

**UNIVERSITE DE LIMOGES**  
**ECOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information**  
**FACULTE des SCIENCES et TECHNIQUES**

Année : 2010

Thèse N° 85-2010

**Thèse**

**Pour obtenir le grade de**

**Docteur de l'Université de Limoges**

**Spécialité : « Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes »**

**Présentée et soutenue le 14 Décembre 2010, par :**

**Maissa JAAFAR - BELHOUI**

***Contribution au développement de nouveaux instruments  
pour la modélisation des transistors hautes fréquences.***

**Thèse dirigée par :**

**Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT et Jean-Pierre TEYSSIER**

**JURY :**

<b>J.M. DUMAS</b>	Professeur à l'Université de Limoges-XLIM	Président
<b>O. LATRY</b>	Maitre de Conférences-HDR à l'Université de Rouen-GPM	Rapporteur
<b>N. MALBERT</b>	Professeur à l'Université de Bordeaux 1-IMS	Rapporteur
<b>C. AUPETIT-BERTHELEMOT</b>	Professeur à l'Université de Limoges-XLIM	Examinatrice
<b>S. BOLLAERT</b>	Professeur à l'Université de Lille 1-IEMN	Examineur
<b>J.P. TEYSSIER</b>	Professeur à l'Université de Limoges-XLIM	Examineur
<b>G. GREGORIS</b>	Ingénieur à Thales Alénia Space	Invité



*A mes Parents*

*A mon Frère et mes Sœurs*

*A l'Amour de ma vie*



---

---

# Remerciements

---

*Les travaux présentés dans ce manuscrit ont été effectués dans le département C2S2 de l'Institut de Recherche XLIM, au sein du groupe Etudes des Systèmes de Télécommunications de l'ENSIL. A ce titre je tiens à remercier tout l'ensemble de l'équipe de recherche et plus particulièrement son responsable Monsieur Jean-Pierre CANCES, Professeur à l'Université de Limoges, de m'avoir accueillie au sein de cette équipe.*

*J'exprime ma profonde gratitude à Madame Christelle AUPETIT-BERTHELEMOT, Professeur à l'Université de Limoges, et Monsieur Jean-Pierre TEYSSIER, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir dirigé cette thèse. Leurs conseils et leurs nombreux encouragements furent précieux pour mener à bien ces travaux.*

*Je tiens également à remercier Monsieur Jean-Michel DUMAS, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir faite l'honneur de présider le jury de cette thèse ainsi que pour les conseils enrichissants qu'il m'a apportés tout au long de cette thèse.*

*J'exprime aussi ma sincère gratitude à Madame Nathalie MALBERT, Professeur à l'Université de Bordeaux 1, et Monsieur Olivier LATRY, Maître de conférences-HDR à l'Université de Rouen, d'avoir accepté d'être les rapporteurs de ce travail, je les en remercie vivement.*

*Mes sincères remerciements vont à Monsieur Sylvain BOLLAERT, Professeur à l'Université de Lille 1 et Monsieur GREGORIS, Ingénieur à Thalès Alénia Space, pour m'avoir faite l'honneur d'être membres de jury.*

*Un remerciement à l'IEMN et à OMMIC pour m'avoir fourni les composants à caractériser. Je pense aussi à Monsieur Thomas CLUZEAU et Monsieur Jacques ZANINETTI pour leurs aides, très précieuses, qui m'ont permis d'avancer dans mes travaux.*

*J'associe à ces remerciements mes collègues du département C2S2 : Alaa, Abdel Kader et Guillaume pour m'avoir consacré un peu de leur temps et m'avoir aidée à réaliser mes mesures sur leurs bancs. A vous tous, grand merci.*

*Un clin d'œil à mes collègues du bureau : Naim, Zahoor et Hamid, et des bureaux voisins pour l'ambiance et les discussions agréables.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes celles et ceux qui m'ont apporté leur soutien, leur amitié ou leur expérience tout au long de ce travail de thèse.*

*Un GRAND MERCI à mes parents, mes sœurs et mon frère. Merci pour vos sacrifices, vos encouragements et votre soutien qui m'ont permis d'avancer dans mes études et de devenir qui je suis. Je tiens à remercier aussi mes beaux parents et tous les BELHOUIs pour leurs encouragements et leurs soutiens. Finalement, il n'est pas question de ne pas remercier l'homme de ma vie, qui sans lui, je n'aurai pas continué jusqu'au bout. Merci Adil d'être toujours là pour moi. Merci pour ton soutien, ton aide, ton amour et tout le bonheur que tu m'apportes. Je dédie cette thèse à cette magnifique grande famille, à toi Adil et à notre bébé qui viendra bientôt. Encore une fois MERCI.*

---

---

# *Table des matières*

---

<b>Introduction générale</b>	<b>7</b>
<b>1 PRÉSENTATION DES TRANSISTORS HEMTs III-V ÉTUDIÉS</b>	<b>11</b>
1.1 Introduction . . . . .	13
1.2 Généralités sur les transistors HEMTs . . . . .	14
1.2.1 Structure et principe de fonctionnement . . . . .	14
1.2.2 Hétérojonction et gaz bidimensionnel d'électrons . . . . .	15
1.2.3 Effet MESFET parasite . . . . .	17
1.2.4 Paramètres électriques du HEMT . . . . .	18
1.2.5 Paramètres clés du transistor HEMT . . . . .	22
1.2.6 Evolution des paramètres technologiques pour la montée en fréquence : vers le MHEMT . . . . .	26
1.3 Le transistor MHEMT sur GaAs . . . . .	28
1.3.1 Processus de Fabrication . . . . .	29
1.3.2 Principe de fonctionnement . . . . .	31
1.3.3 Origine des pièges dans le MHEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	39
1.4 Le HEMT AlSb/InAs sur substrat InP . . . . .	40
1.4.1 Structure et processus de fabrication . . . . .	41
1.4.2 Difficultés expérimentales . . . . .	44
1.4.3 Les pièges dans le HEMT AlSb/InAs . . . . .	45

1.4.4	Améliorations technologiques . . . . .	45
1.5	Conclusion . . . . .	47
<b>2</b>	<b>LES EFFETS DISPERSIFS DES PIÈGES ET TECHNIQUES DE CARACTÉRISATION</b>	
	<b>DES CENTRES PROFONDS</b>	<b>49</b>
2.1	Introduction . . . . .	51
2.2	Les effets des pièges dans les HEMTs . . . . .	51
2.2.1	L'effet kink . . . . .	52
2.2.2	L'ionisation par impact . . . . .	54
2.3	Mise en évidence de la présence de pièges dans la structure . . . . .	55
2.3.1	Caractérisation statique : I(V) . . . . .	55
2.3.2	Banc de mesures impulsionnelles . . . . .	55
2.4	Propriétés physiques des niveaux profonds . . . . .	60
2.4.1	Détermination de la signature des pièges . . . . .	61
2.5	Techniques de caractérisation des pièges . . . . .	64
2.5.1	La DLTS . . . . .	64
2.5.2	Caractérisation du bruit BF . . . . .	65
2.5.3	La Photoluminescence (PL) . . . . .	67
2.5.4	Spectroscopie de l'Admittance . . . . .	68
2.5.5	La Relaxation Isotherme . . . . .	69
2.6	Développement d'un banc expérimental de caractérisation "multi-pièges" . . . . .	70
2.6.1	Principe . . . . .	70
2.6.2	Banc de mesure . . . . .	72
2.6.3	Logiciel développé . . . . .	76
2.7	Conclusion . . . . .	86
<b>3</b>	<b>RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX ET MODÉLISATION DES NIVEAUX DES PIÈGES</b>	<b>87</b>
3.1	Introduction . . . . .	89
3.2	Caractérisation du MHEMT InAlAs/InGaAs sur GaAs . . . . .	89
3.2.1	Mesures statiques . . . . .	90
3.2.2	Mesures de claquage . . . . .	104
3.2.3	Caractérisations dynamiques . . . . .	107



---

3.2.4	Recherche et localisation des pièges . . . . .	113
3.2.5	Discussion . . . . .	117
3.2.6	Conclusion sur le MHEMT InAlAs/InGaAs sur GaAs . . . . .	119
3.3	Caractérisation du HEMT InAs/AlSb sur substrat InP . . . . .	119
3.3.1	Mesures statiques . . . . .	120
3.3.2	Mesures de claquage . . . . .	123
3.3.3	Mesures dynamiques . . . . .	124
3.3.4	Recherche et localisation des pièges . . . . .	126
3.3.5	Discussion . . . . .	128
3.3.6	Conclusion sur le HEMT AlSb/InAs sur InP . . . . .	129
3.4	Modélisation des Effets des pièges . . . . .	130
3.4.1	Circuits électriques modélisant les pièges . . . . .	130
3.4.2	Réglages de l'amplitude des transitoires . . . . .	131
3.4.3	Conditions d'activation des pièges . . . . .	132
3.4.4	Implémentation du modèle dans ADS . . . . .	132
3.5	Effet des états de pièges sur le fonctionnement d'un système . . . . .	135
3.5.1	Fonctionnement d'un circuit amplificateur en classe A . . . . .	136
3.5.2	Simulation d'un amplificateur avec le modèle multi-pièges . . . . .	138
3.6	Conclusion . . . . .	147
	<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>151</b>
	<b>Annexes</b>	<b>155</b>
	<b>A Annexe A</b>	<b>157</b>
	<b>B Annexe B</b>	<b>163</b>
	<b>C Annexe C</b>	<b>179</b>
	<b>D Annexe D</b>	<b>191</b>



---

---

# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

---

Le domaine des télécommunications, qui constitue un outil de développement dans de nombreux domaines, n'a cessé d'évoluer durant ces dernières décennies. Ces évolutions sont liées à l'apparition et au développement de nombreux services comme la voix sur IP (VoIP), la visioconférence, la vidéo à la demande et d'autres applications multimédia toujours plus gourmandes en termes de débit. Actuellement, un des enjeux dans le monde des télécommunications est de savoir si les systèmes déployés sont capables de satisfaire ces exigences accrues. Dans le contexte des télécommunications optiques, les efforts ne sont pas portés sur les mêmes points selon que l'on considère le réseau d'accès ou les réseaux métropolitain et/ou longue distance. Dans le premier contexte, une augmentation de débit utilisateur ( $>1\text{Gbit/s}$ ) doit être faite à moindre coût et en réutilisant au maximum les infrastructures déployées (PON=réseau optique passif et dispositifs bas coûts). Pour les autres strates du réseau, une attention particulière est portée sur les modules d'émission et de réception pour lesquels on cherchera de nouvelles technologies répondant au besoin de montée en débit ( $>100\text{ Gbit/s}$  Ethernet). Dans ces modules un élément clé est le transistor à Haute Mobilité Electronique (HEMT). Il constitue le cœur des circuits de commandes (driver de laser) et amplificateurs qui se trouvent dans les blocs émetteurs et récepteurs respectivement.

Ainsi ce type de transistor connaît sans cesse des évolutions technologiques permettant d'obtenir des fréquences de coupure et des tensions de claquage élevées pour répondre aux besoins.

Développée pour répondre à ces enjeux, l'objectif de la technologie HEMT Métamorphique (MHEMT) permet grâce à la maîtrise des procédés de croissance, de réaliser des structures plus complexes. Les performances atteintes en termes de fréquence de coupure et de tension de claquage sont plus élevées.

Il a été montré qu'en théorie, la technologie HEMT métamorphique InAlAs/InGaAs sur substrat GaAs permet d'obtenir une fréquence de coupure de l'ordre de  $160\text{GHz}$  et une tension de claquage supérieure à  $8\text{V}$ . Des amplificateurs réalisés à base de cette technologie, ont permis de gagner  $3\text{ dB}$  dans le bilan de liaison et d'économiser ainsi sur la régénération en ligne pour un fonctionnement à  $50\text{ GHz}$ . Les équipes de recherche et les industriels s'intéressent à cette technologie, grâce à sa maturité, à l'ingénierie des bandes et son faible coût. La maîtrise des procédés de croissance a permis d'améliorer le comportement du composant et de réduire les éléments parasites apparents.

Une deuxième structure prometteuse, mais beaucoup moins mature, est le HEMT InAs/AlSb sur substrat InP. Il présente une fréquence de coupure de l'ordre de 190 GHz. Ce composant est surtout utilisé dans les circuits haut débits et faibles puissances, grâce à sa faible consommation en terme de tension (max 0.4 V sur le drain).

Or ces deux structures souffrent de distorsions de la conductance de sortie ( $G_d$ ) et de la transconductance ( $G_m$ ), ainsi que des effets de mémoires, dont l'origine est due à certains niveaux d'énergie (qu'on appelle pièges) présents dans la structure du composant.

Le travail présenté dans ce manuscrit porte sur l'étude et la caractérisation des effets parasites prenant naissance dans le canal des structures citées précédemment. Ces effets sont reliés aux pièges actifs, présents dans la structure. Dans le but de caractériser ces niveaux d'énergie, on présentera un banc de mesure expérimental associé à un algorithme qu'on a développé pour permettre la recherche et la caractérisation des pièges profonds. Une fois caractérisés, ces pièges seront introduits dans un modèle électrique, simulant leurs effets sur le fonctionnement d'un circuit amplificateur.

Ce travail de thèse, mené au sein du département C2S2 de l'institut de recherche Xlim, se décompose en trois parties :

- **L'étape 1** a pour but d'étudier la structure MHEMT et de comprendre le mode de fonctionnement des structures citées précédemment grâce aux séries de mesures statiques et dynamiques qui ont été menées.
- **L'étape 2** présente le banc de mesure qui permet la recherche des pièges dans la structure. Un algorithme associé a été développé, il calcule les signatures des pièges et permet leurs localisations dans la structure.
- **L'étape 3** est dédiée à la conception d'un modèle électrique des niveaux de pièges, en se basant sur les signatures calculées de la structure InAlAs/InGaAs. Le HEMT incluant le modèle des pièges sera introduit dans un circuit amplificateur.

Le premier chapitre présente le contexte de l'étude. Tout d'abord, un état de l'art des transistors à haute mobilité électronique (HEMT) est dressé. Ensuite, les différents effets parasites seront présentés. Puis nous détaillons les structures métamorphiques InAlAs/InGaAs sur substrat GaAs et la structure InAs/AlSb sur substrat InP. Des dispositifs de chacune de ces structures nous ont été fournies par OMMIC et par l'IEMN et ont permis la conduite de cette thèse.

Le second chapitre est dédié à la présentation des différentes techniques utilisées pour les caractérisations statiques et dynamiques des composants. On parlera aussi d'un banc de mesures impulsionnelles qui permettra de visualiser l'effet des niveaux profonds sur le comportement du composant. Ces niveaux profonds peuvent être caractérisés à l'aide de plusieurs techniques telles que la DLTS, la mesure du bruit BF, etc . . . Une technique, que nous avons choisie comme support de cette étude, intitulée "La Relaxation Isotherme", permet d'étudier la présence des pièges dans la structure. Un algorithme associé a été développé à l'aide de Matlab<sup>®</sup>, il permet de calculer la signature des pièges et de trouver leur localisation dans la structure en un temps rapide.

Le troisième chapitre est consacrée à la présentation des résultats des mesures. Une adéquation entre les différents phénomènes parasites mesurés et les états des pièges sera faite. Les effets parasites inhérents aux pièges ne sont en général pas intégrés aux bibliothèques de modèles fournies par les fondeurs. Aussi, une fois les pièges caractérisés, un modèle électrique représentant les états des pièges est proposé et intégré dans ADS<sup>®</sup>. Ce modèle assure la reproduction de la réponse du composant en fonction de la polarisation et de la température. Le HEMT In-AlAs/InGaAs contenant le modèle des pièges sera introduit dans un circuit amplificateur en classe A. L'effet des pièges sur la fonction du circuit sera évalué et comparé à un modèle sans effets des pièges.

Nous concluons ce manuscrit en dressant un bilan de ce travail et en proposant des perspectives.

## PRÉSENTATION DES TRANSISTORS HEMTs III-V ÉTUDIÉS

---

### Sommaire

---

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>13</b>
<b>1.2</b>	<b>Généralités sur les transistors HEMTs</b>	<b>14</b>
1.2.1	Structure et principe de fonctionnement	14
1.2.2	Hétérojonction et gaz bidimensionnel d'électrons	15
1.2.3	Effet MESFET parasite	17
1.2.4	Paramètres électriques du HEMT	18
1.2.4.1	Courant de drain	18
1.2.4.2	Tension de saturation du courant	19
1.2.4.3	Commande de grille	19
1.2.4.4	Caractéristique typique I(V) de sortie	20
1.2.4.5	Schéma équivalent petit signal	20
1.2.5	Paramètres clés du transistor HEMT	22
1.2.5.1	La transconductance	23
1.2.5.2	La conductance de sortie	24
1.2.5.3	La fréquence de coupure	24
1.2.5.4	La tension de claquage	25
1.2.5.5	La tension de pincement	26
1.2.5.6	Influence des paramètres technologiques sur les grandeurs caractéristiques	26

1.2.6	Evolution des paramètres technologiques pour la montée en fréquence : vers le MHEMT . . . . .	26
<b>1.3</b>	<b>Le transistor MHEMT sur GaAs . . . . .</b>	<b>28</b>
1.3.1	Processus de Fabrication . . . . .	29
1.3.2	Principe de fonctionnement . . . . .	31
1.3.2.1	Commande de la grille . . . . .	32
1.3.2.2	Polarisation de drain . . . . .	37
1.3.3	Origine des pièges dans le MHEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	39
<b>1.4</b>	<b>Le HEMT AlSb/InAs sur substrat InP . . . . .</b>	<b>40</b>
1.4.1	Structure et processus de fabrication . . . . .	41
1.4.2	Difficultés expérimentales . . . . .	44
1.4.3	Les pièges dans le HEMT AlSb/InAs . . . . .	45
1.4.4	Améliorations technologiques . . . . .	45
<b>1.5</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>47</b>

---



## 1.1 Introduction

Dans ce chapitre, les transistors HEMTs (High Electron Mobility Transistor) seront présentés et leur mode de fonctionnement sera expliqué. Deux types de HEMT, sujets de notre étude, seront présentés. On parlera du premier composant InAlAs/InGaAs sur substrat GaAs (Arséniure de Gallium) de la famille métamorphique. Ce composant (MHEMT) à canal composite sera détaillé, ainsi que son principe de fonctionnement. On montrera aussi que le processus de fabrication peut générer des défauts dans la structure ; ceux-ci agissant comme des pièges à capture ou à émission d'électrons constituant l'axe de recherche de cette thèse.

Le MHEMT InAlAs/InGaAs sur GaAs tire profit des propriétés physiques des matériaux à base d'Arséniure (mobilité électronique élevée et haute vitesse de saturation) et de celles de l'InP (Phosphure d'Indium). Il permet aux chercheurs de pousser loin les limites de performances en terme de fréquence de coupure et de niveau de bruit.

La seconde structure étudiée est le HEMT AlSb/InAs sur un substrat d'InP . Ces composants encore immatures souffrent aussi des effets dispersifs des pièges qui sont à l'origine de la dégradation des réponses électriques du composant. Cette structure profite de la très haute mobilité électronique du matériau InAs et de la grande discontinuité des bandes, afin d'assurer un meilleur confinement des porteurs dans la couche d'InAs et ensuite d'atteindre des fréquences de coupure de l'ordre de 190 Ghz, à des tensions de polarisation très faibles ( $<0,4$  V).

Notre chapitre sera divisé en trois grandes parties. La première sera consacrée à la présentation des transistors HEMTs ainsi que leur mode de fonctionnement. Dans la deuxième, on verra la structure HEMT métamorphique InAlAs/InGaAs. On détaillera le mode de fonctionnement de l'hétérojonction, on verra l'intérêt de cette structure par rapport au modèle générique et on discutera des états de pièges qui engendrent certains effets parasites. La troisième partie sera dédiée au composant InAs/AlSb. On présentera sa structure et son mode de fonctionnement. Quelques problèmes expérimentaux rencontrés lors de la réalisation de cette structure seront abordés ; ceux-ci peuvent engendrer ce qu'on appelle les états de pièges qui seront discutés avant de conclure.

## 1.2 Généralités sur les transistors HEMTs

Version évoluée des transistors de type MESFETs, les premiers transistors HEMT (High Electron Mobility Transistor) sont apparus en 1980. Fabriqué essentiellement par Fujitsu [1] (Japon) et par Thomson [2] (France), ce composant possède plusieurs dénominations : TEGFET (Two-dimensional Electron Gas Field Effect Transistor), MODFET (Modulation Doped Field Effect Transistor) et aussi HFET (Heterojunction Field Effect Transistor). La dénomination HEMT est la plus largement utilisée.

Les transistors HEMT sont connus pour leurs performances pour et au delà des applications de puissance et faible bruit à des fréquences millimétriques pouvant atteindre 180 GHz. Ils sont aussi des composants clés que l'on trouve dans les blocs d'émission et de réception des liaisons optiques. Grâce à leur fréquence de coupure élevée, ils constituent les drivers de lasers dans les modules d'émission, et les circuits amplificateurs à faible bruit dans les modules de réception.

Quelque soit leur domaine d'application, les transistors HEMT ont une structure de base et un mode de fonctionnement communs qui seront présentés dans ce paragraphe.

### 1.2.1 Structure et principe de fonctionnement

Le principe de base du HEMT consiste à mettre à profit les propriétés de haute mobilité d'un gaz bidimensionnel d'électrons formé à l'interface d'une hétérojonction. La structure d'un HEMT est basée sur trois matériaux principaux : le substrat, un matériau à large bande interdite et un matériau à faible bande interdite. La jonction de ces deux matériaux à gap différent, permet la création de l'hétérojonction, et ensuite le confinement du gaz bidimensionnel d'électrons à l'interface. Une structure typique d'un transistor HEMT est présentée sur la figure 1.1.

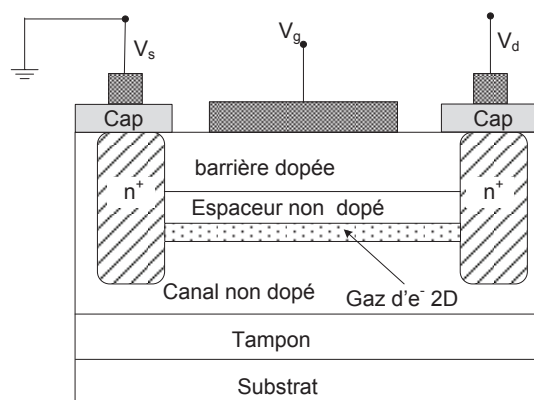


FIGURE 1.1 : Schéma de principe d'un HEMT

La couche superficielle (ou cap) est formée par un matériau de faible largeur de bande interdite, pour permettre la réalisation des contacts ohmiques de source et de drain. Cette couche est généralement fortement dopée, afin de diminuer la résistance des contacts et par suite les résistances d'accès.

La couche barrière à grande largeur de bande interdite dopée n, est la couche donneuse. Elle a pour rôle de fournir les électrons libres. Elle est posée sur un canal non dopé à faible gap. La mise en contact d'un matériau de grande bande interdite dopé n avec un matériau à faible bande interdite non dopé, entraîne l'injection des charges vers le matériau non dopé. Les charges s'accumulent dans le puits quantique à l'interface de l'hétérojonction, où ils peuvent subir l'interaction coulombienne des donneurs ionisés présents dans la couche barrière. Pour minimiser cet effet, une couche intrinsèque appelée "espaceur" est posée entre les donneurs et le canal. En raison de l'absence des ions donneurs dans le canal, ces électrons peuvent atteindre une mobilité très élevée.

La couche tampon (ou buffer) est un matériau à grand gap, placé entre le canal et le substrat pour empêcher l'injection des électrons vers ce dernier. Le substrat semi isolant (SI), est un matériau qui permet d'identifier la filière (InP, GaAs).

### 1.2.2 Hétérojonction et gaz bidimensionnel d'électrons

Comme on l'a déjà mentionné, la juxtaposition d'un matériau à grand gap et d'un matériau à petit gap crée à l'équilibre thermodynamique, une discontinuité de la bande de conduction à l'interface [3]. L'hétérojonction est illustrée par la figure 1.2. On nomme la discontinuité de la bande de conduction  $\Delta E_c$ .

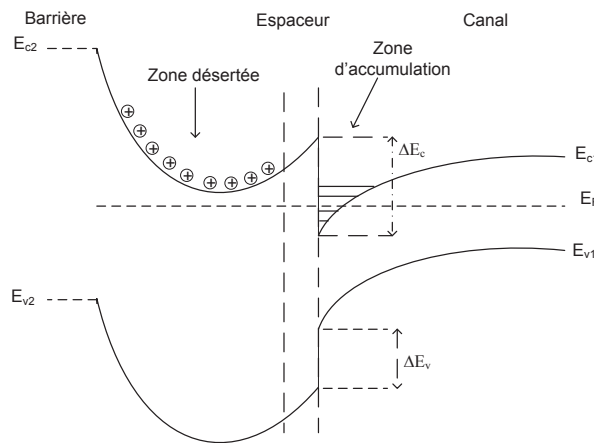


FIGURE 1.2 : hétérojonction barrière-canal et formation du gaz 2D

Le transfert des charges génère dans la couche donneuse une zone désertée. Le profil électrique des charges détermine la courbure des bandes de part et d'autre de l'hétérojonction. Ce qui se traduit par la formation d'un puits de potentiel de forme triangulaire dans le matériau à faible gap où sont transférés et accumulés les électrons provenant de la couche donneuse. On appelle gaz d'électrons bidimensionnel (gaz-2D), l'accumulation des électrons dans ce puits. L'espaceur permet la séparation spatiale des atomes donneurs et du gaz bidimensionnel. Ces électrons ne sont plus soumis aux interactions des impuretés ionisées, et peuvent alors atteindre des mobilités importantes [4]. Le HEMT bénéficie donc d'un transport électronique dans un gaz ayant une mobilité bien supérieure à un matériau dopé. Dans le cas de la figure 1.3 le canal est situé entre deux matériaux de grand gap. La structure de bande est alors formée d'une double hétérojonction, améliorant ainsi le confinement des électrons dans le canal.

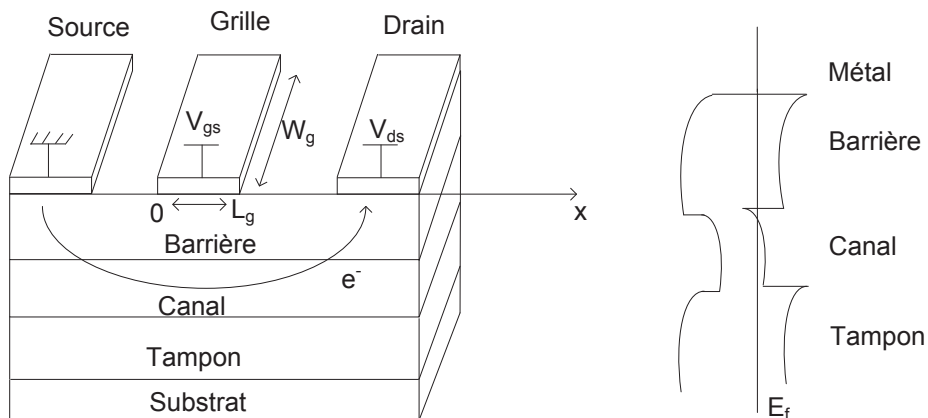


FIGURE 1.3 : Structure et diagramme d'énergie d'un HEMT générique

Notons que les performances fréquentielles du HEMT sont liées à la longueur de la grille ( $L_g$ ). Quand cette longueur diminue, le temps de transit entre la source et le drain diminue. Les électrons transitent de la source vers le drain rapidement, en gardant le même niveau d'énergie. Un champ électrique appliqué fournit aux électrons une énergie qui leur donnera une très haute vitesse [4]. Donc monter en fréquence implique d'un côté la réduction des dimensions du composant, et d'un autre côté l'utilisation des matériaux à grande mobilité électronique. L'influence des procédés de fabrication et des différentes technologies utilisées ainsi que le choix du matériau sont abordés dans la suite de ce chapitre.

### 1.2.3 Effet MESFET parasite

Il a été mis en évidence qu'il pouvait exister un effet MESFET parasite qui apparaît lorsque la couche barrière est fortement dopée, ou si la tension de commande  $V_{gs}$  est positive [5]. La tension de polarisation de grille  $V_{gs}$  commande la densité d'électrons dans le canal conducteur. Lorsqu'elle augmente positivement la barrière de potentiel entre le métal et la barrière est abaissée, et la zone de déplétion de la diode Schottky diminue. A une tension positive  $V_m$  appelée tension de seuil, les deux zones de charge d'espace ne se recouvrent plus. Cependant les électrons s'accumulent dans la couche barrière en dessous de la grille, créant un canal conducteur parallèle au canal du HEMT.

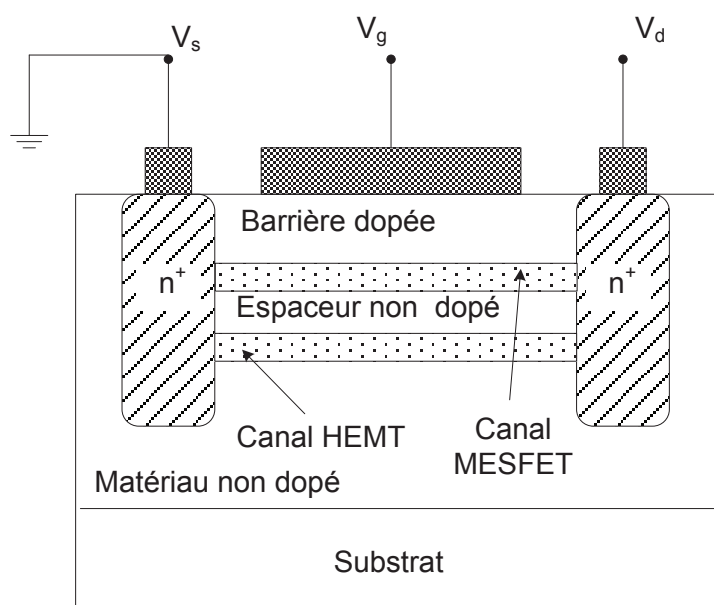


FIGURE 1.4 : Régime MESFET

Ce canal créé dans la barrière génère une conductance parasite qui détériore la transconductance  $G_m$  du HEMT principal lorsque la tension grille-source augmente. Un courant MESFET parasite vient s'ajouter au courant HEMT principal. La tension  $V_{gs}$  ne commande plus la densité d'électrons libre  $n_s$ , mais elle commande la largeur du canal conducteur qui apparaît dans la couche barrière qui est aussi le canal du transistor MESFET constitué par l'électrode métallique et la couche barrière dopée n. De ce fait, la commande du courant drain-source n'est plus aussi efficace car une partie de ce courant est localisée dans la barrière qui a des propriétés de transport moins intéressantes expliquant la dégradation de la transconductance.

### 1.2.4 Paramètres électriques du HEMT

La structure complète du HEMT étant très complexe. Certains composants peuvent être très sensibles aux contraintes de fonctionnement (domaine de fréquence, condition de polarisation, température, etc. . . ). Des modèles non linéaires petit et grand signal ont été proposés [6] [7] dans le but d'assurer une modélisation fiable et correcte du composant et permettre son implémentation dans la CAO (Conception Assistée par Ordinateur). Avoir une modélisation électrique du transistor à pour but d'obtenir, en simulation, des réponses les plus proches possibles des mesures. Notons qu'une modélisation correcte doit tenir compte des paramètres et des propriétés électriques du composant.

Dans ce paragraphe, nous allons décrire tous les paramètres représentatifs du comportement global du transistor tels que le courant de drain, la tension de saturation, la commande de grille, etc . . . . Un modèle électrique générique petit signal sera également présenté.

#### 1.2.4.1 Courant de drain

Quelque soit le point de polarisation, le courant de drain découle de la contribution de trois effets :

$$I = I_{HEMT} + I_{MESFET} + I_{parasite}$$

- Le courant du HEMT : qui est la contribution du gaz-2D d'électrons accumulés dans le puits quantique à l'interface de l'hétérojonction. La densité du gaz-2D d'électrons  $n_s$  est contrôlée par la tension négative appliquée à la grille. Ce courant s'exprime

$$I_{HEMT} = q \cdot W_g \cdot n_s(x) \cdot v_{HEMT} \cdot E(x) \quad (1.1)$$

avec  $x$  : la position sur l'axe horizontal entre la source et le drain,  $W_g$  : la largeur de la grille du transistor,  $v_{HEMT}$  : la vitesse des électrons dans le gaz-2D et  $E(x)$  : le champ électrique longitudinal en un point  $x$  donné sous la grille.

- Le courant de l'effet MESFET parasite : sous une tension  $V_{gs}$  positive, la barrière fortement dopée du HEMT se comporte comme un canal d'un transistor FET, le courant traversant ce canal s'écrit :

$$I_{MESFET} = q \cdot W_g \cdot N_D \cdot h(x) \cdot v_{MESFET} \cdot E(x) \quad (1.2)$$

avec  $N_D$  : la densité volumique des atomes dopants dans la barrière,  $h(x)$  : l'épaisseur du canal MESFET à une abscisse  $x$  sous la grille et  $v_{MESFET}$  : la vitesse des électrons dans la barrière.

- Les éléments parasites résistifs résultant des accès d'alimentation du drain, de la grille et de la source du transistor. Ces éléments peuvent induire une chute des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{gs}$  et par suite la chute du courant et de la transconductance.

#### 1.2.4.2 Tension de saturation du courant

Au-delà d'une certaine valeur de la tension  $V_{ds}$ , le courant de drain  $I_d$  devient constant. On parle ici d'une saturation du courant. En fait, à cette tension les électrons du gaz-2D atteignent leur vitesse de saturation. Cette vitesse de saturation entraîne la saturation du réseau  $I_d(V_{ds})$ . On définit alors la tension  $V_{dsat}$  correspondant au champ électrique dans le canal pour lequel les électrons atteignent leur vitesse de saturation.

#### 1.2.4.3 Commande de grille

Contrairement au MESFET, le courant de drain est contrôlé par la densité de charge du gaz bidimensionnel. La variation de la densité de la charge du gaz-2D d'électrons se fait soit en faisant varier la position du puits quantique par rapport au niveau de Fermi, soit en variant la densité électronique de porteurs dans le puits. La commande  $V_{gs}$  se fait à l'aide d'une jonction Schottky réalisée sur la couche donneuse fortement dopée.

Lorsque cette commande est appliquée, l'équilibre thermodynamique est rompu et le niveau de Fermi entre le métal et le matériau non dopé se décale d'une quantité  $qV_{gs}$ .

Si une tension  $V_{gs}$  négative est appliquée, le niveau d'énergie du canal passe en dessous du niveau de Fermi du métal de la jonction, ceci conduit à la diminution des niveaux énergétiques occupés dans les puits quantiques. Et par conséquent, la densité surfacique du gaz-2D diminue. On appelle tension de pincement  $V_{th}$  la tension pour laquelle le gaz-2D est entièrement déplété.

Lorsqu'une tension  $V_{gs}$  positive est appliquée, l'écart entre l'énergie de Fermi du métal et celle du canal diminue. Cela conduit à une augmentation des niveaux énergétiques occupés dans les puits et par suite une augmentation de la densité du gaz-2D d'électrons.

Il existe cependant, une limitation en  $V_{gs}$  positive qu'il ne faut pas dépasser pour éviter le claquage du composant.

#### 1.2.4.4 Caractéristique typique I(V) de sortie

La figure 1.5 représente le réseau  $I_d(V_{ds})$  pour un transistor HEMT. Sur ces courbes, on observe deux zones de fonctionnement. La zone ohmique pour  $V_{ds} < 0,6V$ , où le courant  $I_d$  varie en fonction de  $V_{ds}$  et de  $V_{gs}$ . Et la zone de saturation à  $V_{ds} > 0,6V$  où le courant  $I_d$  est quasi constant et ne varie qu'en fonction de  $V_{gs}$ .

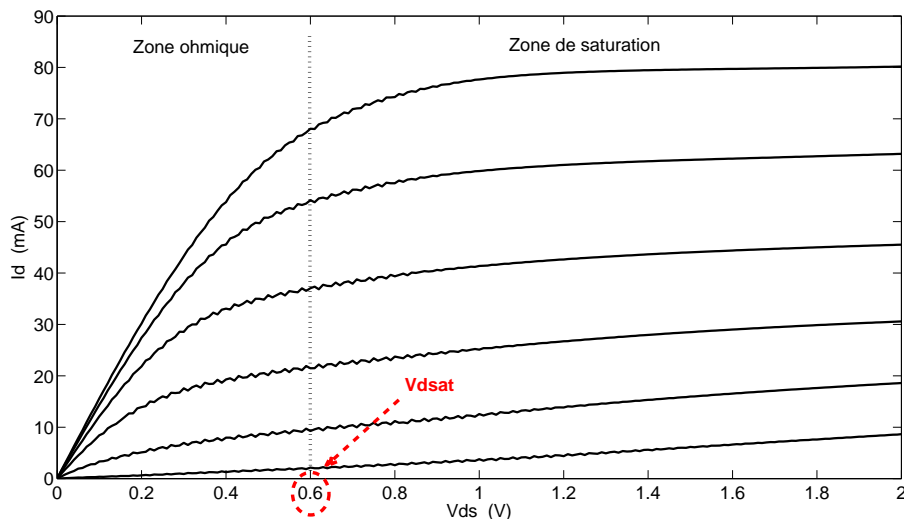


FIGURE 1.5 : Réseau I(V) d'un transistor HEMT

#### 1.2.4.5 Schéma équivalent petit signal

La topologie classique du schéma équivalent petit signal d'un transistor HEMT est représentée dans la figure 1.6. Ce schéma se décompose en deux parties : la partie intrinsèque (en



bleu), qui traduit les performances intrinsèques du composant ; et la partie extrinsèque qui reflète l'influence de la technologie sur les performances du composant notamment les accès du transistor.

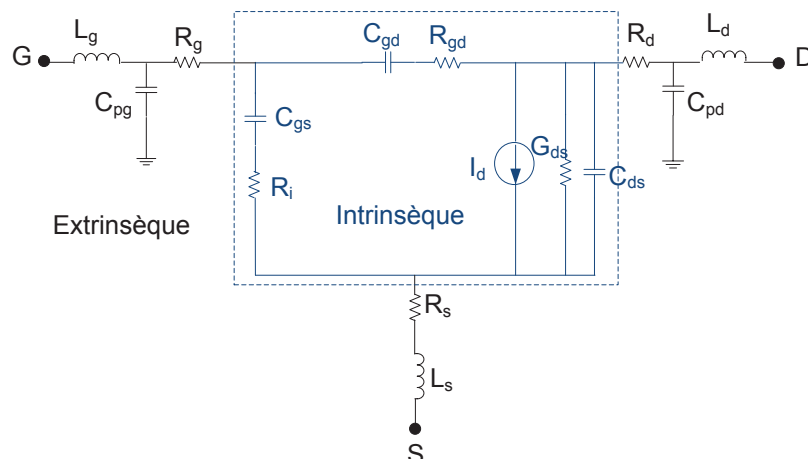


FIGURE 1.6 : Circuit équivalent petit signal d'un HEMT

Les éléments de ce modèle peuvent être extraits à l'aide des mesures des paramètres  $S$  à une polarisation donnée. Les paramètres  $S$  mesurés au froid c'est-à-dire à  $V_{ds} = 0$ , permettent d'accéder aux valeurs des éléments extrinsèques. Les éléments intrinsèques sont extraits à partir des paramètres  $S$  mesurés pour un point de fonctionnement du réseau  $I_d(V_{ds})$  correspondant au point de polarisation de l'application visée.

Wang et al. [6] a établi dans son article la relation entre la matrice impédance  $[Z]$  et les paramètres extrinsèques d'un côté et les paramètres de la matrice admittance  $[Y]$  et les éléments intrinsèques du composant de l'autre côté. Cette technique que l'on a adoptée pour calculer les éléments intrinsèques d'un MHEMT InAlAs/InGaAs sera illustrée dans le chapitre 3.

- La capacité grille-source  $C_{gs}$

Cette capacité décrit l'interaction capacitive sous la grille entre cette dernière et la source. Sa valeur dépend fortement de la charge  $Q$  dans la zone de charge d'espace de la jonction grille-source.

$$C_{gs} = \left( \frac{\partial Q}{\partial V_{gs}} \right)_{V_{gd}=cste}$$

- La capacité grille-drain  $C_{gd}$

Cette capacité décrit l'interaction capacitive dans le semi conducteur entre la grille et le drain. Elle représente la variation de la charge d'espace à  $V_{gs}$  constante, elle est exprimée par :

$$C_{gd} = \left( \frac{\partial Q}{\partial V_{gd}} \right)_{V_{gs}=cste}$$

A haute fréquence,  $C_{gd}$  peut détériorer les performances dynamiques du composant, elle se comporte comme un court-circuit reliant l'entrée du transistor à sa sortie et provoquant ainsi des instabilités. Aussi elle peut se reporter à l'entrée du transistor et s'ajouter à la capacité  $C_{gs}$ , diminuant ainsi le gain extrinsèque du transistor : c'est l'effet Miller [8].

- La capacité drain-source  $C_{ds}$

Elle correspond au couplage capacitif entre les contacts de drain et de source.

