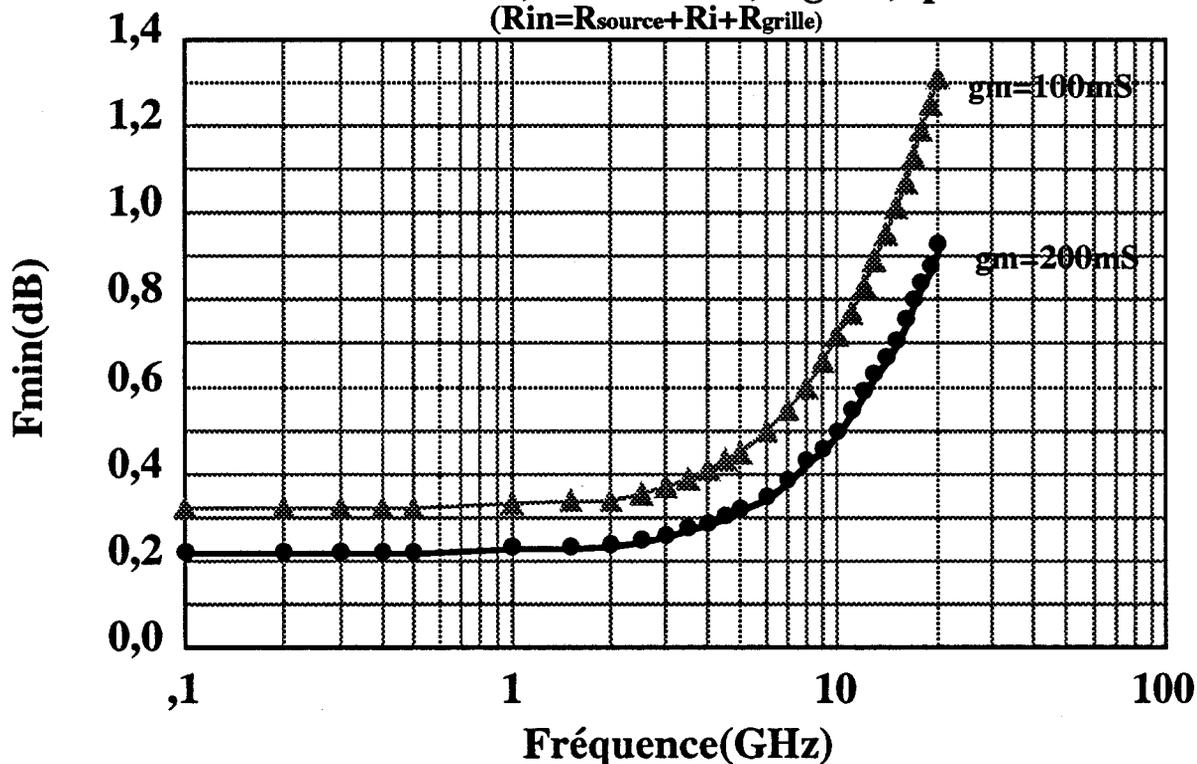
$$F_{\min} \# 1 + 2\sqrt{R_n G_c}$$

à titre d'exemple, nous représentons la courbe traduisant la dépendance du facteur de bruit en fonction de la fréquence dans les conditions de Gupta (Figure 22).

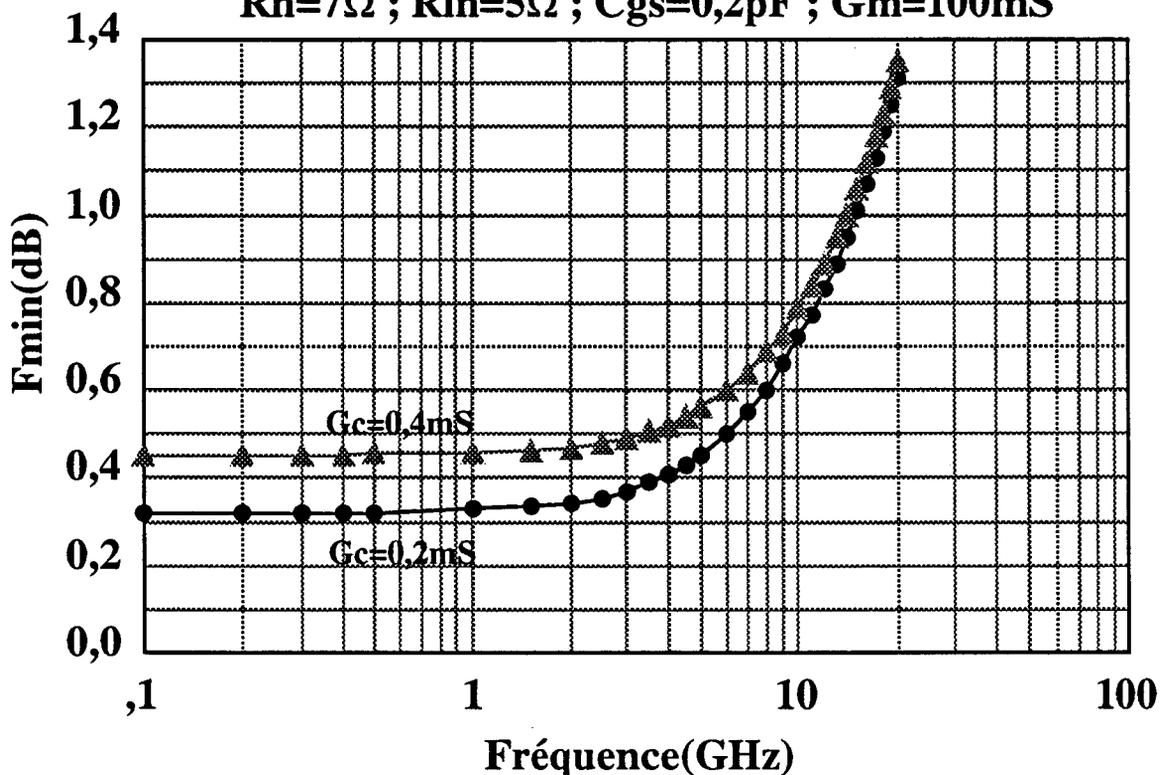


**Figure 21 : Schéma équivalent en bruit incluant l'influence des pertes de grille selon Gupta (1987).**

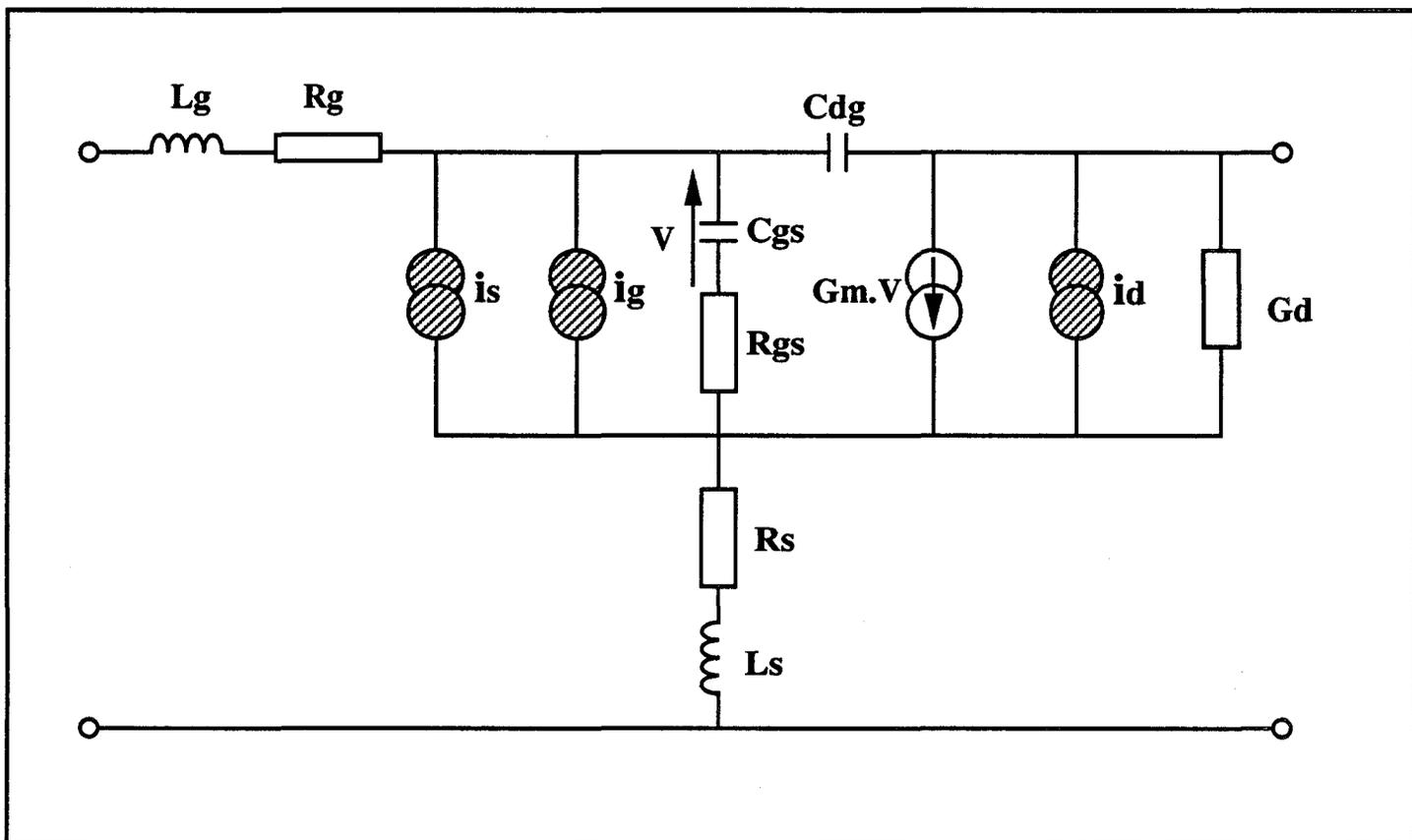
**Influence de la transconductance**  
 $R_{in}=5\Omega$  ;  $1/G_c=5k\Omega$  ;  $C_{gs}=0,2pF$   
 ( $R_{in}=R_{source}+R_i+R_{grille}$ )



**Influence des "pertes du circuit de grille"**  
 $R_n=7\Omega$  ;  $R_{in}=5\Omega$  ;  $C_{gs}=0,2pF$  ;  $G_m=100mS$



**Figure 22 : Influence de la transconductance et des pertes du circuit de grille sur le facteur de bruit du FET (selon Gupta)**



**Figure 23 : Schéma équivalent en bruit incluant le bruit de grenaille dans la grille selon Heymann et Prinzler (1992).**

Nous voyons que pour rendre compte des données constructeur, les pertes du circuit de grille devraient être modélisées par une conductance égale à 0,2 mS à 0,4 mS environ.

Très récemment, une autre tentative d'interprétation de ce "plancher" de bruit a été fournie par Heymann et Prinzler [43, 44]. Il pourrait être dû au bruit de grenaille associé au courant de fuite de grille (figure 23) suivant la formule suivante :

$$\overline{i_s^2} = 2q I_G \Delta F$$

Ceci indiquerait très clairement que ce plancher est étroitement dépendant de la technologie. Comme nous l'avons signalé précédemment, des études sont en cours au laboratoire sur ce sujet.

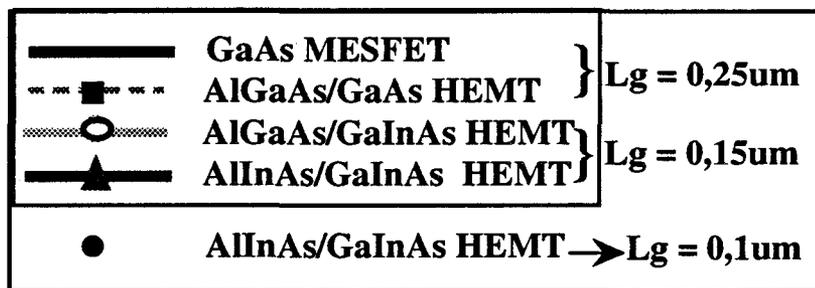
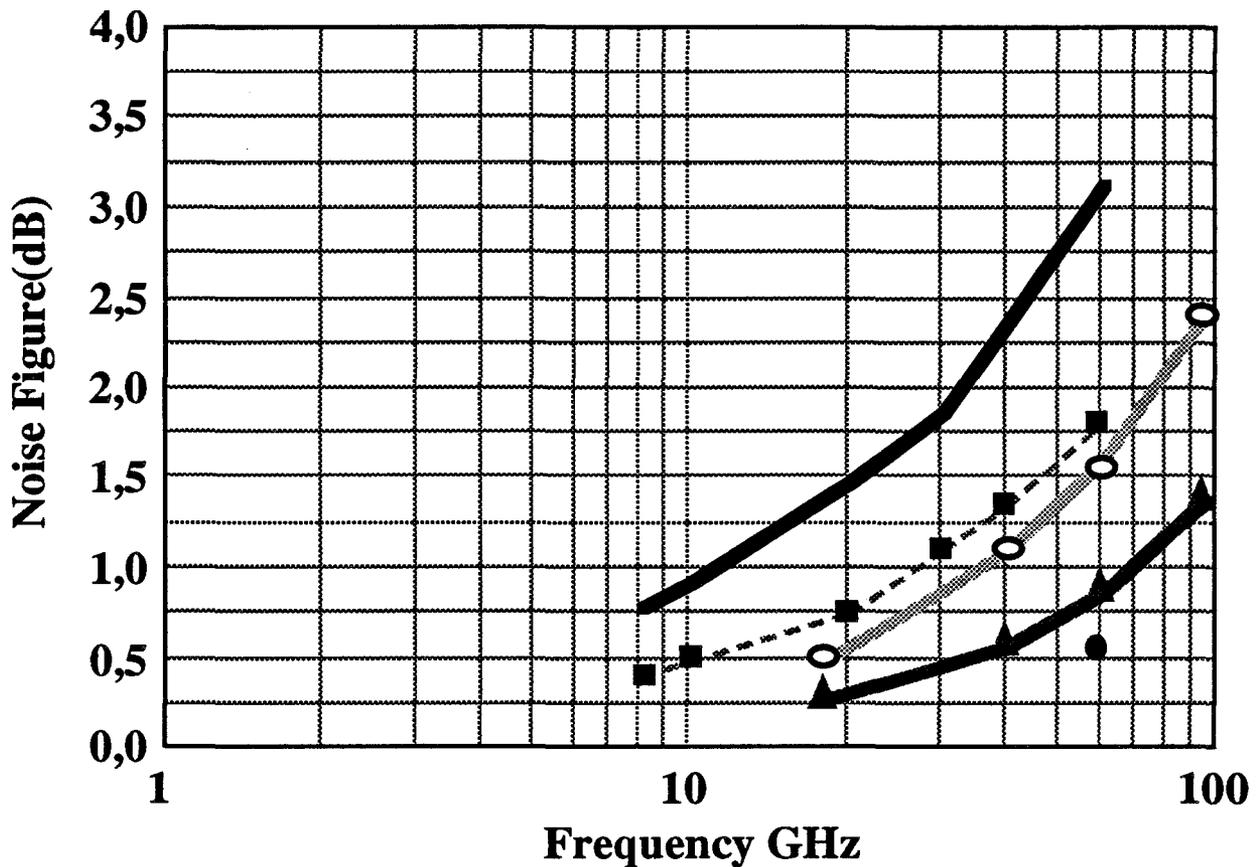
### **I.5.5. ETAT DE L'ART**

La figure 24 représente un exemple de résultats obtenus dans différents laboratoires correspondants aux meilleures performances de bruit obtenues avec des composants à effet de champ. On remarque tout d'abord l'excellence des performances concernant l'ensemble des transistors considérés [24].

Au vu de ces résultats, on peut faire un certain nombre de constatations et tirer quelques conclusions :

- croissance monotone du facteur de bruit avec la fréquence ;
- décroissance du facteur de bruit quand la longueur de grille diminue ;
- supériorité très nettement marquée en faveur des hétérostructures par rapport à la structure MESFET ;
- supériorité du composant pseudomorphique sur GaAs par rapport au HEMT conventionnel pour des longueurs de grille identiques.

Enfin, la structure HEMT sur substrat InP possède le plus faible facteur de bruit.



**Figure 24 : Evolution fréquentielle du facteur de bruit pour différentes Sortes de composants à effet de champ correspondant aux meilleurs résultats de l'état de l'art.**

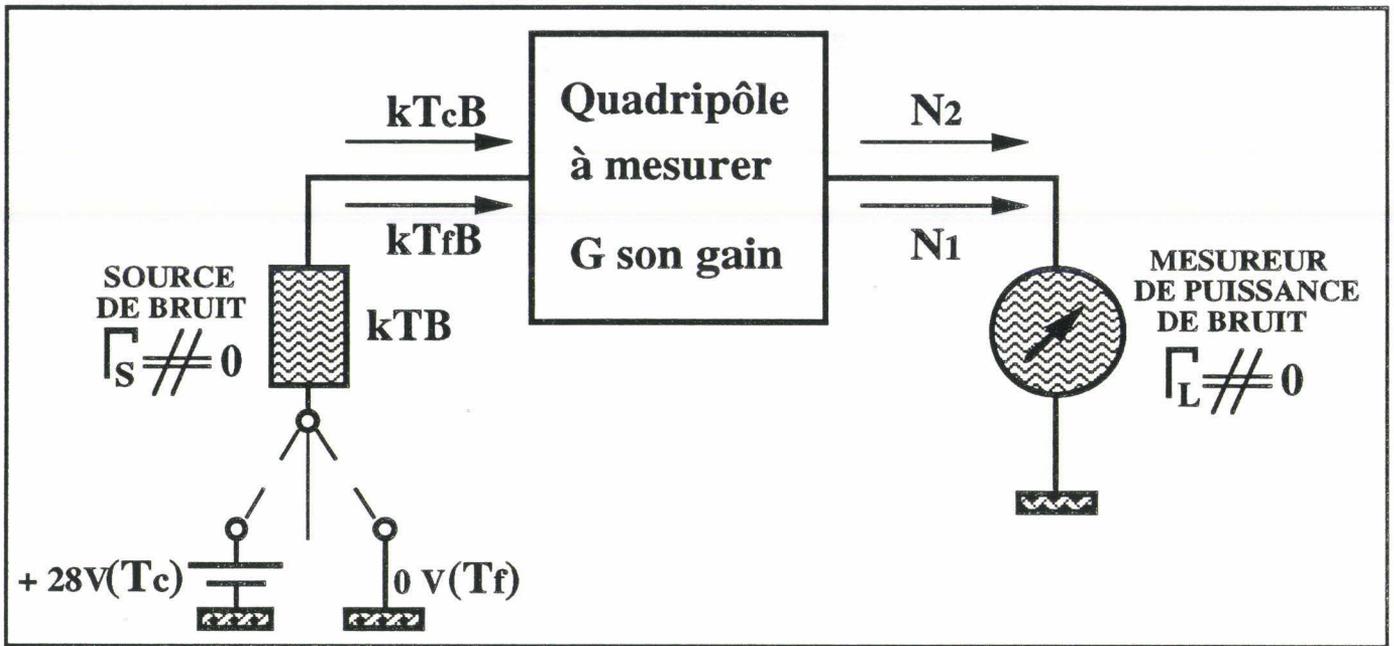


Figure 25-a : Principe de la mesure du facteur de bruit.

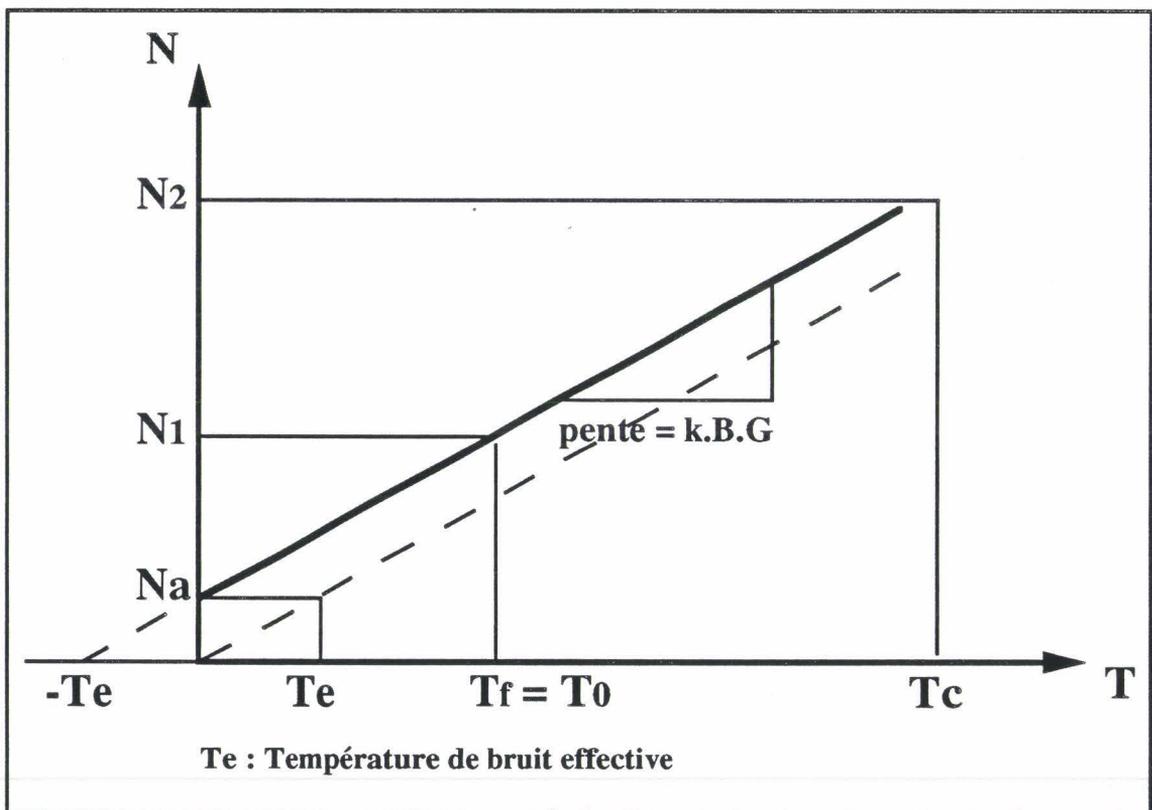


Figure 25-b : Méthode des deux températures pour la mesure du facteur de bruit.

## **II. MESURE DE BRUIT DES QUADRIPÔLES : PROBLEMES PARTICULIERS AUX QUADRIPÔLES PEU BRUYANTS**

Avant de décrire plus précisément les études que nous avons effectuées, il nous semble important de rappeler brièvement le principe des mesures de bruit en insistant tout particulièrement sur les problèmes posés dans la mesure de quadripôles à faible bruit.

### **II.1. PRINCIPE DE LA MESURE DU FACTEUR DE BRUIT D'UN QUADRIPOLE**

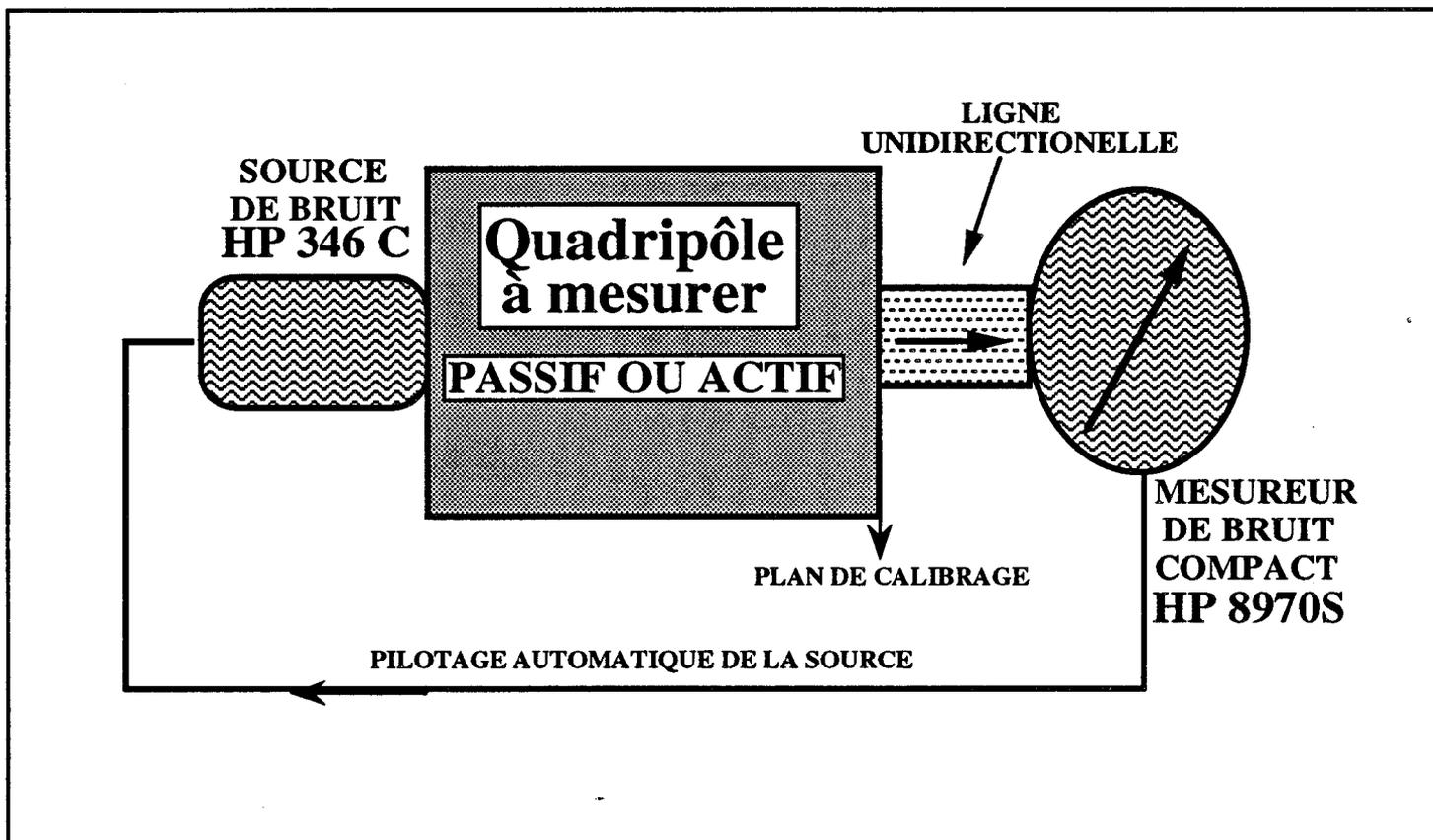
#### **II.1.1. LA METHODE DES DEUX TEMPERATURES**

La mesure est réalisée en utilisant la méthode des deux températures ; le principe est basé sur l'expression donnant la puissance de bruit en sortie d'un quadripôle (figure 25a).

$$N_s = N_a + k T B G$$

Il est résumé sur la figure 25b. Une source de bruit supposée parfaitement adaptée à large bande (10 MHz - 26,5 GHz) fournit des puissances de bruit correspondantes à deux températures distinctes à l'entrée du quadripôle à mesurer :

- source éteinte : température froide  $T_f$  égale à  $T_0$
- source allumée : température chaude  $T_c$ .



**Figure 26 : Structure générale d'un banc de mesure du facteur de bruit.**

Dans les deux cas, le bruit ajouté par le quadripôle  $(F-1) kT_0BG = N_a$  est le même et ne dépend pas de la température de la source. Les puissances de bruit mesurées en sortie sont donc données par les expressions suivantes :

- froide :  $N_1 = kT_0BG + (F-1) kT_0BG = FkT_0BG$
- chaude :  $N_2 = kT_cBG + (F-1) kT_0BG$

L'exploitation de la caractéristique linéaire  $N_s(T)$  permet de déduire d'une part à son origine la valeur de la puissance de bruit ajoutée par le quadripôle et d'autre part de sa pente la valeur du gain  $G$ .

Le rapport  $N_2/N_1$  peut s'exprimer comme :

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{kT_cBG + (F-1)kT_0BG}{FkT_0BG} = \frac{T_c + (F-1)T_0}{FT_0}$$

d'où

$$F = \frac{T_c - T_0}{T_0} \frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1}$$

soit en dB :

$$F_{dB} = 10 \text{Log}_{10} \frac{T_c - T_0}{T_0} - 10 \text{Log}_{10} \left( \frac{N_2}{N_1} - 1 \right)$$

Le terme  $10 \log_{10} (T_c - T_0)/T_0$  est appelé RBE (Rapport de Bruit en Excès) ou ENR (Excess Noise Ratio) de la source de bruit.

## II.1.2. LE BANC DE MESURE

Nous représentons sur la figure 26 le schéma du banc de mesure du facteur de bruit d'un quadripôle. Il se compose des éléments suivants :

- la source de bruit qui produit la puissance de bruit correspondante aux deux températures
- un élément d'isolation constitué généralement par une ligne unidirectionnelle (uniline)
- le récepteur ou mesureur de bruit.

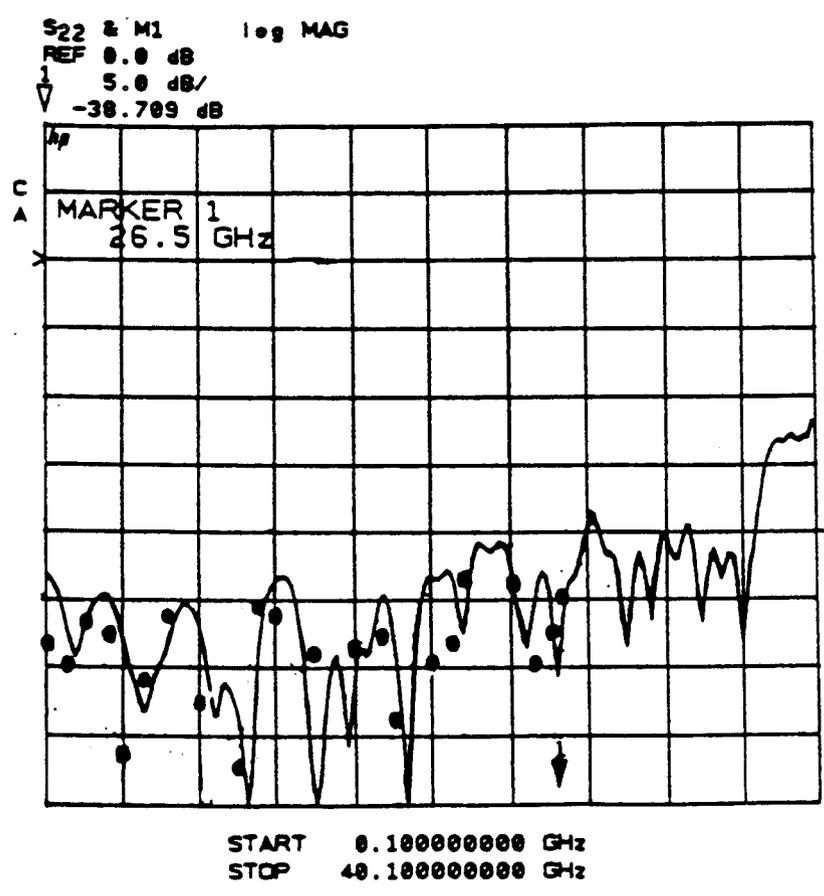
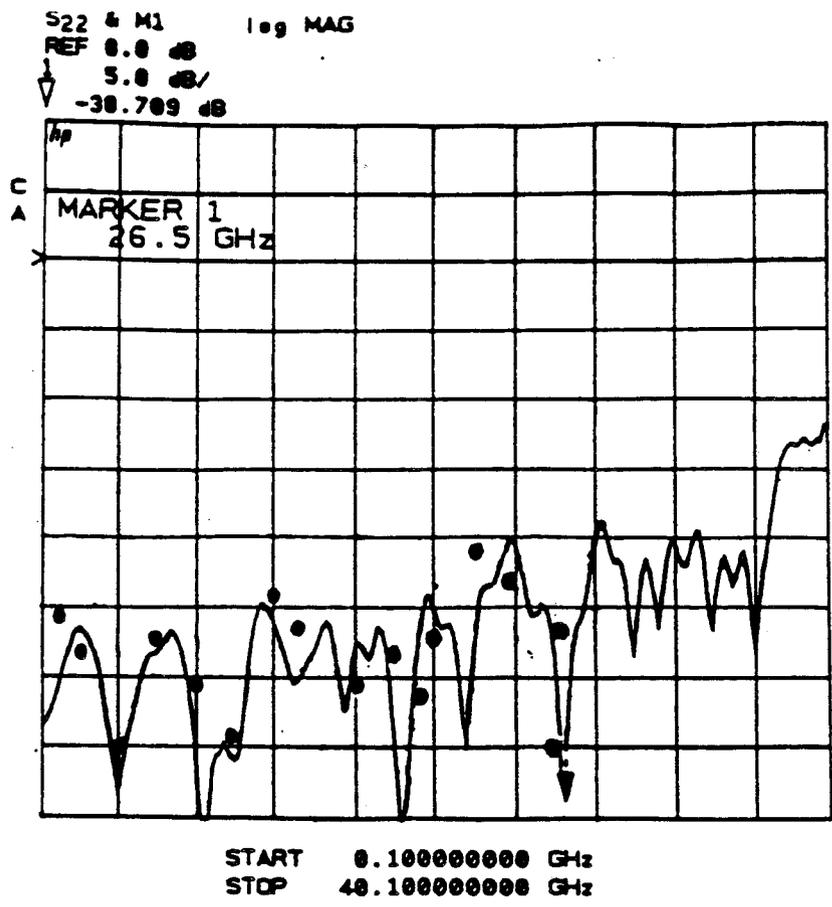


Figure 27 : Caractérisation de la source de bruit HP 346C dans la bande (10MHz-26.5GHz)  
 quand celle-ci : - (a) éteinte , position OFF , 0V  
 - (b) allumée , position ON , 28V  
 ——— courbe expérimentale  
 ● point constructeur

Le quadripôle à mesurer est inséré entre la source de bruit et le récepteur.

### **II.1.2.1. FONCTIONNEMENT DU MESUREUR DE BRUIT**

L'appareil que nous utilisons est un mesureur de bruit HP8970S pilotant une source de bruit du type HP 346C calibrée de 10 MHz à 26,5 GHz. l'ensemble permet des mesures du facteur de bruit de 0 à 30 dB, de gain - 20 à + 40 dB avec une sensibilité de -100 dBm. De 10 MHz à 1600 MHz l'ensemble fonctionne en mesure directe. Au delà de 1600 MHz, la fréquence du signal à mesurer est convertie en une fréquence intermédiaire  $F_i = 450$  MHz acceptable par le mesureur de bruit, et ceci par l'intermédiaire d'un système de mélange à réjection de fréquence image HP8971C et un oscillateur local HP8673G délivrant un signal de fréquence  $F_{OL}$ .

### **II.1.2.2. SOURCE DE BRUIT**

Afin de qualifier le dispositif, nous avons mesuré à l'analyseur de réseau le coefficient de réflexion présenté par la source lorsqu'elle se trouve dans les deux régimes de fonctionnement  $T_f$  (non polarisée) et  $T_c$  (en fonctionnement). Nous constatons figure 27 que dans toute la bande d'utilisation, la valeur de TOS reste inférieure à 1,2 voire 1,1, ce qui confère à cette source une bonne qualité en terme d'adaptation.

De plus, sur le même diagramme, nous avons représenté quelques points donnés par le constructeur et on constate un bon accord avec nos mesures. Ceci nous permettra d'évaluer l'erreur de mesure consécutive à la désadaptation de la source.

### **II.1.2.3. LIGNE UNIDIRECTIONNELLE**

Les détecteurs utilisés présentent parfois un coefficient de réflexion non négligeable, ce qui peut entraîner des erreurs de mesure en particulier au niveau de la calibration. Afin de palier à cet inconvénient, nous avons intercalé une ligne unidirectionnelle entre le quadripôle et le détecteur. Nous avons vérifié

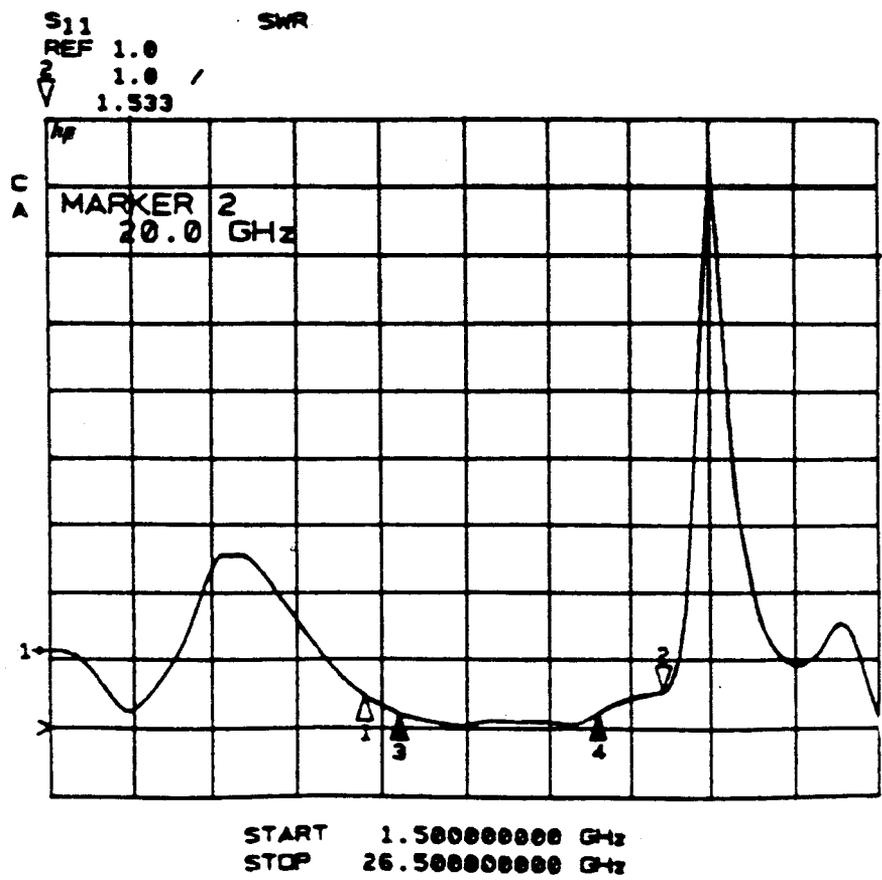
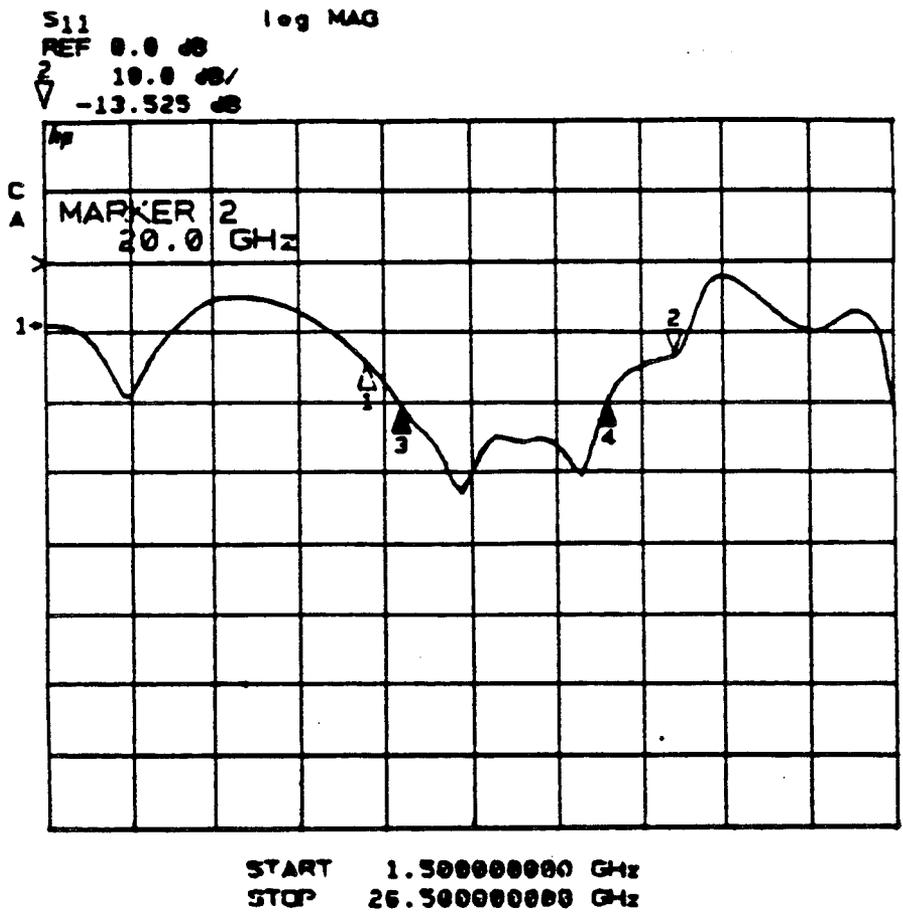


Figure 28 : Caractérisation de deux lignes unidirectionnelles utilisables dans la bande (12GHz-18GHz).

que celles-ci présentent un TOS très faible par exemple inférieure à 1,05 de 12 à 18 GHz comme le montre la figure 28.

## **II.1.3. CAS DES FACTEURS DE BRUIT FAIBLES**

### **II.1.3.1. COMPARAISON DES DEUX TYPES DE SOURCE DE BRUIT**

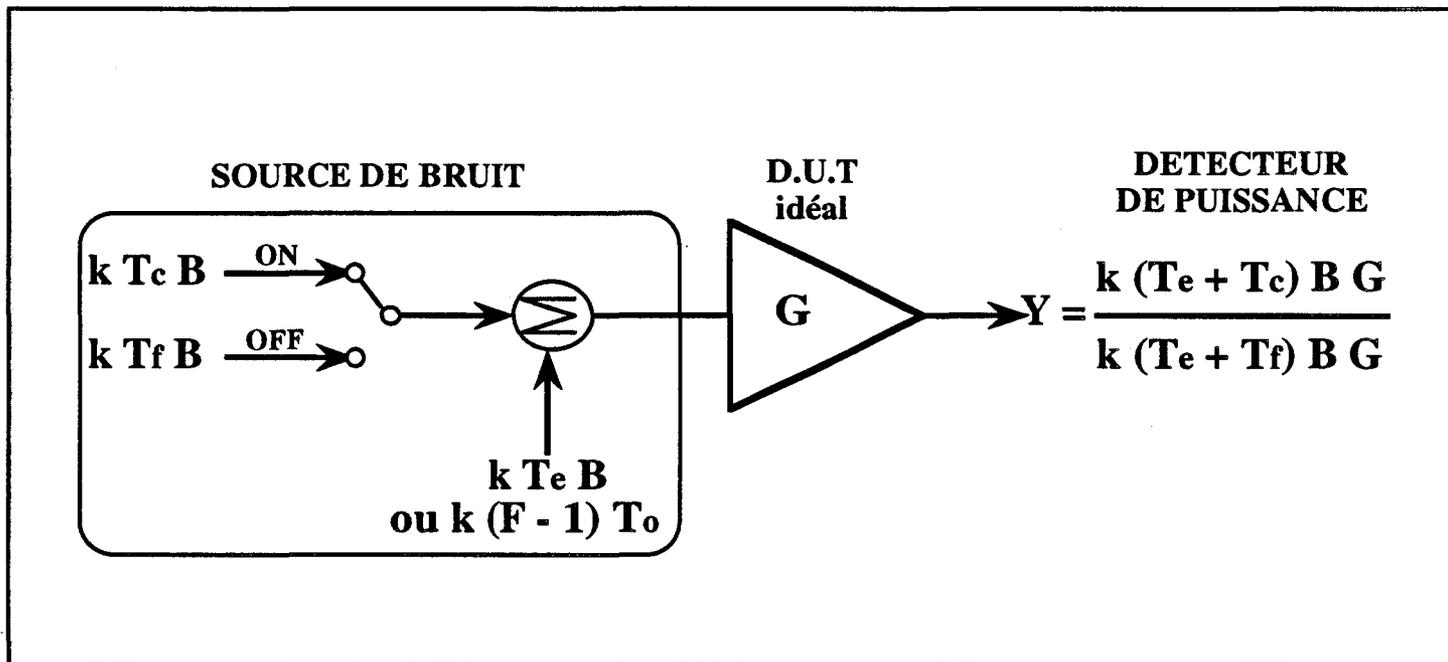
La technique de mesure du facteur de bruit utilise la méthode des deux températures. Pour cela deux possibilités nous sont offertes :

- Utilisation d'une diode de bruit capable de fournir comme référence haute température élevée, une puissance de bruit importante, la diode étant polarisée en régime d'avalanche. Dans ce cas typiquement :  $T_c = 10\ 000\ K$  et non polarisée  $T_f = 300\ K$ .

- Utilisation d'une impédance étalon portée à deux températures différentes entre l'ambiante ( $T_c$ ) et les basses températures  $T_f$ .

Nous résumons sur le tableau ci-dessous les principales caractéristiques de ces deux types de source de bruit.

	Nature du bruit émis	R.B.E.	Choix des températures
Diode à bruit	Simulation de Bruit thermique	Etalonnage secondaire (constructeur)	Température fixe imposée Ex : $T_f = 300\ K$ $T_c = 10000\ K$
Impédance étalon	Bruit thermique	Etalonnage primaire	Choix par l'utilisateur souvent : $T_f = 77\ K$ $T_c = 300\ K$



Facteur Y est le rapport des puissances de bruit mesurées  $Y = \frac{\text{Puissance chaude}}{\text{Puissance froide}}$

Te : Température de bruit effective  
Tc : Température de bruit chaude  
Tf : Température de bruit froide

**Figure 29 : Schéma synoptique de la mesure du facteur Y.**

### II.1.3.2. ESTIMATION DE L'INCERTITUDE LIEE A LA METHODE DES DEUX TEMPERATURES

Si  $T_e$  représente la température effective du bruit à mesurer, alors d'après la figure 29

$$T_e = \frac{T_c - Y T_f}{Y - 1}$$

L'erreur sur  $T_e$  peut s'exprimer de la manière suivante :

$$\Delta T_e = \left| \frac{\partial T_e}{\partial T_f} \right| \Delta T_f + \left| \frac{\partial T_e}{\partial T_c} \right| \Delta T_c + \left| \frac{\partial T_e}{\partial Y} \right| \Delta Y$$

d'où

$$\Delta T_e = \left| \frac{Y}{Y-1} \right| \Delta T_f + \frac{1}{|Y-1|} \Delta T_c + \frac{|T_f - T_c|}{(Y-1)^2} \Delta Y$$

Pour la mesure des facteurs de bruit, le rapport des puissances (chaude-froide) appelé facteur  $Y$ , est mesuré à l'aide d'un détecteur de bruit. Celui-ci est de l'ordre de 4 dB pour une mesure typique si la source de bruit utilisée est une impédance étalon, et de l'ordre de 15 dB si celle-ci est une diode à bruit.

L'examen des données constructeur, notamment la précision sur le paramètre  $Y$  donne une incertitude au meilleur des cas de 0,01 dB et au pire de l'ordre de 0,04 dB, ceci pour  $Y$  compris entre 0 et 15 dB. Quoique cette erreur puisse être partiellement corrigée par le traitement numérique associé à la mesure, il semblerait par ailleurs que l'amplitude de l'incertitude  $\Delta Y$  soit une fonction croissante de  $Y$ .

En ce qui concerne  $\Delta T_c$  pour la diode à bruit, nous avons considéré également deux cas assez caractéristiques de situations possibles :

- une valeur de 100 K (équivalent à une erreur de 0,1 dB sur l'ENR) proche de la valeur maximum indiquée par le constructeur pour la partie centrale de la bande de fonctionnement ;

- une valeur de 20 K qui correspondrait sans doute à un minimum possible que l'on pourrait peut être atteindre, en utilisant des réétalonnages périodiques.

Au regard des valeurs typiques du paramètre Y, le tableau, ci-après, résume le résultat de calcul de l'incertitude sur la température de bruit effective  $\Delta T_e$  pour les deux méthodes de mesure considérées. A chaque fois nous nous sommes placés dans le meilleur et le pire cas possible en ce qui concerne  $\Delta Y$  et  $\Delta T_f$ .

	$T_c$	$\Delta T_c$	$T_f$	$\Delta T_f$	YdB	$\Delta Y$ dB	$\Delta T_e$
Charge étalon	300 K	2 K	77 K	0,2 K	4,4	0,01	1,9 K min
"	"	"	"	"	"	0,04	3,3 K max
"	"	"	"	1 K	"	0,01	3,2 K min
"	"	"	"	"	"	0,04	4,5 K max
Diode à bruit	10 000 K	20 K	300 K	2 K	15	0,01	3,5 K
		50 K					4,5 K
		100 K					6,1 K min
"	"	20 K	"	"	"	0,04	5,7 K
		50 K					6,7 K
		100 K					8,3 K max

L'analyse du tableau montre que dans le meilleur des cas :

- la précision est meilleure avec la charge étalon

- l'erreur finale pourrait être de l'ordre de 1,9 K, ce qui est en bon accord avec des évaluations faites par d'autres auteurs [67].

- dans le pire cas, le système utilisant la diode à bruit donne des erreurs plus importantes (de l'ordre de 8,3 K). Dans le cas de mesure de composant en basse température et pour les valeurs de facteur de bruit que nous avons atteint (cf. Chap. III. §. III9.1.1.), ceci donnerait une erreur de l'ordre de 0,1 dB.

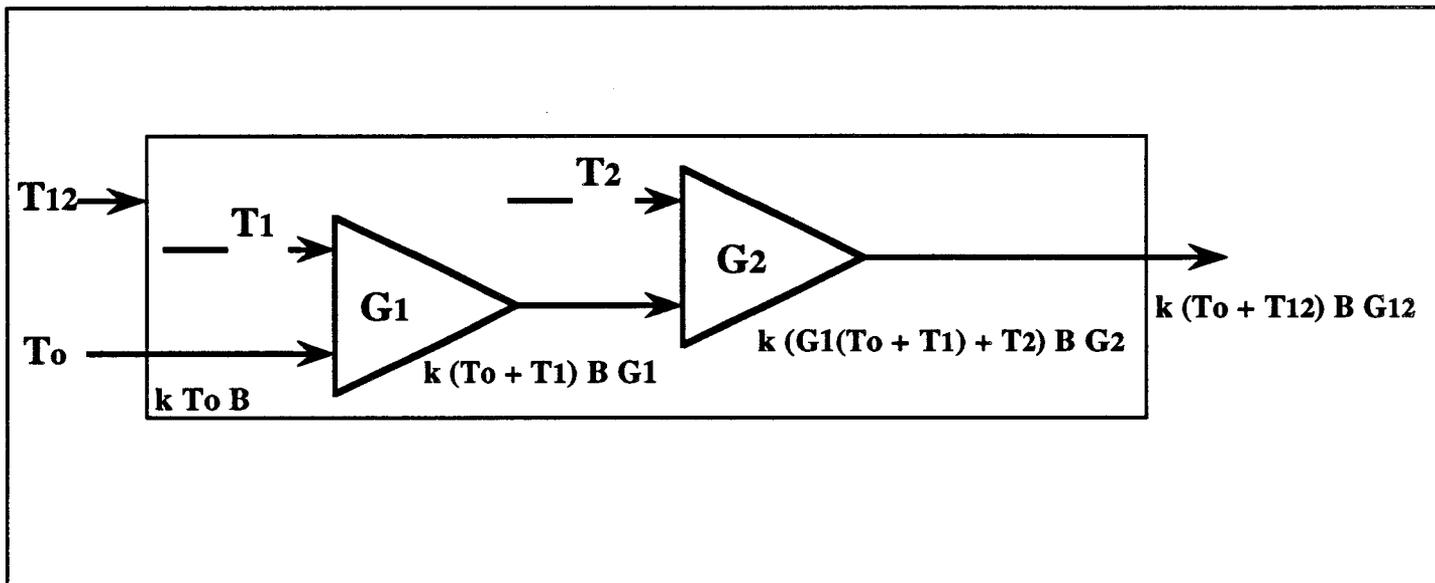
Toutefois, dans les autres cas la situation n'est pas aussi claire et l'avantage de cette méthode plus complexe à mettre en oeuvre n'est pas aussi évident. De plus, certaines expériences effectuées et reportées chapitre II paragraphe I.5., avec l'utilisation de deux sources de bruit différentes, semblent indiquer une erreur possible sur la température de source chaude inférieure à celle que nous avons considéré et plutôt voisine de 50 K. Signalons finalement que cette étude expérimentale semble indiquer que la précision décroît quand  $T_c$  diminue. Par ailleurs, il faut tenir compte de la non uniformité de température de la ligne d'amenée et de ses pertes sans compter tous les problèmes de givrage et autres.

Il apparaît à la lumière de ces deux résultats, que la mesure avec la charge étalon utilisant des températures faibles semble être la plus précise a priori. Néanmoins, sa mise en oeuvre présente l'inconvénient majeur d'être très longue par point de mesure, d'autre part, les problèmes liés au givrage des cables reliant la charge au système à mesurer peuvent induire des erreurs supplémentaires.

Pour l'ensemble de ces raisons et vu les difficultés expérimentales, nous avons utilisé la méthode des deux températures avec diodes de bruit.

## **II.2. FACTEUR DE BRUIT D'UN COMPOSANT**

En pratique, on cherche le facteur de bruit du quadripôle ou de l'élément actif proprement dit et celui-ci est inséré dans une chaîne comprenant :



**$T_1$  et  $T_2$  : Températures de bruit effectives de chacun des quadripôles**  
 **$T_{12}$  : Température de bruit effective du quadripôle équivalent**  
 **$G_1$  et  $G_2$  : Gains de puissance disponible de chaque quadripôles**  
 **$G_{12}$  : Gain de puissance disponible du quadripôle équivalent égal  $G_1 \cdot G_2$**

**Figure 30 : Modèle équivalent de deux quadripôles en cascade.**

- des adaptateurs
- des éléments de liaisons
- des éléments de polarisation.

Le problème consiste à extraire les grandeurs caractéristiques du transistor de la mesure faite sur l'ensemble. Pour cela nous devons utiliser les formulations donnant le facteur de bruit de quadripôles en cascade et en comprendre les implications.

### II.2.1. FACTEUR DE BRUIT DE QUADRIPOLES EN CASCADE

Considérons la chaîne de mesure de la figure 30, constituée de deux quadripôles  $Q_1$  et  $Q_2$ , de températures de bruit ramenées à l'entrée de chacun et de gains  $T_1, G_1$  et  $T_2, G_2$  respectivement.

On montre que la température de bruit globale ramenée à l'entrée  $T_{12}$  et le facteur de bruit global  $F_{12}$ , sont respectivement donnés par :

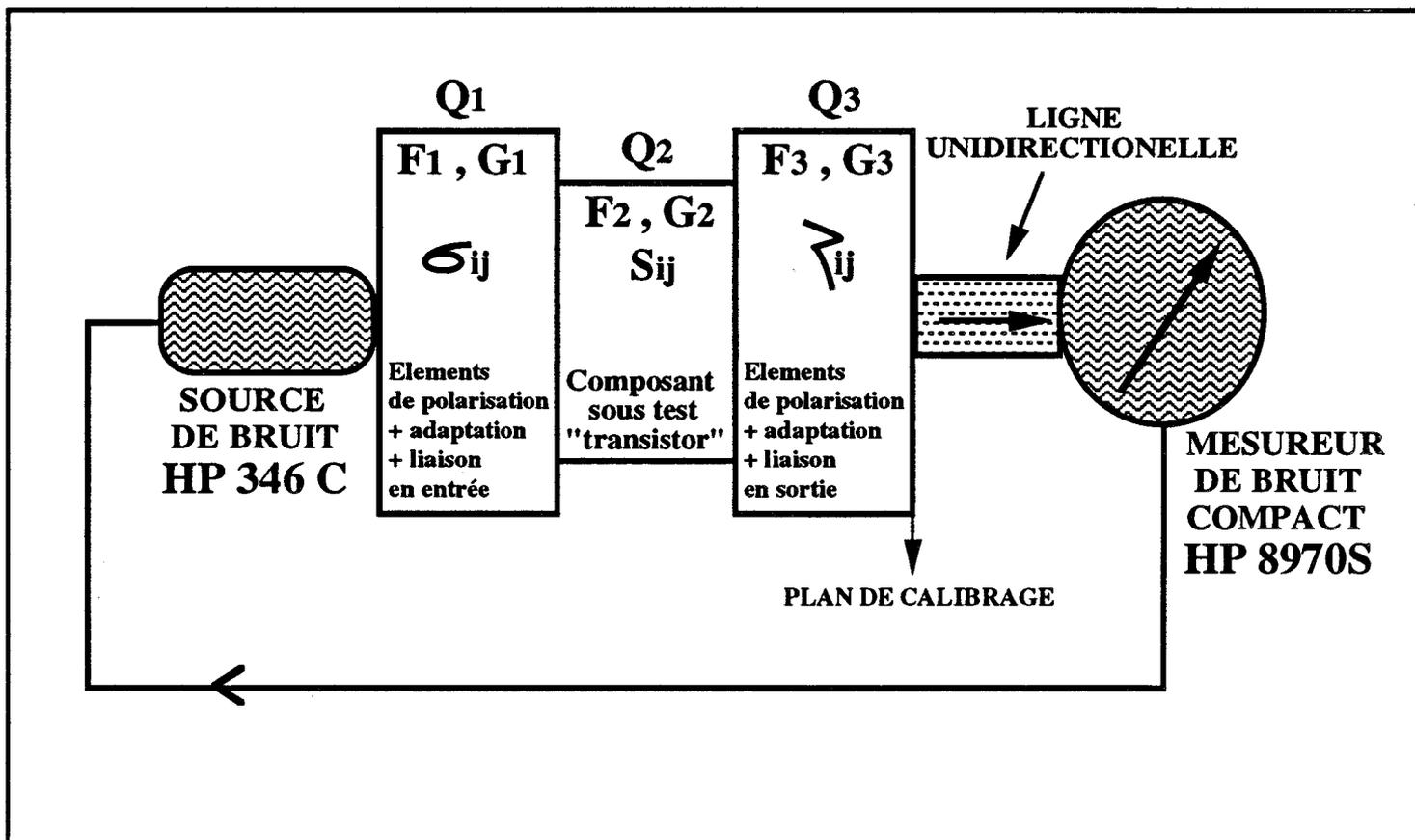
$$T_{12} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} \quad \text{et} \quad F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

Ces équations peuvent être généralisées dans le cas de  $n$  quadripôles en cascade (Formules de Friis [68]).

$$T_n = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

$$F_n = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

Ces relations sont utilisables quelle que soit la nature active ou passive des quadripôles. Toutefois, il est important de noter que ces résultats doivent être corrigés si les éléments ne sont pas tous portés à la même température physique.



**Figure 31 : Mesure de facteur de bruit de trois quadripôles en cascade, extraction de  $F_2$  et  $G_2$  d'un composant.**

Nous reviendrons ultérieurement sur ces considérations pour traiter le problème de la mesure du facteur de bruit de composants à basse température.

Il est important de noter que pour une chaîne comportant plusieurs quadripôles, c'est le premier de ceux-ci qui contribue le plus à la dégradation du facteur de bruit global, les autres contributions peuvent être négligées tant que les gains  $G_i$  sont suffisamment grands.

### II.2.2. EXTRACTION DES CARACTERISTIQUES (F2 et G2) D'UN COMPOSANT DANS UNE CHAINE DE MESURE

Pour le calcul du facteur de bruit propre d'un composant inséré dans une chaîne de mesure à perte ou bruyante, nous considérons celle-ci comme une association de trois quadripôles  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  en cascade, selon figure 31, caractérisés respectivement par leur matrice de dispersion, leur facteur de bruit et leur gain de puissance utilisable. Le quadripôle principal  $Q_2$  représentant l'élément actif (le transistor) est inséré entre deux quadripôles auxiliaires  $Q_1$  et  $Q_3$ , qui sont constitués respectivement des éléments de polarisations, d'adaptation et de liaison à l'entrée et à la sortie. L'utilisation de la formule de Friis adaptée aux quadripôles constituant cette chaîne permet d'obtenir le facteur de bruit total et le gain total mesurés :

$$F_m = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}$$

et

$$G_m = G_1 G_2 G_3$$

Le gain en puissance est égal au produit des gains de puissance disponible de chaque quadripôle. Si l'on se rappelle que pour des quadripôles passifs le facteur de bruit est égal à l'inverse du gain en puissance disponible, on peut exprimer  $F_2$  et  $G_2$  qui sont respectivement le facteur de bruit et le gain en puissance disponible du quadripôle contenant le composant sous test.

$$F_2 = G_1 \left( F_m - \frac{1 - G_3}{G_m} \right) \quad \text{et} \quad G_2 = \frac{G_m}{G_1 G_3}$$

Pour que la mesure soit précise, il est bien clair qu'il faut que le facteur de bruit mesuré  $F_m$  ne soit pas trop différent de celui du transistor  $F_2$ .

Toutefois, tous les composants à effet de champ que nous avons étudié présentent des facteurs de bruit très faibles surtout quand ils sont refroidis à la température d'azote liquide, 77 K, et ceci jusque des fréquences de 25 GHz (typiquement 0,3 dB à 0,5 dB à 12 GHz). La mesure des facteurs de bruit propres de ces transistors à très faible bruit dans une chaîne à forte perte peut rendre très difficile leur extraction sauf si l'estimation de l'influence des pertes des ensembles de liaison de polarisation et d'adaptation est faite avec un très grand soin et un maximum de précaution. Dans le cas contraire, ceci constitue la cause d'erreur principale, il est donc primordial d'estimer avec une très grande précision les pertes des étages auxiliaires, de s'assurer qu'elles sont mesurables de manière reproductible et qu'elles restent relativement limitées.

## **CHAPITRE II**

**ETUDE COMPARATIVE  
DU FACTEUR DE BRUIT  
DES COMPOSANTS  
DANS LA GAMME DES 800 MHz**

## INTRODUCTION

Le CNES (Centre National des Etudes Spatiales) est à l'origine du projet BEST (Bilan Energétique du Système Tropical), destiné à la télémétrie des précipitations, évaporations et vents terrestres (en particulier dans les zones tropicales). L'objectif technologique de ce projet consiste, d'une part, en la conception et la réalisation d'un système radiométrique hyperfréquence, pour la mesure des précipitations et du bilan d'énergie, et d'autre part, d'un système doppler optique pour la mesure de la vitesse du vent.

Pour celui-ci, la fréquence intermédiaire au niveau de la réception devait être de l'ordre de 800 MHz, et il était fondamental de disposer d'amplificateurs à très faible bruit.

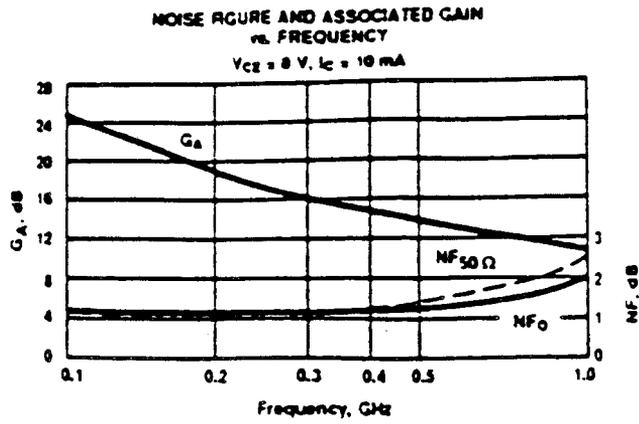
Dans ce contexte, le CNES nous avait sollicité pour participer à la conception de l'amplificateur faible bruit dans la bande des 800 MHz.

Dans ce cadre, il s'agissait :

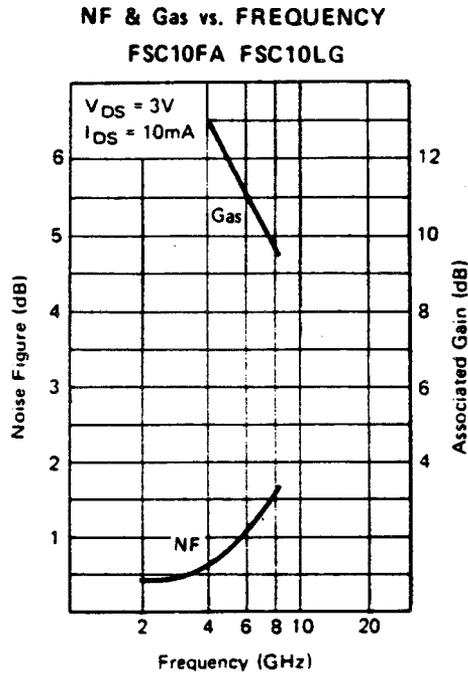
- d'évaluer le plus précisément possible les facteurs de bruit de composants commerciaux ;

- de rechercher les conditions optimales d'utilisation en terme de polarisation ou d'impédances de source et de charge (Adaptations).

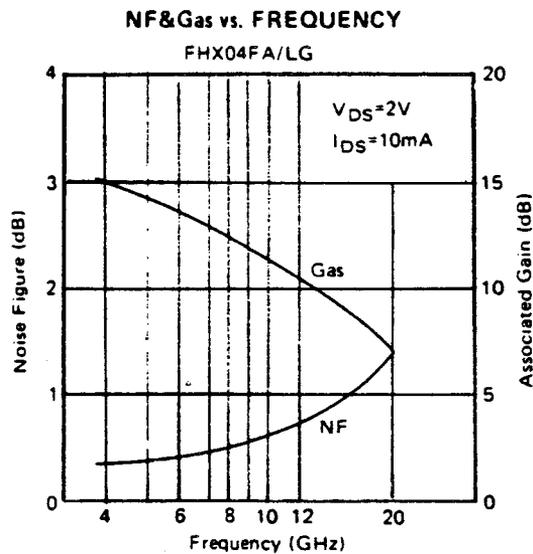
## BIPOLAIRE



## MESFET



## HEMT



**Figure 32 : Evolutions fréquentielles du facteur de bruit et du gain associé pour les composants commerciaux suivants :**

- Bipolaire Avantek-AT 41435
- Mesfet Fujitsu-FSC 10FA/LG
- Hemt Fujitsu-FHX 04X.

L'objectif final était de définir le composant et le circuit le plus approprié pour ce type d'utilisation.

Dans cette partie, nous allons développer l'analyse et les résultats concernant l'étude des composants à 800 MHz. Dans cette gamme de fréquence, il existait peu d'informations sur le comportement en terme de bruit des transistors et par conséquent très peu de résultats significatifs dans la littérature. Néanmoins, la plupart des constructeurs fournissaient des résultats sur l'évolution des valeurs typiques des facteurs de bruit en fonction de la fréquence pour une très large gamme à partir de 100 MHz pour les transistors bipolaires et 500 MHz pour les transistors à effet de champ. L'observation de ces résultats montraient l'existence de "plateaux limites" de facteur de bruit pour tous les composants jusque des fréquences limites comprises entre 1 et 2 GHz suivant les familles.

A titre d'exemple, nous donnons sur la figure 32 les évolutions fréquentielles du facteur de bruit et du gain associé pour les composants commerciaux suivants :

- le bipolaire
- le MESFET
- le TEGFET

déduites des données constructeurs. Celles-ci font apparaître une supériorité évidente des MESFET et TEGFET par rapport au bipolaire. Mais compte tenu de la facilité d'emploi de ce dernier, nous avons considéré ce composant pour notre étude comparative. Par ailleurs, certaines données constructeur ne se sont pas révélées exactes, et à ce titre, une étude plus complète était parfaitement justifiée. En outre, nous avons profité de cette étude pour évaluer l'évolution des performances de bruit dans toute la gamme basse des microondes.

TYPE	REFERENCE	Lg ( $\mu\text{m}$ ) Zg ( $\mu\text{m}$ )	NF ( dB ) Gass ( dB )	Vds ( V ) Ids ( mA )
MITSUBITSHI HEMT	MGF 4305	0,4 200	0,4	2 7,5
NEC HEMT	NE 20283A	0,3 200	0,4 20	2 10
FUJITSU HEMT	FHX 04LG	0,25 200	0,4 16	2 10
SONY (MOCVD) HEMT	SGH 5602E	0,3 200	0,4 15	2 10
AVANTEK MESFET	ATF 10170	0,3 500	0,45 18	2 25
TOSHIBA MESFET	S 8818A	0,3 300	0,6 14	3 10
FUJITSU MESFET	FSC 10LG	0,5 400	0,4 16	3 10
AVANTEK Bipolaire Si	AT 41470	*****	1,3 18,5	Vce = 8V Ic = 10mA
H . P Bipolaire Si	HXTR 6104 HTRX 7111	***** *****	1,2 14      1,2 18,5	Vce=10 Ic = 3    Vce=10 Ic = 0

**Tableau 4 : Paramètres et principales caractéristiques constructeurs des composants choisis pour l'étude .**

**Remarque :** Les facteurs de bruit qui sont affichés correspondent aux valeurs indiquées par les constructeurs pour la bande d'utilisation ( 800 MHz - 1 GHz ) .

# **I. MESURE DU FACTEUR DE BRUIT** **DES COMPOSANTS : PRINCIPE** **ET PROBLEMES RENCONTRES**

## **I.1. COMPOSANTS ETUDIES : PARTICULARITES**

Nous présentons sur le tableau 4 la liste et les données constructeurs de tous les transistors utilisés dans notre étude. Le choix des composants étudiés a été fait en relation avec le CNES en prenant en compte les valeurs des données constructeurs et la nécessité de disposer de composants qualifiés qui aient potentiellement les facteurs de bruit les plus faibles possibles.

Compte tenu des valeurs des facteurs de bruit indiqués par les constructeurs et des remarques faites au chapitre précédent sur l'influence des caractéristiques des circuits d'adaptation sur la précision de la mesure, les adaptateurs d'entrée devaient être capable de réaliser une transformation d'impédance importante tout en présentant des pertes très faibles. Nous avons dû développer une étude complète afin de définir des éléments d'adaptation d'entrée qui satisfassent bien tous les critères.

## **I.2 CHOIX D'UN SYSTEME D'ADAPTATION**

Compte tenu de la méthodologie utilisée, il fallait que les pertes présentées par l'ensemble Té de polarisation et adaptateur puissent être mesurées avec précision et qu'elles soient les plus faibles possibles. Vu les valeurs

attendues des facteurs de bruit des composants, la valeur maximum admissible semblait être de l'ordre de 1 dB, si l'on voulait conserver une précision suffisante.

Or, les pertes des adaptateurs sont des fonctions croissantes des rapports de transformation et donc du coefficient de réflexion à présenter. Pour les HEMT et les MESFET, une analyse théorique approchée préliminaire semblait indiquer des valeurs de  $\Gamma_{opt}$  (coefficient de réflexion équivalent de la source présenté à l'entrée du composant) proches de 0.9 soit des T.O.S. de 19, ce qui pouvait poser des problèmes difficiles. Par contre, pour les transistors bipolaires, le problème semblait plus facile à résoudre.

Plusieurs systèmes d'adaptation ont été réalisés et étudiés :

- adaptateurs à ligne microruban ;
- adaptateurs coaxiaux à stubs
- adaptateurs coaxiaux à slugs.

Remarque : A l'époque où cette étude a débuté, on ne disposait pas au laboratoire ou sur le marché, d'adaptateurs de qualité dans cette gamme de fréquence. Récemment sont apparus des dispositifs automatiques qui auraient peut être permis de résoudre facilement ces problèmes.

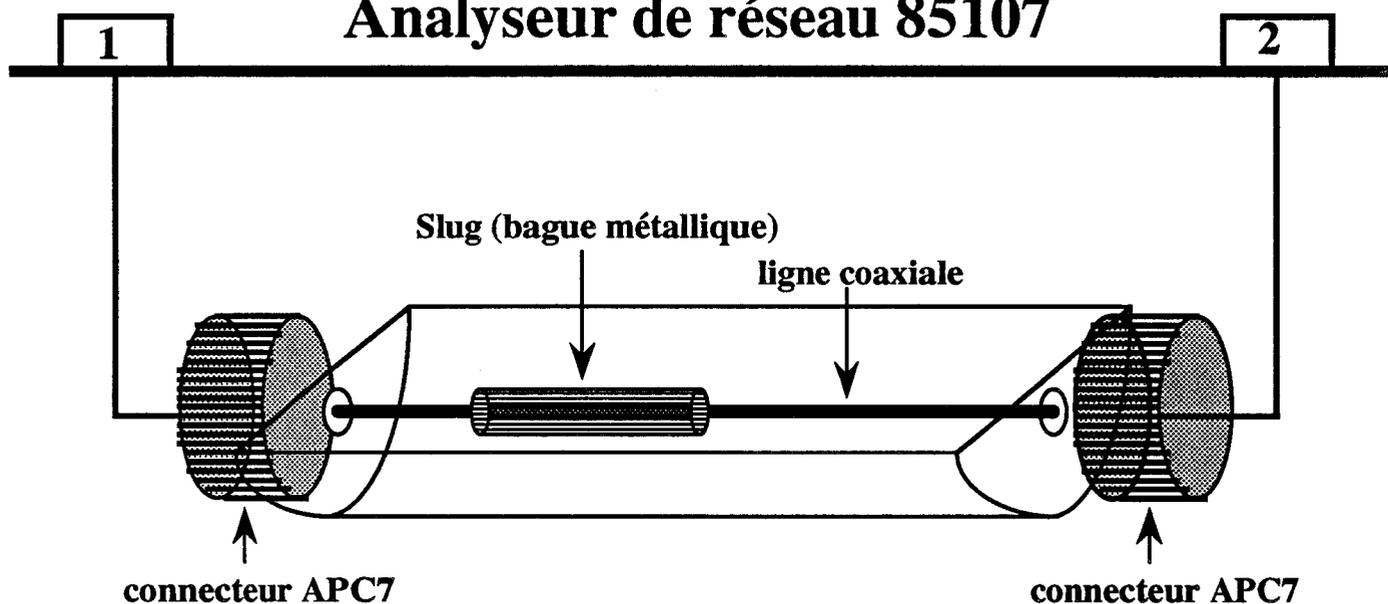
### **I.2.1. ADAPTATEURS A LIGNES MICRORUBANS**

A priori, une adaptation à lignes microrubans complétée par l'utilisation d'éléments localisés apparaissait comme très intéressante voire recommandée par la plupart des praticiens en dépit du manque de possibilités de réglage. Au minimum elle pouvait constituer une solution intéressante pour réaliser une préadaptation.

Deux circuits à lignes microruban ont été conçus et réalisés :

- un de type transformateur d'impédance avec accord LC.
- un de type double stub.

## Analyseur de réseau 85107



**Montage de caractérisation du système adaptateur**

F=800MHz	Valeurs maximales du TOS		Pertes ( dB )	
	Sans dorure	Avec dorure	Sans dorure	Avec dorure
Slug 5Ω	20	36	- 3,8	- 1,3
Slug 10Ω	11	15	- 1,7	- 0,52
Slug 15Ω	6,8	8	- 1,0	- 0,2
Téflon(35Ω)	2		- 0,12	

**Tableau 5 : Caractéristiques des adaptateurs coaxiaux (d'après les mesures à l'analyseur de réseau).**

Nous donnons sur les figures 33 et 34 le schéma de ces circuits et les premiers résultats obtenus pour des circuits conçus afin de réaliser l'adaptation de transistors de type Avantek.

Les premiers résultats étaient très mauvais en terme de pertes (plus de 2,5 dB). Malgré des efforts technologiques importants :

- épaissement des lignes microrubans ;
- encapsulation dans un boîtier métallique.

Les pertes, bien que réduites à 1,5 dB sont demeurées trop fortes pour une utilisation aisée en caractérisation.

## **I.2.2. ADAPTATEURS A DOUBLE STUB**

Nous avons pu tester des adaptateurs commerciaux à double stub type FXR. Ceux-ci sont particulièrement bien conçus pour l'adaptation de structure à T.O.S. très élevés ( $S_{MAX} = 64$  par exemple) mais présentent des pertes  $L$  tout à fait prohibitives.

$L \# - 15,5 \text{ dB}$     pour  $S = 64$   
 $L \# - 4,6 \text{ dB}$      pour  $S = 1,9$ .

## **I.2.3. ADAPTATEURS A SLUGS**

Nous avons conçu des adaptateurs utilisant des slugs coaxiaux de longueurs comprises entre  $\lambda/8$  et  $\lambda/4$  à la fréquence considérée et insérés dans une ligne coaxiale placée entre deux fiches APC7. Ils sont constitués soit d'une bague métallique d'impédances caractéristiques  $5 \Omega - 10 \Omega$  et  $15 \Omega$  soit d'une bague en téflon ( $Z_c = 35 \Omega$ ). Dans un premier temps, ces slugs ont été testés à l'état brut puis dorés afin de diminuer les pertes. Les résultats obtenus déduits de mesures à l'analyseur de réseau sont résumés dans le tableau 5. Dans ce tableau figurent les valeurs maximales du T.O.S. des impédances que l'on peut adapter avec ce type de slug et les pertes qu'ils présentent dans ces conditions.

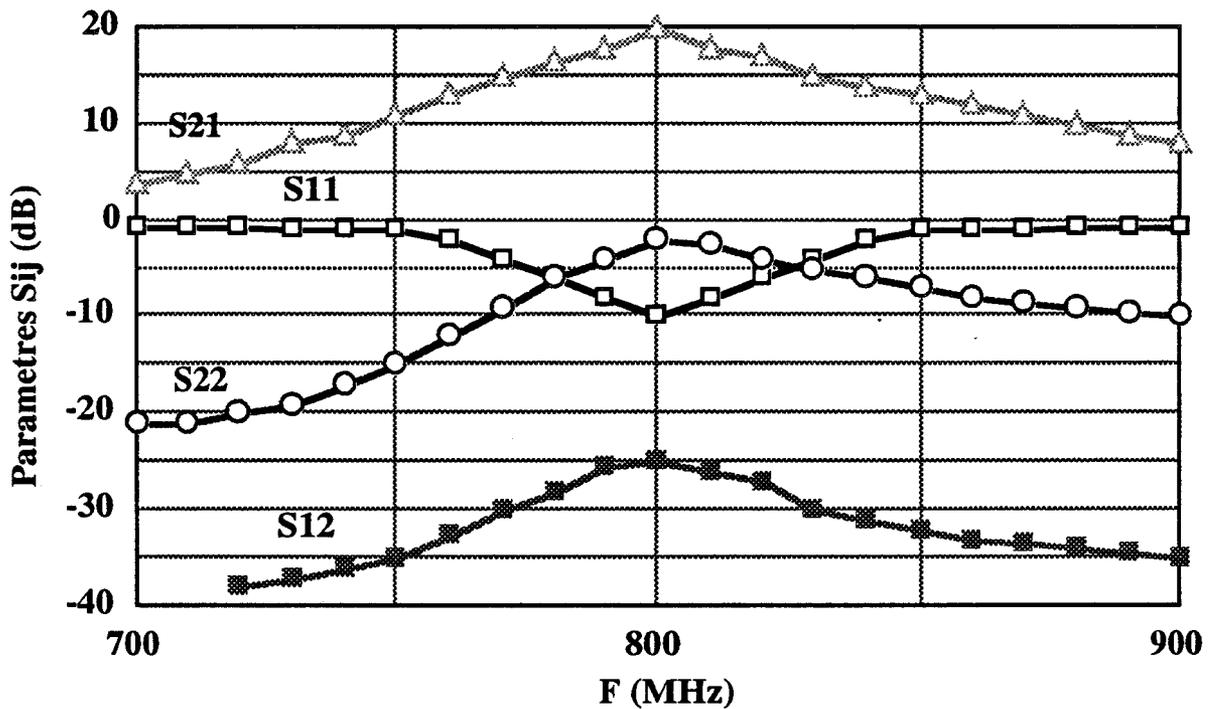
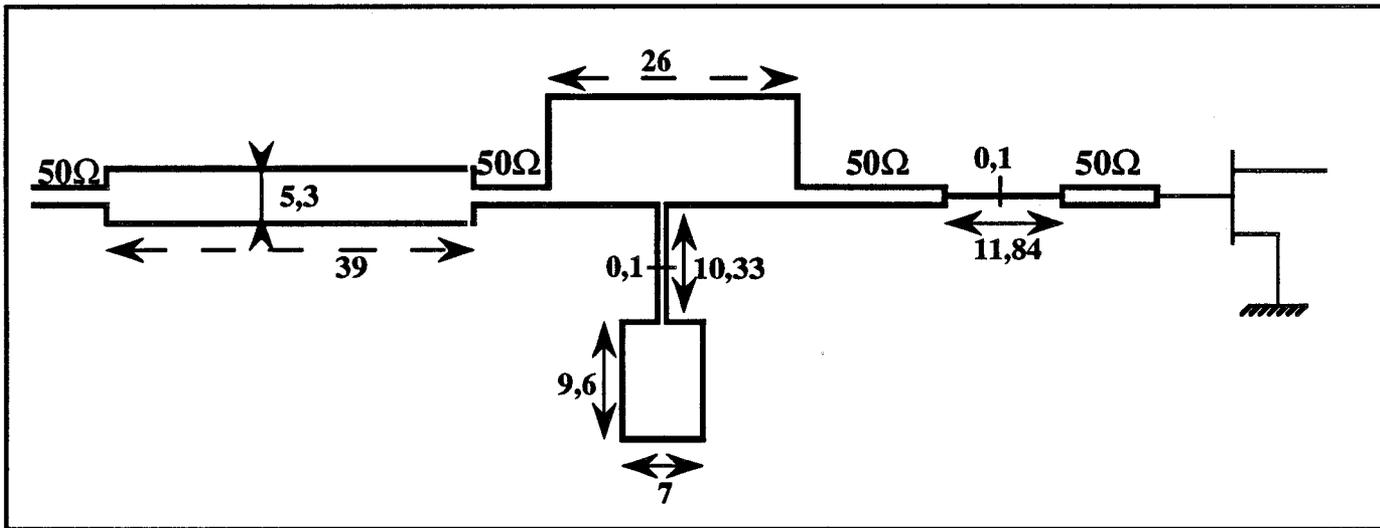


Figure 33 : Caractéristiques d'une cellule de préadaptation du type transformateur d'impédance avec accord LC .

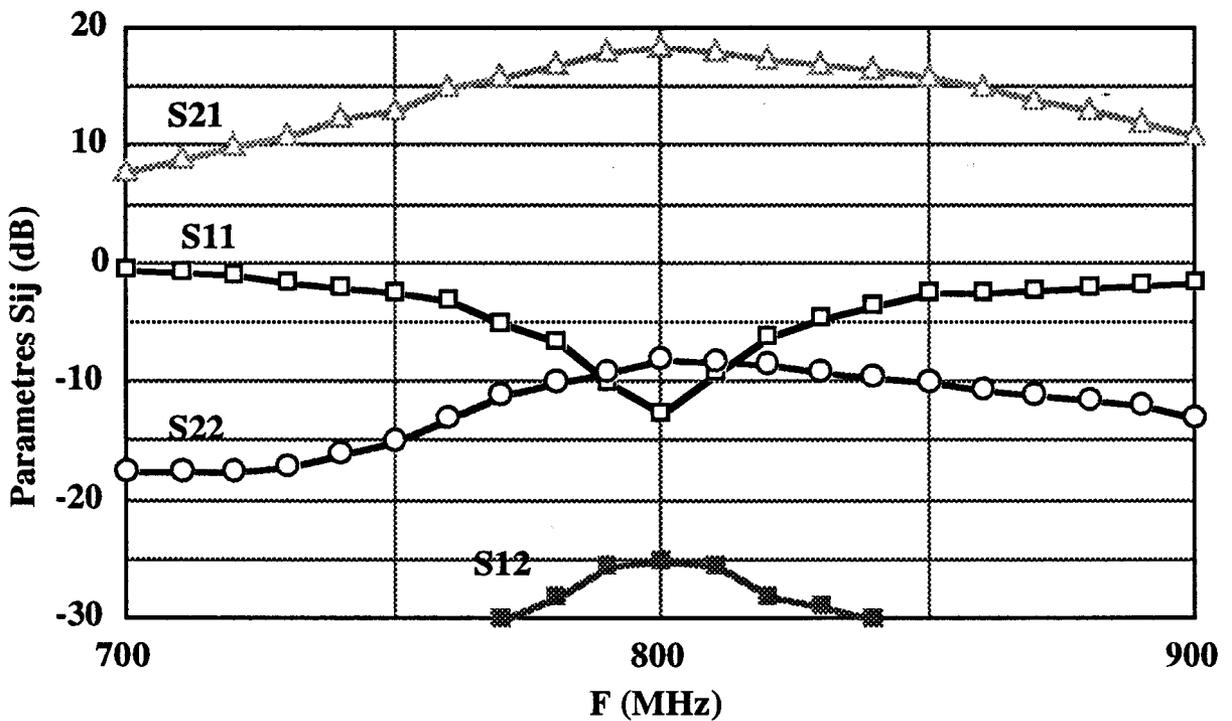
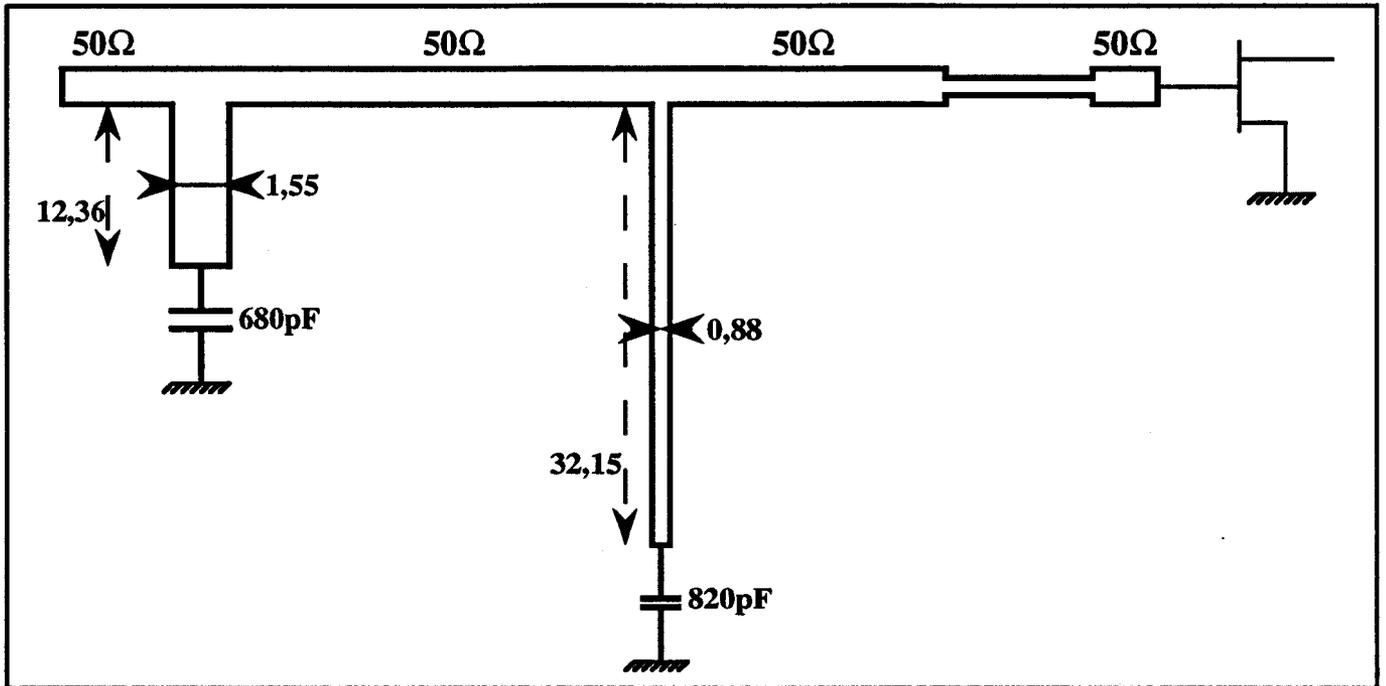


Figure 34 : Caractéristiques d'une cellule de préadaptation du type double stub.

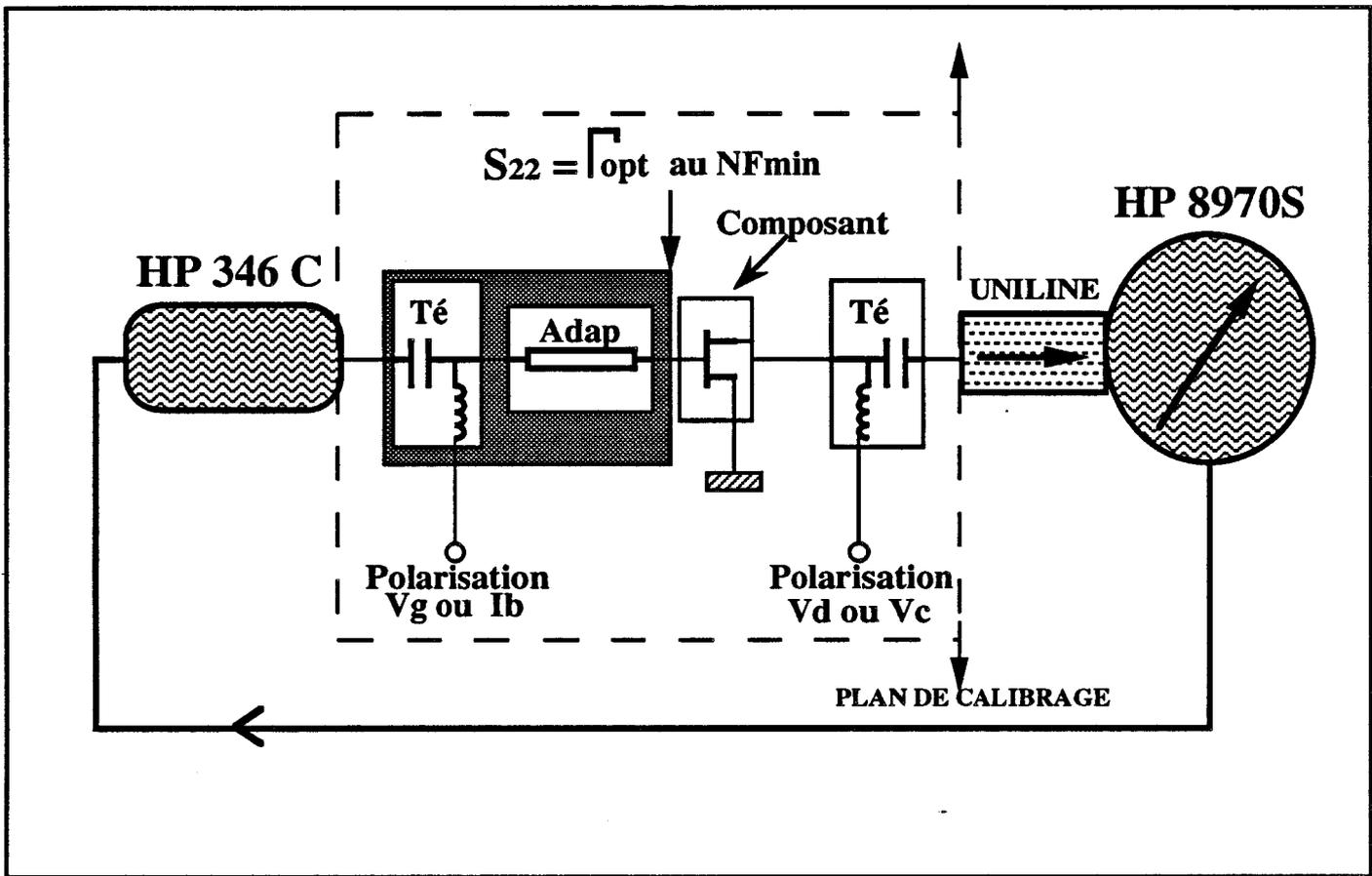


Figure 35 : Banc de mesure de facteur de bruit à 800MHz

Outre l'influence considérable de la dorure et la qualité de la réalisation (très faibles pertes de la monture), on peut estimer que l'utilisation de ces adaptateurs constitue une solution tout à fait satisfaisante au problème posé. Certes, il semble nécessaire d'éviter d'utiliser le slug  $5 \Omega$  qui présente des pertes assez élevées, mais l'adaptation de structures à T.O.S. très élevés ( $> 60$ ) peut être réalisée avec la mise en cascade de deux cellules incluant des slugs  $15 \Omega$  avec des pertes raisonnables.

#### **I.2.4. CONCLUSION**

Le choix final du système d'adaptation s'est porté sur l'utilisation de la structure à slugs. Elle présente les avantages suivants :

- faibles pertes
- gamme de TOS raisonnable
- zone d'adaptation fréquentielle satisfaisante autour de 800 MHz.

Mais, on peut y voir l'inconvénient suivant :

- les coefficients de réflexion des différents slugs varient de façon discontinue. Ils présentent en effet une phase variable pour un module constant et ceci pour chaque slug.

Toutefois, nous avons réalisé un nombre suffisant d'impédances (de  $5 \Omega$  à  $35 \Omega$ ) avec un pas de  $1,5 \Omega$ , pour nous permettre d'avoir des impédances de source extrêmement proches des valeurs souhaitées.

#### **I.3. PRINCIPE DE LA MESURE A 800 MHz**

La mesure du facteur de bruit à 800 MHz s'effectue de façon relativement classique conformément au schéma de la figure 35.

En pratique, on mesure le facteur de bruit de l'ensemble constitué du transistor, d'un adaptateur à l'entrée et des deux Tés de polarisation. Compte tenu des gains très importants des composants, il n'est pas nécessaire d'introduire une adaptation spécifique dans le circuit de sortie.

La méthode générale de mesure, qui a déjà été mentionnée dans le précédent chapitre, comporte les phases suivantes :

- calibrage du mesureur (en gain et en facteur de bruit)
- mesure du bruit présent à la sortie du dispositif sous test (DST ou DUT).

#### **I.4. EXPLOITATION DE LA MESURE**

Nous partons de la valeur du facteur de bruit de l'ensemble  $F_m$  porté à température uniforme pour remonter au facteur de bruit propre du composant.

Dans ce cas, la formule de Friis permet d'obtenir la valeur du facteur de bruit  $F_c$  du composant :

$$F_c = F_m - L$$

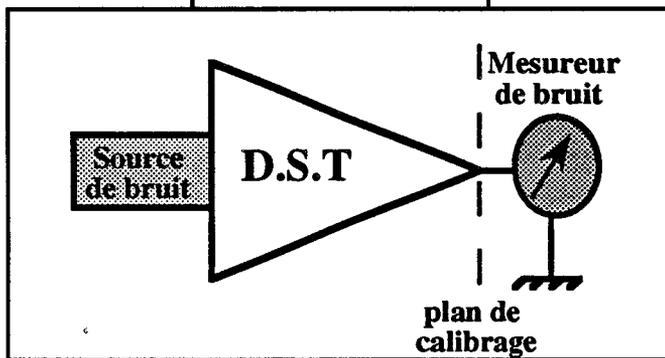
où  $L$  représente les pertes de l'ensemble constitué de l'adaptateur et du Té de polarisation en entrée. Vue l'importance des gains des composants à la fréquence d'étude, et les faibles pertes intrinsèques du Té de polarisation de sortie, il est tout à fait justifié de négliger l'influence de ce dernier dans la formule précédente.

La mesure des pertes  $L$  se fait dans ce cas directement et de manière très précise à l'analyseur de réseau. En pratique, on mesure les paramètres  $S_{ij}$  du slug pour chaque point de mesure et en particulier lorsque celui-ci est en position optimale, c'est-à-dire assurant à la chaîne un facteur de bruit minimum. On en déduit d'une part les pertes et d'autre part le coefficient de réflexion de la source équivalente vu par le composant.

#### **I.5. ERREURS SUR LA MESURE**

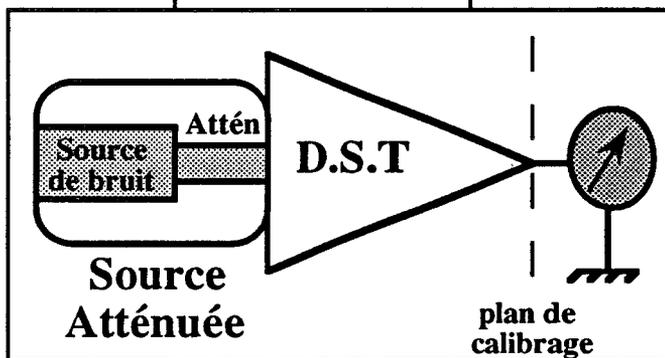
Etant données les faibles valeurs des facteurs de bruit attendus dans la gamme de fréquence de mesure et compte tenu de la méthodologie utilisée, il paraît utile d'appréhender au mieux les causes qui entraînent les erreurs de mesures. Pour évaluer cela, nous avons effectué quelques expériences, qui

### Expérience A



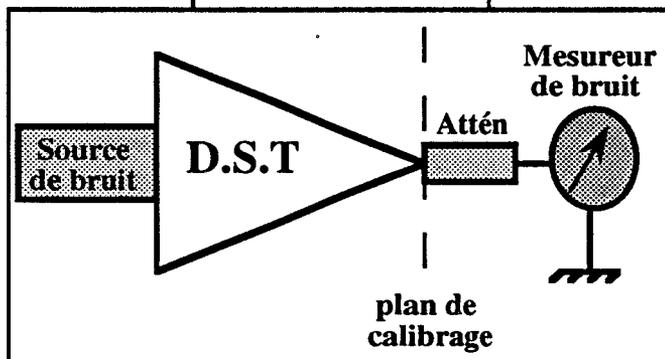
Source de bruit	ENR dB	Attén dB	Gm dB	Fm dB
<b>346C</b> 10MHz-26.5GHz	12,84	Sans	25,36	1,69
<b>346B</b> 10MHz-18GHz	15,69	Sans	24,88	1,74

### Expérience B



Source 346C Atténuée	ENR dB	Attén dB	Gm dB	Fm dB
par Atté - 3dB	9,84	3	25,7	2,02
par Atté - 6dB	6,94	5,9	25,7	2,02
par Atté - 10dB	2,84	10	25,1	1,88

### Expérience C



Source de bruit 346C	ENR dB	Attén dB	Gm dB	Fm dB
Atté - 3dB	12,84	3	25,68	1,65
Atté - 6dB	12,84	5,9	25,26	1,67
Atté - 10dB	12,84	10	25,76	1,72

**Tableau 6 : Résultats des expériences destinées à évaluer les erreurs de la méthode de mesure.**

consistaient dans tous les cas à faire une mesure du facteur de bruit et du gain d'un transistor HEMT inséré dans une chaîne à pertes constituée des éléments d'adaptation, de polarisation et de liaison. Les résultats de cette approche expérimentale sont résumés dans le tableau 6.

#### **Expérience A : erreur sur la valeur de la température de bruit de la source :**

Afin de vérifier ceci nous avons utilisé deux sources différentes : les  $F_{\min}$  mesurés sont différents de 0,05 dB. D'autre part, elle est garantie par le constructeur comme inférieure à 0,1 dB.

**Expérience B :** L'étude théorique développée au chapitre précédent (paragraphe II.1.3.2) a montré que dans le meilleur des cas, la méthode des deux températures pouvait donner des résultats plus précis si l'on utilisait deux sources étalons à 77 K et à 300 K. Dans d'autres cas la situation n'était pas aussi claire et il semblait intéressant d'étudier la dépendance des résultats en fonction de la valeur de la température de la source chaude  $T_c$ . Nous avons pour cela placé différents atténuateurs de précision entre la source de bruit et le composant à étudier de manière à réaliser une source équivalente à plus basse température suivant la valeur de l'atténuateur. Cette expérience (jointe à d'autres qui ont donné des résultats équivalents) semble montrer que l'erreur est d'autant plus importante que l'atténuation est plus grande donc que  $T_c$  est plus petit.

#### **Expérience C : désadaptation ou saturation du récepteur**

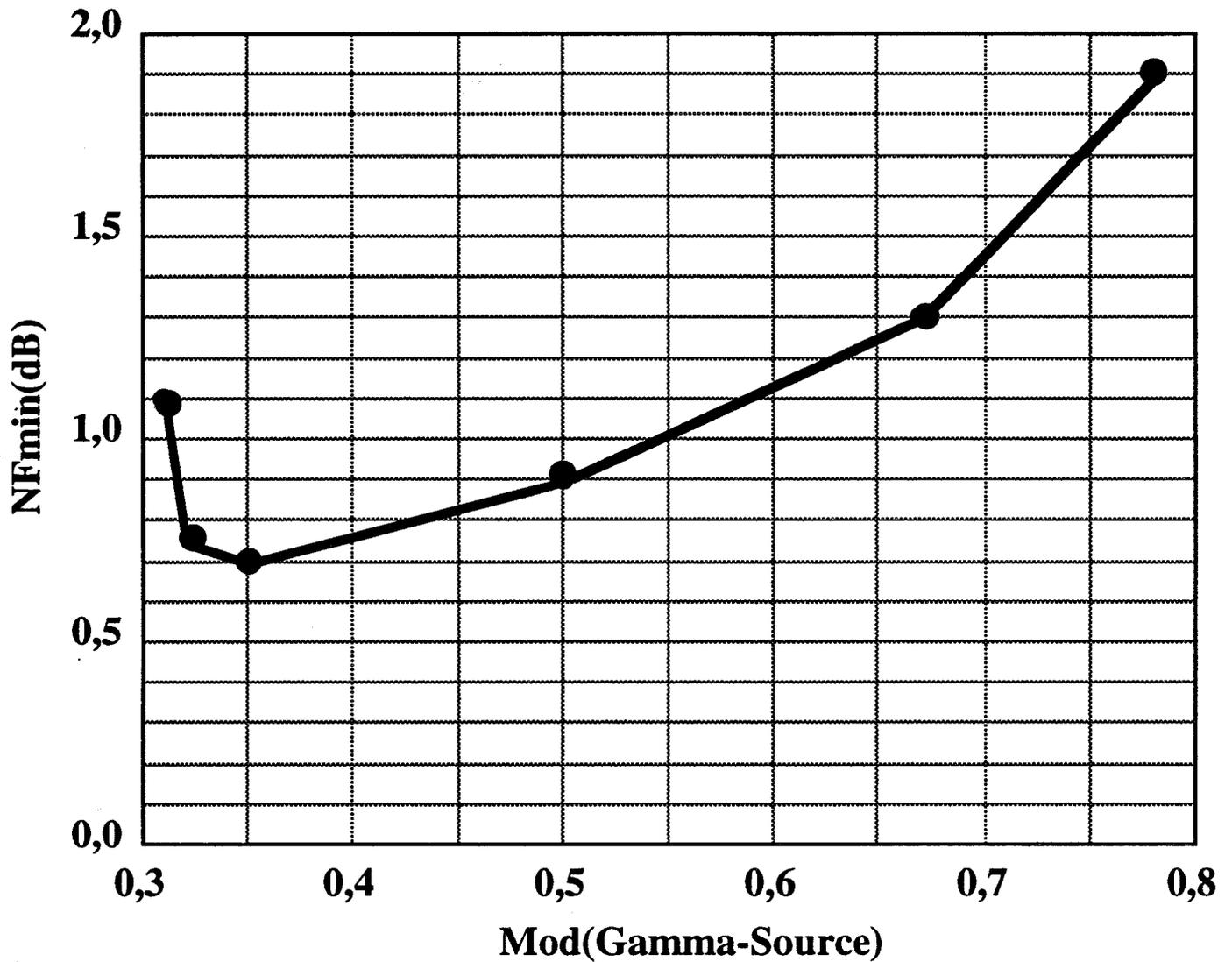
Afin d'étudier l'incidence d'une telle source d'erreur éventuelle, nous avons introduit des atténuateurs calibrés entre le dispositif sous test et le récepteur. Les résultats obtenus restent à l'intérieur d'une fourchette d'erreur de l'ordre de 0,07 dB.

- désadaptation de la source de bruit : d'après les données constructeur, dans la bande de fréquence envisagée, ceci n'a pas d'influence notable. ( $TOS < 1.1$ , figure 27).

D'autres causes d'erreurs peuvent exister notamment celles liées au montage et démontage des éléments du circuit et des fiches etc... Signalons que nous avons pris soin de vérifier que le montage n'était pas le siège d'oscillations

parasites, ce qui pourrait être le cas pour des composants du type HEMT ou MESFET dans cette gamme de fréquence.

Compte tenu de l'ensemble de ces éléments, en prenant le maximum de précautions, **il semble impossible de faire une erreur totale sur le facteur de bruit mesuré inférieure à 0,1 dB**. La cohérence des résultats qui suivent semble indiquer que cette estimation est raisonnable.



**Figure 36 : Evolution du facteur de bruit corrigé en fonction du module du coefficient de reflexion de la source pour le transistor BIPOLAIRE AT41470.**

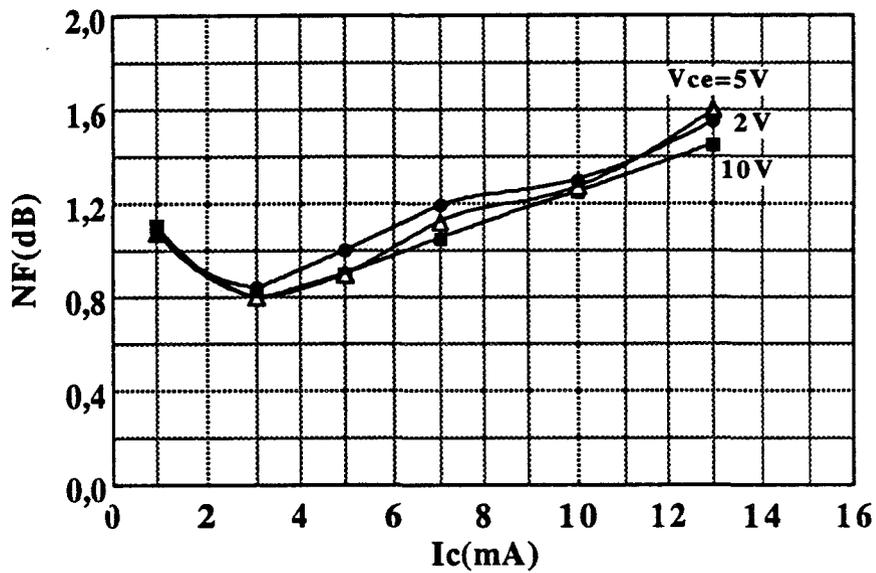
## II. RESULTATS EXPERIMENTAUX

### II.1. COMPORTEMENT DES TRANSISTORS BIPOLAIRES

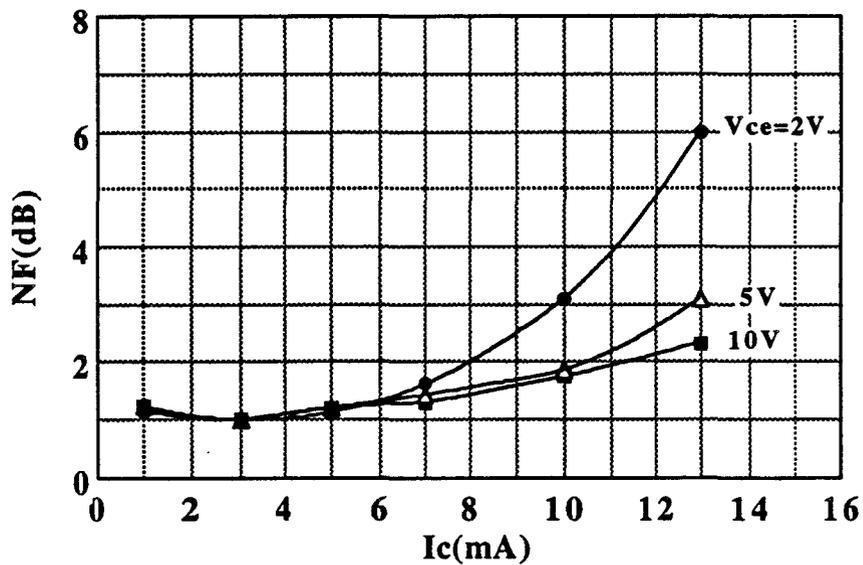
Nous présentons un ensemble de résultats obtenus sur les transistors de type Avantek et HP, qui étaient donnés comme présentant des performances intéressantes en terme de bruit.

Nous avons vu que pour obtenir le facteur de bruit minimum, il est nécessaire de présenter une impédance optimale à l'entrée du composant. Ainsi, la première étape consiste à choisir la gamme d'impédances à présenter à celui-ci, en vue d'obtenir le minimum de bruit. La figure 36 montre l'évolution du facteur de bruit en fonction du module du coefficient de réflexion de l'adaptateur présenté à la base du transistor bipolaire. La valeur minimale de NF est obtenue pour un coefficient de réflexion voisin de 0,3 soit un TOS de 2, ce qui paraît tout à fait conforme aux prévisions pour le transistor bipolaire qui est un dispositif "basse impédance" pour cette bande de fréquences. Ceci constitue un résultat très important car il sera facile de réaliser un adaptateur à faibles pertes qui présente un tel coefficient de réflexion.

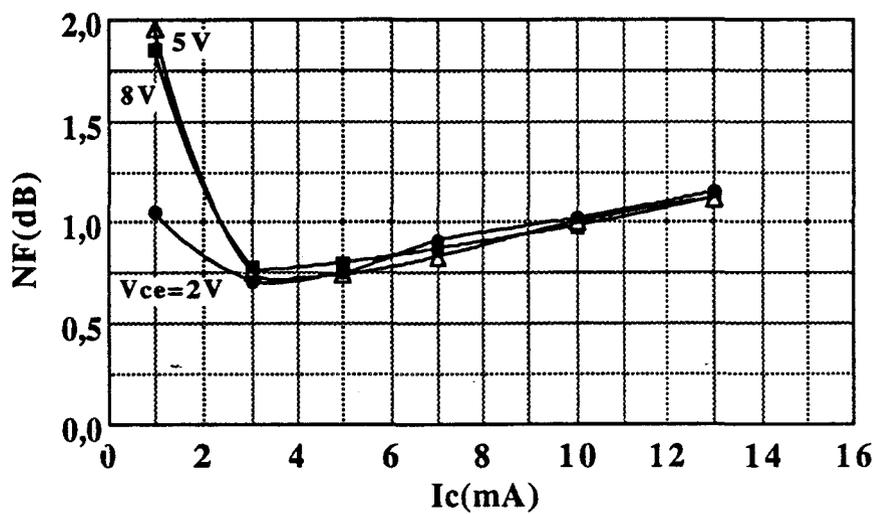
La figure 37 représente l'évolution du facteur de bruit en fonction du courant de polarisation  $I_c$  pour plusieurs valeurs de la tension collecteur émetteur  $V_{ce}$ . Les valeurs minimales des facteurs de bruit sont relativement insensibles à la tension de collecteur, mais très dépendantes du courant de polarisation. La valeur optimale est toujours proche de 3 mA. Les valeurs des minima de facteur de bruit sont :



HP(HXTR7111)



HP(HXTR6104)



Avantek(AT41470)

Figure 37 : Evolution du facteur de bruit corrigé en fonction du courant de polarisation à différentes tensions Vce pour trois transistors BIPOLAIRES

- 0,7 dB pour AT 41470
- 0,8 dB pour le HXTR 111
- 1 dB pour le HXTR 6104

Ces valeurs sont du même ordre de grandeur que celles fournies par le constructeur au même point de polarisation. De l'ensemble des mesures, nous avons aussi déterminé pour chaque transistor bipolaire la valeur optimale du coefficient de réflexion de la source ; celui-ci a un module proche de 0,35 et une phase voisine de 90°. De plus, nous avons mesuré à chaque fois non seulement le facteur de bruit mais aussi le gain associé qui n'est pas forcément maximum pour la valeur de courant donnant le facteur de bruit minimum (Figure 38), ce résultat est loin d'être gênant, vu les valeurs très élevées du gain à la fréquence de travail considérée. Néanmoins, les évolutions de  $NF(I_c)$  et  $G_{ass}(I_c)$  sont tout à fait similaires à toutes les prévisions théoriques (en particulier les dépendances en fonction de  $I_c$ ) ; ceci contribue à prouver la validité de nos mesures.

La figure 39 montre l'évolution fréquentielle expérimentale du facteur de bruit mesuré d'une part et corrigé des pertes du circuit d'adaptation d'autre part. Cette évolution fait apparaître une croissance quasi linéaire en haute fréquence et l'existence d'un "plancher" : la limite fréquentielle de ces deux variations se situe au voisinage de 1 GHz. Il est possible de confronter la valeur du "plancher" de bruit indépendant de la fréquence et de l'évolution fréquentielle aux estimations théoriques indiquées dans le chapitre précédent :

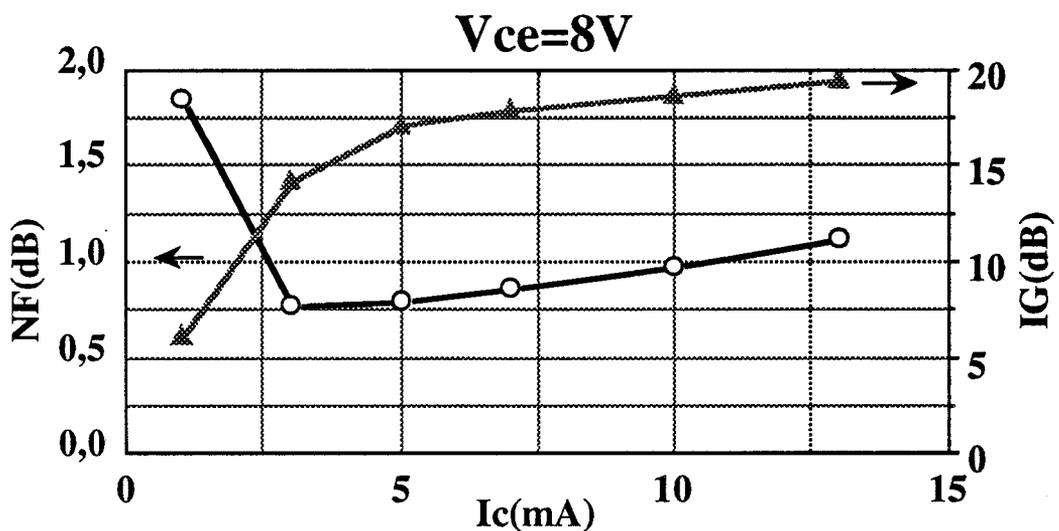
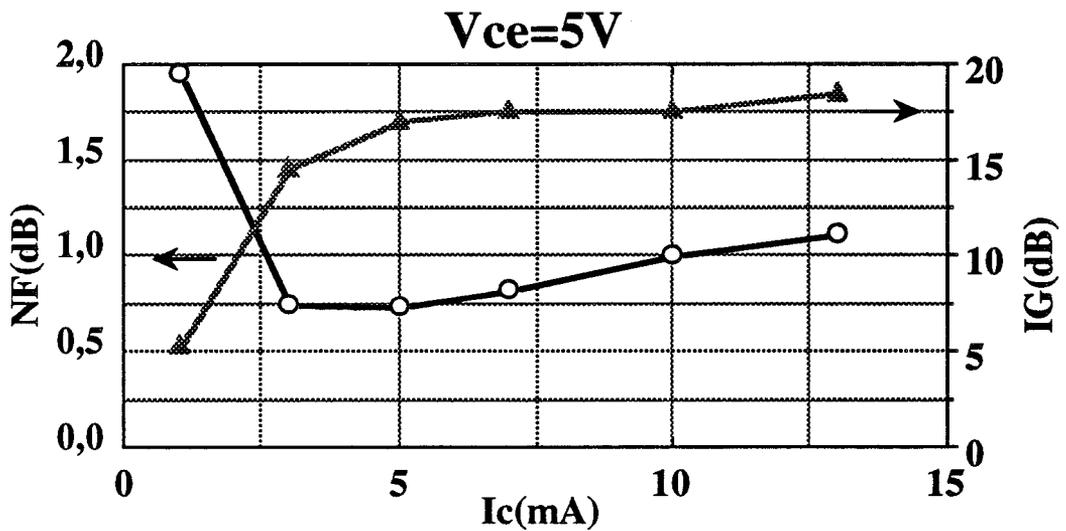
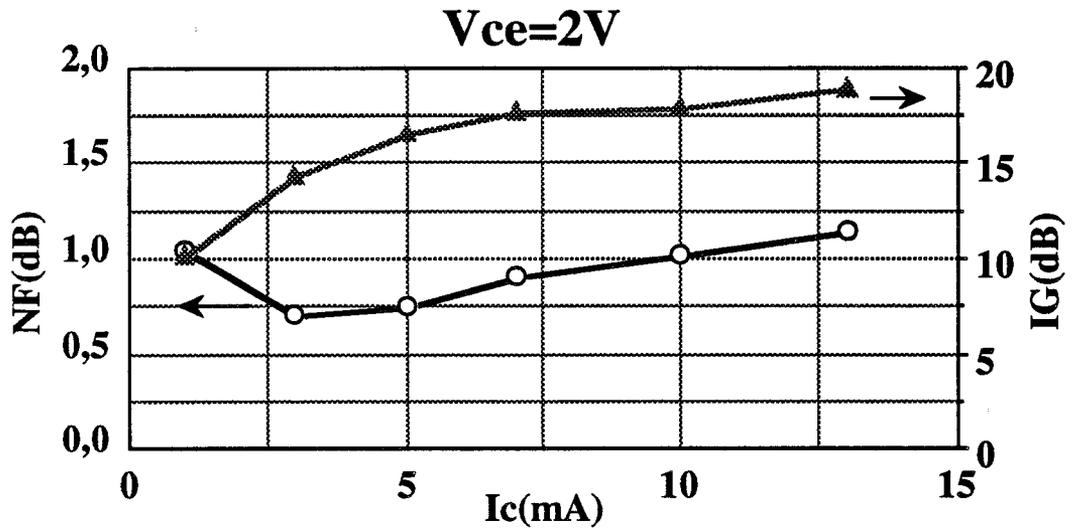
$$F_{\min} \# 1 + \frac{r_{bb'}}{R_g} + \frac{R_{eo}}{2R_g}$$

et

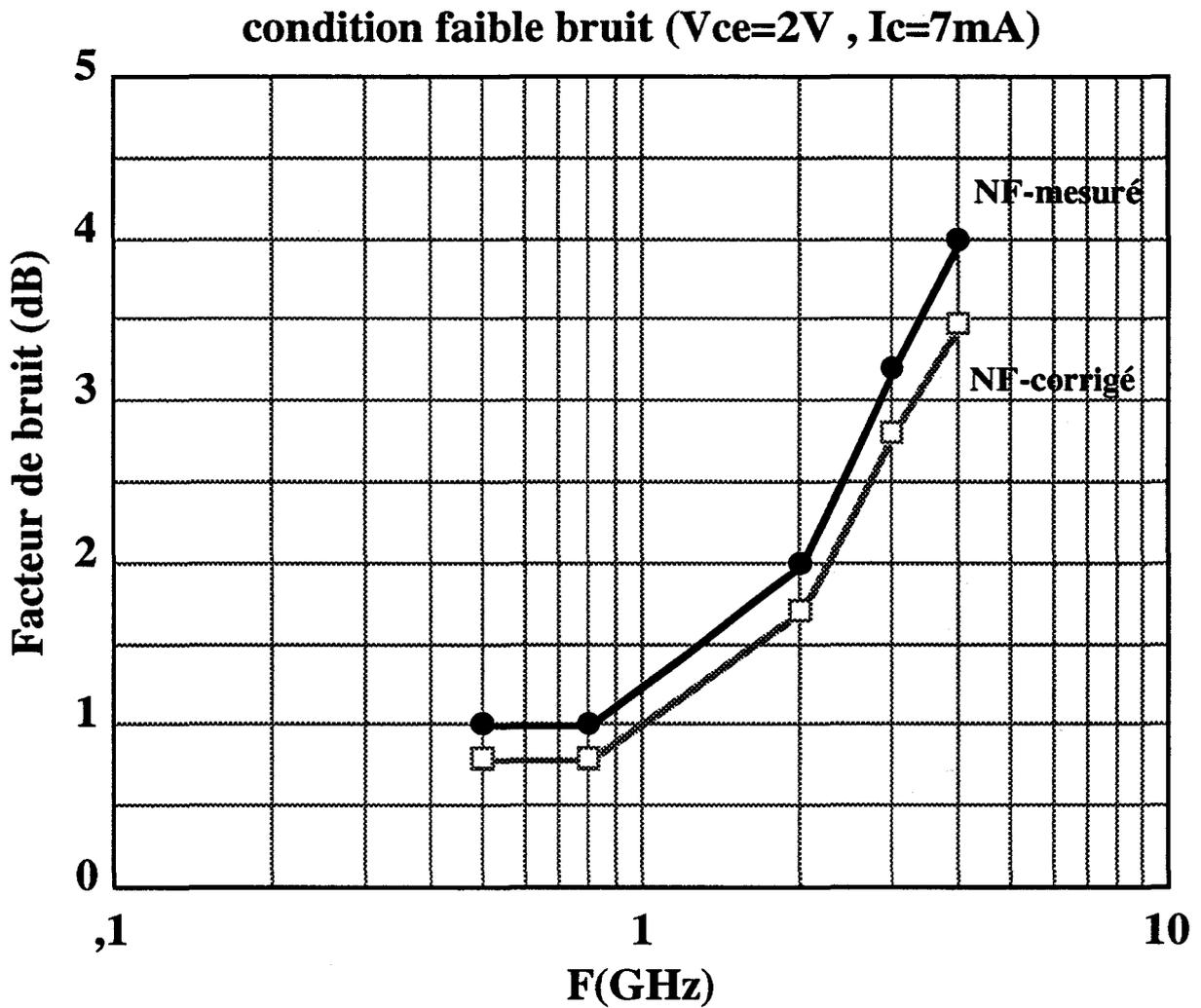
$$F_{\min} = 1 + \frac{r_{bb'}}{R_g} + \frac{R_{eo}}{2R_g} + \frac{r_{bb'} + R_{eo} + R_g}{2\alpha_0 R_g} \cdot \left( \frac{1}{\beta} + \left( \frac{f}{f_T} \right)^2 \right) \quad (2)$$

La confrontation théorie-expérience nécessite la connaissance précise des paramètres du schéma équivalent, en particulier la résistance de base  $r_{bb'}$ , ce qui constitue la principale difficulté, et aussi la connaissance du gain en courant permettant la déduction de la fréquence de transition  $f_T$ .

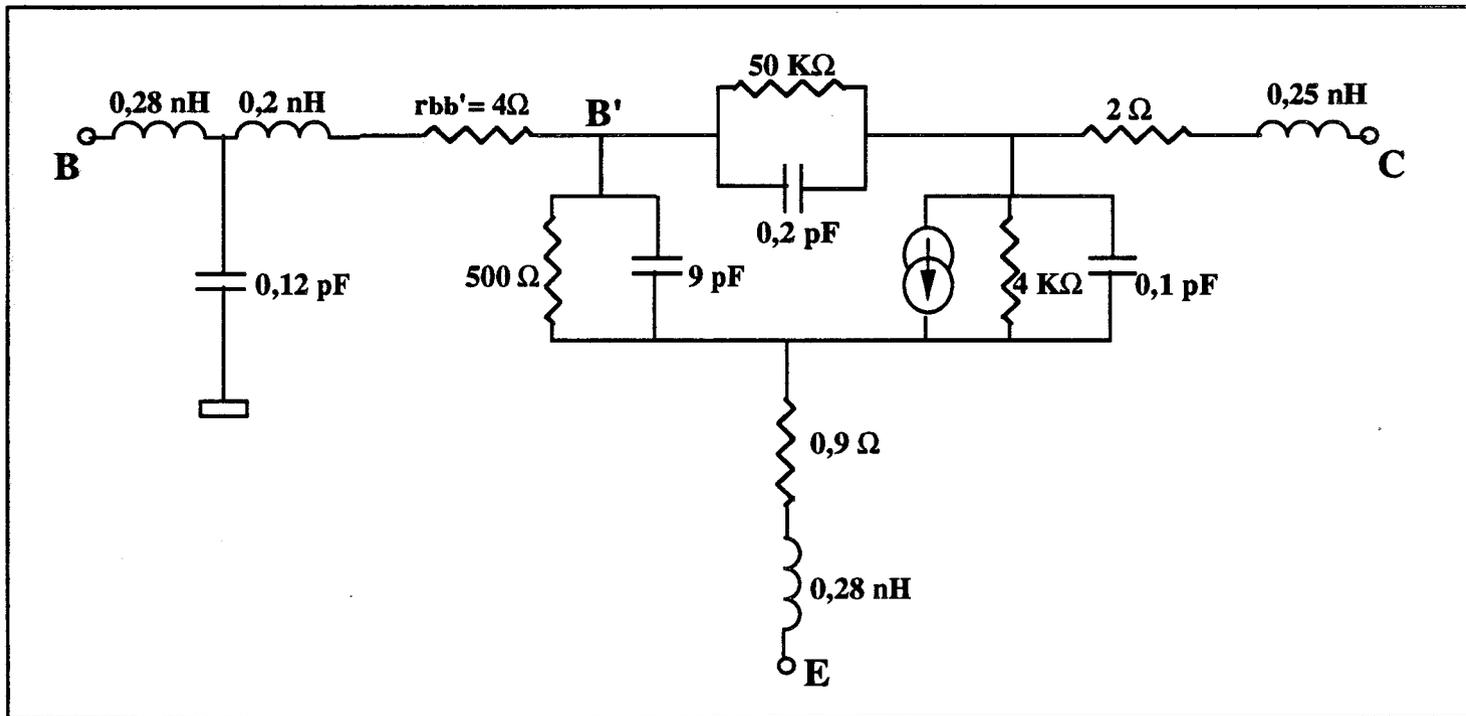
A partir de la mesure des paramètres  $S_{ij}$  en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du courant base, la tension collecteur émetteur  $V_{ce}$  étant maintenue nulle, et par transformation de ces paramètres  $S_{ij}$  en paramètres



**Figure 38 : Evolutions du facteur de bruit et du gain en fonction de Ic pour un transistor BIPOLAIRE AT41470 pour différentes valeurs de Vce.**



**Figure 39 : Evolution fréquentielle du facteur de bruit mesuré et corrigé des pertes d'un BIPOLAIRE AT41470.**



**Figure 40 : Circuit équivalent d'un transistor BIPOLAIRE Avantek AT41470 obtenu à partir des paramètres Sij mesurés.**

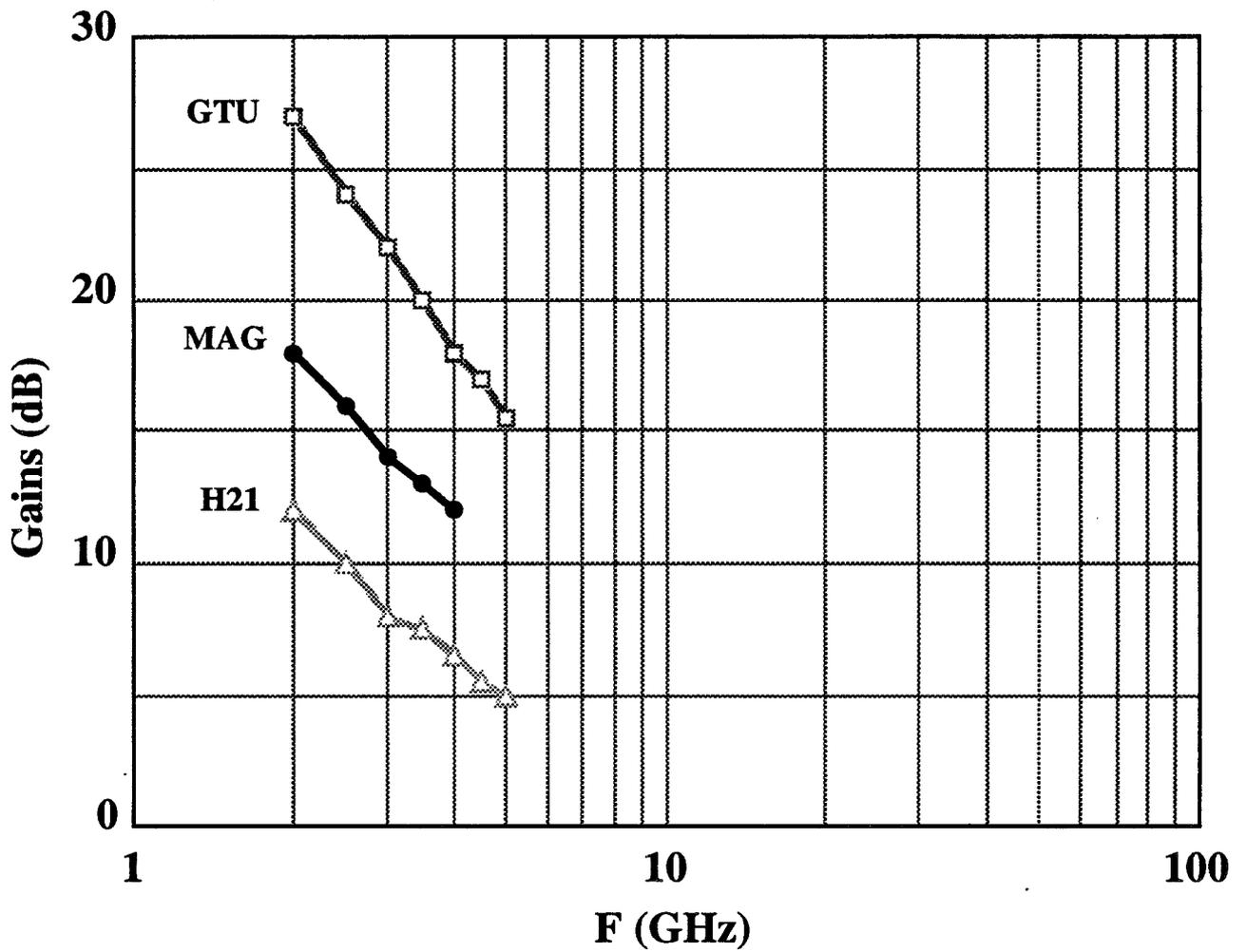
impédances  $Z_{ij}$  et des évolutions de ceux-ci, nous avons pu en déduire certains éléments du schéma équivalent. Nous avons ensuite relevé l'évolution fréquentielle des paramètres  $S_{ij}$  pour des conditions normales de polarisation et en avons déduit les éléments du schéma équivalent par optimisation sur Touchstone.

Un exemple d'un tel schéma équivalent est donné fig. 40 pour un transistor bipolaire typique. Les valeurs des paramètres obtenues sont tout à fait conformes à celles que l'on pouvait attendre à partir des données constructeurs. En particulier la valeur de la résistance d'accès de base  $r_{bb'}$  est de l'ordre de  $4\Omega$  et le produit  $r_{bb'} C_{b'c}$  est inférieur à 1 pS, ce qui montre bien les excellentes possibilités de cette filière.

Sur la figure 41 sont représentées les évolutions fréquentielles des différents gains d'un des transistors bipolaires étudiés : on peut remarquer que jusque 5 GHz on peut espérer obtenir des valeurs élevées du gain dans des conditions faible bruit. De ces évolutions, nous pouvons déduire facilement toutes les fréquences de coupures des gains en particulier  $f_T$ .

L'injection des valeurs des éléments du schéma équivalent dans la formulation de Cooke permet de fournir une prédiction des valeurs du facteur de bruit à 800 MHz, valable pour le transistor type Avantek. Dans le tableau ci-après, nous avons comparé cette valeur à celles obtenues pour les autres transistors.

Valeur théorique du AT41470	Facteur de bruit à 800 MHz résultats expérimentaux	
	0,8 B	AT41470
HXTR 111		0,8 dB
HXTR 6104		1,0 dB



**Figure 41 : Evolution Fréquentielle des gains d'un transistor bipolaire de type AT41470 ( $I_c = 10\text{mA}$  ,  $V_{ce} = 8\text{V}$ ).**

On peut constater un accord qualitatif entre théorie et expérience. L'accord est bien meilleur si l'on représente les évolutions fréquentielles théoriques et expérimentales pour le transistor AT41470 qui a été complètement caractérisé comme le montre la figure 42 où nous avons figuré l'évolution du facteur de bruit dans la gamme 500 MHz-4 GHz. Ceci montre la validité des prédictions théoriques.

En conséquence, nous avons pu vérifier que bien qu'a priori le transistor bipolaire ne soit pas le composant faible bruit par excellence, les progrès technologiques récents permettent d'obtenir actuellement des performances tout à fait honorables à 800 MHz. D'autre part, il est facile à adapter dans cette gamme de fréquence. Enfin, les formulations théoriques semblent en bon accord avec l'expérience et devraient permettre de réaliser l'optimisation du composant.

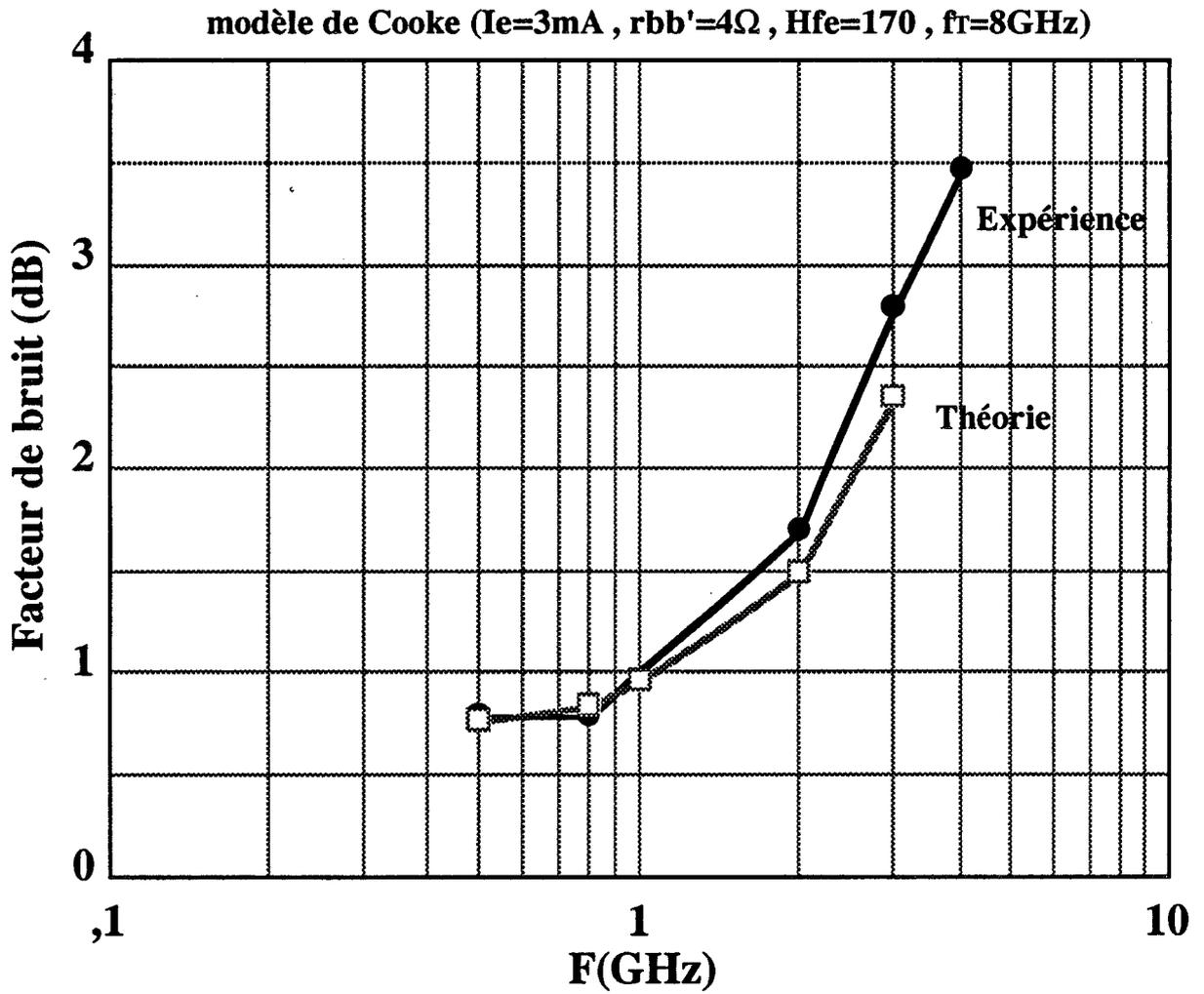
## **II.2. CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP**

La démarche employée est tout à fait similaire à celle utilisée précédemment. La figure 43 représente un exemple typique d'évolution du facteur de bruit mesuré  $F_m$  à 800 MHz (sans corrections des pertes des éléments d'adaptation et des Tés de polarisation) en fonction du coefficient de réflexion de la source. On peut faire deux constatations importantes :

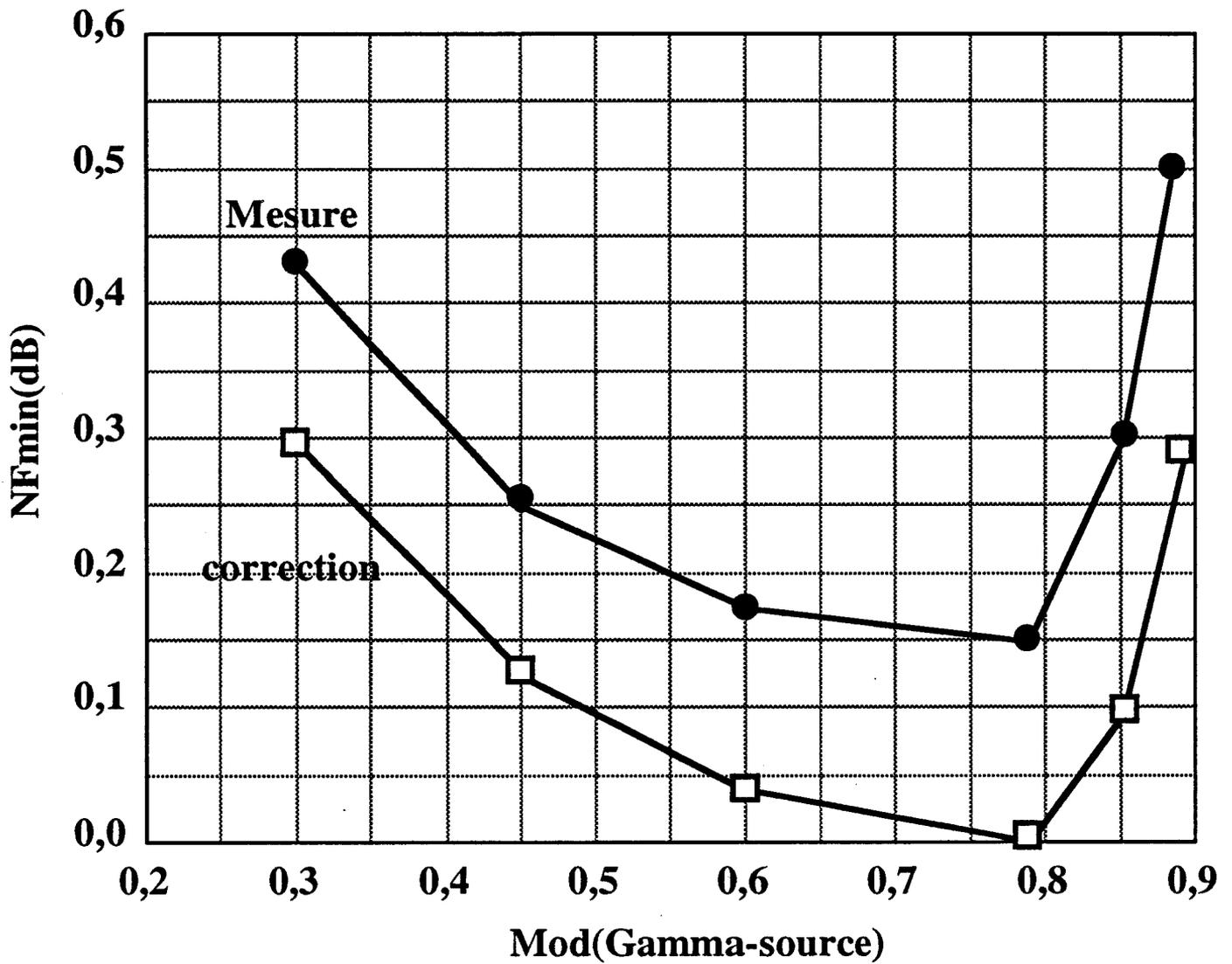
- Contrairement aux données constructeur, le facteur de bruit mesuré est très faible, il est inférieur à 0,15 dB ;

- La valeur optimale du coefficient de réflexion de la source est proche de 0,8 - 0,9. Ceci est relativement conforme aux prévisions, quoique l'on pouvait s'attendre à des valeurs encore plus élevées par une simple extrapolation des formulations proposées et validées pour des fréquences de quelques GHz. Il faut noter par ailleurs le caractère non critique de la valeur du coefficient de réflexion optimal.

L'ensemble des études systématiques entreprises sur les MESFET et les HEMT ont confirmé les premières conclusions. Les évolutions typiques du facteur de bruit mesuré en fonction du courant de polarisation pour un slug qui

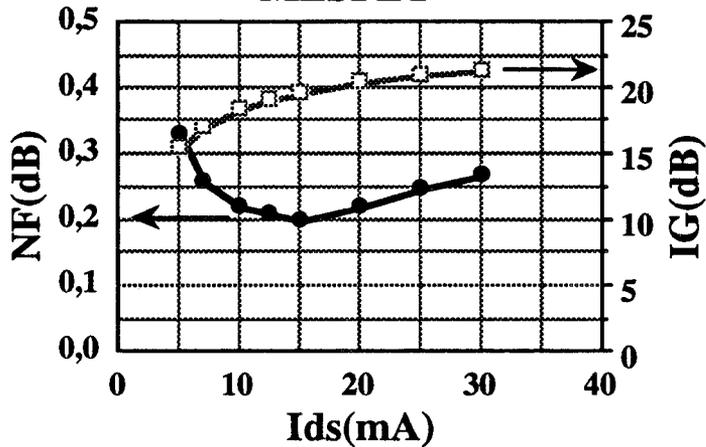


**Figure 42 : Comparaison théorie-expérience d'un BIPOLAIRE AT41470 selon le modèle de Cooke.**

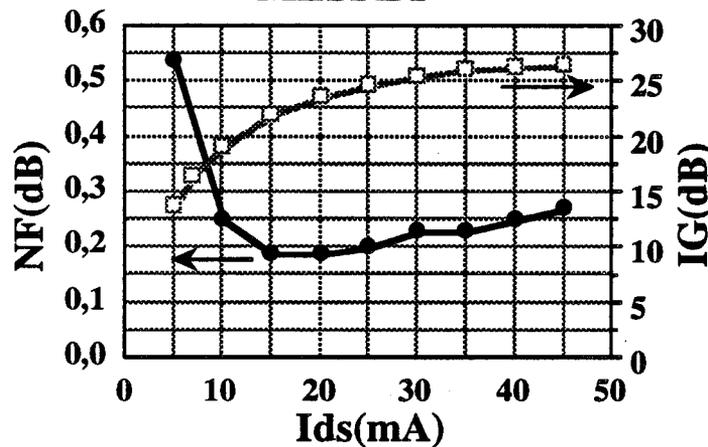


**Figure 43 : Evolution du facteur de bruit en fonction du module du coefficient de réflexion de la source pour le transistor HEMT Fujitsu FHX04LG.**

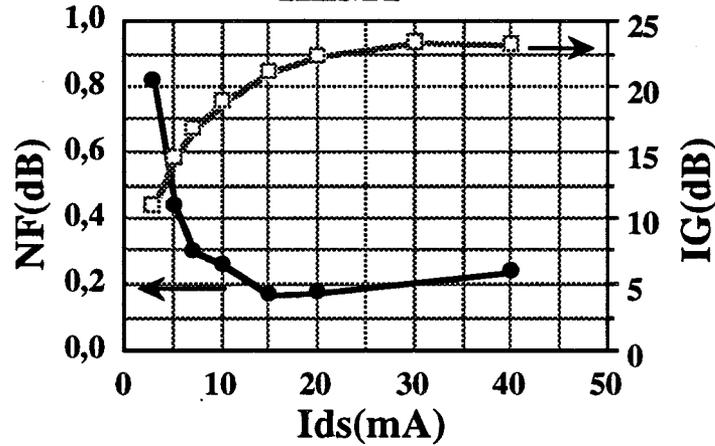
**S8818A (V<sub>ds</sub>=2V)  
MESFET**



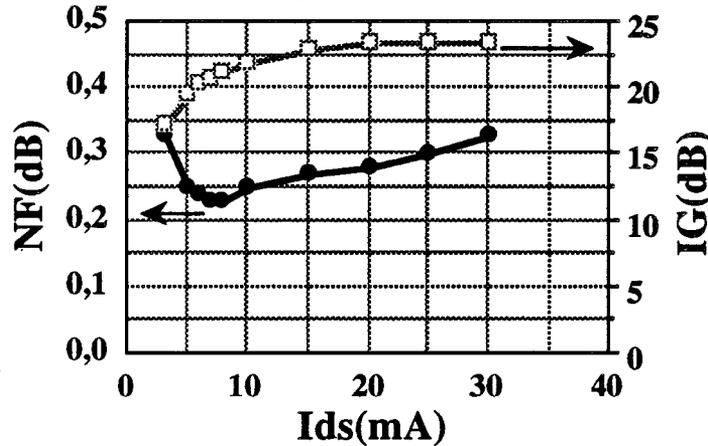
**ATF10170 (V<sub>ds</sub>=2V)  
MESFET**



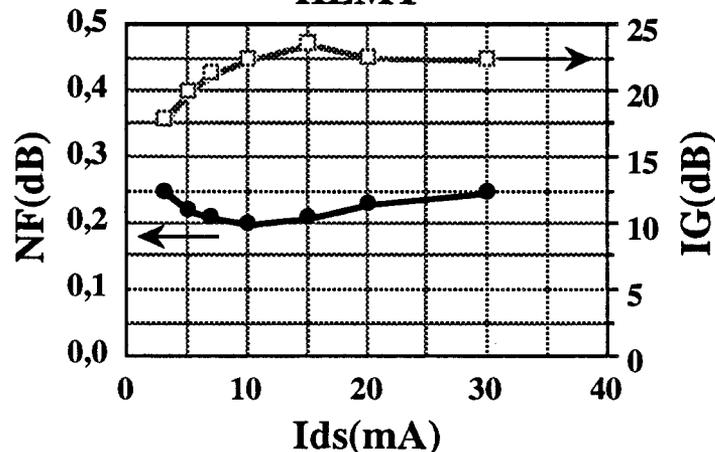
**SGH5602E (V<sub>ds</sub>=2V)  
HEMT**



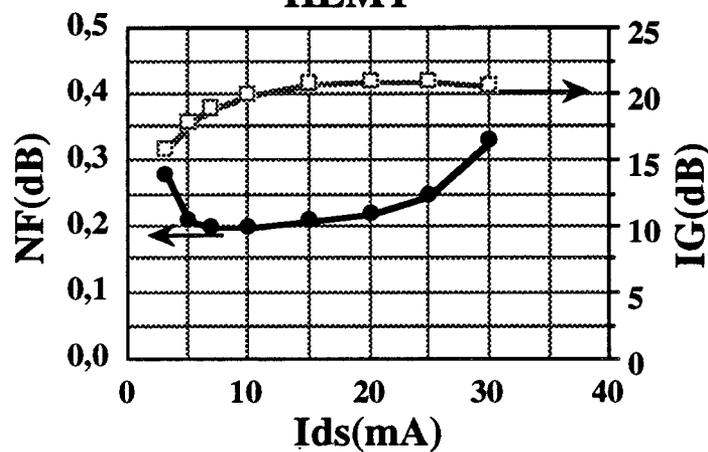
**MGF4305 (V<sub>ds</sub>=2V)  
HEMT**



**FHX04LG (V<sub>ds</sub>=2V)  
HEMT**



**NE20283A (V<sub>ds</sub>=2V)  
HEMT**



**Figure 44 : Evolutions du facteur de bruit mesuré (non corrigé des pertes) et du gain en fonction du courant de polarisation pour:**  
 - deux MESFETs  
 - quatre HEMTs

présente une impédance proche de l'optimal, sont représentées sur la figure 44. Nous constatons que la valeur minimale du facteur de bruit mesuré est toujours de l'ordre de 0,2 dB alors que pour les positions correspondantes des slugs, les pertes de l'ensemble d'adaptation sont comprises entre 0,12 et 0,2 dB.

Par ailleurs, compte tenu des valeurs obtenues, il n'est pas possible de conclure quant à une possible supériorité des HEMT vis à vis des MESFET ou réciproquement.

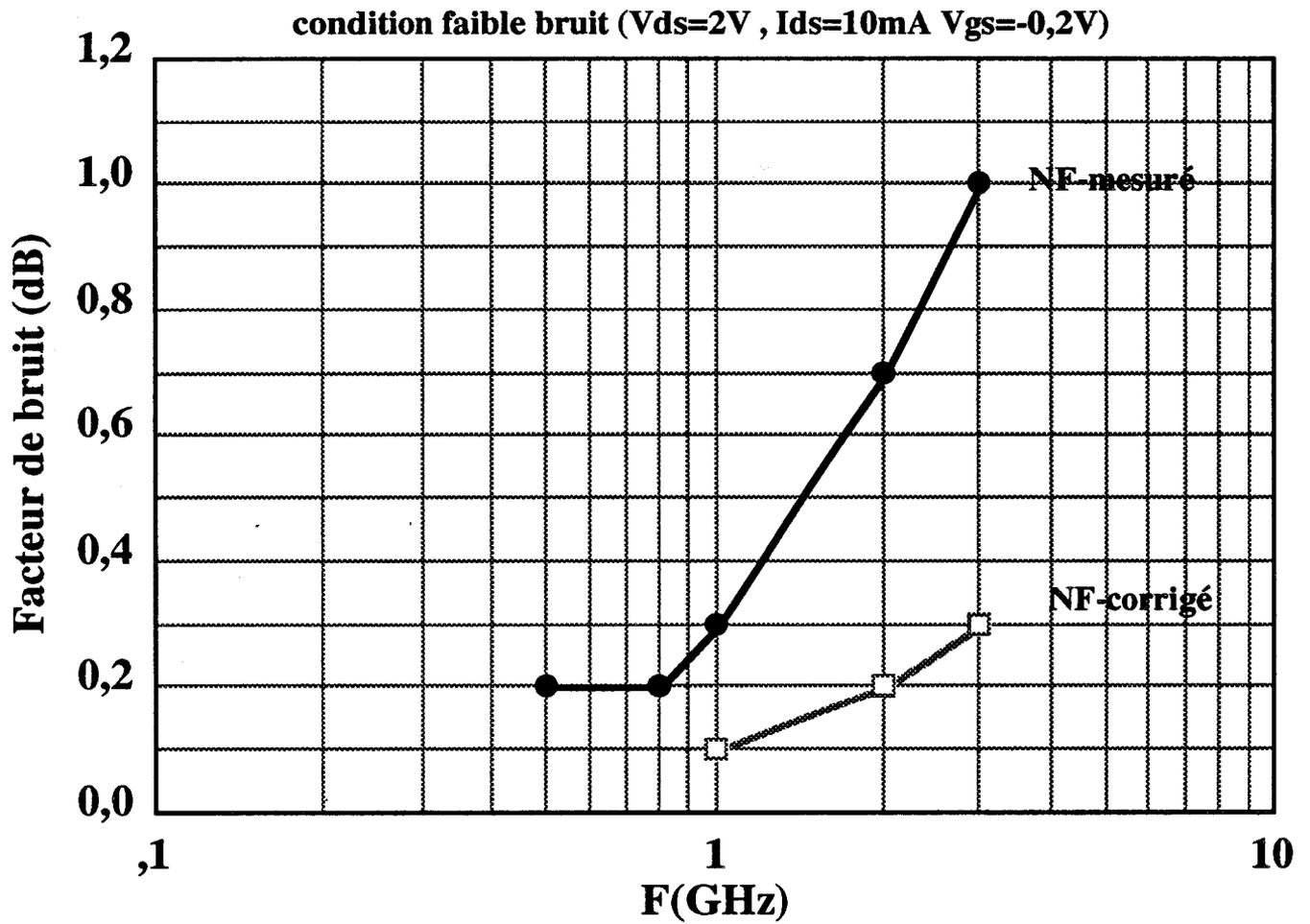
De ces résultats et prenant en compte les valeurs des pertes des circuits d'adaptation, on peut tirer la conclusion suivante :

Le facteur de bruit minimum est certainement inférieur à 0,1 dB. Il n'est pas possible de préciser mieux sa valeur compte tenu de la valeur de l'erreur minimale de mesure, même en prenant le maximum de soin.