- Les résistances  $R_i$  et  $R_{gd}$

Les résistances  $R_i$  et  $R_{gd}$  décrivent le caractère distribué du canal. La résistance  $R_i$  est la résistance du canal. La résistance  $R_{gd}$  quant à elle permet de modéliser la rétroaction du composant, elle est parfois négligée.

- Les selfs  $L_s$ ,  $L_g$  et  $L_d$

Les selfs  $L_s$ ,  $L_g$  et  $L_d$  sont les éléments parasites extrinsèques du composant. Elles sont dues aux métallisations d'accès.

- Les résistances d'accès  $R_g$ ,  $R_d$  et  $R_s$

Les résistances  $R_d$  et  $R_s$  sont les résistances des contacts ohmiques et du canal compris entre les métallisations et la zone déserte.  $R_g$  est la résistance de métallisation du contact Schottky. Il a été démontré dans [9] que la présence des défauts profonds dans la structure modifie la densité des charges dans la zone de surface entre la grille et la source. Ceci peut entraîner l'augmentation de  $R_s$ , et par suite, la dégradation de la transconductance puisque  $G_m \approx 1/R_s$  [10].

### 1.2.5 Paramètres clés du transistor HEMT

Les performances des HEMTs peuvent être estimées à partir de quelques grandeurs électriques importantes qui les caractérisent. Les tendances technologiques actuelles des liaisons optiques nécessitent l'utilisation de composants rapides à l'émission et faibles bruit à la réception. Les HEMTs utilisés dans la réalisation du driver du modulateur doivent donc posséder une

forte transconductance, une faible conductance de sortie, une fréquence de coupure élevée et une tension de claquage haute.

### 1.2.5.1 La transconductance

La transconductance est la grandeur essentielle du transistor. Elle traduit la capacité à contrôler le transistor à l'aide de la tension de grille. L'idéal est d'obtenir la meilleure modulation du courant possible, par une variation de la tension de grille la plus faible possible. Donc,  $G_m$  représente la variation du courant de drain lorsque la commande de grille varie, avec une tension  $V_{ds}$  maintenue fixe.

$$G_m = \left( \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} \right)_{V_{ds}=cste} \quad (1.3)$$

Il a été démontré dans [9] [10] que les pièges de surface sont à l'origine de la dispersion de la transconductance en fonction de la fréquence. Même si ces pièges sont des pièges relativement lents ayant des caractéristiques en fréquence inférieures au mégahertz, ils affectent les paramètres microondes de dispersion, à travers la distorsion du réseau des caractéristiques statiques.

Les résistances d'accès grille-source et grille-drain dépendent de la profondeur de la zone désertée en surface, qui elle-même dépend de la densité d'états de surface et de sa répartition énergétique. Puisque la densité d'états de surface dépend de la fréquence, il est raisonnable de penser que le  $G_m$  va varier avec la fréquence en présence de pièges de surface. Cette étude sera menée dans le chapitre 3 dans le but de mettre en évidence l'effets des pièges sur la dispersion de  $G_m$  pour les structures étudiées dans cette thèse.

Une technique pour réduire l'influence des pièges présents dans les zones d'accès sur la dispersion fréquentielle de  $G_m$  consiste à adopter des structures dans lesquelles les résistances d'accès sont réduites. Par exemple l'utilisation d'un creusement (recess) de la grille, en permettant d'avoir des zones d'accès plus épaisses, réduit la dépendance aux pièges de surface.

La dispersion de  $G_m$  disparaît naturellement si la longueur de grille est grande par rapport à la distance de séparation drain-source. Mais cela ne correspond pas aux structures réelles pour lesquelles on cherche généralement une fréquence élevée (grille très courte). La passivation de la surface permet de réduire l'amplitude de dispersion ainsi que la plage de fréquences pour laquelle la transconductance disperse [11] [12].

### 1.2.5.2 La conductance de sortie

Elle mesure la variation du courant de drain par rapport aux variations de la tension drain-source, à  $V_{gs}$  constant. Elle s'exprime par :

$$G_d = \left( \frac{\partial I_d}{\partial V_{ds}} \right)_{V_{gs}=cste} \quad (1.4)$$

Des études [9] [10] ont montré que la conductance de sortie peut varier avec la fréquence. Ceci est dû aux électrons de haute énergie quittant le canal et principalement injectés dans la couche tampon (buffer). La présence des pièges dans le buffer, ou à l'interface canal-buffer, peut entraîner l'apparition de phénomènes transitoires de piégeage-dépiégeage entraînant une modification de la zone désertée grille-drain-buffer. L'injection d'électrons dans la couche tampon apporte un terme additionnel à la conductance de canal après saturation. Plusieurs méthodes sont proposées dans la littérature pour réduire ces problèmes. On citera :

- l'utilisation d'une structure à hétérojonction dans laquelle la barrière de potentiel liée à l'hétérojonction tampon-canal empêche l'injection des porteurs dans la couche tampon. Cette approche a été démontrée sur des dispositifs submicroniques [13].
- l'utilisation d'une couche tampon dopée p pour augmenter la hauteur de barrière s'opposant à l'injection d'électrons dans la couche tampon [14].
- l'utilisation d'une couche de contact non dopée pour réduire le champ électrique dans l'espace grille-drain et réduire ainsi l'injection d'électrons [15].

### 1.2.5.3 La fréquence de coupure

La fréquence de coupure qualifie la rapidité du transistor. Elle est définie par la fréquence au delà de laquelle le gain est inférieur à 1.

Un transistor HEMT est caractérisé par deux fréquences de coupure :

- $f_t$  est la fréquence de coupure du gain en courant, elle dépend de la structure physique interne du composant. Le gain dynamique en courant en court-circuit est égal au paramètre  $H_{21}$  du transistor qui est relié aux paramètres S par :

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

La fréquence de coupure peut être déterminée en extrapolant la droite  $H_{21}(f)$  à 20dB/décade [16]. L'approximation du transistor unilatéral permet d'ailleurs d'exprimer la fréquence de coupure en fonction de la longueur de la grille  $L_g$  et de la vitesse moyenne des électrons  $v_{moy}$  [17].

$$f_t = \frac{v_{moy}}{2 \times \pi \times L_g} \quad (1.5)$$

- La fréquence d'oscillation maximale  $f_{max}$  est définie comme la fréquence à laquelle le gain transducique  $U$  du transistor adapté en entrée et en sortie est égal à l'unité. Il est calculé à partir de la mesure des paramètres Y, et peut s'exprimer de la façon suivante :

$$U = \frac{1}{4} \frac{|Y_{21}|^2 \cdot \text{Re}[Y_{11}] \cdot \text{Re}[Y_{22}]}{|Y_{11} \cdot Y_{22}|^2}$$

Ainsi on peut évaluer la fréquence maximale en fonction des éléments intrinsèques et extrinsèques du transistor [18] :

$$f_{max} \propto \frac{f_t}{2 \times \sqrt{(R_g + R_i + R_s) \times \left( G_d + G_m \times \frac{C_{gd}}{C_{gs}} \right)}} \quad (1.6)$$

La fréquence de coupure en puissance est donc très sensible aux éléments parasites qui entourent le cœur du transistor.

Ces deux fréquences dépendent directement de la longueur de la grille. Comme déjà mentionné, pour augmenter la fréquence on cherchera à réduire  $L_g$ , mais ce sera au détriment de la tension de saturation. Lors de la fabrication du composant, la longueur de la grille doit être optimisée afin d'obtenir le couple  $(f_t, V_{dsat})$  optimal.

#### 1.2.5.4 La tension de claquage

En général, on distingue la tension de claquage lorsque le transistor fonctionne en mode pincé  $V_{Br-off}$ , et la tension de claquage lorsque le transistor est en mode ouvert  $V_{Br-on}$ . Les phénomènes de claquage dans le MHEMT InAlAs/InGaAs seront détaillés au chapitre 3.

Les tensions de claquage du composant sont très importantes, car ce sont elles qui vont déterminer la tension de sortie maximale que pourra fournir le transistor.

### 1.2.5.5 La tension de pincement

Comme il l'a déjà été défini, la tension de pincement représente la tension appliquée sur la grille et qui correspond à la déplétion du canal. A cette tension, le canal est complètement pincé, le courant de drain est presque nul.

### 1.2.5.6 Influence des paramètres technologiques sur les grandeurs caractéristiques

Les performances électriques des transistors HEMTs sont très sensibles aux processus de croissance [19], aux matériaux utilisés, au niveau de dopage [20] et aux dislocations survenues dans le réseau cristallin [21]. Il a été proposé dans le cadre du projet HEMERODE deux technologies permettant l'amélioration de la tenue en tension à canal ouvert (claquage ON) et l'augmentation de la fréquence de coupure respectivement.

La première met en place une structure à canal composite qui assure la réduction du taux d'indium dans le canal sous fort champ électrique et par suite augmente la tension du claquage.

La deuxième technologie consiste à utiliser une technologie à double recess de grille. Cette dernière réduit les capacités parasites et les résistances d'accès, ce qui permet d'améliorer les fréquences  $f_t$  et  $f_{max}$ .

## 1.2.6 Evolution des paramètres technologiques pour la montée en fréquence : vers le MHEMT

Ce paragraphe rapporte différentes améliorations technologiques trouvées dans la littérature dans le but d'améliorer les performances fréquentielles du transistor HEMT.

Plusieurs études ont montré que l'augmentation de l'épaisseur de la couche espaceur permet une meilleure isolation spatiale du gaz-2D et des porteurs ionisés dans la barrière [22], diminuant ainsi la réaction coulombienne entre les donneurs ionisés et le gaz-2D ; le composant peut acquérir des performances fréquentielles non négligeables.

Un recuit thermique rapide (RTA pour *Rapid Thermal Annealing*) est réalisé dans le but d'augmenter la résistivité de la couche tampon afin de minimiser la fuite de la caractéristique du courant et de la capacité parasite. A différentes températures, ce recuit montre une dégradation de la densité du gaz-2D et de la mobilité [23]. Cette dégradation est de 50% pour un HEMT sur un substrat en accord de maille (LHEMT pour Lattice matched HEMT) et de 10% pour un

MHEMT (Metamorphic HEMT). Sugiyama [24] attribue la décroissance de  $n_s$  au transfert de Si du site substitutionnel de l'In (ou Ga) au site interstitiel. Il n'est cependant pas tout à fait clairement exprimé si la présence des défauts et des dislocations dans le MHEMT va retarder ce transfert [25]. Mais il a été remarqué que les structures MHEMT sont plus stables durant ce processus thermique.

Une densité du gaz-2D élevée et une meilleure mobilité sont atteintes à des recuits réalisés à 600°C et 650°C respectivement. Dans les deux structures, une amélioration de la résistivité du buffer a été observée, elle permet d'éviter les caractéristiques fuites et la dispersion de la capacitance du composant [23] [25].

Une étude a été réalisée sur des MHEMTs  $In_{0.34}Al_{0.66}As/In_{0.33}Ga_{0.67}As$  en modifiant l'épaisseur de la couche cap [26]. Le but était d'étudier l'influence de cette épaisseur sur les caractéristiques du composant. Il a été démontré que la réduction de l'épaisseur du cap réduit la concentration des porteurs libres dans la région grille-drain, et par suite le champ électrique. On en conclut que l'épaisseur du cap modifie la distribution de l'énergie et le changement du champ électrique en influant sur le potentiel de surface.

Enfin on note que le choix des matériaux est un facteur important permettant de déterminer les performances du composant. Les HEMTs InAlAs/InGaAs sur substrat InP sont avantageux par rapport aux HEMTs pseudomorphiques compte tenu de la haute mobilité des électrons à faible champ électrique, et de la plus large séparation entre les vallées T-L représentant les sous-bandes de conduction. Cependant, cette filière a été handicapée par le problème d'ionisation par impact dans le canal due au taux d'indium élevé [27]. De plus le substrat présente les inconvénients d'être fragile, disponible en petite dimension (2 à 3 pouces) et très coûteux. Par contre, le substrat GaAs est disponible en plus grande dimension et est moins cher. L'association de la bonne tenue en tension de la filière GaAs et des propriétés de transport de l'InP a donné naissance au HEMT pseudomorphique (PHEMT).

Or, il est impossible d'épitaxier des matériaux contenant un taux d'Indium (In) élevé sur un substrat GaAs, à cause du désaccord en maille présent entre les deux types de structure cristalline. La technologie pseudomorphique (PHEMT) peut réduire l'effet de ce problème de désaccord. Elle consiste à faire croître sur le substrat épais un matériau mince dont le paramètre cristallin n'est pas très loin de celui du substrat. Le matériau mince tend à prendre le paramètre de maille du matériau plus épais dans le plan de la croissance, entraînant ainsi une déforma-

tion tétragonale de sa maille. Le matériau étant contraint, ce désaccord de maille ne peut être supporté que pour une couche épitaxiée mince (plusieurs dizaines de nanomètres). Au-delà de cette épaisseur critique la contrainte se relaxe en formant des dislocations rendant le matériau inutilisable pour le transport électronique. Notons que la contrainte a pour effet de modifier les propriétés des matériaux (structure de bandes, propriétés de transport, etc...).

Pour s'affranchir de ces problèmes de dislocation, la technologie métamorphique (MHEMT) a été développée, elle consiste à épitaxier entre les deux matériaux en désaccord de maille une couche sacrificielle (qu'on appelle aussi buffer graduel). Parmi les composants qui ont vu le jour, on s'intéresse à la technologie InAlAs/InGaAs épitaxiée sur un substrat GaAs qui sera présentée dans le paragraphe suivant.

Le MHEMT InAlAs/InGaAs épitaxié sur un substrat GaAs comporte des intérêts considérables dus au faible coût du substrat [28], au procédé de fabrication plus mature et à une haute flexibilité d'ingénierie de la structure des bandes. La stabilité en post croissance de la structure métamorphique et la fiabilité du composant sont deux raisons qui laissent entrevoir un large domaine d'utilisation des MHEMTs.

Les efforts sur la technologie MHEMT se sont concentrés sur une plus importante discontinuité entre la barrière et la couche active et sur un gap le plus étroit possible de la couche InGaAs, afin d'améliorer la densité des porteurs libres  $n_s$  et leur mobilité  $\mu$ .

### 1.3 Le transistor MHEMT sur GaAs

La croissance des transistors HEMTs sur un substrat GaAs a beaucoup progressé ces dernières années. Les MHEMTs sont actuellement des composants clefs des circuits utilisés dans les applications électroniques et optiques à très haut débit [29]. De nombreuses études et des tests ont été réalisés sur cette filière de composant afin de prouver leur fiabilité et leur faible bruit même après des milliers d'heures de fonctionnement [30] [31] [32].

Les avantages de cette structure par rapport au substrat InP ont accentué la recherche dans cette voie, d'où de nouvelles structures qui ne cessent guère de voir le jour [33].



### 1.3.1 Processus de Fabrication

La filière métamorphique consiste à épitaxier des matériaux sur un substrat de paramètre cristallin très différent de celui des matériaux [34]. On réalise ainsi la croissance d'une couche sacrificielle, dont la teneur d'Indium varie dans le plan de croissance, où se produit la relaxation de contraintes par la formation de dislocations. Cette couche garantit les meilleures performances en absorbant les dislocations dues au désaccord de maille. La difficulté réside alors dans le confinement de ces dislocations dans cette couche tampon. L'avantage d'une telle filière est de pouvoir faire des hétérostructures InAlAs/InGaAs sur un substrat GaAs, profitant de ses avantages par rapport au substrat InP [35].

Les MHEMTs étudiés au cours de cette thèse ont été fabriqués par le fondeur OMMIC. Epitaxiés par MBE (épitaxie par jet moléculaire), ils présentent une grille champignon, réalisée par lithographie quadri couche. La coupe transversale est représentée dans la figure 1.7.

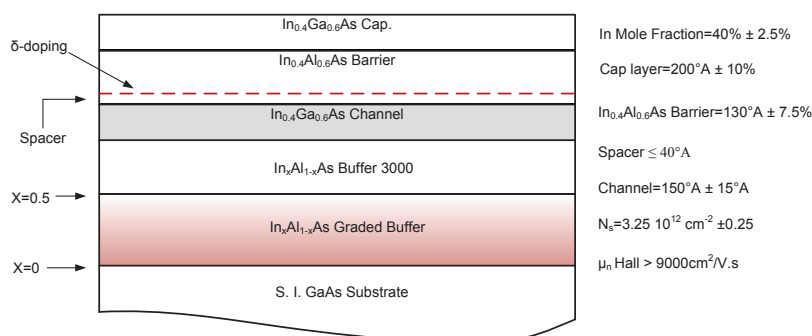


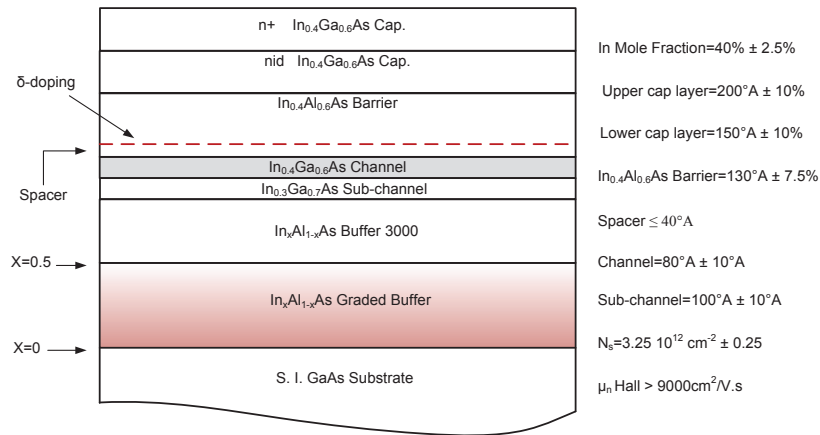
FIGURE 1.7 : Structure en couche d'un MHEMT simple canal

Suite au fort désaccord de maille entre le substrat et les matériaux, il est donc nécessaire de déposer une couche d'adaptation entre le substrat GaAs et la couche In<sub>0.4</sub>Ga<sub>0.6</sub>As ayant respectivement les paramètres cristallins 5,65Å et 5,87Å. La couche tampon métamorphique permet par la génération contrôlée des dislocations dues au désaccord de maille de passer de 5,65Å à 5,87Å. Elle présente un taux d'Indium graduel de 0 à 50% sur une épaisseur de 3000Å permettant d'absorber les 3,9% d'écart de maille atomique qui existe entre le substrat GaAs et l'InGaAs. De ce fait, le canal est relaxé, les dislocations ne se propagent plus dans les couches actives et une bonne isolation électrique du composant est assurée.

Cependant, ces composants souffrent des effets de l'ionisation par impact [36] [37] générant un courant non négligeable de trous collectés par la grille. Pour contourner ce problème, une structure à canal composite a été proposée dans le cadre du projet RNRT HEME-

RODE [38] [39]. Le but de cette nouvelle structure est de réduire l'excès du courant de grille dû à l'ionisation par impact et d'augmenter les tensions de claquage du transistor [40].

La figure 1.8 présente la structure à canal composite qu'on a utilisée.



**FIGURE 1.8 :** structure d'un MHEMT à canal composite

Par rapport à la structure simple décrite précédemment, celle à canal composite utilise une double couche de contact (cap dopé et cap non dopé), et un sous canal ayant un taux d'indium inférieur à celui du canal. Dans notre cas, le taux d'Indium dans le canal est de 40% et de 30% dans le sous-canal.

L' $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  possède un taux d'ionisation par impact d'autant plus élevé que le taux d'indium augmente. Sous l'effet d'un fort champ électrique, les électrons sont transférés vers le sous canal où l'ionisation par impact est moindre, ce qui permet d'accroître les performances du composant. En plus, ces composants présentent un double recess de grille comme le montre la figure 1.9. Le premier permet de définir la largeur du recuit et de graver la couche contact et la barrière jusqu'à l'obtention du niveau désiré du courant de drain. Le second, peu profond, permet d'éloigner la grille de la couche contact, ceci limite le courant de trous remontant vers la grille.

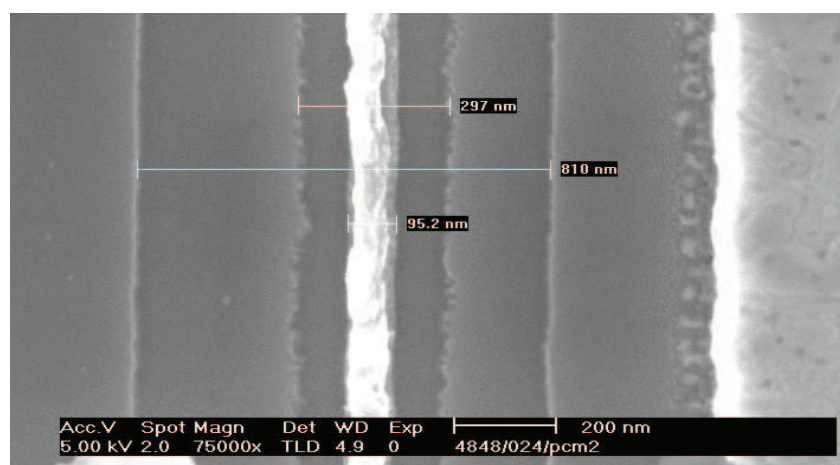


FIGURE 1.9 : Technologie double recess

Dans le cas d'un amplificateur faible bruit placé derrière une photodiode, l'expression (1.7) montre bien que si le courant de fuite de grille diminue, la densité spectrale de bruit en courant diminue aussi.

$$S_{bruit} = 2q(I_g + I_{obs} + I_{sig}) + \frac{4kT}{R_p} \quad (1.7)$$

avec  $I_g$  : le courant de fuite de grille,  $I_{obs}$  : courant d'obscurité de la photodiode,  $I_{sig}$  : courant du signal,  $k$  : constante de Boltzman,  $R_p$  : la résistance de polarisation de la diode et  $T$  : la température.

La technologie double recess met en œuvre une première lithographie électronique monocouche permettant de réaliser un premier recess par gravure complète de la couche de contact dopée. La technologie se poursuit ensuite avec une photolithographie quadricouche réalignée côté source à l'intérieur du premier recess. Le second recess est alors obtenu par une gravure sélective de la couche de contact non dopée. Les résultats attendus d'une telle technologie sont une amélioration de la tenue en tension  $V_{ds}$  avec en contrepartie une baisse de la fréquence de coupure compte tenu d'un taux d'indium moyen dans le canal composite inférieur à celui dans le canal simple.

### 1.3.2 Principe de fonctionnement

Le MHEMT à canal composite dont la structure de bande est reportée dans la figure 1.10 présente une double hétérojonction (barrière-canal et canal-tampon), résultant de la mise en contact d'un matériau à très faible gap avec deux matériaux à grand gap. Le but étant d'aug-



Nous allons établir la relation  $n_s(V_{gs})$  qui lie la densité superficielle d'électrons dans le canal du transistor (autrement dit la densité du gaz-2D) à la tension de commande appliquée sur la grille. Une première relation de type  $n_s(V_{gs}, E_F)$  peut être établie en intégrant l'équation de Poisson dans l'InAlAs. Une seconde relation de type  $n_s(E_F)$  peut être établie dans la couche d'InGaAs. La résolution du système de deux équations permet alors d'atteindre  $n_s(V_{gs})$ . Nous affecterons l'indice 1 aux paramètres associés à l'InGaAs et l'indice 2 aux paramètres associés à l'InAlAs.

On peut dire que la continuité du vecteur de déplacement à l'interface InAlAs/InGaAs s'écrit :

$$\epsilon_1 E_1(0) = \epsilon_2 E_2(0) \quad (1.8)$$

où  $\epsilon_1$  et  $\epsilon_2$  sont respectivement les constantes diélectriques de l'InGaAs et de l'InAlAs.

### Matériau InAlAs

La résolution de l'équation de Poisson dans l'InAlAs permet d'évaluer le champ électrique à l'interface de l'hétérojonction.

– Dans l'espaceur non dopé

Pour  $x_i < x < 0$  (figure 1.10), la charge d'espace est nulle et le champ électrique est constant et est égale à  $E_2(0)$ .

On peut aussi écrire

$$\frac{d^2V}{dx^2} = 0 \Rightarrow \frac{dV}{dx} = cste = -E_2(0) \quad (1.9)$$

En appelant  $V_0$  et  $V_{xi}$  le potentiel en  $x = 0$  et  $x = x_i$  respectivement, et  $d_i$  l'épaisseur de l'espaceur, l'intégration de l'équation (1.9) donne :

$$V_{xi} - V_0 = \int_0^{x_i} -E_2(0) dx = -E_2(0)x_i = E_2(0)d_i \quad (1.10)$$

– Dans la région dopée de InAlAs

Pour  $x_d < x < x_i$ , et dans la mesure où la déplétion est totale et le dopage est homogène, la charge d'espace est  $qN_D$ . Ainsi on peut écrire [5]

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{qN_D}{\epsilon_2} \quad (1.11)$$

intégrons l'équation 1.11 entre  $x_d$  et  $x_i$ , on peut écrire :

$$\frac{dV}{dx} = -\frac{qN_D}{\epsilon_2}x + Cte = -\frac{qN_D}{\epsilon_2}(x_d - x_i) - E_{xi} \quad (1.12)$$

La continuité du champ électrique en  $x = x_i$  permet d'écrire  $E_{xi} = E_2(0)$ . Une intégration de l'équation (1.12) entre  $x_d$  et  $x_i$  donne

$$V_{xd} - V_{xi} = -\frac{qN_D}{2\epsilon_2}d_d^2 + E_2(0)d_d \quad (1.13)$$

Les expressions (1.10) et (1.13) permettent d'écrire l'expression de la différence de potentiel aux bornes de l'InAlAs d'épaisseur  $d = d_i + d_d$

$$\Delta V = V_{xd} - V_0 = -\frac{qN_D}{2\epsilon_2}d_d^2 + E_2(0)d \quad (1.14)$$

Le diagramme d'énergie de la figure 1.10 permet de relier cette différence de potentiel à la tension de polarisation  $V_{gs}$ . En appelant  $E_b$  la hauteur de la barrière Schottky,  $\Delta E_c$  la discontinuité des bandes de conduction de l'hétérojonction et  $E_F$  l'énergie de Fermi, on peut écrire les relations :

$$E_{c2}(x_d) = E_{c1}(0) + E_F - qV_{gs} + E_b \quad (1.15)$$

$$E_{c2}(0) = E_{c1}(0) + \Delta E_c \quad (1.16)$$

En posant  $\Delta V = -\frac{E_F}{q} + V_{gs} - \frac{E_b}{q} + \frac{\Delta E_c}{q}$ , la relation (1.14) devient

$$E_2(0) = \frac{1}{d} \left( V_{gs} - \frac{E_F}{q} - V_t \right) \quad (1.17)$$

où la tension  $V_t$  est donnée par  $V_t = \frac{E_b}{q} - \frac{\Delta E_c}{q} - \frac{qN_D}{2\epsilon_2}d_d^2$

Maintenant on doit calculer  $E_1(0)$  dans l'InGaAs. L'InGaAs étant très peu ou pas dopé, la charge d'espace présente est essentiellement constituée des électrons constituant le gaz-2D. Le Théorème de Gauss permet d'écrire

$$E_1(0) = -\frac{Q_1}{\epsilon_1} = \frac{qn_s}{\epsilon_1} \quad (1.18)$$

La continuité du vecteur déplacement à l'interface InAlAs-InGaAs ((1.8)) et les équations (1.17) et (1.18) permettent d'établir l'équation de  $n_s$  en fonction de  $V_{gs}$  et  $E_F$

$$n_s = \frac{\epsilon_2}{qd} \left( V_{gs} - \frac{E_F}{q} - V_t \right) \quad (1.19)$$

On remarque que les quantités  $n_s$  et  $E_2(0)$  sont nulles pour  $V_{gs} = V_{th} = V_t + E_F/q$ .  $V_{th}$  est la tension de seuil du transistor.

### Relation $n_s(E_F)$ dans l'InGaAs

Dans la couche InGaAs, les électrons sont confinés dans un puits de potentiel très étroit dont l'épaisseur typique est de l'ordre de quelque nanomètres. Ces porteurs libres se comportent comme un gaz bidimensionnel dont le mouvement est libre dans le plan (yz) de la structure et quantifié dans la direction (x) perpendiculaire. La résolution de l'équation de Schrodinger de ces électrons bidimensionnels, montre que les états électroniques sont distribués dans des sous-bandes d'énergie. L'énergie du bas de chaque sous-bande est donnée, en considérant l'approximation d'un puits de potentiel triangulaire, par l'équation :

$$E_i = \left( \frac{\hbar^2}{2m_e} \right)^{1/3} \left( \frac{3}{2} \pi q E_{eff} \left( i + \frac{3}{4} \right) \right)^{2/3} \quad (1.20)$$

avec  $h$  : la constante de Plank,  $m_e$  : la masse effective d'un électron et  $\hbar = h/2\pi$ . et  $i=0,1,2, \dots$  ;  $E_{eff}$  représente le champ électrique effectif présent dans la zone de charge d'espace, sa valeur est donnée par

$$E_{eff} = \frac{q(N_{dep} + n_s/2)}{\epsilon_1} \quad (1.21)$$

En prenant en compte que l'InGaAs est peu dopé, la charge de déplétion  $N_{dep}$  peut être négligée devant  $n_s$  de sorte qu'en explicitant  $E_{eff}$  dans (1.20),  $E_i$  s'écrit

$$E_i = \gamma_i n_s^{2/3} \quad (1.22)$$

avec  $\gamma_i = \left( \frac{\hbar^2}{2m_e} \right)^{1/3} \left( \frac{3\pi q^2}{4\epsilon_1} \left( i + \frac{3}{4} \right) \right)^{2/3}$

La densité surfacique des porteurs confinés dans le puits de potentiel est donnée par :

$$n_s = \int_0^{\infty} g(E) f(E) dE \quad (1.23)$$

où  $f(E)$  est le nombre de particules sur un état quantique et  $g(E)$  est le nombre d'état quantiques. En émettant l'hypothèse que la fonction de répartition des électrons suit la statistique de *Fermi-Dirac* et en considérant que seule les deux premières sous-bandes ( $i=0$  et  $i=1$ ) sont occupées, on aboutit à :

$$n_s = \frac{m_e kT}{\pi \hbar^2} \ln \left[ \left( 1 + \exp\left(\frac{E_F - E_0}{kT}\right) \right) \left( 1 + \exp\left(\frac{E_F - E_1}{kT}\right) \right) \right] \quad (1.24)$$

où  $k$  est la constante de Boltzman.

$$\text{avec } E_0 = \gamma_0 \cdot n_s^{2/3} \text{ et } E_1 = \gamma_1 \cdot n_s^{2/3}$$

$$\text{et } \gamma_0 = \left( \frac{\hbar^2}{2m_e} \right)^{1/3} \left( \frac{9}{16} \frac{\pi q^2}{\epsilon_1} \right)^{2/3} \text{ et } \gamma_1 = \left( \frac{\hbar^2}{2m_e} \right)^{1/3} \left( \frac{21}{16} \frac{\pi q^2}{\epsilon_0} \right)^{2/3}$$

Le système formé par les équations (1.19) et (1.24) ne présente pas de solution analytique exacte. On peut obtenir des solutions approchées dans deux gammes de polarisations spécifiques correspondant à deux gammes de densités électroniques dans la couche d'inversion. La première qualifiée d'une faible inversion, correspond à une densité d'électrons associée à un niveau de Fermi situé au-dessous de la première sous-bande  $E_0$ . La deuxième qualifiée d'une forte inversion, correspond à une densité d'électrons associée à un niveau de Fermi au-dessus de la deuxième sous-bande  $E_1$ .

#### – Régime de faible inversion

Pour des faibles densités d'électrons d'interface le niveau de Fermi reste au dessous de la première sous-bande. Les exponentielles qui apparaissent dans l'équation (1.24) sont négatives de sorte qu'un développement limité ( $\ln(1 + \epsilon) \approx \epsilon$ ) permet d'écrire cette équation :

$$n_s = \frac{m_e}{\pi \hbar^2} kT \left( \exp\left(\frac{E_F - E_0}{kT}\right) + \exp\left(\frac{E_F - E_1}{kT}\right) \right) \quad (1.25)$$

soit

$$n_s = \frac{m_e}{\pi \hbar^2} kT \exp\left(\frac{E_F}{kT}\right) \left( \exp\left(\frac{-E_0}{kT}\right) + \exp\left(\frac{-E_1}{kT}\right) \right) \quad (1.26)$$

$E_0$  et  $E_1$  sont proportionnelles à  $n_s^{2/3}$  de sorte qu'en régime de faible inversion ces quantités sont inférieures à  $kT$ , d'où  $E_F$  peut être exprimée en fonction de  $n_s$  :

$$E_F = kT \ln \left( \frac{n_s}{2m_e kT / \pi \hbar^2} \right) \quad (1.27)$$



En portant cette expression dans (1.19), et en considérant que  $n_s$  est très faible devant la densité d'états  $2m_e/\pi\hbar^2$  associée aux deux premières sous-bandes,  $n_s$  est donc reliée à la tension de commande de la grille par une loi exponentielle

$$n_s = 2 \frac{m_e}{\pi\hbar^2} kT \exp(q(V_{gs} - V_t)/kT) \quad (1.28)$$

– Régime de forte inversion

Lorsque la population devient importante, le niveau de Fermi passe au-dessus de la deuxième sous-bande  $E_1$ . Les termes exponentiels de l'équation (1.24) deviennent très supérieurs à 1 et cette équation s'écrit :

$$n_s = \frac{m_e}{\pi\hbar^2} (2E_F - E_0 - E_1) \quad (1.29)$$

En exprimant  $E_0$  et  $E_1$  en fonction de  $n_s$ ,  $E_F$  s'écrit

$$E_F = \frac{\gamma_0 + \gamma_1}{2} n_s^{2/3} + \frac{\pi\hbar^2}{2m_e} n_s \quad (1.30)$$

En régime de forte inversion, la densité du gaz-2D suit une loi sensiblement linéaire donnée par :

$$n_s = \beta(V_{gs} - V_t) \quad (1.31)$$

$$\text{avec } \beta = \frac{2q\epsilon_2 m_e}{2dq^2 m_e + \epsilon_2 \pi \hbar^2}$$

### 1.3.2.2 Polarisation de drain

Sous polarisation du drain du transistor par une tension  $V_{ds}$ , la polarisation de la structure est distribuée longitudinalement comme le montre la figure 1.11.

La densité d'électrons varie le long du canal et est exprimée par l'équation :

$$n_s = \beta(V_{gs} - V_t - V) \quad (1.32)$$

où  $V$  est le potentiel du canal, varie en fonction de  $y$  de  $V = 0$  côté source à  $V = V_{ds}$  côté drain. Le courant de drain peut s'exprimer ainsi :

$$I_d = Z \cdot q \cdot n_s \cdot v \quad (1.33)$$

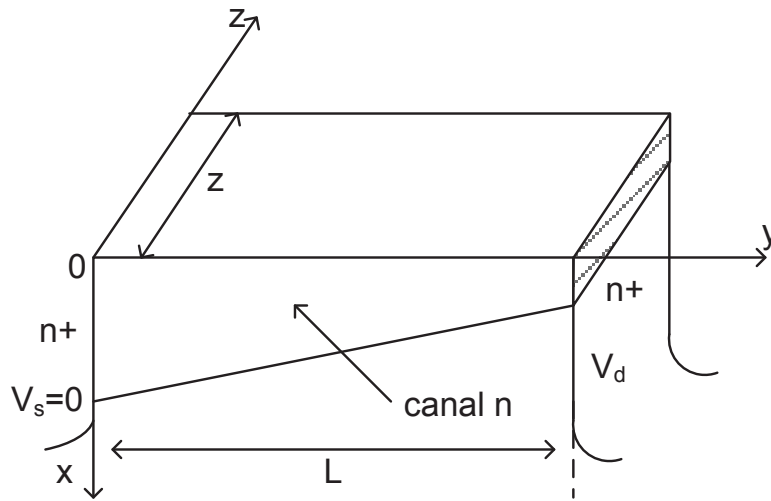


FIGURE 1.11 : Polarisation du canal sous la grille

Avec  $Z$  la largeur du canal et  $v$  la vitesse moyenne des électrons donnée par  $v = -\mu E = \mu dV/dy$ . En remplaçant  $n_s$  de l'équation (1.32) dans l'équation (1.33) le courant  $I_d$  s'écrit

$$I_d = \frac{Zq\mu\beta}{L} ((V_{gs} - V_t)V_{ds} - V_{ds}^2/2) \quad (1.34)$$

avec  $L$  la longueur du canal.

Lorsque  $V_{ds}$  devient importante la mobilité des porteurs diminue et la vitesse de ces derniers atteint une valeur de saturation  $v_s$ . Le courant de drain sature alors à une valeur  $I_{dsat}$ . Lorsque l'on parcourt le canal de la source vers le drain, la quantité  $(V_{gs} - V_t - V)$  diminue de  $(V_{gs} - V_t)$  à  $(V_{gs} - V_t - V_{ds})$ . Le courant étant conservatif, le champ électrique  $dV/dy$  augmente de la source vers le drain et prend sa valeur maximale au drain. Ainsi le seuil de saturation a lieu lorsque  $\left(\frac{dV}{dy}\right)_{y=L} = E_s$ , où  $E_s$  est le champ critique pour lequel la vitesse des électrons est égale la vitesse de saturation  $v = v_s$ .

Dans la région du drain ( $y = L$ ), le courant  $I_d$  s'écrit

$$I_d = Z \cdot q \cdot \beta (V_{gs} - V_t - V_{ds}) \left(\mu \frac{dV}{dy}\right)_{y=L} \quad (1.35)$$

Et le courant de saturation s'exprime sous la forme :

$$I_{dsat} = G_0 \left( (V_{gs} - V_t)^2 + V_s^2 \right)^{1/2} - V_s \quad (1.36)$$

où  $G_0 = Zq\beta v_s$  a les dimensions d'une conductance,  $V_s$  correspond à la tension drain-source qui établirait le champ critique  $E_s$  sur toute la longueur du canal.

Dans le cas d'un transistor à canal long,  $V_s = LE_s$  est très grand, la tension de saturation peut s'écrire  $V_{dsat} \approx (V_{gs} - V_t)$  et l'expression (1.36) devient

$$I_{dsat} \approx G_0(V_{gs} - V_t)^2 / 2V_s \quad (1.37)$$

Au contraire, dans un transistor à canal court,  $V_s$  est très faible par rapport à  $V_{gs} - V_t$  et donc  $V_{dsat} = V_s$  et

$$I_{dsat} \approx G_0(V_{gs} - V_t) \quad (1.38)$$

La vitesse des électrons est alors en régime de saturation sur toute la longueur du canal. La transconductance du transistor définie par  $G_m = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}}$  donne en régime de saturation :

$$G_m = G_0 \frac{V_{gs} - V_t}{((V_{gs} - V_t)^2 + V_s^2)^{1/2}} \quad (1.39)$$

### 1.3.3 Origine des pièges dans le MHEMT InAlAs/InGaAs

Pour atteindre des débits de plus en plus élevés, le HEMT est le composant clé présent dans les blocs amplificateurs et dans les circuits driver du laser. Les matériaux III-V possèdent les propriétés optiques nécessaires à la réalisation des systèmes fonctionnant sur les longueurs d'onde de propagation à  $1,3\mu m$  et  $1,55\mu m$ .

Malgré les grands avantages des canaux InGaAs quant à la haute mobilité et à la vitesse des porteurs, des études ont montré une dégradation des performances des transistors. Ces dégradations sont causées par l'apparition des phénomènes parasites tels que l'effet kink (effet de coude), l'ionisation par impact et les effets de commutation retardée de grille et de drain. Il a été démontré dans [41] [42] que ces effets peuvent être liés aux pièges profonds présents dans la structure. Ces pièges qui sont des niveaux d'énergie distribués dans le gap, sont dus aux défauts créés dans la structure. Ils sont dûs à des dislocations créées ou des fautes d'empilement dans le réseau cristallin lors de la phase de croissance. Une croissance parfaite n'est obtenue qu'à faible vitesse. Pour obtenir une bonne qualité de croissance, le processus de croissance ainsi que les matériaux utilisés doivent être optimisés.

La structure métamorphique sujet de notre étude n'est guère à l'abri de l'apparition des pièges. La couche tampon d'InAlAs graduée a été introduite dans le but de réduire le désaccord de maille. Elle absorbe les 3,9% de désaccord de maille et contient les dislocations créées. Elle peut contenir des niveaux d'énergie dans le gap. Les études des pièges montrent l'apparition des niveaux d'énergie de 0,42 eV dans le matériau InAlAs à des concentrations  $2 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$  [42].

La température et la vitesse de croissance détermine la qualité des couches épitaxiées. L'excès d'As introduit à basse température aboutit à la formation des anti-sites d'AsGa. Ceux-ci agissent potentiellement comme des pièges rapides confinés dans des puits épais à l'interface InAlAs/InGaAs côté InGaAs. Leur niveau d'énergie est situé près de la bande de conduction d'où ils sont à l'origine de la conduction de type n dans le matériau InGaAs [43].

La température de la croissance influe aussi sur la formation d'îlots (défauts) aux interfaces InGaAs/InAlAs. De plus, la hauteur des îlots est d'autant plus grande que le taux d'indium est plus important. Une température de croissance élevée, à son tour, augmente l'apparition de ces îlots lorsque la croissance se fait dans le plan (100) [44].

Une caractérisation détaillée des pièges sera abordée dans le deuxième chapitre, où on développera la méthode, basée sur la technique de la "relaxation isotherme", qu'on a utilisée. Les pièges trouvés dans les structures de notre étude seront comparés à la littérature dans le troisième chapitre.

## 1.4 Le HEMT AlSb/InAs sur substrat InP

Les besoins accrus des systèmes de communication sans fil et optiques, en termes de rapidité et de consommation, ont poussé le développement des composants ultra-rapides et capables de fournir une haute puissance à faible tension. Les composés binaires des semi-conducteurs à base de AlSb, GaSb, InSb et InAs ainsi que leurs alliages associés, sont de bons candidats pour réaliser des composants électroniques haut débit et faible puissance. Le développement des transistors à base de Sb pour la réalisation des amplificateurs haute-fréquence et faible bruit peuvent répondre à ces besoins [45]. Dans les années récentes, un progrès considérable dans la technologie des HEMTs a été atteint, grâce à l'utilisation des matériaux semi-conducteurs antimoniés (dont la constante de maille est supérieure à  $6 \text{ \AA}$ ). La plupart des recherches actuelles sur les HEMTs à base de matériaux antimoniés met en place des hétérostructures réalisées par

la technologie de croissance MBE. Le premier HEMT antimonié a été épitaxié par MBE en 1970 [46] [47] [48].

	GaAs	InGaAs	InAs	GaSb	AlSb	InSb
a(Å)	5,6533	5,8697	6,0583	6,0959	6,1355	6,4794
Gap (eV)	1,42	0,75	0,35	0,73	1,61	0,17
$m^* l(\Gamma)/m_0$	0,067	0,041	0,026	0,039	-	0,013
$\mu_{el.}(cm^2/Vs)$	8500	11000	33000	5000	200	77000
$V_{sat}(10^7 cm/s)$	1,15	2,7	4	-	-	5
$\mu_t(cm^2/Vs)$	400	-	460	850	420	1250

TABLE 1.1 : Propriétés physiques des principaux SC III-V

Le tableau 1.1 résume les propriétés essentielles des principaux semi-conducteurs III-V. L'association d'un matériau à grand gap (AlSb) avec un matériau à très petit gap (InAs) où la mobilité électronique atteint  $33000 cm^2/Vs$  à 300 K a poussé les limites en performance de la technologie HEMT.

Les puits quantiques formés par l'hétérojonction à base de AlSb/InAs/AlSb ont montré des performances significatives à haute vitesse. Notons qu'une fréquence de coupure maximale  $f_t$  et une fréquence d'oscillation maximale a été atteinte à 160 GHz pour un HEMT AlSb/InAs à 250 nm de longueur de grille [49]. Mais l'inconvénient de cette structure se manifeste avec la faible tension de claquage dûe à la faible largeur de la bande interdite du matériau InAs.

Dans cette partie on présentera en détail les composants HEMTs AlSb/InAs sur substrat InP. Le processus de fabrication et le principe de fonctionnement seront aussi éclairés. Les défauts résultants des processus de fabrication et qui peuvent dégrader les caractéristiques du composant seront abordés. Enfin on parlera des dernières améliorations technologiques apportées, dans le but d'améliorer les performances en terme de bruit, consommation et haute fréquence.

### 1.4.1 Structure et processus de fabrication

Les transistors HEMT AlSb/InAs en cours d'étude sont fournis par l'IEMN. Leur structure est illustrée sur la figure 1.12. La structure est très similaire à celle d'un MESFET ; sauf qu'à la place du canal de celui-ci, une structure multi couche est placée formant un puits quantique où se formera le gaz-2D d'électrons. Le processus de fabrication consiste à épitaxier par MBE sur un substrat InP la couche tampon AlSb non dopée (pas de substrat disponible en accord de maille avec le AlSb). Compte tenu du désaccord entre l'InP et l'AlSb (5,8 et 6,1 respectivement), une

couche d'adaptation d'AlInAs est placée entre les deux matériaux pour contenir les dislocations dues au désaccord et les empêcher de se propager dans les couches actives.

InAs:Si	Cap	5nm
$Al_{0.5}In_{0.5}As$		3nm
AlSb	Barrière	15nm
InAs		4ml
AlSb	spacer	10nm
InAs	Canal	15nm
AlSb	Tampon	665nm
AlInAs	Adaptation	100nm
S. I. InP	Substrat	

FIGURE 1.12 : Hétérostructure d'un HEMT AlSb/InAs sur InP

Le matériau InAs de faible gap non intentionnellement dopé constitue le canal du transistor. Un spacer AlSb de 10nm d'épaisseur est placé entre l'InAs et la couche barrière AlSb pour diminuer les interactions entre les atomes donneurs de la couche barrière et les électrons libres dans le canal. Un plan de dopage Si introduit au milieu de deux mono-couches d'InAs d'épaisseur totale de 4ML (Mono Layer), fournit les électrons de conduction. Notons que les liaisons à l'interface peuvent être de type AlAs ou InSb comme le montre la figure 1.13 puisqu'il n'y a aucun anion ni cation commun entre le AlSb et le InAs [50]. Une interface InSb permet d'atteindre une très haute mobilité électronique. Et l'interface AlAs est sujet à la formation des dislocations dues à l'anti-site AlAs.

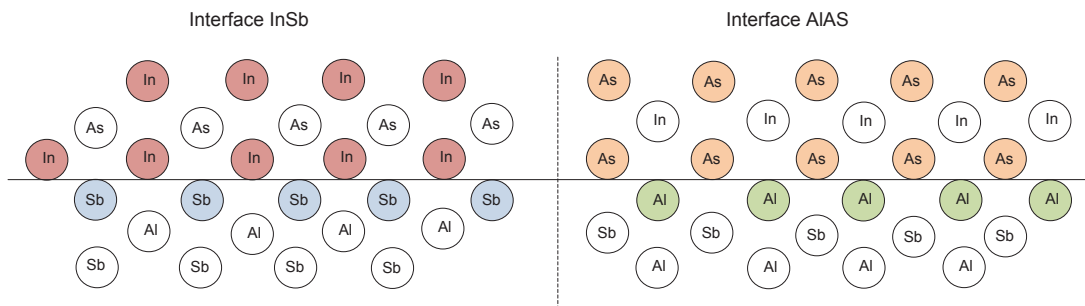


FIGURE 1.13 : Les types d'Interfaces AlSb/InAs

La couche  $\text{In}_{0,5}\text{Al}_{0,5}\text{As}$  améliore les propriétés semi-conductrices de la barrière en formant une barrière à trous empêchant le retour du courant de trous vers la grille. De plus, elle forme un point d'arrêt de gravure (etch stop) lors du processus de recuit de la grille. Malgré le grand désaccord de maille, la couche  $\text{InAlAs}$  n'a pas d'effet dégradant sur la mobilité des électrons, ceci est présumé dû à la distance la séparant du canal. Enfin une couche cap de  $\text{InAs}$  de 5nm d'épaisseur est introduite, elle permettra la gravure des contacts ohmiques.

Le processus de fabrication commence par un mesa d'isolation à l'aide d'un procédé original plasma à base de  $\text{Cl}_2 : \text{Ar}$  couplé par induction (ICP) associé à un mécanisme de gravure d'ions réactive (RIE). La gravure par voie sèche est arrêtée sur la couche  $\text{AlGaSb}$  pour créer un plan mesa stable. Les contacts ohmiques ont été définis par photolithographie suivie par l'évaporation de  $\text{Pd/Pt/Au}$ . Un recuit  $\text{Ar} : \text{H}_2$  ambient à  $270^\circ\text{C}$  durant 15 min donne des résistances de contacts de moins de  $0,1\Omega\text{mm}$ . Une grille en forme de T a été faite par un empilement de tri-couche par lithographie à faisceau d'électrons. Une solution à base d'acide citrique a été utilisée afin de graver la grille. Enfin une évaporation de  $\text{Ti/Pt/Au}$  a été mise en place pour réaliser le contact de la grille [51].

La structure des bandes d'énergie formant l'hétérojonction est illustrée dans la figure 1.14. Prof. Kroemer et al. ont montré que dans un tel puits quantique, de très grandes mobilités peuvent être atteintes en contrôlant l'état de surface [52].

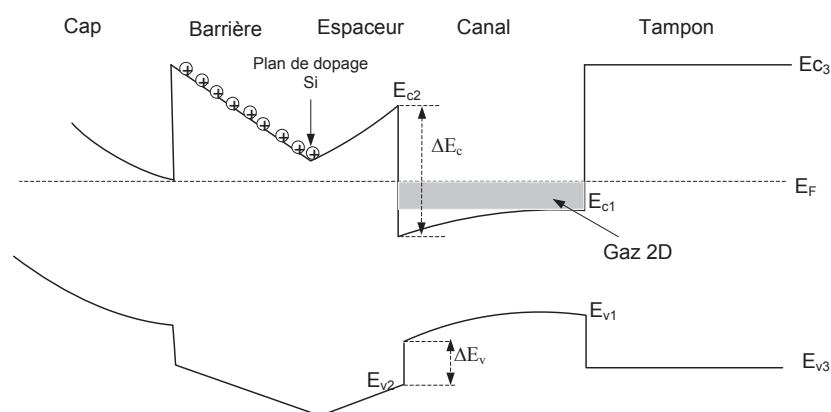


FIGURE 1.14 : Structure des bandes d'énergie d'un HEMT AlSb/InAs

Dans le canal  $\text{InAs}$ , les électrons ont une masse effective très faible ( $0,026m_0$ ), ce qui leur apporte une mobilité et une vitesse de saturation très élevées. L' $\text{InAs}$  est alors un bon matériau où se confine le gaz-2D formant le canal du composant.

Le paramètre clé de ce transistor à haute mobilité électronique est l'hétérojonction AlSb/InAs de gap 1,696 et 0,35 eV respectivement entraînant une discontinuité de bande de conduction  $\Delta E_c = 1,35$  eV.

Lorsqu'une tension négative est appliquée sur la grille du transistor, la couche AlSb se déplète. Les électrons libérés par les dopants de type donneurs sont injectés dans la couche InAs, s'accumulent dans le puits quantique formé à l'interface et ils forment un gaz bidimensionnel qui constitue le canal du transistor. Grâce à l'absence du dopage dans l'InAs, les électrons ont une grande mobilité. Le temps de transition entre le drain et la source est donc très petit, ce qui permet des fréquences de fonctionnement élevées.

### 1.4.2 Difficultés expérimentales

#### – Oxydation de l'AlSb

Un des problèmes rencontrés lors de la croissance du composant est l'auto-oxydation de la couche AlSb lors de son exposition à l'air et même à température ambiante. En plus, il s'avère que ce matériau est influencé facilement par l'attaque avec des solutions alcalines, lors du recuit de la grille. L'utilisation d'une double couche de cap composée de InAlAs permet d'isoler la couche active d'AlSb du milieu extérieur, mais ce problème d'oxydation persiste toujours pour la couche tampon. L'introduction d'une fraction de Ga (20-30%) dans le Sb, peut réduire la vitesse d'oxydation [53].

#### – Ségrégation du Si

Lors de la croissance à haute température du HEMT, le silicium de la couche fine d'InAs dopée Si se diffuse dans la barrière AlSb. La densité des donneurs dans la barrière diminue et la concentration des électrons injectés dans les puits quantiques est ensuite diminuée. Pour contourner ce problème Bennett [54] a placé une couche de InAs dopée Si d'épaisseur 4ML de chaque côté du canal. La couche dopante a été épitaxiée à 380°C et séparée du canal par une couche AlSb de 125Å. Les mesures de Hall ont donné une densité des porteurs dans les deux premières sous-bandes de  $3,01 \cdot 10^{12} \text{cm}^{-3}$  et  $0,45 \cdot 10^{12} \text{cm}^{-3}$  respectivement et une mobilité de  $65500 \text{cm}^2/\text{Vs}$ .



### 1.4.3 Les pièges dans le HEMT AlSb/InAs

Comme dans le cas des HEMTs InAlAs/InGaAs, le processus de fabrication des transistors HEMT AlSb/InAs et le choix des matériaux font apparaître des niveaux d'énergies indésirables, dans le gap. Plusieurs études bibliographiques ont révélé des pièges dans la barrière AlSb [55] et d'autres dans le canal InAs [56].

La photoconductivité négative relevée dans la barrière AlSb a été attribuée à la présence d'un niveau de pièges à électrons situé juste au dessus du niveau de Fermi [57]. Sous illumination, ces pièges sont remplis par les électrons, et donc la concentration des électrons libres dans le canal InAs est réduite.

La directe mise en évidence de la présence des pièges dans une couche d' $Al_{0,8}Ga_{0,2}Sb$  fortement dopée Te a été menée par Subanna et al. [58]. Ils ont trouvé que l'effet négligeable du dopant est attribué à son auto-compensation car il s'attribue aux centres D.

Une étude menée par Nakagawa et al. [59] utilisant la DLTS (Deep level Transient Spectroscopy) sur une couche de AlSb dopée Te, trouvait que le piège le mieux défini a une énergie d'émission thermique de 0.26 eV. Un échantillon pareil dopé Te a montré une concentration de pièges qui vaut  $2 \cdot 10^{17} \text{cm}^{-3}$ .

Kruppa et al. reportait des mesures de la dispersion de la résistance de sortie, pour deux structures HFETs AlSb/InAs [60]. Ils ont trouvé que les fréquences de transition et leurs énergies d'activation sont très sensibles à la polarisation. Il a été supposé que les pièges étaient associés au résidu d'As dans la couche AlSb, ou à la contamination de la chambre par le Te, durant le processus de MBE, qui se manifeste comme un centre de recombinaison.

### 1.4.4 Améliorations technologiques

A cause du très faible gap de l'InAs, le phénomène d'ionisation par impact est fortement présent dans le canal. En étant relié à l'effet kink, une forte augmentation du courant de drain accompagné d'un courant de trous vers la grille relativement élevé ont été observés. Il a été supposé que les pièges présents dans la couche tampon, interagissent avec les trous et amplifient l'effet kink [60]. Une des solutions utilisées, pour réduire ce phénomène, est l'utilisation d'un canal composite où seront transférés les électrons du gaz-2D participant au courant de conduction [61] [62]. Lin et al. a proposé un HEMT à canal composite à base de AlSb/InAs/InAsP/AlSb [63]. Comparé à un HEMT à canal InAs simple, cette modification du

canal du composant montrait une amélioration significative des performances DC. Plus particulièrement, l'effet kink a été réduit, la tension de claquage augmentée et aucun effet remarquable de l'ionisation par impact sur le courant de fuite de la grille n'a été observé. Boos et al. a modifié le HEMT conventionnel en ajoutant une couche sous-canal de InAs d'épaisseur  $42\text{\AA}$ , séparée du InAs d'épaisseur  $100\text{\AA}$  par  $30\text{\AA}$  de AlSb [64]. Le sous canal a un gap plus large que le canal où règnent les effets quantiques. A fort champ électrique, les électrons sont acheminés vers le sous canal réduisant ainsi l'ionisation par impact. Cette structure permet d'avoir une fréquence de coupure  $f_t$  de 250 GHz pour une longueur de grille de  $0.1\mu\text{m}$ , et une augmentation remarquable de la tension de claquage en la comparant à un HEMT à simple canal InAs [63]. Comme les hétérostructures de type I permettent un meilleur confinement des trous générés soit thermiquement soit par ionisation dans le canal. Un HEMT à canal en  $\text{InAs}_{0.80}\text{Sb}_{0.2}$  a été fabriqué. Les valeurs intrinsèques de fréquence  $f_t = 180\text{GHz}$  et  $f_{max} = 120\text{GHz}$  ont été atteintes avec un gain en tension de 9, malgré une mobilité égale à  $13400\text{cm}^2/\text{V.s}$  seulement [65].

D'autres modifications consistent à poser une couche de GaSb type-p (épaisseur  $100\text{-}200\text{\AA}$  dopé au milieu par le Si) située à  $500\text{\AA}$  en dessous du canal InAs [66]. Le but est d'acheminer une partie des trous, générés par ionisation par impact, vers la source au lieu de les laisser confinés dans le buffer. Sinon ils peuvent soit causer des effets indésirables de piégeage, soit être collectés par la grille, augmentant ainsi le courant de fuite de grille.

Une autre technique utilisée pour minimiser le phénomène d'ionisation par impact est basée sur l'utilisation d'une double grille. En 1990, un HEMT InAs à double grille fût réalisé [67], le design favorise la réduction du courant de fuite en modifiant le champ électrique sous la première grille par le biais de la seconde grille.

Malgré toutes ces améliorations on peut encore observer des effets parasites dans les structures très souvent liés à la présence de pièges dans les couches ou aux interfaces. Des mesures permettant la mise en évidence des pièges seront discutées dans le chapitre 2. Les résultats des mesures et les effets des pièges ainsi qu'une étude concernant la caractérisation des pièges à l'aide de la technique de la relaxation isotherme seront discutés au chapitre 3.

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a vu une présentation rapide des transistors à haute mobilité électronique (HEMT). On a commencé par une présentation de la structure et du principe de fonctionnement d'un HEMT générique. Or, les performances DC et hautes fréquences du composant dépendent de la technologie de croissance, des matériaux III-V formant l'hétérostructure, de l'épaisseur des couches, de la température de croissance, etc... On a reporté quelques modifications citées dans la littérature, qui pourront réduire les effets non désirés tels que le bruit basse fréquence, et répondre aux besoins accrus en termes de performances.

Bien que le HEMT InAlAs/InGaAs générique sur substrat InP s'est montré compétitif pour les applications hautes puissances et faible bruit, il souffre de la fragilité et du coût élevé du substrat. Un substrat en GaAs beaucoup plus robuste et moins coûteux a attiré les chercheurs. L'association des hautes propriétés de l'InP et du GaAs a créé le HEMT métamorphique (MHEMT). Comme un composant compétitif pour les communications optiques (>50 GHz), le HEMT InAlAs/InGaAs n'a pas pu échapper au problème d'ionisation par impact dû au taux d'In élevé dans le canal, d'où la solution à base d'une structure à canal composite.

Ce MHEMT fût le sujet de la deuxième partie, on a détaillé sa structure épitaxiale, son diagramme de bandes d'énergies et son mode de fonctionnement en montrant l'effet de la commande de grille et de la polarisation  $V_{ds}$  sur les paramètres clés du transistor. On a vu que ce composant souffre de défauts, qui sont à l'origine de la création des niveaux d'énergies dans la bande interdite. Ces défauts sont ce qu'on appelle "les états de pièges".

Un autre composant étudié dans la troisième partie et prometteur pour les applications ultra rapide est le HEMT sur AlSb/InAs. La grande discontinuité de bande à l'interface de l'hétérojonction et la mobilité des électrons élevée dans le InAs, ont permis d'atteindre des fréquences de coupure de l'ordre de  $f_t=160$  GHz. La bonne connaissance du principe de fonctionnement et des propriétés de ce composant est indispensable à l'étude et l'analyse des différents effets qu'on verra apparaître sur les caractéristiques électriques statiques. La connaissance des propriétés de chaque matériau épitaxié nous permettra de justifier et localiser les niveaux de pièges détectés à l'aide d'un banc de mesure qu'on a développé. Ce banc basé sur la relaxation isotherme sera décrit dans le chapitre suivant.



# LES EFFETS DISPERSIFS DES PIÈGES ET TECHNIQUES DE CARACTÉRISATION DES CENTRES PROFONDS

---

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>51</b>
<b>2.2</b>	<b>Les effets des pièges dans les HEMTs</b>	<b>51</b>
2.2.1	L'effet kink	52
2.2.2	L'ionisation par impact	54
<b>2.3</b>	<b>Mise en évidence de la présence de pièges dans la structure</b>	<b>55</b>
2.3.1	Caractérisation statique : I(V)	55
2.3.2	Banc de mesures impulsionnelles	55
<b>2.4</b>	<b>Propriétés physiques des niveaux profonds</b>	<b>60</b>
2.4.1	Détermination de la signature des pièges	61
2.4.1.1	Calcul de l'énergie d'activation	63
2.4.1.2	Calcul de la section efficace de capture	64
<b>2.5</b>	<b>Techniques de caractérisation des pièges</b>	<b>64</b>
2.5.1	La DLTS	64
2.5.2	Caractérisation du bruit BF	65
2.5.3	La Photoluminescence (PL)	67
2.5.4	Spectroscopie de l'Admittance	68

2.5.5	La Relaxation Isotherme . . . . .	69
<b>2.6</b>	<b>Développement d'un banc expérimental de caractérisation "multi-pièges"</b>	<b>70</b>
2.6.1	Principe . . . . .	70
2.6.2	Banc de mesure . . . . .	72
2.6.2.1	Systèmes de polarisation . . . . .	73
2.6.2.2	Régulation de la température . . . . .	74
2.6.2.3	Acquisition des mesures . . . . .	74
2.6.2.4	Logiciel et traitement des mesures . . . . .	75
2.6.3	Logiciel développé . . . . .	76
2.6.3.1	Calcul des coefficients des exponentielles . . . . .	78
2.6.3.2	Diagramme d'Arrhénius et recherche des pièges . . . . .	79
2.6.3.3	Calcul de l'énergie d'activation et de la section efficace . . . . .	81
2.6.3.4	Calcul de la concentration des pièges : . . . . .	81
2.6.3.5	Calcul de la fréquence de coupure du piège . . . . .	82
2.6.3.6	Localisation des pièges dans la structure . . . . .	83
2.6.3.7	Améliorations apportées par rapport à l'ancien banc . . . . .	85
<b>2.7</b>	<b>Conclusion . . . . .</b>	<b>86</b>

---

## 2.1 Introduction

Ces dernières années, les recherches sur l'arséniure de gallium (AsGa) et l'arséniure d'indium (InAs), et le nitrure de gallium (GaN) ont connu un intérêt particulier. Compte tenu de leurs propriétés électroniques intéressantes (grande mobilité), ces matériaux sont à la base des composants HF, circuits digitaux rapides ou composants associés aux transmissions optiques. Les matériaux III-V utilisés pour la réalisation des composants micro-optoélectroniques ne possèdent pas de caractéristiques physiques parfaites. On y rencontre des défauts dont l'origine est :

- Des atomes ou associations d'atomes étrangers au cristal parfait.
- Des perturbations dans l'arrangement dues aux procédés de fabrication.

Ces défauts engendrent des phénomènes de piégeage/dépiégeage résultant de l'apparition de niveaux d'énergie dans la bande interdite. La présence de ces niveaux d'énergie a le plus souvent des conséquences sur le matériau (mobilité des porteurs, résistivité, etc. . .) et sur le composant (apparition d'effets non linéaires, diminution des performances, instabilité dans le temps, bruit, effet parasites, etc. . .).

Afin de comprendre l'origine de ces conséquences et leurs relations avec les niveaux profonds, une étude des pièges sera faite dans ce chapitre. Les effets dispersifs relatifs à leur présence seront présentés en premier. Ensuite on parlera des propriétés physiques des défauts profonds. Puis, les différentes techniques utilisées pour caractériser les pièges dans les matériaux seront abordées. Enfin on parlera de la technique que nous avons utilisée basée sur la méthode dite de "Relaxation Isotherme", ainsi que de l'algorithme associé que nous avons développé dans le but d'extraire la signature des niveaux profonds dans les semi-conducteurs très rapidement et de les localiser dans la structure.

## 2.2 Les effets des pièges dans les HEMTs

Les pièges sont des niveaux d'énergie qui apparaissent dans la bande interdite d'un matériau. Ils peuvent être intrinsèques au matériau, ou peuvent être introduits suite aux procédés de croissance des multi-couches. Ils peuvent avoir un rôle bénéfique en capturant les électrons et par suite augmenter la résistivité du matériau. A titre d'exemple, grâce au progrès réalisé dans l'ingénierie des bandes, des défauts ont été intentionnellement créés dans le canal InGaAs d'un HEMT sur GaAs, afin de créer des transitions radiatives dans la fenêtre de  $1,3\mu\text{m}$  à  $1,5\mu\text{m}$

correspondant aux longueurs d'ondes exploitables dans les communications optiques [43] [68]. Aussi ils peuvent être à l'origine des effets dispersifs dans les transistors (comme les MHEMTs InAlAs/InGaAs). Parmi ces effets, citons les phénomènes de commutation retardée de grille (gate lag) et du drain (drain lag) et les dispersions basses fréquences [69].

Il a été démontré dans [70] et [71] que l'apparition des phénomènes de "lag" dus aux effets des pièges dans la zone de fonctionnement du transistor peut causer l'atténuation du signal et ensuite sa perte, si un ou plusieurs composants sont intégrés en cascade dans un système haut débit [72] [73].

Aussi, il a été noté dans [74] et [11] que l'effet de kink observé dans le courant de drain et l'excès du courant de retour sur la grille sont issus d'un fort champ électrique dans le canal du transistor et peuvent être accentués par la présence des pièges dans le HEMT. Ajoutons que la dispersion de la transconductance aux basses fréquences peut être fortement affectée par les niveaux profonds de la structure [9].

Les phénomènes de kink et d'ionisation par impact seront détaillés dans la suite de ce paragraphe. Aussi on parlera de l'origine physique de l'effet kink observé sur le courant de drain, et l'ionisation par impact dont l'effet est surtout visible sur le courant de grille.

### **2.2.1 L'effet kink**

Cet effet se manifeste par une augmentation du courant de drain à partir d'une certaine valeur de  $V_{ds}$  [75]. Des études ont montré que ce phénomène peut être relié à l'ionisation par impact [42] qui génère les paires électrons/ trous. Sous l'effet d'un champ électrique fort ( $V_{ds}$  élevé), des paires électrons/trous sont générées par impact ; les électrons parcourent le canal et sont collectés par le drain contribuant à l'augmentation du courant  $I_d$ . Et les trous forment le courant de retour de grille  $I_g$ .

Les résultats expérimentaux ont confirmé que l'effet kink est un phénomène complexe : à température ambiante, il diminue à basse fréquence (10-100Hz) et il est absent pour les hautes fréquences [76] [77].

Les diverses étapes technologiques ont une influence importante sur les caractéristiques des transistors et en particulier sur l'effet kink. Une origine possible de cet effet a été proposée par Georgescu et al. [77] à partir d'un mécanisme basé sur la présence de niveaux profonds. Ceux-ci



sont susceptibles de piéger puis de dépiéger les porteurs sous l'effet d'un fort champ électrique régnant dans la zone grille/drain.

Somerville a montré dans [42] et [78] que le kink est aussi dû à la variation de la résistance dans la zone entre la grille et la source où s'accumulent les trous résultant de l'ionisation par impact. Pour maintenir la neutralité de cette zone, des électrons sont apparus. Il en résulte la variation de la résistance de source et par suite la variation du potentiel entre la grille et la source.

Enfin une hypothèse qui rassemble les deux a été proposée par Zimmer [74] où il suppose que le kink est en même temps dû aux mécanismes de piégeage/dépiégeage et à l'ionisation par impact. En d'autres termes, une partie des trous générés par l'ionisation par impact est capturée par les pièges, ce qui influe sur le courant  $I_d$ .

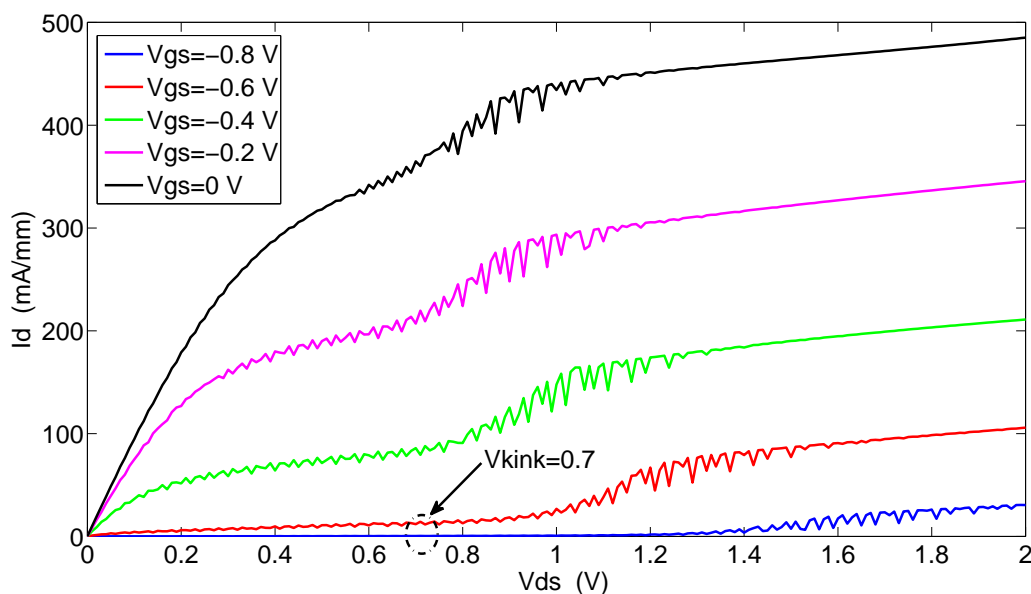


FIGURE 2.1 : Réseau de sortie d'un HEMT présentant un fort kink

La figure 2.1 illustre la présence de l'effet de kink sur un MHEMT InAlAs/InGaAs de ( $6 \times 15 \mu\text{m}$ ). Cette figure met en évidence aussi la valeur de  $V_{ds}$  correspondant à l'apparition de l'effet kink [39].

On définit alors  $V_{kink}$  la tension  $V_{ds}$  à partir de laquelle l'effet kink apparaît et qui fournit une conductance de sortie maximale, pour un fonctionnement dans la zone de saturation. Ajoutons que ce phénomène peut introduire une dégradation sur la dynamique et sur les performances en bruit [75].

### 2.2.2 L'ionisation par impact

Cet effet se manifeste par une augmentation significative du courant de la grille, à partir d'une certaine polarisation appliquée sur le drain du transistor [79]. Ce phénomène apparaît lors de la présence d'un fort champ électrique dans la région entre la grille et le drain.

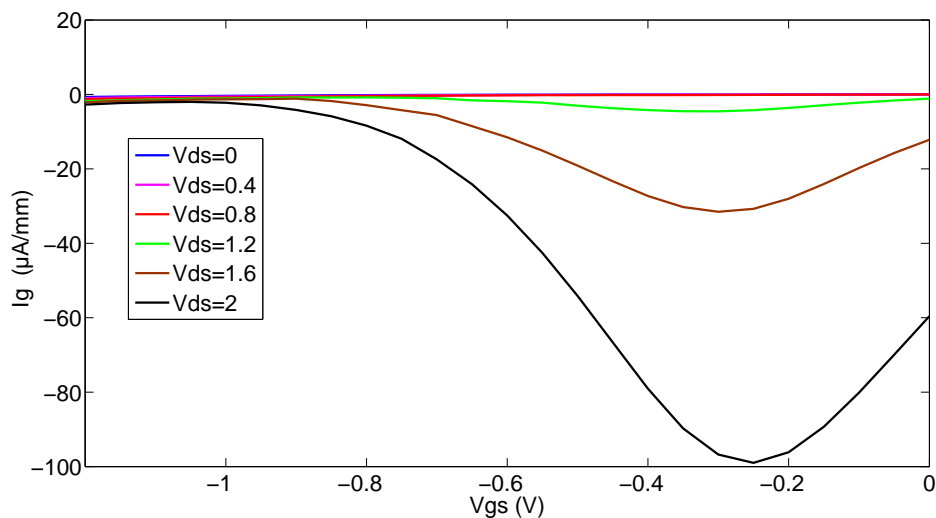


FIGURE 2.2 : Courant de grille  $I_g$  présentant l'effet d'ionisation par impact

A fort champ électrique, les électrons sont accélérés dans le canal et leur énergie cinétique augmente. On parle de porteurs chauds lorsque l'énergie des porteurs devient supérieure à l'énergie thermique du réseau. Lorsqu'un électron entre en collision avec un atome du réseau cristallin, il cède une partie de son énergie cinétique aux atomes du réseau. Si cette énergie est suffisamment importante un électron lié pourra s'arracher du cortège électronique de l'atome [80]. Ainsi une paire électron/trou est formée. Les électrons sont collectés par le drain et les trous sont injectés dans le substrat, ou collectés soit par la grille soit par la source [81]. L'accumulation de charges positives sous la grille baisse l'énergie effective de la barrière, les trous franchissent facilement cette barrière entraînant l'augmentation du courant de trous. Ceci justifie l'allure de la courbe, sous la forme d'une cloche, du courant  $I_g$  à partir d'une tension  $V_{ds}$  élevée (cf. figure 2.2).

Il existe donc un seuil de tension de drain  $V_{ds}$ , correspondant à une valeur du champ électrique à partir duquel le phénomène d'ionisation par impact apparaît. On observe sur la figure 2.2 que la tension seuil correspond à 0,7V, elle est égale à la valeur correspondante à l'appari-

tion du kink. Ceci confirme de plus l'hypothèse que dans le cas du HEMT, ces deux phénomènes sont liés.

## 2.3 Mise en évidence de la présence de pièges dans la structure

Les effets des niveaux profonds peuvent être visibles sur le comportement DC du composant. Par exemple, l'avalanche sur le courant du drain et l'excès du courant de la grille, sont des effets qui se manifestent sur le réseau I(V) et sont dus aux mécanismes de piégeage/dépiégeage.

Ce paragraphe consiste à expliquer les différentes techniques que nous avons utilisées pour la caractérisation des composants. Ces caractérisations statiques ou dynamiques, nous permettront de visualiser les effets des pièges -s'ils existent- sur le fonctionnement du composant. Les composants ont été caractérisés sous éclaircissement et dans l'obscurité.

### 2.3.1 Caractérisation statique : I(V)

Les deux structures de HEMTs présentées dans le premier chapitre ont été soumises à une campagne de mesures. Les mesures ont été réalisées sous pointes, un banc de mesures statiques (Hewlett Packard 4155A) nous a permis de tracer le courant de drain  $I_d$ , le courant de la grille  $I_g$ , la conductance de sortie  $G_d$ , la transconductance  $G_m$  et les tensions de claquage.

Les résultats de ces mesures seront présentés dans le chapitre 3. On en déduira les limites de fonctionnement des composants.

### 2.3.2 Banc de mesures impulsionnelles

Dans le but de visualiser l'effet des pièges sur la caractéristique I(V) des HEMTs, ce banc a été développé à Xlim [82] afin d'effectuer des caractérisations DC en mode pulsé. Il assure une mesure précise du réseau I(V) tout en contrôlant les critères suivants :

- un état thermique constant durant toute la caractérisation
- un état de piège bien défini

- une caractérisation complète dans tout le domaine utile du cycle de charge considéré allant de la zone de fonctionnement ohmique et de conduction de grille en balayant toute la zone saturée jusqu’à l’avalanche.

La figure 2.3 décrit le principe de la caractérisation impulsionnelle d’un HEMT. La polarisation du transistor est assurée par les niveaux de tensions  $V_{ds0}$  et  $V_{gs0}$ , il en résulte un courant de polarisation  $I_{d0}$ . Les niveaux d’impulsions sont représentés par  $V_{gsi}$ ,  $V_{dsi}$  et  $I_{dsi}$  et décrivent les réseaux de caractéristiques de sortie et d’entrée du transistor (le courant d’entrée n’est pas représenté sur la figure 2.3).

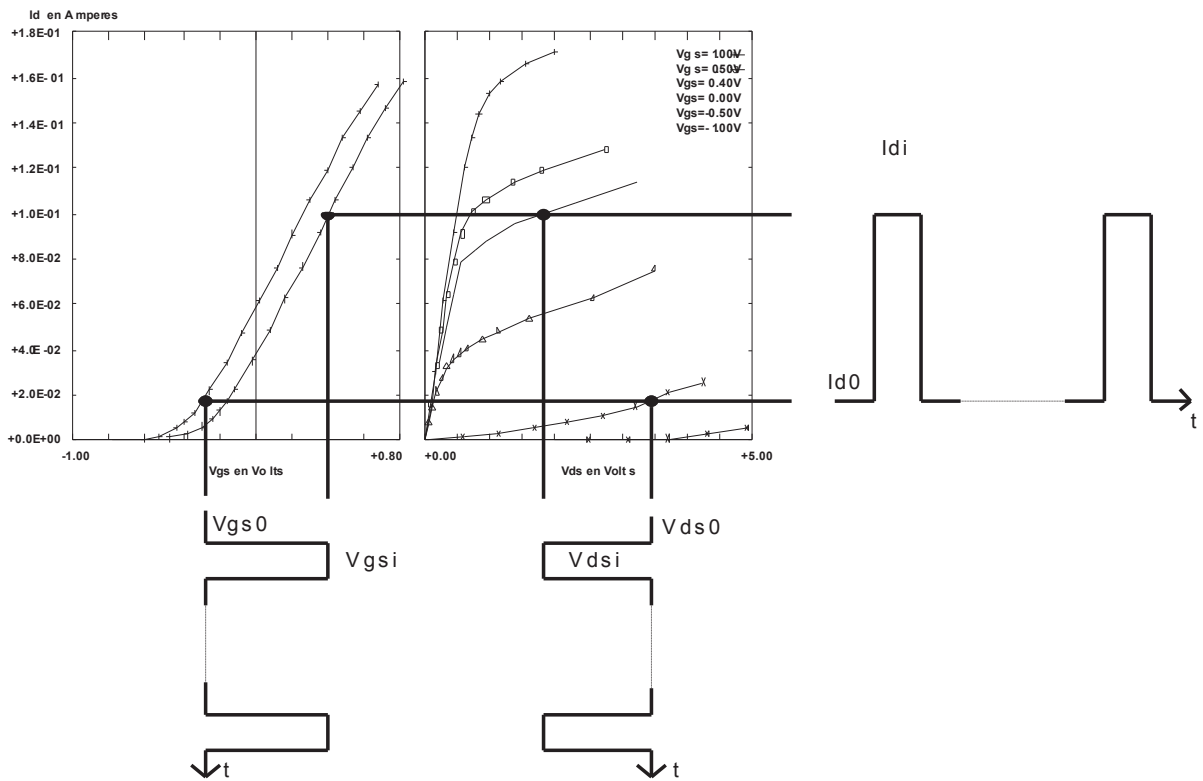


FIGURE 2.3 : Principe de la mesure en impulsion

Pour satisfaire les critères de mesure énoncés précédemment, la durée et la récurrence des impulsions doivent remplir les spécifications suivantes :

1. la durée de l’impulsion doit être suffisamment brève pour que la température n’aie pas le temps de changer quelque soit la puissance de l’impulsion.
2. la durée de l’impulsion doit être suffisamment grande pour garantir un état établi et assurer ainsi une mesure précise et simultanée des tensions et des courants.

3. le temps hors impulsion doit être très grand devant la durée des impulsions pour que l'état thermique soit uniquement piloté par le point de polarisation de repos. C'est à dire que le rapport cyclique doit être toujours supérieur à 10%.

Les composants à caractériser présentent de très petites dimensions (longueur de grille de quelques nanomètres) ; on considère qu'ils ne présentent pas le problème d'évacuation du flux de chaleur. Donc les mesures impulsionnelles sont un atout pour visualiser l'effet des pièges sur le fonctionnement de chaque composant.

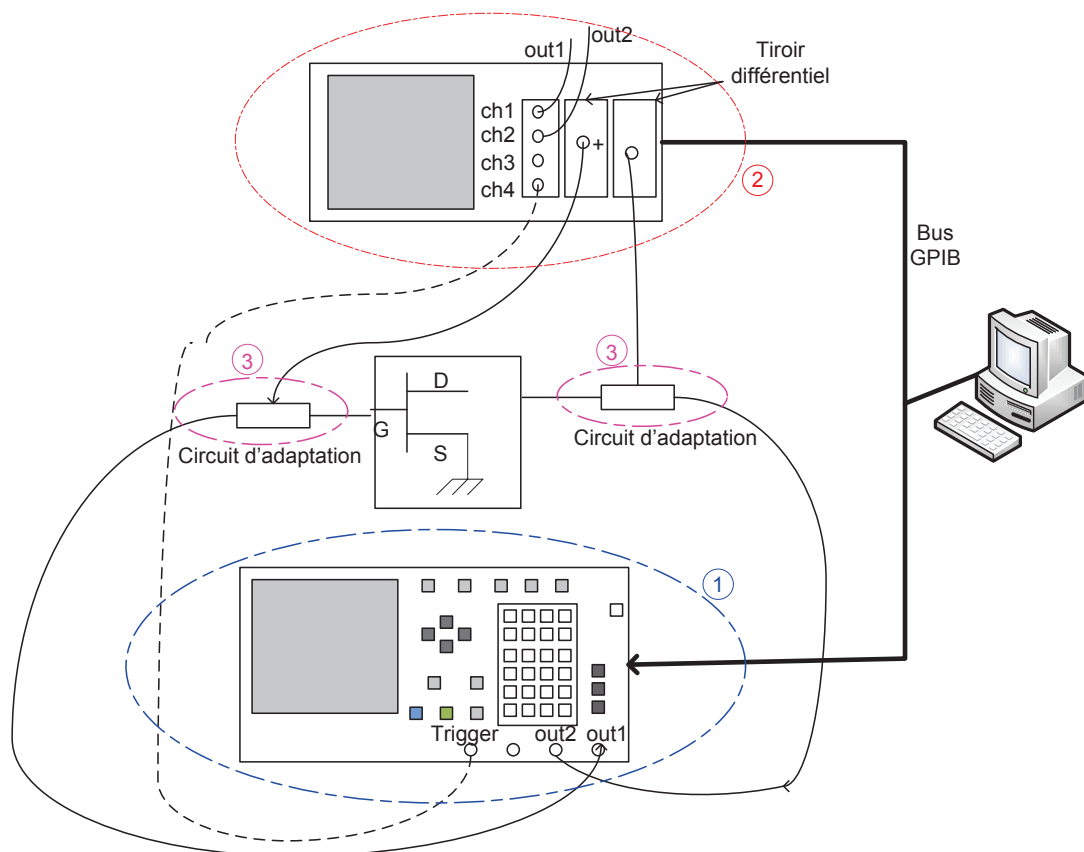


FIGURE 2.4 : Banc de caractérisation I-V en mode impulsionnel

Le banc de caractérisation en mode impulsionnel est présenté dans la figure 2.4. Il comporte :

### 1. Un générateur d'impulsions

Le générateur d'impulsions est de type *Dual Pulse Generator HP 8115A*. Ses principales caractéristiques sont :

- Il dispose de deux sorties, d'impédance interne de  $50\Omega$ , pouvant fournir chacune une tension en circuit ouvert dans la gamme de  $-16V$  jusqu'à  $+16V$ .