Ceci constitue un résultat nouveau et inattendu puisque les manuels d'utilisation des composants indiquaient des valeurs de plateau de l'ordre de 0,4 dB pour des fréquences voisines de 1 GHz. Il semble donc que compte tenu des améliorations de la technologie, ce plateau se situe à un niveau beaucoup plus faible et qu'à 800 MHz, le bruit soit encore causé par les fluctuations de vitesse des porteurs dans le canal (bruit de diffusion). Les formulations microondes données au paragraphe relatif aux formulations du facteur de bruit pourraient donc s'appliquer directement. Rappelons qu'elles permettraient d'espérer des facteurs de bruit de l'ordre de 0,07 à 0,09 dB à 800 MHz, ce qui semblerait bien vérifié par l'expérimentation.

Pour mieux comprendre l'origine physique de bruit dans la bande des 800 MHz, ainsi que la limite supérieure de la fréquence de plateau, il nous a semblé intéressant d'étudier l'évolution fréquentielle du facteur de bruit. Malgré les difficultés expérimentales nous avons entrepris cette étude dans la gamme 500 MHz-6 GHz. Pour cela, nous avons réalisé des slugs optimums pour les fréquences de 500 MHz à 2 GHz et utilisé des adaptateurs Maury dans la bande supérieure. La procédure expérimentale était similaire à la précédente :

- mesure du facteur de bruit de l'ensemble  $F_m$



**Figure 45-a : Evolutions fréquentielles du facteur de bruit mesuré et corrigé d'un HEMT FHX04X.**

- évaluation des pertes des éléments d'adaptation. Nous avons reporté sur les figures 45 (a, b, c) les résultats obtenus pour deux HEMT et un MESFET. De ces résultats on peut faire les constatations suivantes :

- à partir d'une fréquence inférieure ou de l'ordre du GHz, on voit apparaître une croissance du facteur de bruit ;

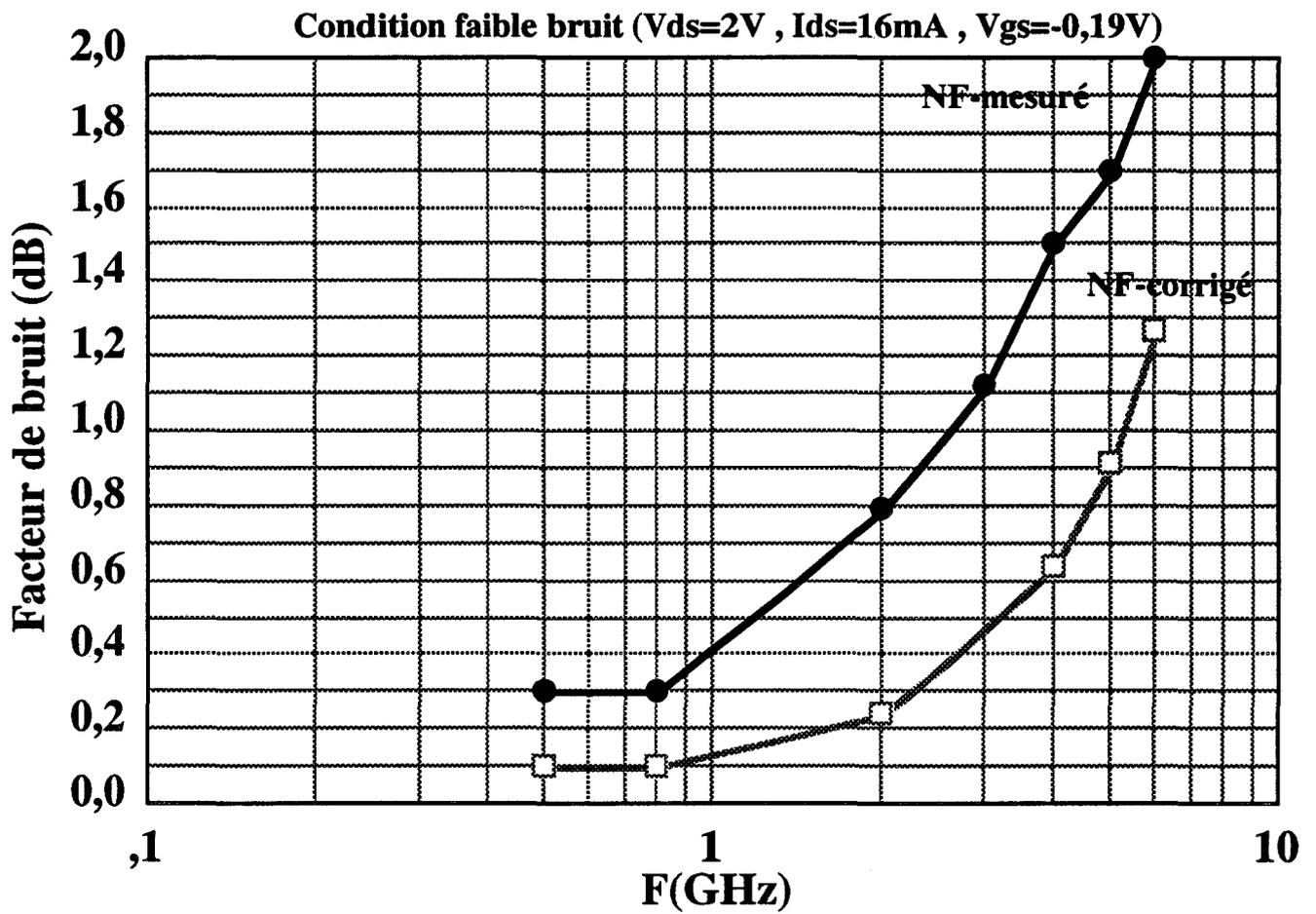
- cette croissance est quasi linéaire aux erreurs d'expérience près comme le montre la figure 46 en échelle linéaire. Ceci confirme la nature du bruit qui est en cause dans cette gamme de fréquence et qui semble être surtout du bruit de diffusion. Une comparaison des valeurs expérimentales obtenues avec les formulations théoriques du bruit de diffusion fait apparaître un bon accord théorie-expérience.

- l'existence du plancher de bruit ne semble pas clairement défini et son niveau pour ces composants semble inférieur à l'erreur de mesure, quand on tient compte des pertes du circuit. A ce propos, le fait que nous trouvons des facteurs de bruit inférieurs aux données constructeurs a deux origines :

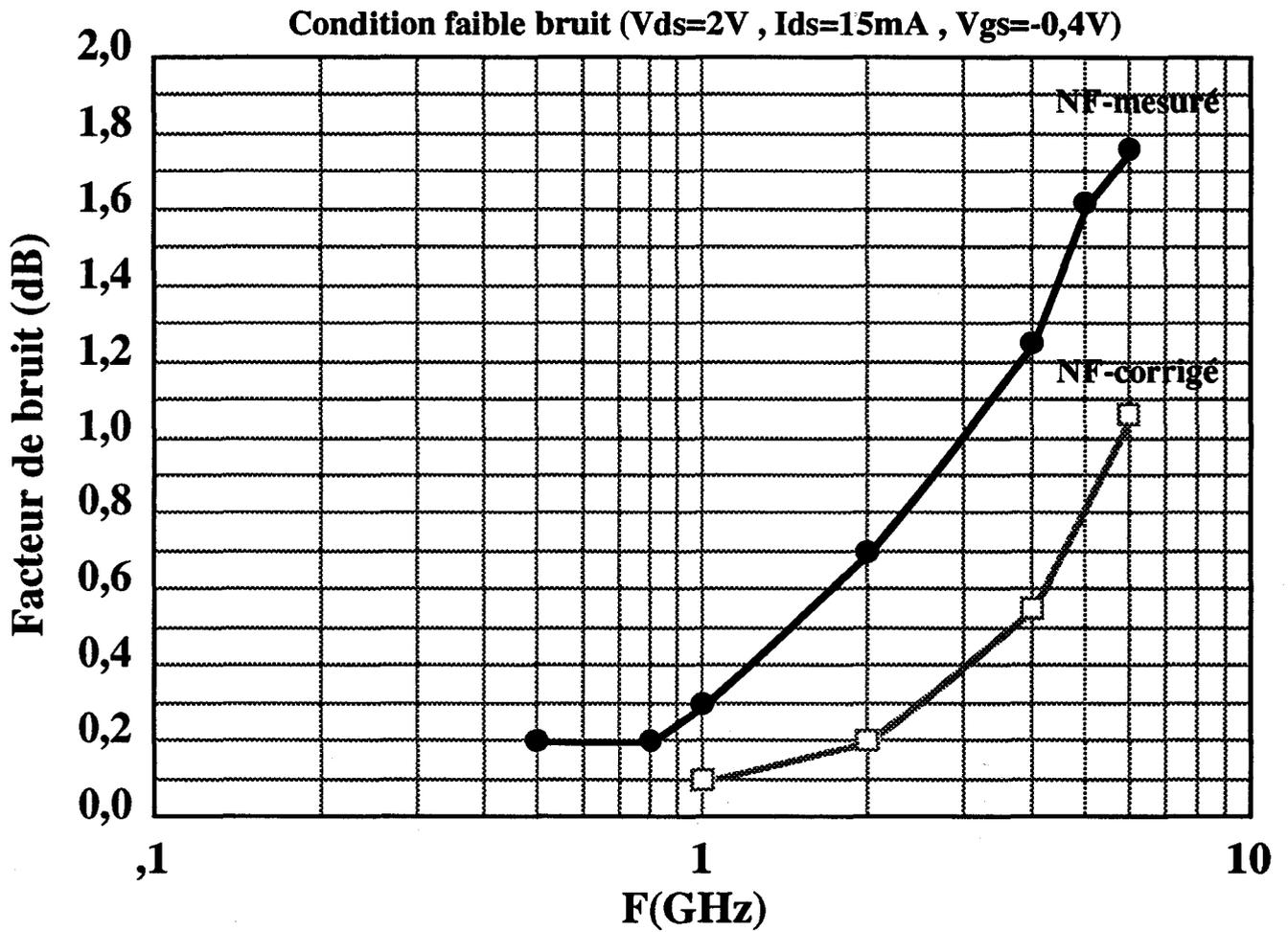
- nous avons réalisé des adaptateurs d'excellente qualité, bien meilleures que des éléments commerciaux utilisés par les constructeurs.

- les progrès réalisés sur la technologie des composants sont considérables et en particulier les courants de fuite de grille sont très faibles (inférieur à 100 nA à -2V). Une étude très récente et non encore achevée entreprise au laboratoire par A. Cappy, G. Dambrine et F. Danneville semble indiquer que le plancher de bruit serait dû au bruit de grenaille dans le circuit de grille. Pour des composants pour lesquels le courant de fuite est de l'ordre de 1  $\mu$ A, ce plancher pourrait être de 0,3 dB.

Dans notre cas, il serait très faible, inférieur à 0,05 dB, et donc non mesurable. Cette étude devra être poursuivie et approfondie par la suite.



**Figure 45-b : Evolutions fréquentielles du facteur de bruit mesuré et corrigé d'un HEMT MGF4305.**



**Figure 45-c : Evolutions fréquentielles du facteur de bruit mesuré et corrigé pour un MESFET ATF10170.**

Conditions faible bruit pour chacun

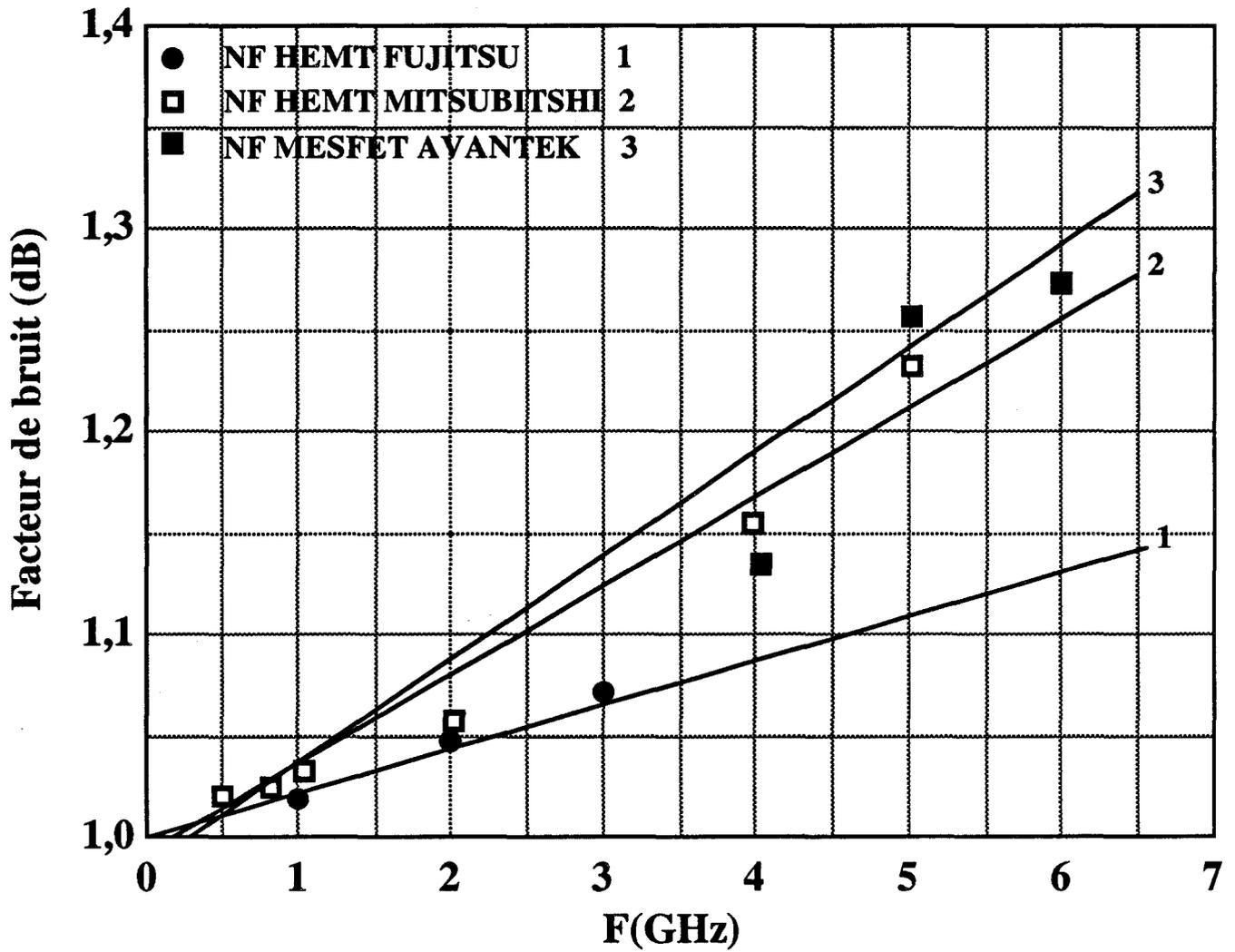


Figure 46 : Evolution fréquentielle du facteur de bruit (linéaire) pour deux HEMTs et un MESFET.

## CONCLUSION

Des résultats expérimentaux obtenus en cours de cette étude, on peut tirer les conclusions suivantes :

- les composants à effets de champ semblent très supérieurs aux bipolaires dans la bande des 800 MHz-1 GHz en ce qui concerne le facteur de bruit. Celui-ci est inférieur à 0,1 dB pour des composants dont la longueur de grille est de l'ordre de 0,25  $\mu\text{m}$ .

- La réalisation d'une impédance de source optimale est plus difficile ( $\Gamma_{\text{opt}} = 0,8$ ) pour les composants à effet de champ que pour les bipolaires ( $\Gamma_{\text{opt}} = 0,2$  à 0,3).

- dans les transistors à effet de champ, le bruit de diffusion prédomine au moins à partir de 1 GHz.

- le plancher de bruit (s'il existe) dans les transistors à effet de champ se situe à un niveau inférieur à 0,1 dB.

# **CHAPITRE III**

## **ETUDE DU TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP EN BASSE TEMPERATURE**

## INTRODUCTION

En vue de la réalisation d'amplificateur très faible bruit, l'utilisation du HEMT constitue à l'heure actuelle un des meilleurs choix possible. Ceci est vrai à la température ambiante mais encore plus en basse température, par exemple à 77 K. En effet, comme pour le MESFET, les niveaux de bruit apportés par les éléments parasites et le composant diminuent avec la température. De plus, comme il a été montré précédemment [1, 2], les caractéristiques électriques et fréquences de coupure s'améliorent nettement en basse température ce qui laisse espérer des améliorations spectaculaires des performances de bruit. C'est ce que nous nous sommes proposés d'étudier dans le cadre de ce travail.

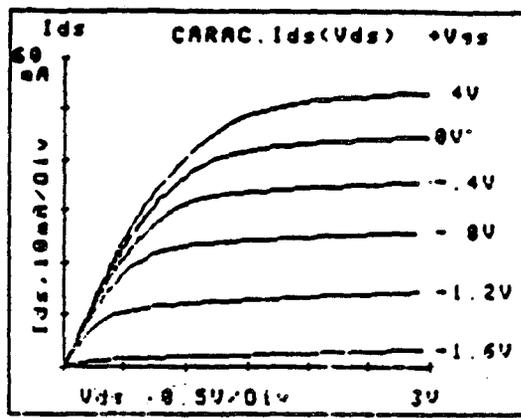
# I. FONCTIONNEMENT DU HEMT EN BASSE TEMPERATURE

## I. FONCTIONNEMENT DU HEMT EN BASSE TEMPERATURE

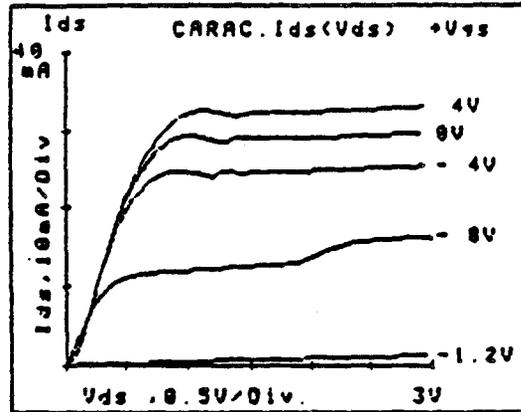
### I.1. INTERET

Nous rappelons que dans le principe de fonctionnement d'un MESFET, les limitations sont principalement liées à la diminution de la mobilité des porteurs dans les matériaux très dopés. Au contraire, dans un HEMT, ces limitations peuvent être dépassées pour un certain nombre de raisons. Tout d'abord, à cause de la forte valeur de la bande interdite du GaAlAs, on peut réaliser des barrières Schottky de qualité convenable, tout en utilisant des couches semi-conductrices fortement dopées dont l'épaisseur peut en conséquence être réduite. On peut ainsi conserver un rapport d'aspect  $L_g/A$  intéressant. Par ailleurs, les porteurs mobiles se déplaçant dans les zones non dopées, la dynamique électronique peut être plus favorable. Par rapport aux MESFET, on a relevé notamment des améliorations très sensibles sur les paramètres de transconductance, fréquence de coupure et résistances d'accès (progrès technologique) qui constituent les critères de qualité pour l'obtention de facteur de bruit minimum.

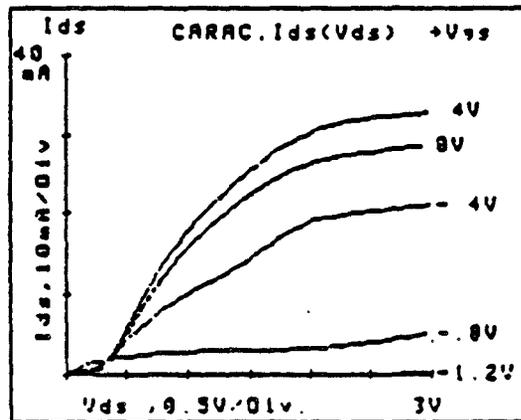
Ces avantages du TEGFET s'accroissent fortement quand le composant est refroidi à la température de l'azote liquide, la mobilité et la vitesse de saturation peuvent être respectivement multipliées par 10 et 1,5 par rapport aux valeurs à température ambiante : des valeurs de la mobilité supérieure à  $10 \text{ m}^2/\text{v.s.}$  à 77 K [69] et  $200 \text{ m}^2/\text{v.s.}$  à 4 K [70] sur des structures optimisées ont été observées. Au contraire pour le MESFET, il n'y a pas d'amélioration de la



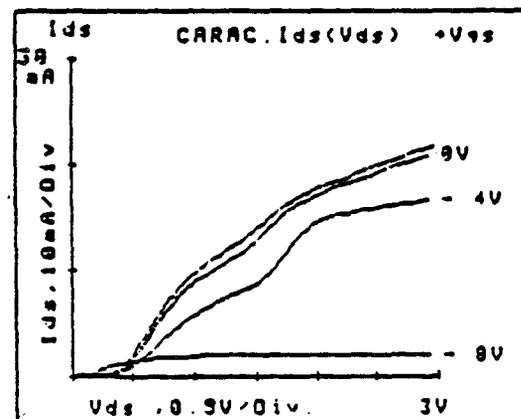
$T = 300K$



$T = 173K$



$T = 153K$



$T = 77K$

Figure 47 : Evolutions des caractéristiques statiques  $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$  d'un transistor HEMT en fonction de la température.

dynamique en basse température. Néanmoins, même si l'utilisation des basses températures permet d'améliorer la dynamique électronique dans les hétérostructures, des problèmes nouveaux sont apparus dans ces composants lors du refroidissement, et ce sont eux que nous nous proposons de rappeler tout d'abord.

## **I.2. COMPORTEMENTS PARTICULIERS DES HEMTs A BASSE TEMPERATURE**

A partir des évolutions en fonction de la température et de l'éclaircissement des caractéristiques statiques des composants HEMT, des phénomènes parasites ont pu être observés :

- "collapse"
- effet de coude (kink-effect)
- décalage de la tension de pincement
- photosensibilité.

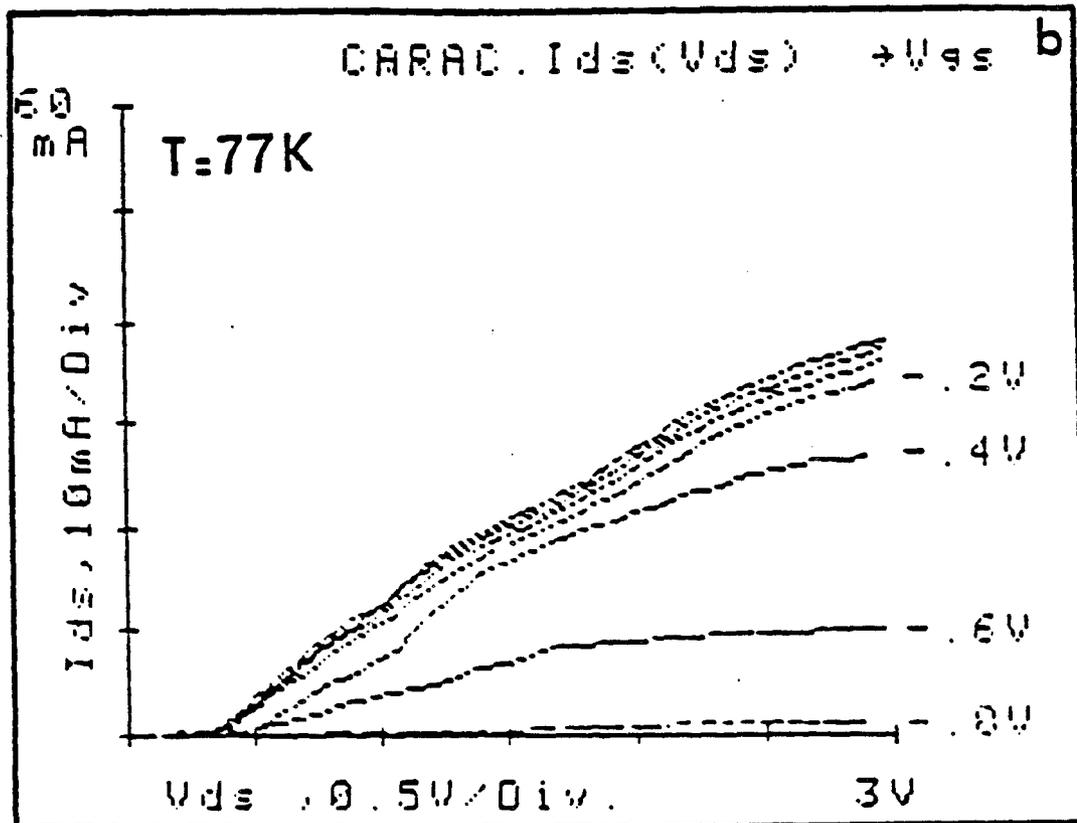
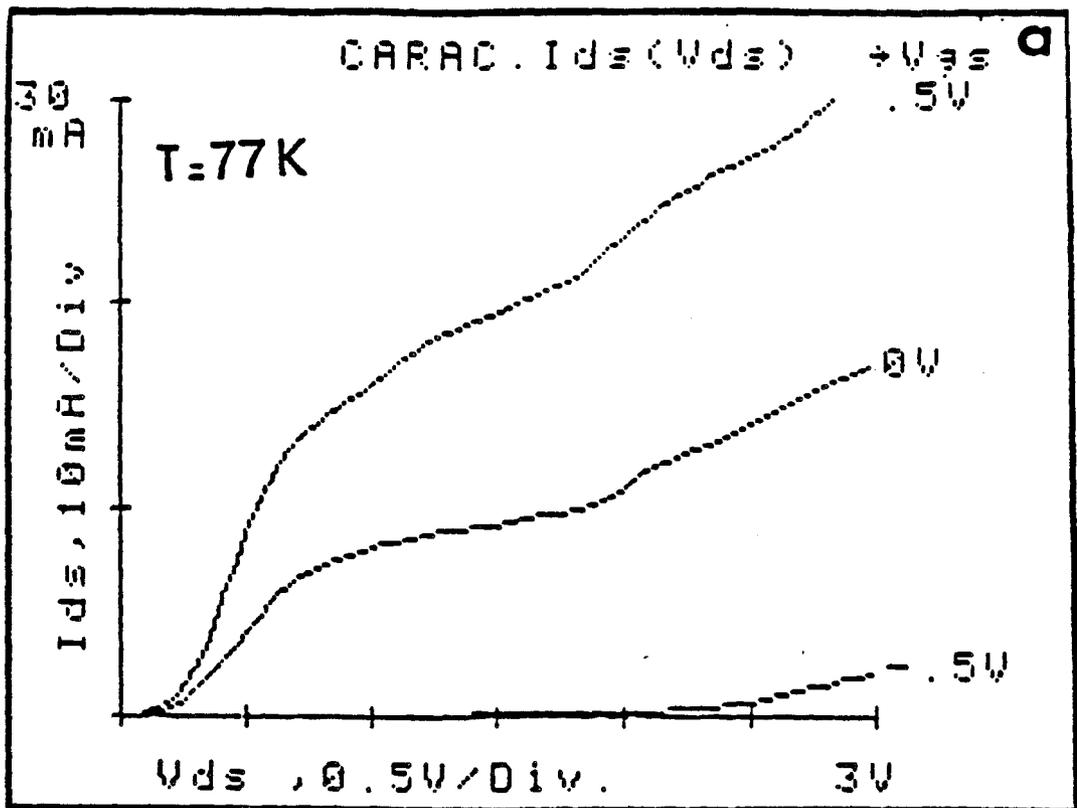
### **I.2.1. PHENOMENES D'INSTABILITES OU "COLLAPSE"**

L'évolution des caractéristiques statiques avec la température (dans l'obscurité), représentée figure 47 permet de mettre en évidence certains de ces phénomènes typiques d'instabilités à très basse température. Quand la température décroît, on peut observer les effets suivants :

- la zone ohmique de la caractéristique de drain subit globalement un effondrement appelé "collapse" [71, 72]. Puis, on retrouve à nouveau le comportement classique du transistor en régime de saturation lorsque la tension de polarisation de drain devient suffisamment importante.

- on observe également une diminution du courant maximum  $I_{dss}$  ;

- parallèlement à ce phénomène, la conductance de sortie statique augmente et montre une forte dépendance avec le point de polarisation du transistor et avec la température ;



**Figure 48 : Caractéristiques  $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$  en présence des effets parasites à basse température pour deux transistors type HEMT épitaxiés par:**

- (a) MBE (CHS)
- (b) MOCVD (SONY)

- enfin, on assiste à un décalage sensible de la tension de pincement, qui peut atteindre plusieurs centaines de mV.

D'autres exemples typiques du comportement à 77 K de transistor HEMT révélant ces phénomènes parasites sont donnés sur la figure 48a (épitaxie MBE) et sur la figure 48b (épitaxie MOCVD). Ils mettent clairement en évidence que ceux-ci ne peuvent être corrélés au processus d'élaboration des couches utilisées.

## I.2.2. DECALAGE DE LA TENSION DE PINCEMENT

Le décalage  $\Delta V_p$  de la tension de pincement entre la température ambiante et celle de l'azote liquide peut varier de 0,2 à 0,8 V comme le montrent (Fig. 49) les résultats expérimentaux obtenus pour quatre échantillons HEMTs typiques. 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 comme le montre l'expression [73] de la tension de pincement :

$$V_p = \Phi_{Bn}(T) - \frac{1}{q} \Delta E_c(T) - \frac{q N_d^+ d_d^2}{2\epsilon_{AlGaAs}}$$

Les paramètres  $\Phi_{Bn}$  hauteur de barrière du contact métal-semiconducteur et  $\Delta E_c$  hauteur de la discontinuité des bandes de conduction, évoluent dans de très faibles proportions avec la température et ne peuvent ainsi justifier l'écart de  $V_p$ . Les autres paramètres caractéristiques sont  $d_d$  qui représente l'épaisseur de la couche d'AlGaAs dopée et  $N_d^+$  la concentration d'impuretés ionisées. Il semble bien que ce soit l'évolution de ce dernier paramètre qui seul puisse justifier les variations observées.

## I.2.3. EFFET DE COUDE

On peut remarquer également une variation plus ou moins brutale du courant de drain en régime de saturation pour une tension voisine de celle pour laquelle on obtient le maximum de la transconductance.

### Décalage de la tension de pincement

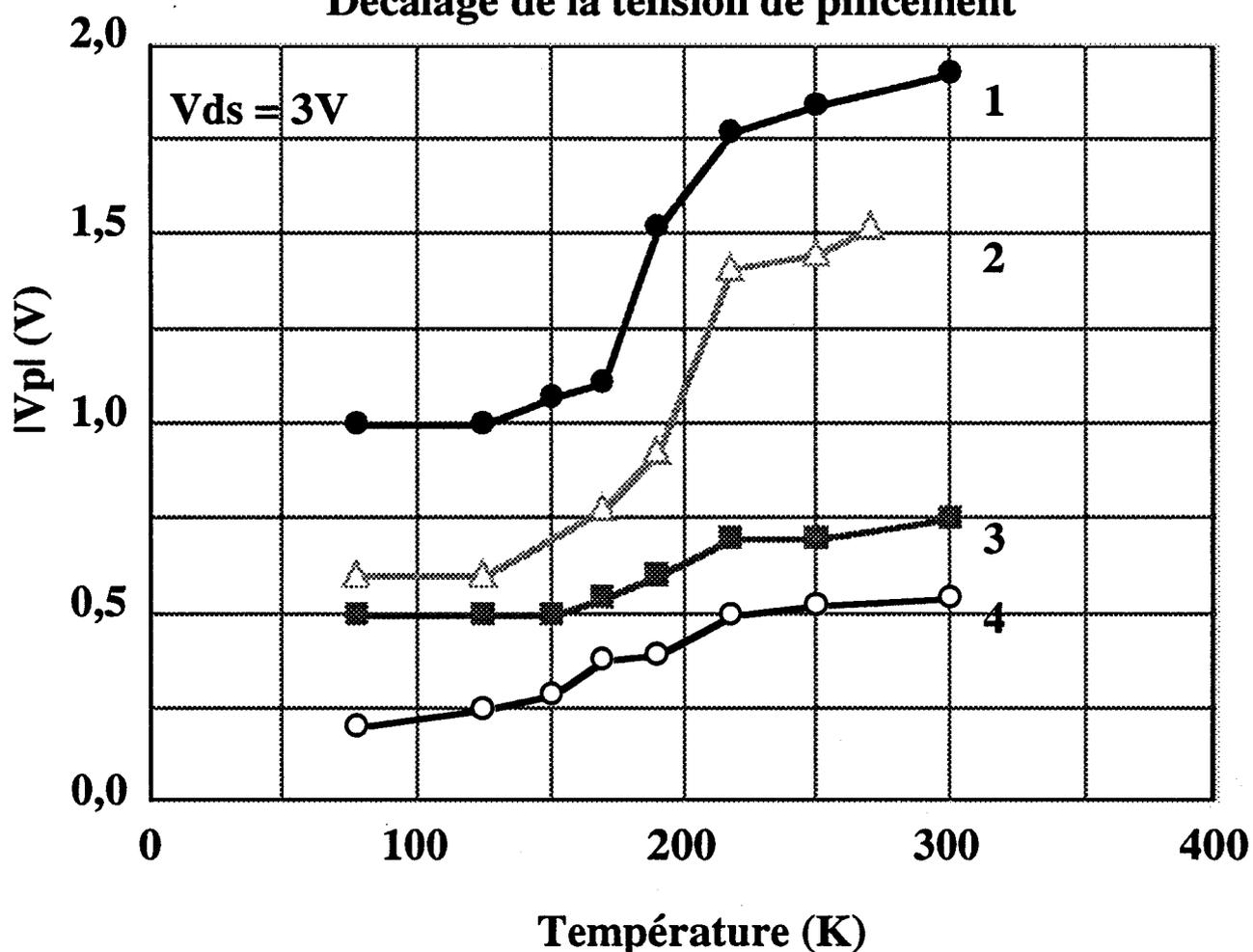


Figure 49 : Evolutions de la tension de pincement  $|V_{pl}|$  en fonction de la température pour différents transistors HEMT selon Belache [2].

### Composants Thomson CSF (Laboratoire LCR)

HEMT	alliage X %	dopage Nd $10^{18} \text{atm/cm}^3$	épaisseur A (Å)	spacer e (Å)	$L_g * Z$ ( $\mu\text{m}^2$ )
1 - n° 3497	0.21	0.7	700	80	0.8 * 300
1 - n° 4105	0.24	0.64	1000	80	0.5 * 300
1 - n° 3590	0.19	0.8	1200	80	0.6 * 300
1 - n° 3588	0.19	7	1000	80	0.5 * 300

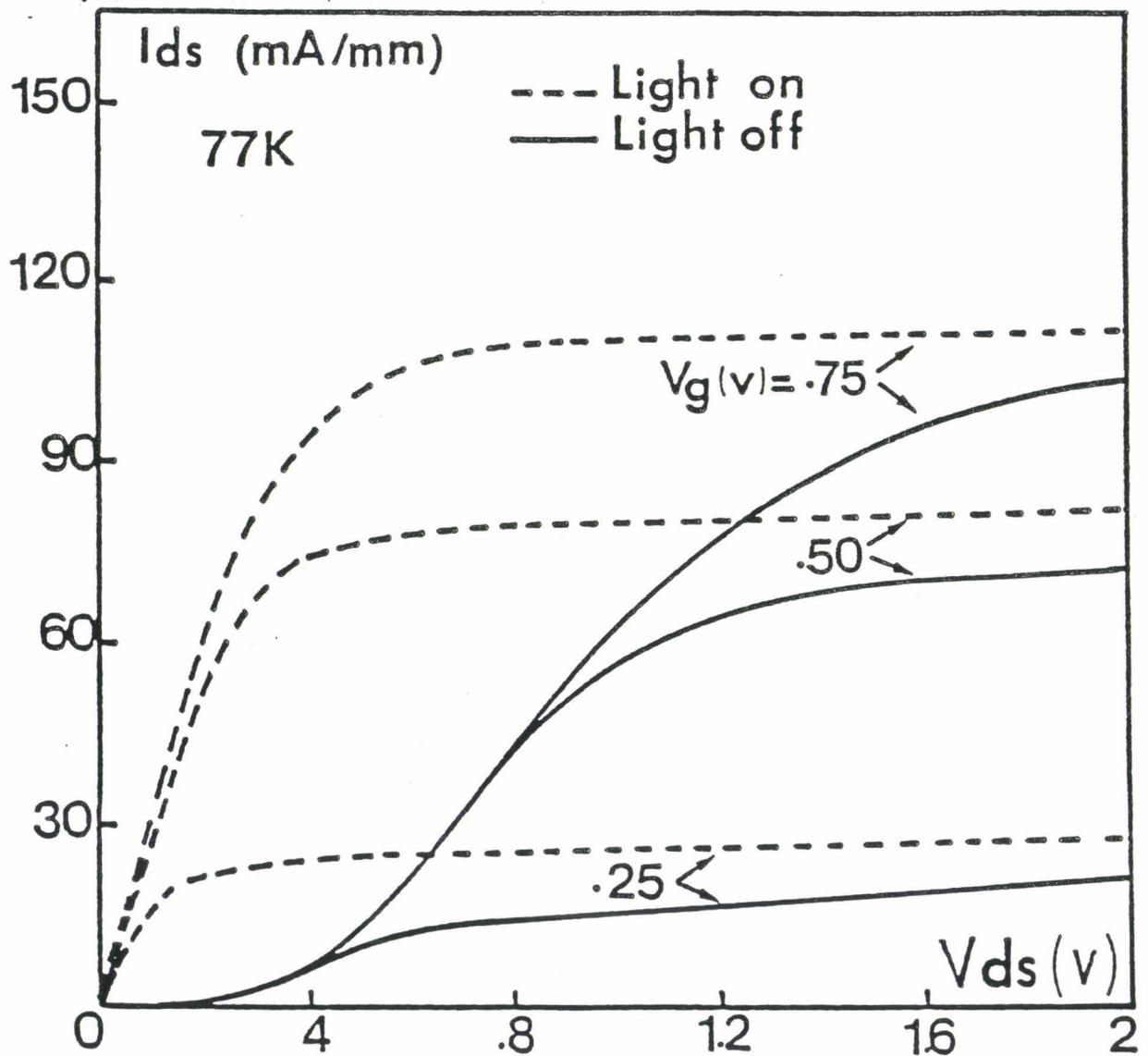


Figure 50 : Caractéristiques typique de drain en basse température d'un échantillon HEMT:

— éclairé  
 ..... non éclairé

Ce mécanisme, appelé "effet kink" (effet de coude) peut survenir également à 300 K mais avec une amplitude beaucoup plus faible. Dans un premier temps, il peut être dissocié des mécanismes parasites apparaissant à basse température.

#### **I.2.4. PHOTSENSIBILITE**

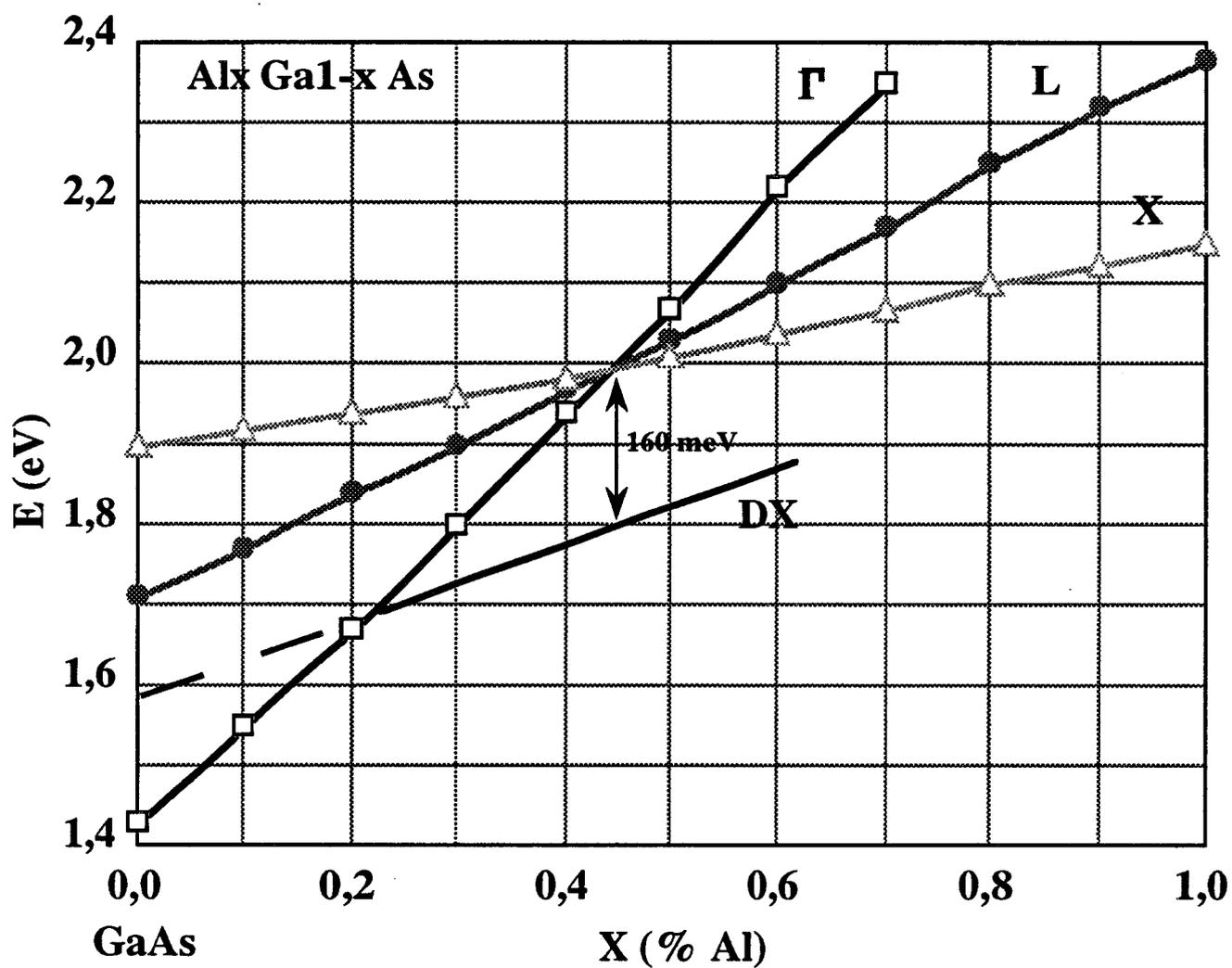
Aux températures cryogéniques, le transistor HEMT montre une forte sensibilité aux conditions de polarisation durant la descente en température (effectuée dans l'obscurité). Mais, son comportement dépend aussi fortement de la présence d'une source lumineuse lors de la mesure [72]. En effet, la figure 50 illustre le comportement typique à 77 K d'un échantillon refroidi dans l'obscurité ou éclairé par l'intermédiaire d'une lumière blanche. Dans ce dernier cas, la caractéristique  $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$  du composant éclairé à 77 K est quasiment idéale. La source lumineuse étant supprimée, la caractéristique perturbée réapparaît progressivement et en éclairant de nouveau l'échantillon, la caractéristique I-V est alors parfaitement restaurée.

### **I.3. PROBLEME DES CENTRES DX**

Pour bien comprendre ces mécanismes, il nous faut rappeler au préalable quelques propriétés et influences caractéristiques des pièges profonds dans l'AlGaAs encore appelés Centres DX.

Par le passé, il était habituellement considéré qu'un seul niveau donneur "shallow" (dû au Si ou d'autres types de dopant), existait dans l'AsGa ou l'AlGaAs fortement dopé. Cependant, plusieurs expériences [74] et principalement le comportement du HEMT sous des conditions basses températures indiquent que ceci n'est pas tout à fait vrai.

Les phénomènes de photoconductivité persistante et de collapse peuvent être seulement expliqués en considérant l'existence d'un niveau donneur profond (habituellement appelé centre DX), pouvant être situé dans la bande interdite. Comme il a été proposé par exemple par Theis [75], il semble maintenant que ce niveau évolue avec le minimum de la vallée L qui change avec la composition d'Aluminium et que l'on estime localisé à 140 à 160 mV en dessous



**Figure 51 : Evolution de la structure de bande en fonction de la composition d'alliage (Al).  
Le haut de la bande de valence est pris comme référence des énergies.**

du minimum de la vallée L. Comme il apparaît sur la figure 51, ce niveau se situe au voisinage du minimum de la vallée  $\Gamma$  pour les concentrations d'Al proche de 0,21, et entre à ce moment dans la bande interdite.

Pour des concentrations d'Al plus élevées, cet effet à deux conséquences principales à température ambiante :

- le nombre des électrons libres dans la partie non désertée de la couche d'AlGaAs est plus faible que le niveau de dopage ; cet effet devient de plus en plus important lorsque la concentration d'Al augmente.

- la concentration des porteurs dans le puits reste plus faible et n'augmente pas aussi vite avec  $\Delta E_c$  (et ensuite avec X) que celle calculée par une théorie qui ne tiendrait pas compte de ces effets. Pour des valeurs pratiques des niveaux de dopage dans la couche d'AlGaAs, les valeurs maximum de la concentration des porteurs dans le puits  $n_s$  restent toujours plus faibles que  $1,2 \cdot 10^{12}/\text{cm}^2$ . En conséquence, le courant de drain maximum est plus faible que pour le MESFET GaAs : ceci constitue la limitation principale du HEMT conventionnel AlGaAs/GaAs.

#### **I.4. ELEMENTS D'INTERPRETATION DU COLLAPSE**

Dans le transistor idéal, le courant dans la structure devrait s'établir uniquement dans la couche d'accumulation, c'est-à-dire entre les zones ( $N^+$ ) sous les contacts de source et de drain, la hauteur de barrière  $\Delta E_c$  devant s'opposer à l'injection des porteurs dans l'AlGaAs. En pratique, ce n'est pas exactement le cas et aux basses températures, trois éléments d'origine différente peuvent perturber le fonctionnement du transistor :

- 1- l'existence d'un potentiel de surface, de l'ordre de 0,3 à 0,4 V, celui-ci se traduit par l'existence d'une zone désertée en surface, de part et d'autre de la grille dans le recess.

- 2- L'injection d'électrons de la couche d'accumulation vers la couche d'AlGaAs en sortie de grille, lorsque ceux-ci sont suffisamment accélérés par le champ électrique dans le canal pour acquérir une énergie suffisante et franchir la discontinuité de bande. Il semble que ce transfert puisse s'effectuer de deux façons différentes :

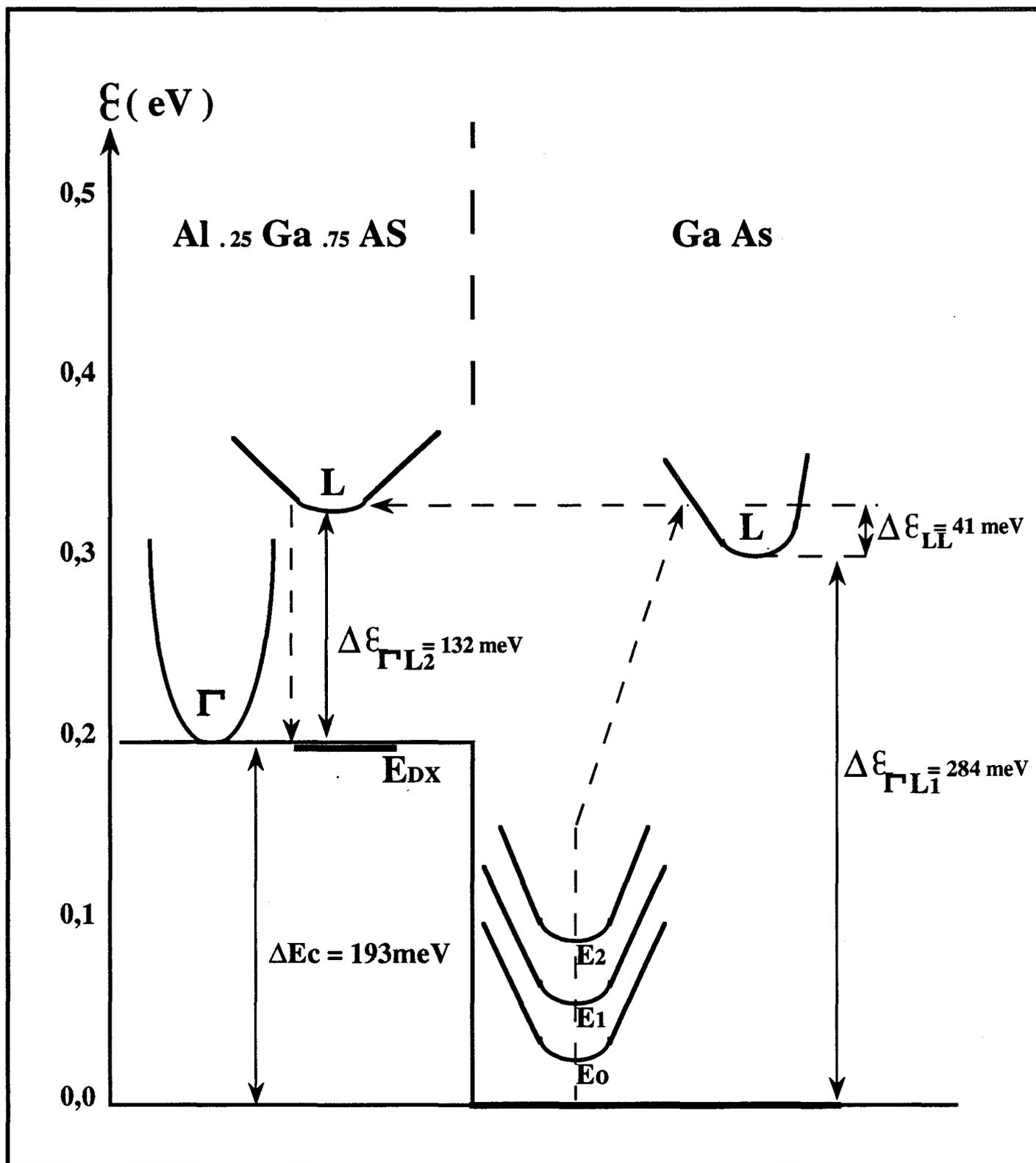


Figure 52 : Représentation simplifiée de la bande de conduction d'une hétérojonction Al<sub>0.25</sub>Ga<sub>0.75</sub>As / GaAs .

- pour une minorité d'électrons bidimensionnels du puits de potentiel, il faut qu'ils aient atteint une énergie supérieure à la discontinuité  $\Delta E_c - E_0$  ou  $\Delta E_c - E_1$  etc...

- sous l'influence du champ, une majorité d'électrons sont transférés dans les vallées L supérieures où ils peuvent être considérés comme tridimensionnels. Le transfert est alors plus facile puisque la différence d'énergie entre les deux vallées L,  $\Delta E_{LL}$  est plus faible (figure 52).

3- L'existence des centres DX, au sein de la couche d'AlGaAs dopée, dans la gamme de composition d'alliage ( $0,20 < x < 0,40$ ). Ceux-ci se comportent comme des pièges profonds pour les électrons qui y ont été transférés, en particulier ceux provenant de la couche de GaAs.

Sur la figure 53 (a, b), nous avons représenté chacun de ces mécanismes, ainsi que la position où ils se produisent. La capture des électrons transférés dans l'AlGaAs apparaît non seulement dans la région située au voisinage du gaz 2D, mais aussi s'étend dans l'alliage à proximité de la couche désertée par le potentiel de surface. Ceci a deux conséquences : une diminution de la concentration de charges mobiles dans l'AlGaAs et donc de la conductivité de la couche, mais surtout une désertion locale du gaz 2D dans l'AsGa.

Ces phénomènes existent tant à la température ambiante qu'en basse température mais ils ont des conséquences très différentes.

En effet, dans les deux cas les effets de piégeage sous l'influence du champ sont quasi instantanés. Au contraire, les temps de dépiégeage évoluent de quelques  $10^{-6}$  secondes à quelques  $10^4$  ou  $10^5$  secondes de la température ambiante aux basses températures. Dans ce cas, à l'échelle de l'expérience, les composants se trouvent hors d'équilibre thermodynamique et tous les pièges d'une zone peuvent être remplis. Les conductivités des zones perturbées de l'AlGaAs et des puits deviennent donc très faibles.

L'existence de temps de dépiégeage très longs par rapport à la durée de l'expérience est clairement mis en évidence par l'expérience suivante. Après une descente en basse température nous avons tracé sur la figure 54 la caractéristique  $I_d = f(V_{gs})$  pour trois valeurs de  $V_{ds}$  (1, 2, 3 V successivement)

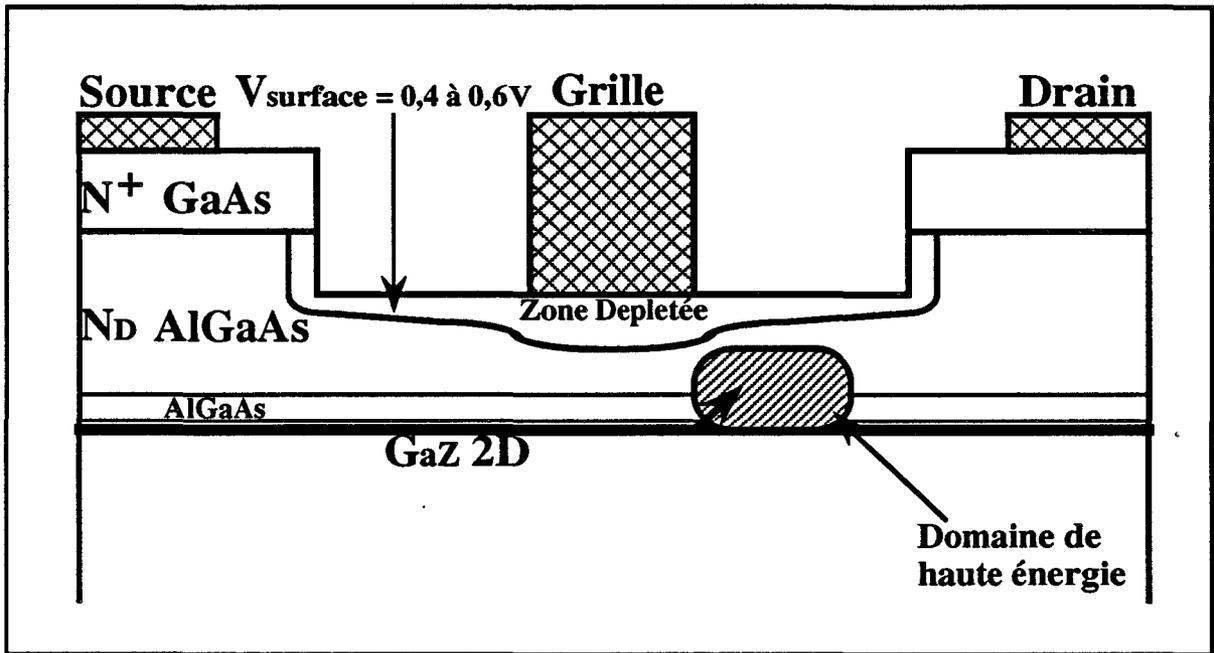


Figure 53-a : Mécanismes intervenant dans le fonctionnement en basses températures du transistor à hétérojonction n-AlGaAs / nid-GaAs.

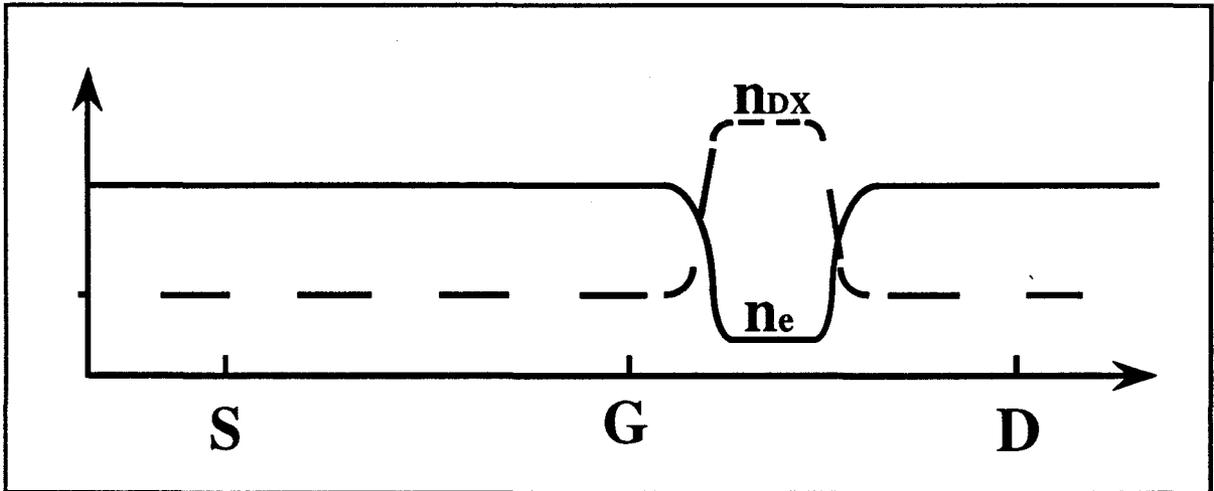


Figure 53-b : Répartition spatiale des électrons libres  $n_e$  et piégés  $n_{DX}$  dans la structure.

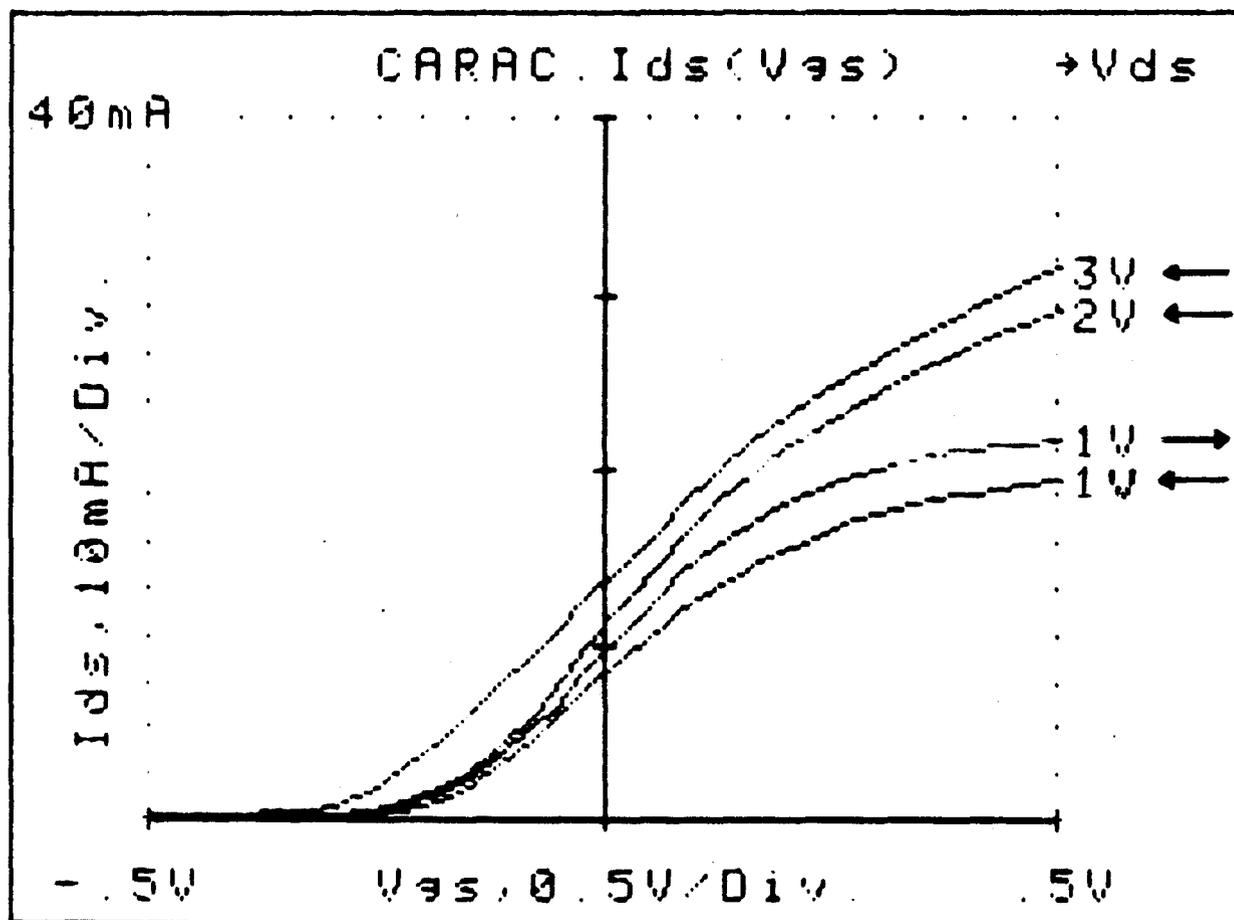
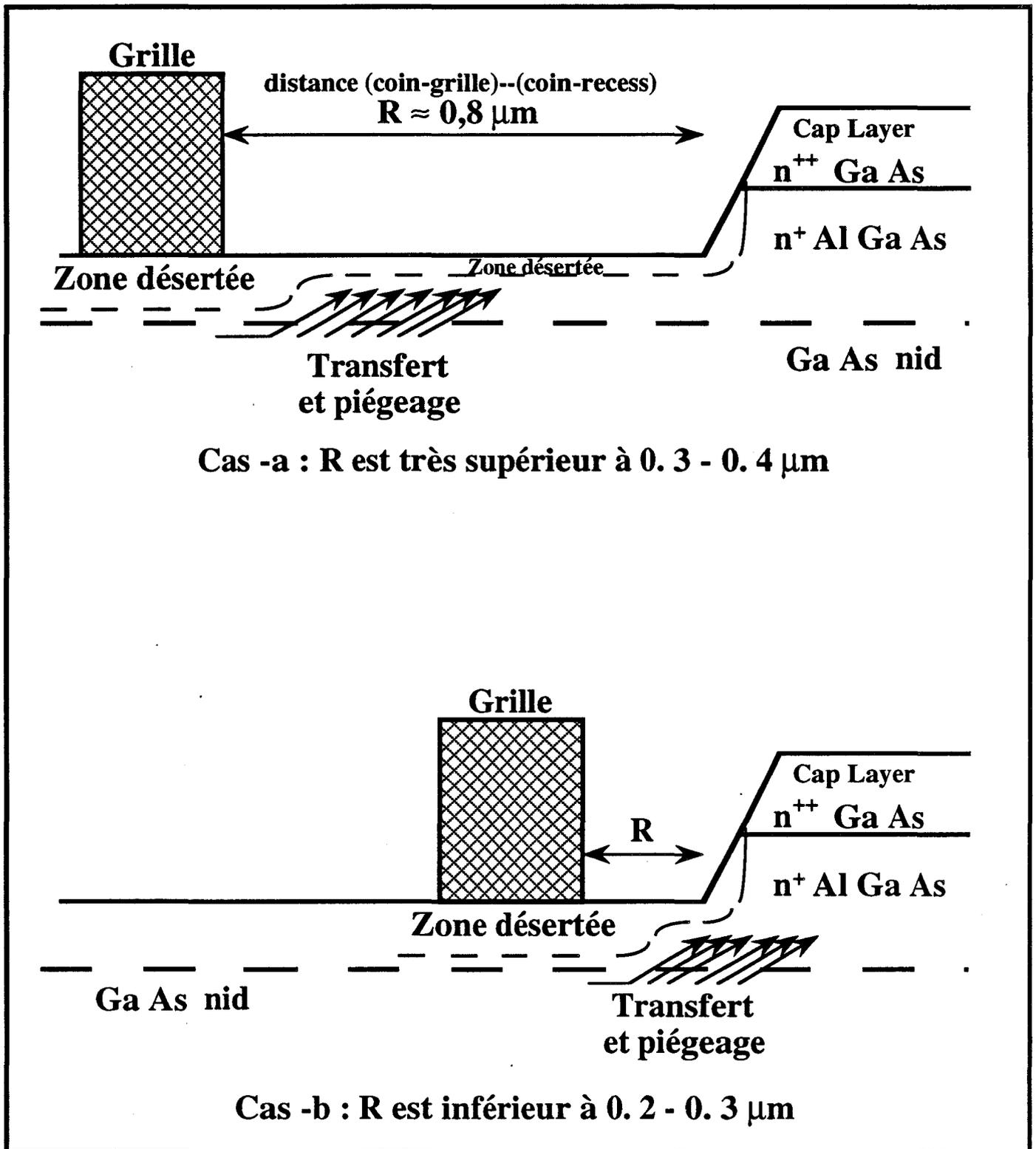


Figure 54 : expérience de non retour à l'équilibre thermodynamique.



**Figure 55 : Mécanismes de piégeage et de transfert. Position où ils opèrent selon la distance R dans les deux cas extrêmes a et b .**

dont nous avons déduit l'évolution de la transconductance. Le nouveau tracé de la caractéristique à  $V_{ds} = 1V$  fait bien apparaître la rémanence de ces effets à l'échelle du temps de mesure.

## **I.5. SUPPRESSION OU REDUCTION DES PHENOMENES PARASITES**

Tant par les approches expérimentales que théorique Belache [1, 2] et dans une certaine mesure Shawki [76, 77] ont montré que la détérioration des caractéristiques  $I(V)$  en basse température (collapse par exemple) pouvait être en grande partie supprimée par une configuration de recess appropriée. L'exemple en est donné sur la figure 55, où l'on a proposé de réduire l'espace "coin grille - coin recess" du côté drain. En effet, pour des valeurs inférieures à 0,2 - 0,3  $\mu m$  de cet intervalle, le phénomène de collapse perd de son importance. Ceci peut être facilement compris en considérant que l'influence de la zone où des électrons sont piégés sur les centres DX devient alors négligeable. Cela a été clairement mis en évidence par Belache qui a étudié non seulement des structures où la grille était non centrée dans la zone recess mais aussi la position de celle-ci en fonction de la largeur du recess et où les phénomènes de collapse pouvaient être soit supprimés (figure 56) soit exaltés (Figure 57).

Signalons aussi que tous ces effets parasites, apparaissant lors de l'utilisation du HEMT à basse température perturbent non seulement les caractéristiques électriques statiques, mais affectent aussi les propriétés microondes. Ceci avait été partiellement montré par Bellache, et notre approche expérimentale a permis de tirer la même conclusion comme nous le montrerons au chapitre suivant. Tous les efforts doivent être faits pour limiter ces effets parasites et c'est ce que nous nous sommes efforcés de faire dans les composants que nous avons conçus. Compte tenu des éléments précédents, il est possible de réduire l'importance de ces effets parasites en utilisant de l'AlGaAs avec un taux d'Al inférieure à 0,2, c'est-à-dire où le niveau des centres DX est plus élevé que celui du bas de la bande de conduction. Toutefois, dans ce cas la concentration de porteurs dans le puits est plus faible et il y a donc un compromis à trouver entre ces exigences contradictoires.

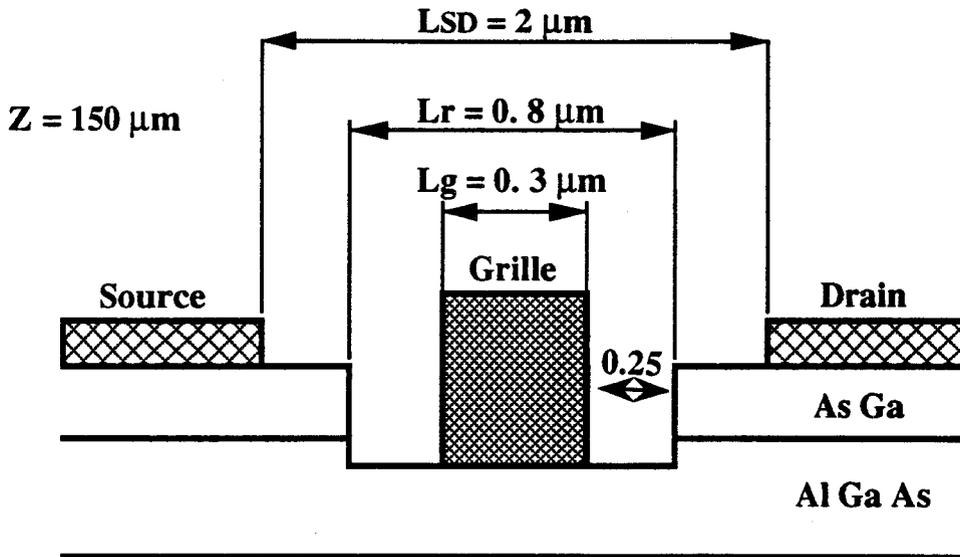
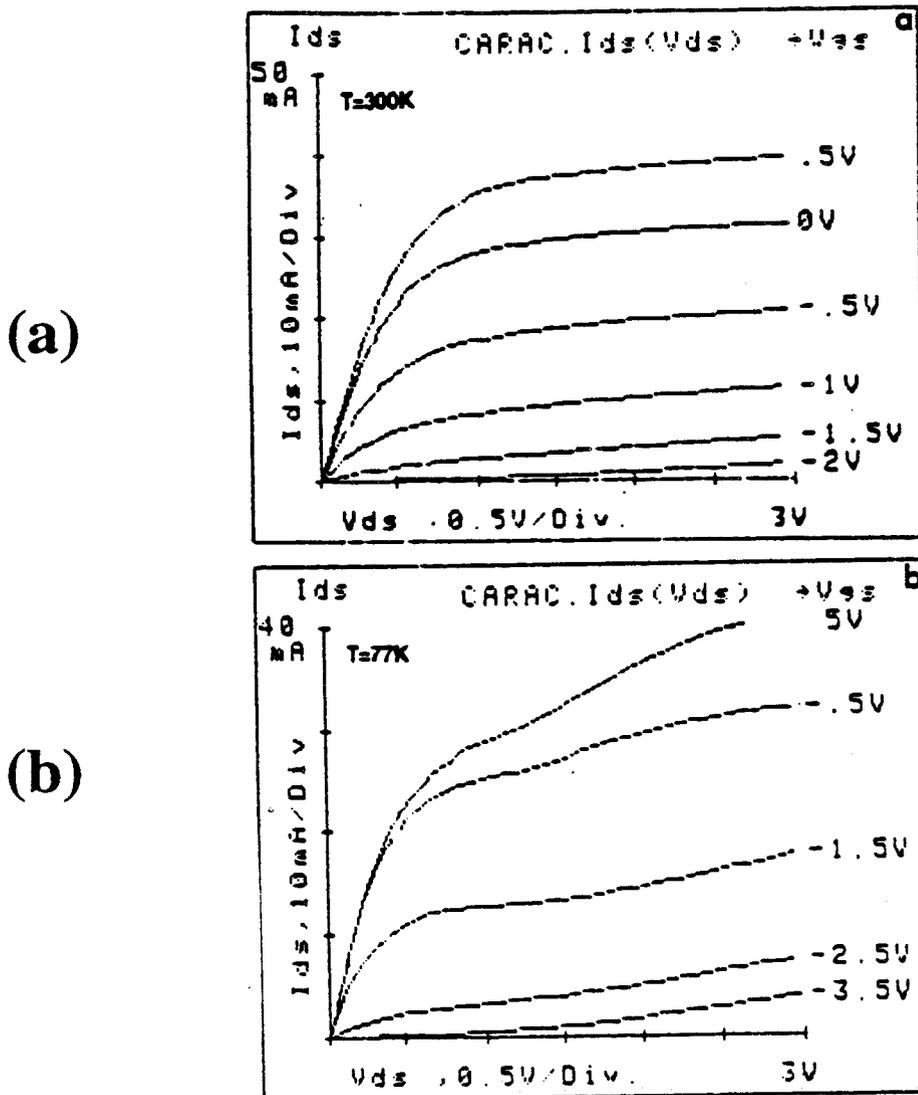


Figure 56-a : Paramètres technologiques d'un HEMT C.H.S 142



Figures 56-b : Caractéristiques  $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$  à deux températures 300K (a) et à 77K (b) pour le composant C.H.S 142 à recess étroit.

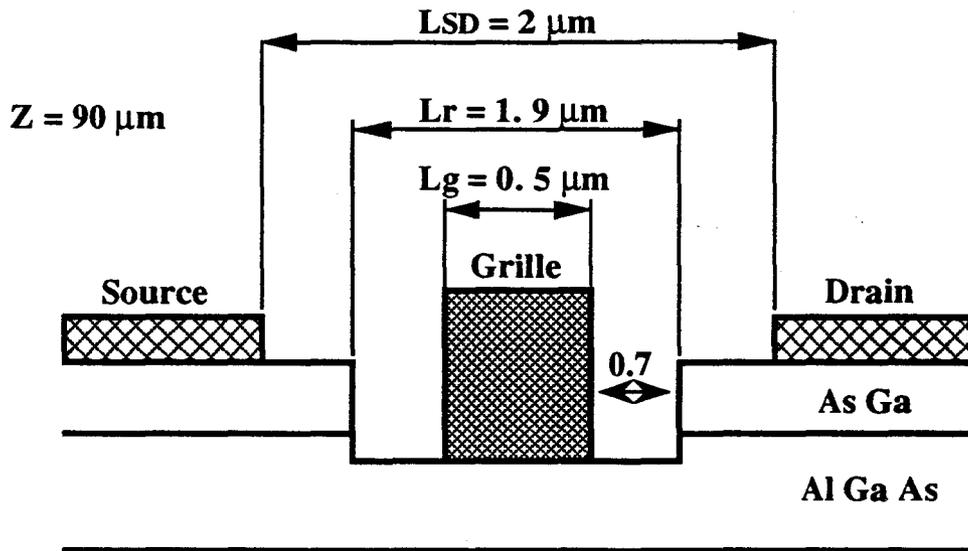
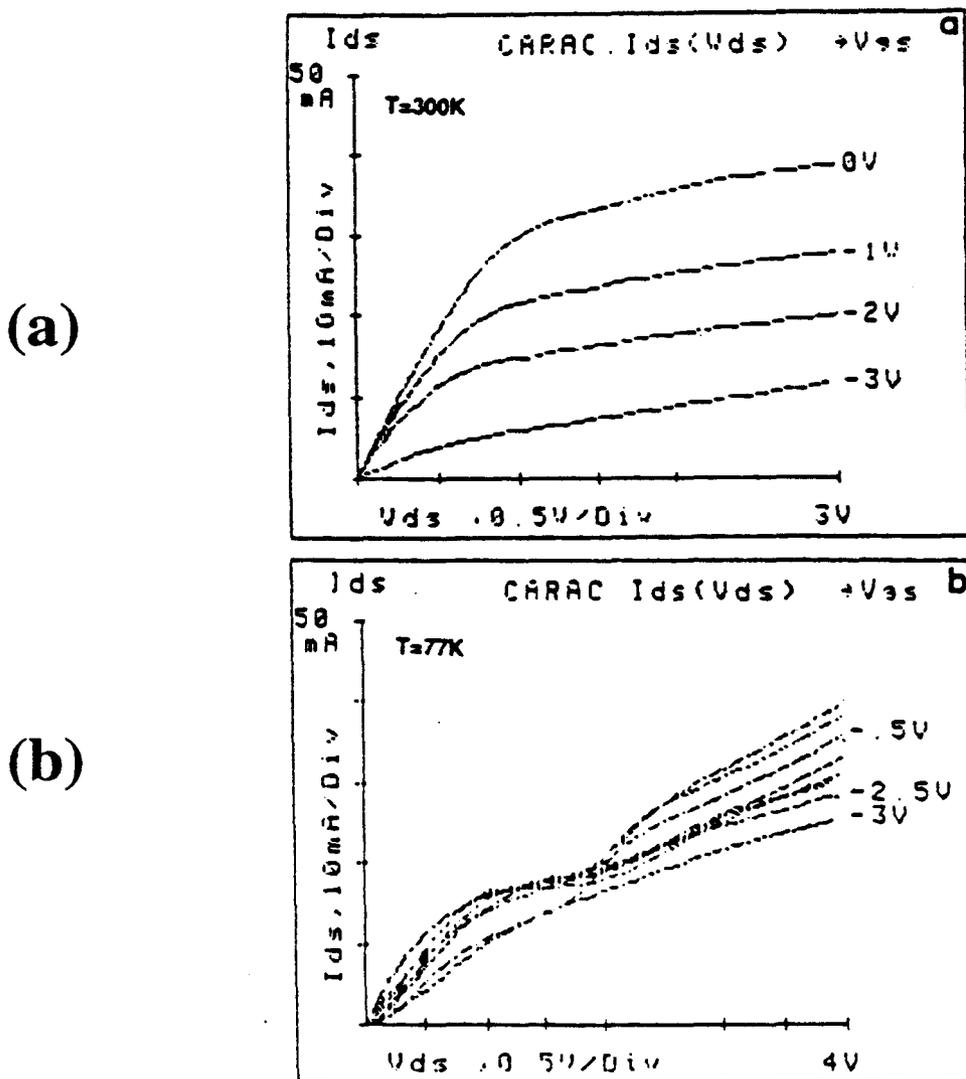


Figure 57-a : Paramètres technologiques d'un HEMT C.H.S 170



Figures 57-b : Caractéristiques  $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$  à deux températures 300K (a) et à 77K (b) pour le composant C.H.S 170 à recess large.