- Il contient le mécanisme d’horloge, de retard et de durée assurant le réglage de l’ensemble du banc.
- La durée de l’impulsion peut varier de  $50ns$  jusqu’à quelques microsecondes. La récurrence varie de quelques microsecondes jusqu’à quelques centaines de millisecondes.
- Les niveaux de polarisation et d’impulsion sont réglés d’une manière indépendante les uns des autres sur toute l’échelle du générateur.
- Le générateur dispose d’une sortie “trigger” permettant de le synchroniser avec l’oscilloscope.

## 2. Le système d’acquisition des mesures

L’acquisition des tensions et des courants est assurée par l’oscilloscope numérique de la série “Tektronix 11400”. Cet appareil très précis contient trois tiroirs :

- un tiroir 11A34 à 4 entrées : il est utilisé pour mesurer les tensions d’entrée et de sortie du transistor par exemple  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Une troisième entrée est reliée à la sortie trigger du générateur d’impulsion. Et la quatrième sortie est non utilisée.
- Deux tiroirs différentiels 11A33 : un réservé pour la mesure du courant de la grille et l’autre pour le courant du drain. Chacun de ces tiroirs mesure la différence de potentiel aux bornes d’une résistance. La sonde pour cette mesure est une sonde différentielle de type “Tek p6134C”.

Notons que la configuration des tiroirs et des sondes n’est pas fixe. Elle peut être modifiée par l’utilisateur.

## 3. Le réseau d’adaptation

Les réseaux d’adaptation sont des résistances reliées sous forme  $\pi$ . Leurs valeurs représentent les impédances ramenées par les sondes et les résistances ajoutées par l’utilisateur. Ils sont connectés entre la sortie du générateur d’impulsion et un des accès du transistor. Ces réseaux constituent les générateurs virtuels vus par le composant. Ils contiennent :

- Un réseau d’entrée qui permet à l’aide d’une résistance série, de mesurer les courants de drain et de grille aux bornes de chacune de ces résistances.
- Un réseau de sortie assurant la protection du composant. Ils imposent une droite de charge du générateur virtuel qui limite le courant.

Le choix de la position du point de mesure est basée sur la “dichotomie récursive”. L’avantage de cette méthode est de diminuer le nombre de points par rapport à une mesure pas-à-pas. On a le plus de points sur les zones à fortes courbures.

Le banc peut assurer trois types de mesures :

- Courbe à  $V_{gs}$  constante
- Courbe à  $V_{ds}$  constante
- Courbe de diode

La figure 2.5 représente une mesure d’un réseau I(V) à  $V_{gs}$  constant d’un MHEMT In-AlAs/InGaAs ayant  $2 \times 4 \mu m$  de développement de grille par la méthode impulsionnelle.

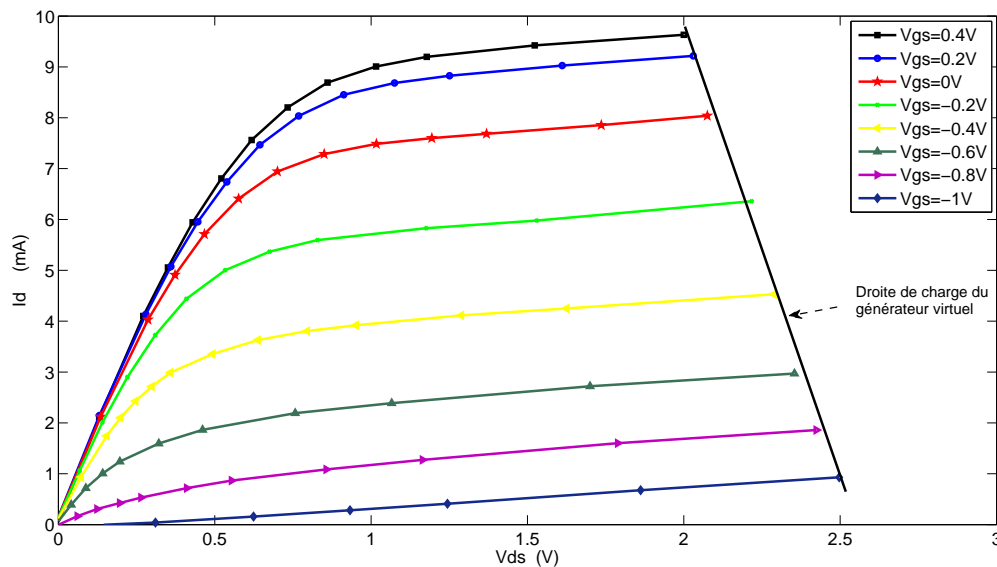


FIGURE 2.5 : Réseau de sortie d’un MHEMT ( $2 \times 4 \mu m$ ) mesuré en impulsion

On verra dans la suite de ce manuscrit, que les caractérisations en mode pulsé peuvent être significatives de la présence des niveaux profonds dans la structure. On montrera également que la variation de certains paramètres comme la durée de l’impulsion, les points de polarisation et la température de mesure, entraîne des variations sur le courant de drain. On montrera que les niveaux profonds sont responsables de ce comportement.

Avant de présenter les techniques de caractérisation des niveaux profonds, il est indispensable de rappeler les propriétés physiques de ces derniers. On détaillera l’étude théorique sur laquelle on s’est basé pour le développement de l’algorithme d’extraction et de caractérisation des pièges présentés dans le dernier paragraphe.

## 2.4 Propriétés physiques des niveaux profonds

Les propriétés de conduction et de transport dans les semi-conducteurs dépendent des niveaux d'énergie présents dans la bande interdite. On distingue les niveaux donneurs ( $N_D$ ) situés à proximité de la bande de conduction, ils fournissent les électrons de conduction. Et les niveaux accepteurs ( $N_A$ ), situés au voisinage de la bande de valence qui fournissent les trous de conduction en captant les électrons de la bande de valence.

En plus de ces niveaux proches des bandes de conduction (impuretés donneuses) et de valence (impuretés accepteurs), on rencontre des niveaux d'énergie plus éloignés des bandes. Ces niveaux résultent en général des défauts (pièges) dus aux processus de fabrication ou intrinsèques au matériau.

Par leur capacité à capter ou à libérer les électrons, les pièges peuvent compenser les niveaux donneurs et accepteurs. Par conséquent, ils diminuent la concentration et la mobilité des porteurs libres.

Par exemple, pour augmenter la résistivité d'un matériau, les niveaux profonds sont intentionnellement introduits pour capter les électrons libres, diminuant ainsi le courant de conduction.

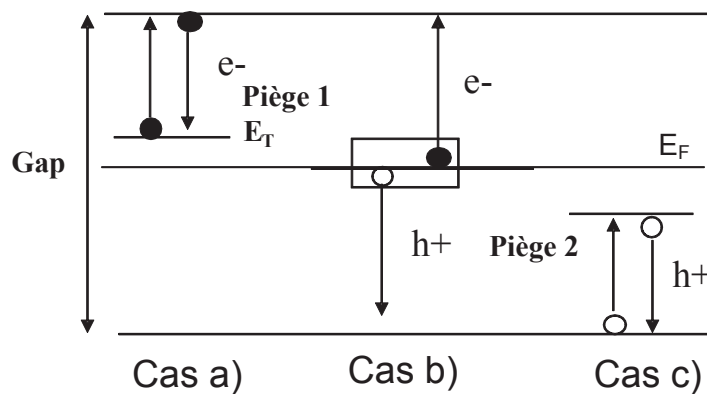


FIGURE 2.6 : Différentes configurations de position des défauts dans le SC

Comme le montre la figure 2.6, on distingue trois types de pièges :

- Les pièges à électrons sont les pièges situés dans la demi-bande supérieure, ils échangent leurs électrons avec la bande de conduction (cas a).
- Les pièges à trous sont situés dans la demi-bande inférieure et ils captent les électrons de la bande de valence (cas c).



- Les centres de génération/recombinaison se situent au milieu de la bande interdite et ils échangent avec les deux bandes (cas b).

Les niveaux profonds sont caractérisés par leurs paramètres propres qui sont :

- l'énergie d'activation  $E_a$
- la section efficace de capture (ou d'émission)  $\sigma_a$
- la concentration  $N_T$

L'énergie d'activation et la section efficace de capture (ou d'émission) sont appelés “signature des pièges”.

### 2.4.1 Détermination de la signature des pièges

La détermination de la signature des pièges consiste à trouver les valeurs de l'énergie d'activation et de la surface effective de capture (ou d'émission) du niveau profond. Elle est calculée à partir du taux d'émission (ou de capture) qui lui, dépend de la concentration des pièges.

Soit  $N_T$ , la concentration totale des pièges, et  $n_t$  la concentration des pièges ayant capturé un électron. La variation de la population d'électrons libres due à leurs captures par les pièges peut s'écrire :

$$\frac{dn_1}{dt} = -n \times c_n \times (N_T - n_t) \quad (2.1)$$

où  $n$  est le nombre d'électrons dans la bande de conduction,  $c_n$  est le taux de capture d'un électron de la bande de conduction par un niveau de piège.

La variation de la concentration en électrons libres due à l'émission des pièges est :

$$\frac{dn_2}{dt} = e_n \times n_t \quad (2.2)$$

Où  $e_n$  désigne le taux d'émission d'un électron par un défaut vers la bande de conduction.

Donc, la variation globale de la concentration en électrons s'écrit :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{dn_1}{dt} + \frac{dn_2}{dt} = -n \times c_n \times (N_T - n_t) + e_n \times n_t \quad (2.3)$$

En régime permanent, la variation de population libre est nulle donc  $\frac{dn}{dt} = 0$ . D'où le taux d'émission d'un électron par un piège peut être exprimé :

$$e_n = n \times c_n \times \left( \frac{N_T - n_t}{n_t} \right) \quad (2.4)$$

On définit  $E_T$  l'énergie du niveau de piège, et  $f_T$  la probabilité d'occupation du piège par un électron, elle est exprimée par  $f_T = \frac{1}{1 + \beta \exp \left[ \frac{(E_T - E_F)}{kT} \right]}$  avec  $\beta$  le facteur de dégénérescence du piège. Le nombre de pièges occupés  $n_t$  peut être écrit :

$$n_t = N_T \times f_T \quad (2.5)$$

Il reste donc  $N_T - n_t$  pièges susceptibles de capturer un électron.

$$N_T - n_t = N_T \times (1 - f_T) \quad (2.6)$$

En plaçant (2.5) et (2.6) dans (2.4), le taux de capture peut être exprimé :

$$e_n = n \times c_n \left( \frac{1 - f_T}{f_T} \right)$$

Le taux de capture ( $c_n$ ) d'un électron de la bande de conduction par un défaut s'exprime en fonction de la section efficace de capture thermique d'un électron ( $\sigma_a$ ) et de la vitesse quadratique moyenne des électrons ( $v_n$ ) :  $c_n = \sigma_a \times v_n$

$n$  et  $f_T$  s'expriment à l'équilibre thermodynamique en fonction des niveaux d'énergie et de la température. On obtient :

$$e_n = \sigma_a \times v_n \times N_c \times \exp \left( -\frac{E_c - E_T}{kT} \right) \quad (2.7)$$

Avec  $N_c$  la densité effective d'états dans la bande de conduction,  $E_c - E_T$  est l'énergie d'activation du piège ( $E_a$ ),  $k$  est la constante de Boltzman et  $T$  est la température en Kelvin.

$v_n$  et  $c_n$  sont connus pour un matériau donné. L'évaluation de  $e_n$  à différentes températures permet de trouver la section de capture et l'énergie d'activation du piège.

On peut trouver de la même manière l'expression du taux d'émission  $e_p$  de trous d'un piège vers la bande de valence (idem pour la capture d'électron de la bande de conduction).

### 2.4.1.1 Calcul de l'énergie d'activation

Dans le cas d'un piège à électron, l'énergie d'activation  $E_a$  et la section efficace de capture sont reliées au taux d'émission par l'équation suivante :

$$e_n = \sigma_a \times v_n(T) \times N_c(T) \times \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \quad (2.8)$$

En représentant  $v_n(T)$  et  $N_c(T)$  par les expressions suivantes :

$$N_c(T) = N_{c0} \times \left(\frac{T}{T_0}\right)^{3/2} \quad (2.9)$$

$$v_n(T) = v_0 \times \left(\frac{T}{T_0}\right)^{1/2} \quad (2.10)$$

L'expression du taux d'émission devient :

$$e_n = \sigma_a \times v_0 \times N_{c0} \times \left(\frac{T}{T_0}\right)^2 \times \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right) \quad (2.11)$$

Avec  $N_{c0}$  et  $v_0$  respectivement la densité effective d'état dans la bande de conduction et la vitesse thermique à la température  $T_0 = 300K$ .

L'expression (2.11) peut être écrite :

$$\frac{T^2}{e_n} = \frac{1}{\sigma_a \times N_{c0} \times v_0} \times T_0^2 \times \exp\left(\frac{E_a}{kT}\right) = C \times \exp\left(\frac{E_a}{kT}\right) \quad (2.12)$$

Où  $C$  est une constante exprimée de la façon suivante :  $C = \frac{T_0^2}{\sigma_a \times N_{c0} \times v_0}$

Pour calculer l'énergie d'activation, plusieurs valeurs du taux d'émission sont évaluées en fonction de la température. Le diagramme d'Arrhénius correspond au tracé du logarithme de l'équation (2.12) en fonction de  $\frac{1000}{T}$ , la pente de la droite obtenue permet d'obtenir l'énergie d'activation ( $E_a$ ) du piège.

### 2.4.1.2 Calcul de la section efficace de capture

A partir du diagramme d'Arrhénius, l'extrapolation jusqu'à l'origine (où  $\frac{1000}{T} = 0$ ) de l'équation  $\ln\left(\frac{T^2}{e_n}\right) = \frac{E_a}{kT} + \ln(C)$  permet d'obtenir la valeur de la constante  $C$  et par suite celle de la section efficace de capture devient possible en utilisant l'expression suivante :

$$\sigma_a = \frac{T_0^2}{C \times N_{c0} \times v_0} \quad (2.13)$$

## 2.5 Techniques de caractérisation des pièges

Dans le but d'évaluer les caractéristiques des pièges citées auparavant, plusieurs techniques sont mentionnées dans la littérature. Lang était le premier à mettre en place une méthode à température variable nommée DLTS (Deep Level Transient Spectroscopy). D'autres études se basant sur la mesure du bruit généré par les niveaux profonds ont permis d'accéder à la signature des pièges. La photoluminescence permet de mettre en évidence des niveaux d'énergie à partir de l'étude de spectre lumineux émis par le matériau à étudier. La spectroscopie d'admittance d'une couche en déplétion montre que les pièges présents dans la couche influent sur le spectre de la capacité. Une autre technique de caractérisation connue par le nom de "relaxation isotherme" sera détaillée. Basée sur la mesure du courant de drain à température constante, cette technique sera le sujet de notre étude.

### 2.5.1 La DLTS

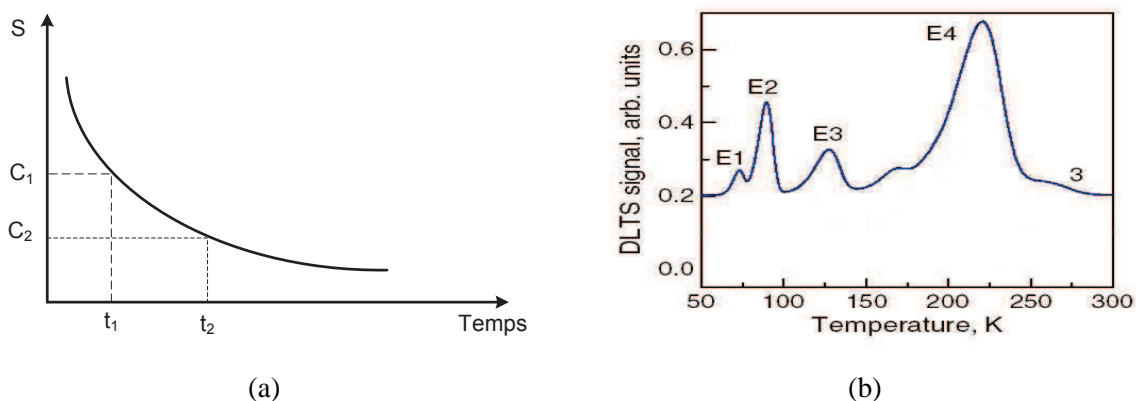
Connue sous le nom de Deep Level Transient Spectroscopy et développée par Lang [83], la DLTS permet de mesurer le taux d'émission d'un piège en fonction de la température. Elle permet d'identifier les pièges dans une barrière Schottky ou dans une jonction p-n. La technique consiste à mesurer la variation de la capacité dans une jonction p-n ou Schottky durant une fenêtre de temps définie  $[t_1, t_2]$  (voir figure 2.7 a). Un lent balayage de température accompagné de la variation de  $[t_1, t_2]$  permet de générer le signal DLTS.

Un piège est représenté par un pic sur le spectre DLTS (figure 2.7 b) . A partir de ce pic, trois informations peuvent être relevées :

- Son signe (positif ou négatif) permet de définir si les pièges sont de porteurs majoritaires ou minoritaires.

- Son amplitude qui permet de calculer la concentration du niveau de piège.
- Sa position sur l'axe des températures qui permet de calculer le taux d'émission en utilisant la formule (2.14).

$$e_n = \frac{\log(t_2/t_1)}{t_1 - t_2} \quad (2.14)$$



**FIGURE 2.7 :** La technique de la DLTS (a) Variation de la capacité d'une jonction PN ou Schottky (b) Exemple de spectre d'un signal DLTS [83]

Cette méthode a l'avantage de donner d'une façon simple le couple  $[e_{ni}, T_i]$ , mais elle n'était précise que lorsqu'un seul niveau de piège est présent dans la structure semi-conductrice.

Dans le but de pallier ce défaut, plusieurs algorithmes et techniques attribués à cette méthode ont été développés. Ils ont permis d'identifier simultanément plusieurs pièges dans le composant [84], mais la méthode met beaucoup de temps afin de réaliser un grand balayage de temps et de température.

Cette technique s'est montrée efficace pour caractériser les pièges dans des structures simples, ou un matériau précis. Une fois appliquée à une structure plus complexe multicouche comme le transistor, cette méthode devient moins précise car elle ne prend pas en compte les vraies conditions de polarisation du composant.

## 2.5.2 Caractérisation du bruit BF

Cette technique consiste à analyser les allures du bruit à basses fréquences en fonction de la fréquence. Une étude a été menée dans [56] pour étudier l'origine de ce bruit observé sur le comportement des HEMTs AlSb/InAsSb. Pour une plage de fréquence entre 1 et 100 KHz, la densité spectrale du bruit a été tracée en fonction de la fréquence à température ambiante

(300K). A basses fréquences, une allure proche de la fonction idéale  $1/f$  a été obtenue. Alors qu'un début de forme lorentzienne, reliée aux états des pièges, apparaît aux hautes fréquences.

Les mesures sont répétées pour plusieurs valeurs de température, inférieures à 300K et sont présentées en figure 2.8. La lorentzienne de bruit se centre sur une fréquence située à l'intérieur de la fenêtre d'observation. Pour une température de 120K, la lorentzienne est portée autour d'une fréquence en dessous de l'intervalle de fréquence du travail.

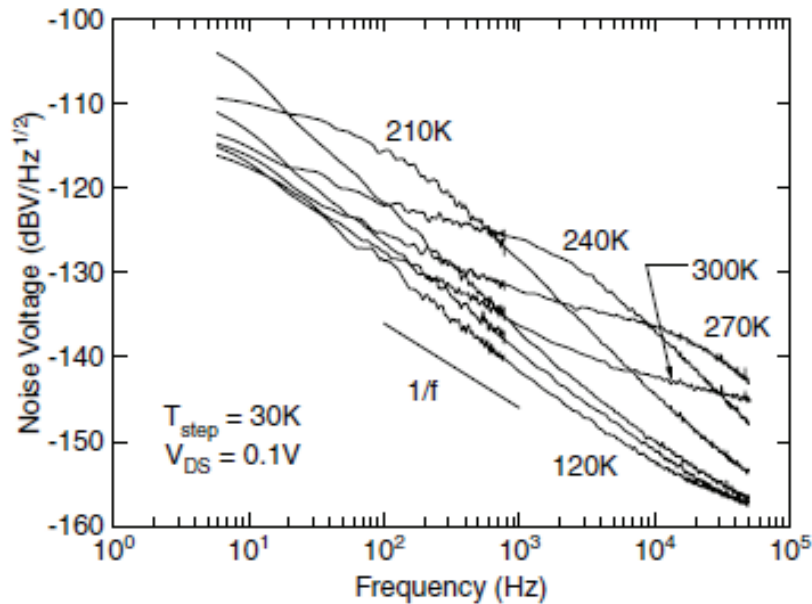


FIGURE 2.8 : Spectre de bruit mesuré en obscurité à température variable

Le décalage de ce bruit vers les basses fréquences quand la température diminue justifie qu'un mécanisme qui s'active thermiquement est impliqué dans ce bruit. La constante de temps du bruit lorentzien peut être exprimée par :

$$\frac{1}{\tau} \propto T^2 \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right)$$

Le diagramme d'Arrhénius représentant les constantes de temps trouvées à plusieurs températures permet de trouver la signature des pièges selon la méthode décrite dans le paragraphe 2.4.1.1.

### 2.5.3 La Photoluminescence (PL)

La photoluminescence est un domaine qui a connu beaucoup d'expansion et de progrès depuis les années 70. Cette technique permet de caractériser les matériaux semi conducteurs et les isolants.

Son principe de fonctionnement est simple : on excite les électrons du matériau par un faisceau lumineux (généralement monochromatique) et on étudie le rayonnement émis par le matériau. La mise en place d'un appareillage de photoluminescence résolue en temps nécessite l'utilisation d'impulsions laser très courtes pour l'excitation optique de l'ordre de grandeur du temps de mesure de la luminescence. Une technique [85] consiste à combiner le signal de la luminescence émis par l'échantillon avec une partie de l'impulsion du laser, passée par une ligne à retard. Dans un cristal non-linéaire de  $LiO_3$ , les photons de l'impulsion et de la luminescence sont additionnés, et la fréquence des photons obtenue est égale à la somme des fréquences des photons incidents. Les photons obtenus, souvent dans la gamme de l'ultraviolet passent par un monochromateur et un photomultiplicateur avant d'être détectés. Un autocorrélateur est utilisé pour mesurer la largeur de l'impulsion. L'échantillon est placé sur un cryostat de façon à avoir la possibilité d'effectuer des mesures à différentes températures. Dans le cas des structures HEMTs, le pulse d'excitation crée des paires électron-trou qui se recombinent principalement dans le canal [86]. L'intensité de luminescence à un instant  $t$  après le pulse d'excitation est proportionnelle à la concentration  $\Delta n$  d'électrons en excès :

$$\frac{d(\Delta n)}{dt} = -\frac{\Delta n}{\tau} \quad (2.15)$$

$\tau$  étant la constante de temps de recombinaison. Par intégration de l'équation, on obtient la dépendance temporelle de l'amplitude de l'intensité de photoluminescence :

$$\Delta n = A \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right) \quad (2.16)$$

Le facteur  $A$  est inversement proportionnel à la constante de temps de recombinaison radiative, alors que  $\tau$  est la constante de temps de recombinaison totale, tenant compte à la fois des processus radiatifs et non radiatifs.

### 2.5.4 Spectroscopie de l'Admittance

Cette technique étudie la capacité d'une jonction en fonction de la fréquence et de la température. La capacité de la jonction est représentée par celle de la couche de déplétion, elle est exprimée par :

$$C_{dep} = \frac{\epsilon_r}{z} = \left( \frac{\epsilon_r q N_A}{2V_{bi}} \right)^{1/2} \quad (2.17)$$

Avec  $z$  la largeur de la couche de déplétion,  $q$  la charge élémentaire,  $\epsilon_r$  est la constante diélectrique du semi conducteur.  $N_A$  la concentration des accepteurs et  $V_{bi}$  la hauteur de la barrière.

La présence des pièges actifs dans la zone de déplétion influe sur le spectre de la capacité à faibles fréquences et/ou à haute température. Elle est exprimée par :

$$C(z) = C_{dep} + \frac{C_{bf} - C_{dep}}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad (2.18)$$

avec  $C_{bf}$  la capacité basse fréquence qui dépend de la concentration des pièges  $N_T$  et des accepteurs  $N_A$ , si la zone de déplétion se situe dans le matériau de type p.  $\tau$  est la constante de temps du niveau profond, elle dépend de  $N_T$ ,  $N_A$  et de la largeur de la couche de déplétion.

Dans le cas d'une faible concentration des pièges  $N_T \ll N_A$ , la constante de temps devient  $\tau = 1/\omega_0$ . Et  $\omega_0$  est relié au taux d'émission par la relation

$$\omega_0(T) = 2e_n(T) \quad (2.19)$$

Pour les pièges à porteurs majoritaires, le niveau peut se charger et se décharger à des fréquences inférieures à  $\omega_0$ . A titre d'exemple, cette technique a été utilisée pour la caractérisation des niveaux profonds d'une cellule solaire à hétérojonction  $ZnO/CdS/Cu(In, Ga)Se_2$  [87]. La figure 2.9 montre le spectre de la capacité en fonction de la fréquence à différentes températures. Pour les températures entre 220K et 320K, la capacité décroît à partir de la même fréquence, ceci indique que la fréquence d'inflexion ( $\omega_0$ ) ne change pas avec la température. Cependant, la fréquence d'inflexion varie pour les températures situées entre 100K et 200K. Cette variation est attribuée à la capture et à l'émission des porteurs libres par les états de surface à l'interface entre le buffer (CdS) et l'absorbeur ( $Cu(In, Ga)Se_2$ ). Les fréquences d'inflexions sont calculées à partir du maximum de la fonction  $f dC/df$  en fonction de la fréquence. Et l'énergie d'ac-



tivation est calculée à partir du diagramme d'Arrhénius  $\omega_0 T^{-2}$  en fonction de l'inverse de la température.

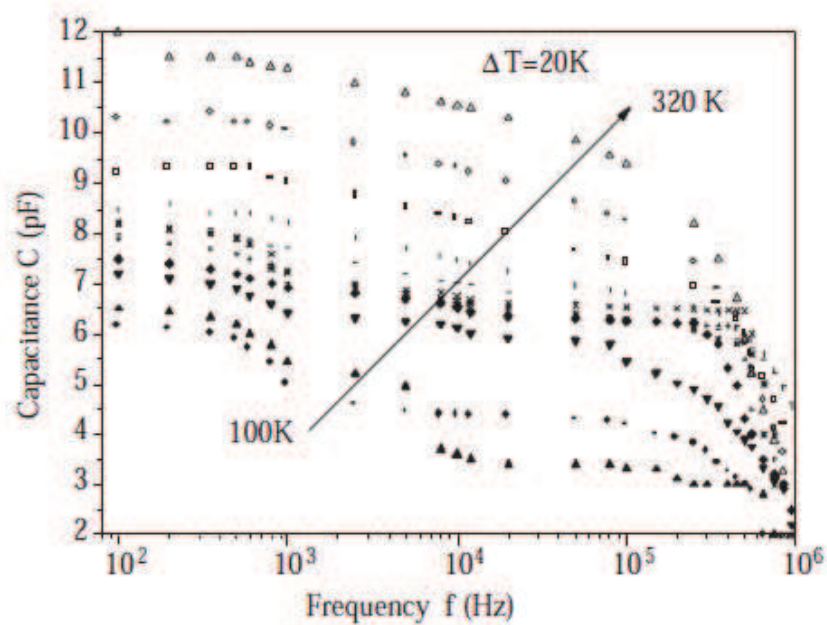


FIGURE 2.9 : Exemple de spectre de capacité en fonction de la fréquence [87]

### 2.5.5 La Relaxation Isotherme

A température constante, cette méthode permet d'évaluer la signature des pièges à partir de la mesure du courant de drain lorsque la tension grille-source est pulsée du niveau de remplissage au niveau de pincement pour une tension drain-source constante [88]. Le courant de drain dépend linéairement de la densité volumique des charges présentes dans la zone de déplétion.

La charge totale représente la contribution des atomes donneurs et des pièges profonds. Une impulsion positive appliquée sur la grille du transistor permet le remplissage des pièges. La densité de charge de la zone de déplétion augmente, d'où  $Q_0 = q \times N = q(N_D - N_T)$  avec  $N$  la concentration des charges dans la zone de déplétion,  $N_D$  la concentration des atomes donneurs ionisés et  $N_T$  la concentration des pièges.

Lorsque l'impulsion passe à une valeur négative, les pièges se mettent à libérer des électrons. Ceci entraîne la variation de la charge en fonction du temps. Elle est exprimée sous la forme :  $Q(t) = q \left[ N_D - N_T \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau_1}\right) \right]_{t=t_1}^{\infty}$  avec  $t_1$  l'instant de début du processus d'émission,  $\tau_1$  la constante de temps d'émission du piège ; elle est égale à l'inverse du taux d'émission  $e_n$ .

D’où la variation du transitoire du courant du drain en fonction du temps. Si un seul niveau de piège est présent dans la structure le courant est mono-exponentiel et il peut être exprimé de la façon suivante :

$$I_d(t) = I_{d0} + \left[ a_1 \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau_1}\right) \right]_{t=t_1}^{\infty} \quad (2.20)$$

Si plusieurs niveaux de pièges sont présents, le courant est multi-exponentiel et il est exprimé :

$$I_d(t) = I_{d0} + \left[ \sum_{i=1}^n a_i \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau_i}\right) \right]_{t=t_1}^{\infty} \quad (2.21)$$

La recherche des signatures des pièges nécessite la connaissance du nombre d’exponentielles  $n$ , et des coefficients  $a_i$  et  $\tau_i$  de chacune d’elles. D’où l’idée de moderniser un banc de mesure et un algorithme associé permettant, à partir de la mesure du courant du drain, de résoudre les éléments inconnus de l’équation afin de trouver la signature des pièges.

## 2.6 Développement d’un banc expérimental de caractérisation “multi-pièges”

Dans le cadre de cette thèse, un banc de caractérisation des pièges existant a été modernisé et automatisé. Il repose sur la méthode de relaxation isotherme décrite auparavant. L’avantage de cette technique est qu’elle permet de mesurer le courant de drain, d’extraire les coefficients des exponentielles et de calculer la signature des pièges dans une large fenêtre de température en un temps rapide et pour des structures multicouches complexes en conditions de fonctionnement réelles. De plus, le banc permet de tester les dispositifs sur plaque, les mesures se font sous pointes, évitant la mise en boîtier souvent coûteuse.

### 2.6.1 Principe

La démarche expérimentale consiste à appliquer sur la grille une impulsion pendant un temps suffisamment long par rapport aux constantes de temps caractéristiques des pièges, de manière à les remplir (figure 2.10).

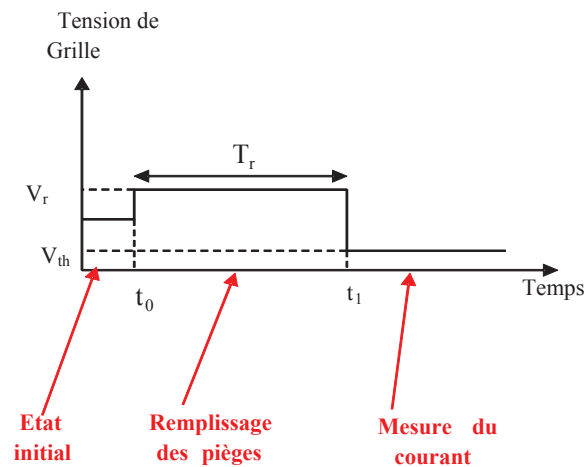


FIGURE 2.10 : Impulsion appliquée sur la grille

Un transitoire du courant du drain est observé ; il résulte de la modulation de la densité d'occupation des pièges dans la zone de charge d'espace (ZCE) sous la grille.

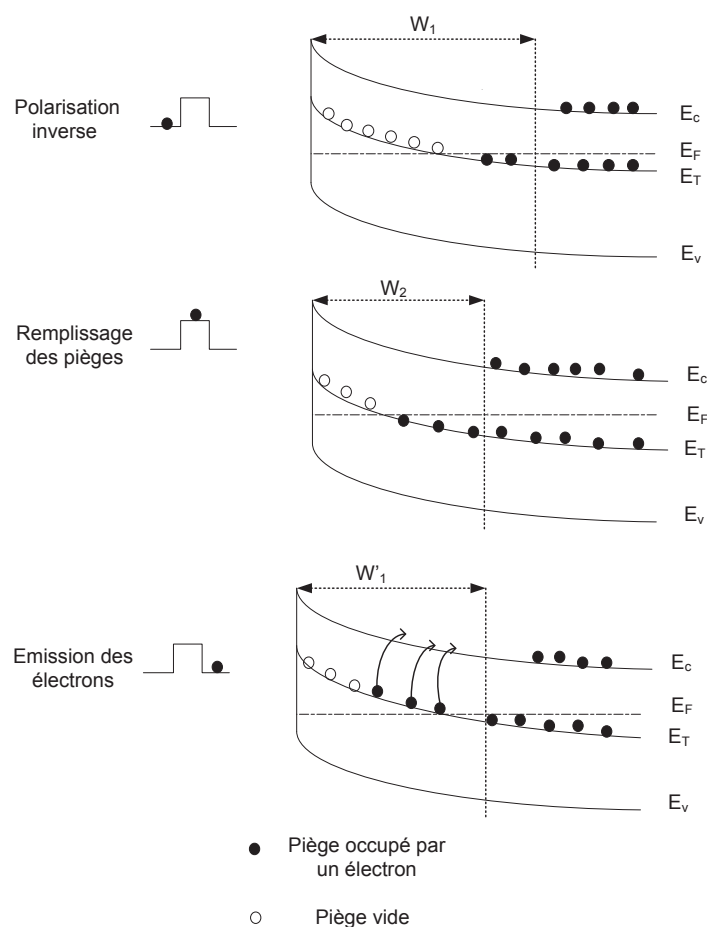


FIGURE 2.11 : Etat de la barrière Schottky sous polarisation

Sous polarisation inverse, les pièges qui se trouvent dans la ZCE au dessus du niveau de Fermi sont vides. La courbure des bandes varie selon la tension appliquée, donc l'état de charge d'un piège va dépendre de la polarisation (voir figure 2.11).

Quand on applique une polarisation de la grille égale à 0V, la zone de charge d'espace diminue et les électrons assurent le remplissage des pièges situés en dessous du niveau de Fermi, cette tension est appelée "Tension de remplissage". Lorsque cette tension passe à une valeur négative proche du pincement, les pièges émettent les électrons avec une constante de temps caractéristique, d'où l'apparition d'un transitoire qui se manifeste dans l'allure du courant de drain.

La figure 2.12 montre un exemple de transitoire du courant de drain dû aux effets des pièges. On remarque qu'en plus des pièges actifs situés dans la ZCE associée à la grille, les états de surface lents induits par les process technologiques (réalisation des contacts métal-semiconducteur, passivation) et des états d'interface peuvent aussi être détectés à l'aide de cette technique.

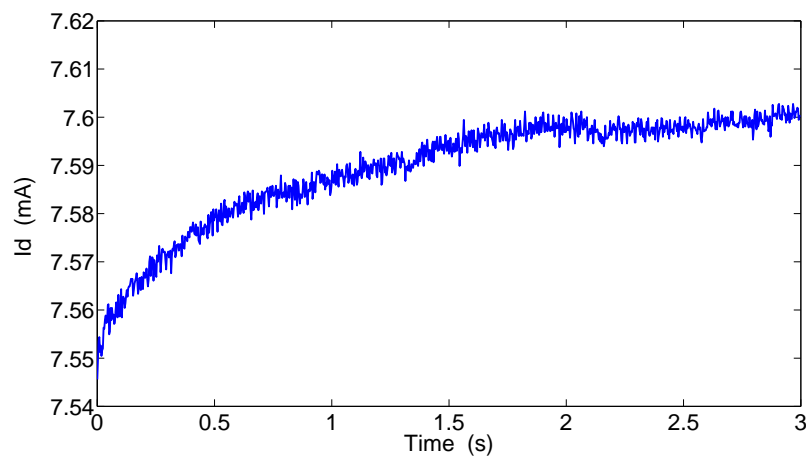


FIGURE 2.12 : Exemple d'allure du courant de drain en présence des pièges

## 2.6.2 Banc de mesure

Le banc de mesure de la Relaxation Isotherme qui a été développé est illustré dans la figure 2.13.

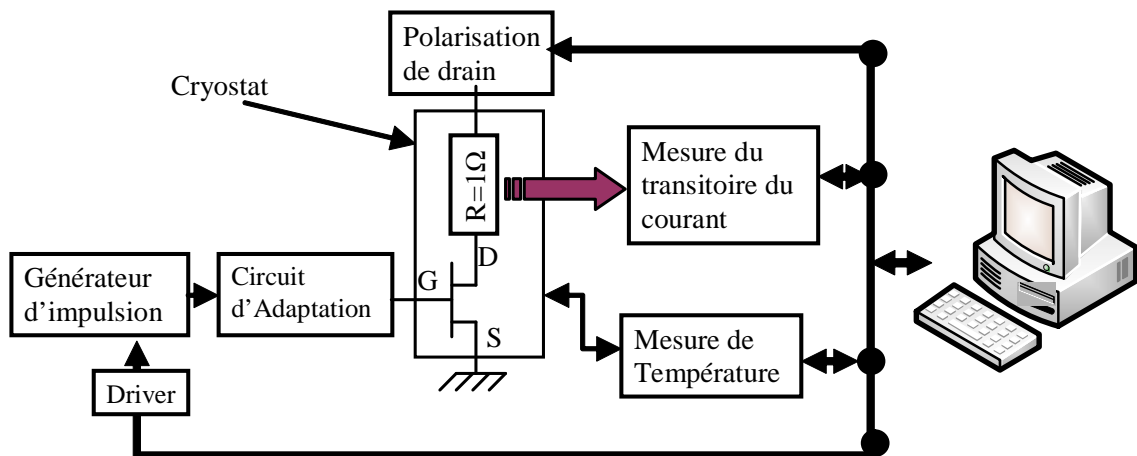


FIGURE 2.13 : Banc de mesure de relaxation Isotherme

Il est constitué de quatre parties principales :

- Systèmes de polarisations du drain et de la grille
- Régulation de la température (cryogénie)
- Acquisition des données
- Logiciel et traitement des mesures

Nous avons choisi de faire cette expérimentation en pulsant la grille à plusieurs niveaux en vue de réaliser une découpe du composant en profondeur. Il est important de noter que ce banc expérimental peut être utilisé avec une impulsion sur le drain à  $V_{gs}$  constante.

### 2.6.2.1 Systèmes de polarisation

Comme il a été mentionné dans le paragraphe précédent, seuls la grille et le drain du transistor doivent être polarisés, tandis que la source est reliée à la masse. Vu les polarisations différentes qui doivent être appliquées aux accès du composant, on utilise une source de polarisation continue et un générateur d'impulsions.

- **La polarisation du drain** : générateur d'alimentation continue référencé 3640A du fabricant Agilent qui permet de fournir une tension maximale continue de 8V et 3A de courant.
- **La polarisation de la grille** : générateur d'impulsion du fabricant Hewlett Packard référencé (HP 6827A). Cet appareil peut être utilisé en mode d'amplificateur à gain fixe, ou amplificateur à gain variable ou en générateur de tension (ou de courant). En cas de générateur d'alimentation, le signal généré peut être DC ou AC.

Cet appareil fournit des tensions allant de  $-10/+10$  volts pour une polarisation bas niveau. Dans le cas d'une polarisation haut niveau la valeur de la tension délivrée peut varier entre  $-100/+100$  volts.

Le niveau du signal de sortie est adapté par l'utilisateur en fonction du dispositif à tester. Or, ce banc a été testé sur des transistors à haute mobilité électronique de deux technologies différentes que sont InAlAs/InGaAs/GaAs et AlSb/InAs sur substrat InP. Ces composants nécessitent une polarisation très faible, donc le générateur a été limité sur le bas niveau. Pour des dispositifs de type GaN il suffirait d'utiliser une polarisation haut niveau.

Ce générateur ne possède pas de port GPIB pour être piloté via le bus IEEE. On lui associe un driver HP 59501B, qui reçoit une consigne sur le bus GPIB, et délivre une tension de commande de polarisation du générateur d'impulsion. Par programmation des états hauts et bas, et par un contrôle informatique de la durée de chaque niveau, on maîtrise l'impulsion envoyée sur le dispositif sous test.

### **2.6.2.2 Régulation de la température**

Comme son nom l'indique, les mesures en "relaxation isotherme" nécessitent un état thermique stable durant la mesure. La régulation de la température est réalisée manuellement et est assurée par le régulateur de référence BT 300-301 MC2. Ce régulateur dispose d'une sonde reliée au cryostat, permettant de contrôler la température. Le régulateur reçoit sur son interface une tension consigne correspondant à une température précise. Pour atteindre des très basses température, de l'azote liquide est utilisée. Les températures atteintes se situent dans la gamme entre  $-80^{\circ}\text{C}/+100^{\circ}\text{C}$ .

Un thermomètre keithley 740 avec interface GPIB disposant d'une sonde reliée au support du dispositif relève la valeur de la température en temps réel.

### **2.6.2.3 Acquisition des mesures**

La lecture des valeurs du courant mesuré est réalisée à l'aide d'un multimètre numérique rapide, doté d'une grande précision (HP 3458A). Ce multimètre effectue des lectures du courant traversant une faible résistance en série sur le drain du transistor. Les valeurs lues sont sauvegardées dans sa mémoire tampon avant d'être envoyées à l'utilisateur via le bus GPIB. Dans le

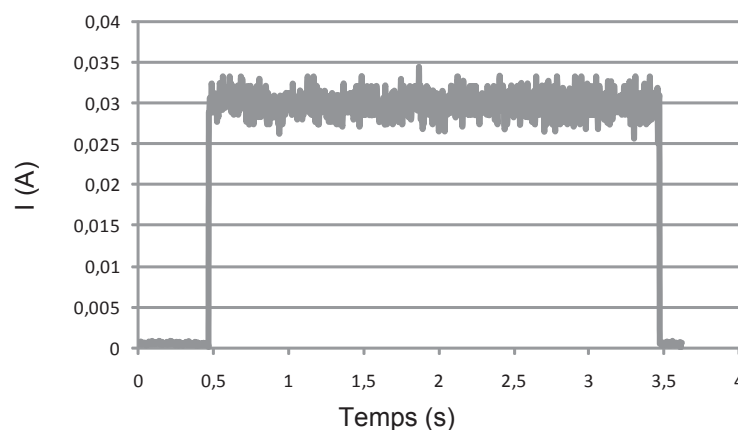
cadre de ces travaux, le multimètre a été programmé pour sauvegarder et envoyer les données en format réel (sur 4 octets), afin d'économiser du temps et de l'espace mémoire.

#### 2.6.2.4 Logiciel et traitement des mesures

L'ensemble des appareils est piloté par un ordinateur équipé d'une carte GPIB IEEE à l'aide d'un programme développé en langage C++. Le calcul mathématique a été développé avec Matlab pour calculer les énergies d'activation, les sections efficaces de capture ou d'émission et les concentrations des pièges trouvés.

Cette partie "logiciel", qui constitue la base de notre étude, sera détaillée dans le paragraphe suivant.

Avant de passer au développement logiciel, une séquence de vérification des équipements est nécessaire, elle consiste à envoyer une impulsion de 0 à 1,5 V aux bornes d'une ligne d'impédance  $50 \Omega$ . Le but est de vérifier que les équipements de mesure ne dégradent pas le signal. La figure 2.14 montre qu'un courant ayant une forme carrée a été relevé, prouvant que les équipements n'introduisent pas d'exponentielles sur la réponse.

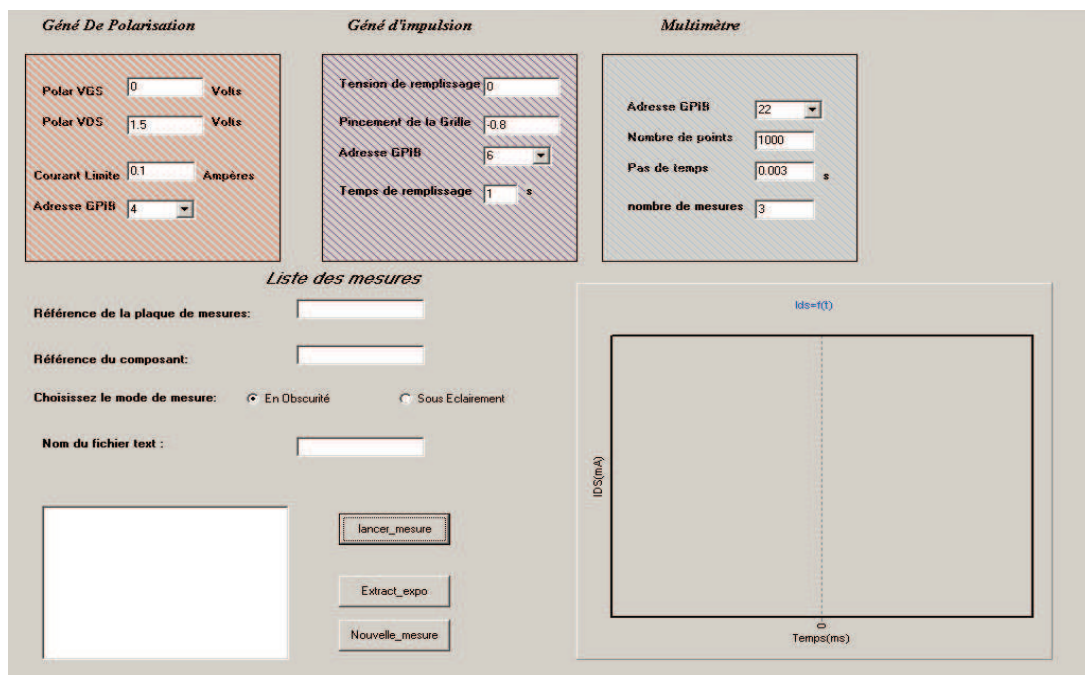


**FIGURE 2.14 :** Courant mesuré aux bornes de la résistance  $50 \Omega$  lors de l'application d'une impulsion carrée

Malgré la présence du bruit lié aux instruments de mesure, aucune forme de transitoire n'a été observée. On conclut que le banc n'introduit pas des transitoires sur le courant mesuré.

### 2.6.3 Logiciel développé

Un logiciel a été développé dans le but d’automatiser le banc expérimental tout en offrant une prise en main facile pour l’utilisateur. L’utilisateur entre, via une interface graphique, tous les paramètres relatifs à chaque mesure (tensions de polarisation, durée de l’impulsion, hauteur de l’impulsion, etc. . .), et choisit l’adresse GPIB de chaque appareil piloté comme le montre la figure 2.15.



**FIGURE 2.15 :** *Interface utilisateur du logiciel développé*

Une zone graphique permet de visualiser l’allure du courant du drain en cours de mesure. Cet outil permet de vérifier le bon fonctionnement du composant, et de valider les conditions de polarisation, de pincement et le bon contact des pointes.

Afin de réduire l’effet de bruit visualisé sur l’allure du courant, on propose d’effectuer plusieurs cycles de mesures (nombre de mesures supérieur à 1), et de moyenner le courant mesuré sur le nombre de mesures pour atténuer le bruit. Dans la figure 2.16 on montre un exemple du courant mesuré respectivement après 1 et 3 cycles de mesures. C’est la valeur moyenne du courant qui sera prise pour la suite du traitement.

Selon le type des pièges présents, le courant peut avoir une des allures présentées sur la figure 2.17.



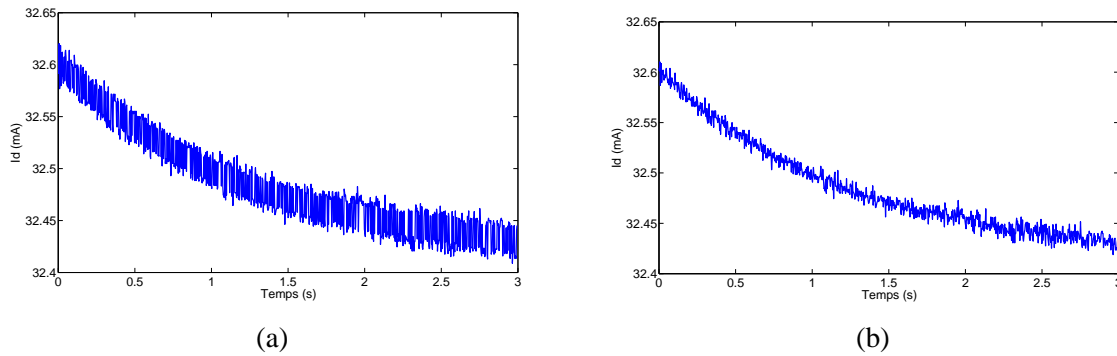


FIGURE 2.16 : Bruit sur le courant mesuré(a) pour une mesure (b) pour 3 cycles de mesures

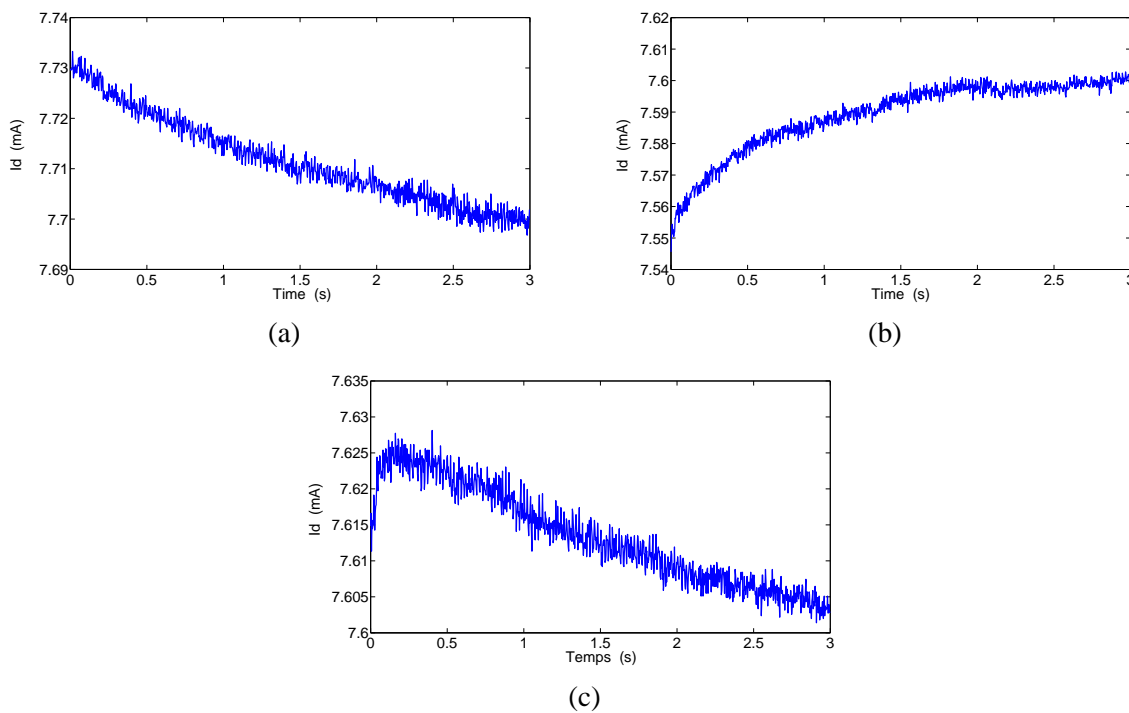


FIGURE 2.17 : Allure du courant de drain mesuré (a) capture d'un électron (b) émission d'un électron (c) processus d'émission suivie d'une capture d'électrons

Les caractéristiques de chaque mesure et la valeur moyenne du courant mesuré à chaque instant sont sauvegardées dans un fichier texte dont le nom est choisi par l'utilisateur.

Comme mentionné précédemment (équation (2.20)) le courant de drain mesuré peut être exprimé de la façon suivante :

$$I_d(t) = a_0 + \left[ \sum_{i=1}^n a_i \exp(-\alpha_i t) \right]_{t=t_1}^{\infty} \quad (2.22)$$

avec  $n$  le nombre d'exponentielles présentes dans la courbe mesurée. Il représente le nombre des niveaux de pièges contribuant à la réponse du courant. Donc avant de chercher la signature

de chaque piège, la première étape consiste à résoudre les termes inconnus de l'équation (2.22) que sont :  $a_0$ ,  $a_i$ ,  $\alpha_i$  et  $n$ .

### 2.6.3.1 Calcul des coefficients des exponentielles

Comme cela a été mentionné précédemment, l'algorithme de traitement mathématique a été développé pour trouver les termes  $n$ ,  $a_i$  et  $\alpha_i$ . Etant donné que la courbe du courant mesuré est bruitée, cet algorithme effectue des lissages de la courbe, et donne les solutions appropriées à l'équation en question. Pour cela des fonctions implémentées dans Matlab ont été utilisées. Les fonctions *fitoutputfun()*, *optimset()* et *fminsearch()* permettent de lisser la courbe, et de résoudre les coefficients des exponentielles selon quatre étapes :

1. En se basant sur l'hypothèse qu'au maximum cinq niveaux de pièges peuvent simultanément contribuer au transitoire du courant, le terme  $n$  a été fixé à 5.
2. Pour une valeur de  $n$  donnée, la fonction *fitoutputfun()* permet de moyenniser l'allure du courant bruité comme le montre la figure 2.18.

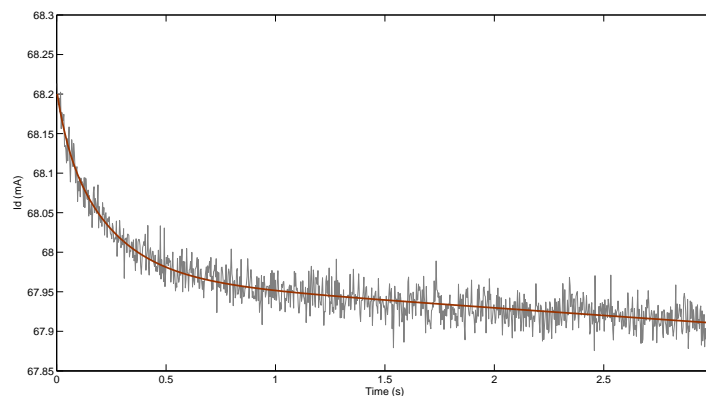


FIGURE 2.18 : Courbe lissée avec le traitement sous Matlab

3. La fonction *fminsearch()* permet de trouver les  $a_i$  et les  $\alpha_i$  de la courbe lissée. Une erreur quadratique moyenne représentant la différence entre la courbe réelle mesurée et celle lissée a été évaluée.
4.  $n$  est décrémenté, l'algorithme retourne à l'étape 2, jusqu'à ce que la valeur de  $n$  atteigne 1.
5. enfin la solution choisie est celle minimisant l'erreur quadratique moyenne.

Cet algorithme donne finalement les coefficients ( $a_i$  et  $\alpha_i$ ) des exponentielles de la courbe du courant mesuré auparavant (tableau 2.1). Ces coefficients seront utilisés lors de la seconde étape du traitement, afin de tracer le diagramme d'Arrhénius.

indice de l'exponentielle	$a_i$	$\alpha_i$	Température (K)
1	139	0,014	238
2	0,18	4,27	238
3	0,0483	21,10	238

TABLE 2.1 : Coefficients des exponentielles trouvées pour une température

### 2.6.3.2 Diagramme d'Arrhénius et recherche des pièges

Le diagramme d'Arrhénius est la représentation de  $\tau T^2$  en échelle logarithmique en fonction de  $1000/T$  avec  $T$  la température en Kelvin comme le montre la figure 2.19. C'est un outil qui permet de tracer les pièges présents dans une structure et de calculer leur signature.

Le nombre de points obtenus à chaque température représente le nombre des exponentielles trouvées à cette température à partir de la mesure du courant de drain (Annexe B). Sur ce graphe, on distingue des points correspondant au phénomène d'émission des électrons et d'autres correspondant au phénomène d'émission des trous (ou capture des électrons).

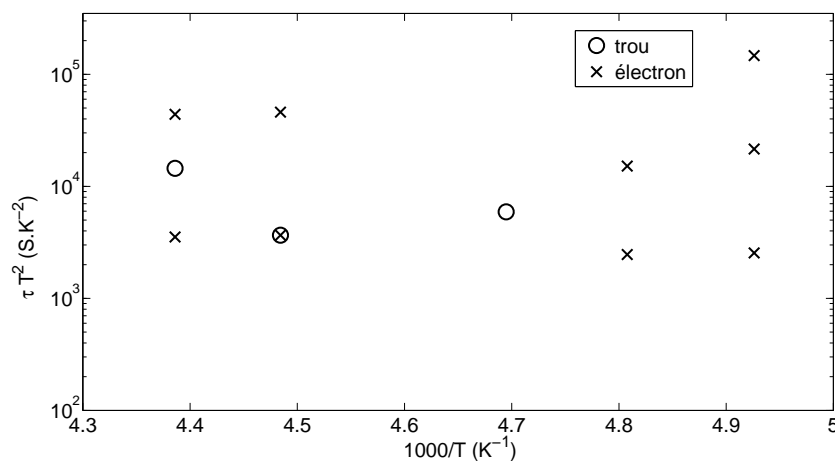


FIGURE 2.19 : Diagramme d'Arrhénius

Chaque ensemble de points sera traité à part dans la procédure de recherche des pièges.

La méthode consiste à chercher tous les alignements de points dont la pente est strictement positive. Pour cela, deux points  $A$  et  $B$  du diagramme d'Arrhénius ont été choisis. L'algorithme cherche tous les points situés à une distance inférieure à une précision  $\epsilon$  de la droite  $(AB)$ . Si le

nombre de points trouvés est supérieur à 4, on considère qu'on a probablement un piège, et les points seront éliminés. Enfin l'algorithme se répète pour tous les points d'un même diagramme d'Arrhénius. Cinq valeurs de  $\epsilon$  (0,005 ; 0,01 ; 0,05 ; 0,1 ; 0,5) ont été choisies afin de relâcher les contraintes sur l'alignement des points et augmenter la probabilité de trouver des pièges. La figure 2.20 donne un exemple de pièges trouvés pour ces cinq valeurs de  $\epsilon$ .

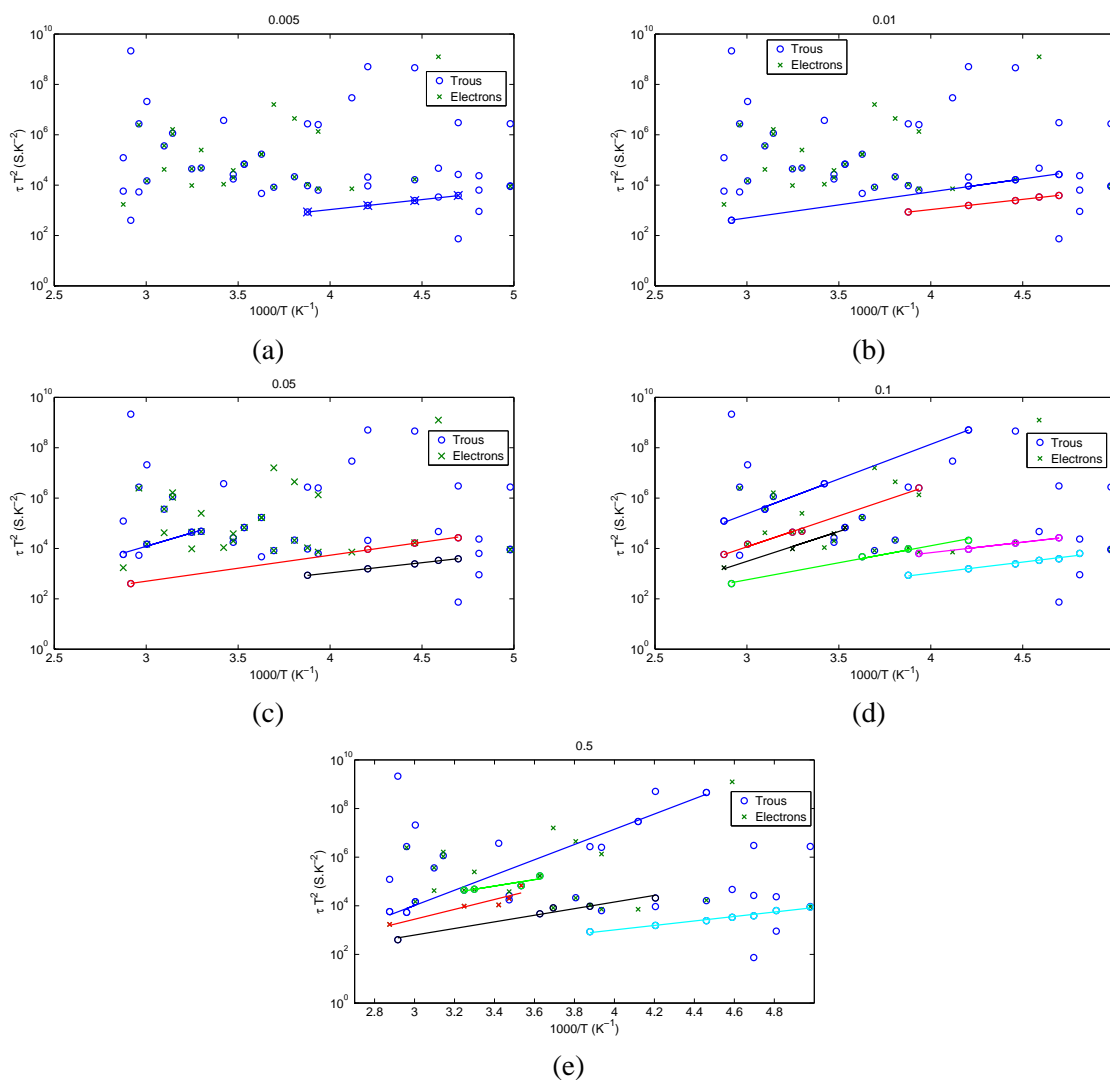


FIGURE 2.20 : Pièges trouvés pour différentes valeurs de  $\epsilon$  (a)  $\epsilon = 0.005$  (b)  $\epsilon = 0.001$  (c)  $\epsilon = 0.05$  (d)  $\epsilon = 0.1$  (e)  $\epsilon = 0.5$

Cette méthode permet d'extraire un maximum d'alignement de points. Cependant il est nécessaire qu'une analyse des pièges trouvés soit menée en prenant en compte la structure étudiée.

La procédure de validation des pièges se déroule comme suit :

Une analyse du diagramme d'Arrhénius est faite pour la plus petite valeur de  $\varepsilon$  (0,005) pour laquelle le moins de signature de piège est trouvé. On valide le piège en vérifiant sa compatibilité avec la structure d'étude ( $E_a$ ,  $\sigma_a$  et  $N_T$ ).

Une démarche analogue est faite pour les autres valeurs de  $\varepsilon$  en ordre croissant. Les points utilisés pour définir un piège ne sont pas pris en compte dans les analyses qui suivent.

Notons que la pente des pièges choisis doit forcément décroître en allant de gauche à droite (c-à-d quand la température diminue).

### 2.6.3.3 Calcul de l'énergie d'activation et de la section efficace

Le calcul de l'énergie d'activation des niveaux profonds s'effectue sur tous les ensembles de points appartenant à une même droite trouvée auparavant. En se basant sur l'équation (2.12) développée dans le paragraphe 2.4.1, l'énergie d'activation d'un piège est la pente des droites obtenues sur le diagramme d'Arrhénius.

L'extrapolation de chaque droite jusqu'à l'origine où  $1000/T = 0$  permet de trouver la constante  $C$  de l'équation (2.12). Avec  $C = \frac{T_0^2}{\sigma_a \times N_{c0} \times v_0}$  et pour  $N_{c0}$  et  $v_0$  connus pour un matériau donné, on obtient la section efficace :

$$\sigma_a = \frac{T_0^2}{N_{c0} \times v_0 \times C}$$

### 2.6.3.4 Calcul de la concentration des pièges :

La concentration des pièges est calculée à partir des coefficients des exponentielles extraites et de quelques paramètres physiques propres au matériau. Plus précisément, la mesure de l'amplitude  $a_i$  permet de calculer la concentration du piège.

On rappelle que le courant de drain s'écrit de la manière suivante :

$$I_d(t) = W_g v_{sat} \frac{\varepsilon_r}{d + \Delta d} \left[ V_{GS} - \phi_b + \Delta E_C + \frac{d_d^2}{2\varepsilon_r} q \left[ N_D - N_T \exp\left(-\frac{t - t_1}{\tau_1}\right) \right]_{t=0}^{\infty} \right] = I_{d0} + \Delta I_d(t)$$

où  $I_{d0}$  est un terme constant,

$$I_{d0} = a_0 = W_g v_{sat} \frac{\varepsilon_r}{d + \Delta d} \left[ V_{GS} - \phi_b + \Delta E_C + \frac{d_d^2}{2\varepsilon_r} q N_D \right] \quad (2.23)$$

et  $\Delta I_d$  est un terme transitoire qui dépend du temps, il s'écrit :

$$\Delta I_d(t) = a_1 = W_g v_{sat} \frac{\epsilon_r}{d + \Delta d} \left[ -\frac{d_d^2}{2\epsilon_r} q N_T \exp\left(-\frac{t-t_1}{\tau_1}\right) \right]_{t=0}^{\infty} \quad (2.24)$$

Nous citons trois méthodes permettant d'accéder à la concentration des pièges.

1. A l'aide des valeurs de l'amplitude des pièges  $a_0$  et  $a_1$ , on calcule le rapport  $\frac{a_1}{a_0}$  et on le multiplie par la concentration des atomes donneurs dans la couche dopée  $N_D$ . Alors on obtient  $N_T = \frac{a_1}{a_0} \times N_D$  [81].
2. En utilisant l'expression de  $a_1$  et en considérant que  $d_d \cong d + \Delta d$ , avec  $d_d$  est l'épaisseur de la couche barrière,

$$N_T = \frac{2|a_1|}{W_g v_{sat} d_d q} \quad (2.25)$$

Cette méthode nécessite la connaissance de la largeur de grille ( $W_g$ ),  $v_{sat}$  et  $d_d$  [88].

3. En calculant le rapport eq. (2.23)/eq.(2.24), on obtient  $\left| \frac{a_0}{a_1} \right| = \frac{2\epsilon_r}{d_d^2 N_T} \times V_{GS} + A$ , avec  $A = \frac{-\Phi_b + \Delta E_c + \frac{d_d^2}{2\epsilon_r} q N_d}{\frac{d_d^2}{2\epsilon_r} q N_T}$  la valeur de la pente  $p$  de la courbe ( $a_0/a_1$ ) en fonction de  $V_{gs}$  permet de déterminer la concentration des pièges donnée par l'équation [88] :

$$N_T = \frac{2 \times \epsilon_r}{q \times p \times d_d^2} \quad (2.26)$$

Pour nos mesures, on a choisi les deux premières méthodes pour calculer la concentration des pièges. Le choix est conditionné par la facilité du calcul et par la disponibilité des différentes informations sur les structures à caractériser.

### 2.6.3.5 Calcul de la fréquence de coupure du piège

La fréquence de coupure d'un piège représente la fréquence à laquelle un piège est capable de se charger et de se vider. Elle est calculée à la température ambiante c'est à dire à 300 K, à l'aide du graphique de  $\tau T^2$  en fonction de  $(1000/T)$ . A cette température  $1000/T$  est égale à 3,33. Donc on relève sur le graphe 2.21 la valeur de  $\tau T^2$  qui correspond à 3,33. Pour faciliter nos explications, la valeur relevée est représentée par la constante R.

A partir de la valeur de R, on calcule  $\tau$  qui est évalué par  $\tau = R/T^2$  et la fréquence de coupure  $f_c$  est calculée directement à partir de  $\tau$  par :  $f_c = 1/\tau$

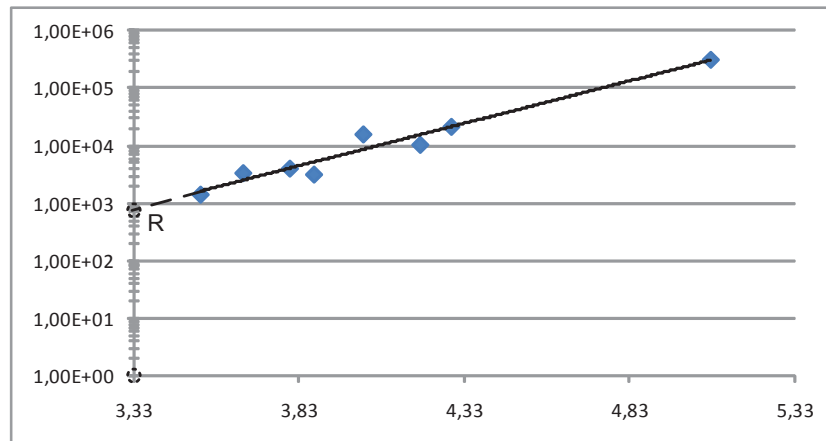


FIGURE 2.21 : Graphique illustrant le calcul de la fréquence de coupure d'un piège

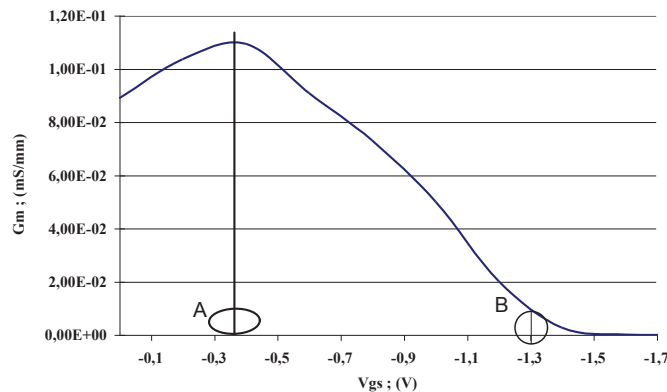
### 2.6.3.6 Localisation des pièges dans la structure

Après avoir calculé les signatures des pièges, un des avantages de notre méthode par rapport aux autres techniques est de pouvoir localiser les pièges dans la structure.

On sait que l'activation des pièges dans le volume du transistor dépend du niveau d'étalement de la zone de charge d'espace (ZCE) en profondeur et en largeur sous la grille. Chaque niveau de pincement active les pièges situés dans la ZCE qui est d'autant plus profonde quand  $V_{gs}$  croît négativement. Dans le but d'isoler les pièges situés en profondeur dans la structure, plusieurs niveaux d'impulsion de grille ont été appliqués. Dans ce cas, on réalise différents niveaux de déplétion de la ZCE du transistor.

Pour pouvoir localiser les pièges dans la structure, il nous a paru indispensable de connaître le potentiel de déplétion de chaque couche du composant. L'allure de la transconductance  $G_m$  en fonction de  $V_{gs}$  permet d'identifier les tensions relatives à la déplétion totale de la couche barrière, du canal et de la couche tampon. La mesure de  $G_m = f(V_{gs})$  d'un MHEMT à base de InAlAs/InGaAs/GaAs est présentée dans la figure 2.22.

Les deux points correspondants au changement de la pente de  $G_m$  présentés sur ce graphe définissent les tensions de déplétion de la couche barrière et du canal. L'abscisse du point A représente la tension  $V_{gs}$  nécessaire pour dépléter entièrement la couche barrière. Sa valeur étant égale à  $V_{gs} = -0,4V$ , est la tension nécessaire pour dépléter une couche d'InAlAs d'épaisseur de 130Å. Le deuxième point (B) représente la tension en dessous de laquelle, on considère que le canal est entièrement déplété. Elle correspond à la tension de déplétion d'un canal InGaAs d'épaisseur 180Å. Sa valeur est de  $V_{gs} = -1,3V$ .



**FIGURE 2.22 :** *transconductance  $G_m = f(V_{gs})$  d'un MHEMT double canal*

Donc pour une grille polarisée à une tension inférieure en valeur absolue à  $-0,4V$  on active les pièges situés à la surface et dans la barrière. Pour  $-1,3V < V_{gs} < -0,4V$ , on active les pièges situés dans le canal alors pour toutes tensions  $V_{gs} < -1,3V$ , les pièges du buffer sont excités.

Donc la technique de localisation des pièges dans la structure nécessite plusieurs étapes de mesures et d'analyses afin d'obtenir un résultat correct.

Après avoir déterminé le potentiel de déplétion de chaque couche du transistor, des séries de mesures du courant de drain à différentes températures sont réalisées. Ces campagnes de mesures consistent à appliquer une polarisation continue sur le drain (choisie dans la zone saturée) et une impulsion négative sur la grille du transistor. Le courant du drain est mesuré et les signatures des pièges présents sont trouvées à l'aide de l'algorithme d'extraction des exponentielles. A la fin de cette campagne de mesures, on obtient pour chaque niveau de pincement de la grille, les pièges qui ont été trouvés.

Pour trouver la localisation de chaque niveau de piège, on commence par le plus haut niveau de pincement de la grille ensuite on passe au niveau juste en dessous. Par exemple pour un MHEMT InAlAs/InGaAs, à  $V_{gsmin} = -0,2V$ , aucun piège n'a été trouvé. Pour  $V_{gsmin} = -0,4V$ , un piège à trou est trouvé. Son énergie d'activation d'une valeur de 0,4 eV se situe dans la bande interdite de l'InAlAs. On constate que ce piège se situe dans la couche barrière.

Pour un niveau de pincement de  $-0,8V$ , deux niveaux de pièges apparaissent. Ces pièges, qui n'ont pas été excités lorsque  $V_{gs} = -0,4V$ , sont apparus lorsque la zone de déplétion s'est étendue en profondeur dans le canal. On conclut que ces pièges se situent dans le canal. On



continue de la même manière pour les autres pièges afin de trouver leur localisation exacte dans la structure.

### 2.6.3.7 Améliorations apportées par rapport à l'ancien banc

Le but de ce travail était d'améliorer et d'automatiser le banc de mesure de relaxation isotherme. L'amélioration du banc a porté sur deux axes principaux, matériel et logiciel.

- côté logiciel : l'ancien banc de mesure était commandé par un programme écrit en langage Basic et installé sur une ancienne unité centrale. Il n'était pas possible d'intervenir sur les lignes du code ni pour régler un problème ni pour améliorer le fonctionnement. Notre intervention sur le banc permet en premier temps de sauvegarder, d'améliorer son fonctionnement et surtout d'offrir la possibilité de faire des mises à jour et des modifications en cas de nécessité. Ajoutons l'automatisation de l'alimentation continue ce qui n'était pas le cas pour l'ancien banc, et la possibilité de récupérer les résultats sous plusieurs formes, alors qu'on était obligé de les imprimer avec l'ancien banc.

Le programme est réalisé essentiellement en langage C++, il fait appel à des fonctions qu'on a développées sous Matlab pour faciliter le traitement mathématique. Les fonctions qu'on a utilisées pour effectuer le lissage de la courbe ont donné un meilleur résultat, comme le montre la figure 2.23, ce qui aboutit à l'obtention de meilleurs résultats lors de l'extraction des exponentielles et par suite lors de la recherche des pièges sur le diagramme d'Arrhénius.

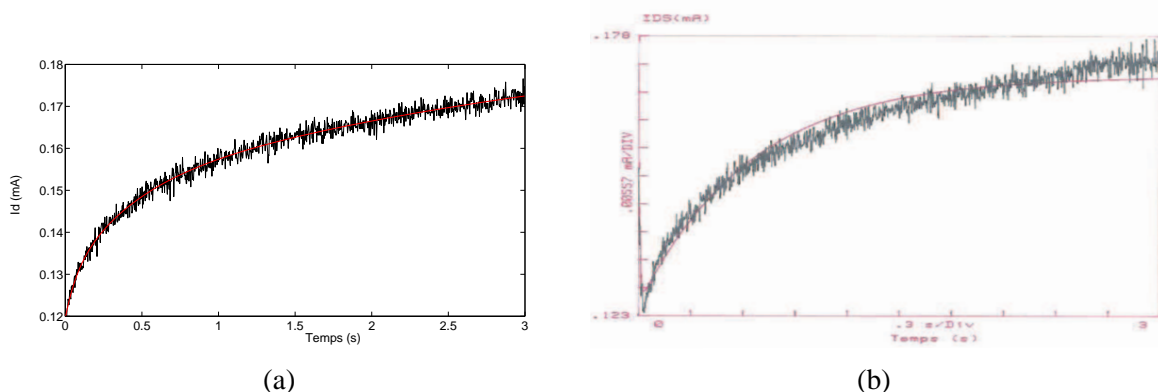


FIGURE 2.23 : Courant de drain lissé avec (a) le nouveau logiciel (b) le programme basic

Ajoutons que le nouvel algorithme est plus rapide que le programme basic. Finalement, une application client/serveur est réalisée permettant, après avoir posé le composant sous pointes, de commander le banc de mesure à distance.

## 2.7 Conclusion

Après avoir rappelé les propriétés physiques et les caractéristiques des pièges, nous avons évoqué leurs impacts sur les transistors HEMTs. On a vu que la présence de ces effets perturbe les systèmes fonctionnant à haut débit où le signal peut être perdu.

Pour mettre en évidence la présence des pièges dans la structure, plusieurs mesures (citons, mesures statiques et mesures impulsionnelles) peuvent donner une première hypothèse de leur présence ou non dans le volume du composant. En présence de pièges, on a montré que les phénomènes de kink et d'ionisation par impact sont accentués. Les bancs expérimentaux permettant d'effectuer ces mesures ont été décrits, les résultats seront détaillés et analysés dans le chapitre 3.

Dans le but d'identifier les pièges rencontrés, on a décrit les techniques les plus utilisées telles que la DLTS, la technique basée sur la mesure du bruit basse fréquence, la photoluminescence et la spectroscopie d'admittance. Or ces techniques coûteuses en terme de temps apparaissent moyennement efficaces si plusieurs niveaux de pièges sont présents dans la structure.

Pour s'affranchir de ce problème, un banc de mesure automatisé, basé sur la technique de relaxation isotherme a été développé dans le cadre de cette thèse. Un logiciel développé à l'aide du langage C++ permet de gérer le coté "hardware" du banc. Et un algorithme développé à l'aide de Matlab permet d'analyser le courant de drain mesuré et d'en extraire les signatures des pièges présents ainsi que leur concentration. Les mesures sont effectuées dans des conditions réalistes de polarisation du composant.

Enfin on a proposé une méthode, utilisant la relaxation isotherme qui, en réalisant différents niveaux de déplétion de la grille, permet de localiser les pièges dans le volume.

Dans le chapitre suivant, une campagne de mesures statiques et dynamiques est proposée pour deux structures différentes : Le MHEMT InAlAs/InGaAs et le HEMT InAs/AlSb. La technique de relaxation isotherme sera aussi utilisée pour ces deux structures. On verra que les pièges trouvés sont responsables des dispersions observées dans les structures.

# RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX ET MODÉLISATION DES NIVEAUX DES PIÈGES

---

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>89</b>
<b>3.2</b>	<b>Caractérisation du MHEMT InAlAs/InGaAs sur GaAs</b>	<b>89</b>
3.2.1	Mesures statiques	90
3.2.1.1	Caractérisation en polarisation continue	90
3.2.1.2	Caractérisation en polarisation pulsée	97
3.2.2	Mesures de claquage	104
3.2.2.1	Claquage Off-State	104
3.2.2.2	Claquage On-state	106
3.2.3	Caractérisations dynamiques	107
3.2.3.1	Mesure des paramètres S	107
3.2.4	Recherche et localisation des pièges	113
3.2.5	Discussion	117
3.2.5.1	Caractérisation en polarisation continue	117
3.2.5.2	Caractérisation impulsionnelle	118
3.2.5.3	Caractérisation dynamique	119
3.2.6	Conclusion sur le MHEMT InAlAs/InGaAs sur GaAs	119

<b>3.3</b>	<b>Caractérisation du HEMT InAs/AlSb sur substrat InP</b>	<b>119</b>
3.3.1	Mesures statiques	120
3.3.2	Mesures de claquage	123
3.3.3	Mesures dynamiques	124
3.3.3.1	Mesure des paramètres S	124
3.3.4	Recherche et localisation des pièges	126
3.3.5	Discussion	128
3.3.5.1	Caractéristiques statiques	128
3.3.5.2	Mesures des paramètres S	128
3.3.6	Conclusion sur le HEMT AlSb/InAs sur InP	129
<b>3.4</b>	<b>Modélisation des Effets des pièges</b>	<b>130</b>
3.4.1	Circuits électriques modélisant les pièges	130
3.4.2	Réglages de l'amplitude des transitoires	131
3.4.3	Conditions d'activation des pièges	132
3.4.4	Implémentation du modèle dans ADS	132
<b>3.5</b>	<b>Effet des états de pièges sur le fonctionnement d'un système</b>	<b>135</b>
3.5.1	Fonctionnement d'un circuit amplificateur en classe A	136
3.5.2	Simulation d'un amplificateur avec le modèle multi-pièges	138
3.5.2.1	Variation de $V_{gs}$	138
3.5.2.2	Variation de la température	142
<b>3.6</b>	<b>Conclusion</b>	<b>147</b>

---

## 3.1 Introduction

Nous proposons dans ce chapitre le détail de la méthodologie appliquée en particulier aux transistors MHEMT présenté dans le chapitre 1.