## **II. COMPORTEMENT MICROONDES DES TRANSISTORS REFROIDIS**

Le transistor HEMT s'est révélé être un composant de choix pour des applications en amplificateur faible bruit jusqu'aux fréquences millimétriques. Compte tenu de l'amélioration importante de la mobilité des porteurs en basse température, on pourrait espérer obtenir dans ce régime des performances particulièrement intéressantes, d'où l'importance de caractériser complètement les composants en basse température. L'objectif de ce travail a consisté à étudier l'évolution en fonction de la température des caractéristiques électriques statiques et dynamiques des transistors. Nous avons particulièrement insisté sur les effets basse température influant sur les éléments du schéma équivalent petit signal, et avons évalué les modifications des performances correspondantes. De plus, nous nous sommes intéressés aux évolutions des différents gains et de leurs fréquences de coupure caractéristiques.

Pour caractériser au mieux les composants HEMT, nous avons mis en oeuvre des méthodes reproductibles de calibration permettant des mesures précises de paramètres S en basse température et ce, jusque 25 GHz. Nous en rappellerons les principales étapes. Nous avons enfin examiné de manière plus approfondie l'évolution des caractéristiques microondes des composants en basse température.

## II.1. BASES DE L'ETUDE

### II.1.1. COMPOSANTS ETUDIES

Pour l'ensemble de notre travail, nous avons étudié quatre composants commerciaux dont les principales caractéristiques sont résumées dans le tableau . Par ailleurs, nous avons abordé l'étude de quelques composants non commerciaux réalisés au LEP.

HEMT	L <sub>g</sub> ( $\mu$ m)	Z( $\mu$ m)	Fréquence = 12 GHz		V <sub>ds</sub> V	I <sub>ds</sub> mA
			NF <sub>typ.</sub> dB	Ga dB		
SONY (MOCVD) 2SK676H	0,5	200	1,2	11	2	10
NEC (MBE) NE 20200	0,3	200	1	12	2	10
FUJITSU (MBE) FHX04X	0,25	200	0,75	10,5	2	10
TOSHIBA (MBE) JS8900	0,25	200	0,8	12	2	10

**Tableau** : Caractéristiques technologiques et performances de bruit à température ambiante des HEMT commerciaux utilisés dans le cadre de l'étude.

### II.1.2. METHODOLOGIE DE LA CARACTERISATION SYSTEMATIQUE

Nous avons utilisé les méthodes développées au laboratoire en particulier par Cappy, Dambrine et Bellache. Nous les rappellerons brièvement en nous contentant d'insister tout particulièrement sur les points spécifiques aux mesures basse température.

### II.1.2.1. CARACTERISATION STATIQUE

A l'aide d'un banc de mesure automatique on relève les caractéristiques statiques principales suivantes du TEC :

a) Les réseaux de caractéristiques Ids (Vds) pour différentes valeurs de Vgs et les caractéristiques de transfert Ids(Vgs) pour différentes valeurs de Vds :

Ces caractéristiques permettent de connaître la tension de pincement  $V_p$  l'évolution du  $G_m$  statique en fonction du couple ( $V_{ds}$ ,  $V_{gs}$ ) et de choisir les points de polarisation utiles pour les mesures en amplification petit signal et faible bruit.

b) La caractéristique Igs(Vgs) avec drain en l'air :

Cette caractéristique est celle d'une diode Schottky (avec  $V_{gs}$  variant de 0 à 0,7 V et  $I_{gs}$  de 1 nA à 1 mA). Le courant  $I_{gs}$  suit, dans ce cas, la loi suivante :

$$I_{gs} = A.T^2.S.\exp\left(\frac{-qV_b}{(\eta)kT}\right) \cdot \exp\left(\frac{qV_{gs}}{\eta kT}\right)$$

avec :

A = constante de Richardson

T = Température absolue (300° K)

S = Surface de la jonction de grille ( $L_g \times Z$ )

$V_b$  = Tension de barrière

$\eta$  = Facteur d'idéalité de la jonction.

Le courant  $I_{gs}$  développe une tension aux bornes de la résistance d'accès de source  $R_s$  en série avec la résistance d'accès  $R_i$  proche de  $R_c/2$  ( $R_c$  étant la résistance du canal ouvert).

En relevant la tension sur le drain (laissé en l'air), on détermine la somme des résistances  $R_s + R_i$ . Le relevé de "log  $I_{gs}$ " en fonction de  $V_{gs}$  permet de calculer aisément la tension de barrière  $V_b$  et le facteur d'idéalité  $\eta$ .

c) La caractéristique  $I_{gd}(V_{gd})$  avec source en l'air :

Une mesure identique à la précédente est effectuée en inversant les rôles de la source et drain. Comme précédemment, on relève sur la source (laissée en l'air) une tension égale à  $I_{gd} (R_d + R_i)$  et on détermine la somme des résistances  $R_d + R_i$ .

d) La caractéristique  $R_{ds}(V_{gs})$  :

La résistance drain source  $R_{ds}$  en fonction de  $V_{gs}$  est donnée en première approximation par l'expression suivante :

$$R_{ds} = R_s + R_d + R_c \frac{1}{1 - \sqrt{A}}$$

avec :  $R_c$  : résistance du canal ouvert

$$A = \frac{-V_{gs} + V_b}{W_{00}}$$

$$W_{00} = |V_p| + V_b$$

Le relevé de  $R_{ds}$  fonction de  $\Sigma$  (avec  $\Sigma = 1/1 - \sqrt{A}$ ) permet de déterminer  $R_s + R_d$  et  $R_c$ . Toutefois, la précision de ces déterminations n'est pas excellente et certaines ambiguïtés subsistent pour les HEMT.

Des valeurs obtenues précédemment de  $R_s + R_i$ ,  $R_d + R_i$ , et  $R_s + R_d$  il est possible ainsi de déduire les résistances d'accès  $R_s$  et  $R_d$  statiques du composant.

**II.1.2.2. CARACTERISATION EN BASSE FREQUENCE**  
**(< 500 MHz)**

a) Mesure de la mobilité par magnétorésistance :

La mesure au pont d'impédance automatique HP 4191 A de la résistance drain-source  $R_{ds}$  (à 100 MHz) en fonction de  $V_{gs}$  sans et avec

l'application d'un champ magnétique B, perpendiculaire au plan de la grille, permet de déterminer la mobilité moyenne des porteurs

$$\mu_{\text{moy}}(V_{gs}) = \frac{1}{B} \sqrt{\frac{R_{ds}(B)}{R_{ds}(0)} - 1}$$

Cette mobilité moyenne caractérise l'ensemble des électrons situés sous la grille.

Il est possible aussi, connaissant deux valeurs successives de  $R_{ds}$ , de déterminer la mobilité différentielle  $\mu_{\text{diff}}(V_{gs})$  caractérisant une portion du canal située à une profondeur donnée sous la grille. Il faut signaler que quelques ambiguïtés subsistent quant à la validité de cette méthode que nous n'avons pu faute de temps contribuer à lever.

#### **b) Mesure de la variation de capacité C<sub>g</sub> à V<sub>ds</sub> nul :**

Pour un MESFET, la variation de la quantité de charge électrique sous la grille en fonction de  $V_{gs}$  obéit en première approximation à la loi de Schokley :

$$Q(V_{gs}) = Q_0 \left( 1 - \sqrt{\frac{-V_{gs} + V_b}{W_{00}}} \right)$$

ou  $Q_0$  est la charge totale des atomes donneurs susceptibles d'être ionisés.

avec  $Q_0 = q \cdot Z \cdot L_g \cdot a \cdot N_D$

$q$  = charge de l'électron.

L'évolution de la capacité de grille  $C_g$  mesurée entre grille et source à  $V_{ds} = 0$  en fonction de  $V_{gs}$  est mesurée à l'aide d'un pont de mesure d'impédance automatique HP 4191A. Par intégration, on calcule la quantité de charges  $Q$  présentées sous la grille. L'évolution de  $Q$  fonction de  $\sqrt{-V_{gs} + V_b}$  permet de déterminer  $Q_0$  et  $W_{00}$ . On utilise la valeur de  $W_{00}$  déduite de cette mesure dans la caractéristique  $R_{ds}(V_{gs})$  pour déterminer correctement la valeur de  $(R_s + R_d)$ .

Remarque :

- La validité de cette méthode ne semble pas poser question dans le cas des MESFET si la grille reste assez longue. Il n'était pas tout à fait de même dans le cas du HEMT à grille ultra courte. Toutefois l'expérience acquise au laboratoire indique qu'elle fournit des indications utiles et qu'elle peut être utilisée en première approximation surtout pour effectuer des comparaisons entre température ambiante et basse température.
- Nous signalons aussi que la caractéristique  $C_g(V_{gs})$  peut être aussi mesurée à l'analyseur de réseau automatique.
- Par ailleurs, la détermination précise de la résistance  $R_s + R_d$  peut se faire d'une autre façon [2, 9] en couplant les mesures de la capacité  $C_g(V_{gs})$ , de la résistance  $R_{ds}(V_{gs})$  et de la mobilité moyenne  $\mu(V_{gs})$ . Dans ce cadre on utilise l'expression suivante :

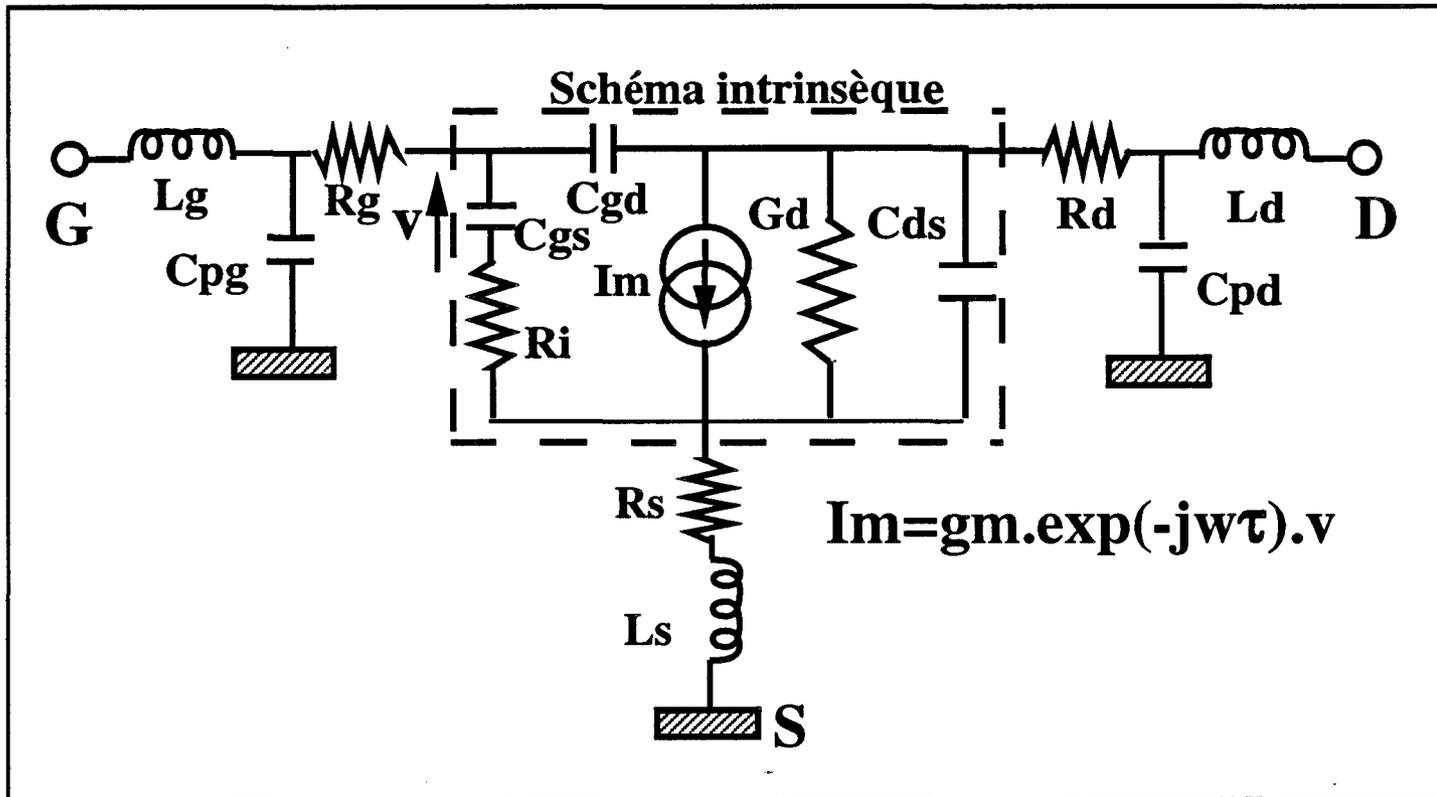
$$R_{ds}(V_{gs}) = R_s + R_d + \frac{Lg^{*2}}{\mu(V_{gs})Q(V_{gs})}$$

Nous sommes ainsi capables de déduire ( $R_s + R_d$ ) par extrapolation à l'origine de la caractéristique  $R_{ds}(1/\mu Q)$ , ainsi qu'une estimation de la longueur de grille effective du transistor étudié. Cette évaluation peut être éventuellement effectuée en fonction de la température. De plus, la valeur obtenue de  $Lg^*$  permet de valider la précision de notre détermination et de comparer l'extrapolation faite pour  $R_s + R_d$  à d'autres déterminations de celle-ci.

- Sans prétendre aboutir à une détermination absolument indiscutable, cet ensemble de mesures permet d'accéder à une excellente estimation des éléments parasites. La cohérence des valeurs obtenues est un indice sérieux de la validité de la démarche.

### II.1.2.3. CARACTERISATION HYPERFREQUENCES

Cette caractérisation a pour but d'une part de déduire les éléments du schéma équivalent du transistor et leurs évolutions en fonction de la



**Figure 58 : Schéma équivalent "petit signal" d'un transistor à effet de champ de type HEMT.**

polarisation et de la température et d'autre part d'accéder aux paramètres  $S_{ij}$  et aux différents gains des composants.

D'une manière générale, on considère le schéma équivalent du transistor figure 58 comme constitué des éléments intrinsèques auxquels on ajoute les éléments d'accès qui sont pour nous, les selfs  $L_g$ ,  $L_s$ ,  $L_d$  et résistances  $R_g$ ,  $R_s$ ,  $R_d$ . La méthode d'extraction utilisée au laboratoire a été mise au point par G. Dambrine, A. Cappy et E. Playez [78]. Son extension au cas des basses températures a été amorcée par Belache [2]. Elle est basée sur l'utilisation systématique des matrices Z ou Y déduites des paramètres S. La détermination du schéma équivalent est basée sur la mise en oeuvre de la méthodologie suivante :

- 1) La grille est polarisée en direct et la tension drain source est nulle : l'effet des capacités est réduit de façon notable. Dans une certaine gamme de fréquence les éléments de la matrice [Z] peuvent s'exprimer de la façon suivante :

$$Z_{11} \# R_s + R_g + \frac{R_c}{3} + \frac{\eta kT}{qI_g} + j\omega(L_s + L_g)$$

$$Z_{12} \# Z_{21} = R_s + R_c/2 + j\omega L_s$$

$$Z_{22} \# R_s + R_d + R_c + j\omega(L_s + L_d)$$

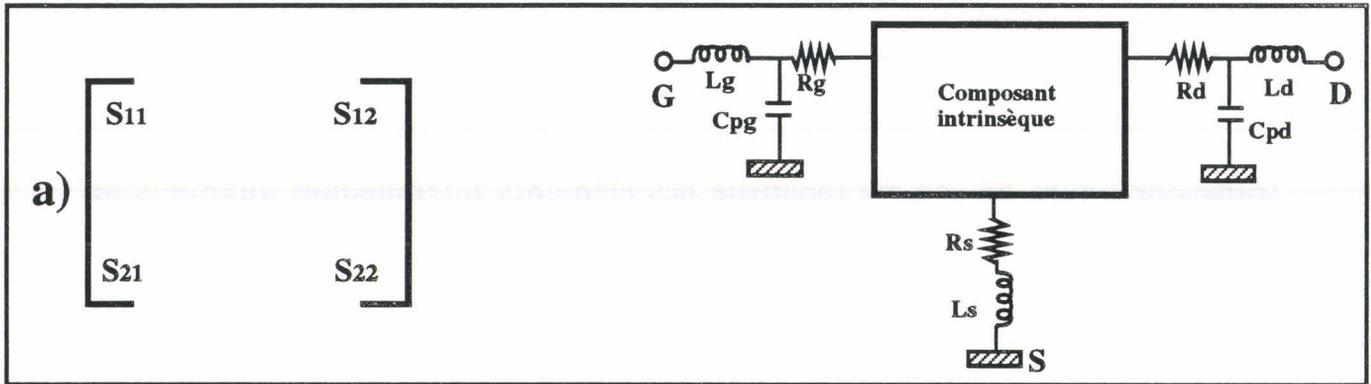
On déduit aisément  $L_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$  et par adjonction de la relation  $R_s + R_d$  obtenue soit en statique ou bien en basses fréquences, on obtient  $R_s$ ,  $R_g$  et  $R_d$ .

- 2) La grille est polarisée en inverse en-dessous du pincement ( $V_{gs} < V_p$ ) et  $V_{ds}$  reste nulle. Ce mode de fonctionnement est utilisé pour déterminer les capacités de plots ( $C_{pg}$ ,  $C_{pd}$ ) de la grille et du drain ainsi que les capacités de bords ( $C_{bg}$  et  $C_{bd}$ ) dues à l'extension de la zone désertée de part et d'autre du contact métallique. Dans ce mode de fonctionnement l'effet des éléments selfiques peut être négligeable si la fréquence est suffisamment basse et dans ce cas on obtient les relations suivantes :

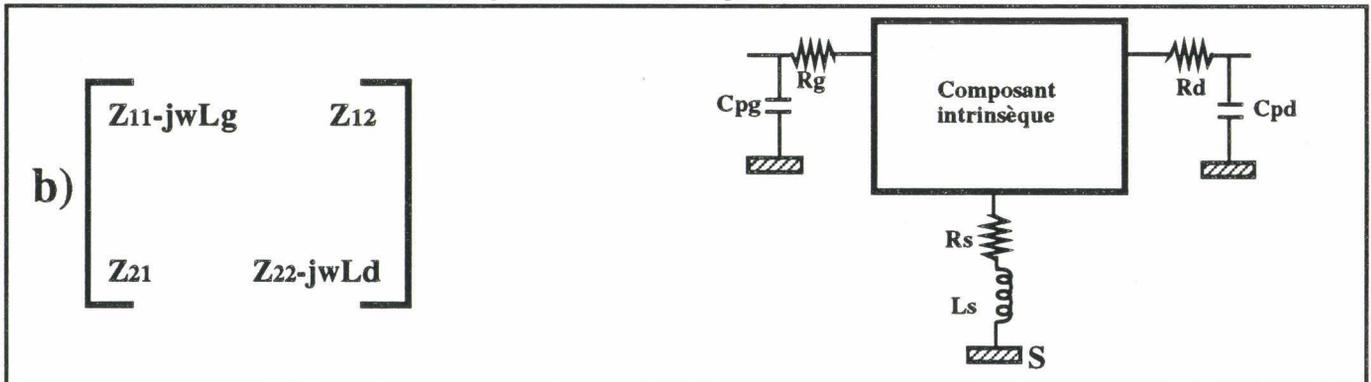
$$I_m(Y_{11}) = j\omega(C_{pg} + C_{bg} + C_{bd})$$

$$I_m(Y_{12}) = I_m(Y_{21}) = -j\omega(C_{bd})$$

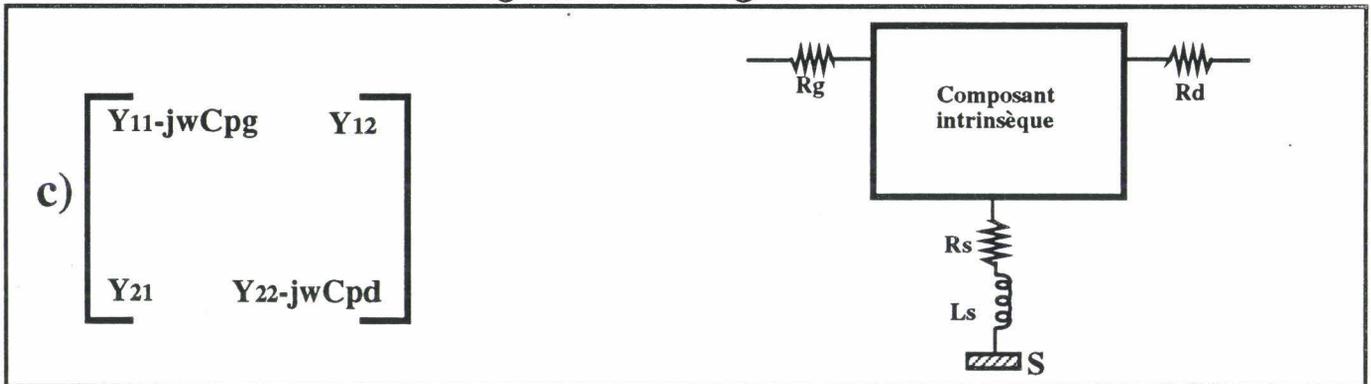
$$I_m(Y_{22}) = j\omega(C_{pd} + C_{bd})$$



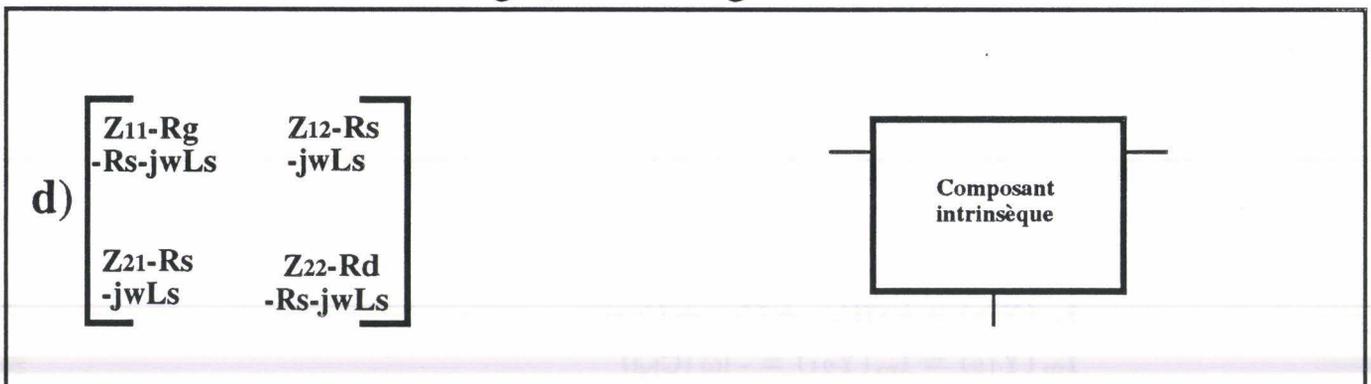
$S_{ij} \longrightarrow Z_{ij}$



$Z_{ij} \longrightarrow Y_{ij}$



$Y_{ij} \longrightarrow Z_{ij}$



$Z_{ij} \longrightarrow Y_{ij}$

Figure 59 : Méthode d'extraction du schéma équivalent des transistors à effet de champ.

Si l'on suppose que l'extension de la zone désertée est identique de part et d'autre de la grille,  $C_{bg} = C_{bd} = C_b$  et le système d'équations devient :

$$\begin{aligned} I_m(Y_{11}) &= j\omega (C_{pg} + 2C_b) \\ I_m(Y_{12}) &= I_m(Y_{21}) = -j\omega C_b \\ I_m(Y_{22}) &= j\omega (C_{pd} + C_b) \end{aligned}$$

d'où on déduit aisément  $C_b$ ,  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$ .

- 3) Pour une polarisation quelconque ( $V_{ds}$  et  $V_{gs} \neq 0$ ), on mesure l'évolution des paramètres  $S_{ij}$  du composant en fonction de la fréquence sur une large gamme (0,1 - 26 GHz par exemple). La connaissance de tous les éléments parasites permet par transformation matricielle de déduire la matrice  $[Y]$  du schéma dit intrinsèque en suivant l'organigramme [78, 79] représenté figure 59.

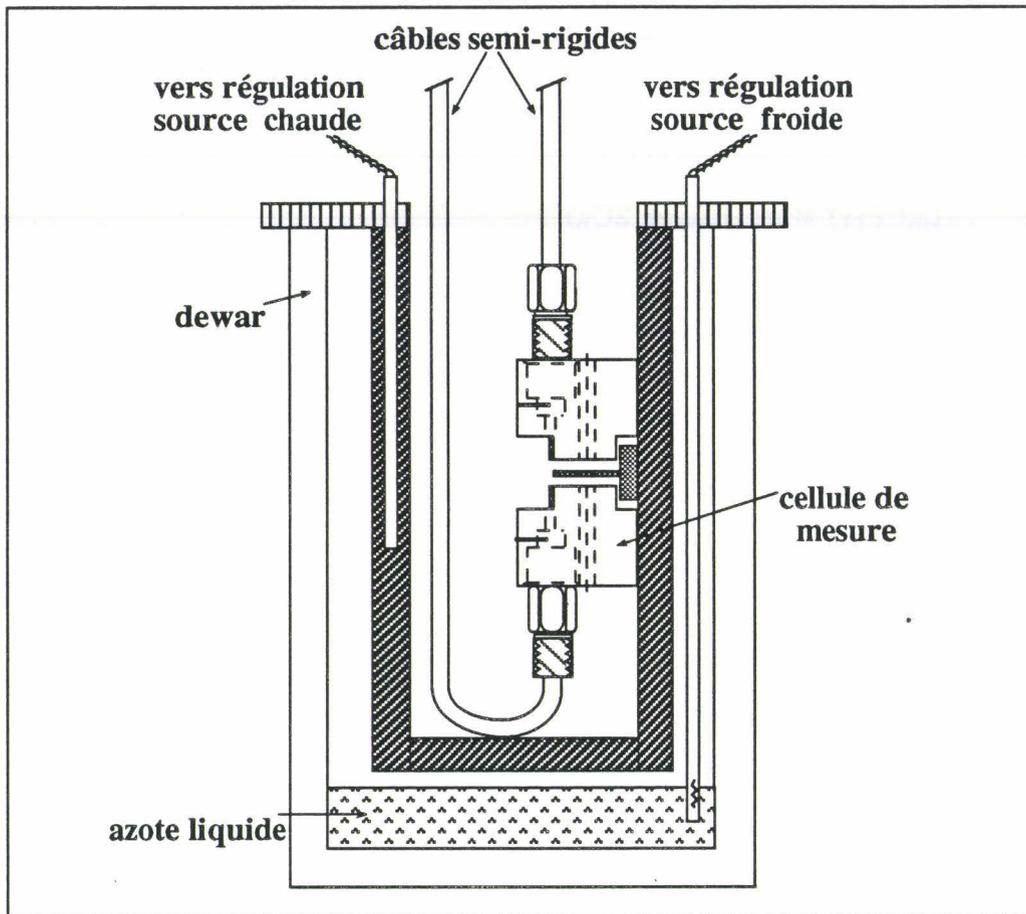
Des éléments de cette matrice il est possible de déduire directement les principaux éléments du schéma équivalent, à condition qu'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices soient vérifiées. En effet, si

$$\omega R_i C_{gs} \ll 1 \text{ et } \omega \tau \ll 1$$

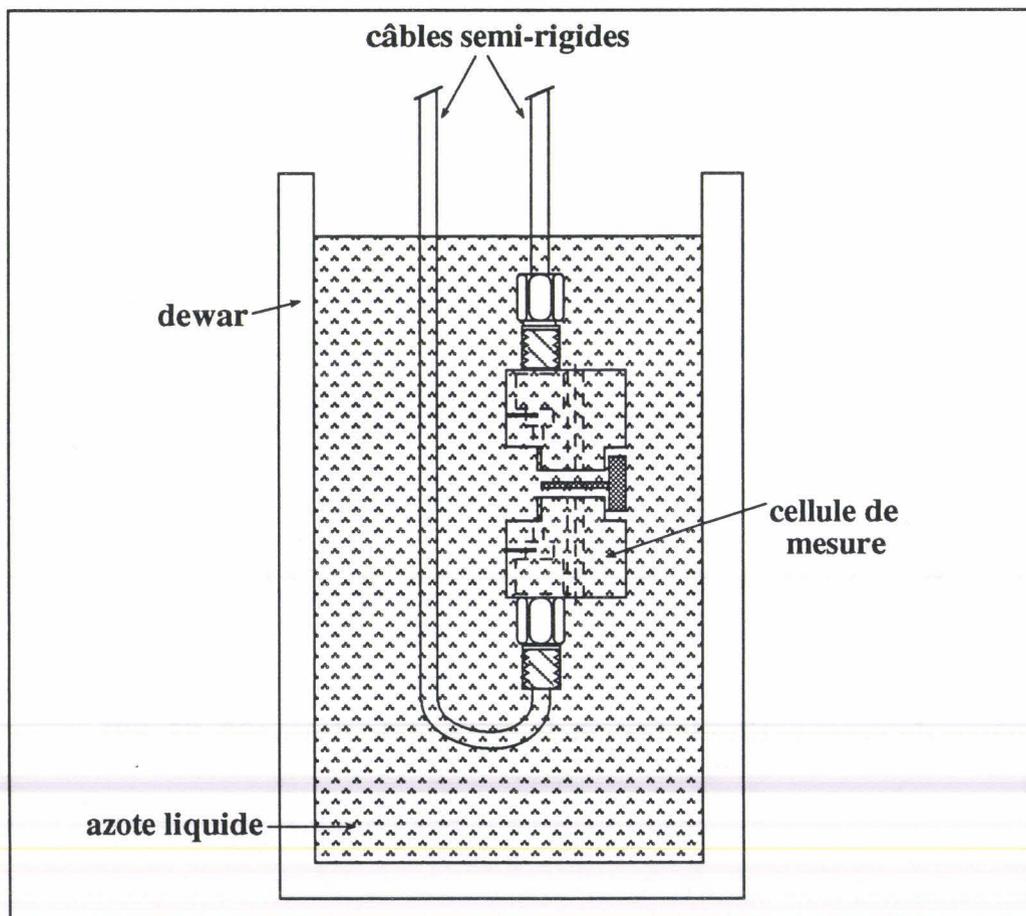
on a les relations suivantes :

$$\begin{aligned} y_{11} &\# R_i C_{gs}^2 \omega^2 + j\omega (C_{gd} + C_{gs}) \\ y_{12} &\# -j\omega C_{gd} \\ y_{21} &\# g_m - j\omega [C_{gd} + g_m (\tau + R_i C_{gs})] \\ y_{22} &\# g_d + j\omega (C_{gd} + C_{ds}) \end{aligned}$$

En pratique, on trace directement les évolutions fréquentielles observées. On peut aussi vérifier la validité des approximations et extraire directement par une méthode des moindres carrés les éléments du schéma équivalent. Pour la détermination des éléments du schéma équivalent en très haute fréquence, il existe une autre méthode consistant non plus à prendre des éléments localisés mais un schéma équivalent distribué tenant compte des phénomènes de propagation le long de la grille et du drain [80, 81, 82].



**Figure 60 : Cryostat pour mesures à température variable.**



**Figure 61 : Cryostat pour mesures à 77K.**

Toutefois, il a été démontré qu'aucune différence notable n'est signalée jusque 40 GHz [82] pour des composants similaires à ceux que nous avons étudiés.

Le schéma à éléments localisés demeure ainsi la représentation de choix du fait de son extraction directe des mesures et de la simplicité de sa structure.

### **II.1.3. DISPOSITIFS SPECIFIQUES POUR ETUDE DE L'INFLUENCE DE LA TEMPERATURE**

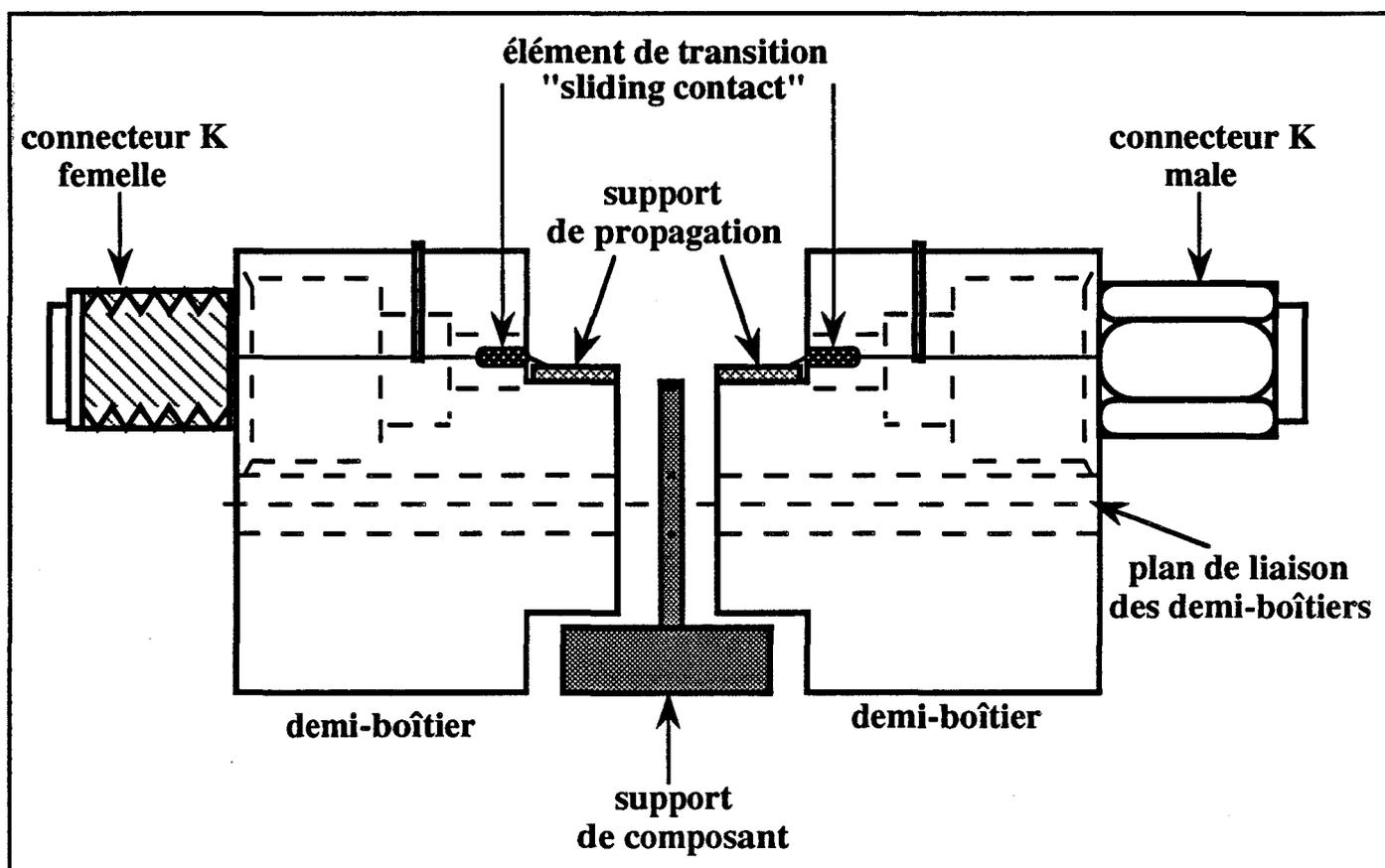
Toutes ces mesures ont été faites tant à la température ambiante qu'à 77°K. Certaines mesures ont été effectuées en fonction de la température de 77°K à l'ambiante.

Les figures 60 et 61 donnent le schéma synoptique des deux types de cryostats qui ont été utilisés à cet effet. Le premier permet de réaliser des mesures à des températures comprises entre 77°K et l'ambiante. Dans le deuxième, le dispositif est directement plongé dans l'azote liquide (température fixe), mais les longueurs des câbles d'amenée et par là les pertes sont réduites au minimum.

En ce qui concerne les câbles semi-rigides destinés à être plongés dans l'azote liquide, nous avons utilisé des câbles semi-rigides ISOCORE 086 présentant à la fois de bonnes caractéristiques hyperfréquences et une excellente tenue aux basses températures.

### **II.1.4. LE BOITIER DE MESURE**

L'appareillage de mesure proprement dit (analyseur de réseau et système de calibration) permettait de réaliser des mesures avec une bonne précision jusqu'à 26 GHz voire 40 GHz. Cependant, les boîtiers BMH 60 utilisés jusque là présentaient des éléments parasites dont l'importance pouvaient causer, vu les longueurs de ligne utilisées dans les mesures basse température, des erreurs importantes pour des fréquences supérieures à 7-8 GHz. De plus, les connecteurs SMA de la cellule support ne pouvaient supporter les chocs



**Figure 62 : Cellule de mesures microondes.**

thermiques inhérents à ce type d'études. La gamme utile était donc plus réduite. Si celle-ci était suffisante pour extraire les éléments du schéma équivalent pour certains transistors, de nombreux problèmes sont apparus pour les composants à faible longueur de grille et l'usage de ce boîtier ne permettait pas de prévoir le comportement du composant à des fréquences beaucoup plus élevées.

Pour réaliser ces mesures, nous avons été amenés à utiliser un nouveau boîtier conçu au laboratoire par G. Dambrine [78, 79] dont le schéma est donné figure 62. Cette cellule de mesure présente de bonnes caractéristiques hyperfréquences pour des mesures de 300 K à 77 K jusque 35 GHz.

Ce boîtier de transistor en "puce" est constitué de trois parties :

- 2 transitions coaxiale-coplanaire ou (demi-boîtier) mécaniquement invariantes ;
- 1 support de composant ou "insert".

Le demi boîtier constituant les flasques de la cellule de mesures comporte trois parties :

- le support mécanique
- le support de propagation (ligne microruban)
- le connecteur

Les côtes et la forme de ce support mécanique sont fortement liées au choix du connecteur et du support de propagation. Parmi les isolants les plus utilisés en microondes nous avons opté pour des substrats alumine de 254  $\mu\text{m}$  d'épaisseur sur lesquels on a déposé des lignes d'accès 50  $\Omega$ . Avec une telle épaisseur de substrat, les problèmes de dispersion et de rayonnement sont négligeables jusque 40 GHz. Ces alumines reçoivent une métallisation d'environ 10  $\mu\text{m}$  permettant des thermocompressions multiples sans dégradation importante.

Les deux critères que nous avons retenus pour le choix du type de connecteur sont :

- la bonne reproductibilité des connections, sans détérioration des contacts centraux, ni de la partie constituant l'isolation électrique entre les conducteurs extérieurs et intérieurs ;

- les performances hyperfréquences convenables jusque 35-40 GHz.

Finalement, nous avons utilisé le connecteur de type K (Wiltron) dont le diamètre intérieur du conducteur extérieur est de 2,92 mm, qui est conçu pour être utilisé jusque 45 GHz et qui nous a donné toute satisfaction.

### Remarque

Vu le nombre important de composants à étudier, il nous a paru indispensable de réaliser plusieurs cellules de mesure dont la conception a nécessité une mécanique convenable, mais très longue. Pratiquement, nous disposions à la fin de l'étude d'une cellule par composant étudié. Suite à beaucoup de problèmes rencontrés dans les phases de calibrage et de caractérisation électrique en basse température, le montage de ces cellules, qui est très délicat, a fait appel à un maximum de soins et de précautions. Il était donc primordial de veiller surtout à ce que le "sliding contact" (élément de transition entre le conducteur coaxial du connecteur et la ligne de propagation) repose parfaitement sur la ligne microruban, ceci dans le but d'éviter les réflexions parasites dans ce plan.

Nous avons rencontré beaucoup de problèmes au départ suite à la multitude des chocs thermiques subis par les montures. Du fait de l'important écart entre les coefficients de dilatation du laiton et de l'alumine, il importait également que la couche tampon constituée par la colle conductrice ne soit pas trop mince, faute de quoi le décollement de l'alumine était inévitable.

Grâce à des travaux importants dans ce domaine, nous avons finalement abouti à des cellules de bonne qualité, présentant des bonnes reproductibilités et une bonne tenue aux chocs thermiques. Ces cellules nous ont permis ainsi de réaliser des mesures performantes des paramètres  $S_{ij}$  et du facteur de bruit des composants. Sans doute, leur tenue en température pourrait être améliorée en utilisant du covar comme matériau support.

## **II.1.5. METHODE DE CALIBRAGE**

### **II.1.5.1. CHOIX ET DESCRIPTION**

L'obtention de mesures hyperfréquence très précises nécessite d'effectuer des opérations de calibrage de l'analyseur et des boîtiers ayant pour but de déterminer les causes d'erreurs, non seulement à la température ambiante mais aussi en basse température, afin d'être capable de les corriger grâce à des logiciels appropriés. Cette opération est rendue d'autant plus nécessaire que les mesures en basse température nécessitent des longueurs de lignes importantes entre l'analyseur et le dispositif à étudier ; nous avons utilisé dans notre étude le calibrage TRL (Thru Reflect Line) imposé par la structure de la cellule proprement dite. Il faut signaler que certains auteurs qui n'ont pas pris ce type de précautions ont obtenu des résultats complètement erronés [83]. Par ailleurs, il a dû être réalisé sur chacune des cellules utilisées pour notre étude.

Ce type de calibrage nécessite l'utilisation des trois standards suivants :

- la connection directe (Thru)
- deux charges réfléchives (CC ou CO)
- une ligne de transmission dont la longueur  $\Delta L$  dépend de la bande de fréquences désirée : dans notre cas elle est très courte (1 mm) pour couvrir une large bande 1,5 - 26,5 GHz.

Ces éléments doivent être placés à la place du composant dans le boîtier utilisé et décrit au paragraphe précédent.

Afin de gagner du temps sur la procédure de calibrage, il est donc utile de mesurer un maximum d'étalons dans différentes bandes de fréquences et ceci pour les deux températures qui nous intéressent, 300°K et 77°K. Il faut rappeler qu'en basse température, à cause des dimensions des cryostats, et des longueurs de ligne, ces opérations de calibrage doivent être menées avec beaucoup de soin.

Le calibrage TRL peut être mené à bien de deux façons :

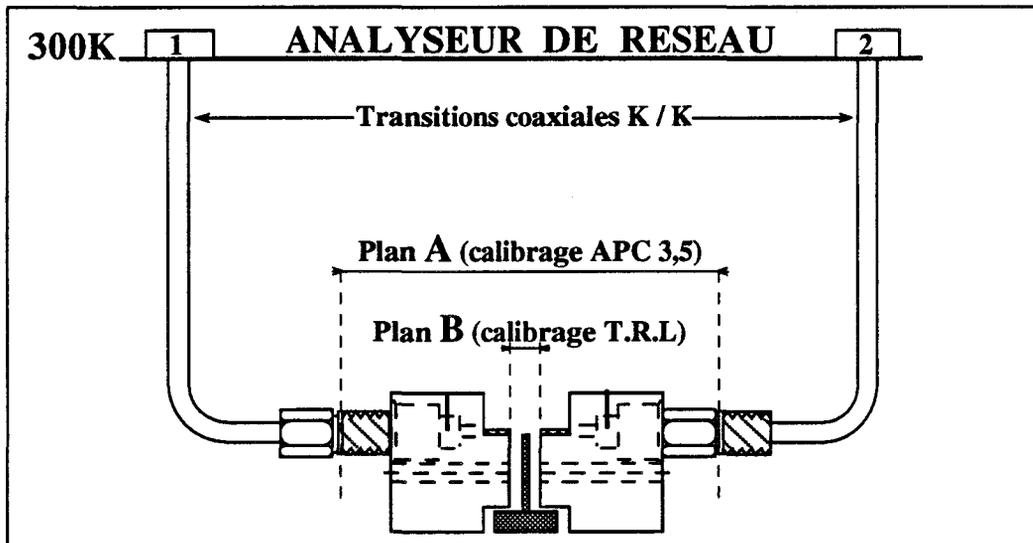


Figure 63 : Configuration de mesure microonde à 300K

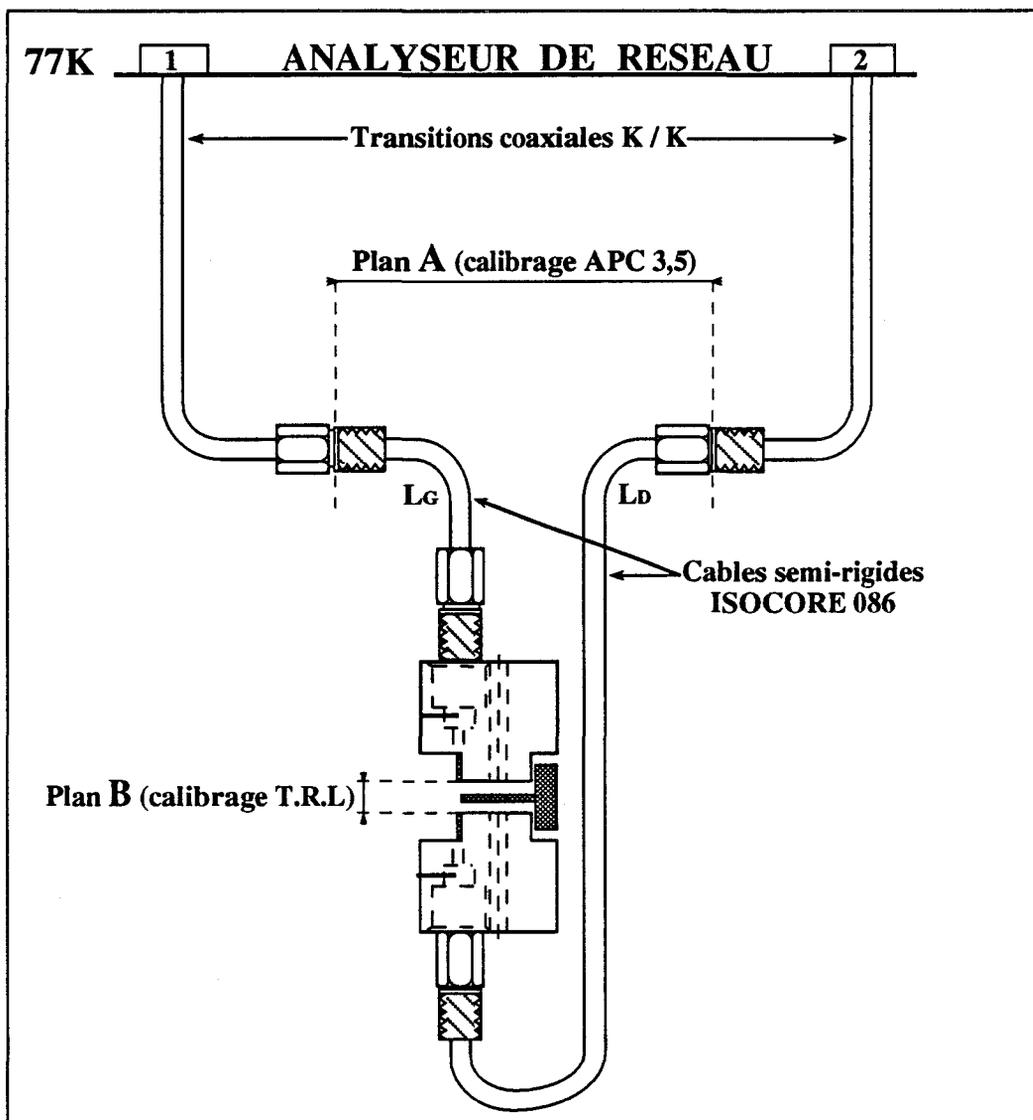


Figure 64 : Schéma du dispositif expérimental de mesure des paramètres hyperfréquences à 77K.

- \* soit pour l'analyseur de réseau seul (plan d'accès en APC 3,5) et pour la monture seule et mise en cascade des termes de correction ;
- \* soit pour l'ensemble monture et analyseur de réseau (auto calibrage).

La première méthode dite cascade permet non seulement d'effectuer les corrections mais encore d'accéder aux paramètres des 1/2 boîtiers (à l'ambiante) et de l'ensemble lignes et 1/2 boîtiers (en basse température), éléments nécessaires pour la déduction du facteur de bruit propre du composant dont le principe sera détaillé dans le paragraphe relatif à la mesure du bruit.

La méthode de cascade [84] s'effectue en deux étapes :

- étalonnage de l'analyseur de réseaux dans le plan A des figures 63 et 64 en utilisant un modèle "12 termes d'erreurs" [CO, CC, Z0 (étalons APC 3,5)].

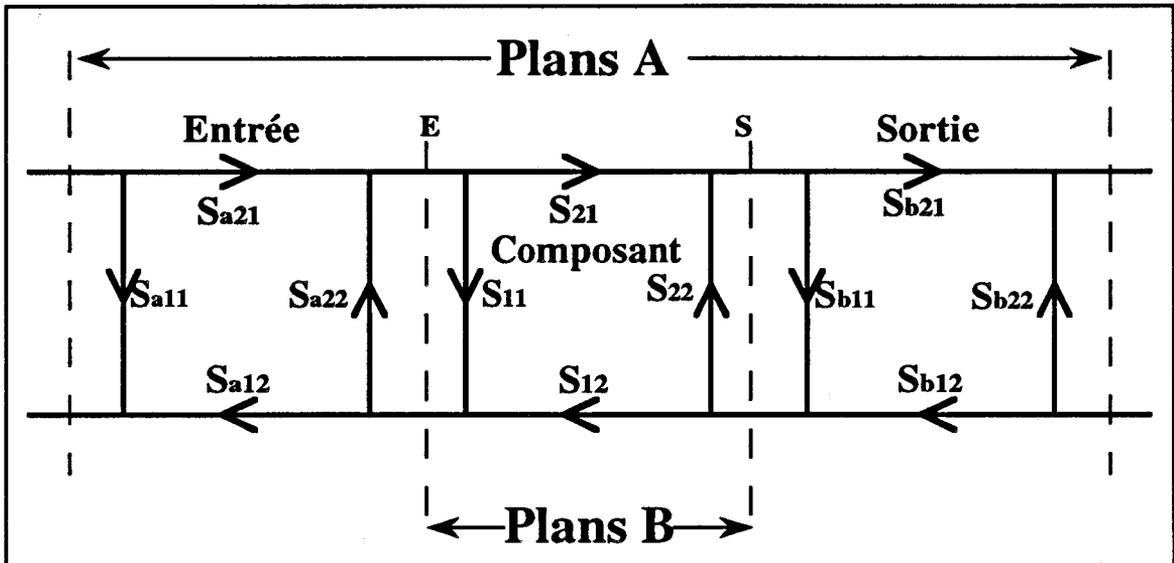
- étalonnage de la cellule de mesure hyperfréquences dans le plan B des mêmes figures à l'aide d'un calibrage T.R.L. (Thru, Reflect, Line) réalisé à la température ambiante et en basse température figure 63 et 64 (8 termes d'erreurs).

La mise en cascade du modèle 12 termes d'erreurs et du modèle 8 termes d'erreurs permet d'une part de déterminer les paramètres  $S_{ij}$  :

- des 1/2 boîtiers d'entrée et de sortie (figure 63)

- de l'ensemble lignes et 1/2 boîtiers d'entrée et de sortie (figure 64) et d'autre part, de calibrer l'ensemble analyseur de réseaux -cellule de test dans le plan B.

Par contre, la deuxième méthode, directe dite d'autocalibrage est suffisante pour la détermination précise des paramètres  $S_{ij}$  des composants et la déduction de leur schéma équivalent petit signal. Celle-ci consiste donc, en une seule étape, à étalonner l'ensemble analyseur de réseaux-cellule de mesure à l'aide d'un calibrage T.R.L. direct réalisé dans le plan B.



Plans A : sont les plans de mesure au niveau des détecteurs de l'analyseur  
 Plans B : les plans de références à l'entrée et à la sortie du composant

Figure 65-a : Modèle 8 termes d'erreurs

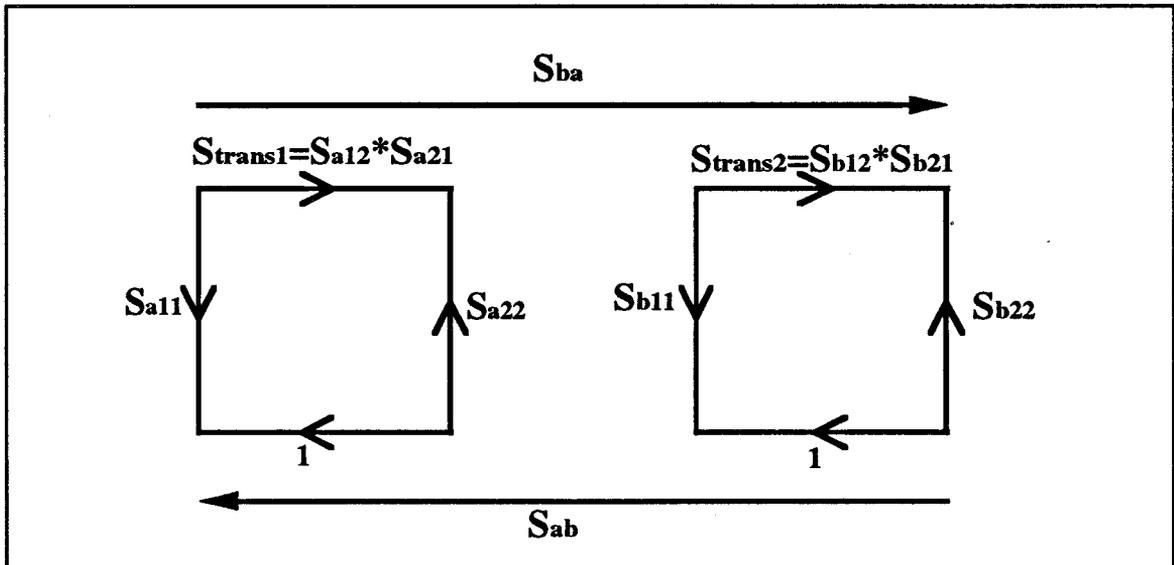


Figure 65-b : Représentation équivalente du modèle 8 termes d'erreurs , des demi-boîtiers ou lignes et demi boîtiers.

## II.1.5.2. DETERMINATION DES PARAMETRES D'ERREURS

Pour la correction du facteur de bruit et du gain associé d'un composant il est impératif de connaître avec un maximum de précision les performances associées au boîtier support du composant. Celui-ci doit présenter des pertes les plus faibles possibles (sinon une très bonne connaissance de celles-ci est nécessaire), d'autre part un bon TOS et enfin une évolution fréquentielle régulière de ses paramètres.

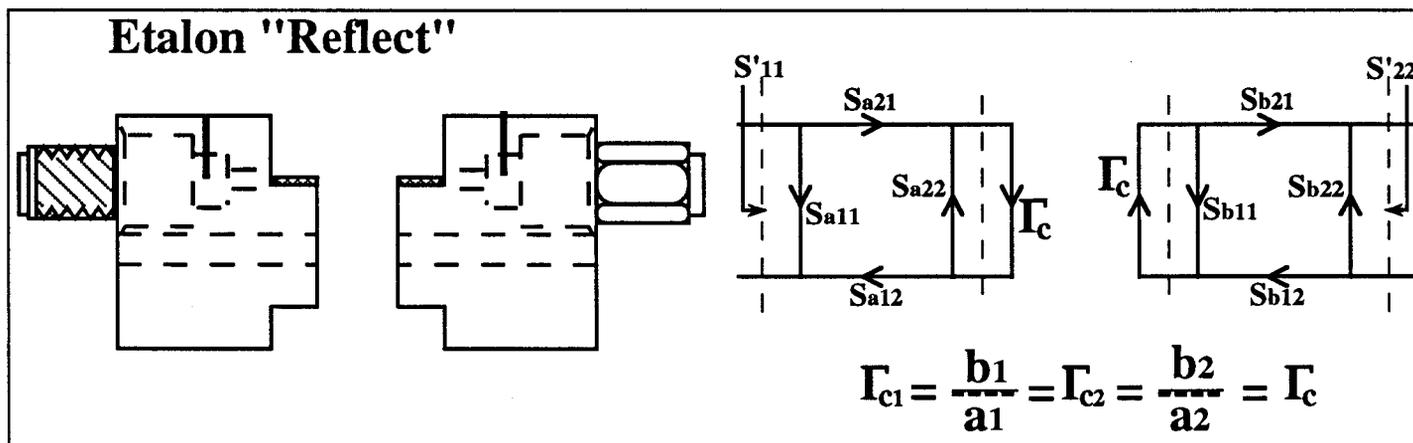
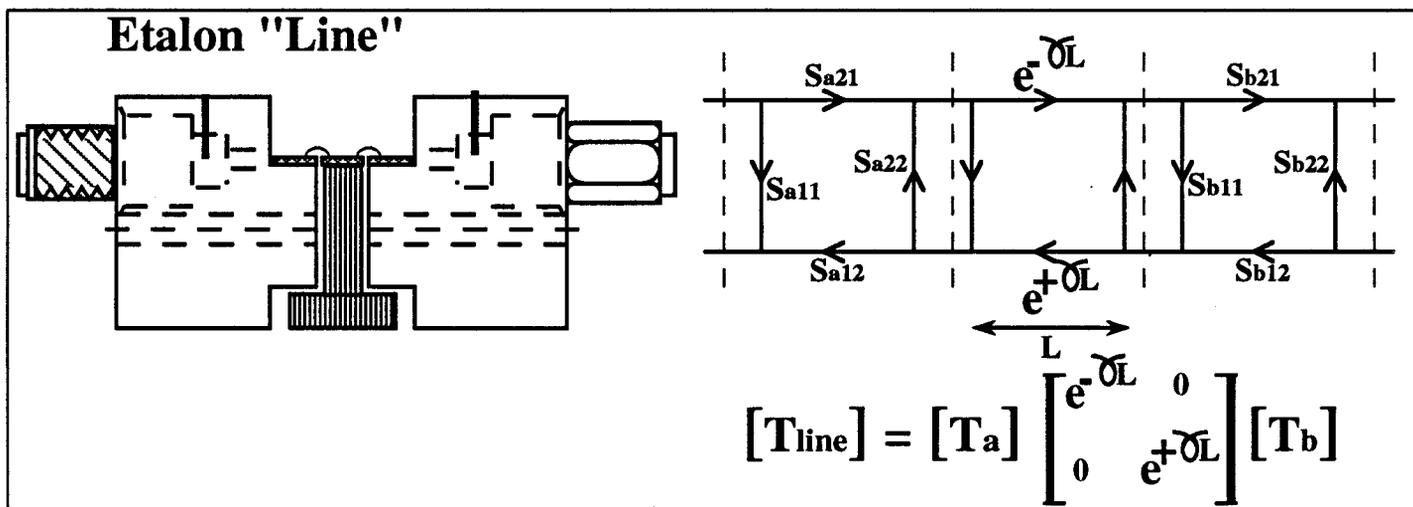
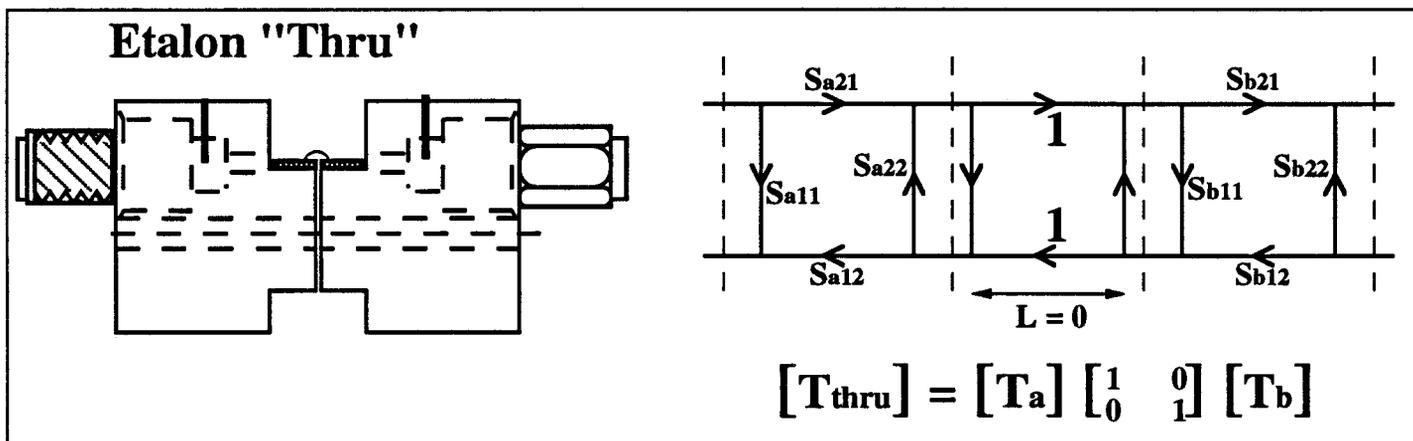
Or aucune technique expérimentale ne permet la détermination directe des paramètres  $S_{ij}$  de ces demi-boîtiers dans leur contexte d'utilisation. Afin de bien mettre en évidence les éléments caractéristiques des demi-boîtiers de mesure à 300 K et l'ensemble constitué des lignes et  $\frac{1}{2}$  boîtiers à 77 K, nous représentons sur la figure 65 un modèle d'étude de l'ensemble par le graphe de fluence ; son exploitation permet la détermination des paramètres de dispersion (termes d'erreurs) par la technique de calibrage cascade.

- éléments d'entrée  $S_{a_{ij}}$
- éléments de sortie  $S_{b_{ij}}$

La figure 66 résume l'essentiel des étapes nécessaires à la détermination de ces paramètres d'erreurs réalisées analytiquement par une analyse T.R.L. dont le développement complet, reporté en annexe a été effectué par A. Amairi [82].

Ainsi, à l'issue de cette étude, nous aboutissons aux résultats relatifs aux paramètres d'erreur de chaque ensemble (d'entrée et de sortie) que nous résumons ci-dessous.

Eléments d'entrée	Eléments de sortie
$S_{a_{11}} = b$	$S_{b_{11}} = a/c$
$S_{a_{22}} = -A/a$	$S_{b_{22}} = -d$
$S_{ab} = S_{a_{21}} \cdot S_{b_{21}}$	$S_{ba} = S_{a_{12}} \cdot S_{b_{12}}$
$S_{trans1} = S_{a_{12}} \cdot S_{a_{21}} = A - A b/a$	$S_{trans2} = S_{b_{21}} \cdot S_{b_{12}} = a - a d/c$



**Figure 66 : Etapes de l'analyse T.R.L**

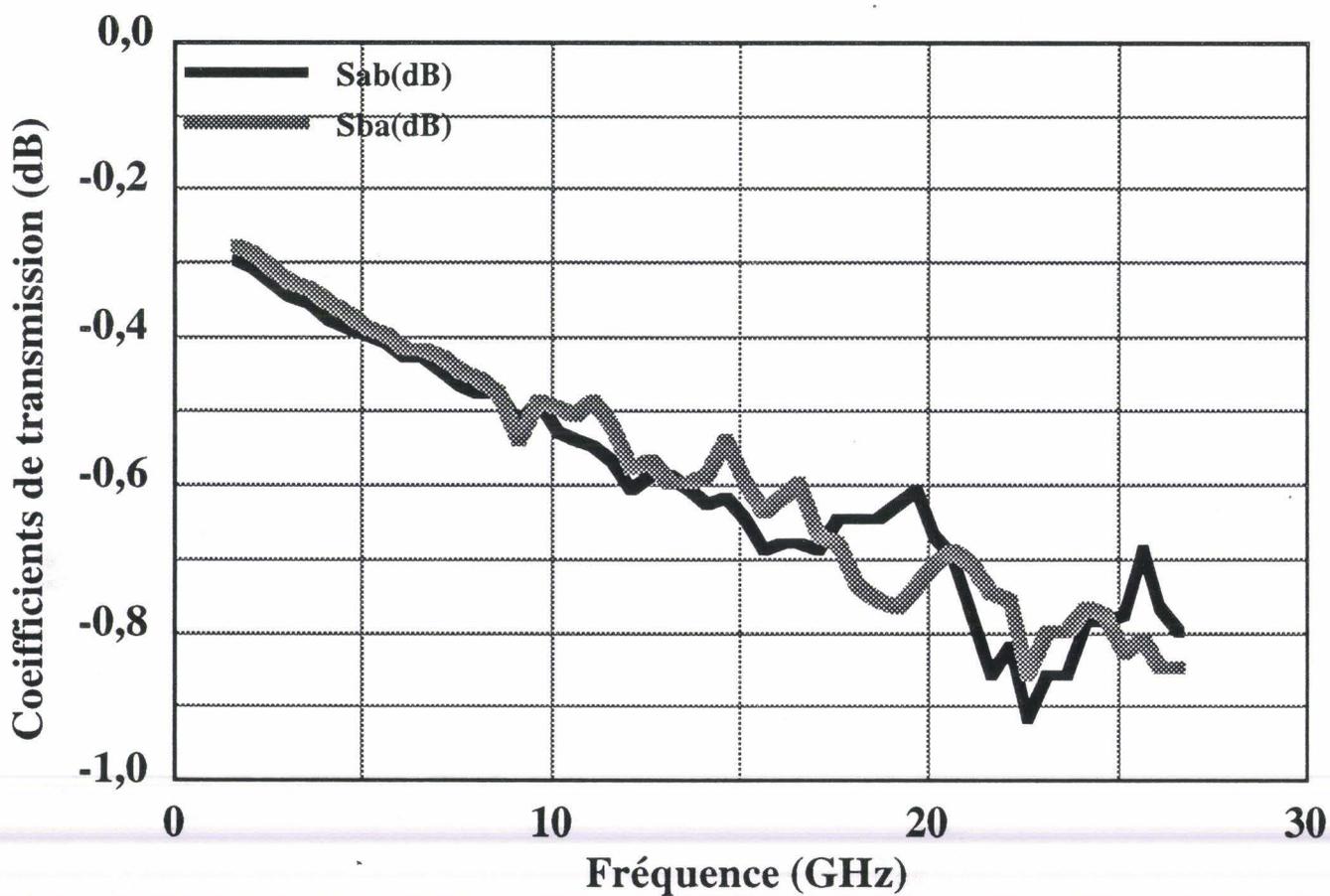
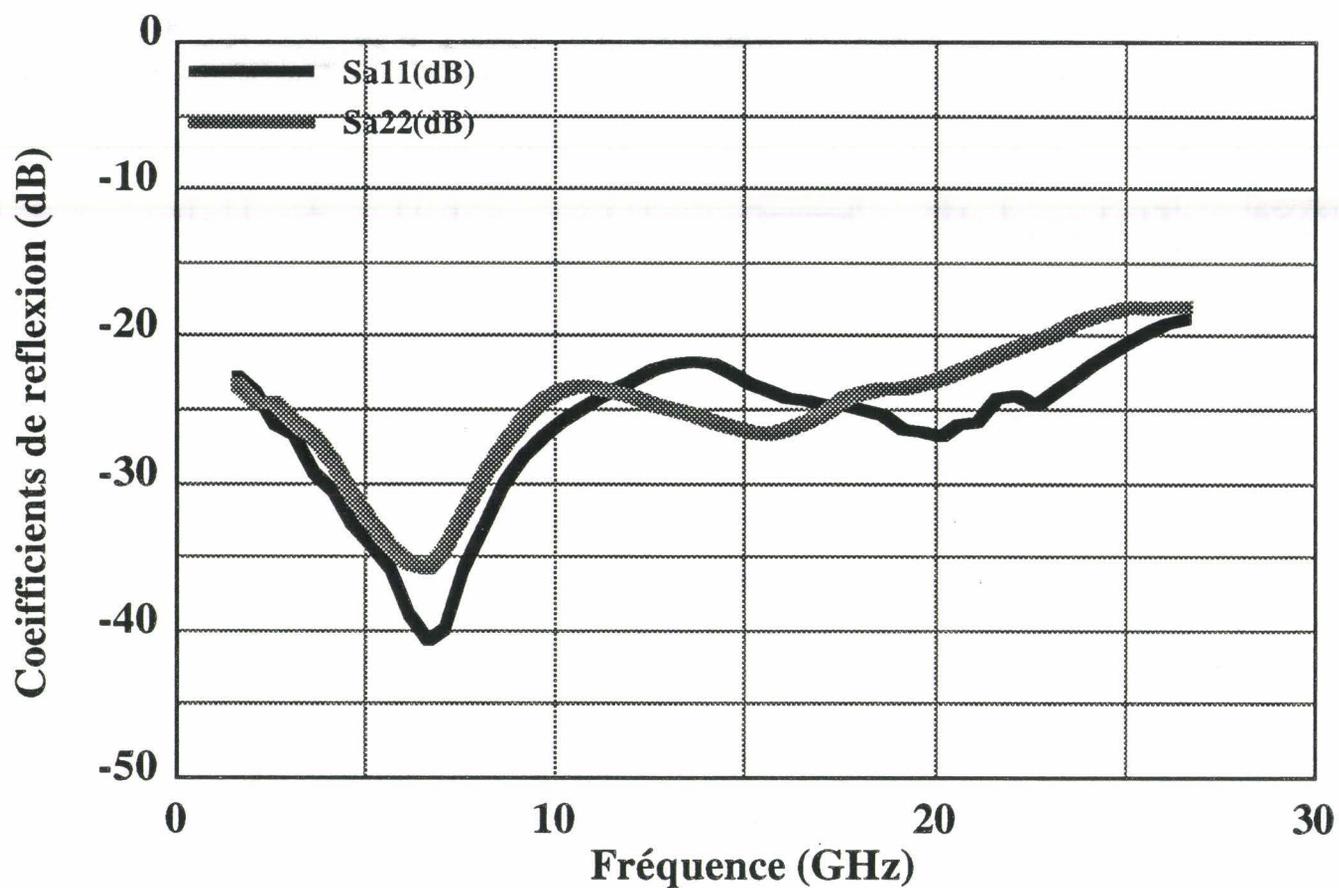


Figure 67 : Evolution fréquentielle des paramètres de la cellule à température ambiante

Nous verrons par la suite que cette détermination est indispensable pour effectuer la correction du facteur de bruit mesuré d'un composant inséré dans une chaîne à pertes, et aussi d'évaluer l'impédance présentée à l'entrée de ce composant.

Nous présentons sur l'ensemble des figures 67 à 68 les résultats concernant l'évolution des termes d'erreurs obtenus sur l'une des cellules qui a servi à notre étude. Les résultats présentés traduisent les évolutions fréquentielles des différents paramètres caractéristiques aux deux températures. Nous donnerons ici les évolutions des paramètres pour les dernières cellules réalisées. Il est bien clair qu'au début de l'étude les résultats obtenus n'étaient pas aussi encourageants, c'est grâce à un effort très important d'amélioration technologique des montures et des lignes que nous sommes parvenus au degré de qualité mentionné.

a) Les paramètres caractéristiques des  $\frac{1}{2}$  boîtiers à température ambiante (figure 67).

Nous nous limitons dans ce cas à la présentation des paramètres significatifs suivants :

-  $S_{a11}$  et  $S_{a22}$  sont les deux coefficients de réflexion du  $\frac{1}{2}$  boîtier d'entrée, ils présentent dans toute la gamme d'utilisation des valeurs inférieures à -20 dB.

-  $S_{ab}$  et  $S_{ba}$  sont deux coefficients de transmission de la cellule complète qui montrent clairement que celle-ci possède des pertes maximales de l'ordre de - 0,8 dB en fin de bande.

Aussi, compte tenu du niveau de ces pertes, elle pourra permettre une mesure précise des facteurs de bruit de composants, y compris si ceux-ci présentent des valeurs faibles.

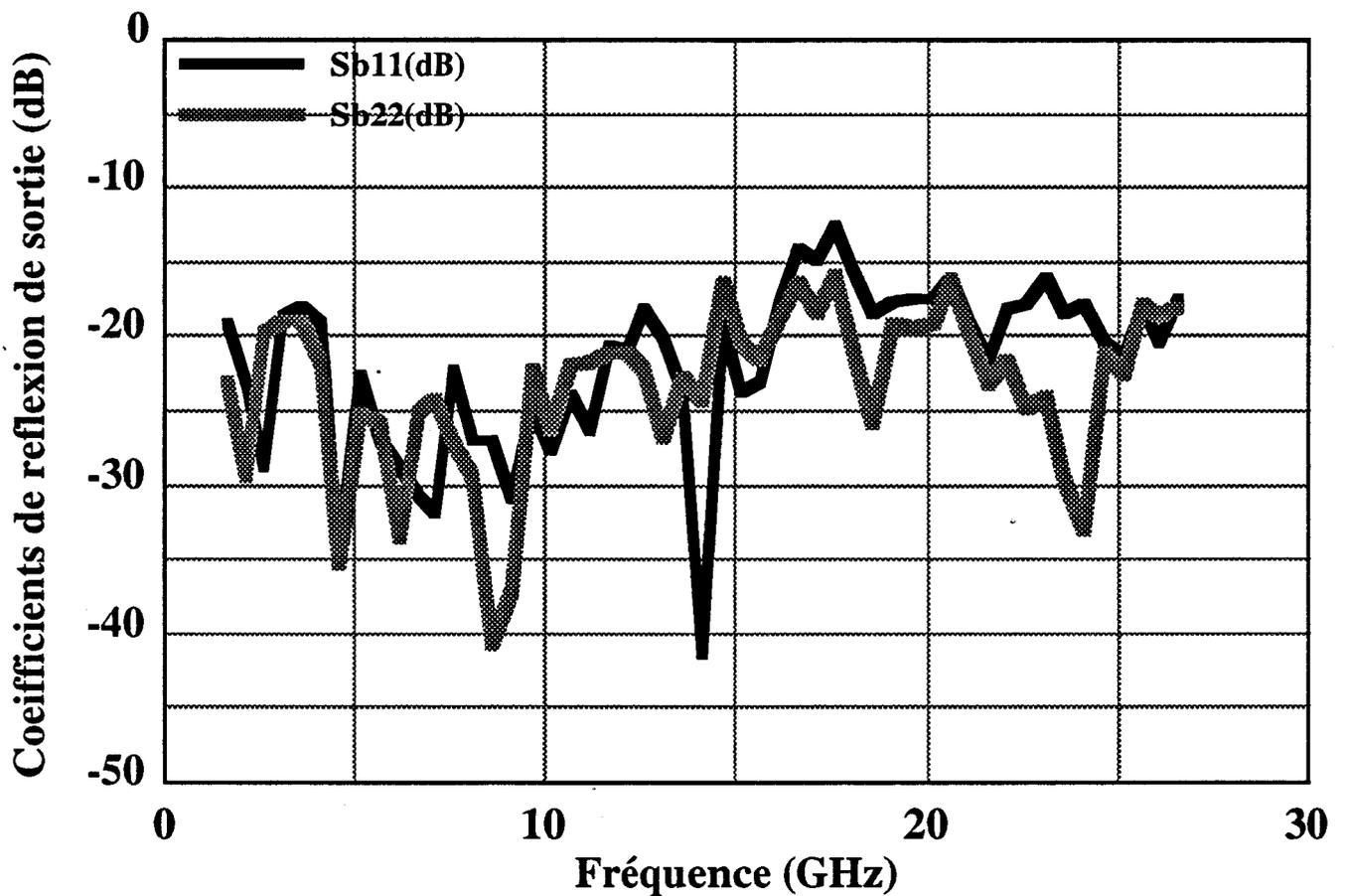
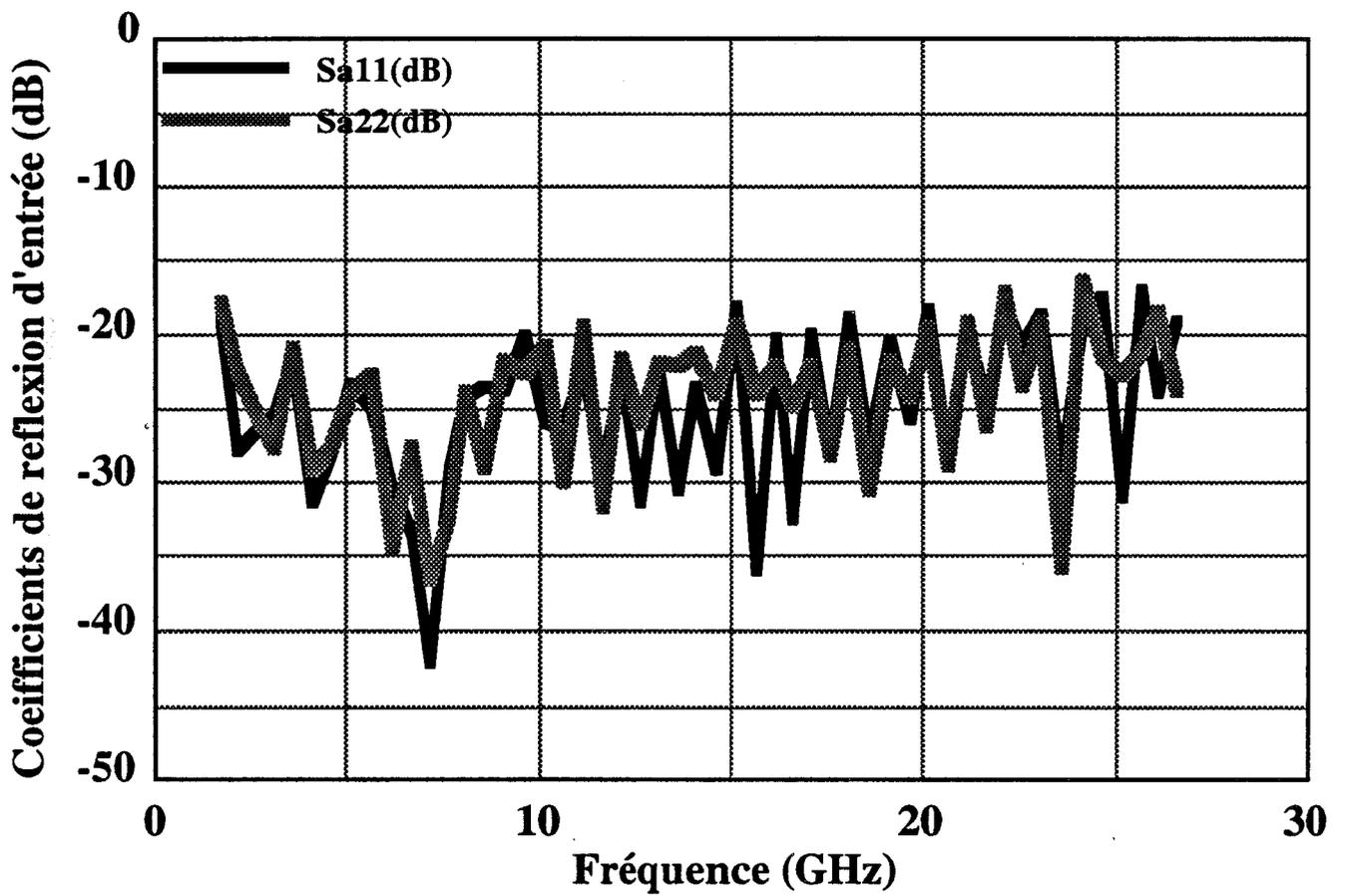


Figure 68 : Evolution fréquentielle des paramètres de reflexion de l'ensemble lignes et demi-boîtiers à 77K.