La première partie est dédiée aux résultats de mesures expérimentales effectuées au cours de ce travail. L'ensemble des bancs de mesure utilisés ont été présentés dans le chapitre 2. De nombreuses mesures ont été réalisées en laboratoire et sont présentées en Annexe C. Une synthèse représentant les valeurs des courbes typiques obtenues est reportée dans ce chapitre.

Nous déclinons dans un premier temps les mesures statiques et dynamiques effectuées pour présenter ensuite les résultats de caractérisation des pièges. Ces premières mesures permettent d'obtenir les zones de fonctionnement du dispositif. De plus, la mise en évidence d'effet parasites (kink, ionisation par impact) renseigne sur la présence de pièges et permet d'orienter les mesures de relaxation isotherme.

Les signatures des pièges et leur localisation dans la structure sont présentées et comparées à la littérature. Les résultats de caractérisation ont ensuite permis de développer des modèles prenant en compte les effets de pièges qui sont intégrés dans la modélisation électrique petit signal du transistor MHEMT sur GaAs.

Les simulations ont été menées avec le logiciel ADS (Advanced Design System). Le modèle électrique développé permet de prendre en compte le nombre de pièges actifs en fonction des conditions de polarisation.

Cette méthode résulte du découpage du transistor lors des mesures de relaxation isotherme (pulses de polarisation  $V_{gs}$  d'amplitude variable) et de la localisation des pièges dans la structure.

Enfin, l'impact de la présence des pièges sur les performances d'un amplificateur est présenté en fin de chapitre. Les analyses portent sur le gain, le rendement en puissance ajoutée et la fréquence de coupure.

## 3.2 Caractérisation du MHEMT InAlAs/InGaAs sur GaAs

Dans cette partie, on commence par une étude des caractéristiques statiques et dynamiques. Plus de 10 transistors des structures à canal simple et canal composite ont été mesurés. Dans ce chapitre nous reportons les caractéristiques typiques représentatives de l'ensemble des mesures. On présentera d'abord les caractérisations statiques en polarisation continue et pulsée, puis

toutes les mesures dynamiques (paramètres S) aboutissant au modèle petit signal du composant. La transconductance  $G_m$  et la conductance de sortie  $G_d$  sont extraites à partir des mesures, on soulignera la dispersion de ces deux paramètres en fonction de la fréquence. On verra que l'apparition des effets dispersifs est due à la présence des pièges dans la structure.

Ensuite des mesures de caractérisation des niveaux de pièges ont été menées. Elles permettent de trouver leur signature et de les localiser dans le volume du composant. Ces pièges seront reliés au comportement des composants (mesures statiques et dynamiques).

### 3.2.1 Mesures statiques

Cette partie consiste à étudier le fonctionnement statique du composant. Les mesures des réseaux I(V) permettent d'identifier les limites de saturation, le pincement et le seuil de l'avalanche en fonctionnement continu ou pulsé (méthodes décrites dans le chapitre 2).

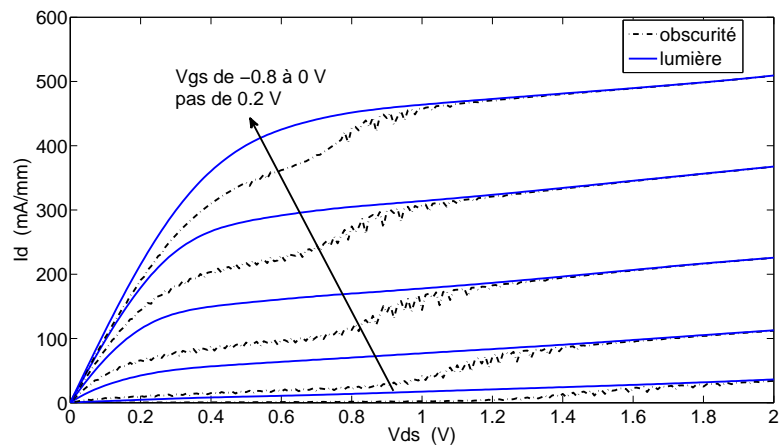
#### 3.2.1.1 Caractérisation en polarisation continue

Ces mesures sont les premières réalisées pour la caractérisation du composant. Les composants étudiés présentent une structure métamorphique à canal simple (plaque A) et à canal composite (plaque B) avec un double recess de grille. Un banc expérimental permet de réaliser les mesures sous pointes, des courants  $I_d$  et  $I_g$ , de la transconductance  $G_m$  et de la conductance de sortie  $G_d$ . Les résultats de composants ayant différentes largeurs de grille  $W_g$  (2x15, 4x25 et 6x15) et de longueur de grille  $L_g=130$  nm sont reportés ici.

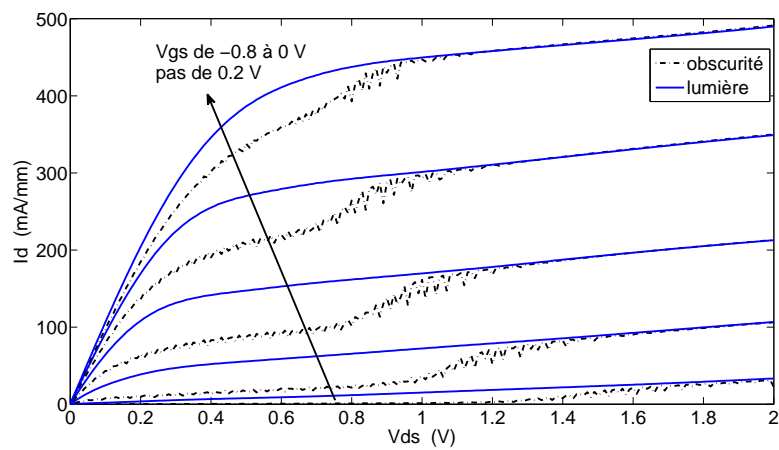
Les réseaux  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  et  $I_g(V_{ds}, V_{gs})$  ont été tracés sous éclairage et dans l'obscurité. Les résultats seront reportés en mA/mm de grille pour  $I_d$  et en  $\mu A/mm$  de grille pour  $I_g$ . Les figures 3.1 et 3.2 représentent les résultats typiques des courants  $I_d$  et  $I_g$  des structures mesurées. Les figures des structures mesurées seront détaillées en Annexe C.

Les mesures du courant  $I_d$  réalisées sous éclairage ne présentent pas de phénomène de kink. On remarque que la valeur maximale du courant varie autour de  $500 mA/mm$ . Cependant, les mêmes mesures effectuées dans l'obscurité font apparaître l'effet de coude à partir de  $V_{ds} = 0,6V$ . Cet effet est masqué par l'injection des porteurs en présence de lumière.

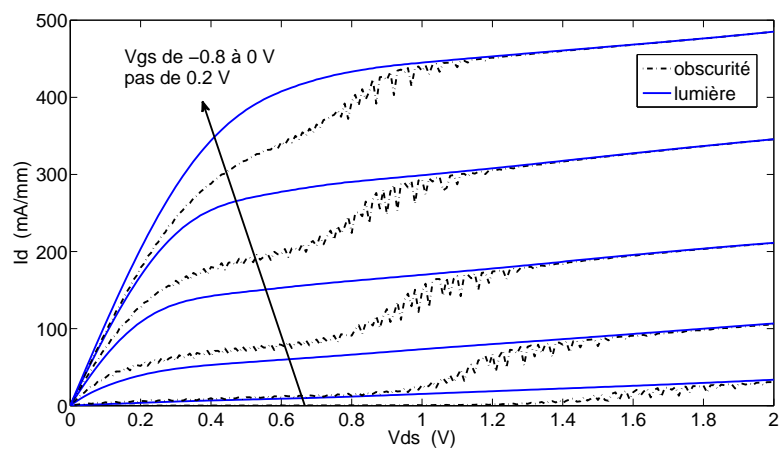
Il a été démontré dans [42] [78] que l'augmentation du courant de drain est dû à la variation du potentiel sous la grille, suite à l'accumulation des trous générés par l'ionisation par impact. Une autre théorie relie ce mécanisme à la présence des pièges dans le transistor [77]. Sous



(a)



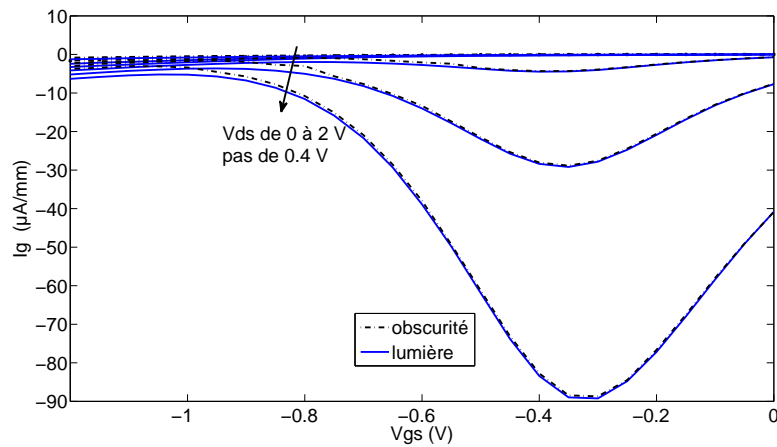
(b)



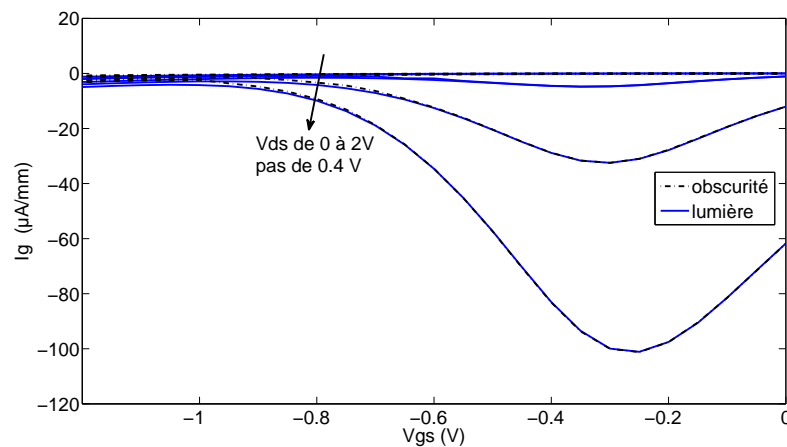
(c)

**FIGURE 3.1 :** Réseaux  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  pour des MHEMTs à canal simple à différents développements de grille (a)  $L_g = 130\text{nm}$  et  $W_g = 2 \times 15\mu\text{m}$  (b)  $L_g = 130\text{nm}$  et  $W_g = 4 \times 25\mu\text{m}$  (c)  $L_g = 130\text{nm}$  et  $W_g = 6 \times 15\mu\text{m}$

l'effet d'une tension  $V_{ds}$  seuil, les pièges émettent leurs électrons, qui sont collectés par le drain, augmentant ainsi  $I_d$ . La contribution du courant de kink de ces structures a été proposée dans des études précédentes menées au laboratoire [39]. Nous montrerons plus loin dans ce document quels pièges sont actifs aux tensions où apparaît l'effet de kink. On observe ici que lorsque le transistor est sous éclaircissement l'énergie apportée au matériau par les photons accélère la décharge des pièges masquant ainsi le phénomène de kink. En revanche, dans l'obscurité les pièges mettent plus de temps pour émettre leurs électrons et contribuent à l'excès du courant  $I_d$  en plus du phénomène d'ionisation par impact.



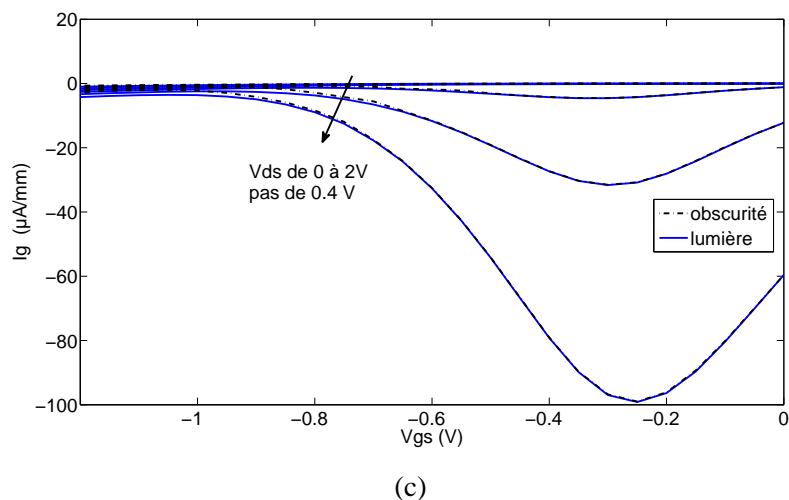
(a)



(b)

Les figures 3.2 montrent la variation du courant de grille en fonction du potentiel de grille et en fonction de la tension drain-source. Aucune modification des caractéristiques du courant de grille n'a été observée entre éclaircissement et obscurité. L'allure du courant  $I_g$  mesuré dans les deux cas, est un bon indicateur des phénomènes qui se développent dans le transistor.





**FIGURE 3.2 :** Réseaux  $I_g(V_{ds}, V_{gs})$  pour des MHEMTs à canal simple à différents développements de grille (a)  $L_g = 130\text{nm}$ ,  $W_g = 2 \times 15\mu\text{m}$  (b)  $L_g = 130\text{nm}$ ,  $W_g = 4 \times 25\mu\text{m}$  (c)  $L_g = 130\text{nm}$ ,  $W_g = 6 \times 15\mu\text{m}$

Le courant  $I_g$  est composé du courant de fuite (essentiellement pour les faibles tensions drain-source). Pour les tensions les plus grandes, l'allure du courant prend une forme en "cloche". C'est une composante due au phénomène d'ionisation par impact qui vient s'ajouter au courant. Ce phénomène a été décrit dans le deuxième chapitre. Rappelons qu'en présence d'un fort champ électrique, les électrons acquièrent suffisamment d'énergie pour ioniser les atomes du réseau cristallin et générer les paires électrons/trous.

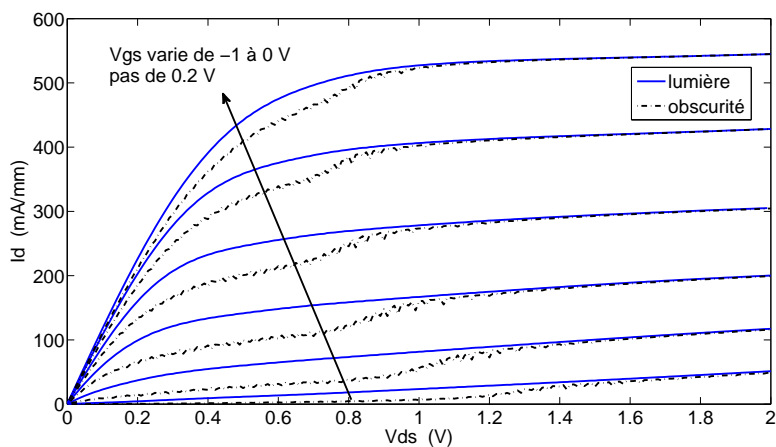
Les trous peuvent être collectés par la grille ou injectés dans le substrat. Pour ( $V_{ds}$ ) grand, les trous franchissent la discontinuité de la bande de valence entre le canal InGaAs et la barrière InAlAs et atteignent la grille.

Pour une même tension  $V_{ds}$ , lorsque la tension grille-source devient plus négative, on constate que :

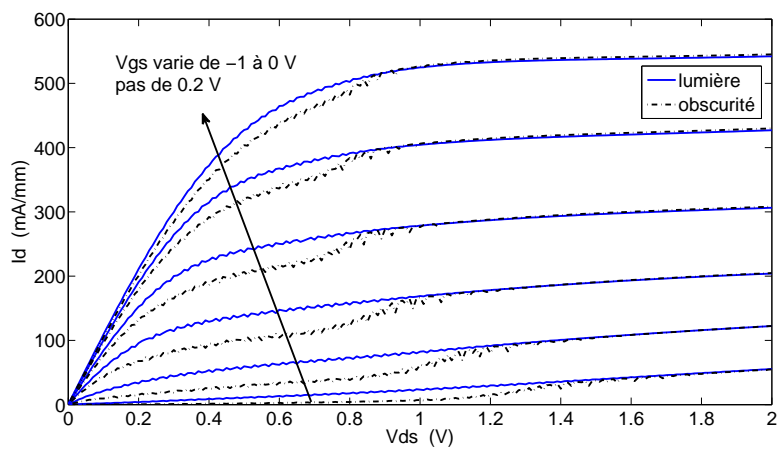
- Le courant  $I_d$  diminue.
- Le champ électrique dans le canal entre la grille et le drain augmente.

La probabilité que les trous soient collectés par la grille augmente. Donc, le courant de grille augmente quand la tension grille-source devient de plus en plus négative. Cependant, à partir d'une valeur seuil de  $V_{gs}$ , le courant  $I_g$  diminue avec le nombre de trous générés par ionisation par impact. On mesure donc un maximum du courant de grille pour des polarisations de grille entre  $-0,2$  et  $-0,3\text{V}$ . Ceci correspond aux conditions favorisant le phénomène d'ionisation par impact et la collecte des trous.

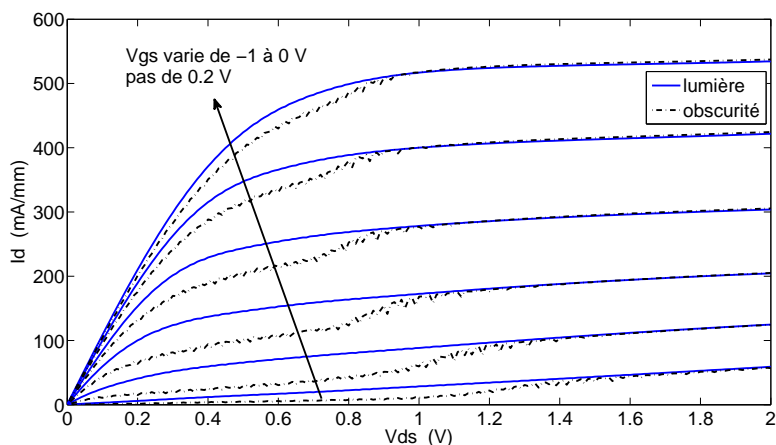
Pour réduire l'effet de l'ionisation par impact et l'effet kink, une structure à canal composite (double canal) a été réalisée. La structure, présentée en chapitre 1, possède un sous-canal où sont injectés les électrons de conduction. On remarque sur les figures 3.3 et 3.4 que l'effet kink apparaît pour la même tension seuil que celle identifiée sur la structure à canal simple.



(a)

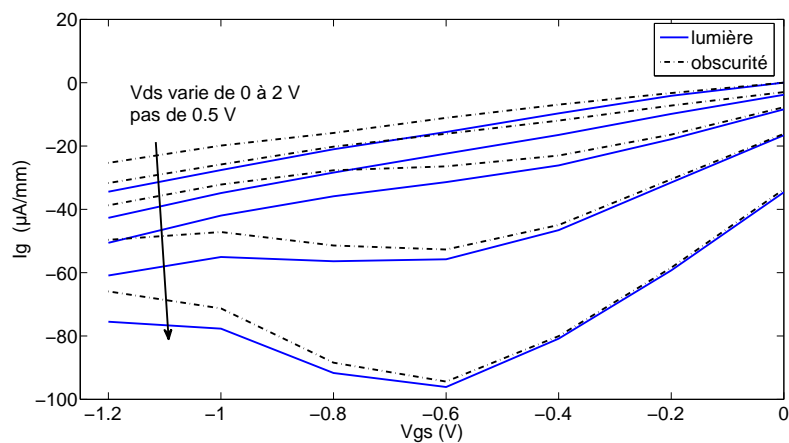


(b)

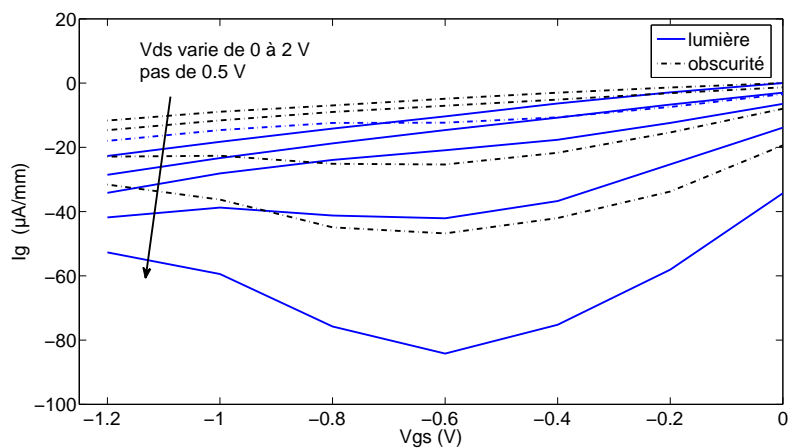


(c)

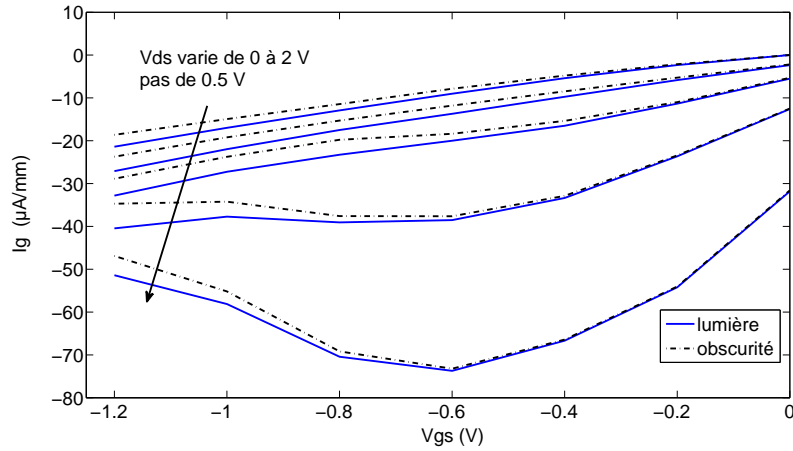
**FIGURE 3.3 :** Réseaux  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  pour des MHEMTs à double canal de différents développements de grille (a)  $L_g = 130\text{nm}$ ,  $W_g = 2 \times 15\mu\text{m}$  (b)  $L_g = 130\text{nm}$ ,  $W_g = 4 \times 25\mu\text{m}$  (c)  $L_g = 130\text{nm}$ ,  $W_g = 6 \times 15\mu\text{m}$



(a)



(b)



(c)

**FIGURE 3.4 :** Réseaux  $I_g(V_{ds}, V_{gs})$  pour des MHEMTs à canal double pour différents développements de grille (a)  $L_g = 130\text{nm}$ ,  $W_g = 2 \times 15\mu\text{m}$  (b)  $L_g = 130\text{nm}$ ,  $W_g = 4 \times 25\mu\text{m}$  (c)  $L_g = 130\text{nm}$ ,  $W_g = 6 \times 15\mu\text{m}$

On observe bien en comparant ces deux structures une réduction de l'ionisation par impact, donc une allure de cloche moins prononcée a été remarquée sur la figure 3.4. Notons que l'amplitude du courant négatif diminue légèrement pour la structure à canal composite et que le maximum du courant  $I_g$  a été relevé pour  $V_{gs} = -0,6\text{V}$ . Le phénomène d'ionisation par impact apparaît pour un canal plus pincé, ce qui traduit que le mécanisme a lieu dans le sous canal. A partir de cette même tension, on observe une différence du courant  $I_g$  entre les mesures en éclairage et en obscurité. Cette différence est plus remarquable pour la structure ayant une largeur de grille de  $W_g = 4 \times 25\mu\text{m}$ . Le phénomène d'ionisation par impact est moins marqué en obscurité qu'en éclairage qui masque la présence des pièges par génération des paires électrons/trous.

En comparant les courants  $I_d$  mesurés en éclairage et dans l'obscurité pour les deux structures, on remarque que le kink est moins marqué pour le canal composite. La différence entre les amplitudes des courants au niveau du coude se rétrécit. C'est une conséquence directe de la réduction de l'ionisation par impact mais les pièges sont toujours présents dans la structure composite, ils ne sont pas localisés dans la même couche.

plaque	$I_{dss}$ , $V_{ds} = 2\text{V}$ (mA/mm)	$I_g \text{max}$ , $V_{ds} = 2\text{V}$ ( $\mu\text{A/mm}$ )	$G_m$ , $V_{ds} = 2\text{V}$ et $V_{gs} = -0,4\text{V}$ (mS/mm)	$G_m$ , $V_{ds} = 2\text{V}$ et $V_{gs} = 0\text{V}$ (mS/mm)	$G_d$ , $V_{ds} = 1\text{V}$ et $V_{gs} = 0\text{V}$ (mS/mm)	$G_d$ , $V_{ds} = 2\text{V}$ et $V_{gs} = 0\text{V}$ (mS/mm)
A	495	-97	625,3	678,3	53,2	50
B	542,3	-71,2	557	575	77,25	14

**TABLE 3.1 :** Moyennes des paramètres statiques mesurés

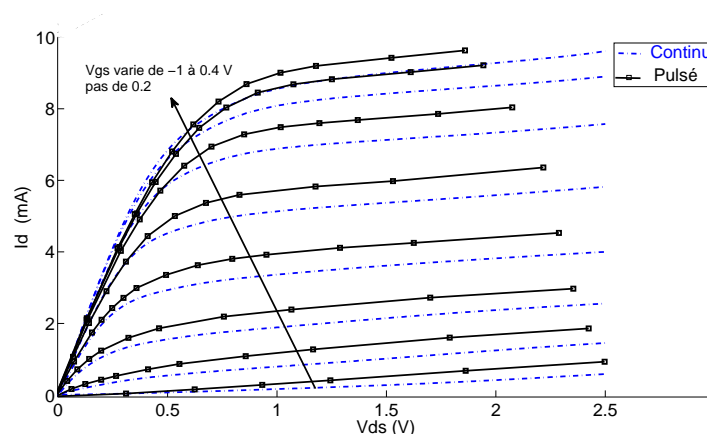
Les moyennes des paramètres typiques mesurés dans l'obscurité sont résumées dans le tableau 3.1. On constate, comme on s'y attendait, une amélioration du courant de drain accompagnée d'une diminution du courant de grille pour la structure à double canal. De plus, la structure à canal composite présente une diminution de  $G_m$  et de  $G_d$ , attribuée à la diminution de la capacité  $C_{gs}$ . En effet, lorsque les électrons passent dans le sous canal d'InGaAs, la distance physique les séparant de la grille augmente, et par suite  $C_{gs}$  diminue.

### 3.2.1.2 Caractérisation en polarisation pulsée

Généralement, la caractérisation  $I(V)$  des transistors à effet de champ et des transistors bipolaires est basée sur la mesure du courant de sortie en fonction de la tension appliquée aux accès du transistor. Or, cette caractérisation ne permet pas de contrôler ni l'état thermique dû à l'auto-échauffement du composant, ni les effets des pièges présents dans la structure.

Le banc de mesure impulsionnel développé au sein de Xlim permet de s'affranchir de ce problème en contrôlant la durée et la hauteur de l'impulsion. Une impulsion brève permet de réaliser des mesures dans des conditions quasi-équithermiques, et de contrôler les états des pièges.

La figure 3.5 compare les caractéristiques  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  tracées sous éclaircissement d'un MHEMT InAlAs/InGaAs double canal de la même structure qu'on a présentée auparavant, ayant un développement de grille  $L_g=130\text{nm}$  et  $W_g=4 \times 4 \mu\text{m}$ .



**FIGURE 3.5 :** Réseau  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  d'un MHEMT ayant un développement de grille  $L_g = 130\text{nm}$  et  $W_g = 4 \times 4 \mu\text{m}$  tracé en polarisation continue et en mode pulsé à  $V_{ds0} = 0\text{V}$  et  $V_{gs0} = 0\text{V}$

La comparaison des deux méthodes de caractérisation met en avant un décalage des niveaux de courant de drain. L'allure globale de la caractéristique reste inchangée. Compte tenu

des très faibles dimensions des transistors testés et les matériaux qui les constituent, les effets thermiques sont négligeables. On attribue donc ce décalage des caractéristiques à des effets de pièges qui capturent les électrons lors des mesures en mode continu et qui ne sont pas activés en mode pulsé.

Il est important de noter que pour des transistors dont les structures en couche présentent des matériaux et dimensions générant des effets thermiques (GaN) cette conclusion n'est plus adaptée. Il sera alors nécessaire de distinguer les effets de pièges des effets thermiques [89].

Seuls les états de pièges seront à considérer lors de notre étude. On verra dans la suite que le choix du point de repos, de la durée de l'impulsion et de la température de mesure mettent en évidence l'influence des pièges sur le courant de drain .

Notons que l'impulsion générée pour réaliser les mesures est caractérisée par :

- Son niveau haut  $V_{dsi}$  ou  $V_{gsi}$
- Son niveau bas ou de repos  $V_{ds0}$  ou  $V_{gs0}$
- Sa durée  $T_d$  (impulsion sur le drain) ou  $T_g$  (impulsion sur la grille)
- Le retard ou le temps d'attente avant son établissement

On verra dans la suite des mesures, que la valeur du retard n'a aucun effet sur les résultats, ce paramètre est utile pour l'ajustement de l'impulsion du drain dans l'impulsion de la grille. Aussi on a toujours opté pour des impulsions de grille très supérieures aux impulsions du drain.

### ***1. Influence de la tension de polarisation de repos sur l'état des pièges***

#### **– Cas de la tension de grille $V_{gs0}$**

Afin d'étudier l'influence du point de polarisation de repos  $V_{gs0}$  sur le courant de sortie, nous avons mesuré en mode pulsé quatre réseaux  $I(V)$ . Seul le point  $V_{gs0}$  a varié pour analyser son influence sur la réponse de la caractéristique. Le tableau 3.2 récapitule les caractéristiques des impulsions appliquées dans le cas de chaque réseau.

réseau	$V_{gs0}(V)$	$V_{ds0}(V)$	$T_g(ns)$	$T_d(ns)$	retard (ns)
noir	-0,2	1	300	250	20
bleu	-0,4	1	300	250	20
rouge	-0,6	1	300	250	20
violet	-0,8	1	300	250	20

**TABLE 3.2 :** *Variation des paramètres des impulsions sur la grille*

La figure 3.6 présente la superposition des quatre réseaux tracés. La tension  $V_{gsi}$  varie de 0 à -1 V par pas de 0,2 V, et  $V_{dsi}$  varie de 0 à 2,5 V.

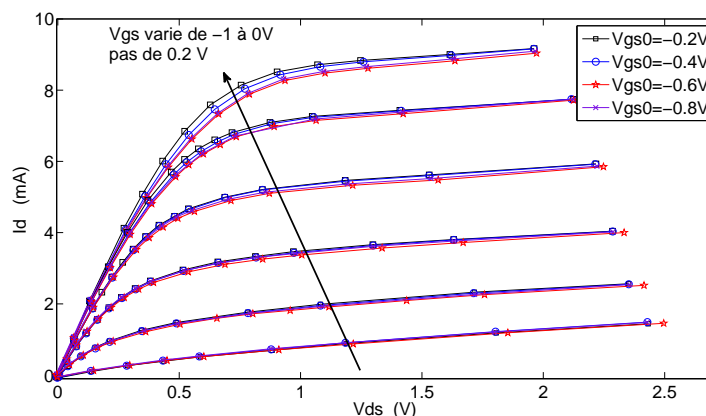


FIGURE 3.6 : Réseaux superposés d'un transistor MHEMT de développement  $L_g = 130\text{nm}$  et  $W = 4 \times 4 \mu\text{m}$  pour  $V_{gs0}$  variable

On remarque que plus le niveau de repos est grand en valeur absolue, plus l'amplitude du courant du drain est faible. On suppose que ceci est dû aux niveaux des pièges existants dans la structure et activés en fonction de la tension appliquée. En fait, l'étendue de la zone de déplétion dans la structure est fonction de la tension  $V_{gs}$  appliquée. Plus  $V_{gs}$  est grande, plus la zone de déplétion est profonde, et dans ce cas on excite les pièges qui s'y trouvent ou bien on inhibe ceux de surface. Ce qui justifie les allures différentes du courant  $I_d$ . Pour les mesures suivantes,  $V_{gs0}$  a été choisie pour que plusieurs niveaux des pièges soient activés simultanément lors des mesures.

#### – Cas de la tension du drain $V_{ds0}$

Le but étant de voir l'influence de la tension de repos du drain sur la caractéristique du courant, pour un MHEMT de longueur de grille  $L_g = 130\text{nm}$  et de largeur de grille  $W = 4 \times 4 \mu\text{m}$ . Cette fois-ci seulement trois réseaux ont été tracés, seule la valeur de  $V_{ds0}$  a varié. Les points de repos ont été choisis dans la zone ohmique et dans la zone de saturation. Le détail de chaque impulsion est récapitulé dans le tableau 3.3.

réseau	$V_{gs0}$ (V)	$V_{ds0}$ (V)	$T_g$ (ns)	$T_d$ (ns)	retard (ns)
noir	-0,8	0,5	300	250	20
bleu	-0,8	1	300	250	20
rouge	-0,8	1,5	300	250	20

TABLE 3.3 : Variation des paramètres du point de repos sur le drain

La tension de polarisation instantanée  $V_{gsi}$  varie de 0,4 à -1 V par pas de 0,2 V, et  $V_{dsi}$  varie de 0 à 2,5 V. La figure 3.7 montre que dans la zone de saturation aucun effet de la valeur de

$V_{ds0}$  n'a été remarqué. Les deux courbes sont pratiquement les mêmes, pour une même valeur de  $V_{gs}$ .

Par contre il a été remarqué que la courbe varie pour  $V_{ds0} = 0,5V$ , ce point de polarisation se situe dans la zone de fonctionnement ohmique. A ce point, le courant  $I_d$  varie avec l'augmentation de  $V_{ds}$ .

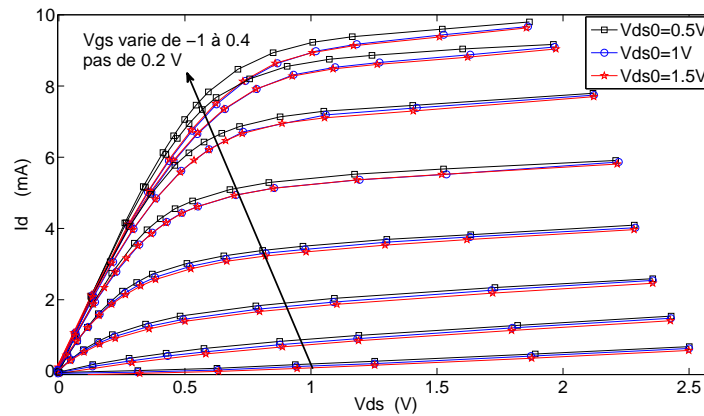


FIGURE 3.7 : Réseaux  $I(V)$  tracés d'un transistor MHEMT de développement  $L_g = 130nm$  et  $W = 4x4\mu m$  à  $V_{ds0}$  variable

On conclut que le choix du point de repos  $V_{ds0}$  n'a aucune influence s'il est choisi dans la zone de saturation, par contre dans la zone de fonctionnement ohmique, on a remarqué une augmentation du courant du drain, par rapport au deux autres courbes. On suppose que cette différence est attribuée aux pièges situés dans le canal ou dans la couche tampon, et qui sous l'effet d'un fort champ électrique (grand  $V_{ds0}$ ) attrapent les électrons de conduction diminuant ainsi le courant  $I_d$ .

### 2. Influence de la durée des impulsions sur la réponse

Ces mesures ont été faites pour montrer, s'il existe, l'effet de la durée des impulsions sur le courant. Les réseaux tracés dans la figure 3.8 sont résumés dans le tableau 3.4. Les points de polarisation instantanée varient de  $V_{gsi} = 0,4$  à  $-1V$  et  $V_{dsi} = 0$  à  $2,5V$ .

réseau	$V_{gs0}$ (V)	$V_{ds0}$ (V)	$T_g$ (ns)	$T_d$ (ns)	retard (ns)
vert	-0,8	1	600	450	20
noir	-0,8	1	800	450	20
rouge	-0,8	1	1000	450	20

TABLE 3.4 : Variation de la durée de l'impulsion sur la grille



La figure 3.8 montre qu'aucune différence entre les trois réseaux tracés n'a été observée. Les durées des impulsions ont été choisies largement inférieures au temps d'émission des pièges (supposés de l'ordre de la ms). D'où la largeur de l'impulsion de grille n'a aucun effet sur la variation du réseau I(V). On peut supposer que la fenêtre d'observation est supérieure à la constante de temps de capture et inférieure à la constante de temps d'émission.

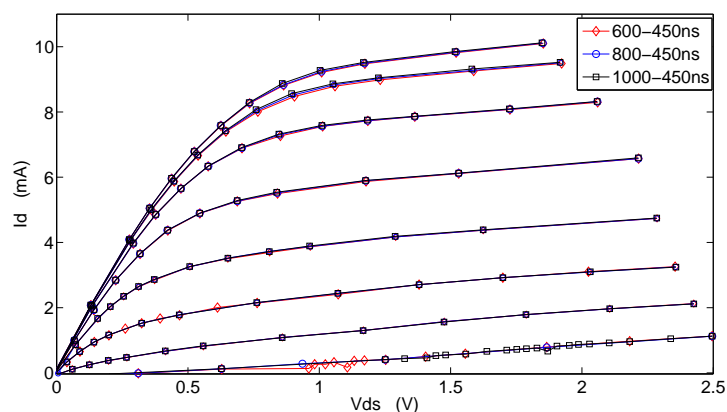


FIGURE 3.8 : Réseaux I(V) pour  $T_g=600, 800$  et  $1000$  ns

La même remarque a été observée sur la durée de l'impulsion sur le drain. En appliquant les différentes impulsions présentées dans le tableau 3.5, la largeur de l'impulsion du drain n'a aucun effet sur le courant du drain comme le montre la figure 3.9. Ce qui justifie l'invariance du courant  $I_d$  si les durées d'impulsions sur la grille et le drain varient simultanément comme le montre la figure 3.10.

réseau	$V_{gs0}$ (V)	$V_{ds0}$ (V)	$T_g$ (ns)	$T_d$ (ns)	retard (ns)
rouge	-0,8	1	1000	450	20
bleu	-0,8	1	1000	600	20
noir	-0,8	1	1000	800	20

TABLE 3.5 : Variation de la durée de l'impulsion sur le drain

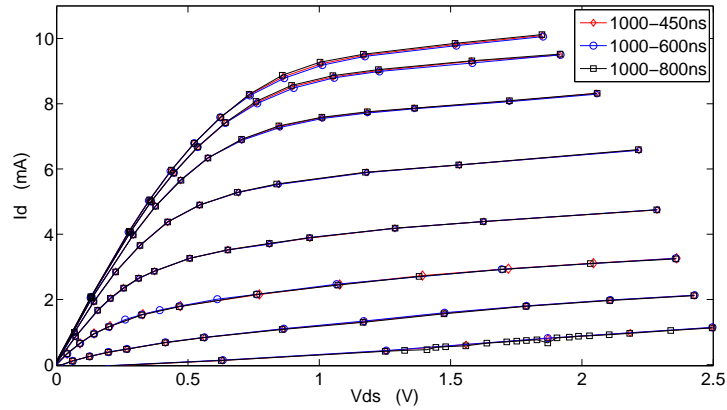


FIGURE 3.9 : Réseaux  $I(V)$  pour  $T_d=450, 600$  et  $800$  ns

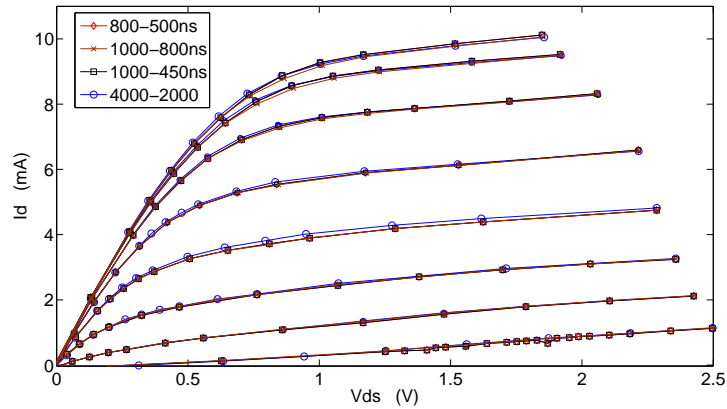


FIGURE 3.10 : Réseaux tracés pour  $T_g$  et  $T_d$  variables

### 3. Mesure sous éclaircissement et dans l'obscurité

Un même réseau a été tracé une fois sous éclaircissement, et une deuxième fois dans l'obscurité. Le tableau 3.6 récapitule les caractéristiques de l'impulsion appliquée. Les points de polarisation instantanée varient de  $V_{gsi} = 0,4$  à  $-1V$  et  $V_{dsi} = 0$  à  $2,5V$ .

réseau	$V_{gs0}$ (V)	$V_{ds0}$ (V)	$T_g$ (ns)	$T_d$ (ns)	retard (ns)	
bleu	-0,8	1	800	450	50	lumière
noir	-0,8	1	800	450	50	obscurité

TABLE 3.6 : Impulsions appliquées en lumière et en obscurité

La figure 3.11 montre une légère variation au niveau du coude. On n'observe plus le phénomène du kink relevé dans l'obscurité en mesure en mode continu. On peut remarquer simplement que la valeur du courant  $I_d$  est légèrement supérieure en présence de lumière, ceci peut être attribué à l'excitation des pièges de surface qui émettent leurs électrons sous l'excitation des photons. Dans l'obscurité, l'absence de phénomène de kink sur la caractéristique peut être

expliqué par un phénomène d'ionisation par impact moins marqué compte tenu des impulsions très courtes utilisées.