**b) Les paramètres des ensembles (lignes et  $\frac{1}{2}$  boîtiers) à température de l'azote liquide sont présentés sur les figures 68 et 69**

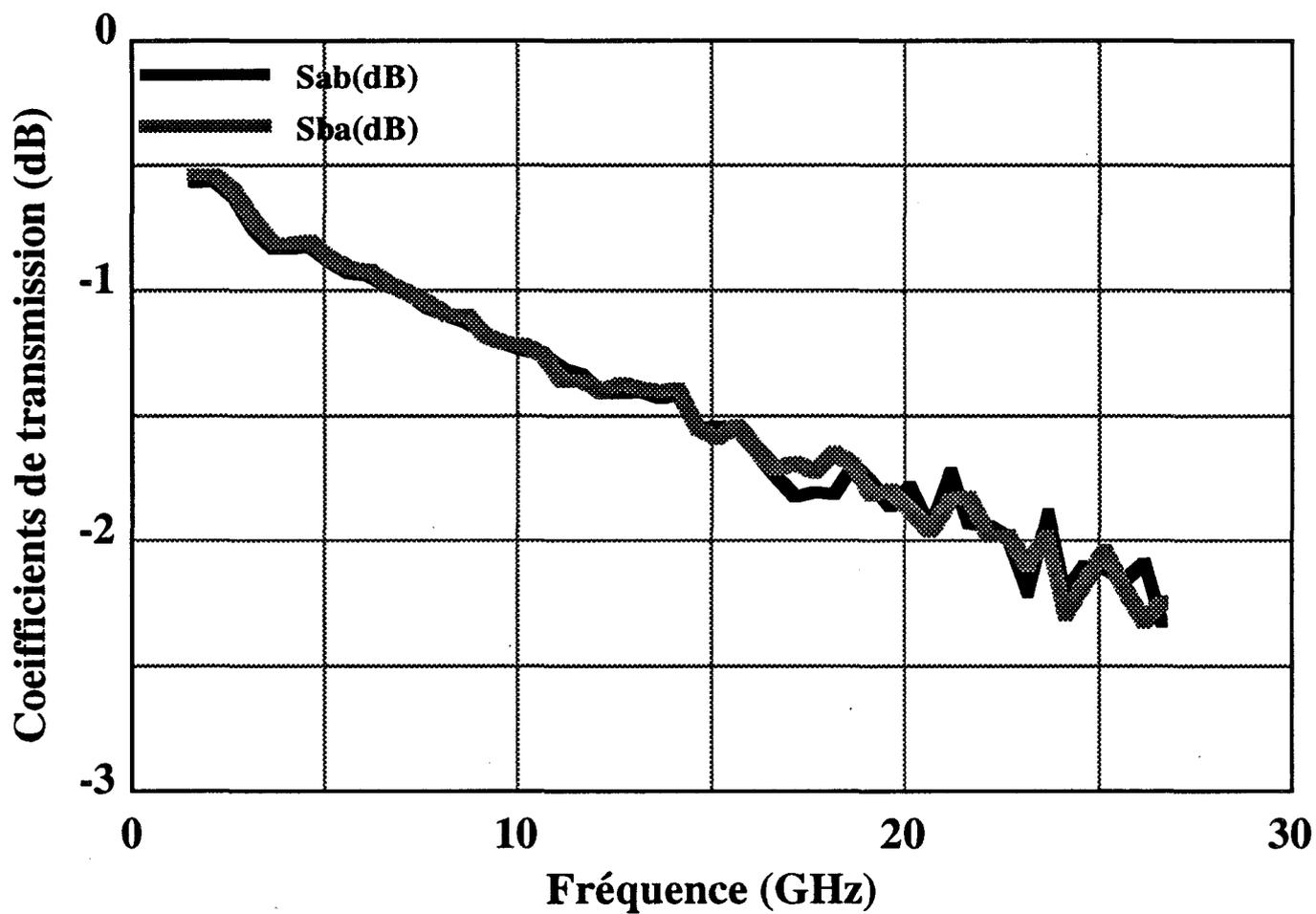
Dans ce cas, nous présentons tous les paramètres de dispersion ou d'erreurs de l'ensemble d'entrée (ligne et  $\frac{1}{2}$  boîtier)  $S_{a_{ij}}$  et de l'ensemble de sortie  $S_{b_{ij}}$ . Au regard de ces résultats, nous pouvons faire les constatations suivantes :

- les coefficients de réflexions de l'ensemble d'entrée  $S_{a_{11}}$  et  $S_{a_{22}}$  (figure 68) restent très faibles, inférieurs à -20 dB dans toute la bande de fréquence de travail (1,5-26,5 GHz) et ceci malgré l'importance de leur longueur électrique. Par contre, du côté de la sortie  $S_{b_{11}}$  et  $S_{b_{22}}$ , les valeurs des coefficients de réflexions sont plus élevées, à partir d'une fréquence d'environ 16 GHz. Cette différence peut s'expliquer par le fait que les configurations géométriques en entrée et en sortie sont différentes (voir figure 64).

Le résultat important de la figure 69, concerne l'évolution des deux paramètres de transmissions de l'ensemble ligne [L<sub>G</sub> + cellule (en transmission directe) + ligne L<sub>D</sub>]  $S_{ab}$  et  $S_{ba}$  qui sont identiques dans toute la bande d'utilisation. Nous avons pu vérifier ainsi les hypothèses de réciprocité et passivité d'un quadripôle porté à basse température. Les pertes de cet ensemble sont de l'ordre de -2 dB à 25 GHz, ce qui est relativement faible compte tenu de la longueur électrique considérée. Les courbes font apparaître de légères fluctuations qui croissent avec la fréquence et qui sont liées aux imperfections des réalisations. Le niveau des pertes obtenues et leur fluctuations bien que réduit au maximum nous laisse envisager quelques difficultés dans la réalisation de mesures extrêmement précises du facteur de bruit dans la partie haute de la gamme de fréquence (25 GHz).

**c) Le paramètre de transmission  $S_{ab}$  de la cellule et celui de l'ensemble ligne L<sub>G</sub> + cellule + ligne L<sub>D</sub> sont représentés aux deux températures 300 K et 77 K sur la figure 70**

Cette figure montre l'amélioration significative des pertes en basse température dans les deux cas considérés que l'on peut estimer à 0,6 dB en fin de bande. Ce résultat montre clairement qu'il est imprudent, compte tenu des évolutions des caractéristiques des éléments avec la température, de se contenter d'un calibrage fait à température ambiante et qu'il est impératif malgré les difficultés rencontrées de faire celui-ci en basse température.



**Figure 69 : Evolution fréquentielle des paramètres de transmission de l'ensemble lignes et demi-boîtiers à 77K.**

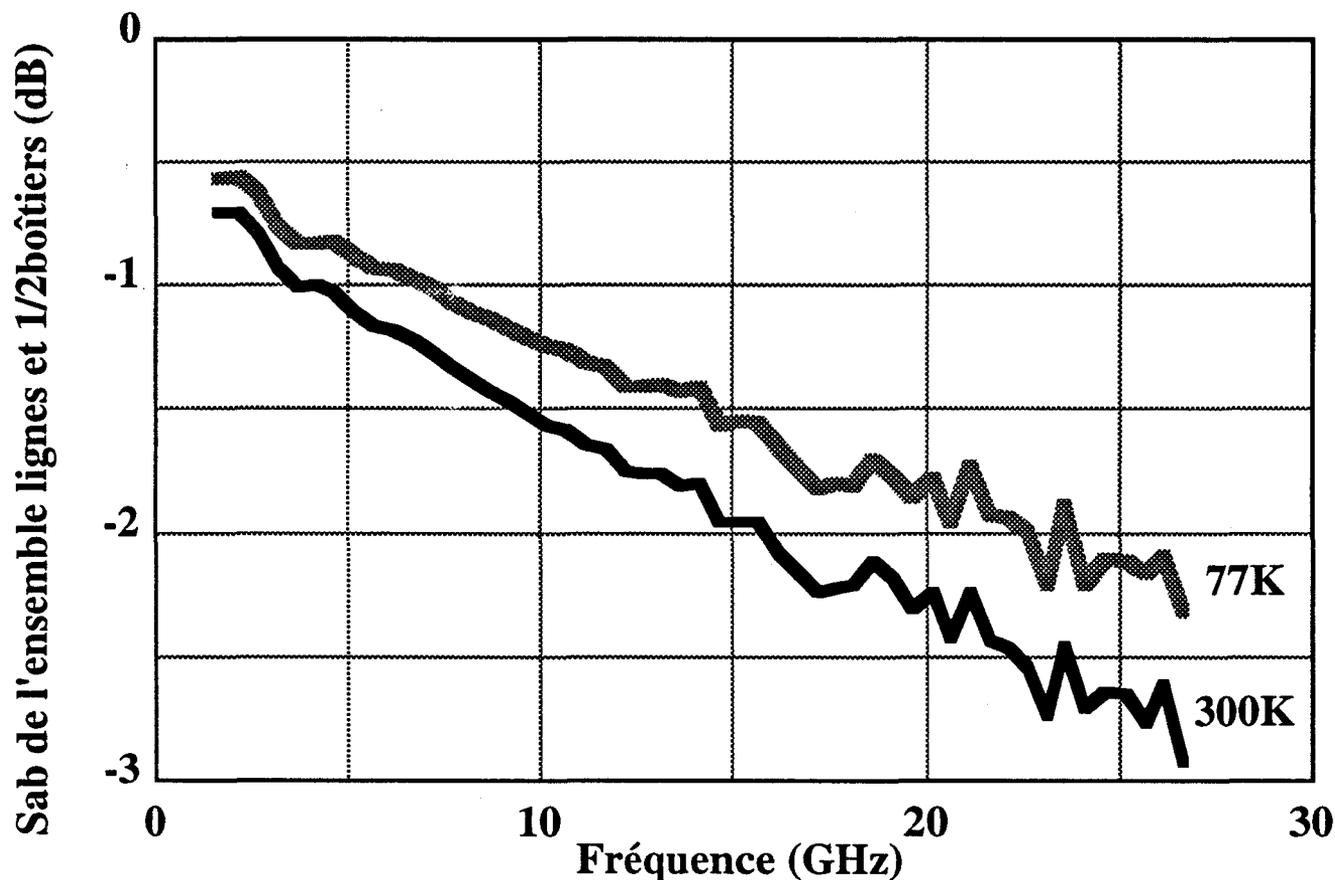
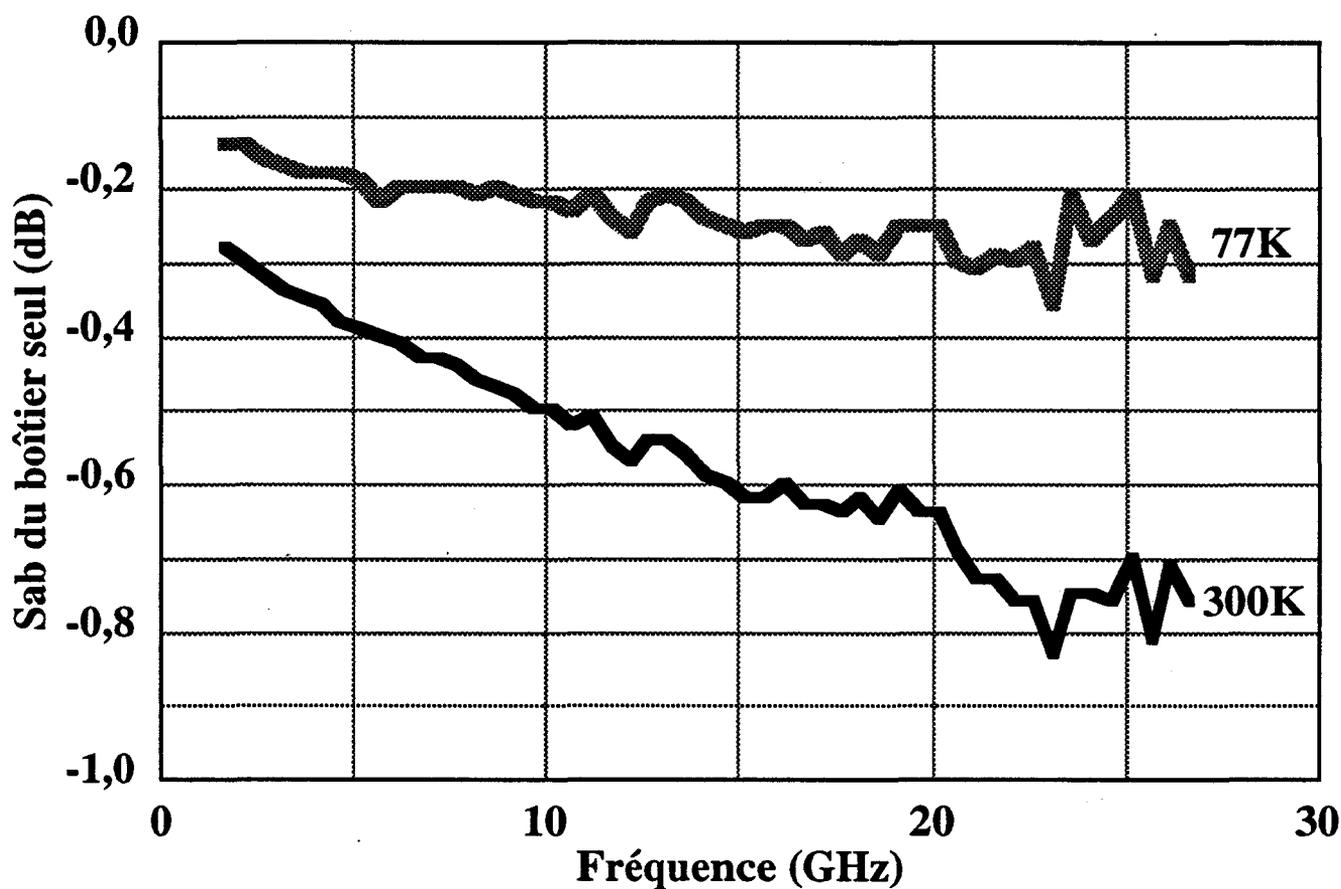
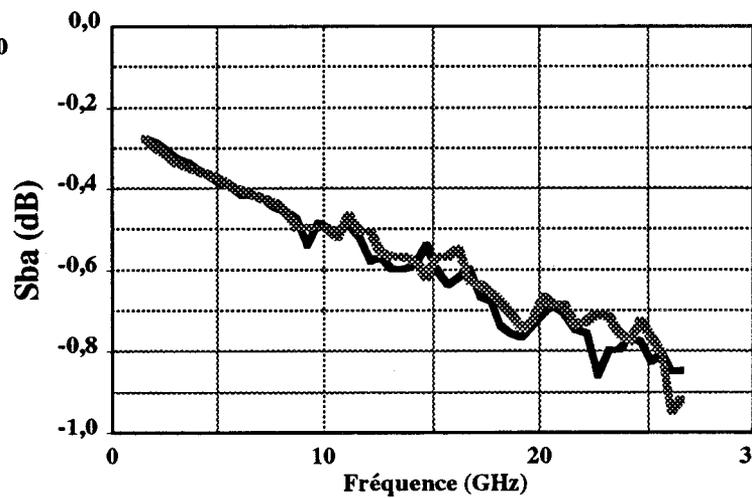
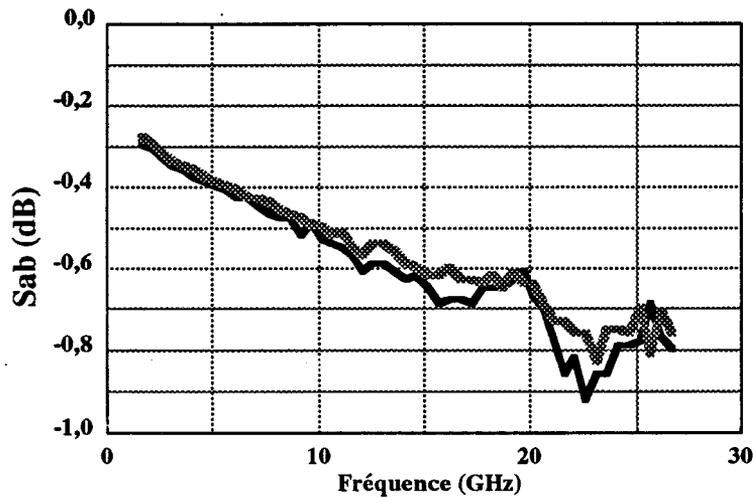
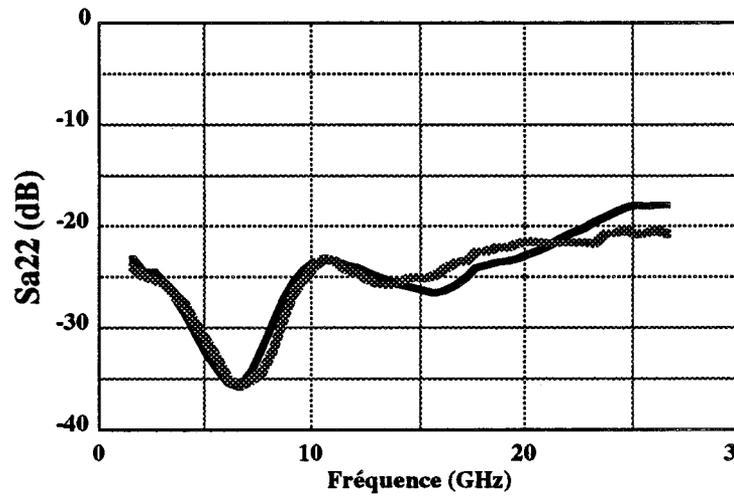
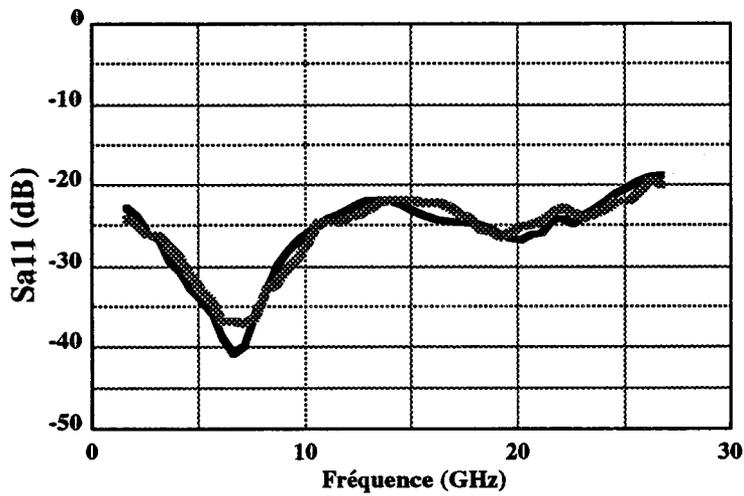


Figure 70 : Comparaison des évolutions fréquentielles des paramètres de transmission  $S_{ab}$  du boîtier seul et de l'ensemble lignes et demi-boîtiers aux deux températures.



**Figure 71 : Reproductibilité des caractérisations microondes : déterminations successives des paramètres des montures en utilisant des analyseurs de réseaux différents.**

Afin de nous assurer de la reproductibilité de la phase de calibrage à température ambiante, nous avons réalisé un ensemble de mesures comparatives en utilisant :

- deux analyseurs de réseaux (HP 8510 et HP 85107) avec deux configurations de mesures différentes selon les schémas des figures 63 et 64 précédentes ; l'analyseur HP 85107 est utilisé pour la mesure de la cellule K seule (Figure 63), tandis que l'autre analyseur HP 8510 (Figure 64) réalise la même opération dans la configuration basse température ;

- des étalons de référence différents.

Nous avons représenté, sur la figure 71, les coefficients de réflexion ( $S_{a11}$  et  $S_{a22}$ ) ainsi que les coefficients de transmission ( $S_{ab}$  et  $S_{ba}$ ) obtenus pour une même cellule et ceci pour les deux configurations précitées. Pour l'ensemble de ces quatre paramètres nous remarquons une excellente similitude en ce qui concerne leurs évolutions dans la bande de fréquence d'étude.

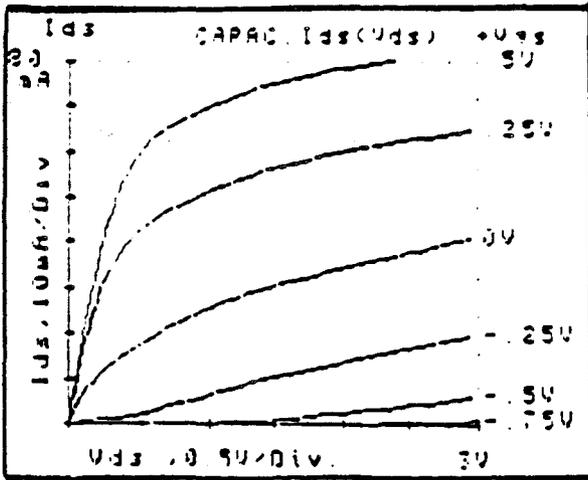
## **II.2. CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES COMPOSANTS. EVOLUTIONS EN FONCTION DE LA TEMPERATURE**

Dans cette partie, nous donnons les principaux résultats relatifs d'une part aux évolutions en fonction de la température des caractéristiques statiques et des éléments d'accès des composants et d'autre part des éléments du schéma équivalent déduits des mesures de paramètres S.

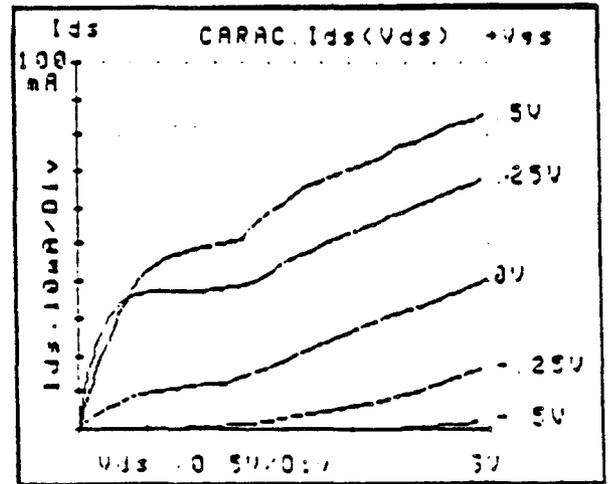
### **II.2.1. EVOLUTIONS DES CARACTERISTIQUES STATIQUES**

Sur les figures 72 à 75 sont représentées les caractéristiques statiques  $I_{ds}$  ( $V_{ds}$ ) et  $I_{ds}$  ( $V_{gs}$ ) à la température ambiante et en basse température pour les différents composants commerciaux considérés. Ces courbes font apparaître que pour ces transistors commerciaux, le fonctionnement en régime basse température n'est pas parfaitement satisfaisant et que les caractéristiques présentent des tendances à l'instabilité et des irrégularités nombreuses.

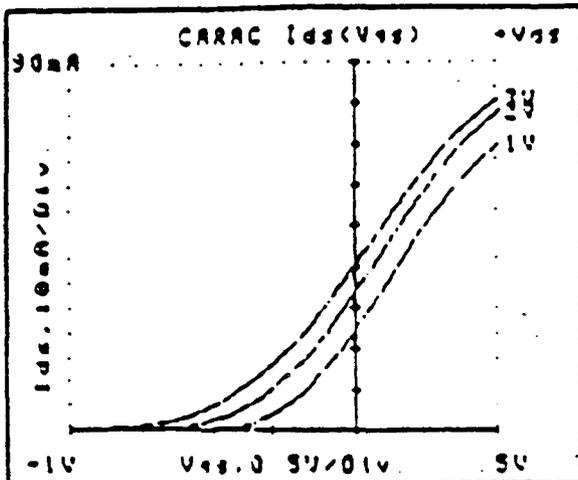
**Ids(Vds) à 300K**



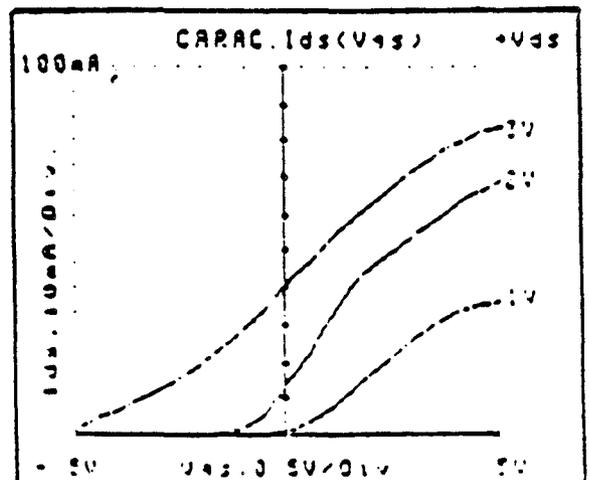
**Ids(Vds) à 77K**



**Ids(Vgs) à 300K**

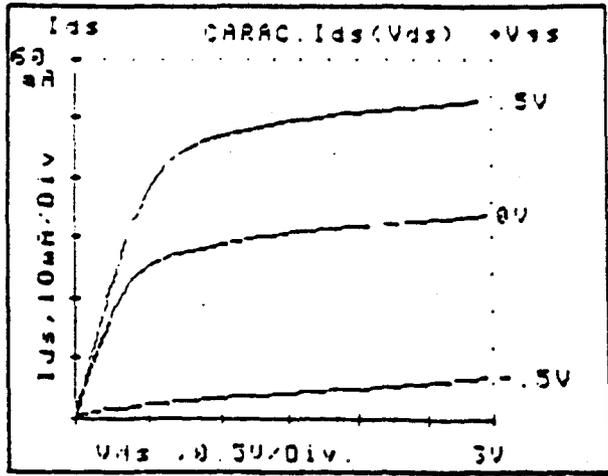


**Ids(Vgs) à 77K**

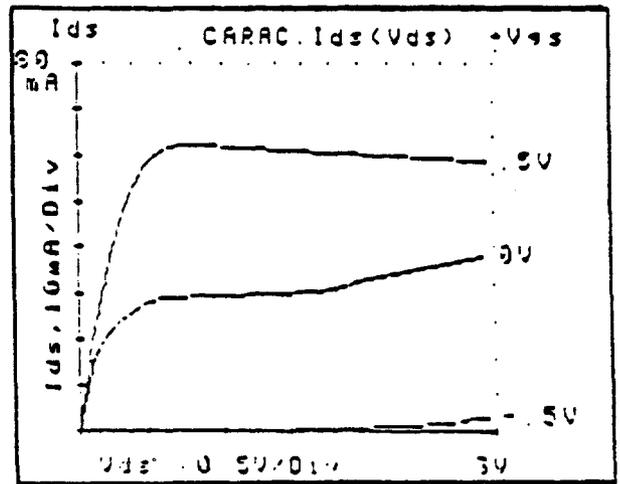


**Figure 72 : Caractéristiques statiques du transistor FUJITSU FHX04X aux deux températures 300K et 77K.**

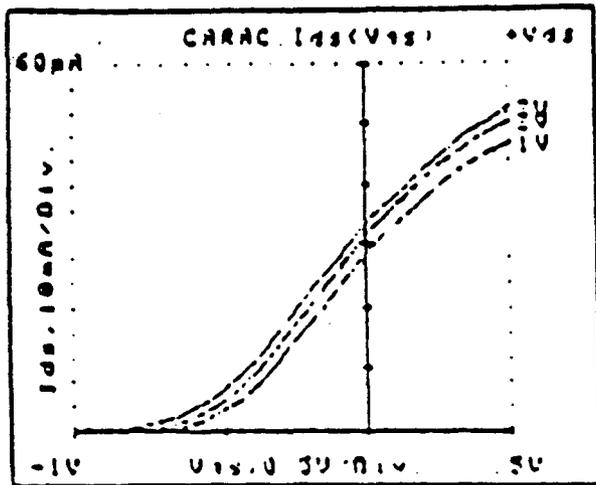
**Ids(Vds) à 300K**



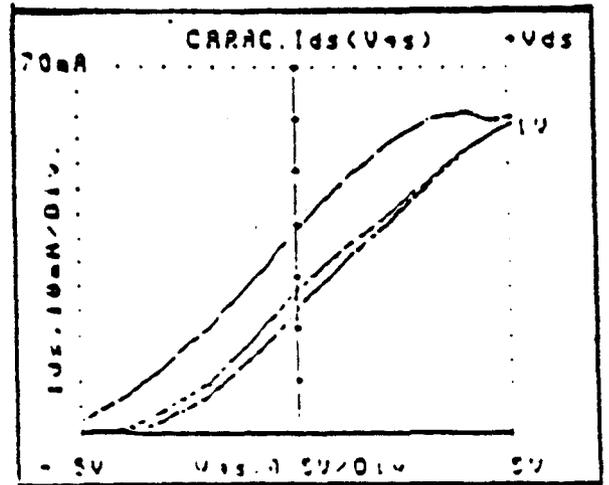
**Ids(Vds) à 77K**



**Ids(Vgs) à 300K**

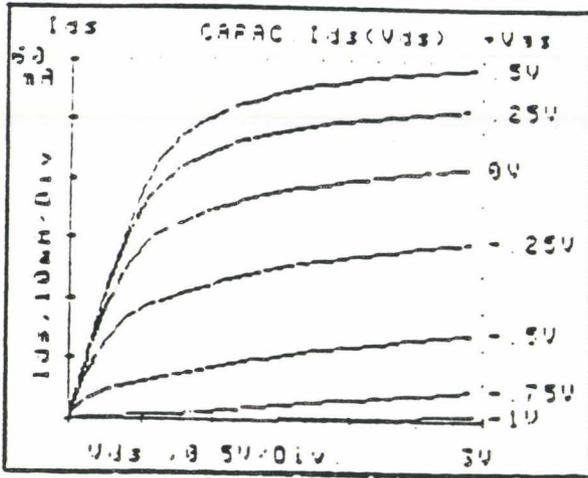


**Ids(Vgs) à 77K**

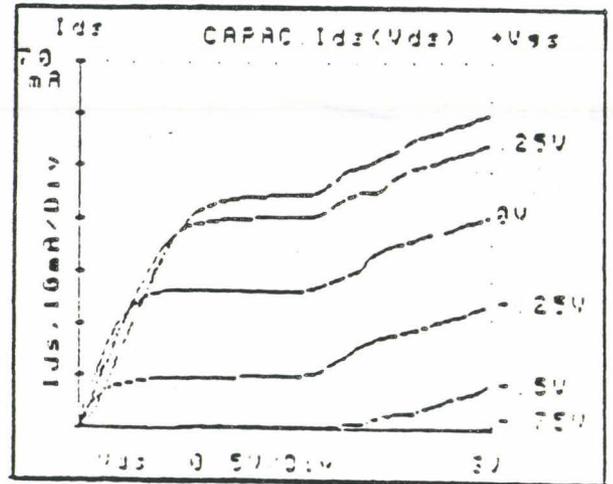


**Figure 73 : Caractéristiques statiques du transistor TOSHIBA JS8900 aux deux températures 300K et 77K.**

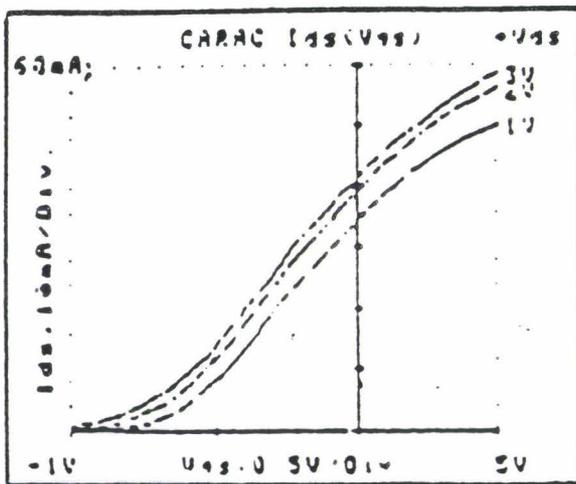
**Ids(Vds) à 300K**



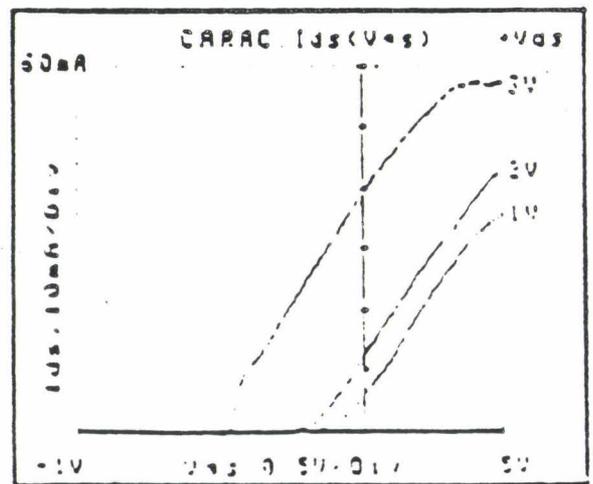
**Ids(Vds) à 77K**



**Ids(Vgs) à 300K**

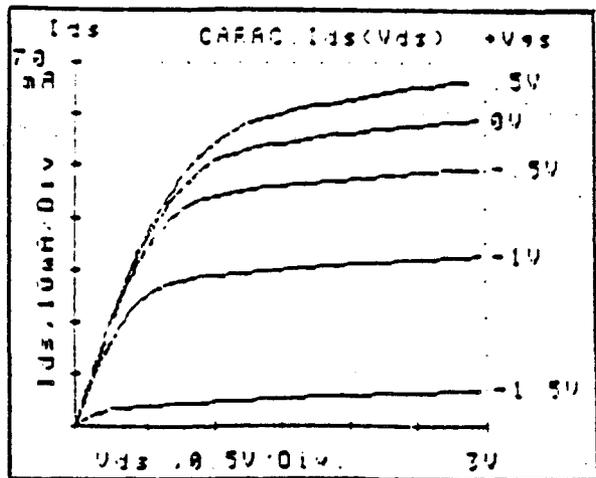


**Ids(Vgs) à 77K**

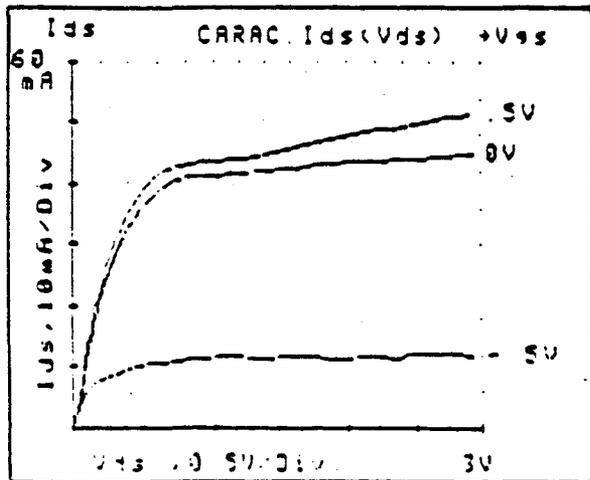


**Figure 74 : Caractéristiques statiques du transistor NEC NE20200 aux deux températures 300K et 77K.**

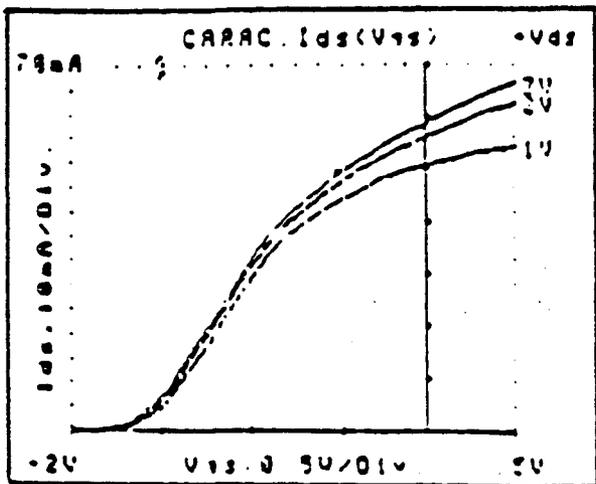
$I_{ds}(V_{ds})$  à 300K



$I_{ds}(V_{ds})$  à 77K



$I_{ds}(V_{gs})$  à 300K



$I_{ds}(V_{gs})$  à 77K

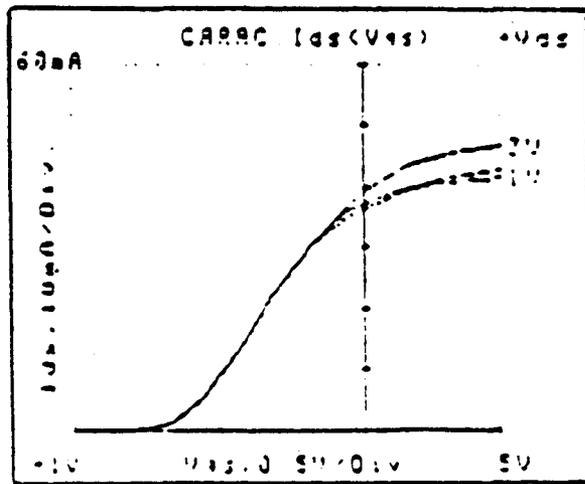


Figure 75 : Caractéristiques statiques du transistor SONY 2SK676 aux deux températures 300K et 77K.

<b>HEMT</b>	<b>Rs + Ri (Ohm)</b>		<b>Rd + Ri (Ohm)</b>		<b>Rs + Rd (Ohm)</b>		<b>Collapse</b>	<b>Décalage de Vp</b>	<b>Kink effect</b>
	<b>300K</b>	<b>77K</b>	<b>300K</b>	<b>77K</b>	<b>300K</b>	<b>77K</b>			
<b>FUJITSU (MBE) FHX04X</b>	<b>2.5</b>	<b>1.5</b>	<b>2.6</b>	<b>1.7</b>	<b>3.6</b>	<b>2.8</b>	<b>Peu</b>	<b>Oui</b>	<b>Oui</b>
<b>TOSHIBA (MBE) JS8900AS</b>	<b>4.8</b>	<b>2.5</b>	<b>5.8</b>	<b>2.6</b>	<b>9.0</b>	<b>3.7</b>	<b>Non</b>	<b>Oui</b>	<b>Non</b>
<b>NEC (MBE) NE20200</b>	<b>5.1</b>	<b>2.9</b>	<b>5.8</b>	<b>4.6</b>	<b>10</b>	<b>7</b>	<b>Peu</b>	<b>Oui</b>	<b>Oui</b>
<b>SONY (MOCVD) 2SK676H</b>	<b>4.3</b>	<b>1.6</b>	<b>6.9</b>	<b>2.9</b>	<b>9.0</b>	<b>3.7</b>	<b>Non</b>	<b>Oui</b>	<b>Non</b>

**Tableau 7 : Evolutions des paramètres statiques des transistors commerciaux avec la température et particularités de leur fonctionnement en basse température.**

Sur le tableau 7, nous avons résumé l'évolution des résistances d'accès déduites des mesures statiques, ainsi que l'absence ou la présence des divers effets parasites se manifestant en basse température.

En ce qui concerne les résistances d'accès, l'amélioration est systématique, mais son importance relative est d'autant plus grande que la valeur initiale (à 300 K) de la résistance était plus élevée. Rappelons que la résistance d'accès résulte de la superposition de trois contributions [2, 9, 16] :

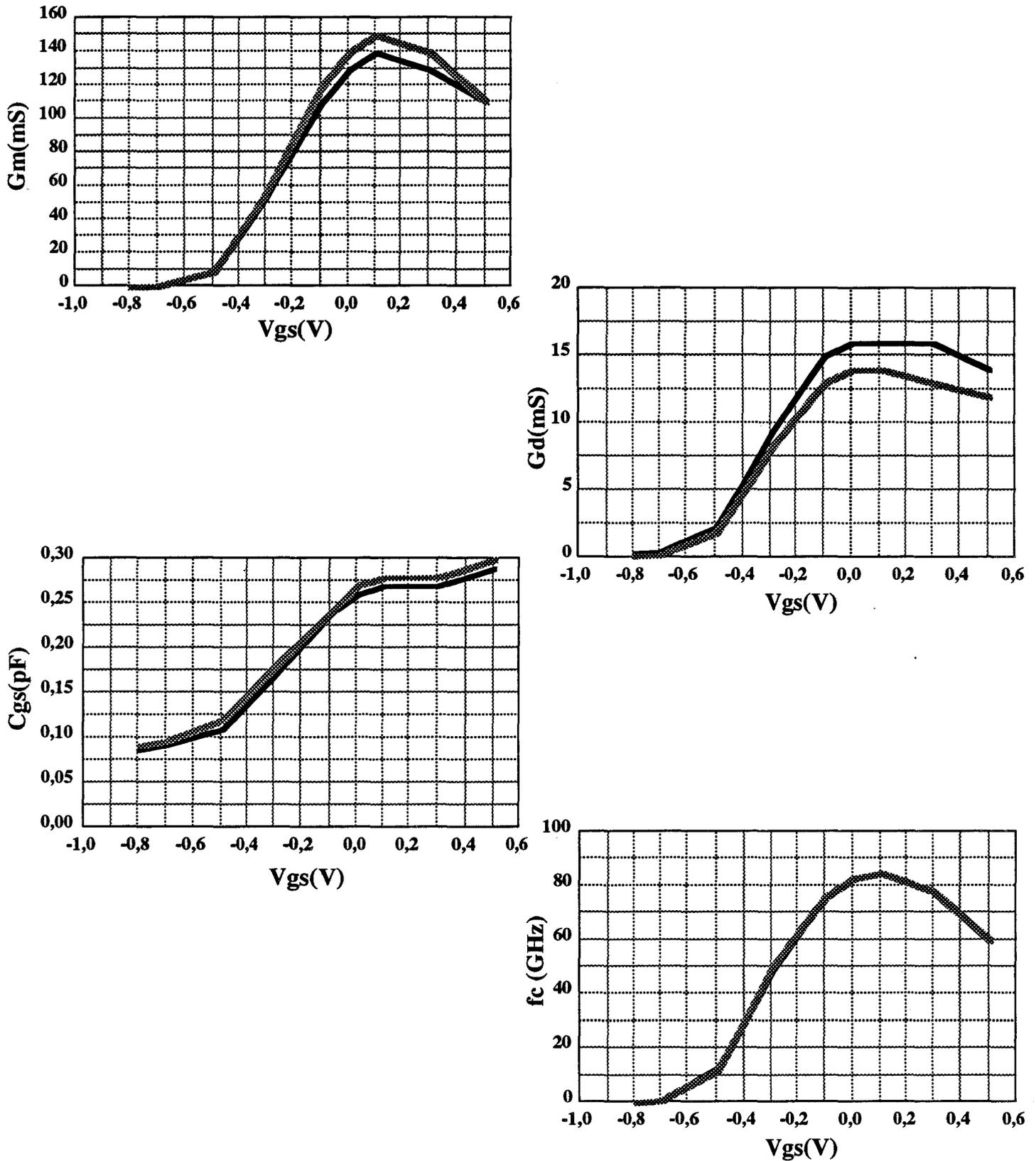
- la résistance de contact qui n'a aucune raison de s'améliorer quand la température diminue ;

- la résistance du gaz bidimensionnel d'électron qui doit diminuer fortement avec la température ;

- la résistance présentée par le cap layer qui vient se placer pratiquement en parallèle sur la précédente et qui évolue très peu avec la température (matériau non dopé).

On peut penser au vu de ces résultats que contrairement aux autres, le transistor Fijitsu est conçu avec un cap layer suffisamment épais, ce qui contribue à diminuer fortement les valeurs de  $R_S$  et  $R_D$  à la température ambiante. Ceci expliquant que l'amélioration en basse température soit beaucoup plus faible que pour les autres composants.

En ce qui concerne les effets parasites, tous les composants font apparaître un décalage de la tension de pincement. Celui-ci est habituellement interprété comme lié au piégeage des porteurs mobiles sur les pièges profonds (centres DX) dans l'AlGaAs, le dépiégeage n'ayant pas le temps d'intervenir à l'échelle de la durée de l'expérimentation (cf. paragraphe I.3). Cet effet est théoriquement d'autant plus important que le "x" est élevé ; il est particulièrement significatif pour le transistor Sony. Les autres effets parasites (collapse et kink) sont surtout rencontrés dans les transistors Fujitsu et Mitsubishi, avec toutefois une ampleur limitée en ce qui concerne le collapse. Au vu de ces premiers résultats, on pourrait penser que parmi les transistors commerciaux, les composants de type Toshiba ou Sony seraient plus à même d'être utilisés en basse température.



**Figure 76 : Extraction des éléments du schéma équivalent des composants à 300K .  
 Comparaison des résultats obtenus sur un Fujitsu FHX04X suivant la fenêtre d'analyse :**

- 1,5 - 26,5 GHz
- ⋯** 1,5 - 10,0 GHz

## **II.2.2. EVOLUTION DES PARAMETRES HYPERFREQUENCES**

### **II.2.2.1. METHODOLOGIE D'EXTRACTION DES ELEMENTS DU SCHEMA EQUIVALENT**

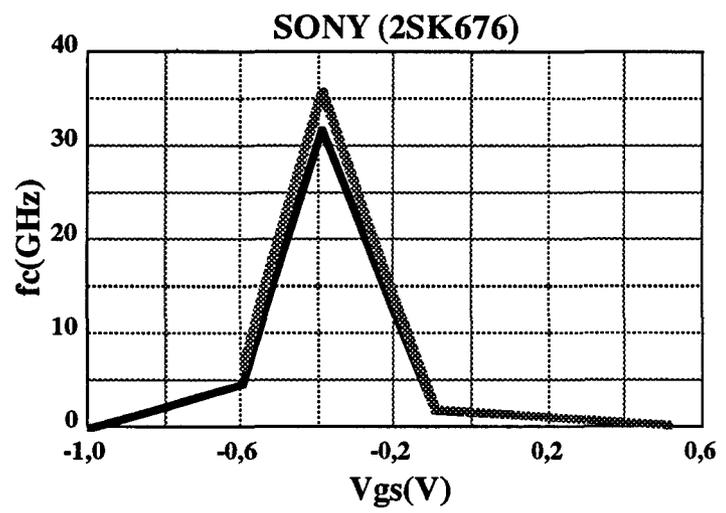
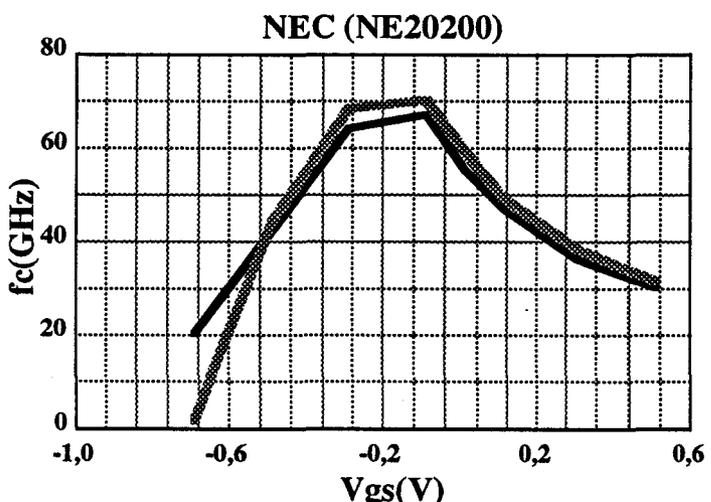
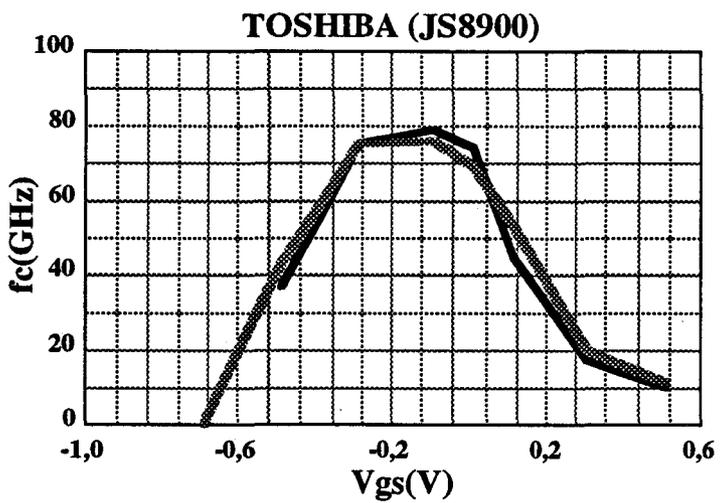
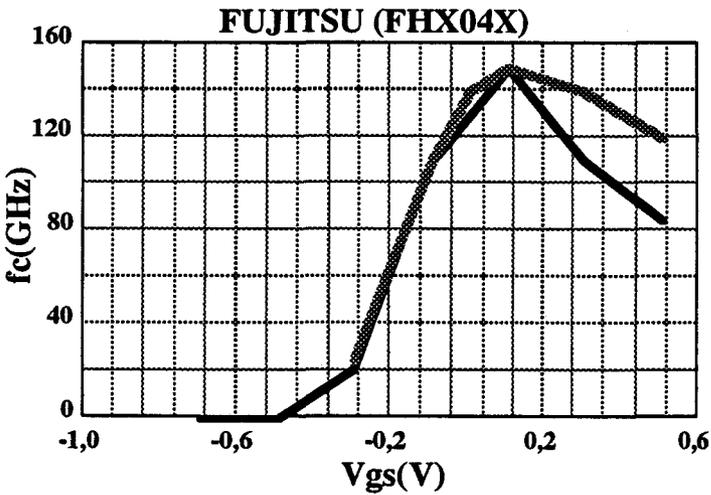
Les approximations qui sont à la base de la méthode d'extraction décrite précédemment doivent être en permanence vérifiées si l'on veut espérer une bonne précision sur la détermination des paramètres. En particulier, la fenêtre fréquentielle d'analyse doit être à la fois suffisamment large pour obtenir une bonne précision et suffisamment étroite pour que les approximations soient validées. Les premières déterminations avaient été faites en utilisant toute la bande de mesure de 1,5 à 26,5 GHz. Les résultats obtenus à 300 K paraissaient particulièrement significatifs comme le montre les courbes figure 76.

Sur celle-ci nous avons portées les évolutions de  $G_m$ ,  $G_d$ ,  $C_{gs}$  et  $F_c$  extraites des mesures en utilisant deux fenêtres d'analyse fréquentielles largement distinctes. Les résultats apparaissent comme tout à fait similaires, en particulier pour  $F_c$  ce qui justifie pleinement la validité des déterminations.

La même méthodologie appliquée à 77 K a fait apparaître des divergences et il a été prouvée que dans ce cas, les approximations n'étaient pas vérifiées avec une bande très large (1,5 - 26,5 GHz), quoique les évolutions des fréquences de coupures montrent des convergences surprenantes et ceci pour tous les composants de commerce étudiés (figure 77).

Pour cette raison, après de nombreux essais systématique nous avons restreint notre fenêtre d'analyse à la gamme 1,5 -10 GHz au prix sans doute d'une moins bonne précision des déterminations. Il faut noter que pour chaque extraction, nous avons pris soin de vérifier que les dépendances fréquentielles du paramètre ( $Z$ ,  $Y$ ) étaient conformes à la théorie.

Finalement, afin de prouver la validité du schéma équivalent extrait, nous avons calculé systématiquement l'évolution fréquentielle des paramètres  $S$  à partir des éléments de ce schéma et nous les avons comparé aux résultats expérimentaux obtenus. La figure 78 donne un exemple d'une telle comparaison. Le bon accord montre clairement la validité de notre démarche.



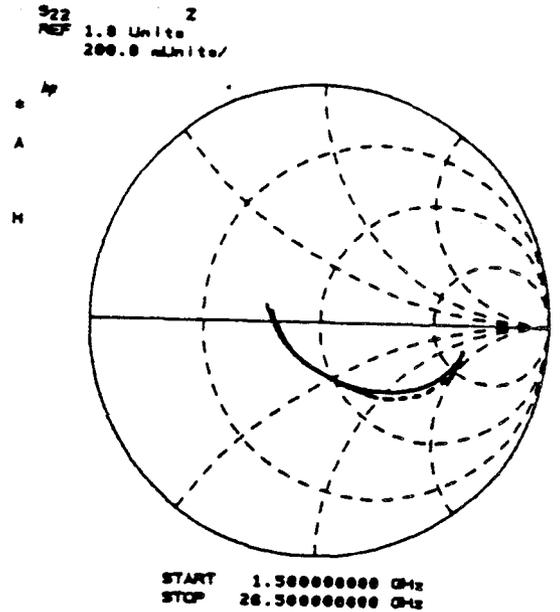
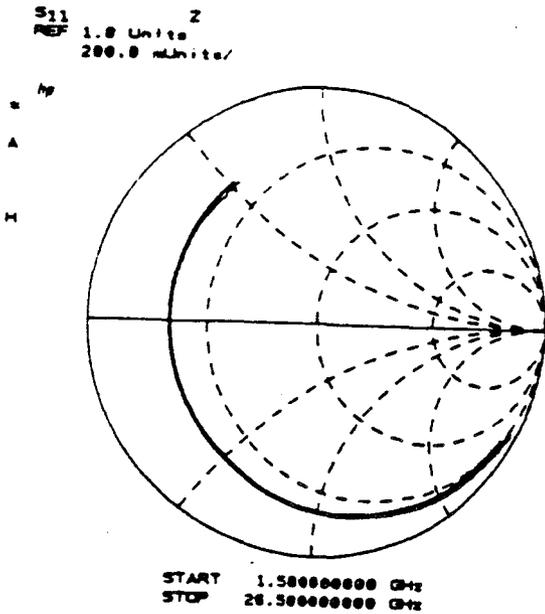
**Figure 77 : Extraction de la fréquence caractéristique des composants HEMT à 77K. Comparaison des résultats obtenus suivant la fenêtre d'analyse :**

- 1,5 - 26,5 GHz
- ⋯ 1,5 - 10,0 GHz

$$V_{ds} = 2V, V_{gs(opt)} = -0.2V$$

**S<sub>11</sub>**

**S<sub>22</sub>**



**S<sub>21</sub>**

**S<sub>12</sub>**

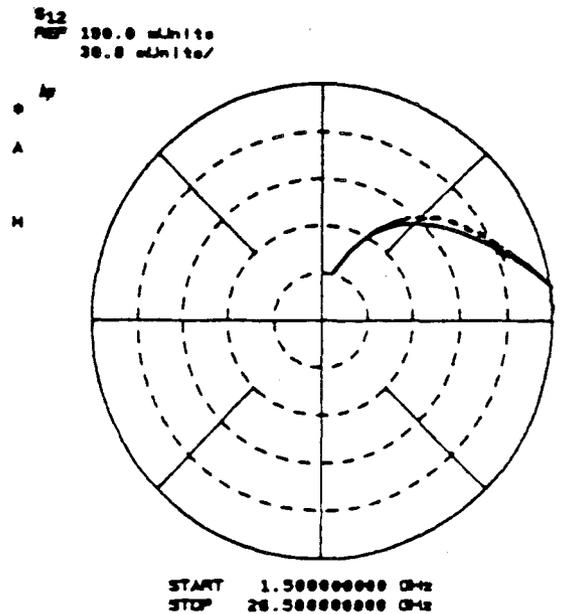
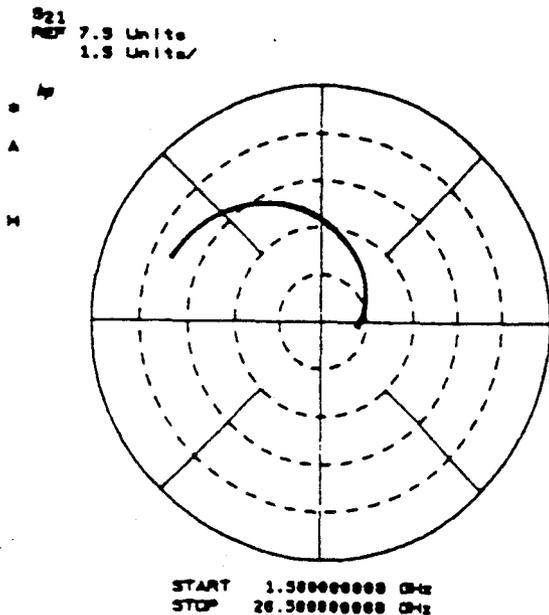


Figure 78-a : Evolution fréquentielle des paramètres de dispersion  $S_{ij}$  théoriques et expérimentaux à température ambiante pour le composant LEP 271.

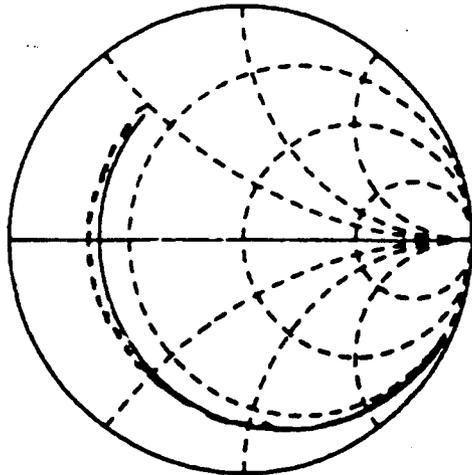
----- Courbe expérimentale  
————— Courbe théorique

$$V_{ds} = 2V, V_{gs(opt)} = 0V$$

S<sub>11</sub>

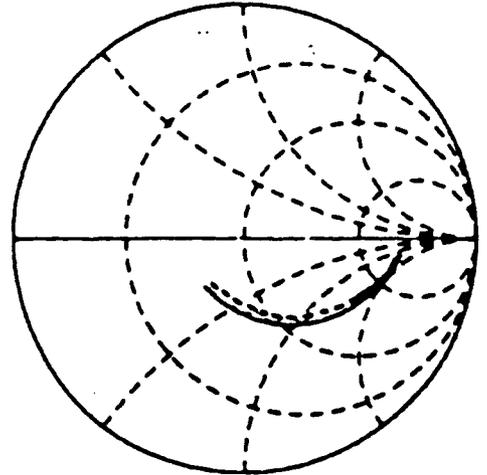
S<sub>22</sub>

1.0 Unit  
200.0 mUnit



START 1.00000000 GHz  
STOP 20.00000000 GHz

1.0 Unit  
200.0 mUnit

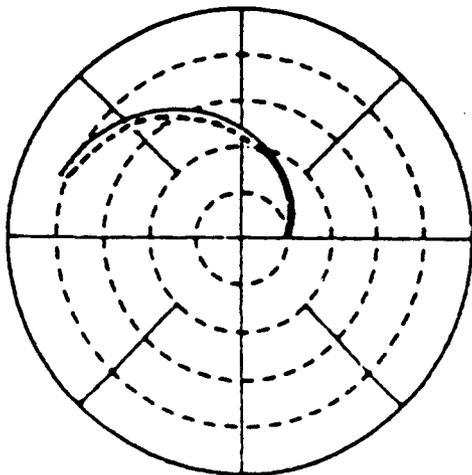


START 1.00000000 GHz  
STOP 20.00000000 GHz

S<sub>21</sub>

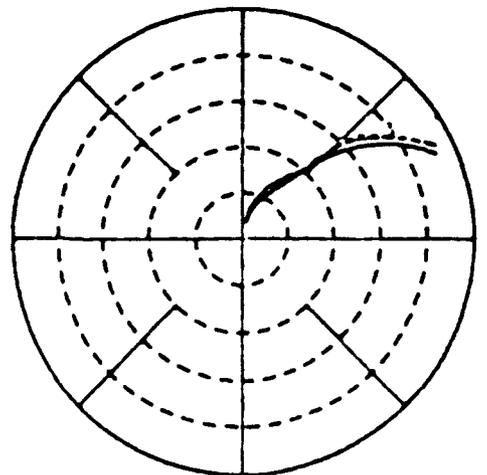
S<sub>12</sub>

7.0 Unit  
1.0 Unit



START 1.00000000 GHz  
STOP 20.00000000 GHz

100.0 mUnit  
20.0 mUnit



START 1.00000000 GHz  
STOP 20.00000000 GHz

Figure 78-b : Evolution fréquentielle des paramètres de dispersion S<sub>ij</sub> théoriques et expérimentaux à température d'azote liquide pour le composant LEP 271.

----- Courbe expérimentale  
——— Courbe théorique

<b>HEMT</b>	<b>Rs (Ohm)</b>		<b>Rg (Ohm)</b>		<b>Rg (Ohm)</b>		<b>à 300K et à 77K</b>				
	<b>300K</b>	<b>77K</b>	<b>300K</b>	<b>77K</b>	<b>300K</b>	<b>77K</b>	<b>Cpg fF</b>	<b>Cpd fF</b>	<b>Ls nH</b>	<b>Lg nH</b>	<b>Ld nH</b>
<b>FUJITSU (MBE) FHX04X</b>	<b>1.6</b>	<b>0.9</b>	<b>1.6</b>	<b>0.9</b>	<b>1.4</b>	<b>1.1</b>	<b>90</b>	<b>90</b>	<b>0.13</b>	<b>0.20</b>	<b>0.42</b>
<b>TOSHIBA (MBE) JS8900AS</b>	<b>4.5</b>	<b>1.6</b>	<b>3.6</b>	<b>2.0</b>	<b>4.5</b>	<b>1.7</b>	<b>100</b>	<b>90</b>	<b>0.90</b>	<b>0.22</b>	<b>0.45</b>
<b>NEC (MBE) NE20200</b>	<b>3.8</b>	<b>2.7</b>	<b>4.3</b>	<b>1.4</b>	<b>4.5</b>	<b>2.9</b>	<b>85</b>	<b>70</b>	<b>0.09</b>	<b>0.24</b>	<b>0.45</b>
<b>SONY (MOCVD) 2SK676H</b>	<b>3.3</b>	<b>1.0</b>	<b>1.6</b>	<b>1.2</b>	<b>5.9</b>	<b>2.1</b>	<b>90</b>	<b>75</b>	<b>0.07</b>	<b>0.21</b>	<b>0.50</b>

**Tableau 8 : Détermination des paramètres dynamiques des transistors aux deux températures.**

## II.2.2.2. RESULTATS OBTENUS SUR LES TRANSISTORS COMMERCIAUX

Ceci concerne les quatre transistors présentés au paragraphe II.1.1. : Fujitsu, Toshiba, Nec et Sony.

### II.2.2.2.1. ELEMENTS D'ACCES

En suivant la méthodologie indiquée précédemment, nous avons déduit des mesures hyperfréquences les valeurs des principaux éléments d'accès et leur évolution avec la température. Les principaux résultats sont donnés dans le tableau 8.

Tout d'abord, nous avons constaté une parfaite identité des valeurs des éléments qui ne sont pas susceptibles d'évoluer avec la température : il s'agit des selfs d'accès et des capacités parasites. Nous n'avons fait figurer que les valeurs obtenues à 300 K, les valeurs obtenues à 77 K étant dans la fourchette d'erreur habituelle. Ces éléments montrent la validité des déterminations.

D'autre part, pour les résistances d'accès, les résultats obtenus sont dans l'ensemble tout à fait en cohérence avec ceux donnés en statiques, tant en ce qui concerne les valeurs des paramètres que leurs évolutions en fonction de la température. De plus, les valeurs des éléments d'accès à 300 K de l'ensemble des transistors étudiés sont en général en bon accord avec celles données par les constructeurs. On peut faire les mêmes constatations et tirer des conclusions identiques à celles que nous avons faites à partir des mesures en statique.

### II.2.2.2.2. PARAMETRES CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS

Nous présentons maintenant les évolutions en fonction de la température des paramètres caractéristiques des transistors. Tout d'abord, sur la figure 79 sont représentées les variations de la mobilité des porteurs, de la transconductance, de la capacité grille source et de la fréquence caractéristique interne aux deux températures. Comme on pouvait s'y attendre, on observe une amélioration très significative de la mobilité moyenne des porteurs quand la

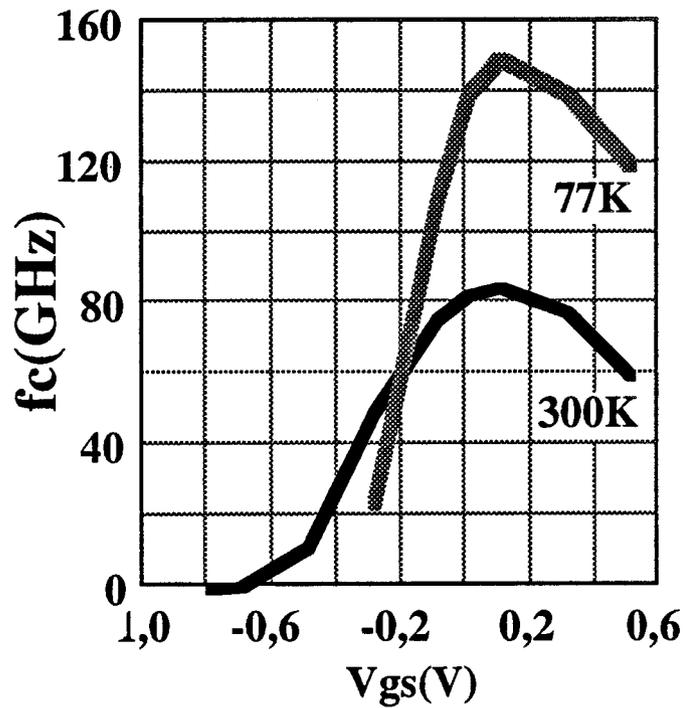
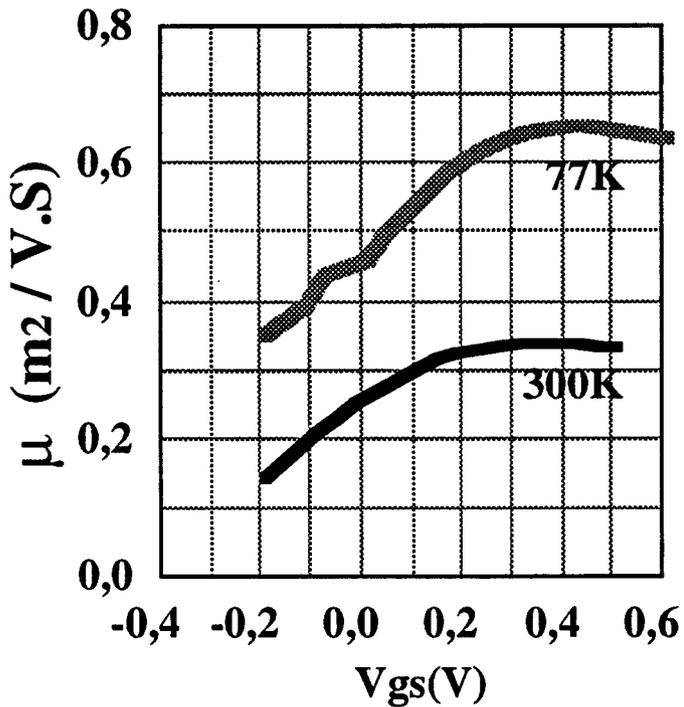
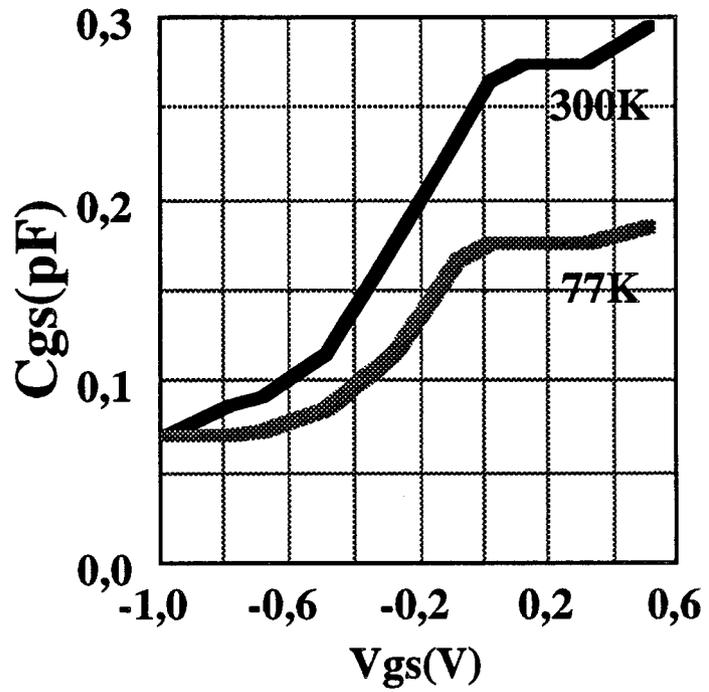
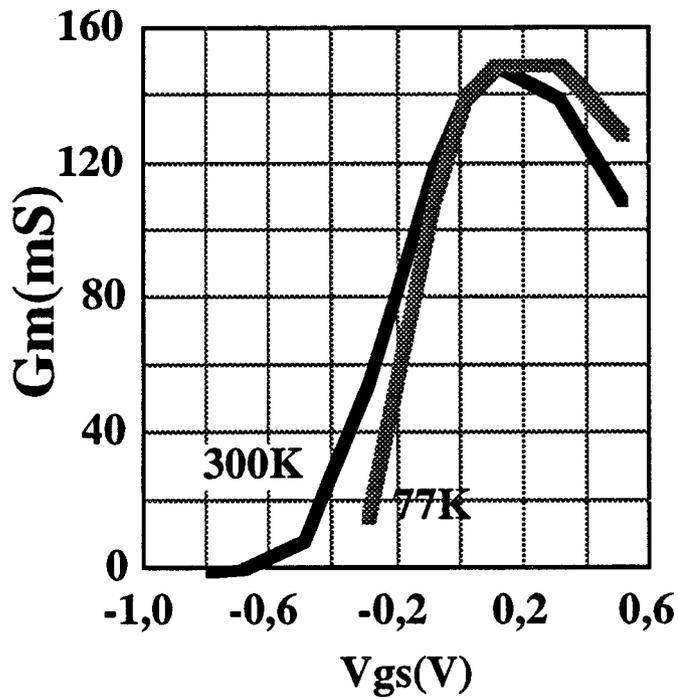


Figure 79 : Evolution avec la température des paramètres physiques et électriques du transistor Fujitsu.

température descend. Il faut signaler que des résultats encore plus spectaculaires ont été obtenus pour d'autres composants.

Contrairement à ce que l'on pouvait s'attendre et à ce que ce premier résultat laissait prévoir (amélioration de la dynamique électronique) on ne note pratiquement pas d'amélioration de la transconductance. Ce résultat ne peut s'expliquer qu'en considérant une diminution du nombre de porteurs actifs quand la température diminue. Il est parfaitement en cohérence avec la diminution systématique constatée de la capacité  $C_{gs}$  avec la température. Comme il a été dit précédemment, cette diminution s'explique par le piégeage d'électrons sur les centres DX dans l'AlGaAs, ce qui entraîne également une diminution de la concentration de porteurs dans le puits.

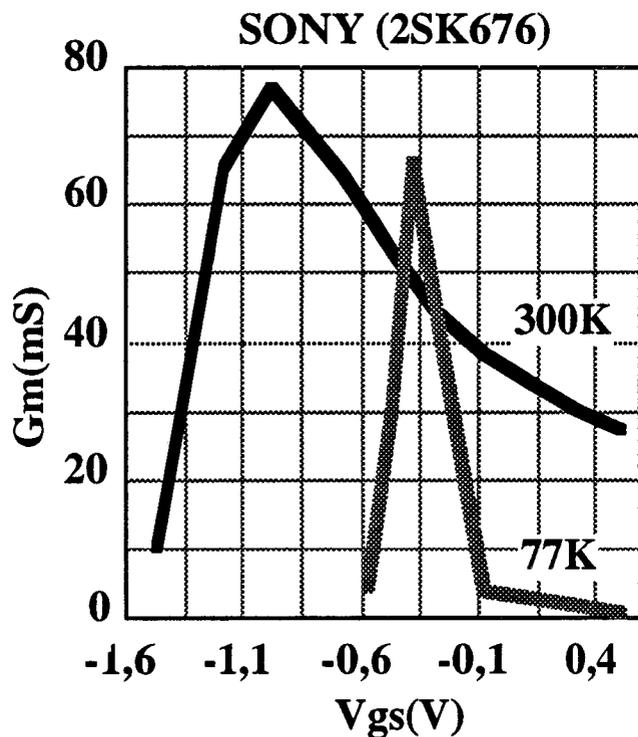
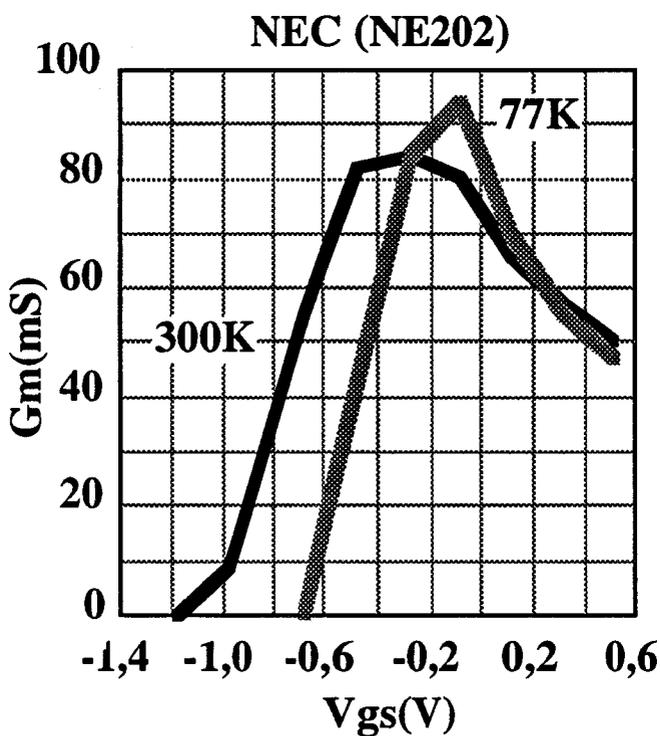
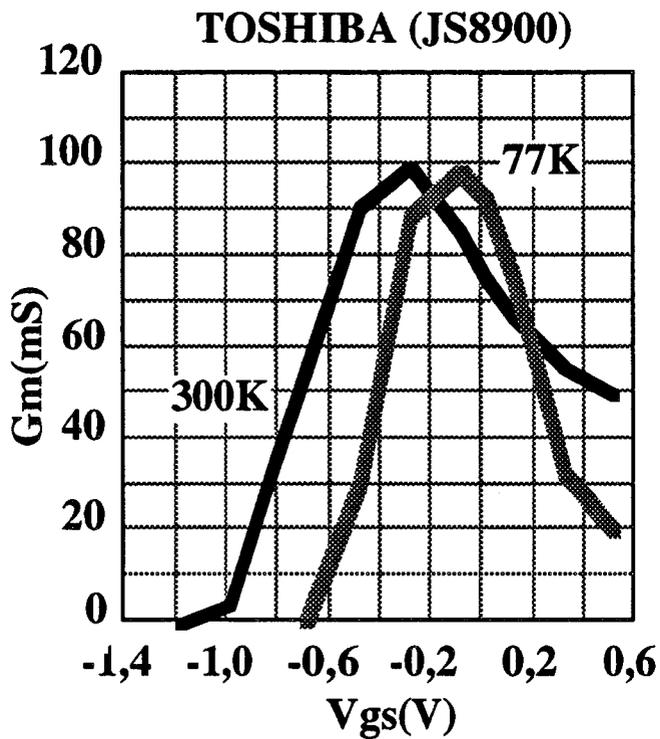
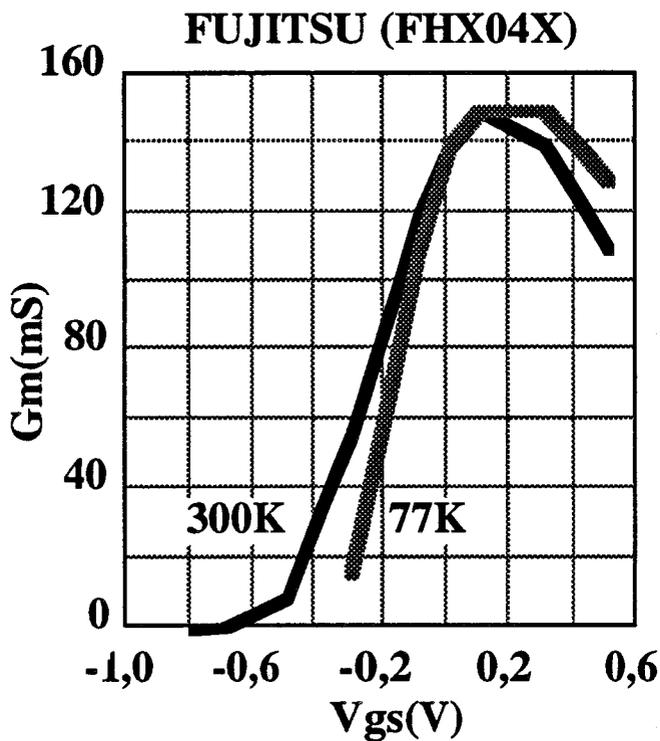
Par contre, on obtient bien une augmentation spectaculaire de la fréquence caractéristique  $F_c = G_m/2\pi C_{gs}$  proche de la fréquence de coupure du gain en courant (celle-ci pouvant atteindre un facteur 2) ce qui traduit bien une amélioration tout aussi importante de la dynamique électronique.

Des résultats tout à fait similaires ont été obtenus pour les autres composants comme le montrent les figures 80, 81 et 82 à l'exception toutefois du transistor Sony qui ne fait pas apparaître d'amélioration des fréquences caractéristiques. Toutefois, pour les autres transistors, les évolutions observées sont beaucoup moins favorables que pour le transistor Fujitsu. La raison pour laquelle le composant Sony a un tel comportement peut s'expliquer peut être par le fait que le taux d'alliage  $x$  est relativement plus élevé (cf. § suivant).

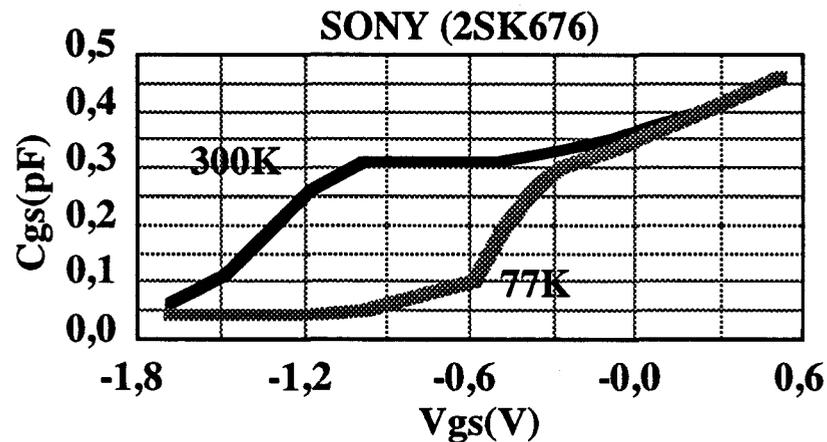
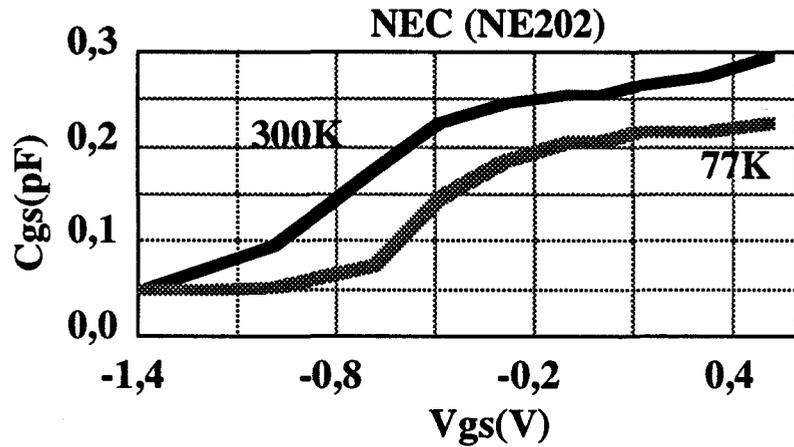
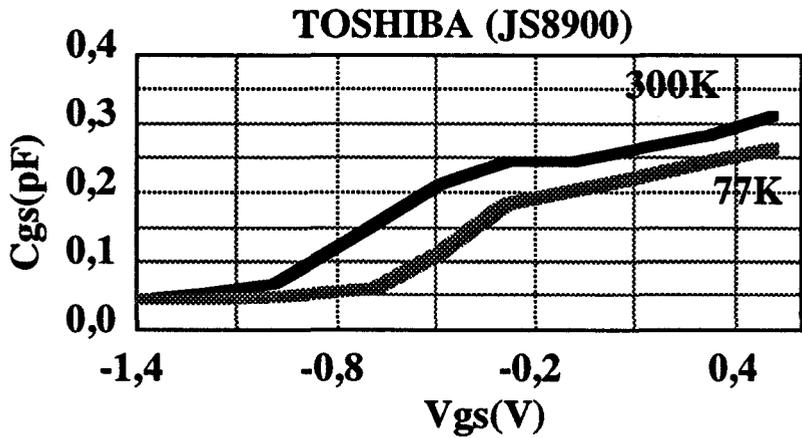
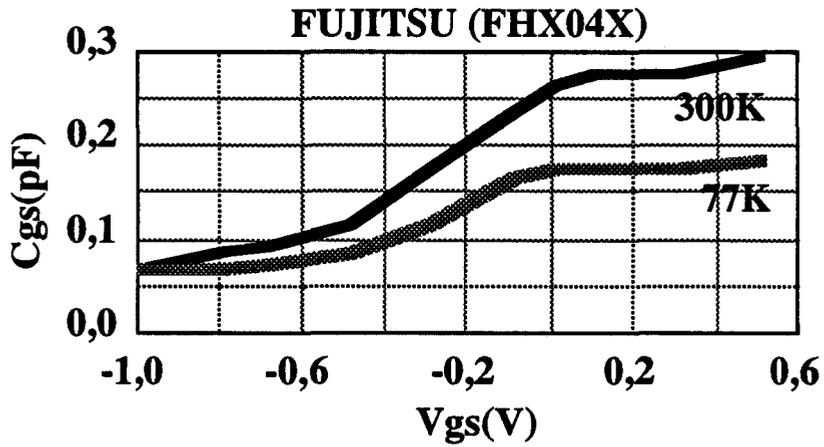
Au vu de ces résultats, bien qu'il présente des effets de collapse non négligeables, le composant Fujitsu semble s'imposer pour une utilisation en basse température.

### II.2.3. ETUDE EN REGIME MICROONDE D'EFFETS PHYSIQUES CARACTERISTIQUES DES BASSES TEMPERATURES

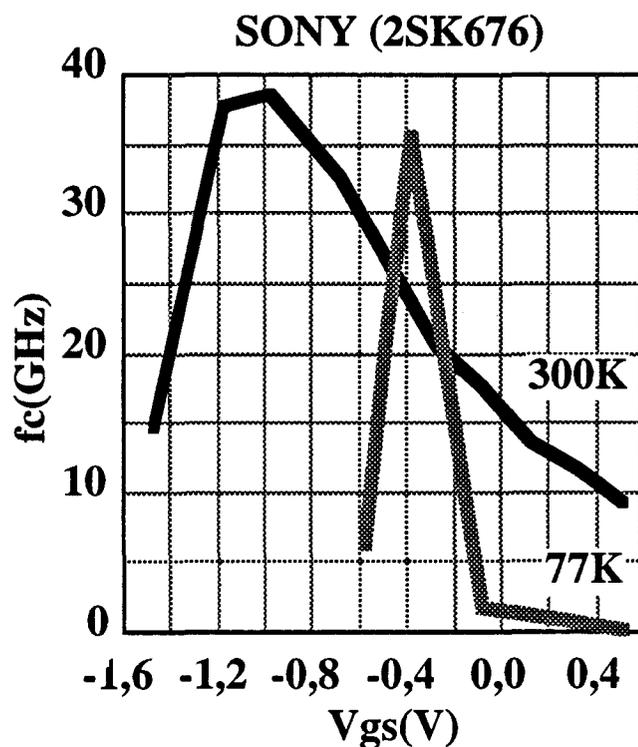
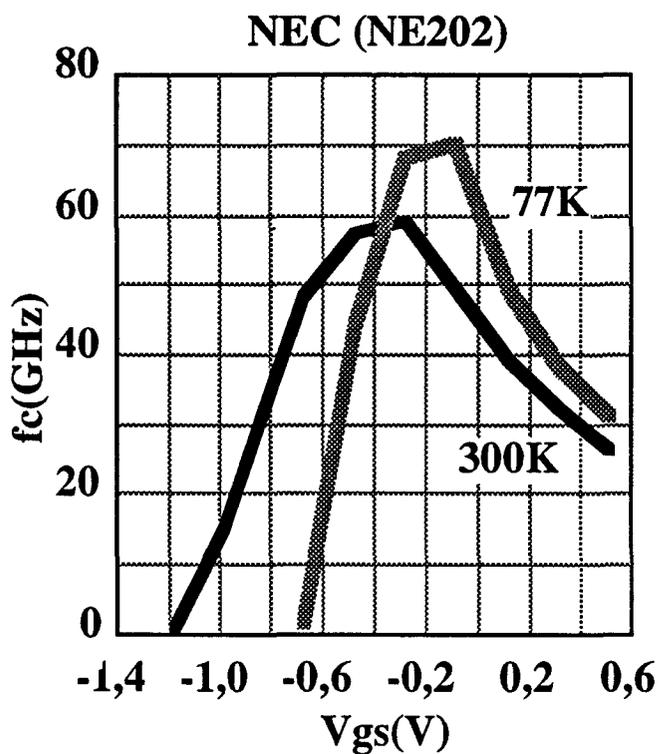
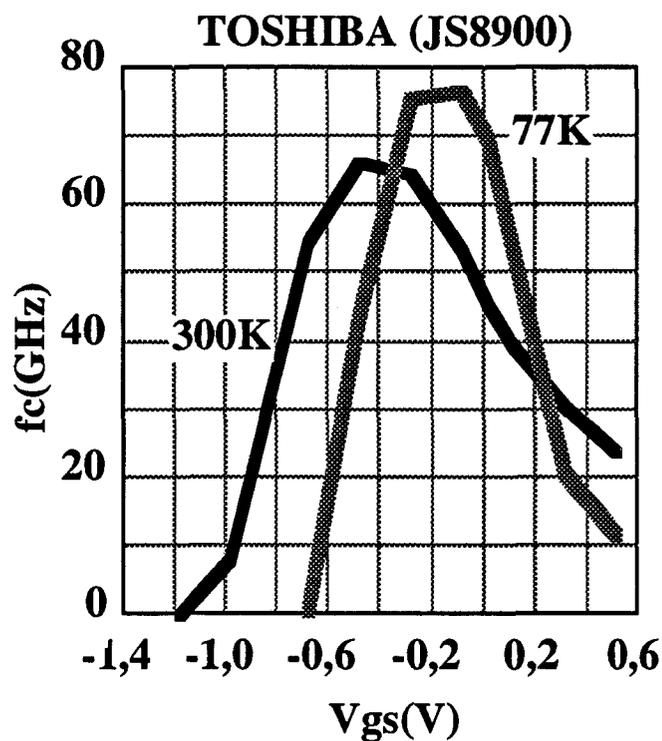
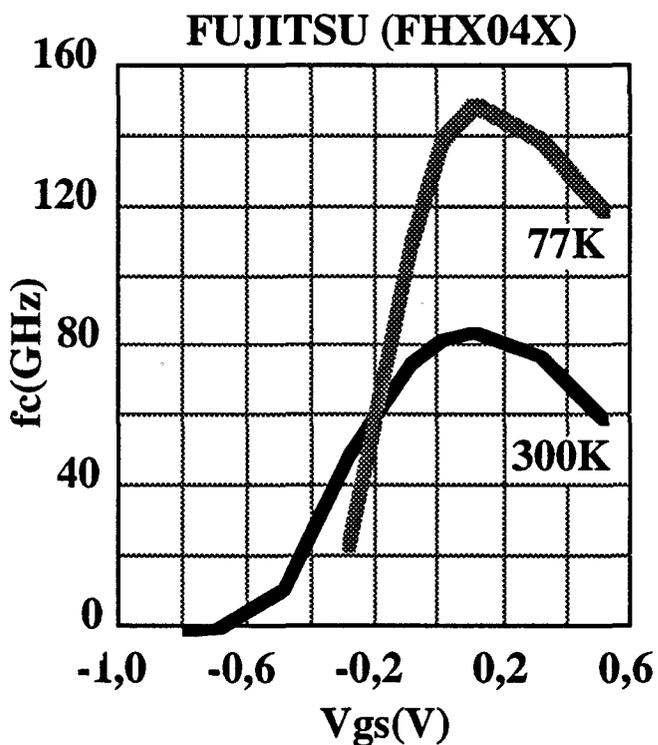
Dans le chapitre précédent, nous avons décrit les manifestations en régime statiques d'un certain nombre d'effets physiques (parasites ou non) caractéristiques du fonctionnement basse température. L'objectif de cette partie



**Figure 80 : Evolutions comparatives des transconductances intrinsèques avec la température à  $V_{ds} = 2V$ .**



**Figure 81 : Evolutions comparatives de la capacité  $C_{gs}$  intrinsèque des transistors avec la température à  $V_{ds} = 2V$ .**



**Figure 82 : Evolutions comparatives des fréquences caractéristiques ( $G_m / 2 \pi C_{gs}$ ) avec la température à  $V_{ds} = 2V$ .**

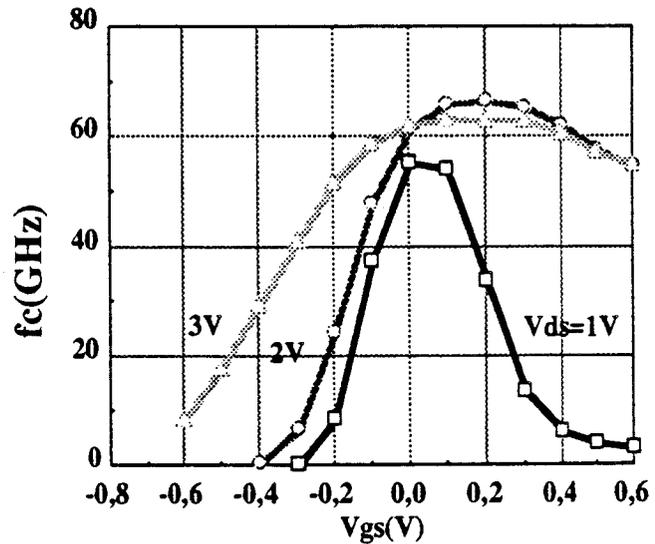
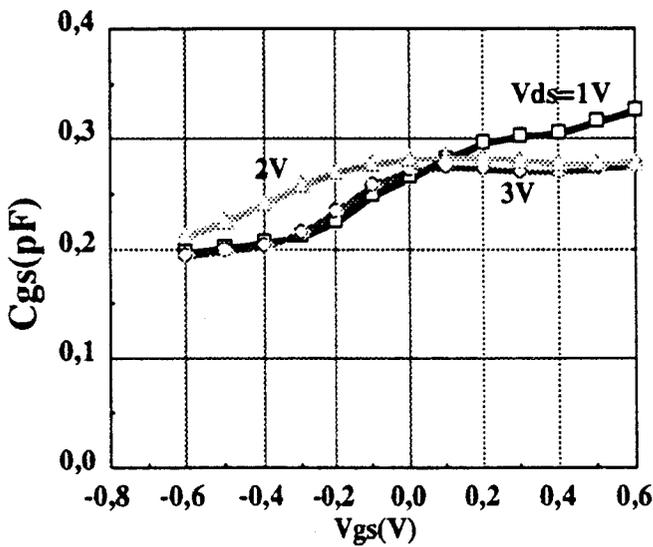
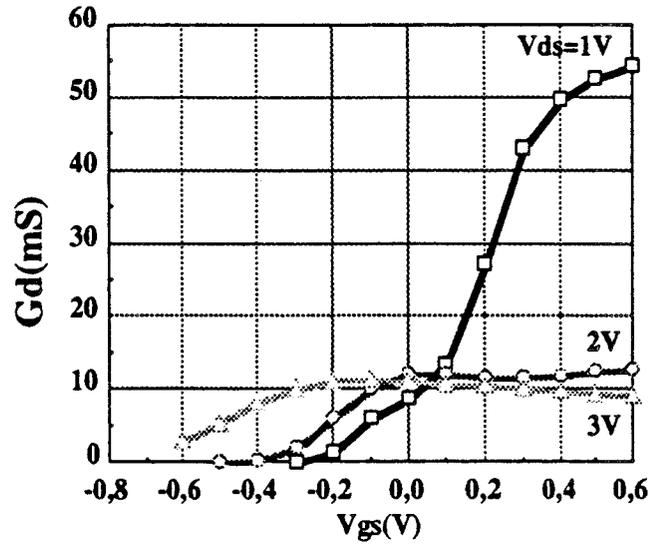
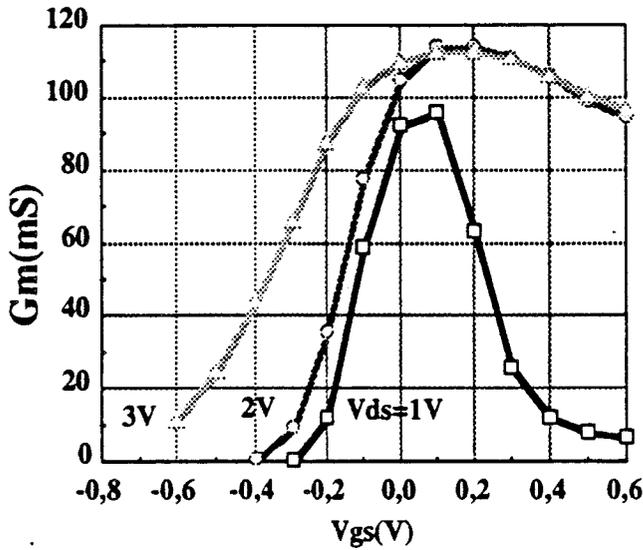
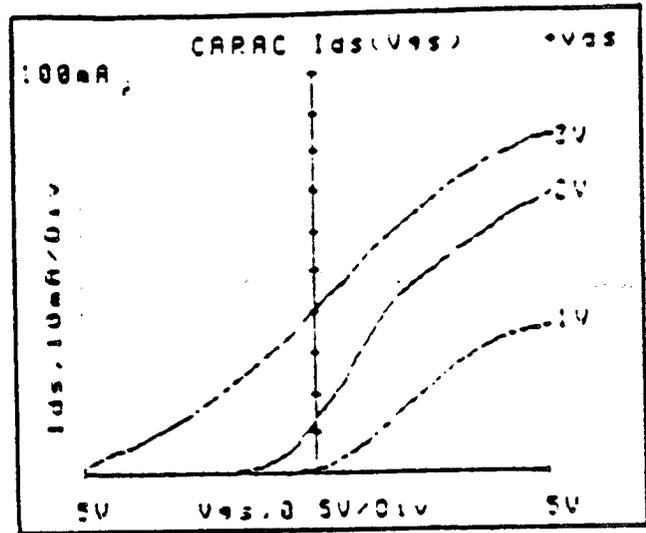
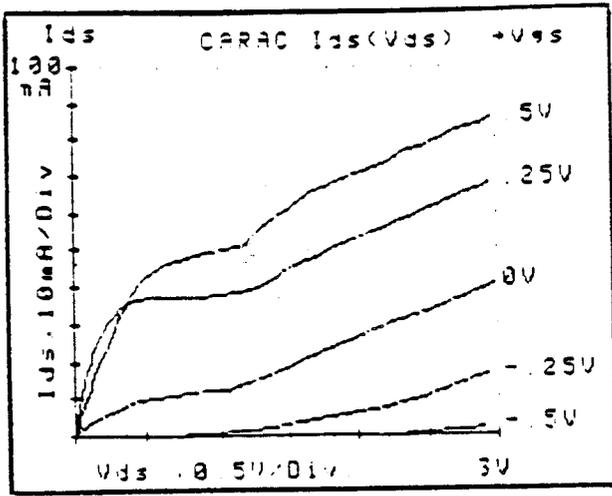


Figure 83 : Influence de l'effet de coude (kink) à 77K sur les caractéristiques statiques et dynamiques d'un HEMT Fujitsu.

est de voir dans quelle mesure ils se manifestent en microonde. Il faut noter que Belache [2] avait déjà étudié ce point partiellement en ce qui concernait le collapse.

### **II.2.3.1. EFFET KINK**

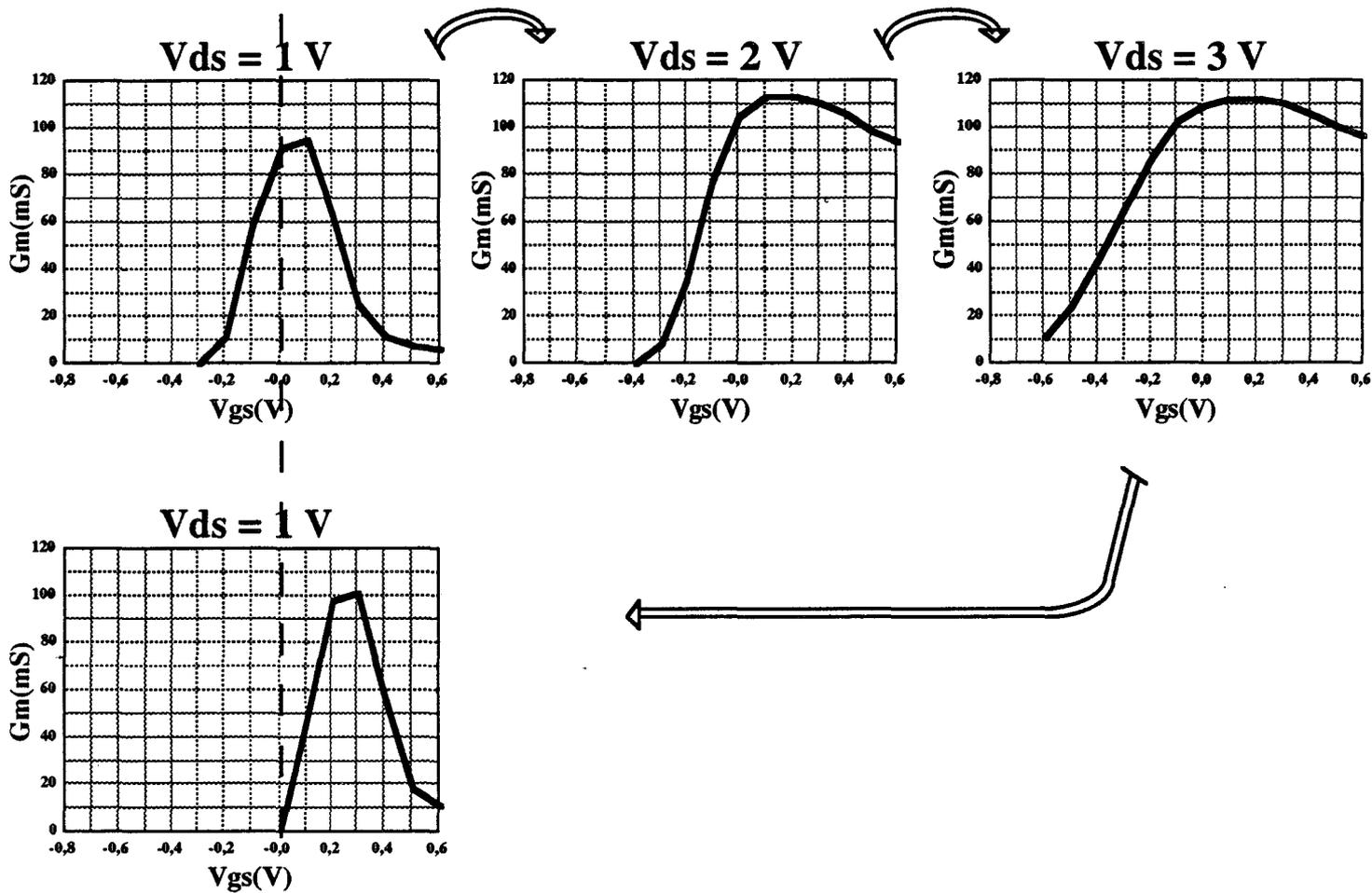
Cet effet se manifeste par un coude sur les caractéristiques statiques qui peut intervenir pour des tensions comprises entre 1 et 3 V et dont l'origine n'est pas parfaitement claire (injection et piégeage [85] de porteurs dans le substrat). Pour le Fujitsu FHX04X, il n'existe qu'au voisinage de 1 V comme le montre la caractéristique représentée figure 83. Sur la même figure sont représentées les caractéristiques dynamiques déduites des mesures microondes. On peut constater que cet effet n'entraîne aucune dégradation des transconductances et fréquences de coupure du gain en courant. Celle-ci n'est à 1 V que très légèrement inférieure à sa valeur maximum à 2 V et 3 V. Par contre, on observe une dégradation très significative de la conductance de sortie à 1 V, qui doit entraîner une diminution importante de la fréquence maximum d'oscillation. Toutefois, pour des tensions plus élevées, cet effet disparaît complètement. On peut donc conclure qu'il peut constituer une limitation importante à l'utilisation du transistor en régime faible bruit à des polarisations trop faibles.

### **II.2.3.2. DECALAGE DE LA TENSION DE PINCEMENT**

Comme on pouvait largement s'y attendre et comme l'ont montré les courbes représentées figures 80 à 82, on observe dans les caractéristiques dynamiques le même décalage de la tension de pincement en fonction de la température qu'en statique. A remarquer que cet effet doit être évité au maximum ou tout du moins minimisé pour une utilisation systématique de tels composants dans les systèmes.

### **II.2.3.3. EXISTENCE DE L'EQUILIBRE THERMODYNAMIQUE**

Dans le chapitre précédent, nous avons décrit les effets parasites liés à la rémanence de certains états de piégeage, en particulier, nous avons montré



**Figure 84 : Evolutions de la transconductance à 77K durant un cycle de polarisation d'un HEMT Fujitsu : apparition d'effets de rémanence.**

que les caractéristiques statiques à une tension  $V_{ds}$  donnée pouvaient largement dépendre du cycle de tension auquel était soumis l'échantillon. Nous avons interprété cela comme lié au mécanisme de piégeage sur les centres DX.

Les figures 84 et 85 montrent que ces effets parasites se manifestent de la même façon en microondes. La figure 84 représente l'évolution de la transconductance microonde quand on applique successivement des tensions  $V_{ds}$  égales à 1, 2, 3, puis 1 V. La figure 85 fait apparaître les différences de caractéristiques dynamiques pour  $V_{ds} = 1$  V. Ces éléments montrent clairement l'importance des effets de rémanence. Ils s'interprètent bien sûr par le fait que les temps de piégeage et de dépiégeage sur les centres profonds dans l'AlGaAs sont tous largement supérieurs au temps d'expérience à la température de 77 K. A cette température, le système n'est jamais à l'équilibre thermodynamique.

Il faut signaler toutefois que ces résultats correspondent aux conditions où ces effets ont une ampleur maximum, c'est-à-dire pour des valeurs de  $V_{ds}$  proches de 1 V.

Pour des tensions de 2 à 3 V, c'est-à-dire des tensions supérieures à celles de l'effet kink, leur ampleur est beaucoup plus limitée.

La première conclusion de ces études est que pour un fonctionnement microonde satisfaisant en régime basse température et surtout pour une bonne utilisation dans les systèmes, il faut éviter autant que faire ce peut l'apparition de ces effets.

#### II.2.3.4. DEPENDANCE DES TAUX D'ALLIAGE X DANS L'AlGaAs

Les interprétations théoriques que nous avons indiquées sommairement et qui rejoignaient les premières constatations faites par d'autres auteurs, et en particulier Belache [1, 2], semblaient indiquer que l'existence de nombre de ces effets parasites étaient directement liée à la valeur du taux d'alliage dans l'AlGaAs. Comme nous l'avons dit, la position du niveau donneur correspondant aux centres DX évolue dans la bande interdite (cf. fig. 51) suivant ce taux et il en est de même de la possibilité de piégeage d'électrons.

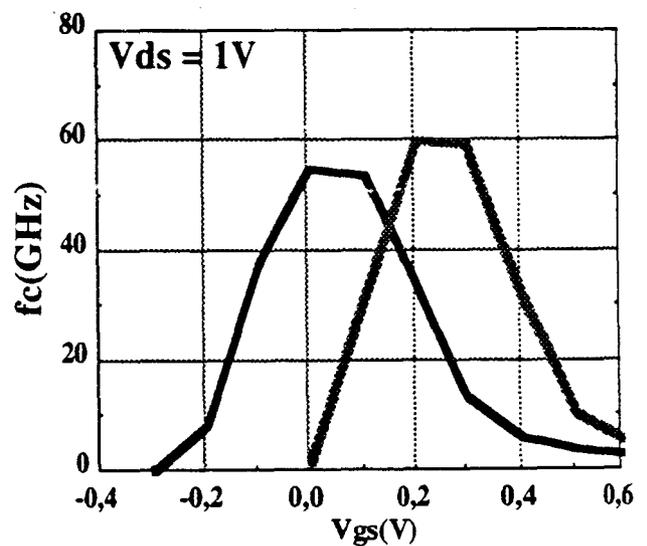
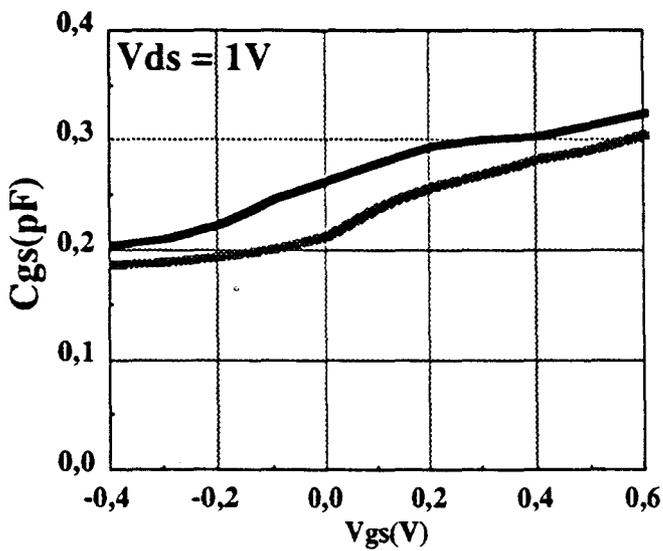
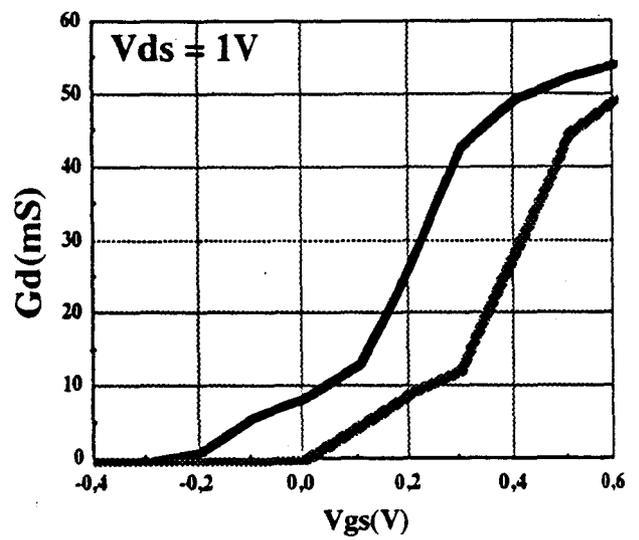
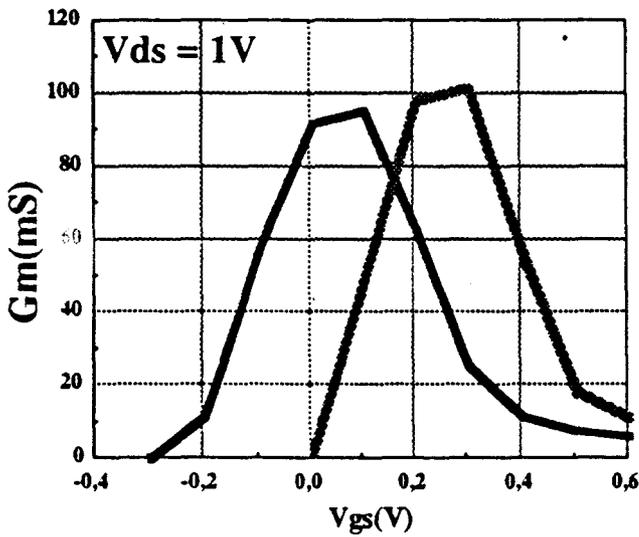
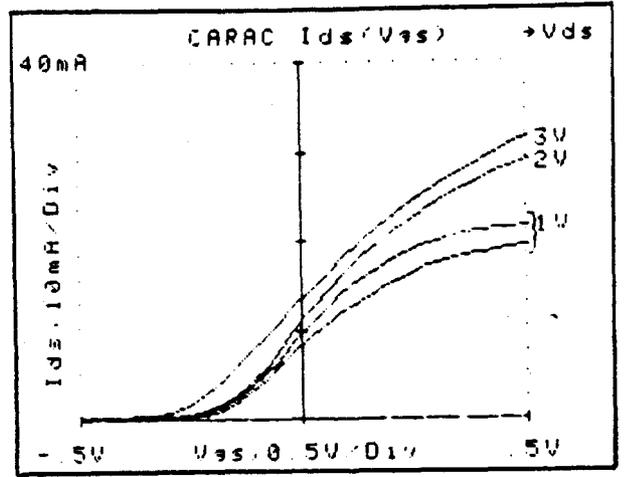
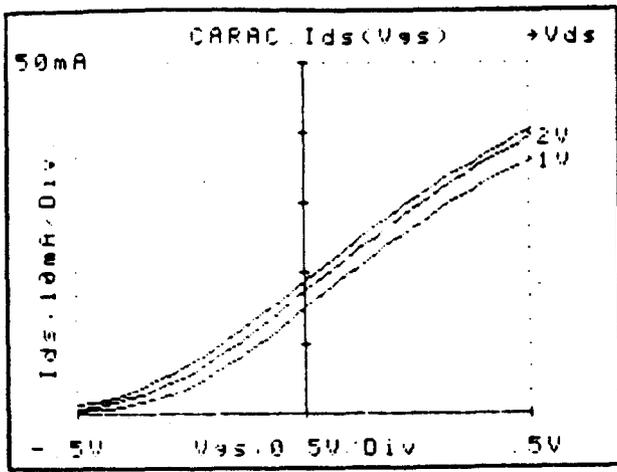
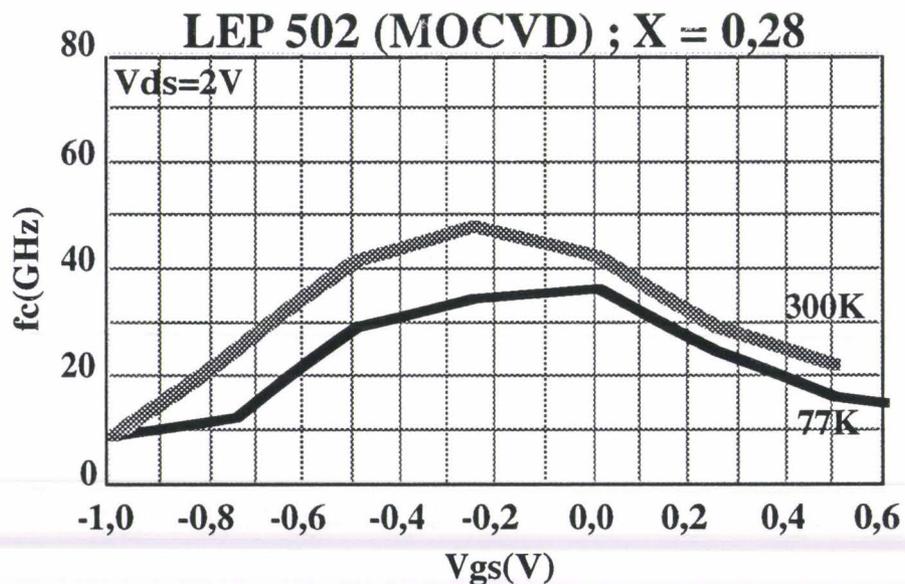
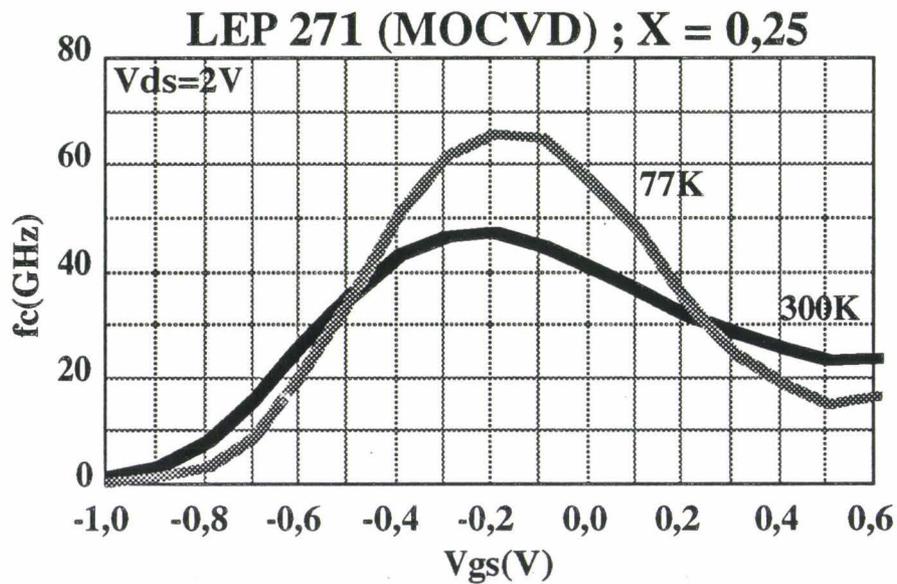
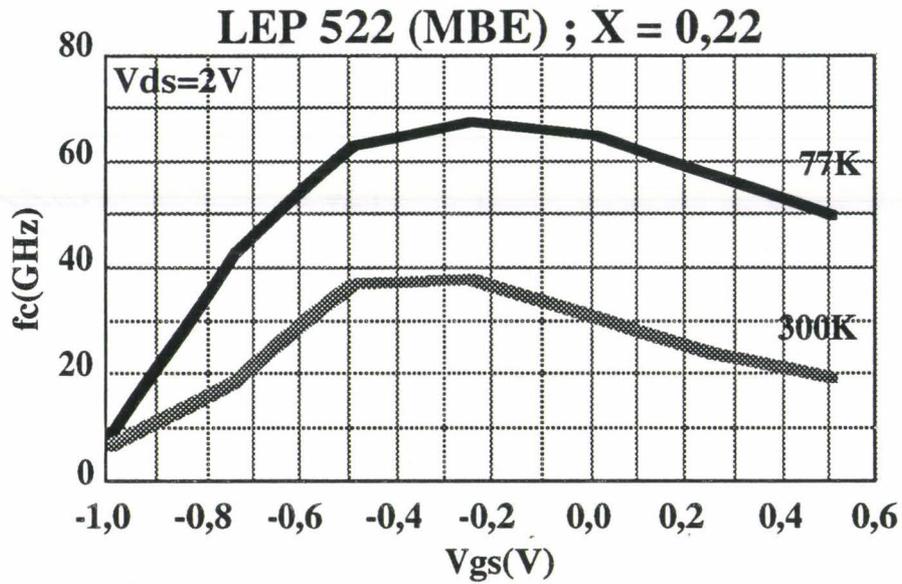


Figure 85 : Comparaison des caractéristiques électriques des composants à 77K avant et après application d'une tension  $V_{ds}$  de 3V . Apparition d'effets d'hystérésis.



**Figure 86 : Comparaison des évolutions en température des fréquences caractéristiques  $f_c = G_m / 2\pi C_{gs}$  pour trois transistors LEP à taux d'AlAs X différent. ( $L_g=0.55\mu\text{m}$  ,  $Z=(6 \times 33)\mu\text{m}$ )**

Nous avons eu la possibilité de disposer de 3 séries de composants du LEP avec des taux d'alliage différents ( $x = 0,22$ ,  $x = 0,25$  et  $x = 0,28$ ) de topologies et technologies identiques. Certes les modes d'épitaxie et les origines de celle-ci ne sont pas les mêmes (MBE pour  $x = 0,22$  et MOCVD pour les autres) : pour parfaire la démonstration, il faudrait unifier les origines des couches, mais cela ne semble pas un paramètre fondamental.

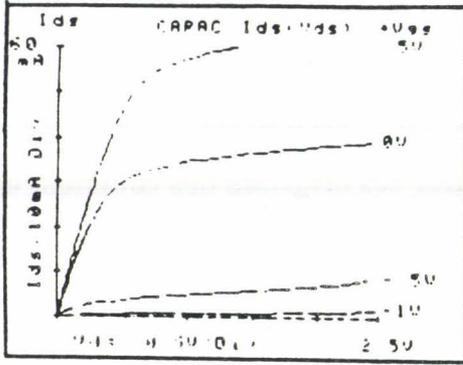
En effet, les courbes représentées figure 86 sont suffisamment éloquents pour prouver explicitement la corrélation forte existant entre l'amélioration des performances des composants en basse température, surtout en terme de fréquence caractéristique et le taux d'alliage. Comme nous le verrons dans le paragraphe suivant, la fréquence caractéristique  $f_c$  est proche de la fréquence de coupure intrinsèque  $f_{c_{int}}$  du gain en courant de court-circuit. Il s'agit des trois transistors à effet de champ possédant une longueur de grille proche de  $0,5 \mu\text{m}$ . L'amélioration relative de la fréquence de coupure intrinsèque du gain en courant qui est de 75 % pour le composant à  $x = 0,22$  n'est plus que de 40 % pour celui à  $x = 0,25$  et disparaît pour le  $x$  le plus élevé.

On peut donc affirmer très clairement que l'amélioration des fréquences de coupure des HEMT en basse température est directement conditionnée par l'utilisation de faibles valeurs du taux d'AlAs  $x$  typiquement égal à 0,22.

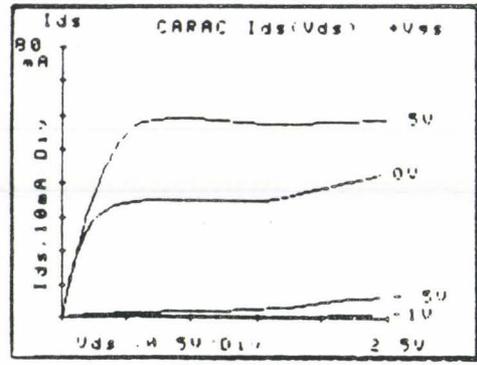
Nous avons constaté pour ces transistors que le décalage de la tension de pincement et l'effet du coude (kink effect) était d'autant plus nette que le taux d'alliage  $x$  est plus élevé.

Il nous faut remarquer que les différents effets parasites signalés (décalage de  $V_p$ , collapse, non amélioration de  $f_c$ ), s'ils ont la même cause physique (piégeage sur les niveaux DX), peuvent être éliminés de manière différente. Ceci est particulièrement évident sur l'exemple représenté figure 87. Les résultats concernent le composant LEP 271 ( $x = 0,25$ ) qui fait apparaître un léger décalage de la tension de pincement, à 77 K et une amélioration modérée de  $f_c$  ; l'existence de ces éléments pouvant être liée à la valeur de  $x$ . Par contre, on a pu faire disparaître totalement l'effet de collapse, grâce à un design approprié de la zone creusée, comme il avait été imaginé par Belache et al [1]. Ces éléments montrent clairement la complexité des mécanismes et la difficulté de leur identification sur des composants dont on ne connaît pas la technologie.

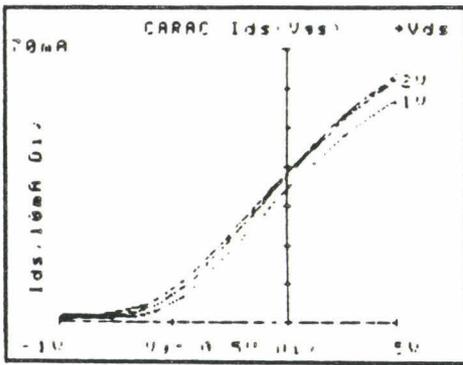
300K



77K



300K



77K

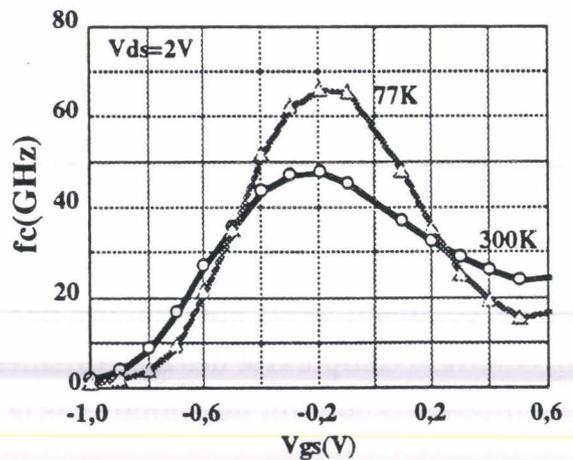
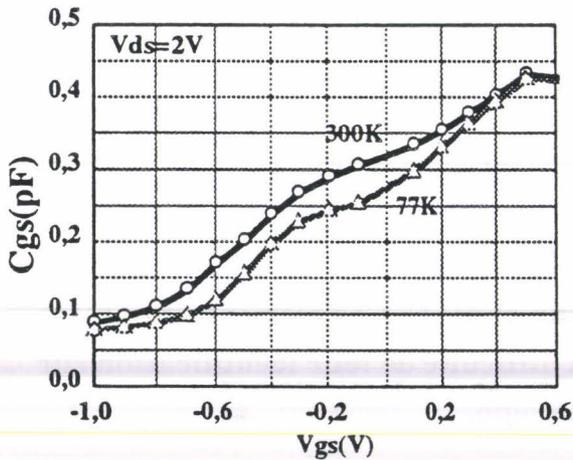
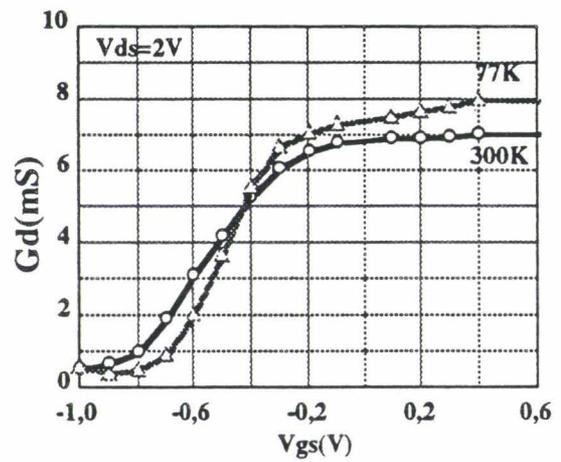
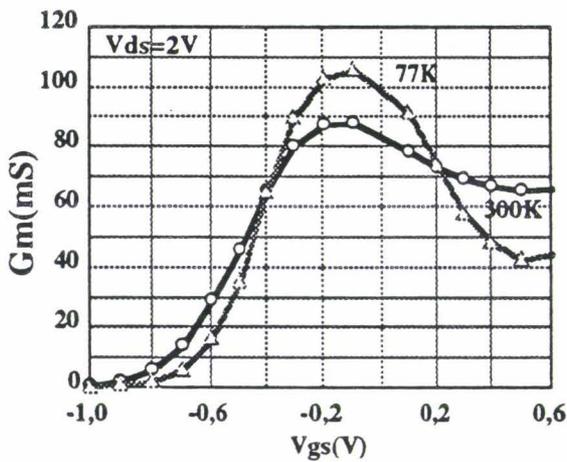
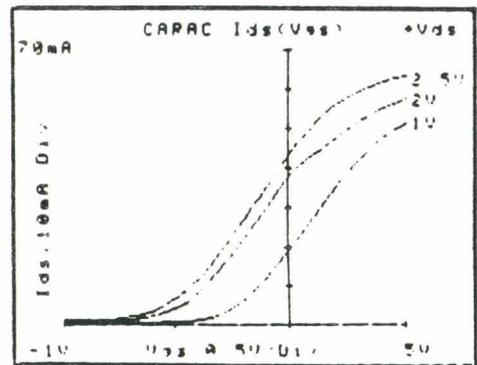


Figure 87 : Caractéristiques statiques et dynamiques aux températures 300K et 77K, pour un composant LEP (MOCVD), X = 0.25 à design de grille optimisé.

## II.2.4. EVOLUTION DES GAINS EN FONCTION DE LA TEMPERATURE

Les performances potentielles d'un transistor à effet de champ sont principalement ses différents gains et leurs fréquences de coupure respectives. Leurs valeurs et leurs évolutions en fonction de la température peuvent être déduites de celles des éléments du schéma équivalent ou des paramètres S mesurés directement. Nous rappelons au préalable rapidement quelques définitions.

### II.2.4.1. RAPPEL DE QUELQUES DEFINITIONS

#### 1) Gain en courant de court-circuit $H_{21}$

Il peut être obtenu par simple conversion des paramètres S mesurés en paramètre H. On peut l'extraire au niveau extrinsèque en incluant les éléments parasites d'accès ou au niveau intrinsèque.

Les relations avec les éléments du schéma équivalent sont très lourdes. Elles peuvent être simplifiées au prix de quelques approximations.

Au niveau intrinsèque, moyennant quelques approximations il peut prendre la forme suivante :

$$\left| H_{21} \right|_{\text{intrinsèque}} \# \frac{G_m}{(C_{gs} + C_{gd}) \omega}$$

ce qui fait apparaître une fréquence de coupure extrapolée du gain intrinsèque :

$$f_{c,\text{int}} \# \frac{G_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd}) \omega}$$

Il faut remarquer qu'elle est souvent proche de la fréquence caractéristique  $F_c$  que nous avons utilisée jusque là

$$f_c \# \frac{G_m}{2\pi C_{gs}}$$

valable si  $C_{gs} \gg C_{gd}$

et qui peut être directement reliée à la dynamique électronique dans le composant.

L'évolution (à 6 dB par octave) du gain en courant de court-circuit extrinsèque fait apparaître ainsi une fréquence de coupure extrapolée extrinsèque dénommée habituellement  $f_T$  pour laquelle un certain nombre de formulations approchées ont été proposées :

$$f_{c_{ext}} \# \frac{G_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd} + C_{pg})} = f_T$$

où  $C_{pg}$  est la capacité parasite du plot de grille.

Notons que certaines formulations font apparaître un coefficient 2 devant le terme  $C_{gd}$ .

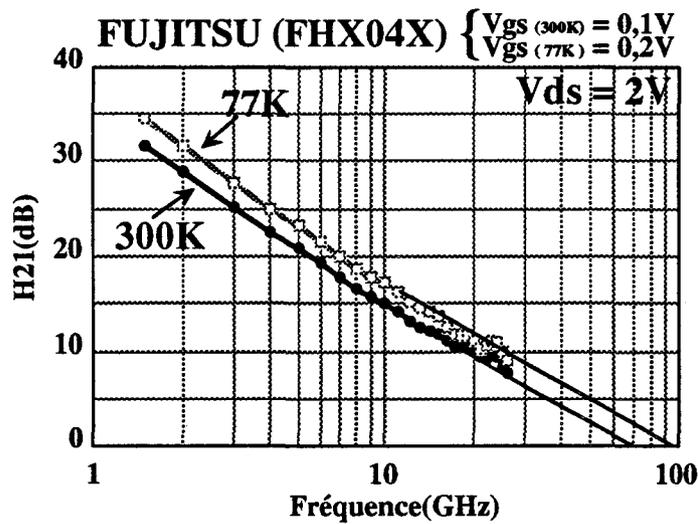
## 2) Gain maximum disponible (MAG) et gain maximum stable (MSG)

On sait que si le coefficient de stabilité du composant est supérieure à 1, on peut définir le gain maximum disponible (Maximum Available power Gain ou MAG). Dans la gamme utilisable il a typiquement une décroissance de 20 dB par décade ; la valeur de  $f_M$ , la fréquence de coupure extrapolée du MAG est un élément fondamental de comparaison des performances des composants. On peut en donner une formulation approchée en fonction des éléments du schéma équivalent.

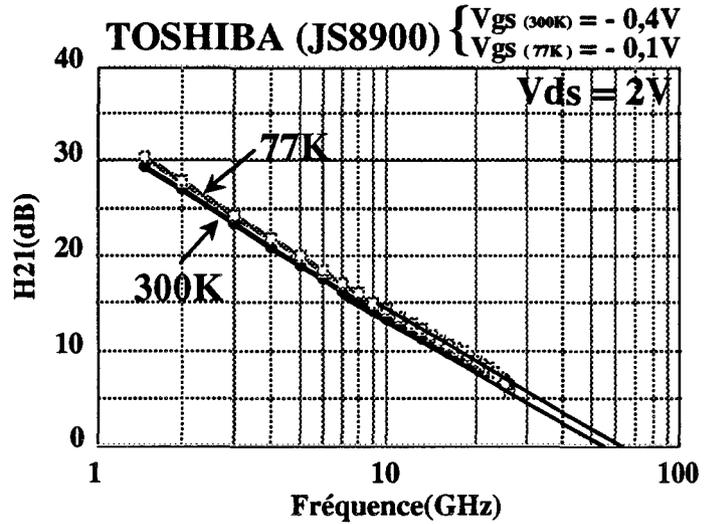
$$f_M \# \frac{f_c}{2\sqrt{G_d} \left[ \left( R_s + R_i + R_g + \Pi f_c L_S \right) + \frac{f_c}{2f_\phi} \left( R_s + R_i + 2R_g + 2\Pi f_c L_S \right) \right]^{\frac{1}{2}}}$$

avec

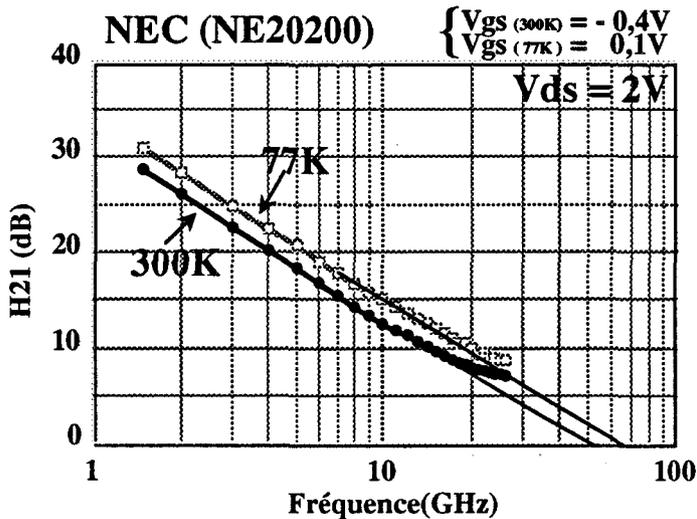
$$f_0 = \frac{G_d}{2\Pi C_{gd}}$$



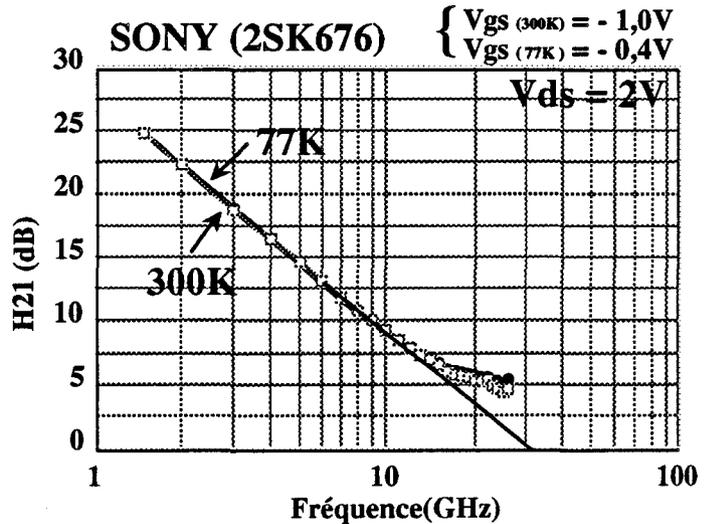
$$\begin{cases} f_{T(300K)} = 67 \text{ GHz} \\ f_{T(77K)} = 92 \text{ GHz} \end{cases}$$



$$\begin{cases} f_{T(300K)} = 52 \text{ GHz} \\ f_{T(77K)} = 61 \text{ GHz} \end{cases}$$



$$\begin{cases} f_{T(300K)} = 50 \text{ GHz} \\ f_{T(77K)} = 63 \text{ GHz} \end{cases}$$



$$\begin{cases} f_{T(300K)} = 30 \text{ GHz} \\ f_{T(77K)} = 30 \text{ GHz} \end{cases}$$

**Figure 88 : Evolutions comparatives du H<sub>21</sub> des différents transistors HEMT suivant la température.**

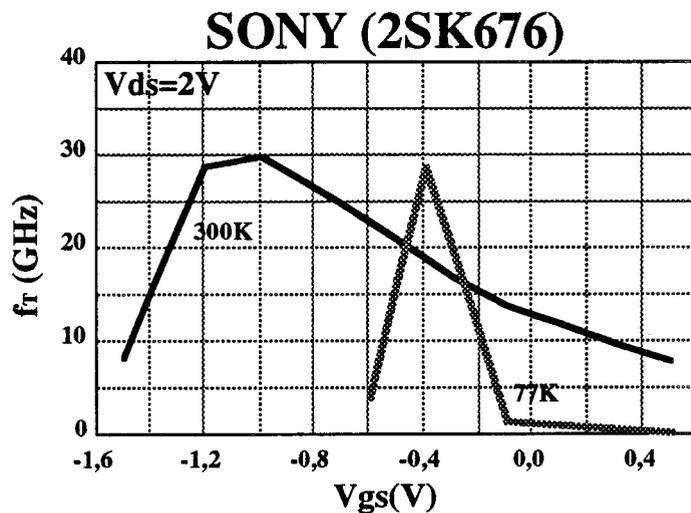
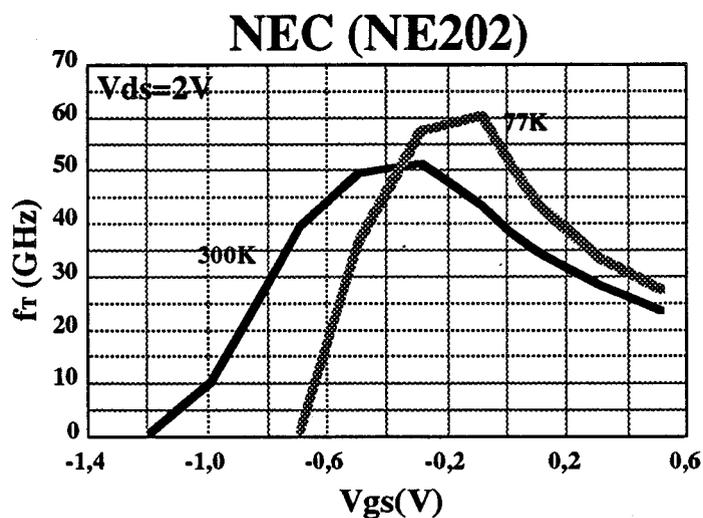
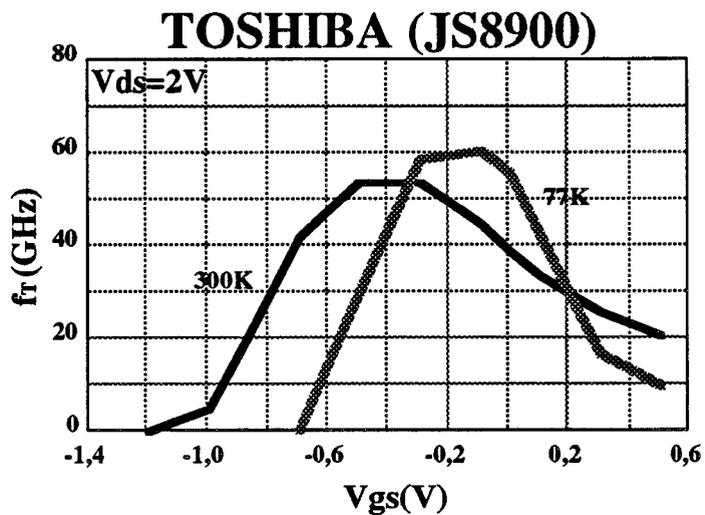
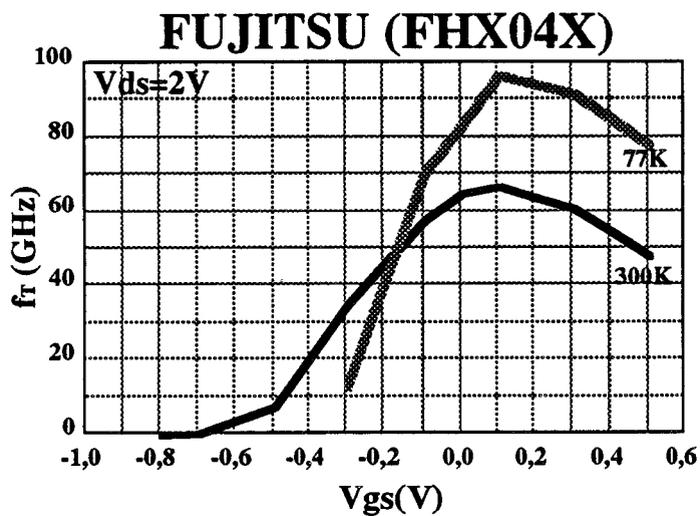
Notons que dans le cas où le coefficient de stabilité est inférieur à 1, on définit le gain maximum stable. C'est notamment le cas dans le domaine basse fréquence. La comparaison des valeurs de ce paramètre fournit des informations sur les possibilités de divers composants.

On définit également le GTU ou gain unilatéral neutrodyne et  $f_{OM}$  la fréquence d'oscillation maximum qui correspond à la fréquence maximum pour laquelle on peut considérer ce quadripôle comme actif.

#### II.2.4.2. RESULTATS TYPIQUES

Nous avons mesuré les paramètres S présentés par les composants aux deux températures et en avons déduit les évolutions des principaux gains en fonction de la température. Sur la figure 88 sont représentées les évolutions du paramètre  $|h_{21}|$  : on peut observer des améliorations très significatives de ces valeurs quand la température diminue et des fréquences de coupure correspondantes pour les composants Fujitsu et NEC et dans une moindre mesure pour le Toshiba. Comme nous l'avons vu précédemment il n'y a pas d'amélioration pour le transistor Sony. Remarquons par ailleurs, la régularité des résultats obtenus au moins jusque 20 GHz et la décroissance en 6 dB/octave.

A titre de comparaison, nous avons représenté sur la figure 89 l'évolution des fréquences de coupure externes  $f_{c_{ext}}$  déduites des valeurs des éléments du schéma équivalent. On observe un accord qualitatif satisfaisant les deux types d'évolutions.



**Figure 89 : Evolutions comparatives en fonction de la température des différents transistors.**

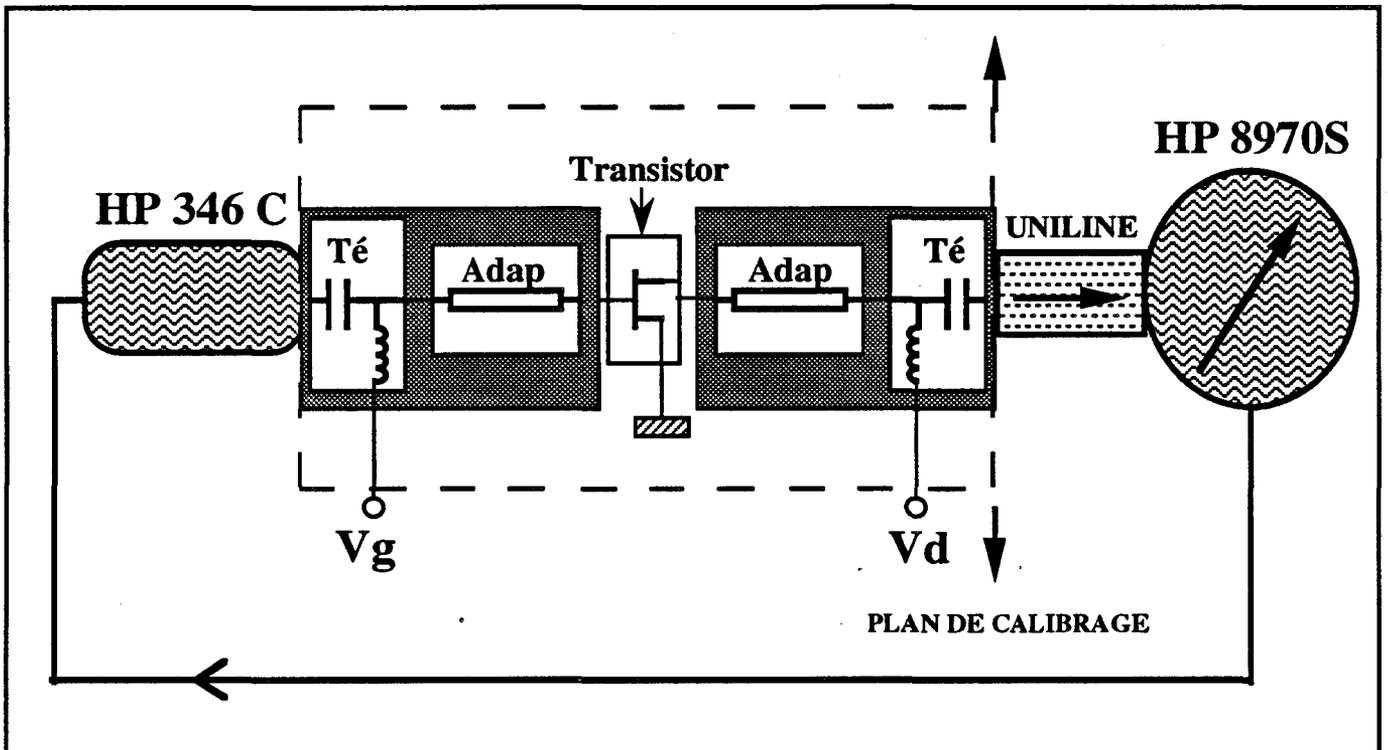


Figure 90 : Schéma du banc de mesure de bruit

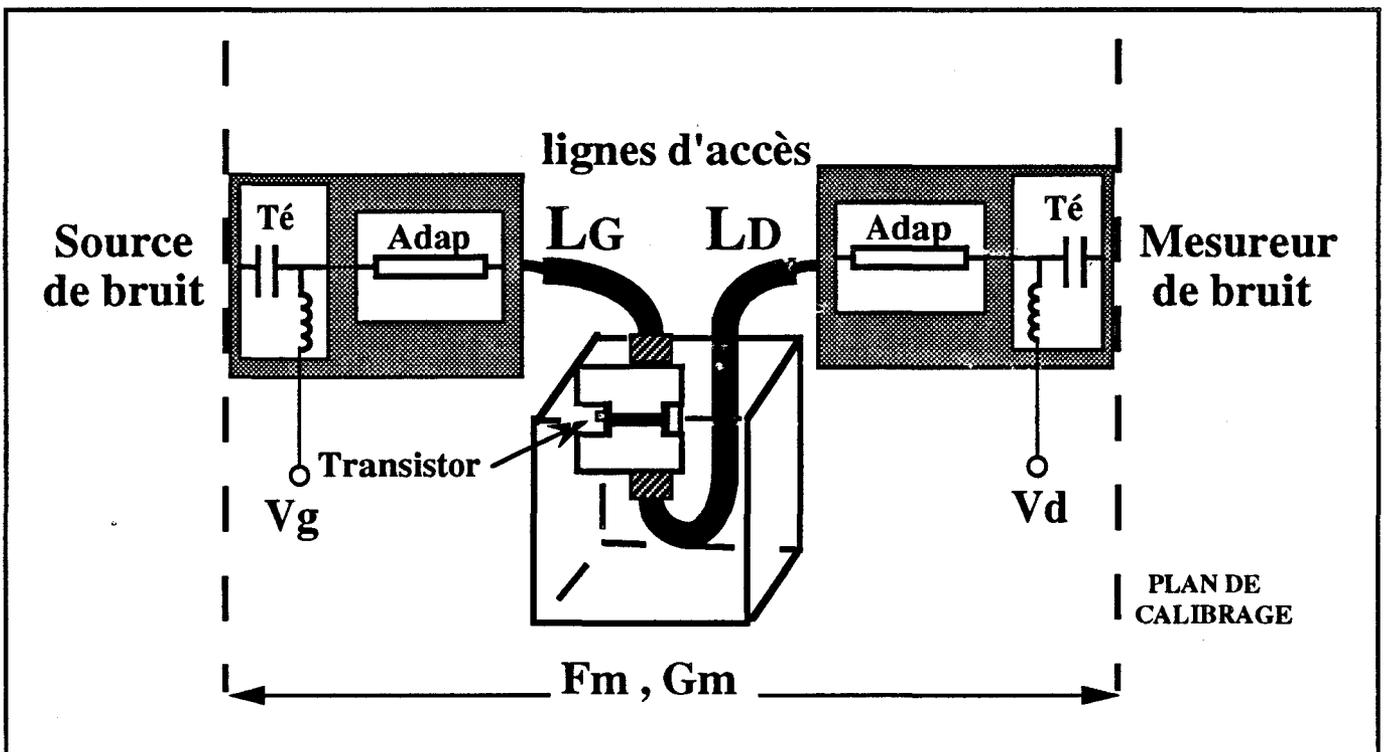


Figure 91 : Aspects particuliers du banc de mesure de bruit en basse température.

### III. COMPORTEMENT EN BRUIT DES TRANSISTORS REFROIDIS

#### III.1. PRINCIPE GENERAL DE LA MESURE DU FACTEUR DE BRUIT AUX DEUX TEMPERATURES 300 K et 77 K

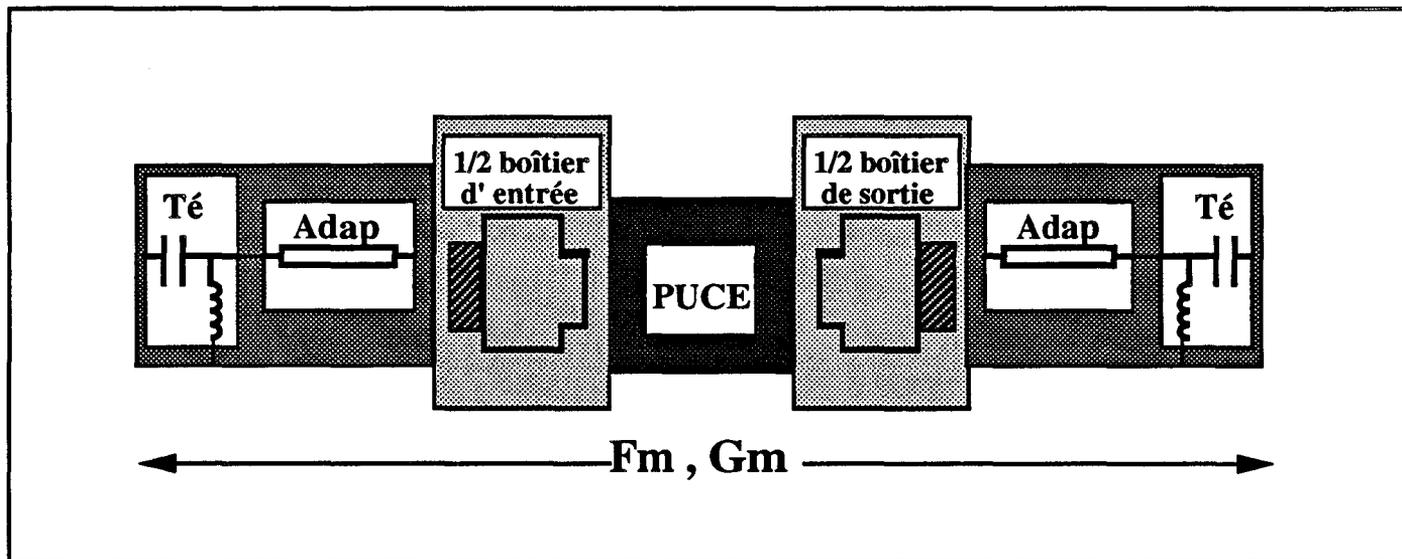
La figure 90 représente le schéma synoptique du banc de mesures du facteur de bruit et du gain à température ambiante d'un composant (D.S.T.) inséré dans une chaîne de mesure. Cette chaîne est semblable à celle utilisée dans les mesures à 800 MHz à ceci près que cette fois, aux fréquences de travail considérées, un élément d'adaptation est placé à la sortie du D.S.T. Par contre, pour les mesures à basse température, en particulier à 77 K, le transistor est placé dans un cryostat de dimensions réduites (figure 91) ; il est donc relié aux adaptateurs d'entrée et de sortie par l'intermédiaire de deux lignes :  $L_G$  du côté de la grille,  $L_D$  du côté drain.

Ainsi, l'ensemble du dispositif constitué à une fréquence et un point de polarisation donné peut être considéré comme l'association de plusieurs quadripôles en cascade.