Un moyen de vérification aurait été de tracer le courant de grille en mode pulsé pour observer si oui ou non une courbe en cloche apparaît. Cependant, le banc ne permet pas de mesurer des courants de grille aussi faibles que ceux reportés dans les figures 3.2 et 3.4. Nous ne pouvons donc pas conclure sur ce point.

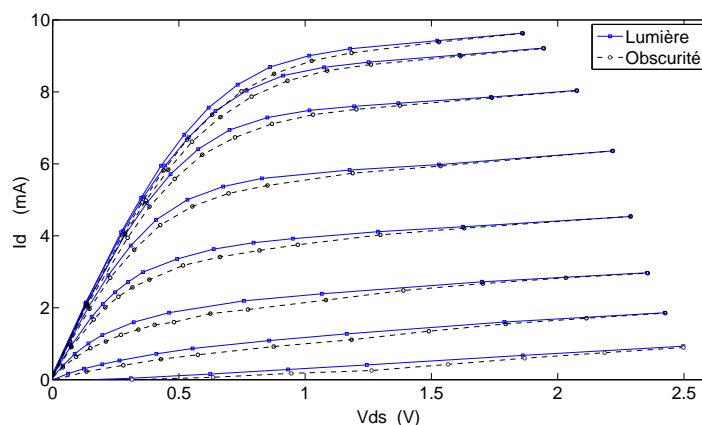


FIGURE 3.11 : Comparaison des réseaux sous éclairement et à l'obscurité

#### 4. Effet de la température

Cette étude a pour but de visualiser l'impact de la température sur le comportement du transistor. Elle nous permettra de voir l'effet de la température sur l'activation des pièges, et par suite sur le courant mesuré. Pour cela, les mesures ont été menées pour trois valeurs différentes de température :  $-30^{\circ}\text{C}$ ,  $30^{\circ}\text{C}$  et  $60^{\circ}\text{C}$ . La régulation de la température a été réalisée à l'aide d'un Thermochuk de la famille "Termtronic Corporation", il peut atteindre la plage de  $-65^{\circ}\text{C}$  à  $200^{\circ}\text{C}$ . Des transistors appartenant à la plaque B (canal composite) ont été mesurés, ils ont un développement de grille d'une longueur  $L_g = 130\text{nm}$  et d'une largeur  $W = 4 \times 25\mu\text{m}$ . La même impulsion a été générée, ses caractéristiques sont résumées dans le tableau 3.7.

$V_{gs0}$ (V)	$V_{ds0}$ (V)	$T_g$ (ns)	$T_d$ (ns)	retard (ns)
-0,8	1	600	450	120

TABLE 3.7 : caractéristiques des impulsions appliquées

Les points de polarisation instantanée varient de  $V_{gsi} = +0,4$  à  $-1\text{V}$  et  $V_{dsi} = 0$  à  $2,5\text{V}$ . La figure 3.12 illustre les caractéristiques  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  d'un HEMT métamorphique. On remarque bien que l'amplitude du courant de drain diminue quand la température augmente. Cette variation peut être attribuée aux effets thermiques du composant, mais sa non linéarité met en jeu un

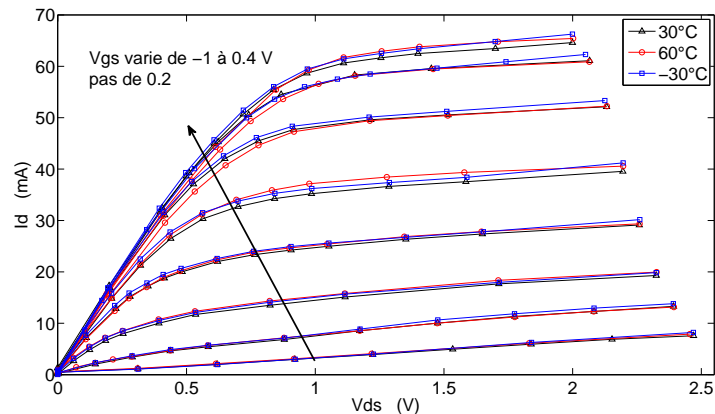


FIGURE 3.12 : Réseaux tracés à différentes températures

autre phénomène qu'on attribue aux pièges. On suppose qu'à  $-30^{\circ}\text{C}$  un phénomène d'émission des électrons a lieu, ce qui justifie l'amplitude la plus élevée du courant à cette température. Pour les températures plus élevées, les phénomènes de capture des électrons apparaissent, diminuant ainsi l'amplitude du courant  $I_d$ .

Cette hypothèse reste à confirmer à l'aide de la caractérisation des pièges par Relaxation Isotherme.

### 3.2.2 Mesures de claquage

Le même banc de mesure que celui utilisé en mesures dites statiques a été utilisé pour les caractérisations de claquage On-state et Off-state. La valeur de la tension de claquage déterminera les excursions de tension maximales limitant le fonctionnement grand signal. On distingue deux types de claquage :

- Le claquage “Off-state”, où le transistor est bloqué.
- Le Claquage “On-state”, où le transistor est à l'état passant (canal ouvert)

#### 3.2.2.1 Claquage Off-State

Ce claquage correspond à un état bloqué du transistor, c'est à dire que le courant de drain est faible (1% de  $I_{dss}$ ). Son origine est l'avalanche de la diode grille-drain sous forte polarisation inverse.

Del Alamo a développé une technique non destructive de mesure du claquage off-state [90] (voir figure 3.13). Elle consiste à injecter un courant de drain constant et à appliquer une tension

de polarisation de grille qui varie de 0V à des valeurs négatives. On mesure la tension drain-source et le courant de grille.

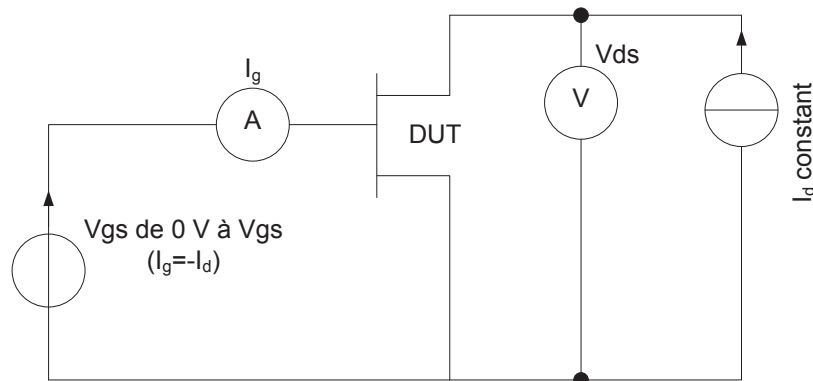


FIGURE 3.13 : principe de la mesure de la caractéristique de claquage Off-state

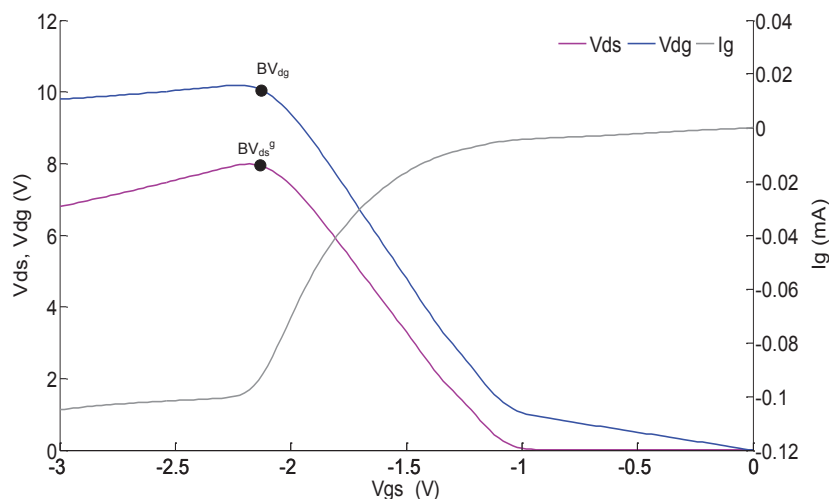


FIGURE 3.14 : Résultat de mesure de claquage Off-state

En diminuant la tension de polarisation de la grille, le courant inverse de la grille croît jusqu'à atteindre la valeur du courant de drain. Ce point correspond au claquage de la diode grille-drain ( $BV_{dg}$ ), on déduit de la figure 3.14 que sa valeur vaut 10V. La tension drain-source atteint aussi un maximum ( $BV_{ds}^g$ ) qui vaut 8V. Un troisième point caractéristique  $BV_{ds}^{ch}$  correspond au claquage du canal par avalanche ou par effet tunnel. Ce point se distingue normalement sur le tracé  $V_{dg} = f(V_{gs})$  sous forme d'une inflexion de la courbe pour une tension  $V_{ds}$  proche du début du phénomène d'ionisation par impact. Sur la figure 3.14 ce point n'est pas observable car le début de l'ionisation se produit pour des tensions  $V_{ds}$  très faibles. Et le point est caché dans la zone de 0 à -1V de la courbe  $V_{dg} = f(V_{gs})$ .

### 3.2.2.2 Claquage On-state

Les mesures des lieux de claquage “On-state” a pour but d’identifier les mécanismes physiques qui sont à l’origine du claquage lors d’un fonctionnement à canal ouvert du transistor. Cette technique de caractérisation est aussi non destructive car elle s’effectue en mode courant et donc limite les risques de destruction durant la caractérisation.

La technique de caractérisation “On-state” consiste à ouvrir le canal du transistor en augmentant le courant de drain à partir du point de claquage “off-state” de la jonction grille-drain ( $|I_g| = I_d$ ). Pour chaque valeur de la tension drain-source, on mesure le courant de drain.

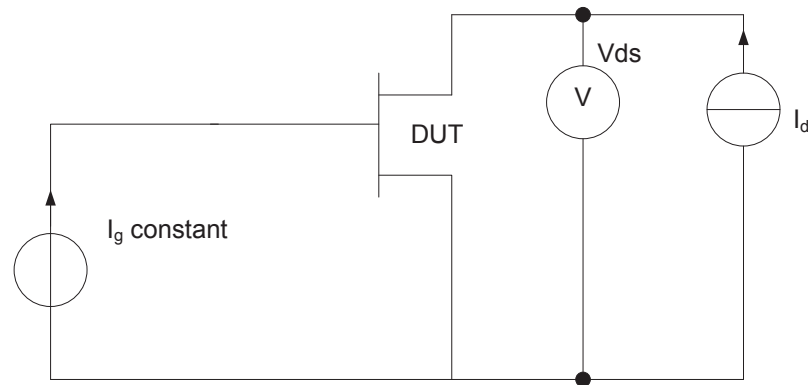


FIGURE 3.15 : Principe de la mesure des lieux de claquage On-state

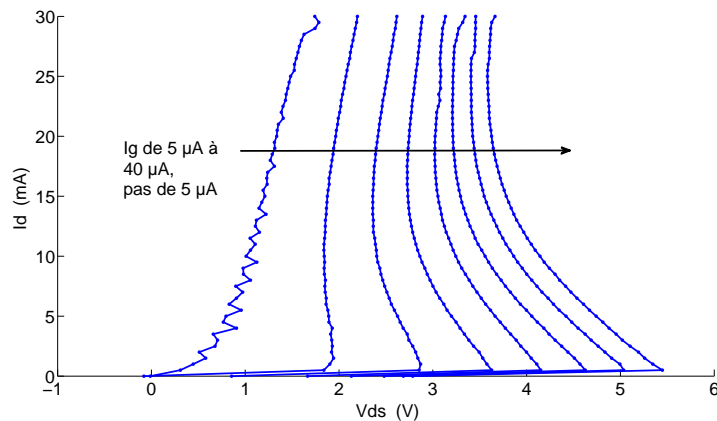


FIGURE 3.16 : Lieux de claquage On-state pour un MHEMT

La figure 3.16 représente l’étude du claquage On-state d’un MHEMT InAlAs/InGaAs de développement de grille  $L_g = 130\text{nm}$  et  $W = 8 \times 12\mu\text{m}$ . On distingue deux zones de claquage :

- Une première zone correspond à ( $I_d < 0,5\text{mA}$ ), où le potentiel de drain croît avec le courant. Cette région est contrôlée par le claquage de la jonction grille-drain.

- Une deuxième correspond aux courants ( $I_d > 0,5mA$ ), ce claquage est décrit par une forme hyperbolique du courant. Cette région est contrôlée par le mécanisme d'ionisation par impact [80].

### 3.2.3 Caractérisations dynamiques

D'une manière générale, pour tout transistor, on sait que la puissance de sortie est fortement dépendante de la puissance d'entrée et surtout des caractéristiques du composant. On propose dans ce paragraphe une étude des caractéristiques dynamiques du composant. Plus précisément, la mesure des paramètres  $S$  dans une plage allant des basses fréquences aux hautes fréquences. La conductance de sortie et la transconductance seront extraites, on verra que l'activation des états de pièges entraîne la dispersion de  $G_m$  observée aux basses fréquences.

#### 3.2.3.1 Mesure des paramètres $S$

Les paramètres  $S$  ont été mesurés dans le but de caractériser la transconductance  $G_m$  et la conductance de sortie  $G_d$  en fonction de la fréquence. Plusieurs séries de mesures des paramètres  $S$  ont été réalisées en variant la fréquence de mesure et pour différents points de polarisation. Les mesures ont été réalisées sous pointes. Des Tés de polarisation intégrés à l'analyseur de réseau vectoriel (ARV) sont connectés sur la grille et le drain du transistor, et permettent d'injecter les signaux RF et DC aux deux accès du composant. Une puissance de -20 dBm a été injectée sur le port d'entrée (Grille), sachant que la puissance injectée est égale à la puissance livrée par le générateur (0 dBm) moins l'atténuation (20dB).

La puissance livrée et l'atténuation ont été choisies de façon à ce que le signal injecté soit loin de la zone de bruit de l'appareil et à ne pas avoir un gain saturé à la sortie du composant (sur le drain).

La matrice des paramètres  $S$  est représentée de la façon suivante :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  représentent les coefficients de réflexion sur les ports 1 et 2 respectivement.  $S_{12}$  représente le coefficient de transmission du port 2 vers le port 1.  $S_{21}$  est le

coefficient de transmission du port 1 vers le port 2, c'est le paramètre qui est utilisé pour le calcul de  $G_m$ .

Avant de commencer la campagne de mesures, un étalonnage SOLT (short, open, load et transmission) a été réalisé afin d'optimiser les puissances captées sur les ports 1 et 2. Les principales caractéristiques des mesures sont représentées dans le tableau 3.8.

Puissance délivrée par le générateur	0 dBm
Atténuation sur le port 1	20 dB
Puissance injectée sur le port 1	-20 dBm
Fréquence de mesure	50 Mhz à 40 Ghz
nombre de points de chaque mesure	801 (limitation de l'appareil)

TABLE 3.8 : Conditions de mesure des paramètres S

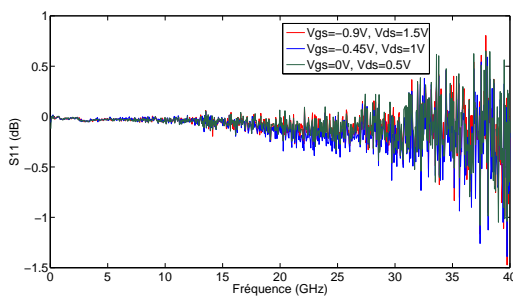
Deux transistors de type MHEMT InAlAs/InGaAs de la plaque B, différents par la largeur de grille ont été mesurés ( $4 \times 15 \mu m$  et  $4 \times 50 \mu m$ ). Trois points de polarisations ont été choisis sur la droite de charge de la caractéristique I(V). A ces points de polarisation le composant présente un fonctionnement optimal en amplification de puissance.

Les courants relevés en ces points sont donnés dans le tableau 3.9 :

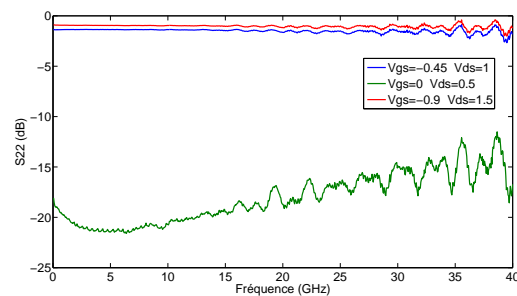
$V_{gs}$ (V)	$V_{ds}$ (V)	T1 ( $w = 4 \times 50 \mu m$ )		T2 ( $w = 4 \times 15 \mu m$ )	
		$I_g$ (mA)	$I_d$ (mA)	$I_g$ (mA)	$I_d$ (mA)
-0,9	1,5	0	13	0	1
-0,45	1	0	50	0	6
0	0,5	0	74	0	11

TABLE 3.9 : Courants relevés aux points de mesure

Les paramètres S tracés pour les deux composants et à chaque point de polarisation sont présentés dans les figures 3.17 et 3.18 :



(a)



(b)



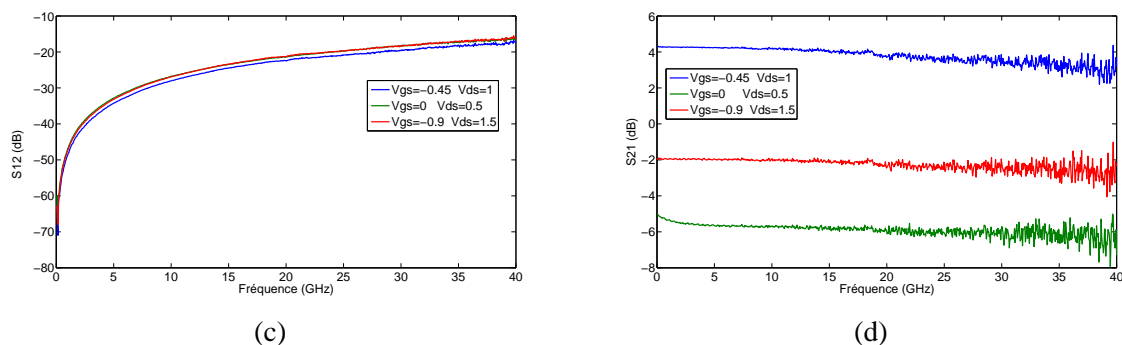


FIGURE 3.17 : Paramètres  $S$  pour  $L_g = 130\text{nm}$  et  $W = 4 \times 15\mu\text{m}$  (a)  $S_{11}$  (b)  $S_{22}$  (c)  $S_{12}$  (d)  $S_{21}$

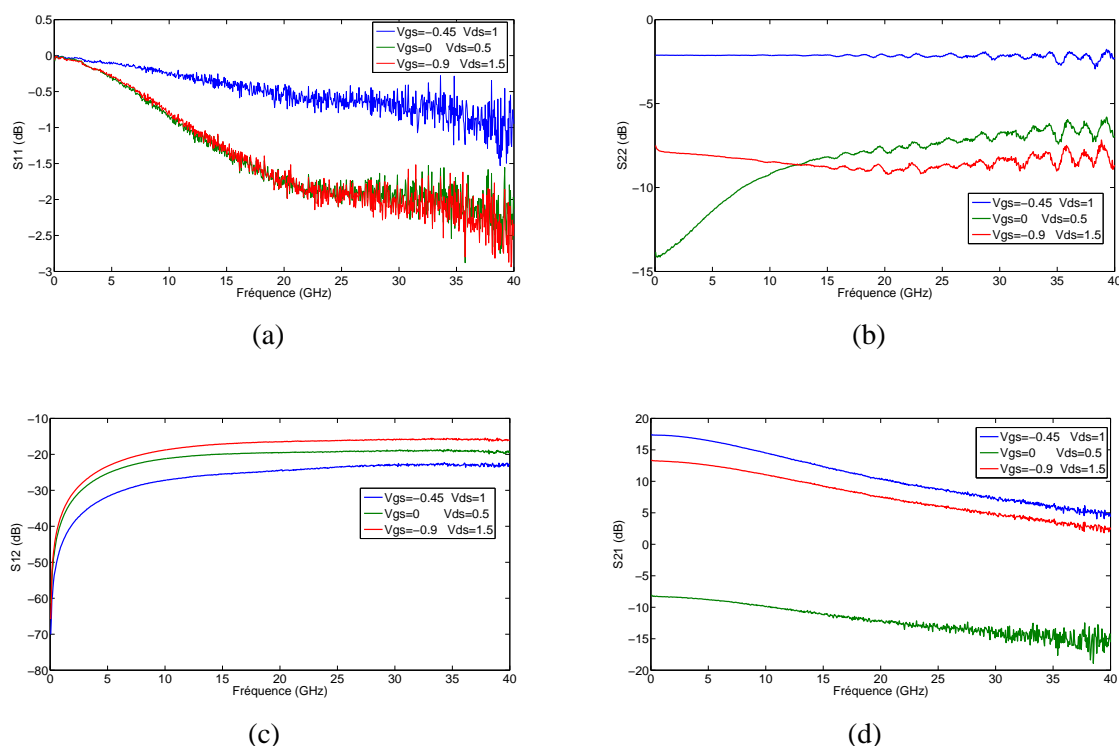


FIGURE 3.18 : Paramètres  $S$  pour  $L_g = 130\text{nm}$  et  $W = 4 \times 50\mu\text{m}$  (a)  $S_{11}$  (b)  $S_{22}$  (c)  $S_{12}$  (d)  $S_{21}$

L'intérêt de cette partie se limite à la caractérisation de  $G_m$  et de  $G_d$  en fonction de la fréquence. Cette étape nous permettra de visualiser la dispersion de la transconductance à basses fréquences causée par les effets des pièges. Or  $G_m$  n'est calculée qu'à partir des éléments intrinsèques du transistor, qui sont déterminés en éliminant les éléments extrinsèques des matrices impédance  $[Z]$  et admittance  $[Y]$ . Ces mesures doivent être réalisées à une polarisation permettant d'avoir un canal ouvert et par suite un courant non négligeable. D'où le fichier contenant les paramètres  $S$  mesurés à la polarisation  $V_{gs} = -0,45\text{V}$  et  $V_{ds} = 1\text{V}$  a été choisi.

La figure 3.19 rappelle le schéma équivalent petit signal du HEMT. Les paramètres extrinsèques sont calculés à partir de la mesure des paramètres  $S$  pour une polarisation à froid.

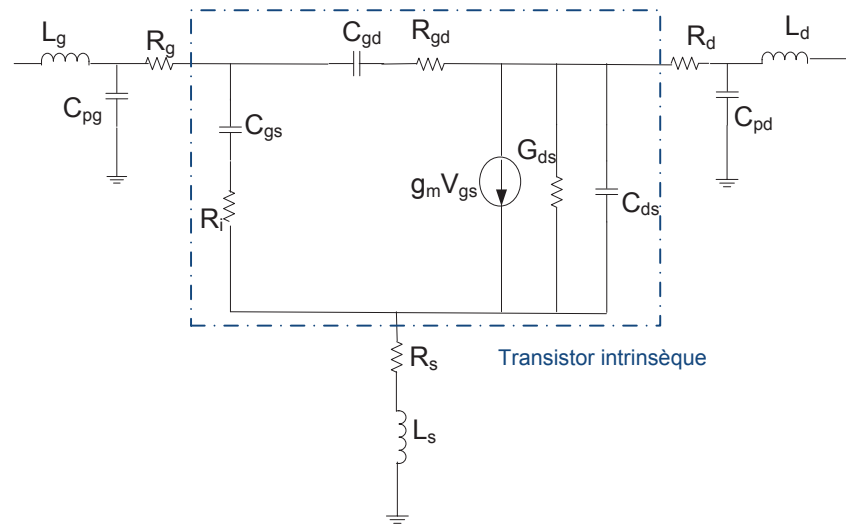


FIGURE 3.19 : Schéma équivalent petit signal d'un transistor HEMT

Dans cette thèse, ces valeurs ont été données par OMMIC. Elles ont été utilisées pour calculer les éléments intrinsèques. Pour un MHEMT de largeur de grille  $W = 4 \times 50 \mu m$ , les paramètres extrinsèques sont résumés dans le tableau 3.10.

$L_g$ (pH)	$L_d$ (pH)	$L_s$ (pH)	$R_g$ ( $\Omega$ )	$R_d$ ( $\Omega$ )	$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_{pg}$ (fF)	$C_{pd}$ (fF)
11	6	11	2,1	2,9	1,6	2,5	42

TABLE 3.10 : Eléments extrinsèques d'un MHEMT de  $4 \times 50 \mu m$

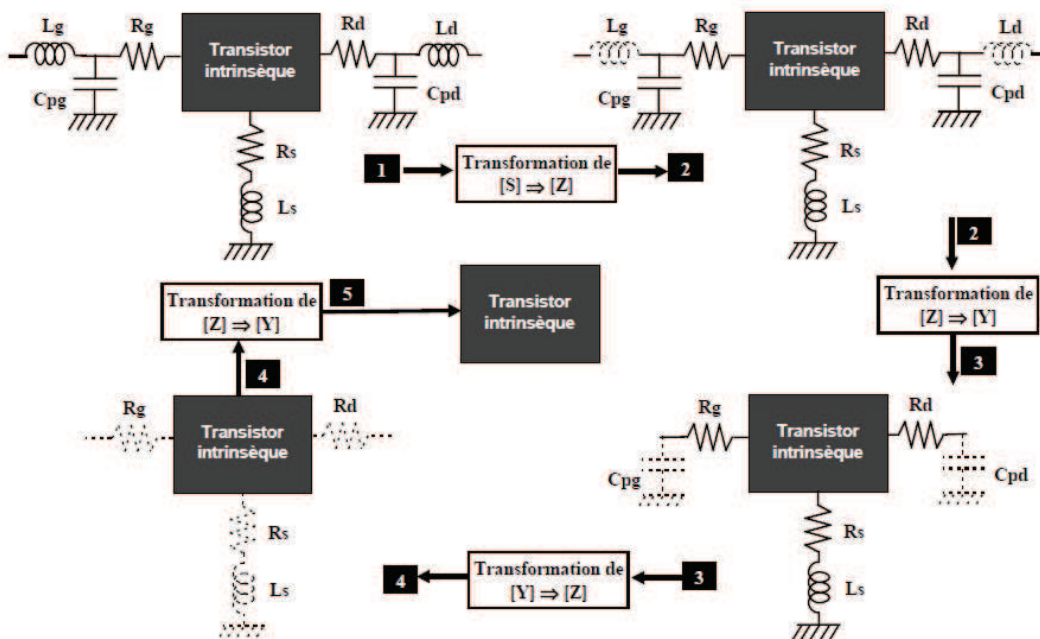


FIGURE 3.20 : Détermination de la matrice admittance intrinsèque du transistor

L'algorithme d'extraction développé suit les relations entre les matrices [Z] et [Y] du transistor intrinsèque et les éléments extrinsèques, illustrés dans [6] [91]. Les matrices [Z] et [Y] intrinsèques sont calculées en soustrayant les impédances des éléments aux accès du composants que sont  $L_g$ ,  $R_g$ ,  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $R_d$  et  $L_d$  de [Z] et les admittances de  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$  de [Y] (voir figure 3.20). Les paramètres relatifs aux différents éléments du modèle intrinsèque sont résumés ci-dessous [89] :

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right]$$

$$R_{gd} = \frac{-\text{Re}(Y_{12})}{C_{gd}^2 \omega} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right]$$

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}(Y_{11}) + \text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right]$$

$$G_d = \text{Re}(Y_{12}) + \text{Re}(Y_{22})$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y_{12}) + \text{Im}(Y_{22})}{\omega}$$

$$R_i = \frac{\text{Re}(Y_{11}) + \text{Re}(Y_{12})}{C_{gs}^2 \omega^2} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}(Y_{11}) + \text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right]$$

$$G_m = \sqrt{(A^2 + B^2)(1 + R_i^2 C_{gs}^2 \omega^2)}$$

Avec :

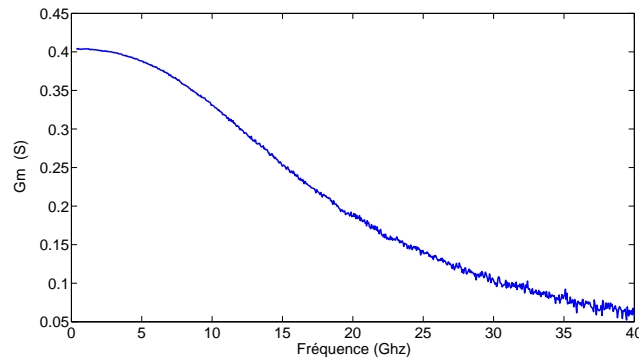
$$A = \text{Re}(Y_{21}) - \text{Re}(Y_{12})$$

et

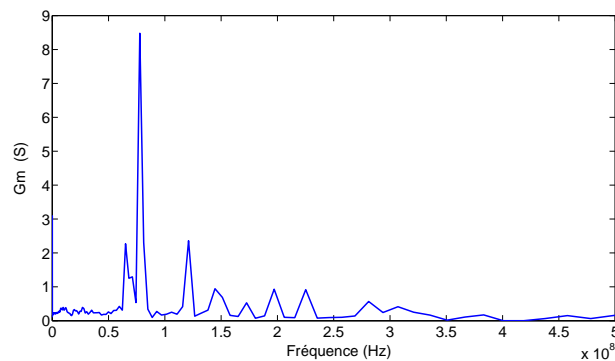
$$B = \text{Im}(Y_{21}) - \text{Im}(Y_{12})$$

L'algorithme a été appliqué au fichier de paramètres S mesurés. Les paramètres S nous ont permis de calculer la variation de  $G_m$  et de  $G_d$  en fonction de la fréquence dans la bande de 500 MHz à 50 GHz ; ils sont illustrés figures 3.21 et 3.22. On remarque que  $G_m$  et  $G_d$  ne présentent pas de dispersion dans cette bande de fréquence. Les mesures et l'algorithme d'extraction ont

été répétés à très basses fréquences allant de 10Hz à 500 MHz. Un pic de  $G_m$  est observé à 80 MHz, il est attribué à des défauts de mesures. Par contre sur le reste de la bande on remarque une dispersion qui apparaît aux très basses fréquences, on suppose qu'elle est liée à la présence des pièges dans la structure qui ont des fréquences de coupure de l'ordre de quelques Hz, modifiant ainsi la réponse de  $G_m$ .



(a)



(b)

**FIGURE 3.21 :** Variation de  $G_m$  en fonction de la fréquence (a) Fréquence de 50MHz à 40GHz  
(b) Fréquence de 10Hz à 500MHz

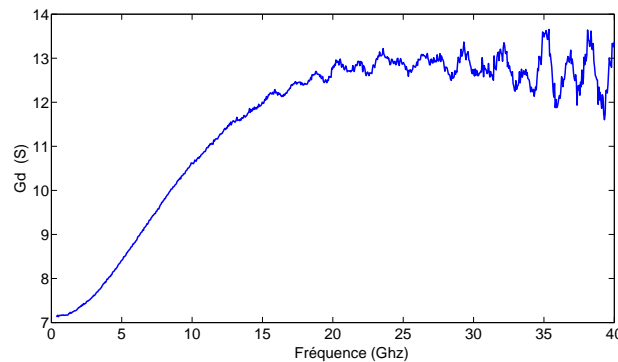


FIGURE 3.22 : Variation de  $G_d$  en fonction de la fréquence de 50 MHz à 40 GHz

### 3.2.4 Recherche et localisation des pièges

Le banc de mesure basé sur la technique de la Relaxation Isotherme a été détaillé dans le chapitre précédent. Dans ce paragraphe, ce banc sera utilisé pour la recherche des pièges dans les MHEMTs InAlAs/InGaAs sur substrat GaAs présentant une structure double canal et double recess (plaque B). Les pièges seront recherchés à partir de la mesure du courant du drain, ensuite leurs signatures seront calculées, et localisées dans le volume de la structure. Les pièges trouvés seront comparés avec ceux cités dans la littérature.

Dans un premier temps, la tension de remplissage a été maintenue à 0 V. Plusieurs niveaux d'impulsions ont été appliqués, dans le but de réaliser ce qu'on appelle "une découpe du canal". Les niveaux de tensions appliquées varient de -0,2 jusqu'à -1,4 V avec un pas de 0,2V.

La durée de remplissage a été fixée à 1 seconde, on estime que cette durée est suffisante pour remplir les pièges. La mesure du courant  $I_d$  a été échantillonnée sur 1000 points avec un espacement temporel 3 ms entre deux points consécutifs. Ces paramètres ont été choisis selon des études faites précédemment au laboratoire [81] [39] et compte tenu des fréquences de coupures basses des pièges.

La polarisation de drain a été maintenue fixe dans la zone de saturation, sa valeur est égale à 1,5 V et la température varie dans une plage de  $-80^{\circ}\text{C}$  à  $+70^{\circ}\text{C}$  afin d'activer un plus grand nombre de pièges à chaque température.

Pour chaque valeur de température, on a mesuré le courant de drain pour toutes les tensions de pincement appliquées. Le nombre des exponentielles et les coefficients  $a_i$  et  $\alpha_i$  sont extraits à l'aide de l'algorithme développé et présenté dans le chapitre précédent. Les transi-

toires de courant mesurés à toutes les températures sont présentés en Annexe B. Les résultats sont sauvegardés dans des fichiers “texte” dont la nomenclature varie selon la mesure.

Après avoir calculé les coefficients des exponentielles, l’algorithme de recherche des pièges est appliqué. Les diagrammes d’Arrhénius ont été tracés, et les pièges ont été calculés pour cinq valeurs de précision que l’on rappelle :  $\epsilon = 0,005; 0,01; 0,05; 0,1$  et  $0,5$ . Donc le traitement informatique nous permet d’obtenir tous les pièges présents à chaque niveau de pincement et pour chaque  $\epsilon$ . L’utilisateur intervient dans la sélection des pièges en commençant par la précision la plus faible.

Une fois les pièges identifiés à un niveau de pincement, la même opération est répétée pour toutes les autres tensions  $V_{gs}$ . L’utilisateur peut de ce fait localiser les pièges en fonction de la tension appliquée. On considère que les nouveaux pièges apparents à chaque tension de pincement sont localisés à un niveau de profondeur dans la structure lié à  $V_{gs}$ . Les pièges qui apparaissent à des tensions moins négatives peuvent aussi apparaître dans le calcul lorsqu’on applique des tensions s’approchant du pincement.

Le tableau 3.11 récapitule tous les pièges trouvés dans la structure, leurs énergies d’activation, leurs sections efficaces d’émission, leurs concentrations et leur localisation.

$V_{gs}$	couche	Energie d’activation (eV)	surface efficace ( $cm^2$ )	Concentration ( $cm^{-3}$ )	Type	Température(K)	fréquence de coupure (Hz) (300K)
-0,4	Barrière	0,6	$7,5 \cdot 10^{-15}$	$3 \cdot 10^{15}$	trous	273-323	3
-0,6	Barrière	0,7	$2,5 \cdot 10^{-12}$	$4 \cdot 10^{15}$	trous	203-293	4,5
-0,8	Canal	0,4	$8,2 \cdot 10^{-18}$	$1,7 \cdot 10^{18}$	électrons	200-297	3
-1	Canal	0,3	$8 \cdot 10^{-19}$	$5,3 \cdot 10^{15}$	trous	288-343	5,2
-1,4	Tampon	0,5	$3,7 \cdot 10^{-16}$	$2 \cdot 10^{17}$	électrons	282-322	7,5
-1,4	Tampon	0,7	$1,6 \cdot 10^{-12}$	$2 \cdot 10^{17}$	électrons	297-333	45

TABLE 3.11 : Pièges trouvés dans le HEMT InAlAs/InGaAs

On note que les pièges trouvés dans la barrière ont des signatures et des concentrations proches, on peut les considérer comme un seul piège. Ces mêmes pièges sont présentés sur les diagrammes d’Arrhénius comme le montre les figure 3.23 et 3.24.

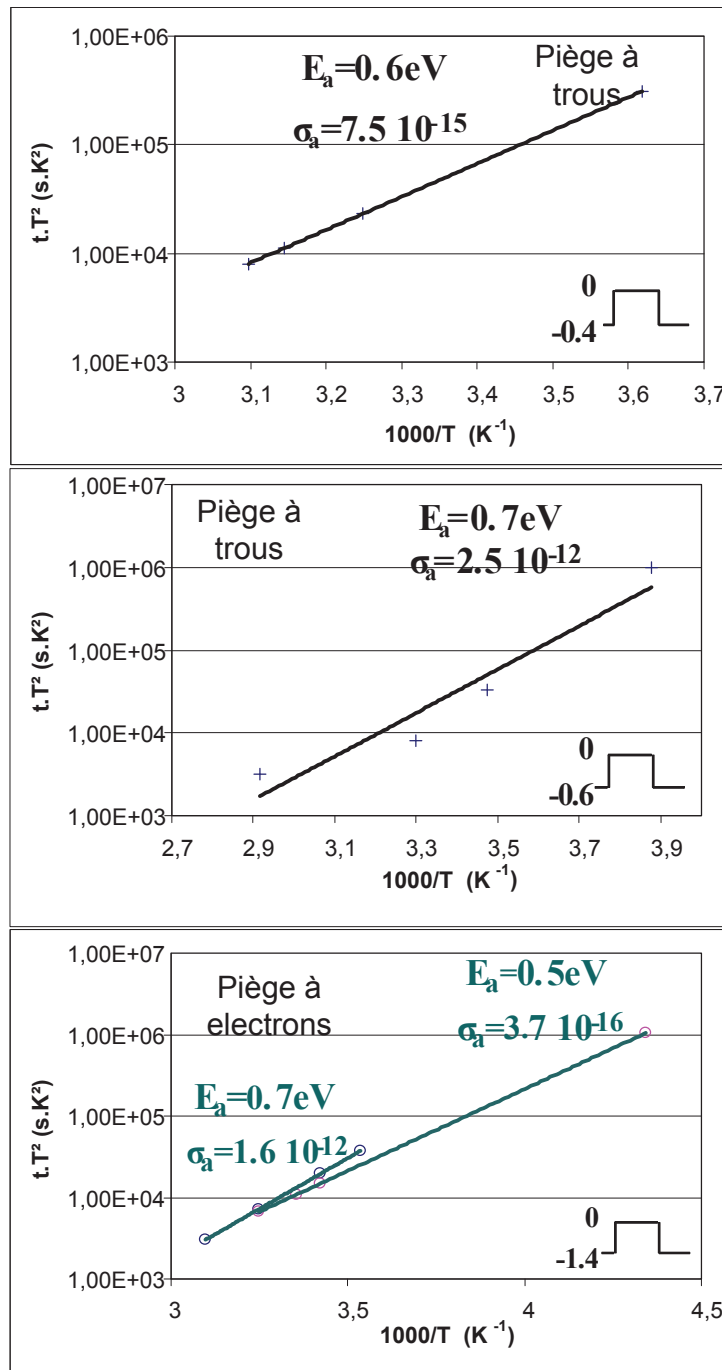


FIGURE 3.23 : Pièges trouvés dans le matériau InAlAs

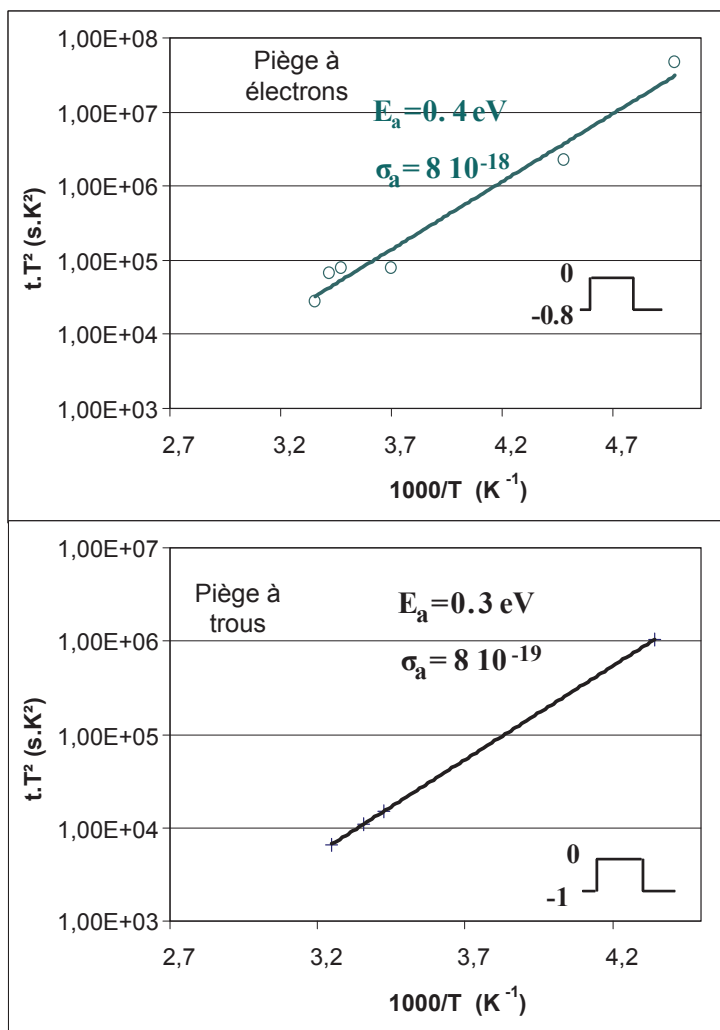


FIGURE 3.24 : Pièges trouvés dans le matériau InGaAs

Le tableau 3.12 compare les pièges qu'on a trouvé dans les transistors que nous avons analysés avec ceux cités dans la littérature. On notera que le léger écart entre les valeurs est dû aux précisions et aux algorithmes associés aux différentes techniques utilisées.



couche	Nos résultats		Littérature		
	$E_a$ (eV)	$\sigma_a$ ( $cm^{-2}$ )	Référence	Technique utilisée	$E_a$ (eV) $\sigma_a$ ( $cm^{-2}$ )
Barrière	0,6	$7,5 \cdot 10^{-15}$	Faye [92]	non définie	0,54 $5,6 \cdot 10^{-15}$
Barrière	0,7	$2,5 \cdot 10^{-12}$	Hong [93]	non définie	$0,71 \pm 0,7$ $0,9 - 1,1 \cdot 10^{-13}$
Canal	0,4	$8,2 \cdot 10^{-18}$	Rezzoug [94]	DLTS	0,4 $1 \cdot 10^{-14}$
Tampon	0,5	$3,7 \cdot 10^{-16}$	Hoenow [95]	DLTS	0,48 $4,7 \cdot 10^{-16}$
Tampon	0,7	$1,6 \cdot 10^{-12}$	Hong [93]	non définie	$0,71 \pm 0,7$ $0,9 - 1,1 \cdot 10^{-13}$

TABLE 3.12 : Pièges identifiés dans le MHEMT InAlAs/InGaAs comparés à la littérature

### 3.2.5 Discussion

Lors des différentes campagnes de mesures statiques et dynamiques, des hypothèses reliant les comportements des composants aux états de pièges ont été données. Les mesures de caractérisation des pièges ont certifié la présence de défauts dans la structure et ont donné à chaque piège ses caractéristiques associées. Dans ce paragraphe, on détaillera la relation entre les pièges et les réponses des transistors dans les différents scénarii de mesures.