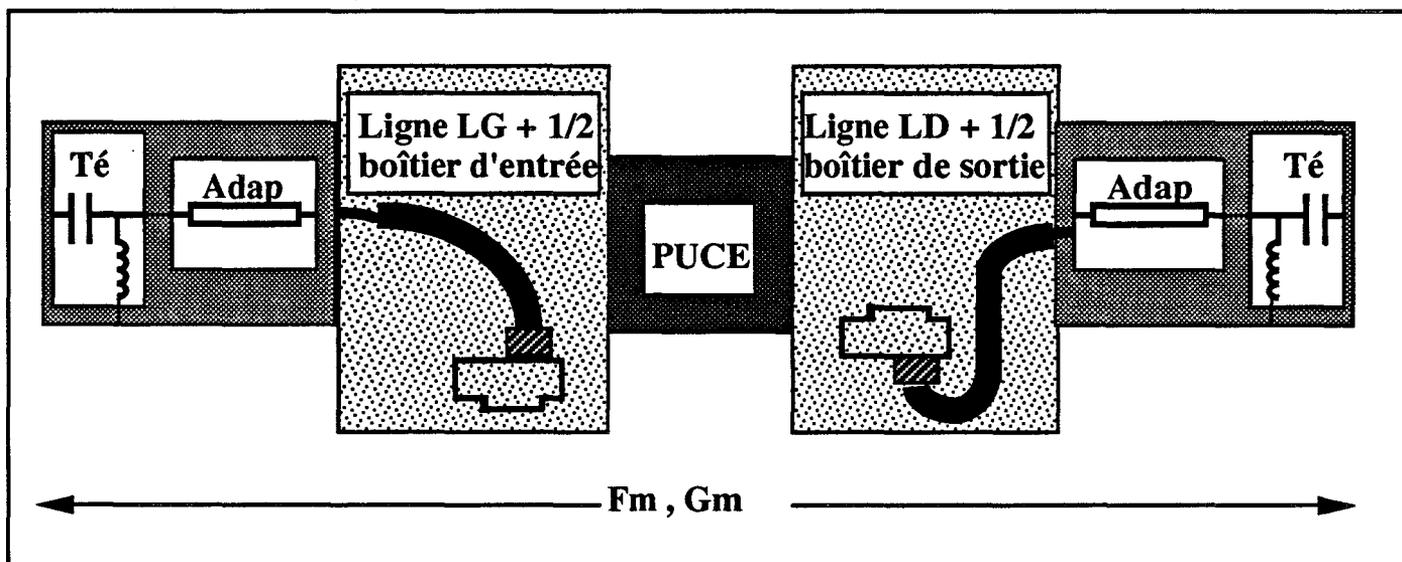
Suivant la température de mesure, la situation est différente.

##### 1) Cas des mesures à température ambiante (figure 92)

- Le premier quadripôle est constitué du Té de polarisation et de l'adaptateur situé du côté grille ;



**Figure 92 : Schéma détaillé du banc de mesure de bruit à température ambiante.**



**Figure 93 : Schéma détaillé du banc de mesure de bruit pour les basses températures.**

- Le second correspond au demi-boîtier d'entrée qui permet d'accéder à la puce ;
- Le troisième quadripôle correspond au transistor lui-même.

Les autres quadripôles représentent les mêmes éléments, mais cette fois du côté drain.

### 2) Cas des mesures à température de l'azote liquide (figure 93)

La différence par rapport au cas précédent (300 K) est que le second quadripôle est cette fois-ci l'association d'une ligne  $L_G$  reliant l'adaptateur à l'entrée de la cellule de mesure. Du côté sortie de la puce, nous trouvons un élément identique (ligne  $L_D + \frac{1}{2}$  boîtier de sortie).

## III.2. METHODE GENERALE D'EXTRACTION DU FACTEUR DE BRUIT ET DU GAIN ASSOCIE

Le problème se pose de la manière suivante :

Nous mesurons  $F_m$  et  $G_m$ , les facteurs de bruit et gain associé respectivement pour la chaîne entière. De cet ensemble il faut extraire avec précision les valeurs propres des facteurs de bruit  $NF$  et gain associé  $G_{ass}$  du transistor lui-même.

La chaîne de mesure figure 94 est constituée de cinq quadripôles  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$ ,  $Q_4$  et  $Q_5$  en cascade caractérisés respectivement par leur matrice de dispersion, leur facteur de bruit et leur gain de puissance disponible. L'utilisation de la formule de Friis [68] adaptée aux quadripôles constituant cette chaîne permet d'obtenir le facteur de bruit total mesuré.

$$F_m = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{NF - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_{ass}} + \frac{F_5 - 1}{G_1 G_2 G_{ass} G_4}$$

$$\text{et } G_m = G_1 G_2 G_{ass} G_4 G_5$$

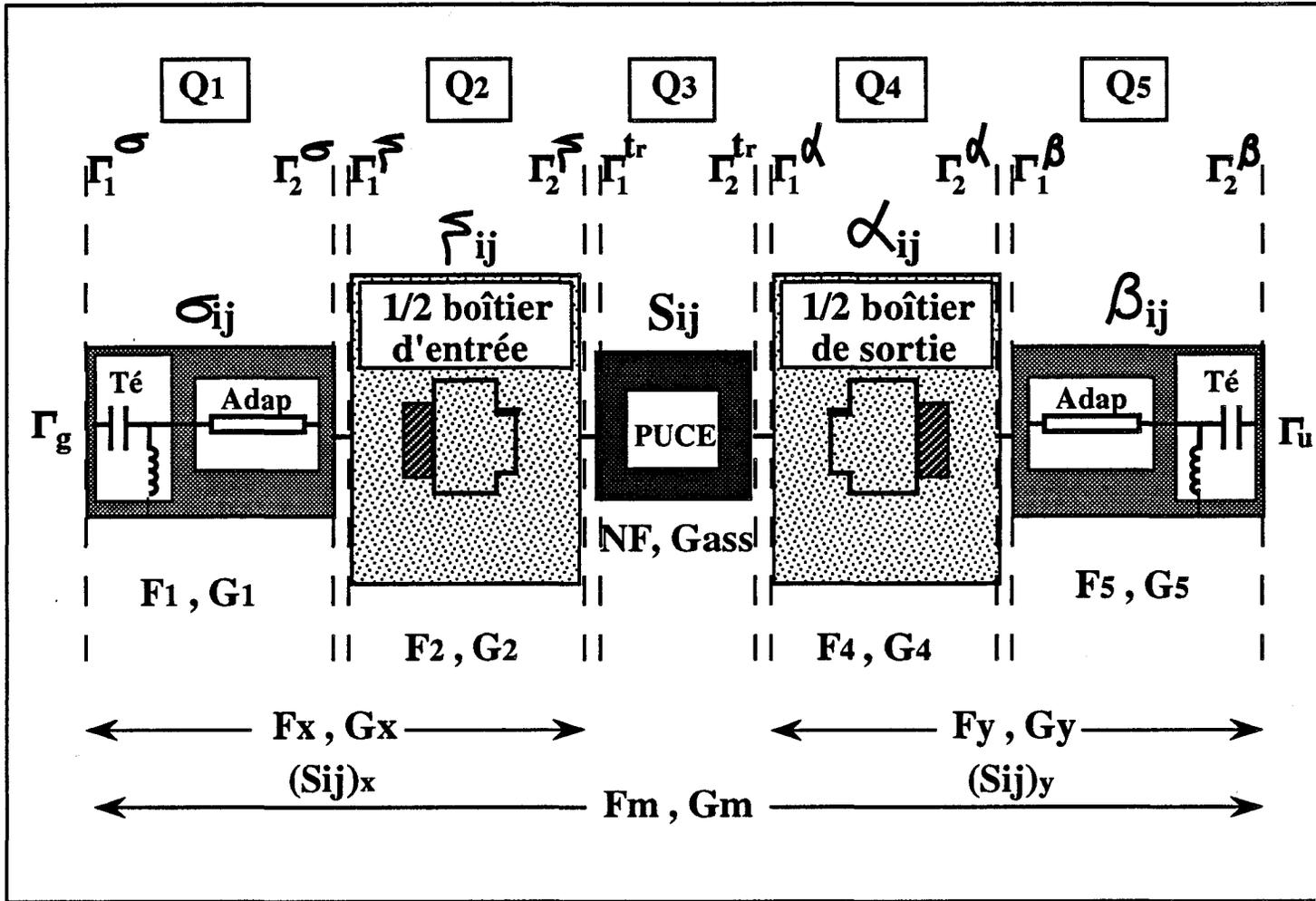


Figure 94 : Représentation quadripolaire du banc utilisé dans l'exploitation des résultats de mesure à température ambiante.

Le gain en puissance disponible de l'ensemble est égal au produit des gains de puissance disponible de chaque quadripôle.

La détermination du couple (NF, G<sub>ass</sub>) nécessite la connaissance des couples suivants :

(F<sub>1</sub>, G<sub>1</sub>), (F<sub>2</sub>, G<sub>2</sub>), (F<sub>4</sub>, G<sub>4</sub>) et (F<sub>5</sub>, G<sub>5</sub>)

Par ailleurs, nous savons que dans le cas d'un quadripôle passif inséré dans un dispositif à température uniforme, son gain est l'inverse de son facteur de bruit.

$$G_i = \frac{1}{F_i}$$

Cette relation ne sera plus vérifiée si la température du système n'est pas uniforme : ce sera le cas en basse température.

En conséquence, la méthodologie sera différente selon la température :

- à la température ambiante, il suffira d'évaluer G<sub>1</sub>, G<sub>2</sub>, G<sub>4</sub> et G<sub>5</sub> et on pourra réaliser directement l'extraction de NF et G<sub>ass</sub> ;

- en basse température, il faudra mesurer G<sub>1</sub>, G<sub>2</sub>, G<sub>4</sub> et G<sub>5</sub> ; on pourra écrire F<sub>1</sub> = 1/G<sub>1</sub> et F<sub>5</sub> = 1/G<sub>5</sub> car ces éléments sont à la température ambiante. Mais il faudra évaluer de plus F<sub>2</sub> et F<sub>4</sub>. Ces points feront l'objet d'une discussion séparée.

En tout état de cause, il faut évaluer d'abord les gains en puissance disponible des divers éléments :

- pour les adaptateurs et circuit de polarisation (bias) la mesure des caractéristiques se fait, après démontage de ceux-ci, à l'analyseur de réseau, cela pour chaque fréquence et chaque point de polarisation.

- En ce qui concerne la prise en compte des contributions des deux quadripôles associés au demi-boîtiers à 300 K, deux cas peuvent être envisagés.

1) Nous avons considéré chaque demi-boîtier comme étant une ligne de transmission, caractérisée par un coefficient d'atténuation. Sa matrice représentative est alors la suivante :

$$\begin{bmatrix} 0 & S_{12} \\ S_{21} & 0 \end{bmatrix}$$

L'avantage de cette représentation qui a été utilisée de façon assez systématique au laboratoire est sa facilité d'exploitation, il faut noter qu'il est impossible dans ce cas d'accéder à la valeur du coefficient de réflexion ramené dans le plan du transistor.

2) La seconde représentation associée à chaque demi-boîtier leur matrice de répartition complète

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

La détermination est plus difficile dans ce cas. Nous avons évoqué les étapes de mesure et de calcul dans le précédent chapitre. Nous rappelons que la principale difficulté réside dans une maîtrise parfaite des différentes étapes dans la procédure de calibrage.

Cette deuxième méthode nous permet par contre de déterminer l'impédance optimale à présenter dans le plan du transistor. Malgré ses difficultés, c'est la méthode que nous avons choisi d'utiliser.

- Pour l'ensemble ligne +  $\frac{1}{2}$  boîtier à basse température, la matrice de répartition est déterminée une fois pour toute par la technique de calibrage cascade, décrite précédemment, dans le paragraphe relatif à la détermination des paramètres d'erreurs.

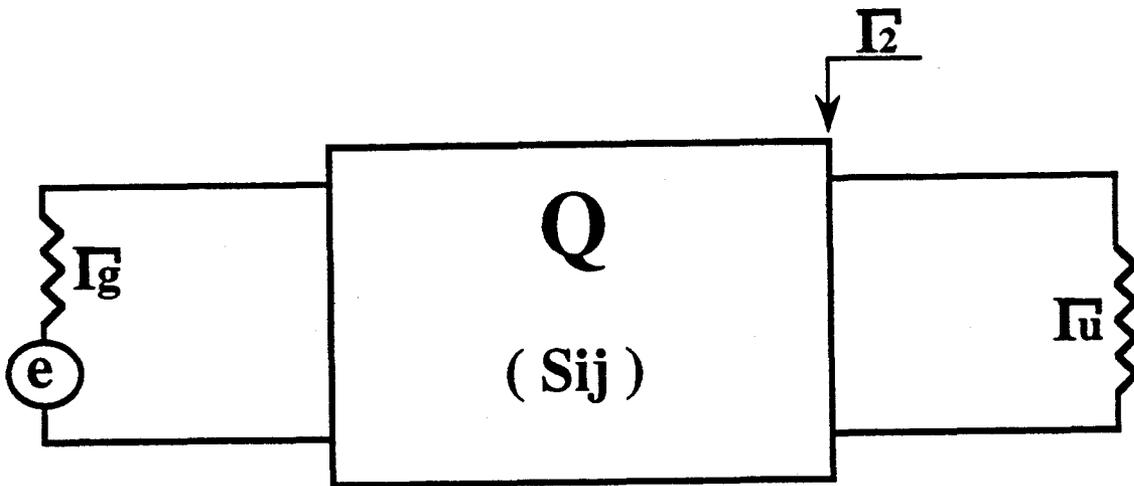
Par ailleurs, nous utilisons un programme d'exploitation qui nous permet de calculer les paramètres de dispersion correspondant à la mise en cascade des quadripôles passifs constitués des ensembles d'entrée et de sortie suivants :

- Tés + adaptateurs et  $\frac{1}{2}$  boîtiers (cas 300 K)
- Tés + adaptateurs et lignes +  $\frac{1}{2}$  boîtiers (cas 77 K).

Dans le paragraphe suivant, nous rappelons les formules donnant les gains en puissance disponible des divers éléments dans le cas où les coefficients de réflexion de la source  $\Gamma_g$  (générateur de bruit) et de la charge  $\Gamma_u$  sont nuls.

### III.3. CALCUL DES GAINS DE PUISSANCE DISPONIBLE DES QUADRIPOLES UTILISES

Considérons la figure ci-dessous qui représente le cas le plus général d'un quadripôle alimenté par une source de coefficient de réflexion  $\Gamma_g$  et chargé par une impédance de coefficient de réflexion  $\Gamma_u$ .



L'expression générale du gain en puissance disponible d'un quadripôle Q est donnée par

$$G_a = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2)}{|1 - S_{11} \Gamma_g|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)}$$

$\Gamma_2$  est le coefficient de réflexion équivalent vu de la sortie du quadripôle

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21}}{1 - S_{11} \Gamma_g}$$

**\* le quadripôle Q1 est constitué de :**

- l'adaptateur et du Té de polarisation d'entrée. La source de bruit étant adaptée (ou munie d'un isolateur).

on a :

$$\Gamma_g = 0 \quad \text{d'où} \quad \Gamma_2^\sigma = \sigma_{22}$$

le gain  $G_1$  a donc pour expression :

$$G_1 = \frac{|\sigma_{21}|^2}{1 - |\sigma_{22}|^2}$$

**\* Le quadripôle Q2 est constitué de :**

- soit du  $\frac{1}{2}$  boîtier d'entrée à 300 K.

- soit de la ligne  $L_G$  et du  $\frac{1}{2}$  boîtier d'entrée à 77 K.

Dans ces conditions, on a :

$$\Gamma_g^\zeta = \sigma_{22} \quad , \quad \Gamma_2^\zeta = \zeta_{22} + \frac{\zeta_{12} \zeta_{21} \sigma_{22}}{1 - \zeta_{11} \sigma_{22}}$$

$$G_2 = \frac{|\zeta_{21}|^2 (1 - |\sigma_{22}|^2)}{|1 - \zeta_{11} \sigma_{22}|^2 (1 - |\Gamma_2^\zeta|^2)}$$

**\* Le quadripôle Q4 est constitué de :**

- soit de  $\frac{1}{2}$  boîtier de sortie à 300 K.

- soit de la ligne  $L_D$  et du  $\frac{1}{2}$  boîtier de sortie à 77 K.

On fait l'hypothèse que le transistor est adapté en sortie ce qui entraîne

$$\Gamma_g^{\alpha} = \Gamma_2^{\text{tr}} = (\Gamma_1^{\alpha})^*$$

De plus, le coefficient de réflexion de la charge  $\Gamma_u$  est supposé nul.

$$\Gamma_1^{\beta} = \beta_{11}$$

$$\Gamma_1^{\alpha} = \alpha_{11} + \frac{\alpha_{12} \alpha_{21} \beta_{11}}{1 - \alpha_{22} \beta_{11}} \quad \Gamma_2^{\alpha} = \alpha_{22} + \frac{\alpha_{12} \alpha_{21} (\Gamma_1^{\alpha})^*}{1 - \alpha_{11} (\Gamma_1^{\alpha})^*}$$

$$G_4 = \frac{|\alpha_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1^{\alpha}|^2)}{|1 - \alpha_{11} (\Gamma_1^{\alpha})^*|^2 (1 - |\Gamma_2^{\alpha}|^2)}$$

\* Le quadripôle  $Q_5$  est constitué de :

- l'adaptateur et Té de polarisation de sortie qui sont tels que

$$\Gamma_g^{\beta} = \Gamma_2^{\alpha}$$

$$\Gamma_2^{\beta} = \beta_{22} + \frac{\beta_{12} \beta_{21} \Gamma_2^{\alpha}}{1 - \beta_{11} \Gamma_2^{\alpha}}$$

$$G_5 = \frac{|\beta_{21}|^2 (1 - |\Gamma_2^{\alpha}|^2)}{|1 - \beta_{11} \Gamma_2^{\alpha}|^2 (1 - |\Gamma_2^{\beta}|^2)}$$

Nous remarquons que le coefficient de réflexion  $\Gamma_2^{\zeta}$  n'est autre que l'impédance optimale ramenée au plan d'entrée de l'échantillon. D'autre part, nous rappelons que ces formules sont valables dans le cas où les hypothèses suivantes sont vérifiées :

- coefficients de la source de bruit et de la charge (ligne unidirectionnelle + mesureur) nuls;
- adaptation du transistor en sortie.

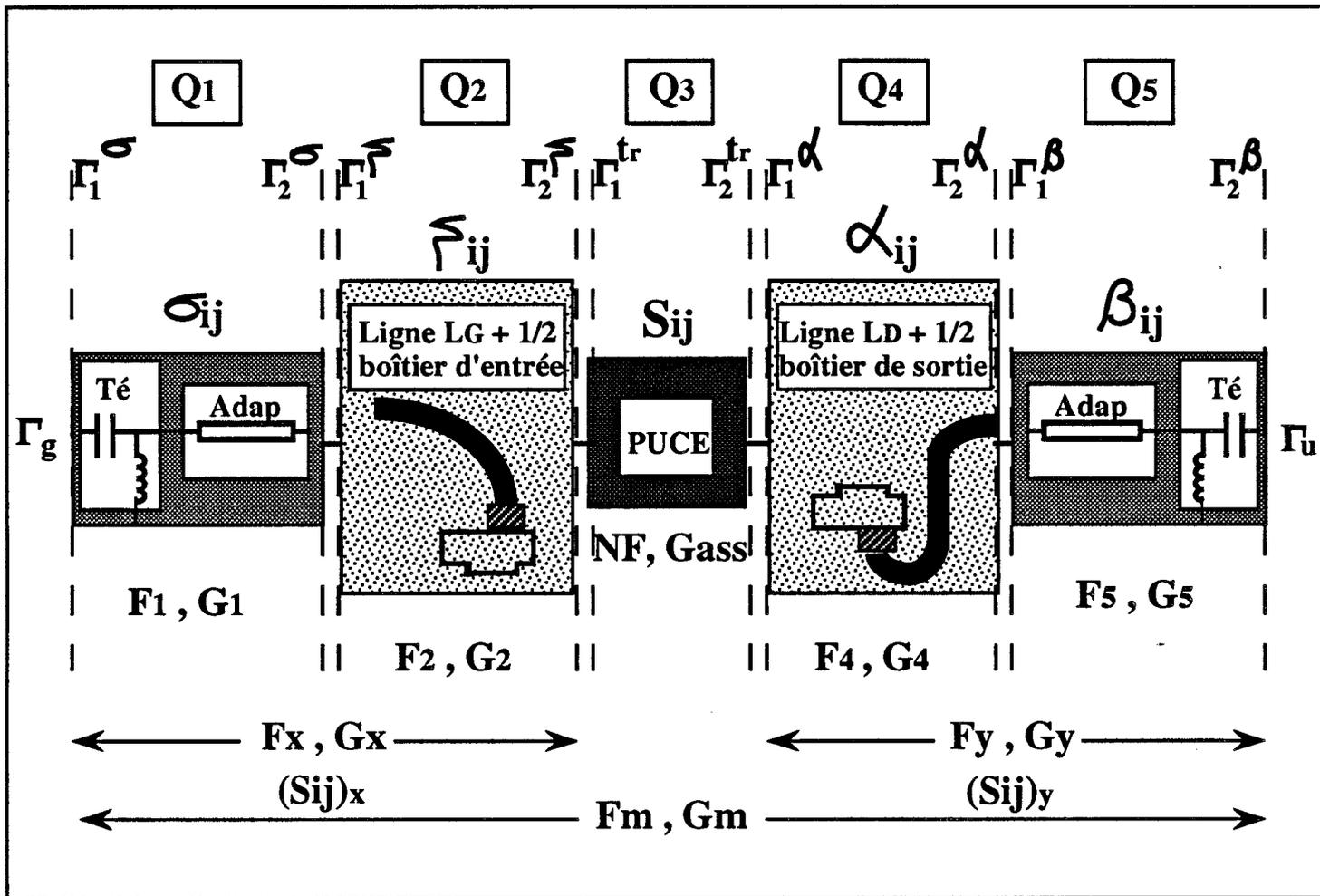


Figure 95 : Représentation quadripolaire du banc utilisé dans l'exploitation des résultats de mesure à basse température.

En résumé, à partir des mesures directes ou indirectes des paramètres de dispersion de chacun des éléments, on peut accéder aux différents gains en puissance disponible et donc aux différents facteurs de bruit à la température ambiante.

Nous rappelons qu'en basse température, la chaîne de mesure est complétée par les éléments d'accès au cryostat figure 95. Pour le calcul des différents paramètres, la méthodologie reste identique à celle développée à température ambiante, seule la caractérisation des ensembles lignes +  $\frac{1}{2}$  boîtiers refroidis devra être prise en compte de manière particulière.

Comme nous l'avons dit précédemment, en ce qui concerne les lignes et les  $\frac{1}{2}$  boîtiers, leur température n'est pas uniforme et elle est différente de l'ambiante. Nous allons envisager maintenant ce point particulier et préciser la méthode employée pour évaluer les facteurs de bruit des quadripôles  $Q_2$  et  $Q_4$ .

### **III.4. PROBLEME DE LA NON UNIFORMITE DE LA TEMPERATURE DANS LE SYSTEME DE MESURE**

La non uniformité en température pose deux types de problèmes :

- d'une part pour un quadripôle passif dont la température physique  $T_\phi$  est distincte de la température de mesure du système, le facteur de bruit n'est plus égal à l'atténuation :

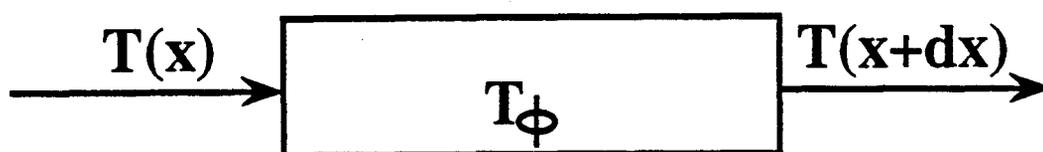
$$F_i \neq A_i = \frac{1}{G_i}$$

- d'autre part, la distribution de température dans le système en particulier le long des lignes entre l'adaptateur (300 K) et la puce (77 K) est difficile à appréhender.

Le calcul de la température de bruit de sortie  $T_{BS}$  d'un quadripôle  $Q$  porté à une température physique  $T_\phi$  différente de l'ambiante ou du système de mesure peut se faire de diverses manières. Nous en citons, ici deux méthodes typiques qui aboutissent au même résultat.

1er Méthode [67]:

Nous considérons pour cela un quadripôle passif constitué d'une ligne à pertes pour laquelle l'atténuation est "a" par unité de longueur et la température physique est  $T_\phi$ . Dans une telle structure, la température équivalente de bruit  $T$  liée au bilan des puissances de bruit évolue continuellement de l'entrée vers la sortie. L'écart de température équivalente de bruit  $dT$  entre les extrémités d'une section infinitésimale "dx" de la ligne est égale à :



$$dT = -T a dx + T_\phi a dx$$

- le premier terme représente "l'absorption" de puissance de bruit donnée par la température équivalente  $T$  ;
- le deuxième terme représente "l'émission" propre de la ligne considérée à température physique  $T_\phi$ .

$$dT = (T_\phi - T) a dx$$

Nous posons  $d\tau = a dx$  et nous résolvons l'équation différentielle :

$$dT = (T_\phi - T) d\tau$$

L'utilisation des conditions initiales suivantes :

$$T(x = 0) = T_e \text{ et } T(dx) = T_{BS}$$

$T_e$  : température équivalente de bruit à l'entrée

$T_{BS}$  : température équivalente de bruit de sortie.

conduit à :

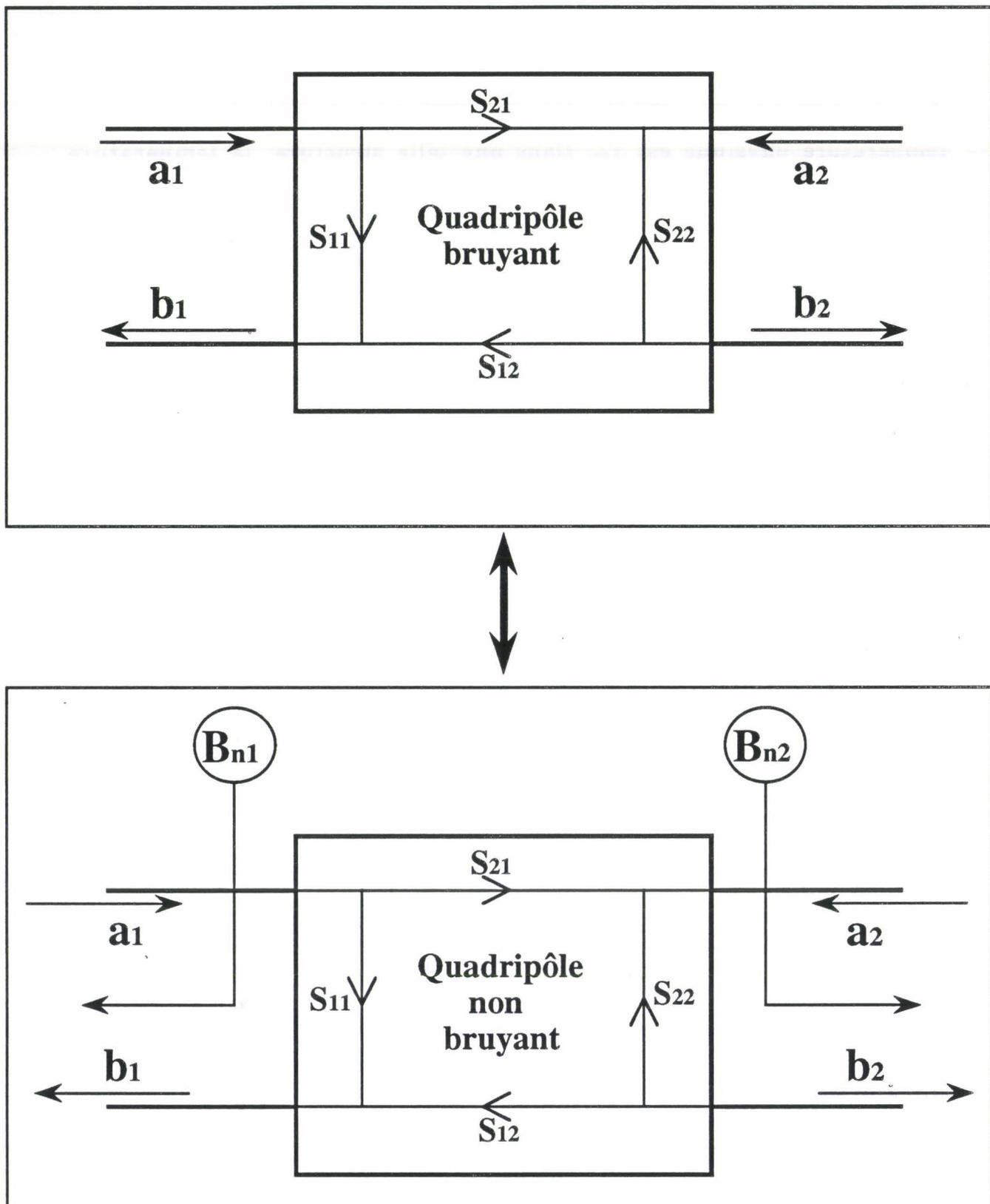


Figure 96 : Représentation équivalente en onde de bruit d'un quadripôle passif bruyant.

$$T_{BS} = T_e e^{-\tau} + T_\phi (e^\tau - 1) e^{-\tau}$$

En fait  $e^{-\tau}$  représente le gain de puissance disponible ou l'inverse de l'atténuation de la ligne.

$$T_{BS} = G \left[ T_e + T_\phi \left( \frac{1}{G} - 1 \right) \right]$$

soit

$$T_{BS} = \frac{T_e}{A} + T_\phi \left( 1 - \frac{1}{A} \right)$$

la température de bruit du quadripôle ramenée à l'entrée vaut par définition :

$$T_B = T_\phi (A - 1)$$

### 2e Méthode [86] :

Dans ce cas le calcul de  $T_{BS}$  utilise la représentation d'un quadripôle bruyant avec ses ondes de bruit en entrée  $B_{n1}$  et de sortie  $B_{n2}$ , comme le montre la figure 96. La matrice de dispersion équivalente de ce quadripôle est la suivante :

$$\begin{cases} b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 + B_{n1} \\ b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 + B_{n2} \end{cases}$$

Les paramètres de bruit correspondant à cette représentation sont les températures équivalentes de bruit  $T_{B1}$  et  $T_{B2}$  et le coefficient de corrélation  $C_B = |C_B| e^{j\phi_C}$ , où

$$T_{B1} = \frac{\overline{|B_{n2}|^2}}{k B}, \quad T_{B2} = \frac{\overline{|B_{n1}|^2}}{k B}, \quad C_B = \frac{\overline{B_{n1}^* B_{n2}}}{\sqrt{\overline{|B_{n1}|^2} \overline{|B_{n2}|^2}}}$$

La matrice de bruit caractérisant ce quadripôle [87] est alors la suivante :

$$\begin{bmatrix} T_{B_1} & T_c e^{j\phi c} \\ T_c e^{-j\phi c} & T_{B_2} \end{bmatrix} = \frac{1}{2k} \begin{bmatrix} \overline{B_{n_1} B_{n_1}^*} & \overline{B_{n_1} B_{n_2}^*} \\ \overline{B_{n_1}^* B_{n_2}} & \overline{B_{n_2} B_{n_2}^*} \end{bmatrix}$$

Les températures équivalentes de bruit d'un quadripôle passif ayant une température physique  $T_\phi$  s'expriment de la façon suivante :

$$T_{B_1} = T_\phi \left( 1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2 \right)$$

$$T_{B_2} = T_\phi \left( 1 - |S_{22}|^2 - |S_{21}|^2 \right)$$

$$T_c e^{j\phi c} = T_\phi \left( -S_{11} S_{21}^* - S_{12} S_{22}^* \right)$$

Dans le cas où le quadripôle passif est sans réflexion ( $S_{11} \neq 0$ ,  $S_{22} \neq 0$ ), la démonstration est immédiate :

$$T_{B_2} \neq T_\phi \left( 1 - |S_{21}|^2 \right) \quad \text{et} \quad b_2 \neq S_{21} a_1 + B_{n_2}$$

La puissance de l'onde de bruit de sortie  $\langle bb^* \rangle$  est alors donnée par :

$$|b_2|^2 = |S_{21}|^2 |a_1|^2 + |B_{n_2}|^2$$

Nous utilisons le fait que :

$|B_{n_2}|^2$  est proportionnel à  $T_{B_2}$

de même pour :

$|b_2|^2$  est fonction linéaire de  $T_{BS}$

$|a_1|^2$  est fonction linéaire de  $T_e$

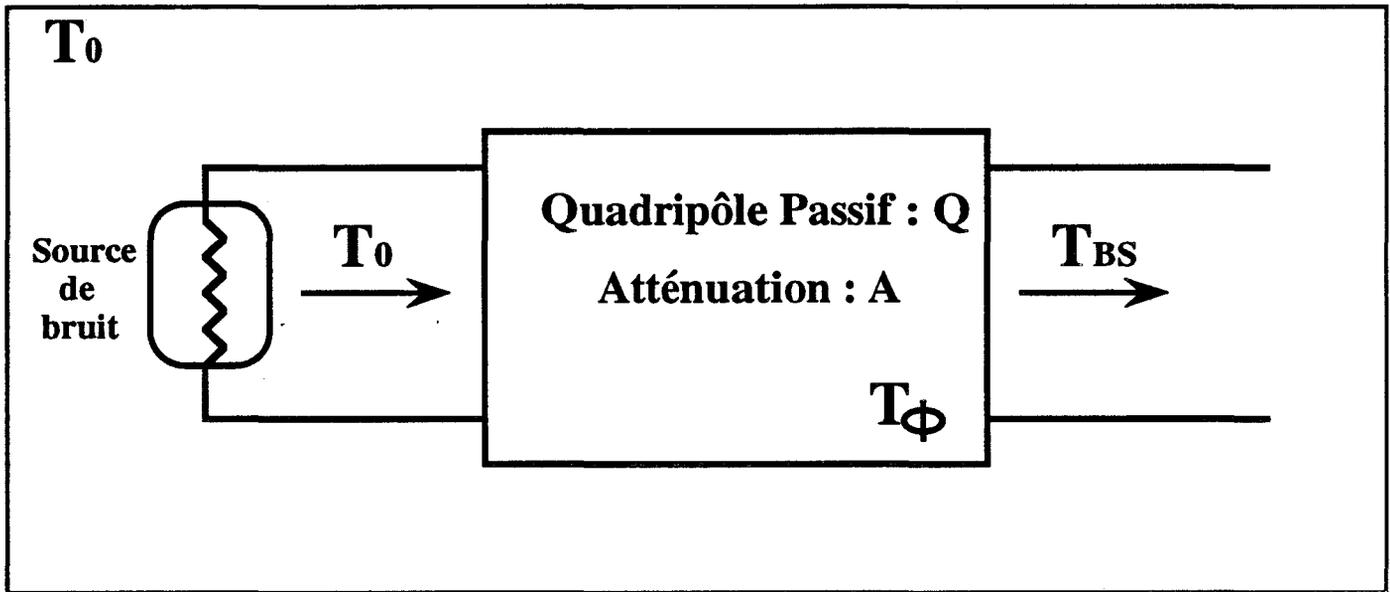
et

$|S_{21}|^2$  représente directement  $G$  le gain de puissance disponible.

nous trouvons  $T_{BS} \neq G T_e + T_{B_2}$  et  $T_{B_2} \neq T_\phi (1 - G)$

donc :  $T_{BS} = G T_e + T_\phi (1 - G)$

ou #



**Figure 97 : Puissance de bruit à la sortie d'un quadripôle passif porté à une température  $T_{\phi}$  différente de  $T_0$ .**

Finalement :

$$T_{BS} = \frac{T_e}{A} + T_\phi \left(1 - \frac{1}{A}\right)$$

En conclusion, dans le cas d'un quadripôle à pertes (figure 97) porté à une température physique  $T_\phi$  et inséré dans un système de mesure porté à la température  $T_0$  (par exemple  $T$  ambiante), la température de bruit [88] de sortie  $T_{BS}$  est donnée par :

$$T_{BS} = \frac{T_0}{A} + T_\phi \left(1 - \frac{1}{A}\right)$$

le facteur de bruit correspondant est :

$$F = 1 + \frac{T_\phi}{T_0} (A - 1)$$

soit

$$F = 1 + k (A - 1) \quad \text{avec} \quad k = \frac{T_\phi}{T_0}$$

### Problème de la distribution de puissance

Dans les conditions de l'expérience, la formule précédente ne peut être appliquée telle quelle pour les quadripôles  $Q_2$  et  $Q_4$ . En effet, la totalité des lignes d'amenée et du boîtier ne sont pas à la température de l'azote liquide : le boîtier et une partie des lignes se trouvent bien à 77 K, mais le reste est à une température intermédiaire.

On pourrait estimer que tout se passe comme si l'ensemble se trouvait à une température égale à la moyenne  $\frac{(300 \text{ K} + 77 \text{ K})}{2}$ , dans ce cas

$$F = 1 + k'(A - 1) \quad \text{avec} \quad k' = \frac{T'_\phi}{T_0}$$

$$\text{et} \quad T'_\phi = \frac{300 + 77}{2} \text{ K}$$

mais rien a priori ne prouvait la justesse de cette proposition.

Pour la ligne d'amenée on pourrait considérer comme, Clélia Robert [67], qu'un gradient uniforme de température s'établit entre ses extrémités (de température  $T_a$  et  $T_b$ ).  $T_\phi$  est donné par :

$$T_\phi = T_a + \frac{T_b - T_a}{L} x$$

où  $L$  est la longueur de la ligne.

A nouveau la résolution de l'équation différentielle permet d'obtenir une nouvelle expression de  $T_{BS}$ .

$$T_{BS} = \frac{1}{A} \left[ T_0 + (A - 1) \left( \left( \frac{A}{A-1} - \frac{1}{\ln(A)} \right) (T_b - T_a) + T_a \right) \right]$$

La température de bruit du quadripôle vaut :

$$T_B = (A - 1) \left( \left( \frac{A}{A-1} - \frac{1}{\ln A} \right) (T_b - T_a) + T_a \right)$$

et la température physique équivalente du quadripôle est donnée par l'expression suivante :

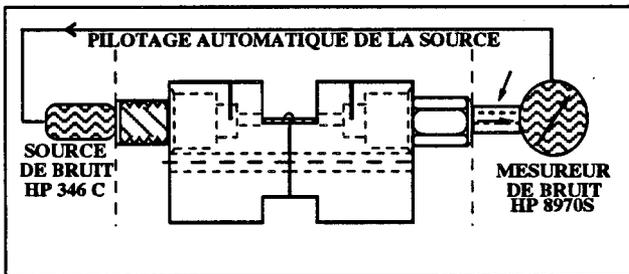
$$T_\phi = \left( \left( \frac{A}{A-1} - \frac{1}{\ln A} \right) (T_b - T_a) + T_a \right)$$

Il a été montré dans ce cas [67] que cette formule donne un résultat assez similaire à la prise en compte d'une température physique équivalente égale à la demi somme des températures des extrémités  $\frac{(T_a + T_b)}{2}$ .

Mais cette méthodologie ne peut s'appliquer dans le cadre de notre étude. En effet, on ne pourrait l'utiliser en toute rigueur que pour les lignes d'amenée et il faudrait arriver à séparer dans les conditions de la mesure les contributions des lignes de celles des demi-boîtiers.

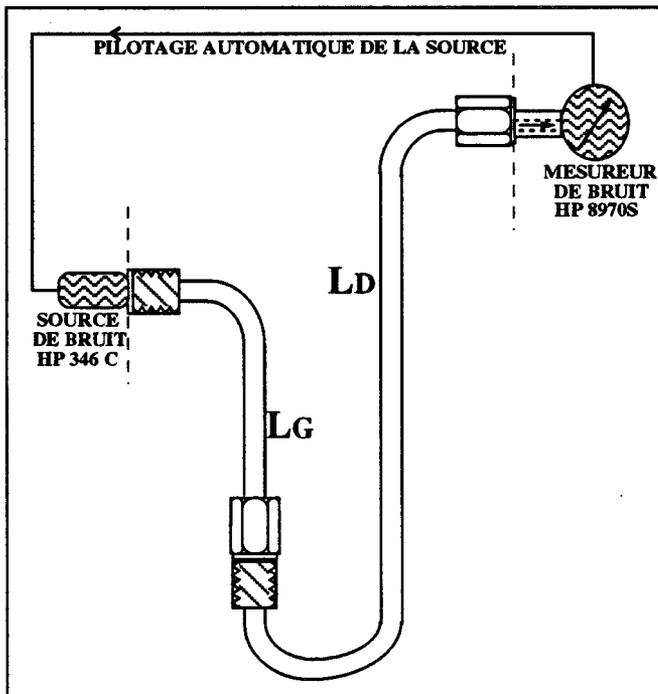
Plutôt que de réaliser une telle méthode nous avons fait une approche plus expérimentale et au prix de certaines approximations, nous avons

## EXPERIENCE A



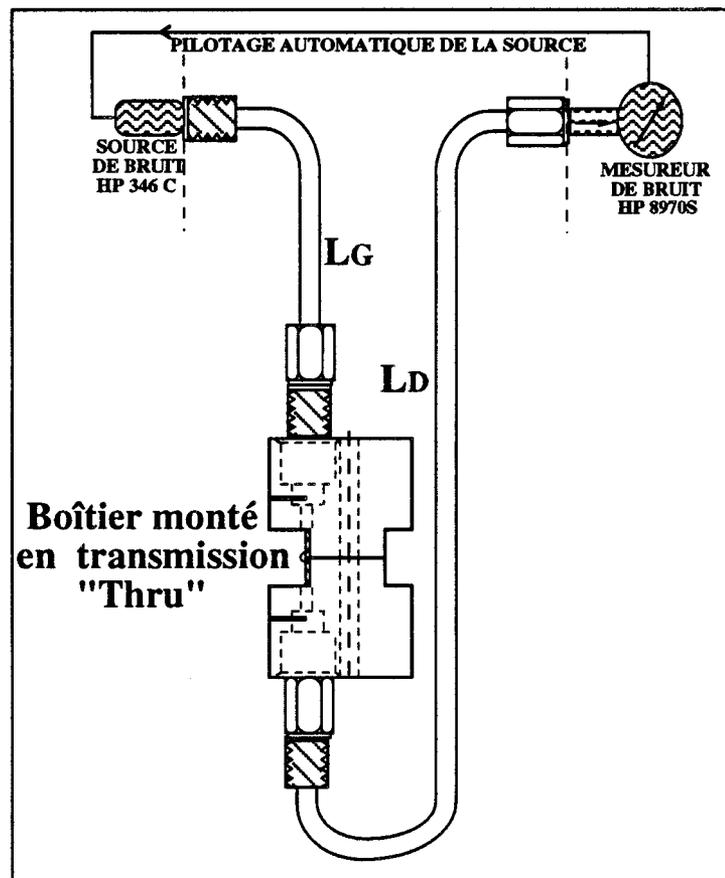
Boîtier monté  
en transmission  
directe "Thru"

## EXPERIENCE B



LG et LD en Cascade

## EXPERIENCE C



Boîtier monté  
en transmission  
"Thru"

LG en cascade avec la cellule en "Thru"  
en cascade avec LD

Figure 98 : Mesure directe des facteurs de bruit et des pertes des lignes et demi-boîtiers selon les configurations des trois expériences.

tenté de tenir compte au mieux de ces effets. Nous avons donc réalisé une expérience préliminaire.

### **III.5. EXPERIENCE PREALABLE**

Nous avons considéré les trois configurations de circuit représenté sur la figure 98 :

- le boîtier en transmission (utilisation d'une ligne Thru). Mesures à température 300 K ;
- les deux lignes d'amenée en cascade. Mesures à 300 K ;
- les deux lignes et le boîtier en transmission (utilisation d'une ligne Thru). Mesures à 300 K et 77 K. Dans ces conditions, nous avons fait des mesures de facteur de bruit et de gain en puissance disponible en utilisant le mesureur de bruit.

Nous avons fait des mesures de paramètres S dans les cas A et C.

Le tableau 9 résume l'essentiel des résultats obtenus ; en particulier nous avons fait figurer les pertes IG et le facteur de bruit NF indiqués par le mesureur de bruit et le paramètre  $S_{21}$  donné par l'analyseur de réseau.

De l'ensemble de ces résultats nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

- à température ambiante, nous vérifions toujours que le facteur de bruit est égal à l'atténuation ou l'inverse des pertes d'insertion avec une excellente précision.

- la validité des règles régissant la mise en cascade de quadripôles  $(A + B = C)$ dB est bien vérifiée ;

- il y a une bonne concordance des résultats en terme de pertes déduits de la mesure à l'analyseur de réseau et au mesureur de bruit à T ambiant ;

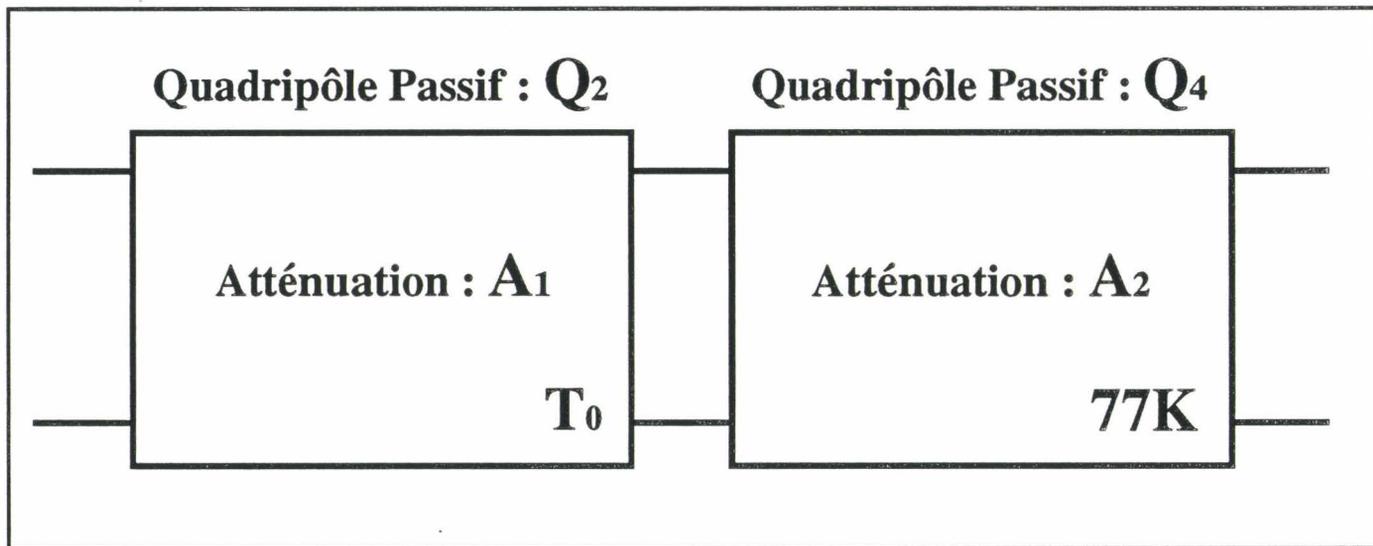
	T (°K)	13,6 GHz			20 GHz			25 GHz		
		NF (dB)	IG (dB)	S <sub>21</sub> (dB)	NF (dB)	IG (dB)	S <sub>21</sub> (dB)	NF (dB)	IG (dB)	S <sub>21</sub> (dB)
A	300	0,68	-0,67	-0,58	0,89	-0,88	-0,72	0,93	-0,92	-0,85
B	300	1,24	-1,23	"	1,60	-1,59	"	1,80	-1,67	"
C	300	1,85	-1,84	-1,77	2,36	-2,35	-2,32	2,70	-2,64	-2,70
"	77	0,86	-1,48	-1,42	1,25	-1,90	-1,83	1,55	-2,15	-2,15

**Tableau 9 :** Résultats des mesures du facteur de bruit NF et du gain IG au mesureur de bruit et du paramètre S<sub>21</sub> à l'analyseur de réseaux dans trois configurations suivantes :

**A :** le boîtier en transmission directe (thru) à 300°K.

**B :** les deux lignes en cascade à 300°K

**C :** la ligne d'entrée en cascade avec la cellule (thru) et la ligne de sortie à 300°K et 77°K.



**Figure 99 : Représentation de l'ensemble lignes d'amenée et demi-boîtiers par deux quadripôles à deux températures différentes.**

- On confirme bien qu'à 77°K, le facteur de bruit est différent de l'atténuation. Un coefficient k voisin de 1/2 donnerait un résultat voisin : tout se passe comme si la température équivalente de l'ensemble était voisine de 150 K.

**Remarque :**

On peut donner une représentation de l'ensemble qui pourrait permettre une exploitation ultérieure. Pour cela, on peut considérer que chaque ensemble formé du boîtier et des lignes d'amenée est constitué de deux quadripôles passifs d'atténuation  $A_1$  et  $A_2$ , l'un étant à la température ambiante et l'autre à 77 K (figure 99).

On applique la formule de Friis à cet ensemble et la relation démontrée précédemment :

$$F = 1 + k(A - 1) \text{ avec } k = \frac{77 \text{ K}}{300 \text{ K}}$$

Nous écrivons

$$NF = F_1 + \frac{k(A_2 - 1)}{G_1} \text{ avec } G_1 = \frac{1}{F_1} = \frac{1}{A_1}$$

d'où

$$NF = A_1 + A_1(A_2 - 1)k$$

donc

$$\frac{NF}{A_1 A_2} = k + \frac{1}{A_2} (1 - k)$$

Cette équation permet à partir des résultats des mesures du tableau 9 de calculer les deux atténuations  $A_1$  et  $A_2$  des deux quadripôles équivalents pour les 3 fréquences. Les résultats sont donnés dans le tableau 10.

Fréquence	$G_m$	$F_m$	$A_1$	$A_2$
13,6 GHz	0,711	1,219	1,154	1,218
20 GHz	0,646	1,333	1,257	1,232
25 GHz	0,609	1,429	1,355	1,210

**Tableau 10 :** Contributions respectives des deux quadripôles équivalents placés aux deux températures extrêmes 300 K et 77 K d'après les résultats de mesure.

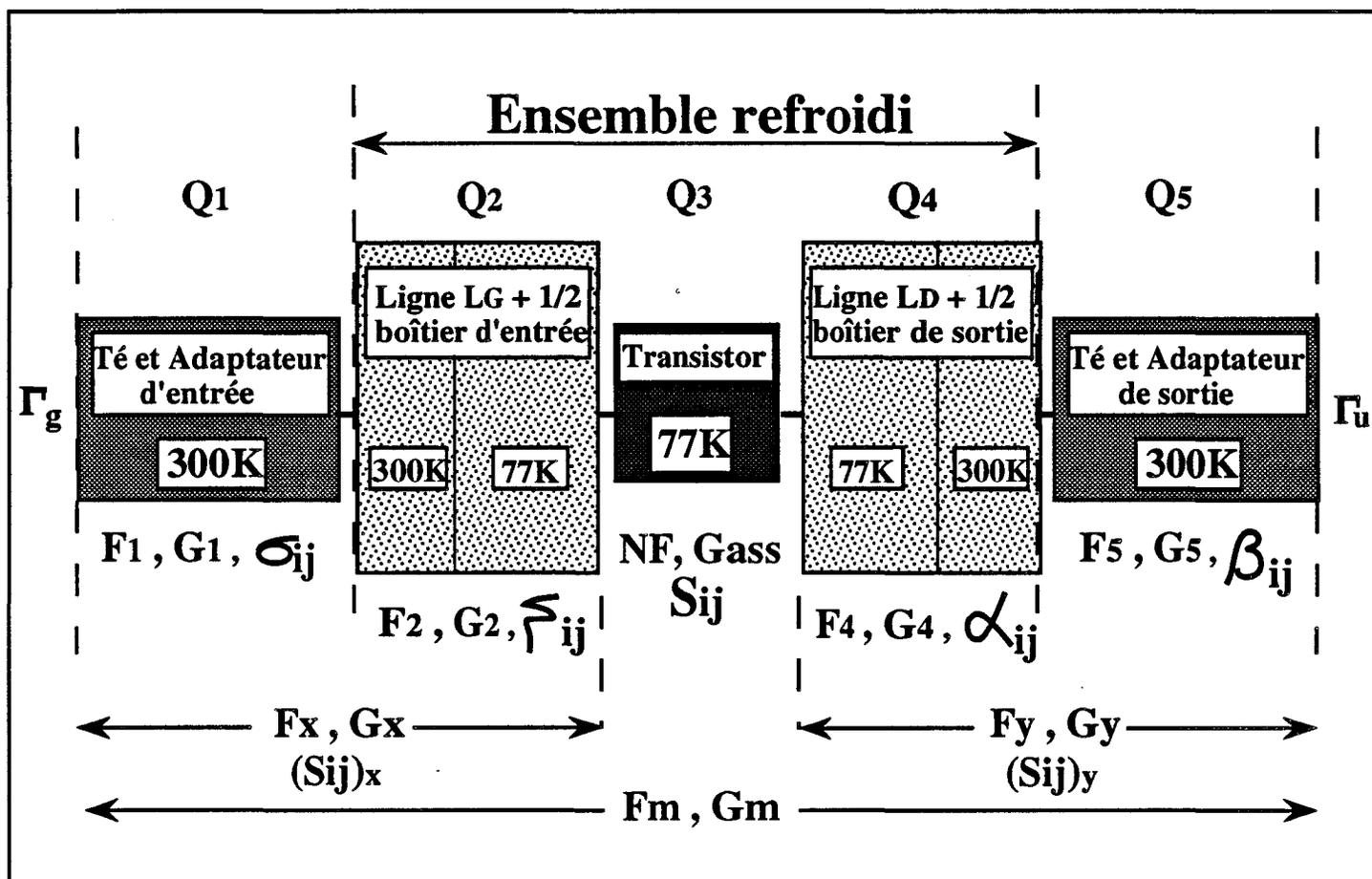


Figure 100 : Circuit équivalent du banc de mesure de facteur de bruit des composants à 77K. Distribution de la température dans chaque quadripôle constituant la chaîne.

Sans être très rigoureux, on peut conclure de cette approche qu'en première approximation tout se passe comme si l'ensemble était constitué de deux quadripôles à peu près équivalents et portés aux deux températures extrêmes (300 K et 77 K). En pratique, nous n'utiliserons pas ce résultat, mais il peut fournir un modèle pour des études ultérieures.

### Utilisation des résultats de l'expérience

Nous utilisons les résultats de cette expérience pour établir les corrections liées aux demi-boîtiers et aux lignes d'amenée à 77K. Même si les lignes d'amenée ne sont pas tout à fait symétriques, nous considérons que les facteurs de bruit  $F_2$  et  $F_4$  des quadripôles  $Q_2$  et  $Q_4$  à introduire dans l'évaluation du facteur de bruit propre du transistor à 77K suivant le schéma de la figure 100 sont très voisins et qu'ils sont égaux à la moitié des facteurs de bruit total mesurés dans l'expérience de la figure 98.

$$F_2 = F_4 \approx \frac{NF}{2}$$

Ceci constitue sans doute une assez grosse approximation, mais elle nous semble la seule susceptible de fournir une estimation raisonnable des termes correctifs.

## III.6. METHODE D'EXPLOITATION REELLE

La détermination du facteur de bruit et du gain associés propres du transistor suppose que la chaîne de mesure est constituée toujours des cinq quadripôles en cascade (figure 100).

L'application de la formule de Friis aux blocs

d'entrée :

$$F_x = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad \text{avec} \quad F_1 = \frac{1}{G_1} \text{ (ambiante)}$$

$$G_x = G_1 G_2 \quad \text{avec} \quad F_2 = \frac{1}{G_2} \text{ (refroidi)}$$

de sortie :

$$F_y = F_4 + \frac{F_5 - 1}{G_1} \quad \text{avec} \quad F_5 = \frac{1}{G_5} \text{ (ambiante)}$$

$$G_y = G_4 G_5 \quad \text{avec} \quad F_4 = \frac{1}{G_4} \text{ (refroidi)}$$

à toute la chaîne de mesure :

$$F_m = F_x + \frac{NF - 1}{G_x} + \frac{F_y - 1}{G_x G_{ass}} \quad F_x = \frac{1}{G_x} \text{ (refroidi)}$$

$$G_m = G_x G_{ass} G_y \quad F_y = \frac{1}{G_y} \text{ (refroidi)}$$

permet de déduire facilement NF et G<sub>ass</sub> le facteur de bruit et le gain associé propre du transistor.

$$NF = 1 + G_x (F_m - F_x) - \frac{G_x G_y (F_y - 1)}{G_m}$$

et

$$G_{ass} = \frac{G_m}{G_x G_y}$$

### Résumé de la méthode

En résumé, nous rappelons les différentes étapes permettant l'évaluation du facteur de bruit propre NF et le gain associé G<sub>ass</sub> des composants caractérisés en large bande à 77 K.

- Pour cela, nous effectuons tout d'abord pour chaque point de fréquence et de polarisation, une mesure du facteur de bruit F<sub>m</sub> et du gain G<sub>m</sub> de toute la chaîne sous test.

- Pour les conditions de polarisation optimales nous mesurons directement à l'aide de l'analyseur de réseau les paramètres S<sub>ij</sub> des quadripôles Q<sub>1</sub> et Q<sub>5</sub> portés à la température ambiante. Ceci nous permet de calculer leurs gains de puissance disponible G<sub>1</sub> et G<sub>5</sub> et d'en déduire leurs facteurs de bruit F<sub>1</sub> = 1/G<sub>1</sub> et F<sub>5</sub> = 1/G<sub>5</sub>.

- Nous utilisons ensuite, pour le calcul, les paramètres  $S_{ij}$  des ensembles refroidis  $Q_2$  et  $Q_4$  déduits à partir de la méthode d'analyse TRL réalisé en basse température et qui a été décrite dans le précédent chapitre. Ces paramètres permettent le calcul de  $G_2$  et  $G_4$  qui sont forcément différents de  $F_2$  et  $F_4$ , les facteurs de bruit.

- Les valeurs de  $F_2$  et  $F_4$  sont déduites de l'expérience préalable, qui est basée sur une mesure directe du facteur de bruit total en basse température des deux quadripôles  $Q_2$  et  $Q_4$  en cascade.

### **III.7. PRECISION DES MESURES**

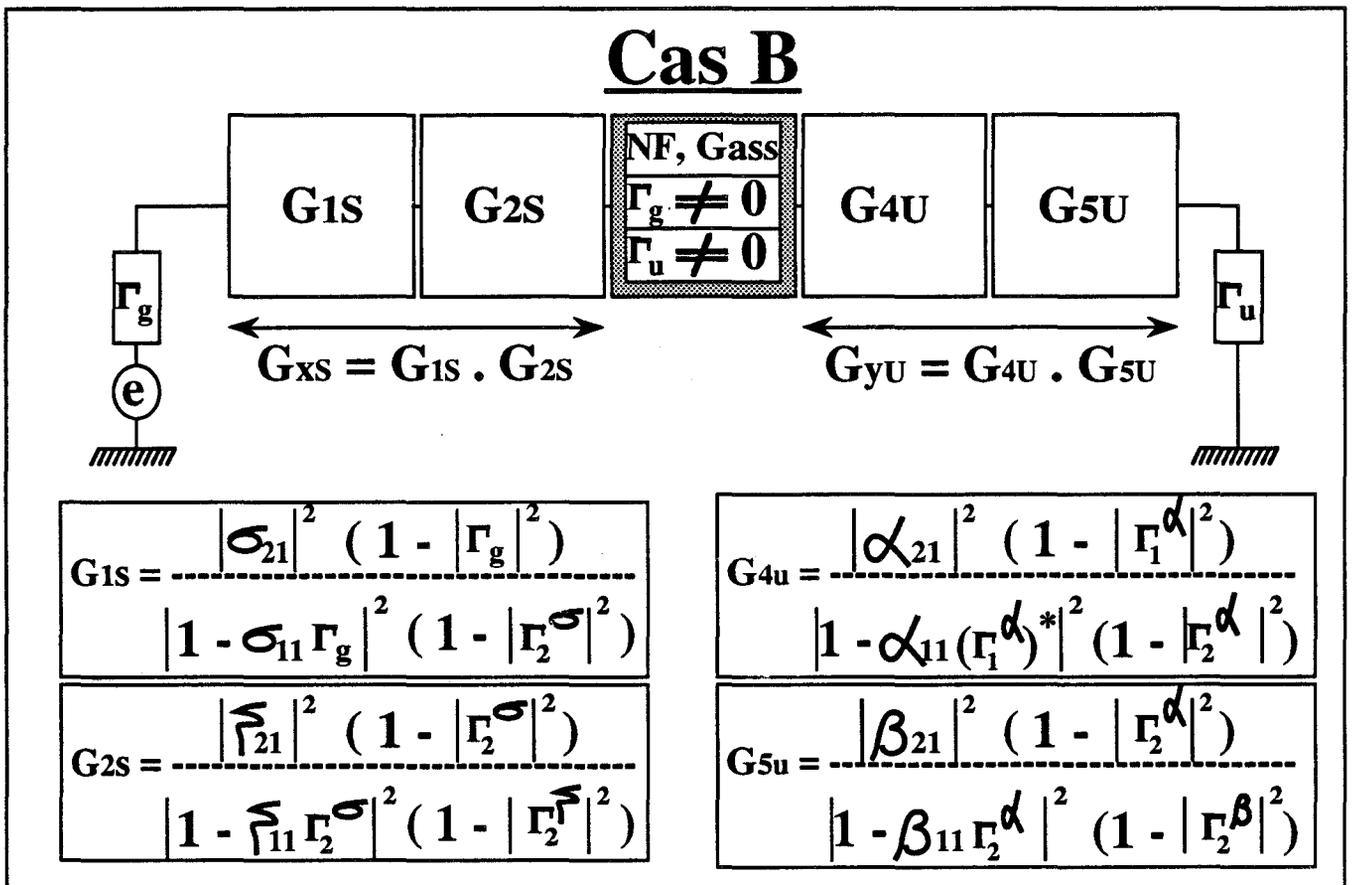
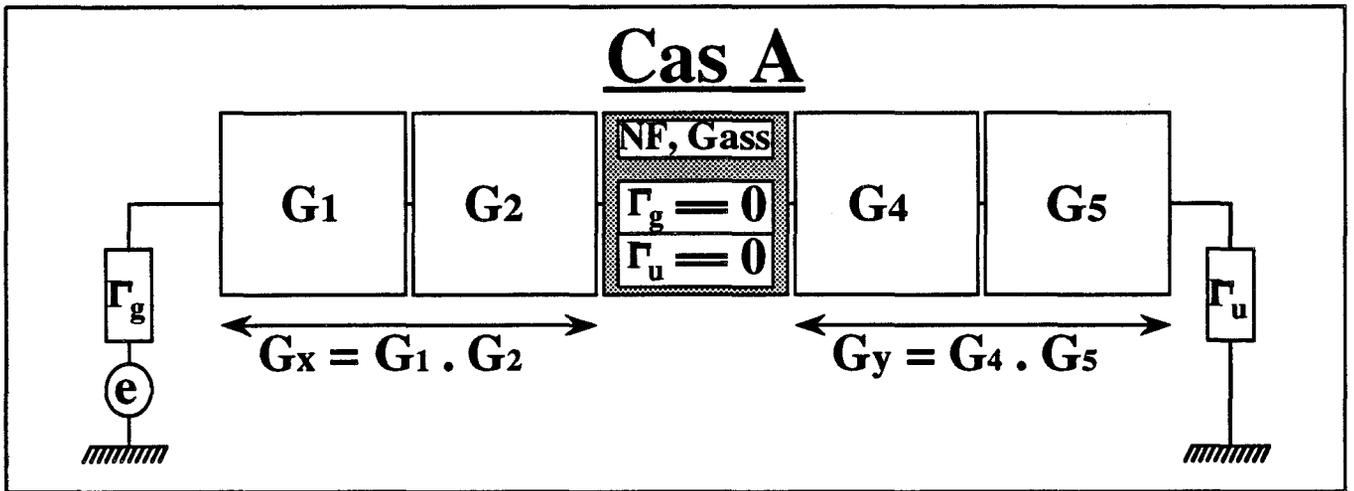
Les incertitudes de mesure constituent une limitation essentielle dans la démarche expérimentale que nous avons suivie. En particulier, la mesure du facteur de bruit par la méthode directe que nous avons utilisée est entachée de plusieurs types d'erreurs. Parmi les causes de celles-ci nous pouvons citer :

#### **III.7.1. L'ERREUR SUR LA VALEUR DE L'E.N.R. DE LA SOURCE DE BRUIT**

Elle se répercute sur la mesure du facteur de bruit et elle est très difficile à estimer. Signalons que l'étalonnage de la source de bruit est primaire : le constructeur garantit des valeurs très faibles dans la majeure partie de la bande de fréquence d'utilisation (inférieurs à 0,1 dB). Une recalibration périodique permet de s'assurer de la validité de cette valeur.

Nous avons déjà discuté ce point au chapitre I paragraphe II.1.3.2. et d'autre part, nous avons effectué des mesures comparatives avec deux sources de bruit différentes (cf. chap. II.§I.5).

L'ensemble de ces éléments semble indiquer qu'une erreur de 0,1 dB est sans doute une estimation pessimiste au centre de bande et en particulier à 13 et 20 GHz. L'incertitude correspondante sur le facteur de bruit mesuré devrait se situer au maximum au voisinage de 0,1 dB en basse température, mais en pratique elle sera sans doute plus faible.



**Figure 101 : Influence des coefficients de réflexion de la source  $\Gamma_g$  et de la charge  $\Gamma_u$  sur le facteur de bruit NF et son gain associé  $G_{ass}$ .**

### III.7.2. LA DESADAPTATION DE LA SOURCE ET DE LA CHARGE

Nous avons déterminé expérimentalement (cf. chap. I § II.1.2.2. et II.1.2.3.) les coefficients de réflexion de la source et de la charge. Leurs valeurs sont très faibles et leur influence doit être minimisée, mais nous avons voulu les évaluer par le calcul. Dans ce but, nous avons pris en compte leur influence dans le calcul du facteur de bruit et du gain en déterminant de nouvelles expressions des gains de puissance disponible de chaque quadripôle à pertes constituant la chaîne de mesure. Ces expressions ainsi que les deux cas de figures de dépouillement considérés sont résumés sur la figure 101. Les valeurs de  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_u$  sont bien sûr celles qui ont été déterminées expérimentalement.

Nous nous limitons ici à un seul exemple de calcul de facteur de bruit NF et de son gain associé en considérant un transistor HEMT FHX04X en régime basse température à une fréquence de 13,6 GHz et en étudiant les dépendance en fonction du courant de polarisation  $I_{ds}$ . Nous avons résumé l'essentiel des résultats obtenus sur les tableaux suivants :

<u>Cas A</u> : $\Gamma_g = 0, \Gamma_u = 0, V_{ds} = 2 V$				
$I_{ds}$	$G_{x_{dB}}$	$G_{y_{dB}}$	$NF_{dB}$	$G_{ass_{dB}}$
10 mA	- 2,14	- 2,36	0,25	13,07
24 mA	- 2,14	- 2,35	0,38	13,19
34 mA	- 2,39	- 2,41	0,39	14,72

<u>Cas B</u> : $\Gamma_g \neq 0, \Gamma_u \neq 0, V_{ds} = 2 V$				
$I_{ds}$	$G_{x_{dB}}$	$G_{y_{dB}}$	$NF_{dB}$	$G_{ass_{dB}}$
10 mA	- 2,12	- 2,37	0,25	13,05
24 mA	- 2,11	- 2,36	0,38	13,17
34 mA	- 2,34	- 2,42	0,39	14,68

Nous constatons une quasi identité des résultats obtenus dans les deux cas considérés. On peut donc conclure qu'avec les précautions que nous avons prises, l'influence des désadaptations de source et de charge apparaît comme négligeable.

On pourrait se demander également si les désadaptations même faibles ne contribueraient pas à apporter une erreur dans la mesure du facteur de bruit  $F_m$  et du gain  $G_m$  de toute la chaîne. Pour apporter une réponse partielle en particulier en ce qui concerne  $G_m$  nous avons mesuré les paramètres  $S_{ij}$  de celle-ci à l'analyseur de réseau dans un cas particulier. Les résultats sont résumés sur le tableau suivant.

Température = 300 K, Fréquence = 13,6 GHz						
HEMT NEC (NE 202) Adapté	Mesureur de bruit		Analyseur de réseau			
	Condition de polarisation $V_{ds}/I_{ds}$	$F_m$ dB	$G_m$ dB	$ S_{11} $ dB	$ S_{12} $ dB	$ S_{21} $ dB
0 V / 0 mA	16,84	<u>-16,80</u>	-7,79	-16,79	<u>-16,78</u>	-6,19
2 V / 10 mA	2,9	<u>6,48</u>	-8,27	-23,27	<u>6,45</u>	-28,21
2 V / 25 mA	3,47	<u>7,24</u>	-9,63	-24,28	<u>7,18</u>	-22,86

Ils font apparaître une similitude presque parfaite entre les valeurs de  $G_m$  mesurées et les valeurs de  $|S_{21}|$ . Ces résultats contribuent à renforcer notre point de vue concernant la validité des mesures effectuées et le caractère négligeable de l'influence des désadaptations.

### III.7.3. PERTES DES QUADRIPOLES D'ADAPTATION

Une mauvaise évaluation des pertes des quadripôles d'adaptation et de polarisation  $Q_1$  et  $Q_5$  de la chaîne peut avoir des conséquences importantes sur la précision de la mesure. Pour évaluer l'influence de celles-ci sur la

détermination du facteur de bruit et du gain associé des composants, nous avons introduits des incertitudes  $\Delta S_{ij}$  données par le constructeur dans toute la bande d'utilisation de l'analyseur de réseau sur les paramètres  $S_{ij}$  des quadripôles  $Q_1$  et  $Q_5$ .

Nous avons pris soin de nous placer dans le pire cas. Le résultat obtenu pour un cas typique à la température ambiante ( $NF = 1,5$  dB) fait apparaître qu'en tout état de cause, l'erreur due à cette cause reste inférieure à 0,1 dB.

### **III.7.4. AUTRES CAUSES D'ERREURS**

Il nous faut signaler également l'existence d'autres causes d'erreurs difficiles à chiffrer

- dérives durant les phases d'étalonnage et de mesure ;
- influence des remontages et montages des fiches, transitions, etc...
- évaluation des pertes de la demi-cellule et des lignes d'amenée en basse température.

### **CONCLUSION**

Au vue de ces éléments, il semble difficile d'admettre que la précision sur la mesure du facteur de bruit en particulier en basse température puisse être meilleure que 0,2 dB. Toutefois, au vu de la régularité et de la reproductibilité et de la cohérence de nos résultats, nous pensons qu'en particulier à 13 GHz et 20 GHz, grâce au soin apporté aux mesures, nous avons pu atteindre une précision de l'ordre de 0,1 dB.

### **III.8. INFLUENCE DES CORRECTIONS**

Pour bien montrer la difficulté des déterminations, et insister sur la nécessité d'une détermination précise des parts de certains éléments, nous

résumons dans le tableau ci-après des résultats obtenus dans le cas d'une mesure à 77 K. On a fait figurer les valeurs du facteur de bruit mesuré et du gain associé et les corrections effectuées suivant les éléments de la chaîne considérée.

Ce tableau met en évidence le poids des différents termes de correction obtenus sur un résultat typique d'un transistor HEMT.

Condition faible bruit ( $V_{ds} = 2 \text{ V}$ , $I_{ds} = 10 \text{ mA}$ )		
Mesure à 77 K sur un Fujitsu FHX 04.X	Facteur de bruit (dB)	Gain associé en dB
Valeur lue	F <sub>m</sub> 1,75 dB	G <sub>m</sub> 8,61 dB
Correction A	0,81	9,55
Correction B	1,13	9,80
Correction C	0,32	10,73
Correction D	1,11	11,46
Correction E	0,75	10,22
Correction F	0,30	12,40
Correction G	NF 0,25	G <sub>ass</sub> 13,07

On considère les cas suivants :

- A) on tient compte du quadripôle Q<sub>1</sub> seul
- B) on tient compte du quadripôle Q<sub>2</sub> seul
- C) on tient compte des quadripôles Q<sub>1</sub> et Q<sub>2</sub>
- D) on tient compte des quadripôles Q<sub>2</sub> et Q<sub>4</sub>

## Fréquence = 13,6 GHz

Transistors HEMT de commerce	T = 300K			T = 77K		
	Ids(mA)	NF(dB)	Gass(dB)	Ids(mA)	NF(dB)	Gass(dB)
FUJITSU FHX04X	12	0.76	10.1	12	0.25	13.2
TOSHIBA JS8900AS	5	0.80	8.3	9	0.40	11.1
NEC NE20200	11	0.90	10.2	9	0.49	15.1
SONY 2SK676H	5	0.94	9.2	/	/	/

## Fréquence = 20 GHz

Transistors HEMT de commerce	T = 300K			T = 77K		
	Ids(mA)	NF(dB)	Gass(dB)	Ids(mA)	NF(dB)	Gass(dB)
FUJITSU FHX04X	12	0.90	7.2	8	0.32	10.8
TOSHIBA JS8900AS	11	1.30	7.4	9	0.45	8.6
NEC NE20200	10	1.32	6.9	10	0.8	10.2
SONY 2SK676H	5	1.40	6.5	/	/	/

## Fréquence = 25 GHz

Transistors HEMT de commerce	T = 300K			T = 77K		
	Ids(mA)	NF(dB)	Gass(dB)	Ids(mA)	NF(dB)	Gass(dB)
FUJITSU FHX04X	12	1.30	5.7	5	0.60	7.7
TOSHIBA JS8900AS	11	2.10	4.8	9	0.70	7.7
NEC NE20200	7	1.80	5.7	10	0.95	7.8
SONY 2SK676H	5	2.20	6.4	/	/	/

**Table 11 : Evolutions avec la température du facteur de bruit minimum et du gain associé à  $V_{ds}=2V$  pour les différents transistors à trois fréquences typiques.**

- E) on tient compte des quadripôles  $Q_1$  et  $Q_5$
- F) on tient compte des quadripôles  $Q_1$ ,  $Q_2$  et  $Q_4$
- G) on tient compte des quadripôles  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_4$  et  $Q_5$ .

A partir de la valeur du facteur de bruit mesuré égale à 1,75 dB on arrive en bout de chaîne à un facteur de bruit propre égal à 0,25 dB. Nous remarquons que les corrections les plus importantes viennent des quadripôles  $Q_1$  et  $Q_2$ . Ce sont donc les pertes de ces derniers qu'il faudra estimer avec le plus de précision.

### **III.9. RESULTATS ESSENTIELS DE L'ETUDE EN BASSE TEMPERATURE**

Dans ce contexte nous allons, présenter tout d'abord les résultats les plus significatifs concernant les transistors commerciaux et ceux d'une étude comparative de composants en fonction du taux d'aluminium.

#### **III.9.1. EVOLUTIONS DES FACTEURS DE BRUIT DES COMPOSANTS COMMERCIAUX**

##### **III.9.1.1. AMELIORATIONS DU FACTEUR DE BRUIT MINIMUM**

Sur la table 11 sont reportées les évolutions du facteur de bruit minimum et du gain associé en fonction de la température pour les trois transistors commerciaux les plus intéressants et ce pour les trois fréquences d'utilisation typique 13,6 GHz, 20 GHz et 25 GHz. Figurent également les valeurs obtenues pour le transistor SONY à la température ambiante. Il faut noter que nous avons rencontré beaucoup de problèmes de mesure avec ce transistor qui présentait des instabilités pratiquement impossibles à maîtriser en basse température.

De ce fait, nous n'avons pu réaliser de mesures significatives avec ce transistor à 77 K. Sur ces tableaux on peut constater les éléments suivants :

- une amélioration spectaculaire des facteurs de bruit des composants quand la température décroît : on passe par exemple à 25 GHz de

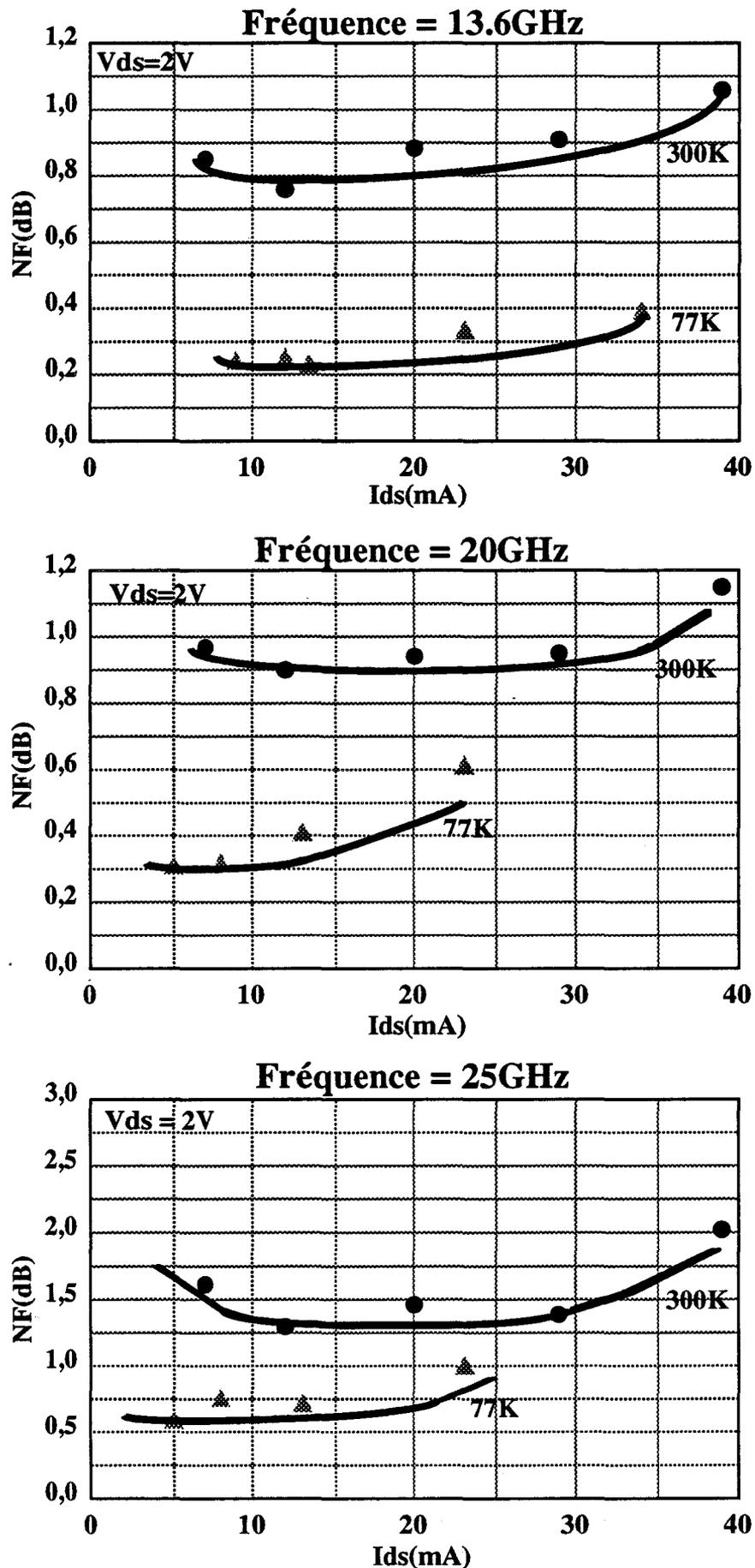


Figure 102 : Evolutions comparatives (à 300K et 77K) du facteur de bruit du transistor Fujitsu FHX04X en fonction du courant Ids.

1,3 dB (300 K) à 0,60 dB (77 K) pour le transistor Fujitsu qui présente par ailleurs à 13,6 GHz un facteur de bruit égal à 0,25 dB [89].

- la supériorité des transistors Fujitsu par rapport aux autres composants disponibles : ceci était déjà apparu au niveau de l'amélioration des performances fréquentielles ;

- la validité de la méthodologie apparaît très bien prouvée au vu de la conformité de nos résultats avec les données constructeurs : 0,75 dB annoncé pour le transistor Fujitsu à 12 GHz. A ce titre, il est instructif de comparer ce tableau avec les données figurant dans le tableau 7 (cf § II.1.1.)

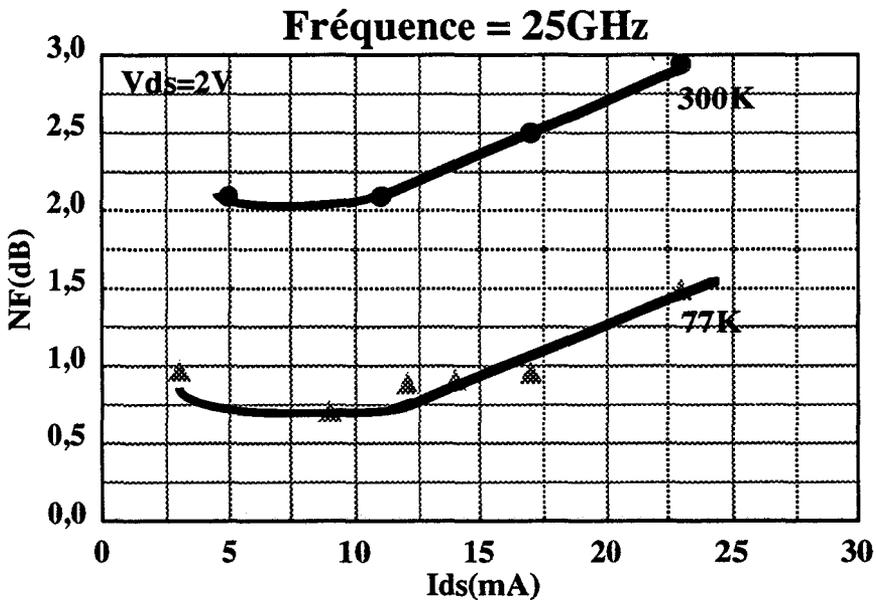
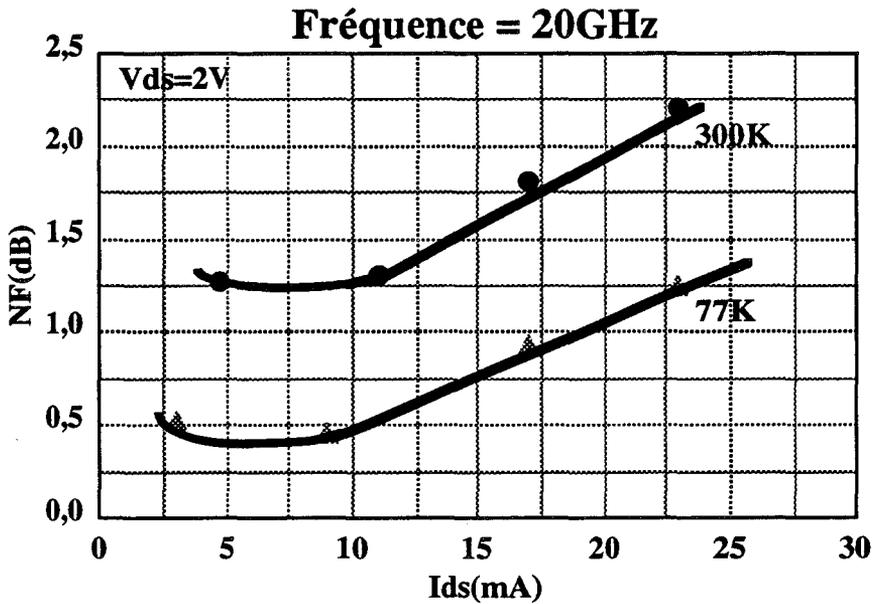
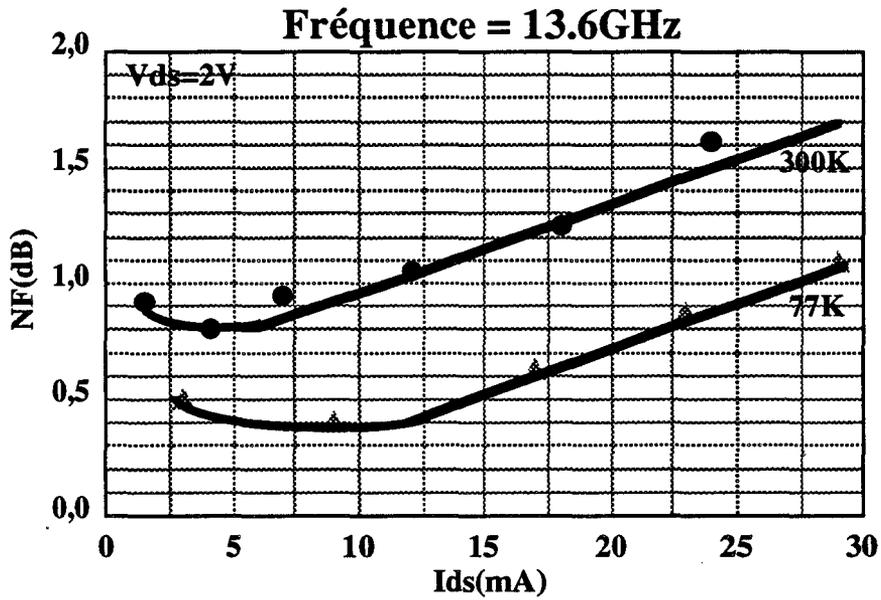
### **III.9.1.2. INFLUENCE DU COURANT $I_{ds}$ DE POLARISATION**

Les figures 102, 103 et 104 représentent les évolutions comparées des facteurs de bruit en fonction du courant de polarisation pour les trois transistors Fujitsu, Toshiba et Nec. Elles montrent clairement les améliorations importantes des facteurs de bruit résultant d'un abaissement de la température à 13,6 GHz, 20 GHz et 25 GHz. Elles illustrent également la faible dispersion des points de mesures autour de la courbe moyenne. Ceci confirme bien l'excellente reproductibilité des mesures et semble indiquer une précision meilleure que celle généralement annoncée.

Les figures 105, 106 et 107 représentent les évolutions des gains associés en fonction du courant de polarisation  $I_{ds}$  aux trois fréquences d'étude et pour les mêmes échantillons : elles montrent aussi une amélioration significative quand la température décroît de 300 K à 77 K.

Ces améliorations des performances tant en ce qui concerne le facteur de bruit que le gain associé se sont révélées systématiques sur tous les composants HEMT étudiés.

Il faut noter par ailleurs la régularité des évolutions en fonction du courant tant en ce qui concerne le facteur de bruit que le gain associé. Par ailleurs, les formes générales d'évolution sont assez similaires aux deux températures. Il faut remarquer toutefois que si les valeurs des courants qui garantissent un facteur de bruit minimum sont similaires à 300 K et 77 K pour deux des



**Figure 103 : Evolutions comparatives (à 300K et 77K) du facteur de bruit du transistor Toshiba JS8900AS en fonction du courant  $I_{ds}$ .**

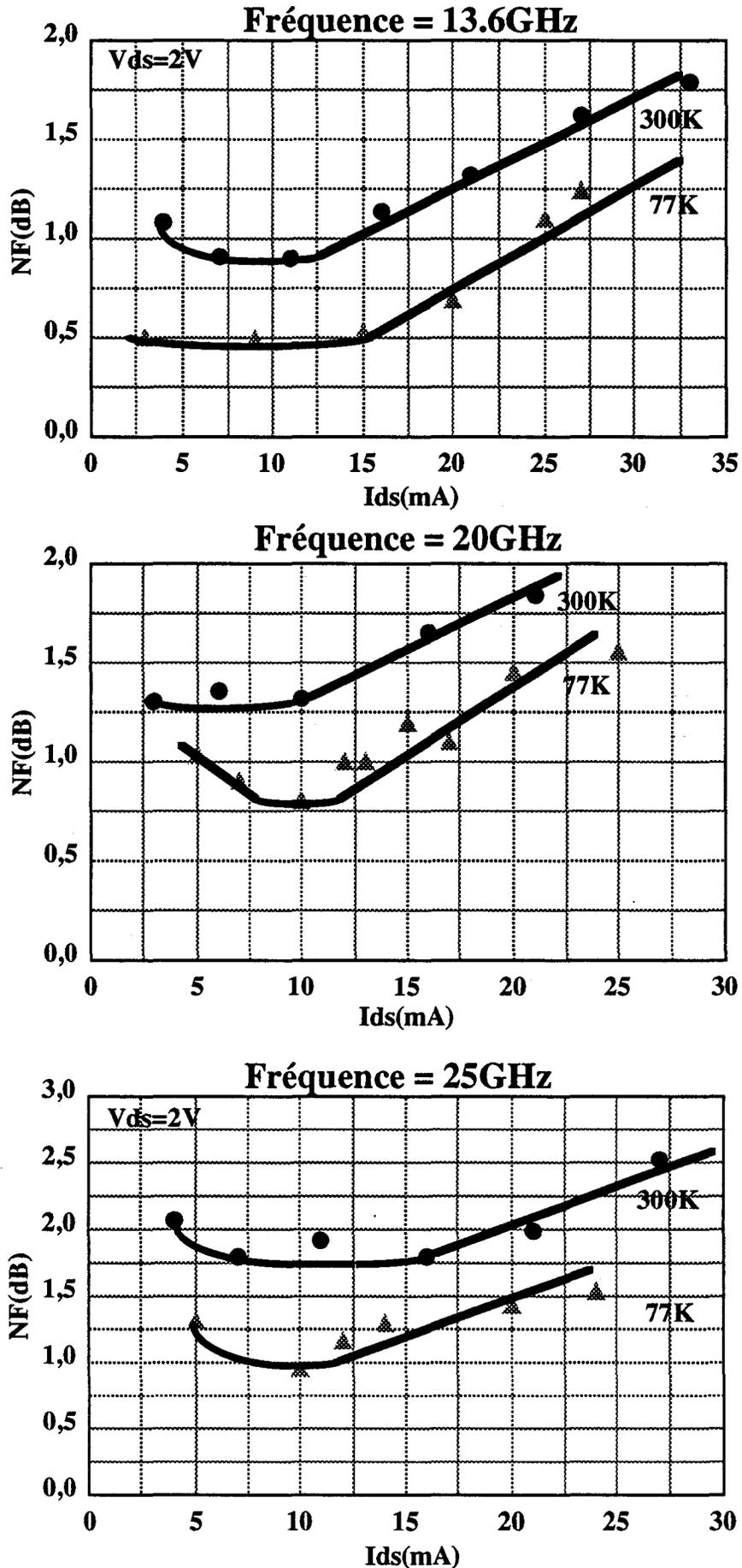
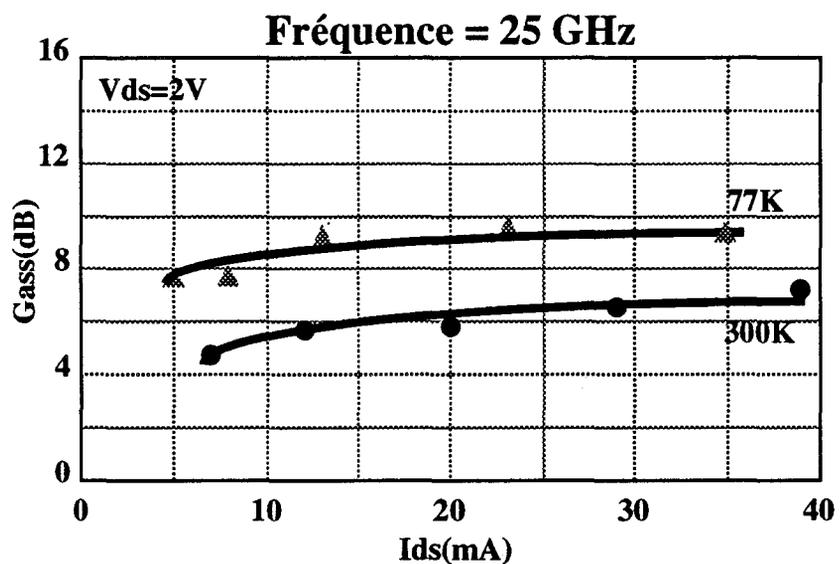
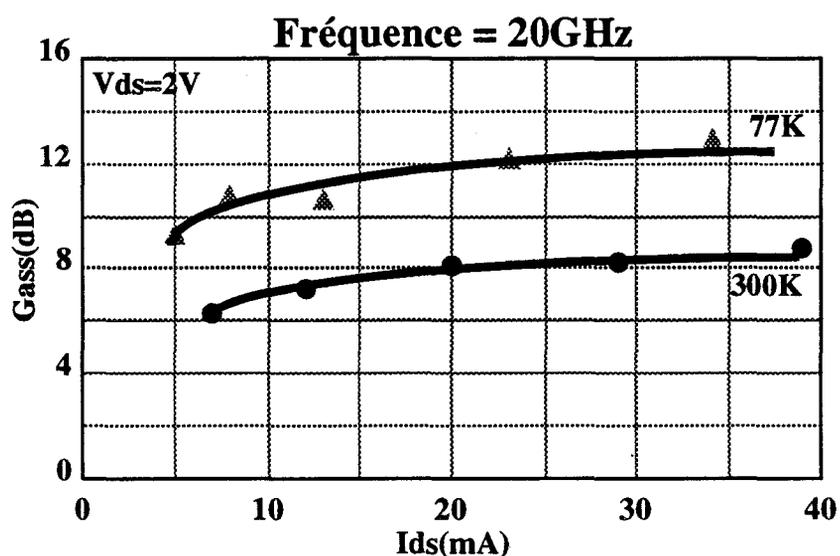
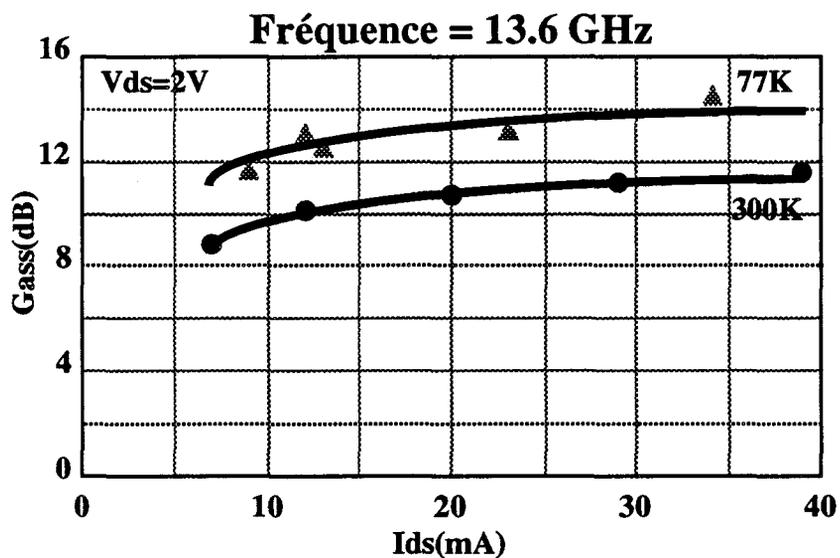
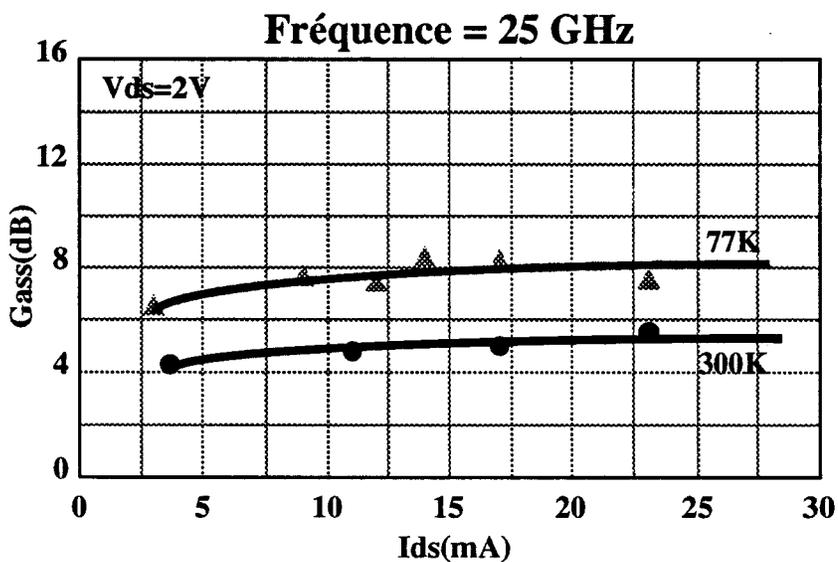
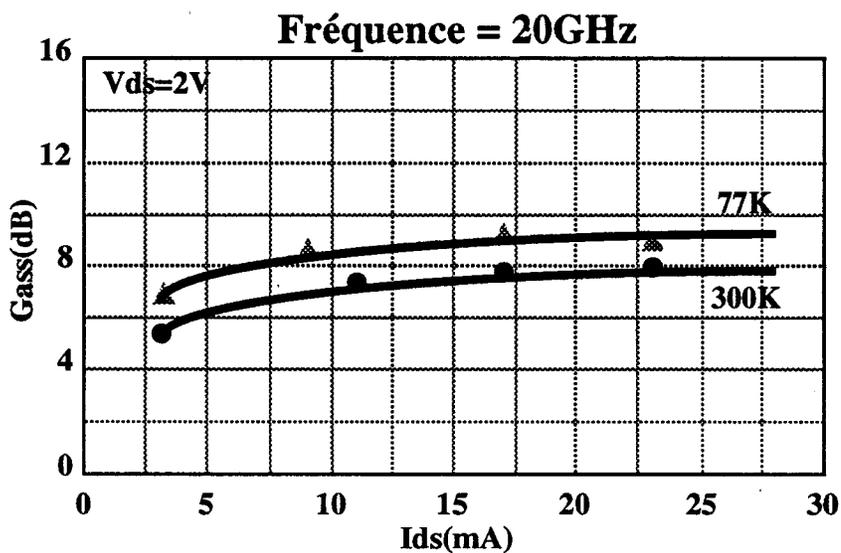
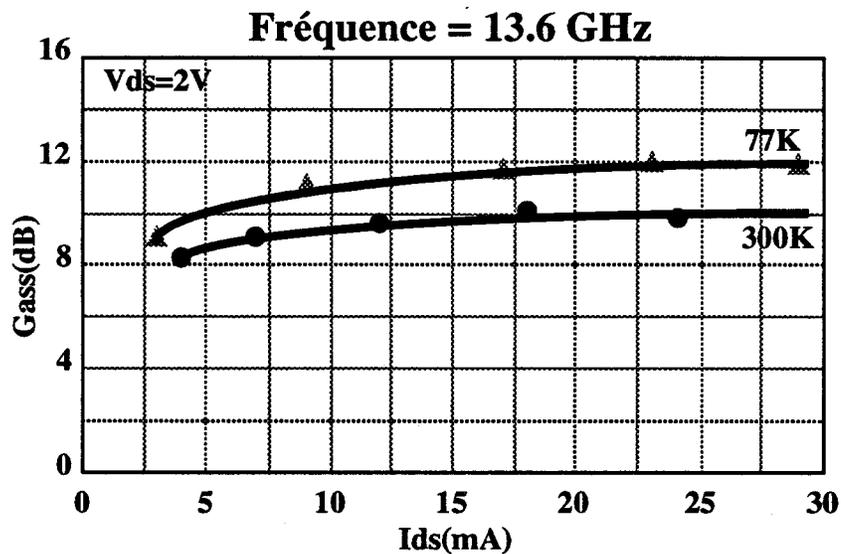


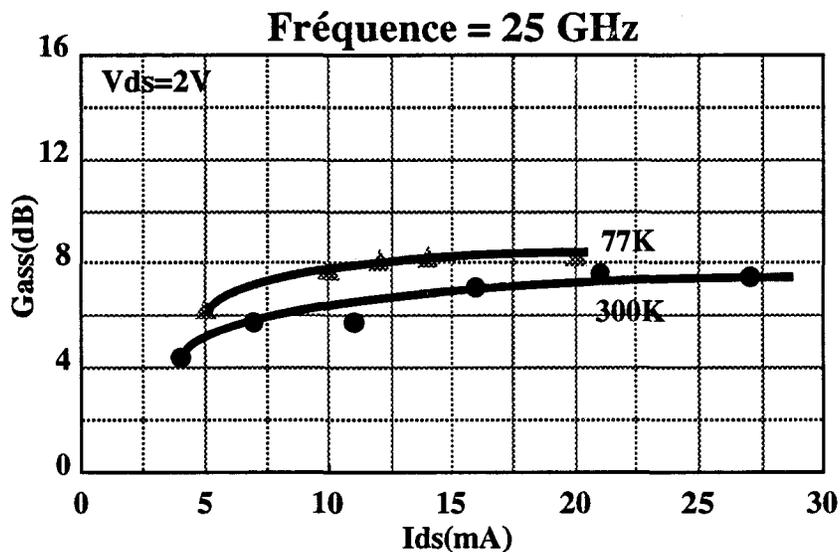
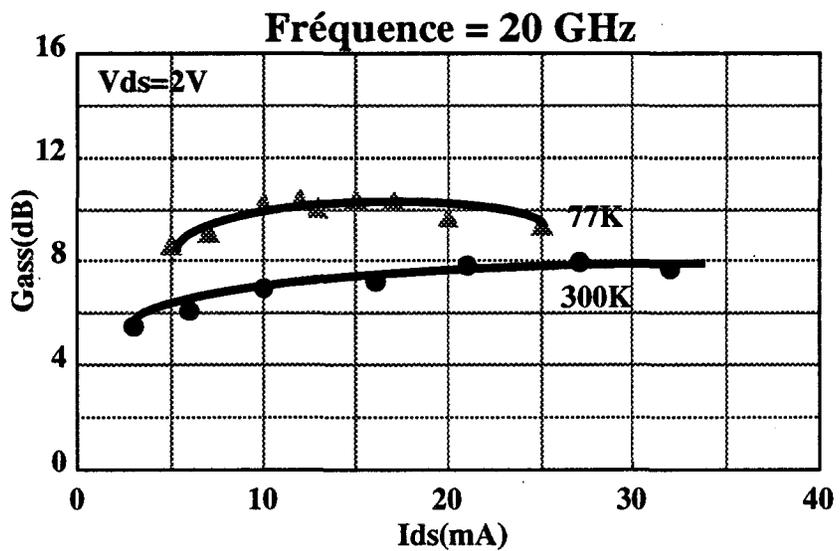
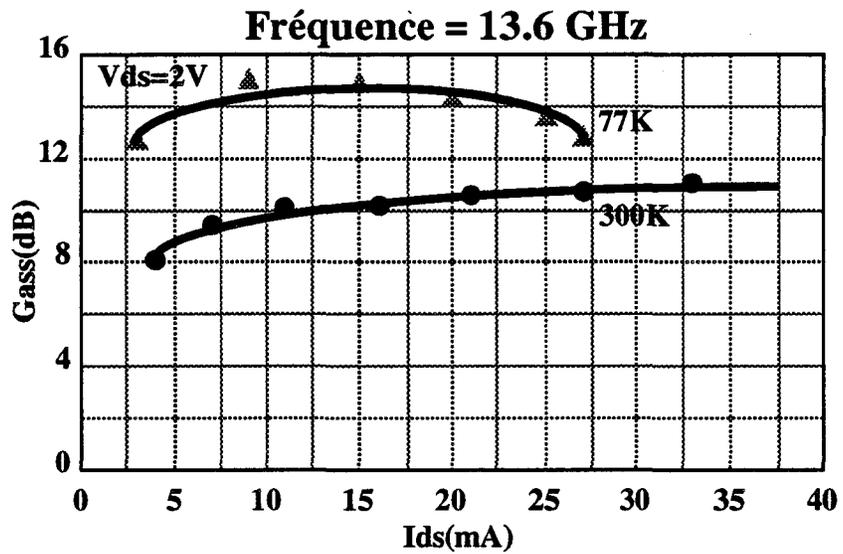
Figure 104 : Evolutions comparatives (à 300K et 77K) du facteur de bruit du transistor Nec NE20200 en fonction du courant  $I_{ds}$ .



**Figure 105 : Evolutions comparatives du gain associé (à 300K et 77K) en fonction du courant  $I_{ds}$  pour le Fujitsu FHX04X.**



**Figure 106 : Evolutions comparatives du gain associé (à 300K et 77K) en fonction du courant  $I_{ds}$  pour le Toshiba JS8900AS.**



**Figure 107 : Evolutions comparatives du gain associé (à 300K et 77K) en fonction du courant  $I_{ds}$  pour le Nec NE20200.**

transistors, ce n'est pas le cas pour le Fujitsu où le courant optimal est inférieur à 77 K : dans ce dernier cas, il faudrait en pratique procéder à un réglage différent pour chaque température d'utilisation.

### III.9.1.3. TENTATIVE D'INTERPRETATION

Les expressions analytiques similaires à celle de Fukui [63, 64] et en particulier celle de Delagebeaudeuf [66] donne directement l'évolution du facteur de bruit minimum en fonction de la température.

$$F_{\min} = 1 + K_{F_o} \left( \frac{T}{T_0} \right) \frac{f}{f_c} \sqrt{G_m (R_s + R_g)}$$

Même si cette formulation empirique est très contestable, elle permet d'expliquer assez simplement les évolutions du facteur de bruit en fonction de la température où  $T$  est la température du composant et  $T_0$  est la température ambiante.

La principale cause de diminution du facteur de bruit est liée à l'apparition du coefficient  $T/T_0$  qui traduit la réduction du bruit de diffusion avec la température. Notons que cet élément existerait également dans des transistors MESFET par exemple.

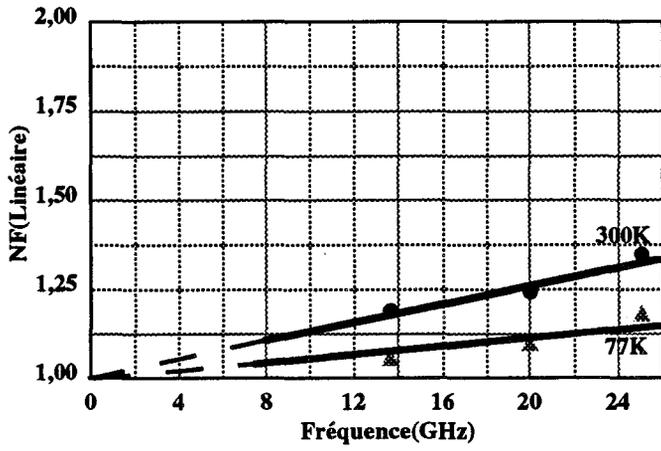
Par contre, deux autre éléments contribuent à l'amélioration du facteur de bruit :

- l'augmentation de la fréquence de coupure qui comme nous l'avons vu peut atteindre 60 % pour le transistor Fujitsu qui présente par ailleurs les améliorations les plus significatives.

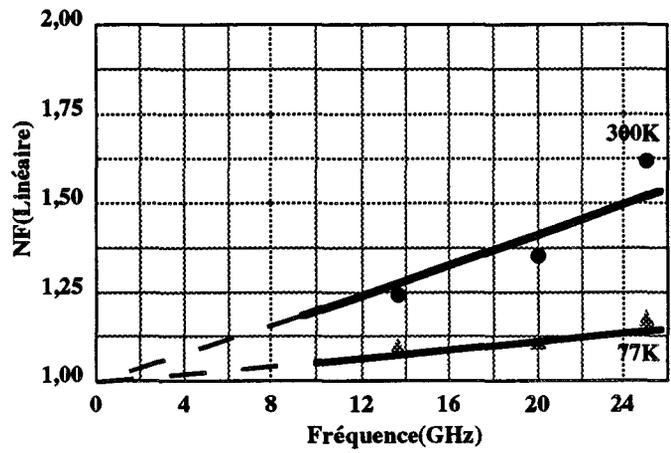
- la diminution de la résistance de source  $R_s$ . Il faut noter que cet effet n'est significatif que si  $R_s$  n'est pas négligeable devant  $R_g$ , ce qui est parfois le cas dans des technologies de grille largement submicroniques.

Remarquons finalement que les variations de  $g_m$  qui restent faibles n'entraînent pratiquement aucune dégradation du facteur de bruit.

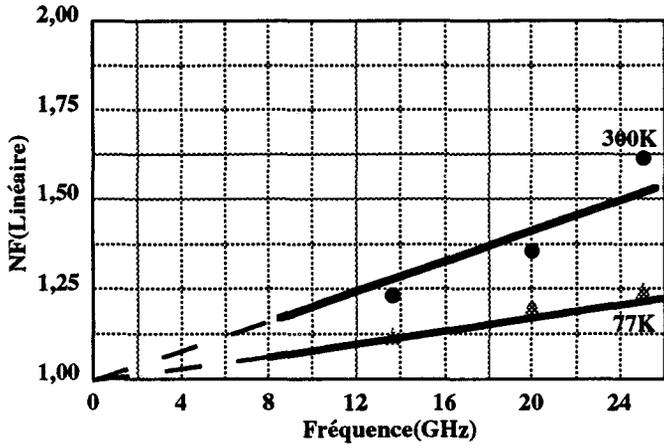
FUJITSU FHX04X ;  $V_{ds}=2V$  ;  $I_{ds}=12mA$



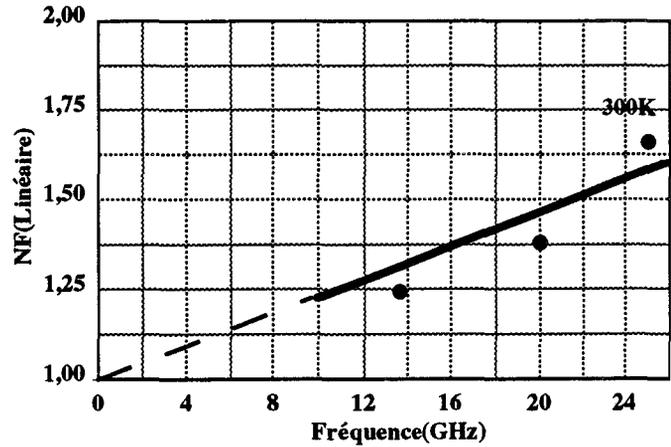
TOSHIBA JS8900AS ;  $V_{ds}=2V$  ;  $I_{ds}=10mA$



NEC NE20200 ;  $V_{ds}=2V$  ;  $I_{ds}=10mA$



SONY 2SK676 ;  $V_{ds}=2V$  ;  $I_{ds}=5mA$



**Figure 108 : Evolutions fréquentielles des facteurs de bruit expérimentaux des composants**

### **III.9.2. EVOLUTIONS EN FONCTION DE LA FREQUENCE**

Sur la figure 108, nous avons représenté les évolutions fréquentielles du minimum de facteur de bruit pour les quatre transistors considérés et pour trois d'entre eux aux deux températures 300 K et 77 K.

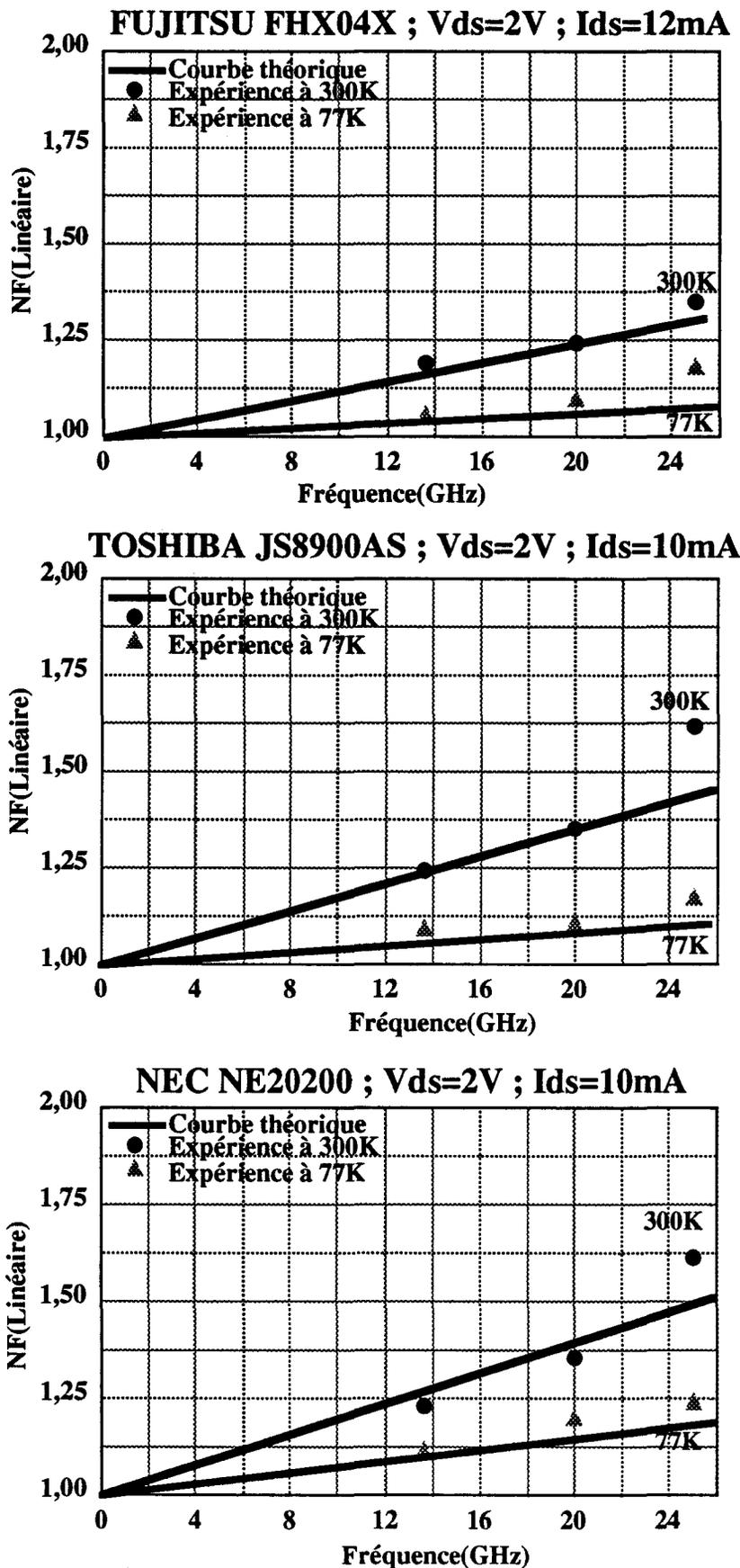
On peut constater encore mieux sur ces courbes les améliorations spectaculaires des facteurs de bruit en basse température et la croissance quasi linéaire avec la fréquence. Notons qu'en toute rigueur, la théorie ne prévoit une telle croissance linéaire qu'en valeur absolue du facteur de bruit et non dans une échelle en dB, mais dans cette gamme, les différences d'échelle sont peu importantes. De plus ceci n'est vérifié que pour des fréquences très inférieures à la fréquence de coupure et ceci pour deux raisons :

- les formules théoriques précédentes qui négligent l'influence du bruit de grille ne sont valables que si cette condition est satisfaite ;
- la mesure du facteur de bruit peut être largement entachée d'erreur si le gain associé au composant est trop faible.

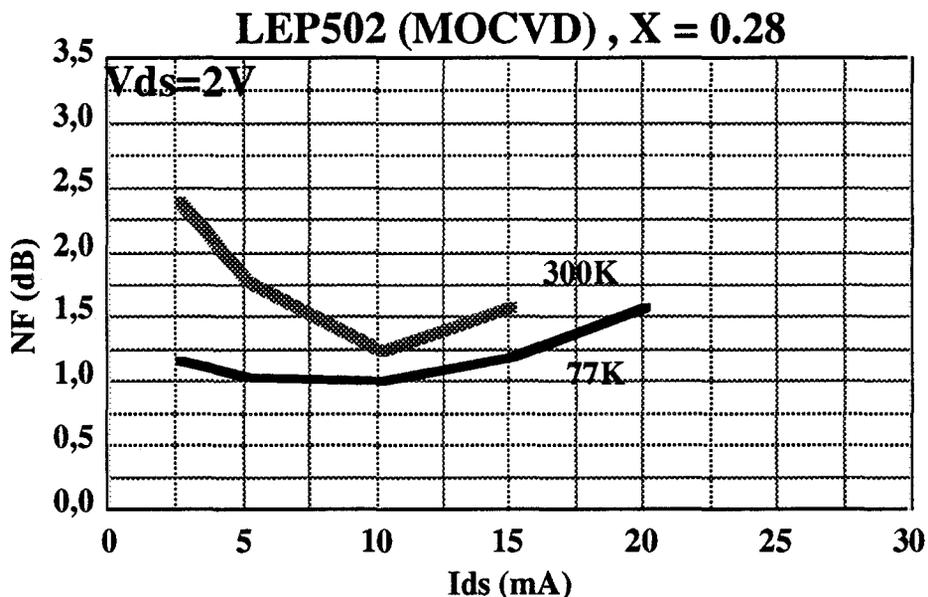
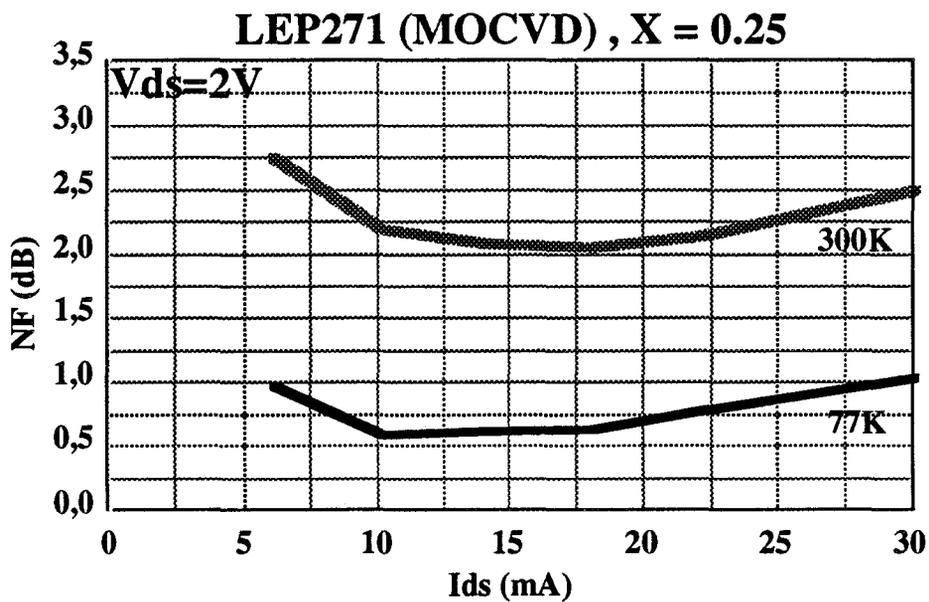
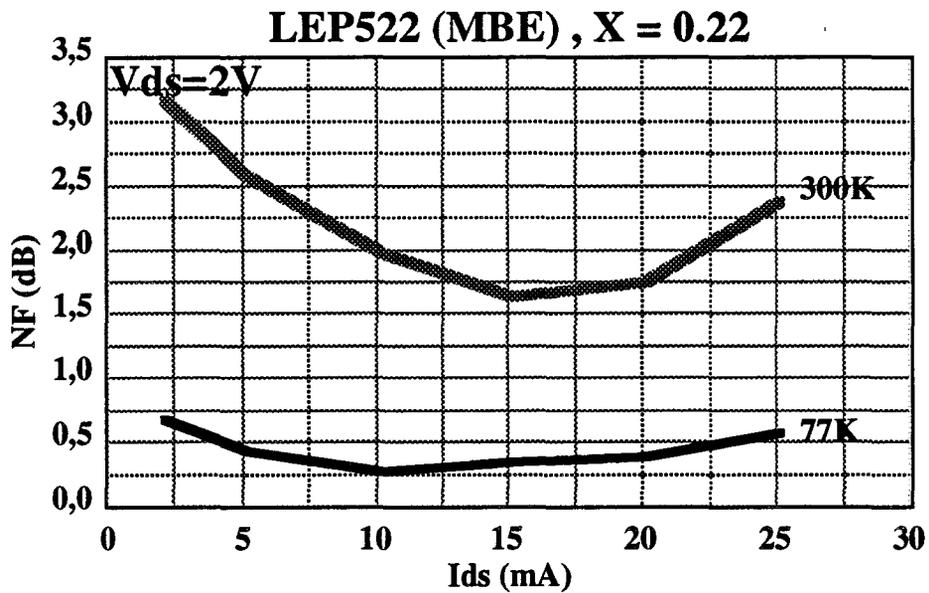
### **III.9.3. COMPARAISON AVEC LES FORMULATIONS ANALYTIQUES A 300 K ET 77 K**

Afin de comparer nos résultats expérimentaux aux prédictions théoriques, nous avons représenté sur la figure 109 des évolutions fréquentielles du facteur de bruit aux deux températures 300 K et 77 K. Ces résultats expérimentaux sont comparés avec des courbes théoriques obtenues à partir de la formulation analytique du facteur de bruit en fonction de la température proposée par Delagebeaudeuf. Pour l'ensemble des HEMT étudiés nous pouvons observer en général un accord assez satisfaisant entre la théorie et l'expérience surtout dans le cas des mesures à température ambiante et aux deux points de fréquence 13,6 GHz et 20 GHz.

Par contre, il apparaît un écart non négligeable à 25 GHz qui est important aussi bien en basse température qu'à température ambiante.



**Figure 109 : Comparaison théorie-expérience: évolutions fréquentielles des facteurs de bruit aux deux températures.**



**Figure 110 : Etude comparative des évolutions du facteur de bruit avec la température suivant le taux d'alliage de la couche d'AlGaAs. Fréquence=12GHz.**

Cette différence à 25 GHz entre la théorie et l'expérience peut être expliquée par le fait que les incertitudes de mesures sont plus importantes à 25 GHz. Parmi les principales causes d'erreurs on peut citer :

- pour les mesures à 25 GHz, on se trouve en fin de bande de tous les appareils de mesure utilisés (mesureur de bruit, système de mélange, oscillateur, source de bruit, uniline, etc...) ainsi que l'analyseur de réseau qui permettait de mesurer les pertes de quadripôles Q1 et Q5 (adaptateurs et Tés de polarisation).

- L'évolution des paramètres  $S_{ij}$  de la cellule de mesure a fait apparaître quelques anomalies en fin de bande, en particulier à 25 GHz ;

- A cette fréquence d'étude le gain des HEMT n'est pas très élevé et la mesure du facteur de bruit n'est pas aussi précise.

Ces éléments peuvent expliquer que les erreurs de mesure soient plus importantes. Toutefois, le caractère systématique de l'écart constaté nous incite à penser que la formulation utilisée est insuffisante pour prévoir l'évolution du facteur de bruit dans la partie haute de la gamme. Une nouvelle approche théorique devrait être entreprise pour expliquer ces résultats.

### **III.9.4. RELATIONS AVEC LE TAUX D'ALLIAGE**

Dans le paragraphe II.2.3.4., nous avons montré que les améliorations de la fréquence de coupure avec la température pouvaient être strictement corrélées avec la valeur du taux d'alliage, en étudiant des composants de technologies identiques et de taux d'alliage variant de 0,22 à 0,28. Nous avons étudié l'amélioration des facteurs de bruit sur les mêmes composants et avons représenté les résultats obtenus sur la figure 110. Cette étude confirme absolument les conclusions de l'analyse précédente et montre clairement une corrélation entre l'ampleur des améliorations et le taux d'alliage. Le composant à  $x$  le plus faible présente bien et de très loin l'amélioration la plus significative du facteur de bruit (comme de la fréquence de coupure). Ceci contribue à mieux montrer la validité de la relation entre facteur de bruit et fréquence de coupure. On peut donc conclure très nettement quant à l'intérêt d'utilisation de composants avec des taux d'alliage faibles pour une utilisation en basse température.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons montré comment les effets parasites pouvaient affecter les caractéristiques électriques et le comportement du HEMT en basse température. Nous avons vu comment il était possible de réduire voire même supprimer ces effets néfastes par un choix judicieux des paramètres technologiques et/ou topologiques. Nous avons ensuite précisé les efforts réalisés pour adapter les techniques de calibrage en vue de la caractérisation électrique continue et hyperfréquence en basse température.

Sur un ensemble de transistors commerciaux qui ont servi de base à l'étude, nous avons ainsi pu montrer l'amélioration significative des performances caractéristiques en basse température, en particulier, une diminution très sensible des résistances d'accès et une augmentation de la fréquence caractéristique. Celle-ci s'avère beaucoup plus liée à une diminution de la capacité grille source qu'à une amélioration de la transconductance. Par ailleurs, nous avons pu montrer que cette amélioration était assez directement corrélée avec la valeur du taux d'aluminium dans la couche d'AlGaAs.

Enfin, nous avons présenté la méthodologie mise en oeuvre pour effectuer des mesures de facteur de bruit en basse température. Nous avons discuté longuement, les problèmes qu'elles soulevaient et la validité des solutions qui ont été utilisées. Malgré ces difficultés, elle nous a permis d'effectuer des mesures dans de bonnes conditions et de quantifier l'amélioration spectaculaire des performances de bruit en basse température et l'étroite relation de leur ampleur avec le taux d'aluminium dans l'AlGaAs. Enfin, nous avons pu constater certains écarts entre prévisions théoriques et résultats expérimentaux qui nécessiteront un développement de nouveaux outils théoriques à l'avenir.

## Conclusion Générale

Le travail que nous avons réalisé dans cette thèse comportait une part expérimentale très importante. On peut la résumer et la caractériser en disant qu'elle consistait principalement à élaborer et à mettre en oeuvre une méthodologie de mesure de facteurs de bruit très faibles présentés par des composants dans le domaine microondes.

Deux grands types de mesure ont été réalisés qui répondaient tous deux à ces critères : d'une part, des évaluations à température ambiante dans la bande des 800 MHz-1 GHz et d'autre part à basse température entre 10 et 25 GHz. Dans les deux cas les facteurs de bruit attendus étaient de l'ordre de 0,2 à 0,4 dB et en fait, dans le premier notre étude a montré qu'ils se situaient à un niveau inférieur.

Dans le premier cas, la principale difficulté résidait dans la mise en oeuvre de systèmes d'adaptation à facteurs de transformation élevé, vu les T.O.S. présentés par les composants, et à pertes les plus faibles possible en égard aux valeurs des facteurs de bruit à mesurer. Les solutions que nous avons adoptées, sans être originales, nous ont permis d'atteindre de façon très satisfaisante ces objectifs.

Dans le second cas, elle s'accompagnait d'une nécessité de caractériser aussi exactement que possible le comportement microonde des composants (transistors à effet de champ) en basse température. Pour ce faire, nous avons dû adopter et affiner les techniques de caractérisation et de calibrage

mises en oeuvre au laboratoire à la température ambiante et permettant d'accéder à l'évolution en température des paramètres électriques des composants. Ces techniques de calibrage ont été essentielles pour évaluer les pertes des éléments de liaison dans les mesures de bruit en basse température et accéder aussi aux valeurs du facteur de bruit. Celles-ci nous ont posé d'autres problèmes conceptuels en particulier à cause de l'inhomogénéité des températures sur les lignes et éléments de liaison, difficultés que nous avons résolues partiellement.

Ces travaux effectués sur une base essentiellement expérimentale nous ont permis d'acquérir un certain nombre de résultats scientifiques originaux :

- Si dans la bande des 800 MHz, les résultats obtenus sont conformes aux connaissances acquises en ce qui concerne les transistors bipolaires, il n'en est pas de même en ce qui concerne les transistors à effet de champ. Les "planchers" de bruit annoncés par la plupart des constructeurs se sont révélés soit inexistantes, soit largement inférieurs au minimum mesurable. Il semble que pour les composants haute performance considérés le bruit de diffusion prédomine au moins jusque quelques centaines de MHz et que des facteurs de bruit inférieurs à 0,1 dB peuvent être atteints à 800 MHz. Des travaux théoriques entrepris au laboratoire vont sans doute permettre d'expliquer dans un proche avenir ce comportement.

- Nous avons mis en évidence des améliorations très importantes des fréquences de coupure et fréquences caractéristiques des H.E.M.T. quand la température descendait vers 77K. Cette augmentation est étroitement corrélée avec l'amélioration de la dynamique électrique dans le gaz 2D et semble très liée à la valeur du taux d'aluminium dans les couches d'AlGaAs, donc à l'influence des pièges profonds dans celle-ci. Il en résulte une recommandation très nette quant à l'usage de composants à taux d'aluminium faible pour une utilisation en basse température.

- Nous avons pu évaluer assez précisément les améliorations considérables des facteurs de bruit des H.E.M.T. consécutives à une descente en température à 77K dans la bande 12-25 GHz et à tenter d'en analyser les causes. Cette étude fait encore apparaître une corrélation importante entre l'importance des améliorations et les valeurs des taux d'aluminium dans la couche d'AlGaAs.

Elle montre clairement l'intérêt de l'utilisation de tels composants pour des applications en amplification très faible bruit, en particulier dans le domaine spatial.

Ce travail devrait connaître d'importants prolongements.

Sur le plan expérimental et méthodologique, une évaluation plus systématique des possibilités de la méthode des deux sources froides pour la mesure de très faibles facteurs ou températures de bruit devrait être mise en oeuvre. Elle pourrait être appliquée tant à la mesure de composants dans la gamme des 1 GHz qu'aux mesures en basse température. D'autre part, dans ce cas, il y aurait lieu de perfectionner la méthodologie d'extraction des valeurs des facteurs de bruit que nous avons mis en oeuvre. Par ailleurs, des mesures dans la bande des 1 à 4 GHz devraient être entreprises sur d'autres composants afin d'évaluer les corrélations entre facteurs de bruit mesurés et courants inverses de grille. Dans la droite ligne de ce travail, des études sur le comportement en basse température et dans la gamme basse des microondes, des nouvelles filières de composants (HEMT pseudomorphique et métamorphique sur GaAs, HEMT sur InP) pourraient être entreprises. Enfin, un effort de simulation théorique du facteur de bruit en basse température devrait être entrepris pour tenter d'analyser les raisons des divergences actuelles entre prévisions théoriques (basées sur des formulations analytiques simplifiées) et résultats expérimentaux dans le haut de la bande de mesure.

Ce travail ouvre donc de larges perspectives y compris au niveau des applications où la cryomicroélectronique prend chaque jour une importance croissante, grâce aux facilités nouvelles offertes tant par les nouveaux systèmes cryogéniques que par les matériaux supraconducteurs à haute température critique.

# **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] **A. Belache et al**, IEEE Trans on Electron Dev., Vol. 38, n° 1, Janvier 1991.
- [2] **A. Belache**, Thèse de l'Université, Lille, Mars 1989.
- [3] **J.P. Bailbe**, Thèse d'Etat, UPS Toulouse, Février 1977.
- [4] **T. Sakai et al**, IEDM, 1985.
- [5] **T. Gomi et al**, IEDM, 1988.
- [6] **N. Sheng et al**, IEDM, 1987.
- [7] **H. Goto**, Journal de Physique, Colloque C4, Tome 49, Septembre 1988.
- [8] **R.A. Minasian**, Electron. Lett., Vol. 13, n° 8, pp. 541-549, 1977.
- [9] **A. Cappy**, Thèse d'Etat, Lille, Décembre 1986.
- [10] **G. Salmer et al**, 11th Int. Symp. on GaAs and Related compounds, Biarritz, 1984.
- [11] **M. Pernisek**, Thèse d'Etat, Lille, Février 1990.
- [12] **Y. Crosnier and G. Salmer**, 1991, Elsevier Science publishers, J.P. Nougier (Editor), North-Holland.
- [13] **T. Mimura et al**, Japan J. Appl. Phys., Vol. 19, pp. L225, 1980.
- [14] **D. Delagebeaudeuf et al**, Electron. Lett., Vol. 16, n° 17, pp. 667-668, 1980.
- [15] **D. Fritsche**, Solid state Electronics, Vol. 30, n° 11, 1987.
- [16] **M.D. Feuer**, IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-32, n° 1, p. 7-11, janvier 1985.
- [17] **S. Kuroda et al**, IEEE Trans. Electron. Dev. Lett., Vol. EDL 8, n° 9, Sept. 1987.
- [18] **A. Ketterson et al**, IEEE Electron. Dev. Lett, Vol. EDL6, n° 12, 1985.
- [19] **T. Itoh et al**, Proc. of IEEE Cornell Conference, 1985.
- [20] **U.K. Mishra et al**, IEDM, Conference, 1988.
- [21] **N.G. Geok, D. Pavlidis et al**, IEEE Electron. Dev. Lett., Vol. 9, n° 9, september 1988.
- [22] **U.K. Mishra et al**, IEDM, 1988.
- [23] **Loi D. Nguyen et al**, IEEE Electron. Dev. Lett., Vol. 13, n° 3, Mars 1992.
- [24] **K.H. Duh et al**, IEEE MTT Symposium, Dallas, 1990.
- [25] **J.P. Nougier**, Revue Phys. Appl., 22, pp. 803-819, Août 1987.
- [26] **A. Van der Ziel**, Encyclopedia of Physical science and Technology, Vol. 9, pp. 47-60, 1987.

- [27] **C.M. Van Vliet**, Solid state Electronics, 34, pp. 1-21, 1991.
- [28] **M. Pouysegur et J. Graffeuil**, Revue Phys. Appl., 22, pp. 897-903, Août 1987.
- [29] **R.H. Haitz**, Appl. Phys. Lett., pp. 381-383, Novembre 1966.
- [30] **A. Van der Ziel**, Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey, 1970.
- [31] **H. Nyquist**, Physical Review, pp. 110-113, July 1928.
- [32] **J.B. Johnson**, Physical Review, pp. 97-109, July 1928.
- [33] **R. Soares, J. Obregon et J. Graffeuil**, Collection technique et scientifique des télécommunications, Eyrolles, 1984.
- [34] **J.L. Lawson and G.E. Uhlenbeck**, Mc Graw-Hill, New York, 1950.
- [35] **J. Lange**, IEEE J. Solid-State circuits, Vol. Sc-2, pp. 37-40, June 1967.
- [36] **J.A. Dobrowolski**, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-37, pp. 15-20, January 1989.
- [37] **H. Rothe et W. Dahlke**, Proc. of the IRE, Vol. 44, pp. 811-818, 1956.
- [38] **A. Van der Ziel**, Prentice Hall, Inc. New York, 1954.
- [39] **A. Van der Ziel**, SSE, Vol. 25, n° 2, pp. 141-143, 1982.
- [40] **S.N.J. Liu et al**, IEDM, pp. 414-417, 1987.
- [41] **Y.C. Zhu et al**, SSE, Vol. 28, n° 5, pp. 473-477, 1985.
- [42] **M.S. Gupta and O. Pitzalis**, IEEE MTT, Vol. MTT 35, n° 12, December 1987.
- [43] **P. Heymann and H. Prinzler**, Electronics Letters, Vol. 28, n° 7, March 1992.
- [44] **P. Heymann et al**, Frequenz, Vol. 43, pp. 112-115, 1989.
- [45] **H. Fukui**, IEEE Trans. on Electron. Dev., Vol. ED-13, n° 3, March 1966.
- [46] **A. Van der Ziel et al**, SEE, Vol. 19, pp. 149-151, 1976.
- [47] **H.F. Cooke**, Proc. of the IEEE, Vol. 59, n° 8, pp. 1163-1181, August 1971.
- [48] **J. Caminade**, Thèse d'Etat, Toulouse, 1977.
- [49] **B.D. Mukunda**, IEEE TED, Vol. 35, n° 5, May 1988.
- [50] **P.I. Rockett**, IEEE TED, Vol. 35, n° 10, October 1988.
- [51] **P.A. Pucell et al**, Adv. in electronics and elect. Physics, Vol. 38, pp. 195-265, 1974.
- [52] **A. Cappy**, IEEE Trans. on MTT, Vol. 36, n° 1, January 1988.

- [53] **K.M. Van Vliet et al**, J. Appl. Phys., Vol. 46, n° 4, pp. 1804-1813, Avril 1975.
- [54] **A. Van der Ziel**, Proc. of the IRE 50, pp. 1808-1812, 1962.
- [55] **A. Van der Ziel**, Proc. of the IRE 51, pp. 461-467, 1963.
- [56] **W. Beachtold**, IEEE Trans. Electron. Dev., Vol. ED-18, n° 2, pp. 97-104, 1971.
- [57] **W. Beachtold**, IEEE Trans. Electron. Dev., Vol. ED-19, n° 5, pp. 674-680, 1972.
- [58] **J. Graffeuil**, Thèse d'Etat, Toulouse, 1977.
- [59] **T.M. Brookes**, IEEE Trans. Electron. Dev., Vol ED-33, n° 1, pp. 52-57, 1986.
- [60] **J.P. Nougier et al**, Physica 134B, pp. 260-263, 1985.
- [61] **A. Cappy and W. Heinrich**, IEEE Trans. on Electron. Dev., Vol. 36, n° 2, February 1989.
- [62] **W. Shockley et al**, Quantum theory of atoms, molecules and solid states, P.O. Lowdined, Academic press.
- [63] **H. Fukui**, IEEE Trans. Mic. Theory Tech., Vol. MTT 27, n° 7, pp. 643-650, 1979.
- [64] **H. Fukui**, IEEE Trans. Electron. Dev., Vol. ED-26, n° 7, pp. 1032-1037, 1979.
- [65] **D. Delagebeaudeuf et al**, IEEE Electron. Dev. Lett., Vol. EDL-6, n° 9, pp. 444-445, 1985.
- [66] **D. Delagebeaudeuf et al**, E.M.C., pp. 260-263, Paris, 1985.
- [67] **C. Robert**, Thèse de l'Université, Observatoire de Paris-Meudon, Paris VI, Décembre 1991.
- [68] **H.T. Friis**, Proc. of the IRE, 32, pp. 419-422, July 1944.
- [69] **J.J. Harris et al**, Superlattices and Microstructures, Vol. 2, n° 6, 1986.
- [70] **W.T. Masselink et al**, Appl. Phys. Lett., 51 (19), Nov. 1987.
- [71] **R. Fischer, E.L.**, Vol. 19, n° 19, 15th September 1983.
- [72] **T.J. Drummond et al**, IEEE Electron. Dev., Vol. ED-31, n° 8, August 1984.
- [73] **A.J. Valois and G.Y. Robinson**, IEEE, Electr. Dev. Lett., Vol. EDL-4, n° 10, October 1983.
- [74] **R. Fischer et al**, IEEE Trans. on Elect. Dev., Vol. ED-31, n° 8, p. 1028, 1984.

- [75] **T.N. Theis**, Proc. of 14th Int. Symp. on GaAs and Rel. comp. Heraklion, Crète, 1987.
- [76] **T. Shawki et al**, Simul. of Semiconducteur and Processes, Vol. 3, pp. 26-28, Bologna, Italie, Sept. 1988.
- [77] **T. Shawki**, TGHèse de l'Université, Lille, Octobre 1990.
- [78] **G. Dambrine et al**, IEEE Trans on Micro. Theory and Tech., Vol. 36, n° 7, pp. 1151-1159, July 1988.
- [79] **G. Dambrine**, Thèse de l'Université, Lille, Mars 1989.
- [80] **R.L. Chang et al**, IEEE MTT's Digest, pp. 371-374, 1989.
- [81] **L. Escotte**, Thèse de l'Université, IRCOM-Limoges, Juin 1988.
- [82] **A. Amairi**, Thèse de l'Université, Lille, Septembre 1991.
- [83] **H. Meschede et al**, 22nd European Microwave Conference, Helsinki, Finland, August 1992.
- [84] **A. Baghdad et al**, IEEE Micro. Theory and Tech. Society, Carcassonne, Novembre 1990.
- [85] **S. Tehrani et al**, IEEE Trans. on Electron Dev., Vol. 36, n° 9, September 1989.
- [86] **H. Bauer and H. Rothe**, Archiv. der elektrischen uebertragung, vol. 10, pp. 241-252, 1956.
- [87] **S. Withington**, Technical Feature, Microwave Journal, June 1989.
- [88] **Y. Leroy**, Mesures Thermiques, Techniques de l'Ingénieur, R 3030.1-7, 1984.
- [89] **A. Baghdad et al**, 22nd European Microwave Conference, Helsinki, Finland, August 1992.

**ANNEXE**

# Annexe

## Analyse "TRL"

L'analyse par la méthode "TRL" utilisée dans le logiciel "CASCADE" permet de déterminer analytiquement les paramètres d'erreur  $S_{aij}$  et  $S_{bij}$  des réseaux d'entrée et de sortie du système, à partir des "fichiers mesures" des paramètres S des étalons "Thru" "Line" et "Reflect".

Les différentes étapes de cette méthode sont :

### 1. Détermination des paramètres $S_{a11}$ et $S_{b22}$ :

A partir des "fichiers mesures" des paramètres  $[S]$  des étalons "Thru" et "Line"  $[S_t]$  et  $[S_d]$  et leur transformation en matrice de transfert  $[T_t]$  et  $[T_d]$  on déduit les matrices  $[M]$  et  $[N]$  telles que :

$$[M] = [T_d].[T_t]^{-1} \quad (\text{A.1})$$

$$[N] = [T_t]^{-1}.[T_d] \quad (\text{A.2})$$

Ces équations matricielles sont équivalentes aux systèmes d'équation du second degré suivants :

$$\begin{cases} M_{21} \left( \frac{T_{a11}}{T_{a21}} \right)^2 + (M_{22} - M_{11}) \left( \frac{T_{a11}}{T_{a21}} \right) - M_{12} = 0 \\ M_{21} \left( \frac{T_{a12}}{T_{a22}} \right)^2 + (M_{22} - M_{11}) \left( \frac{T_{a12}}{T_{a22}} \right) - M_{12} = 0 \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{cases} N_{12} \left( \frac{T_{b11}}{T_{b12}} \right)^2 + (N_{22} - N_{11}) \left( \frac{T_{b11}}{T_{b12}} \right) - N_{21} = 0 \\ N_{12} \left( \frac{T_{b21}}{T_{b22}} \right)^2 + (N_{22} - N_{11}) \left( \frac{T_{b21}}{T_{b22}} \right) - N_{21} = 0 \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

La résolution de ces systèmes d'équations permet de déterminer les termes suivants :

$$\left. \begin{array}{l} a = \frac{T_{a11}}{T_{a21}} \\ b = \frac{T_{a12}}{T_{a22}} \end{array} \right\} = \frac{(M_{11} - M_{22}) \pm \sqrt{(M_{11} - M_{22})^2 + 4M_{12}M_{21}}}{2M_{21}} \quad (\text{A.5})$$

$$\left. \begin{array}{l} c = \frac{T_{b11}}{T_{b12}} \\ d = \frac{T_{b21}}{T_{b22}} \end{array} \right\} = \frac{(N_{22} - N_{11}) \pm \sqrt{(N_{22} - N_{11})^2 + 4N_{12}N_{21}}}{2N_{12}} \quad (\text{A.6})$$

On constate une ambiguïté de signes dans la détermination des couples (a,b) et (c,d).

Les racines carrées des discriminants des équations 3 et 4 :

$\sqrt{(M_{11} - M_{22})^2 + 4M_{21}M_{12}}$  et  $\sqrt{(N_{22} - N_{11})^2 + 4N_{12}N_{21}}$  sont de la forme  $\pm 2j \sin \beta l$ .

Nous choisirons des tronçons de ligne "Delay-line" de longueur électrique  $\beta l < \Pi$  (ou  $l < \frac{\lambda_g}{2}$ ) de manière à ne pas avoir une ambiguïté sur les signes de ces discriminants. Un tronçon de ligne de longueur  $l$  ne peut servir ainsi qu'au calibrage dans une bande de fréquence restreinte dont la limite supérieure est  $f_{max} = \frac{Co}{2l\sqrt{\epsilon_{reff}}}$  (avec  $\epsilon_{reff} = 7.5$  pour le substrat d'alumine et  $Co = 3.10^8 m/s$ ).

Nous nous sommes contentés d'utiliser pratiquement deux tronçons de ligne "Delay-line" :

- une ligne courte, de longueur 1,0 mm, utilisable jusqu'à une fréquence maximale  $f_{max} \# 55$  GHz
- une ligne longue, de longueur 4,8 mm dont la fréquence maximale d'utilisation est  $f_{max} \# 11$  GHz

En effectuant un test sur la racine carrée des discriminants, dans le programme, on met fin à l'ambiguïté de signes dans les solutions des équations précédentes soit :

$$a = S_{a11} - \frac{S_{a12}S_{a21}}{S_{a22}} = \frac{(M_{11} - M_{22}) - \sqrt{(M_{11} - M_{22})^2 + 4M_{12}M_{21}}}{2M_{21}} \quad (\text{A.7})$$

$$b = S_{a11} = \frac{(M_{11} - M_{22}) + \sqrt{(M_{11} - M_{22})^2 + 4M_{12}M_{21}}}{2M_{21}} \quad (\text{A.8})$$

$$c = \frac{S_{b21}S_{b12}}{S_{b11}} - S_{b22} = \frac{(N_{22} - N_{11}) - \sqrt{(N_{22} - N_{11})^2 + 4N_{12}N_{21}}}{2N_{12}} \quad (\text{A.9})$$

$$d = -S_{b22} = \frac{(N_{22} - N_{11}) + \sqrt{(N_{22} - N_{11})^2 + 4N_{12}N_{21}}}{2N_{12}} \quad (\text{A.10})$$

## 2. Détermination des paramètres $S_{ab} = S_{a21}S_{b21}$ et $S_{ba} = S_{a12}S_{b12}$ :

D'après "les fichiers mesures" de l'étalon "Thru"  $[S_t]$  on a déduit la matrice de transfert  $[T_t]$  telle que :

$$[T_t] = [T_a][T_b] \quad (\text{A.11})$$

A partir de cette matrice  $[T_t]$  et des termes  $a$  et  $b$  on obtient :

$$S_{ab} = S_{a21}S_{b21} = S_{t21} \left[ 1 - \frac{b - S_{t11}}{a - S_{t11}} \right] \quad (\text{A.12})$$

$$S_{ba} = S_{a12}S_{b12} = S_{t12} \left[ 1 - \frac{b - S_{t11}}{a - S_{t11}} \right] \quad (\text{A.13})$$

## 3. Détermination des paramètres $S_{a22}$ et $S_{b11}$ :

Le coefficient de réflexion mesuré de l'étalon "Reflect" correspondant au demi-boîtier d'entrée  $S_{11S}$  est donné par :

$$S_{11S} = S_{a11} + \frac{S_{a12}S_{a21}\Gamma_c}{1 - S_{a22}\Gamma_c} = \frac{\frac{T_{a11}\Gamma_c}{T_{a22}} + \frac{T_{a12}}{T_{a22}}}{\frac{T_{a21}\Gamma_c}{T_{a22}} + 1} \quad (\text{A.14})$$

$$\text{En posant :} \quad A = \frac{T_{a11}}{T_{a22}} \quad (\text{A.15})$$

$$\text{et sachant que :} \quad \begin{cases} a = \frac{T_{a11}}{T_{a21}} \\ b = \frac{T_{a12}}{T_{a22}} \end{cases}$$

alors  $S_{11S}$  devient :

$$S_{11S} = \frac{A\Gamma_c + b}{\frac{A}{a}\Gamma_c + 1} \quad \text{et inversement} \quad A = \frac{S_{11S} - b}{\left(1 - \frac{S_{11S}}{a}\right)\Gamma_c} \quad (\text{A.16})$$

Le coefficient de réflexion mesuré de l'étalon "Reflect" correspondant au demi-boîtier de sortie  $S_{22S}$  est donné par :

$$S_{22S} = S_{b22} + \frac{S_{b12}S_{b21}\Gamma_c}{1 - S_{b11}\Gamma_c} = \frac{-\frac{T_{b21}}{T_{b22}} + \frac{T_{b11}}{T_{b22}}\Gamma_c}{1 - \frac{T_{b12}\Gamma_c}{T_{b22}}} \quad (\text{A.17})$$

$$\text{En posant :} \quad \alpha = \frac{T_{b11}}{T_{b22}} \quad (\text{A.18})$$

$$\text{et sachant que :} \quad \begin{cases} c = \frac{T_{b11}}{T_{b12}} \\ d = \frac{T_{b21}}{T_{b22}} \end{cases}$$

alors  $S_{22S}$  devient :

$$S_{22S} = \frac{\alpha \Gamma_c - d}{-\frac{\alpha}{c} \Gamma_c + 1} \quad \text{et} \quad \text{inversement} \quad \alpha = \frac{S_{22S} + d}{\left(1 + \frac{S_{22S}}{c}\right) \Gamma_c} \quad (\text{A.19})$$

En éliminant  $\Gamma_c$  entre les deux expressions de  $A$  et  $\alpha$  dans les équations 16 et 19 on déduit alors le rapport  $\frac{A}{\alpha}$  :

$$\frac{A}{\alpha} = \frac{(S_{11S} - b) \left(1 + \frac{S_{22S}}{c}\right)}{(S_{22S} + d) \left(1 - \frac{S_{11S}}{a}\right)} \quad (\text{A.20})$$

A partir de l'équation 11 on déduit la matrice  $[T_b]$  :

$$[T_b] = [T_a]^{-1} [T_i]$$

La résolution de cette équation matricielle permet de déterminer le terme  $\frac{T_{b11}}{T_{b22}}$  de la matrice  $[T_b]$  soit :

$$\frac{T_{b11}}{T_{b22}} = \frac{T_{a22}}{T_{a11}} \cdot \frac{\frac{T_{i11}}{T_{i12}} - \frac{T_{i21}}{T_{i22}} \cdot \frac{T_{a22}}{T_{a22}}}{1 - \frac{T_{i12}}{T_{i22}} \cdot \frac{T_{a21}}{T_{a11}}} \quad (\text{A.21})$$

d'où le produit  $A\alpha$  :

$$A\alpha = \frac{T_{a11} T_{b11}}{T_{a22} T_{b22}} = \frac{T_{i11} - T_{i21} \cdot b}{T_{i22} - \frac{T_{i12}}{a}} \quad (\text{A.22})$$

Le terme  $A$  est déterminé à partir du quotient  $\frac{A}{\alpha}$  et du produit  $A\alpha$  simplement par :

$$\begin{aligned} A &= \pm \sqrt{\left(\frac{A}{\alpha}\right) \cdot (A\alpha)} \\ &= \pm \sqrt{\frac{(S_{11S} - b) \left(1 + \frac{S_{22S}}{c}\right) (T_{i11} - T_{i21} \cdot b)}{(S_{22S} + d) \left(1 - \frac{S_{11S}}{a}\right) (T_{i22} - \frac{T_{i12}}{a})}} \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

Le choix du signe correct attribué à  $A$  est effectué en comparant le signe de la valeur de  $A$  obtenue par cette équation 23 et celle obtenue par l'équation 16 ou 25 en prenant comme valeur théorique du coefficient de réflexion du circuit ouvert  $\Gamma_c$  :

$$\Gamma_c = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{Y_0 - Y}{Y_0 + Y} = \frac{0.02 - jC2\Pi f}{0.02 + jC2\Pi f} \quad (\text{A.24})$$

avec :

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} = \frac{1}{50} = 0.02 \text{ SI}$$

$$Y = \frac{1}{Z} = jC2\Pi f$$

$C$  = capacité de bord de la ligne microruban en circuit ouvert.

L'équation 16 devient :

$$A = \left( \frac{S_{11} - b}{1 - \frac{S_{11}b}{a}} \right) \cdot \left( \frac{0.02 + jC2\Pi f}{0.02 - jC2\Pi f} \right) \quad (\text{A.25})$$

A partir de la valeur correcte de  $A$  déterminée par l'équation 23 on déduit  $\alpha$  simplement par :

$$\begin{aligned} \alpha &= (A\alpha)/A \\ &= \frac{T_{111} - T_{121}b}{(T_{122} - T_{112})A} \end{aligned}$$

D'après les formules de transformation de la matrice  $[S_a]$  du réseau d'erreur d'entrée en la matrice  $[T_a]$  nous pouvons écrire :

$$S_{a22} = -\frac{T_{a21}}{T_{a22}} = -\frac{T_{a11} T_{a21}}{T_{a22} T_{a11}} \quad (\text{A.26})$$

$$\text{d' où} \quad : \quad S_{a22} = \frac{-A}{a} \quad (\text{A.27})$$

De la même manière :

$$S_{b11} = \frac{T_{b12}}{T_{b22}} = \frac{T_{b11} T_{b12}}{T_{b22} T_{b11}} \quad (\text{A.28})$$

$$\text{d' où} : \quad S_{b11} = \frac{\alpha}{c} \quad (\text{A.29})$$

#### 4. Détermination des paramètres $S_{trans1} = S_{a12}S_{a21}$ et $S_{trans2} = S_{b21}S_{b12}$ :

$$\text{sachant que} : \begin{cases} a = S_{a11} - \frac{S_{a12}S_{a21}}{S_{a22}} \\ b = S_{a11} \end{cases}$$

alors :

$$S_{a12}S_{a21} = S_{a22}(b - a) \quad (\text{A.30})$$

$$S_{trans1} = S_{a12}S_{a21} = A - \frac{A_b}{a} \quad (\text{A.31})$$

D'autre part, connaissant :

$$\begin{cases} c = \frac{S_{b21} \cdot S_{b12}}{S_{b11}} - S_{b22} \\ d = -S_{b22} \end{cases}$$

d'où alors :

$$S_{b21} S_{b12} = S_{b11} (c - d) \quad (\text{A.32})$$

$$S_{trans2} = S_{b21} S_{b12} = \alpha - \frac{d\alpha}{c} \quad (\text{A.33})$$

**\* Résumé**

Les huit paramètres d'erreur correspondant aux réseaux d'entrée/sortie du système de mesure sont ainsi déterminés analytiquement.

soit :

En entrée	En sortie
$S_{a11} = b$	$S_{b22} = -d$
$S_{ab} = S_{a21} S_{b21}$	$S_{ba} = S_{a12} S_{b12}$
$S_{a22} = -\frac{A}{\alpha}$	$S_{b11} = \frac{\alpha}{c}$
$S_{trans1} = S_{a12} S_{a21}$ $= A - A \frac{b}{a}$	$S_{trans2} = S_{b21} S_{b12}$ $= \alpha - \alpha \frac{d}{c}$