#### 3.2.5.1 Caractérisation en polarisation continue

Les réseaux  $I_d$  et  $I_g$  ont été tracés pour le MHEMT InAlAs/InGaAs. Les deux plaques étudiées ont montré un effet kink sur les courbes  $I_d$ - $V_{ds}$  dans l'obscurité et pas sous éclairage. On a supposé que cette différence pouvait être reliée aux pièges présents dans la structure. Les mesures de relaxation isotherme ont bien souligné la présence d'un niveau de pièges à électrons dans le canal InGaAs. Celui-ci se décharge en émettant ses électrons dans le canal. Ces électrons sont collectés par le drain et entraînent l'augmentation de  $I_d$ . Les deux autres pièges à électrons présents dans la couche tampon InAlAs émettent leurs électrons, qui traversent l'interface canal/tampon et passent dans le canal avant d'être collectés par le drain. Cet effet est masqué sous éclairage par la génération d'électrons et par le remplissage des pièges.

### 3.2.5.2 Caractérisation impulsionnelle

Les mesures impulsionnelles ont été réalisées en faisant varier le point de repos, la durée des impulsions, sous conditions d'éclairement et d'obscurité et enfin en variant la température. On a supposé que les conditions de polarisation du point de repos appliquées sur la grille permettent d'activer certains pièges dans la structure. Ces hypothèses coïncident avec les résultats des mesures obtenus par relaxation isotherme. Les niveaux de pièges s'activent en fonction du niveau bas de la tension appliquée sur la grille. A  $-0,2$  V aucun piège n'a été trouvé, cette valeur de tension n'a aucun effet sur les états de pièges. A  $-0,4$  V et  $-0,6$  V un piège à trous est activé, ce piège capture les électrons de la bande de valence et diminue ainsi le courant de drain. A  $-0,8$  V un piège à électrons est activé, il émet des électrons qui participent au courant de conduction, son amplitude est supérieure à celle du piège à trous trouvé auparavant, donc  $I_d$  augmente. Ce qui justifie le fait que  $I_d$  à  $-0,8$  V est supérieur à  $I_d$  à  $-0,6$  V.

La deuxième étude impulsionnelle consistait à faire varier la durée des impulsions appliquées sur la grille et sur le drain. Aucun effet sur le courant  $I_d$  n'a été observé. La raison est due au choix de la durée des impulsions (de l'ordre des  $\mu\text{sec}$ ) très grande par rapport au temps de capture des pièges et plus petite que le temps d'émission des pièges. Donc l'effet des pièges n'a pas pu être observé, il est situé hors de la fenêtre d'observation.

L'étude suivante consiste à tracer le réseau de  $I_d$  dans les mêmes conditions de polarisation, sous éclairage et dans l'obscurité. L'effet kink disparaissant dans l'obscurité, on peut supposer que l'ionisation par impact n'est pas aussi important compte tenu des durées des impulsions très faibles.

Et les dernières mesures impulsionnelles ont été réalisées pour trois températures différentes, dans les mêmes conditions de polarisation. Les résultats obtenus sont cohérents avec les pièges trouvés dans la structure à la température correspondante. A la polarisation  $-0,8$  V, deux pièges doivent être activés. La température de fonctionnement décidera lequel est actif parmi les deux. A  $-30^\circ\text{C}$  ( $303$  K), les deux sont actifs, le phénomène d'émission d'électrons est dominant, ce qui justifie la haute amplitude du courant de drain. Lorsque la température augmente, le piège à électrons n'est plus actif, c'est le phénomène de capture des électrons qui domine, d'où la diminution de  $I_d$ .

On peut déduire que ces deux techniques de mesure (impulsionnelle et relaxation isotherme) se complètent. Bien que la première permette de contrôler l'apparition des pièges et de voir leurs

effets sur le comportement des composants, la deuxième permet d'accéder directement à leurs propriétés.

La prochaine étape consiste à voir leurs effets sur le fonctionnement HF des composants.

### 3.2.5.3 Caractérisation dynamique

A l'aide des mesures de paramètres  $S$ , nous avons pu réaliser l'extraction de deux paramètres clés intrinsèques, que sont  $G_d$  et  $G_m$ . On a vu que la présence des pièges dans la structure souligne la dispersion aux très basses fréquences du paramètre  $G_m$ . Ces pièges qui capturent et émettent les électrons modifient la concentration des porteurs dans le canal, ce qui affecte directement  $G_m$  et par suite le fonctionnement du circuit construit à partir de ce type de transistor.

### 3.2.6 Conclusion sur le MHEMT InAlAs/InGaAs sur GaAs

Ces étapes de mesures précédentes ont mis en évidence la présence des pièges dans les structures étudiées. La relaxation isotherme a permis la caractérisation et la localisation de ces pièges. Les paramètres obtenus nous permettent dans la suite d'élaborer un circuit électrique représentant les phénomènes de piégeage/dépiégeage. La conception du modèle électrique sera présentée dans la suite de ce chapitre.

Auparavant, on s'intéresse à la deuxième structure, sujet de notre étude. Les transistors caractérisés sont fournis par l'IEMN.

## 3.3 Caractérisation du HEMT InAs/AlSb sur substrat InP

Grâce à la grande discontinuité de la bande de conduction, la technologie HEMT sur InAs/AlSb fut le domaine de travail de plusieurs équipes de recherche. Ses propriétés électriques, telles que le grand confinement des porteurs dans le puits quantique et la haute mobilité électronique, ont fait le succès de cette structure dans les applications à haut débit et à très faible consommation. Après avoir fait le descriptif de cette technologie dans le premier chapitre, on présente dans cette partie une étude rapide, afin d'élaborer quelques caractéristiques statiques et dynamiques de ces transistors, sans oublier l'étude complète des pièges qui a été menée.

Comme dans la première partie, les pièges sont à l'origine des phénomènes parasites. Leur présence dans la structure est directement liée au phénomène d'ionisation par impact responsable de l'augmentation du courant négatif de la grille.

### 3.3.1 Mesures statiques

Les mesures des paramètres statiques ont été réalisées sur deux cellules des échantillons livrés par l'IEMN. Tous les transistors ont une structure épitaxiale représentée dans le premier chapitre. Ils se distinguent par leur position sur le wafer (cellule 1 ou cellule 2), l'espacement entre le drain et la source, la longueur de la grille ainsi que sa largeur. Les caractéristiques physiques des échantillons étudiés sont résumées dans le tableau 3.13.

	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7
$L_g$ (nm)	700	700	700	300	200	200	700
$W_g$ ( $\mu\text{m}$ )	2x19	2x19	2x19	2x19	2x94	2x44	2x19
$L_{sd}$ ( $\mu\text{m}$ )	3,5	2	5	3,5	3,5	2	2

TABLE 3.13 : Caractéristiques physiques des transistors à étudier

Sachant que T1, T2 et T3 appartiennent à la cellule 1, et T4, T5, T6 et T7 à la cellule 2. Les mesures DC ont été réalisées à la température ambiante sur l'ensemble des échantillons. En variant les valeurs de polarisations du drain  $V_{ds} = 0\text{V}$  à  $0,4\text{V}$  et la polarisation de la grille de  $0\text{V}$  à  $-1\text{V}$ , on a relevé les valeurs des courants  $I_d$  et  $I_g$ . La conductance de sortie  $G_d$  et la transconductance  $G_m$  ont également été calculées. Les figures 3.25 et 3.26 représentent respectivement les moyennes des courants  $I_d$  et  $I_g$  mesurés en fonction de la polarisation de la grille et de celle du drain.

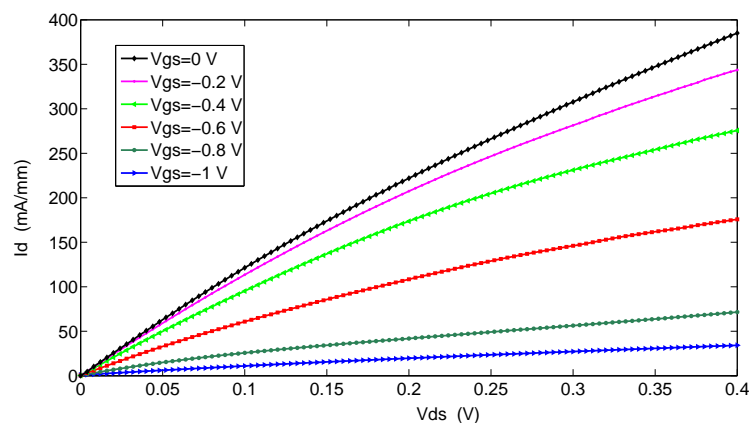


FIGURE 3.25 : Caractéristique typique  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  du transistor InAs/AlSb sur substrat InP

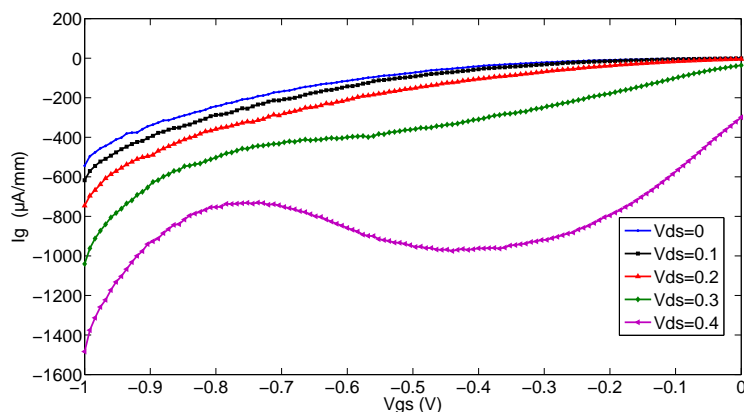


FIGURE 3.26 : Caractéristique typique  $I_g(V_{ds}, V_{gs})$  du transistor InAs/AlSb sur substrat InP

Le courant de drain atteint une valeur maximale de 380 mA/mm à  $V_{ds}=0,4$  V. On remarque qu'aucune saturation du courant n'a eu lieu. Le composant de très petite dimension de grille fait que la tension sur le drain ne doit pas dépasser 0,4V en régime continu.

Le courant  $I_g$  présente un maximum à  $-1000 \mu\text{A}/\text{mm}$ , autour de  $V_{gs}=-0,4$  V. On remarque la présence de deux phénomènes qui apparaissent sur le courant de grille : une fuite de la grille justifiée par les niveaux de courant de grille importants en valeur absolue. Aussi on remarque l'apparition du phénomène d'ionisation par impact qui se manifeste par l'allure du courant qui commence à avoir la forme de cloche à partir de  $V_{ds} = 0,24\text{V}$ . On peut supposer la présence des pièges en surface ou dans la barrière qui accentuent l'amplitude du courant de fuite observé sur  $I_g$ . Par leur capacité à émettre les trous, ces derniers sont accumulés dans la zone sous la grille, et contribuent par suite au courant de retour de grille. Cette hypothèse reste à confirmer par mesures de relaxation isotherme pour prouver ou non la présence des pièges de surface.

Le tableau 3.14 résume les caractéristiques statiques de l'ensemble des échantillons étudiés.

	$I_{dss}$ (mA/mm), $V_{ds}=0,35\text{V}$ et $V_{gs}=0\text{V}$	$I_g$ ( $\mu\text{A}/\text{mm}$ ), $V_{ds}=0,16\text{V}$ et $V_{gs}=-0,5\text{V}$	$I_g$ ( $\mu\text{A}/\text{mm}$ ), $V_{ds}=0,35\text{V}$ et $V_{gs}=-0,5\text{V}$	$G_m$ (ms/mm), $V_{ds}=0,4\text{V}$ et $V_{gs}=-0,5\text{V}$	$G_d$ (ms/mm), $V_{gs}=0,35\text{V}$ et $V_{ds}=0\text{V}$
Valeur moyenne	346	-70,5	-868	513	766
Ecart-type	37,6	51,1	36,1	64,3	73,1

TABLE 3.14 : Caractéristiques statiques des transistors InAs/AlSb sur substrat InP

Les mesures des courants  $I_d$  et  $I_g$  ont été répétées en présence et en absence de lumière. La lumière étant délivrée par l'ampoule du microscope, les figures 3.27 et 3.28 montrent bien que les courbes  $I_d$  sont identiques. Aucun effet kink n'a été observé sur l'allure du courant,

le courant  $I_d$  ne peut pas être considéré comme indicateur de la présence des pièges dans la structure. Par contre on remarque une petite différence sur le courant  $I_g$ , en présence de lumière le courant négatif est plus important. On suppose qu'en absence de lumière les pièges de surface capturent les trous présents sous la grille, d'où la diminution du courant  $I_g$ .

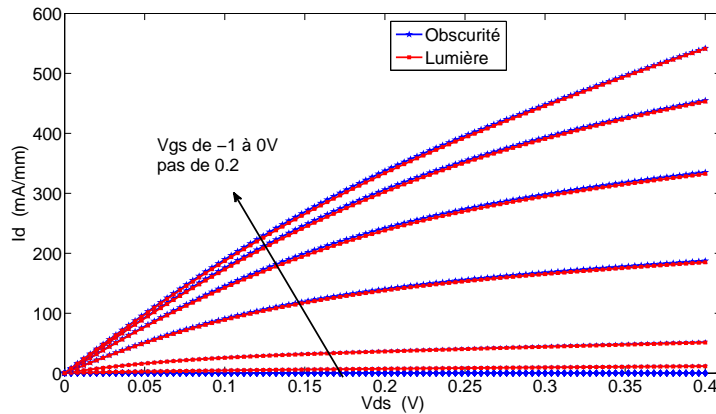


FIGURE 3.27 :  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  tracé sous éclairement et dans l'obscurité

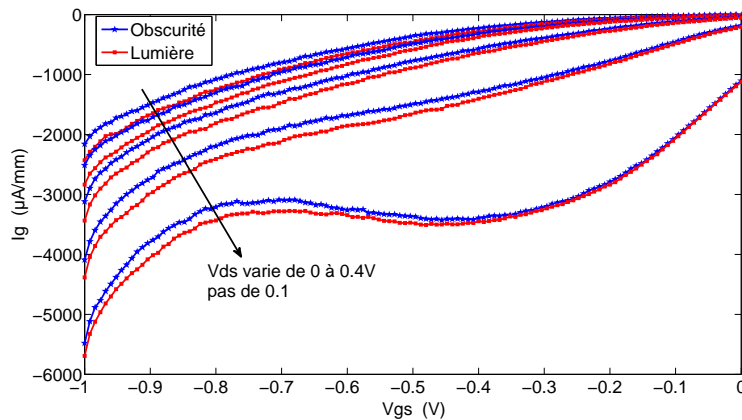


FIGURE 3.28 :  $I_g(V_{ds}, V_{gs})$  tracé sous éclairement et dans l'obscurité

Contrairement à la structure qu'on a étudiée dans la partie précédente, les HEMTs InAs/AlSb ne présentent pas d'effet kink bien que l'ionisation par impact soit présente. On peut supposer que le phénomène de kink n'est pas visible compte tenu de l'absence de zone de saturation marquée.

### 3.3.2 Mesures de claquage

Afin d'évaluer les limites de claquage de la structure MHEMT InAs/AlSb, les mesures de claquage à l'état ON et OFF ont été réalisées sur l'échantillon T7. Le même banc de mesure utilisé pour les composants InAlAs/InGaAs a servi à caractériser la nouvelle structure.

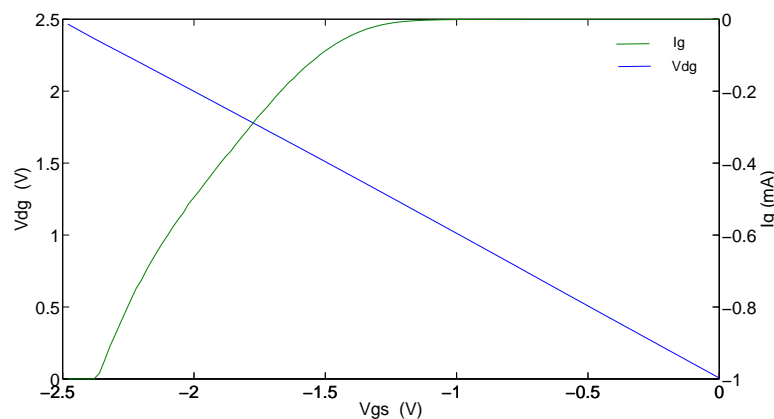


FIGURE 3.29 : Résultats de mesure Off-state

Le courant de drain a été fixé à 0,2 mA, et la tension de grille  $V_{gs}$  fut variée de 0 à -2,5V. Le courant de la grille  $I_g$ , la tension  $V_{ds}$  et la tension de la jonction drain-grille  $V_{dg}$  ont été mesurés. La figure 3.29 nous permet d'évaluer la valeur de claquage de la jonction drain-grille, elle vaut  $BV_{dg} = 2,5V$ . Sur cette figure on remarque que le courant sature, ceci est dû aux limitations des appareils de mesures. On peut constater que la valeur de  $V_{gs}$  reste très faible, le courant de grille augmente avec l'augmentation de  $V_{gs}$ . Cette valeur très basse est due aux très petites dimensions du composant.

Le second type de claquage étudié, fut le claquage à l'état "on" où le canal est entièrement ouvert. Le courant de grille  $I_g$  a été fixé à plusieurs valeurs distinctes. En premier temps à  $-5\mu A$ , la tension  $V_{ds}$  fut augmentée de 0 à 2,4 V. Le courant de drain  $I_d$  a été mesuré pour chaque  $I_g$  en fonction de la variation de  $V_{ds}$  et est présenté dans la figure 3.30.

On observe le phénomène de double claquage. Le premier est identifié par l'augmentation du courant  $I_d$  avec  $V_{ds}$ , elle est due au claquage de la jonction drain-grille. Et le deuxième claquage est décrit par la forme hyperbolique que prend la courbe du courant à partir de  $I_d > 150$  mA/mm, il est dû au phénomène d'ionisation par impact.

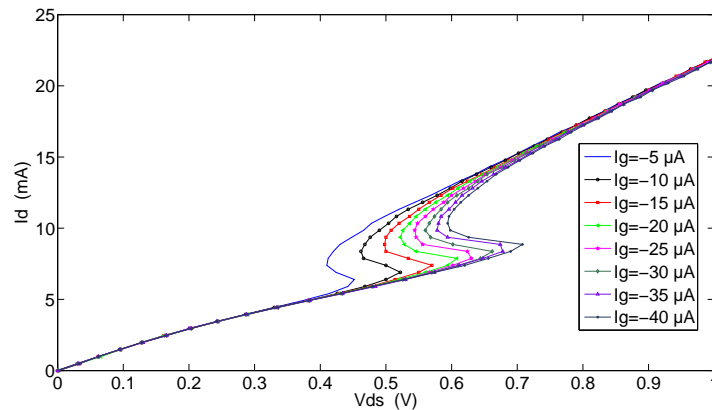


FIGURE 3.30 : Caractérisation du claquage On-state du transistor InAs/AlSb

### 3.3.3 Mesures dynamiques

Nous avons effectué des mesures de paramètres S, afin de visualiser les propriétés de transport du composant aux hautes fréquences.

#### 3.3.3.1 Mesure des paramètres S

La mesure des paramètres S est nécessaire pour évaluer le comportement des composants aux hautes fréquences et pour effectuer une modélisation des composants. Les paramètres S du transistor T1 de la structure InAs/AlSb ont été mesurés sur une plage de fréquences allant de 1 GHz jusqu'à 65 GHz, et pour plusieurs points de polarisation. Ces derniers ont été choisis de façon à tracer la réponse du transistor en hautes fréquences, lorsque le canal est complètement ouvert ( $V_{gs} = 0V$ ), en mode passant ( $V_{gs} = -0,5V$ ) et pincé ( $V_{gs} = -1V$ ). Le transistor présente un développement de grille  $L_g=700$  nm et  $W_g=2 \times 19$   $\mu m$ .

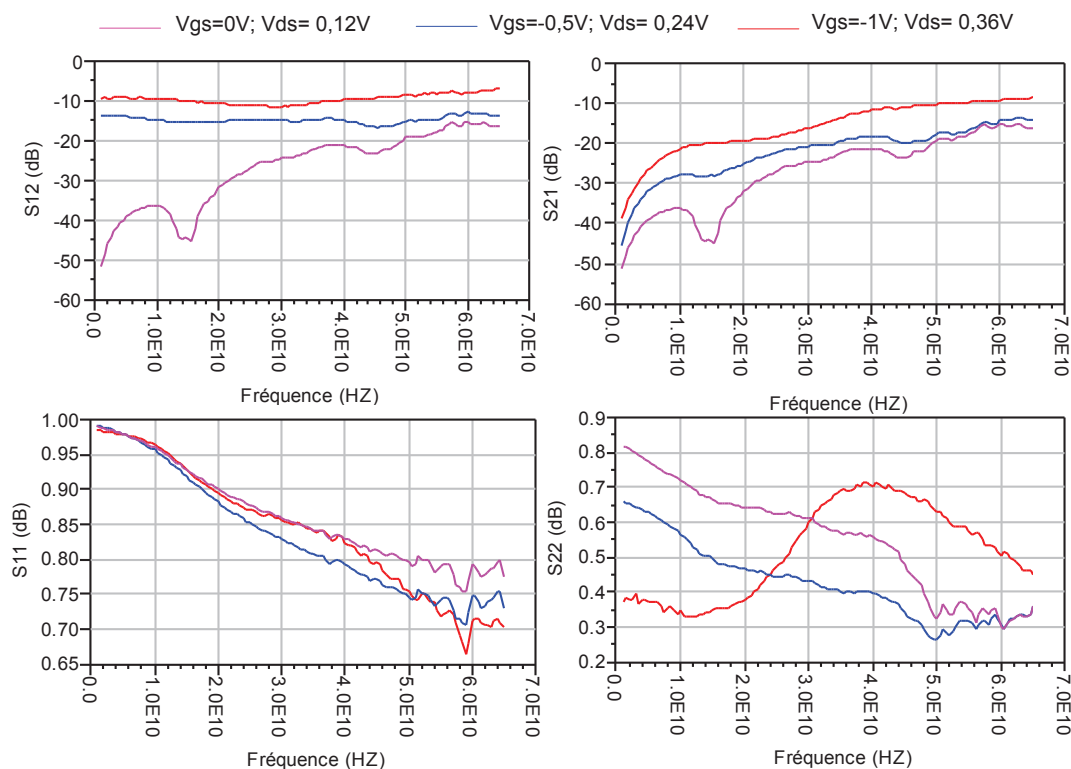
Le tableau 3.15 relève les caractéristiques des courants mesurés à chaque point de polarisation. Les figures 3.31, montrent les paramètres S en fonction de la fréquence et de la polarisation.

$V_{gs}$ (V)	$V_{ds}$ (V)	$I_g$ (mA/mm)	$I_d$ (mA/mm)
0	0,12	0	263
-0,5	0,24	0	394
-1	0,36	0	115

TABLE 3.15 : Courants mesurés aux différentes polarisations

Ces résultats expérimentaux montrent la régularité des mesures sur toutes la bande de fréquence.





**FIGURE 3.31 :** Paramètres  $S$  mesurés pour le HEMT InAs/AlSb de développement de grille  $L_g=700\text{nm}$  et  $W_g=2 \times 10\mu\text{m}$

Une autre étude des paramètres  $S$  a été réalisée dans le but de voir l'effet sur l'ionisation par impact, lié et accentué par les pièges, sur ces paramètres. Le canal pincé à  $V_{gs} = -1\text{V}$ , les paramètres  $S$  ont été mesurés pour trois valeurs de  $V_{ds}$ . Le tableau 3.16 résume les courants  $I_d$  relevés à chaque polarisation, et la figure 3.32 représente les paramètres  $S$  mesurés.

$V_{gs}$ (V)	$V_{ds}$ (V)	$I_g$ (mA/mm)	$I_d$ (mA/mm)
-1	0	0	0
-1	0,12	0	28
-1	0,24	0	73
-1	0,36	0	155

**TABLE 3.16 :** Courants mesurés à différentes polarisations

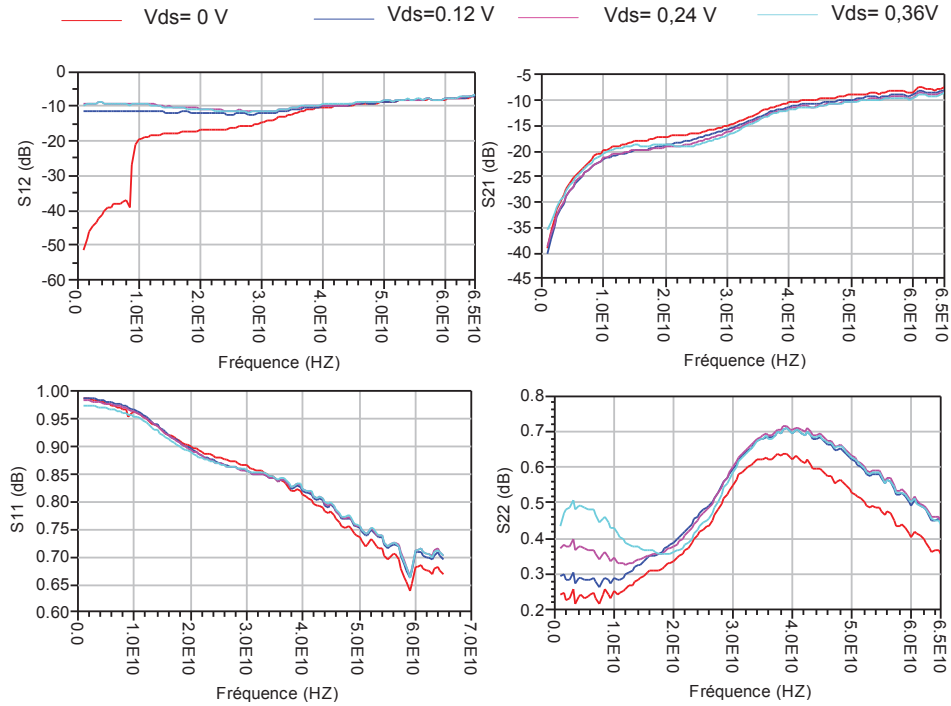


FIGURE 3.32 : Paramètres S d’un MHEMT InAs/AlSb de développement de grille  $L_g=700\text{nm}$  et  $W_g=2 \times 10 \mu\text{m}$  pour différentes tensions de drain

En augmentant la tension drain-source, l’ionisation par impact apparaît, et diminue l’impédance de sortie surtout aux basses fréquences [96]. Donc le paramètre  $S_{22}$  sera étudié plus particulièrement. On remarque que le composant présente une impédance capacitive aux basses fréquences. Lorsque la fréquence augmente, les courbes tendent vers la zone inductive.

Cette variation en fonction de la fréquence reflète une dispersion de l’impédance de sortie, probablement associée aux pièges.

### 3.3.4 Recherche et localisation des pièges

Quelques études ont été réalisées sur les hétérostructures InAs/AlSb/ pour trouver les niveaux de pièges présents. Kruppa et al. [56] ont montré par la mesure de la dispersion de la transconductance que le spectre de bruit est une lorentzienne qui varie en fonction de la température. En traçant le spectre à plusieurs températures données, et en utilisant le diagramme d’Arrhenius associé  $\frac{1}{\tau} = T^2 \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right)$ .

Un piège ayant une énergie d’activation  $E_a=0,38\text{eV}$  a été trouvé. Le même piège d’une énergie d’activation  $E_a=0,4\text{ eV}$  a été trouvé par mesure de photoconductivité et photoluminescence. Il correspond au piège situé dans la couche barrière AlSb [55] [97]. Ces méthodes comme la

DLTS ont permis d'identifier les pièges dans les structures hors polarisation du composant. C'est-à-dire que le transistor n'est pas sous les conditions de fonctionnement réel.

L'algorithme de recherche et de caractérisation des pièges associé à la mesure de relaxation isotherme a été utilisé, afin de mettre en évidence l'existence des niveaux profonds dans les MHEMTs InAs/AlSb. On a procédé de la même façon que lors de la caractérisation du MHEMT InAlAs/InGaAs.

Une impulsion de durée 3 secondes a été appliquée sur la grille, le niveau haut était fixé à 0V et le niveau bas prenait pour chaque série de mesure une valeur différente. Les valeurs basses ont été choisies de -0,2V à -1V par pas de 0,2V. La tension du drain a été fixée à 0,35V. Le courant du drain a été mesuré lors de l'établissement de l'état bas, 1000 points de mesures espacés de 0,003 secondes ont été relevés. La température fut variée de -75°C à +70°C, pour chaque température trois cycles de mesures ont été faits, dans le but de réduire le bruit induit par les fils de connexion et les instruments de mesure.

Le fait d'extraire les pièges, à plusieurs niveaux de pincement, permet de les localiser dans la structure. Par exemple, pour  $V_{gs} = -0,2V$  la zone de déplétion est à la surface du composant, les pièges trouvés à cette tension se situent à la surface. Plus  $V_{gs}$  est négative, plus la zone de déplétion augmente en profondeur dans la structure. A -1V, la zone de déplétion se situe dans le canal où se situent les niveaux profonds trouvés. La concentration  $N_T$  de chaque niveau de pièges a été calculée en utilisant l'expression suivante :

$$N_T = \frac{2|a_1|}{W_g v_{sat} d_d q}$$

avec  $a_1$  l'amplitude de la contribution exponentielle sur le courant du drain. Elle est calculée à 300 K à l'aide de l'algorithme développé,  $v_{sat}$  est la vitesse de saturation des porteurs libres, elle est égale à  $7,710^2 cm/s$ . Et  $W_g$  est la largeur de la grille qui est  $2 \times 19 \mu m$ ,  $d_d$  représente la somme de l'épaisseur de la barrière et celle de l'espaceur, sa valeur est 15 nm.

Le tableau 3.17 suivant résume les niveaux profonds ainsi que leur localisation dans la structure. Les courants  $I_d$  mesurés et les diagrammes d'Arrhenius associés à chaque tension  $V_{gs}$  sont détaillés en Annexe D.

Les pièges trouvés dans la couche barrière et dans le canal ont été identifiés dans la littérature. La faible différence entre les énergies d'activations calculées, est attribuée à la différence entre

	Energie d'activation (eV)	section efficace ( $m^2$ )	Concentration ( $cm^{-3}$ )	Type	Température(K)	Fréquence de coupure (Hz) (300K)
Surface	0,4	$1.10^{-16}$	$1,3.10^{19}$	trous	193-223	600
Barrière AlSb	0,38	$3,2.10^{-18}$	$11.10^{17}$	électrons	197-283	100
Canal InAs	0,25	$1,6.10^{-17}$	$3,4.10^{17}$	trous	233-313	128
Tampon AlSb	0,6	$5,16.10^{-16}$	$7.10^{17}$	trous	212-263	5,2

TABLE 3.17 : Pièges trouvés dans la structure InAs/AlSb

les techniques de caractérisation. Les autres pièges n'ont pas été comparés à la littérature car très peu d'études de pièges ont été menées sur ces composants.

### 3.3.5 Discussion

La discussion menée dans ce paragraphe se base essentiellement sur les résultats de caractérisation des pièges réalisée dans le paragraphe précédent. On analysera les hypothèses posées lors des caractérisations statiques et issues des mesures des paramètres S. On montrera que les pièges profonds sont responsables des dispersions observées.

#### 3.3.5.1 Caractéristiques statiques

Lors des mesures statiques, une hypothèse a été posée pour justifier l'apparition du phénomène d'ionisation par impact. On a supposé que ce phénomène outre le fort champ électrique présent dans le canal était lié à la présence des pièges à la surface, dans la région proche de grille. La caractérisation des pièges par relaxation isotherme a prouvé la présence d'un piège à trous à la surface. Ce piège émet les trous qui s'accumulent sous la grille et s'ajoutent à ceux créés par ionisation par impact pour former un excès de courant négatif de grille.

#### 3.3.5.2 Mesures des paramètres S

Les mesures des paramètres S ont été menés dans le but d'étudier le comportement des composants dans le domaine des hautes fréquences. Les paramètres S tracés pour différentes tensions drain-source ont montré que l'ionisation par impact entraîne une dispersion sur l'impédance de sortie. Cet effet a été supposé lié aux pièges présents dans la structure. La relaxation

isotherme a bien montré la présence des pièges à électrons et à trous dans la couche barrière, dans le canal et dans le tampon. Ces pièges sont essentiellement responsables de la dispersion de l'impédance de sortie et par suite la dispersion du paramètre  $S_{22}$  en fonction de la fréquence.

### **3.3.6 Conclusion sur le HEMT AlSb/InAs sur InP**

Dans ce paragraphe, des séries de caractérisations statiques et dynamiques ont été menées. On a vu que ce composant n'a pas échappé aux problèmes de piégeage/dépiégeage qui sont à l'origine de l'apparition des effets parasites. La relaxation isotherme a permis de caractériser et localiser les niveaux de pièges dans la structure, activés ou non en fonction des conditions de polarisation du composant.

### 3.4 Modélisation des Effets des pièges

Plusieurs modèles ont été proposés dans la littérature, dans le but de reproduire les effets des niveaux des pièges sur la réponse du composant. O. Pajona [39] a proposé des modèles à base de capacités et de résistances dont la valeur est fonction de la constante de relaxation des pièges. Son modèle une fois relié au drain du composant et selon des conditions précises de polarisation, permet de reproduire l'effet de drain-lag. Une fois son modèle relié à la grille, il permet de reproduire le phénomène de gate-lag observé sur le courant du drain.

Un autre modèle, adopté par l'industrie, a été modélisé par O. Jardel [89], où il a donné une modélisation complète du HEMT AlGaIn/GaN. Son modèle de piège consiste en un réseau de R1-C série et un réseau R2-C en parallèle qui représentent le remplissage et l'émission des pièges. Intercalé dans son modèle, entre la grille et la source, le courant du drain porte bien la contribution des pièges.

Dans le cadre de cette thèse et après avoir effectué une caractérisation complète des pièges à l'aide de la relaxation isotherme, ceux-ci ont été modélisés à l'aide du logiciel ADS, où chaque niveau de piège est représenté par un circuit électrique inspiré de la seconde méthode présentée ci-dessus. Ce circuit est relié d'un côté à la grille du transistor et de l'autre côté à la tension  $V_{gs}$ . Par cette méthode on génère les transitoires dues à la présence des pièges qui moduleront le courant du drain.

#### 3.4.1 Circuits électriques modélisant les pièges

On propose dans le cœur de ce travail de thèse, un modèle de pièges plus complet que les deux précédents, prenant en compte les conditions d'activation tels que la tension  $V_{gs}$  et la température de travail. La contribution des pièges sur le courant du drain dépend de la concentration des pièges  $N_T$  et de la constante de temps d'émission  $\tau$ . Ajoutons que le modèle que nous présentons permet de prendre en compte la nature des pièges (électrons ou trous) et d'associer à chaque niveau sa constante de temps.

Le modèle est montré dans la figure 3.33 où on ne présente qu'un seul état de piège. Il a pour entrée la tension  $V_{gs}$  qui conditionne l'activation des états des pièges et l'amplitude de leurs transitoires. La sortie est représentée par  $V_{gate}$ , qui porte les transitoires générés par les niveaux des pièges, elle module la source du courant du drain.

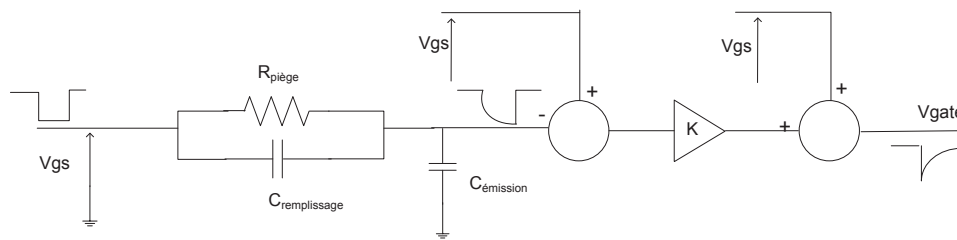


FIGURE 3.33 : Schéma électrique du modèle d'un état de piège

Lorsque la tension  $V_{gs}$  varie, un signal transitoire est créé par les réseaux R-C. Ce signal suit un traitement qui permet de créer au niveau de  $V_{gate}$  un transitoire de tension, qui stimule l'effet des pièges sur le courant de drain de sortie.

- Si  $V_{gs}$  diminue, les pièges se remplissent d'électrons ou de trous. C'est la capacité  $C_{remplissage}$  qui se charge via la résistance  $R_{piege}$ , le produit  $\tau_{remplissage} = R_{piege} \cdot C_{remplissage}$  représente la constante de temps de remplissage des pièges.
- Si  $V_{gs}$  augmente, les pièges se mettent à émettre leurs charges, et la constante de temps associée au phénomène d'émission est :  $\tau_{emission} = R_{piege} \cdot C_{emission}$

Les paramètres ci-dessus sont ajustés en fonction des résultats expérimentaux obtenus sur chaque structure.

### 3.4.2 Réglages de l'amplitude des transitoires

Le transitoire créé aux bornes de la capacité  $C_{emission}$  est soustrait de la tension  $V_{gs}$ , car on veut que, au bout d'un certain temps,  $V_{gate}$  ne soit plus dépendante de l'état des pièges. C'est l'état établi du signal qui est réglé.

L'amplitude de la contribution des pièges est réglée à l'aide du facteur " $k = A * I_d$ " qui représente la contribution du piège sur le courant total. "A" a été calculé à l'aide de l'algorithme d'extraction des exponentielles, c'est le facteur  $a_i$  trouvé, dépendant de la concentration des pièges. Son signe permet de distinguer les pièges à électrons des pièges à trous.

Et le courant  $I_d$  représente le courant total avant qu'il ne soit affecté par les pièges. Il n'est dépendant que de la valeur  $V_{gs}$ , car dans notre modélisation la tension  $V_{ds}$  est maintenue fixe. On peut exprimer le courant comme suit :  $I_d = G_m(V_{gs} - V_{pincement})$

### 3.4.3 Conditions d'activation des pièges

On a démontré que l'activation des pièges était liée à deux paramètres principaux conditionnant l'apparition des pièges, ce sont la tension  $V_{gs}$  et la température  $T$ .

– **La tension  $V_{gs}$**

Elle contrôle le niveau du pincement du transistor. Comme on l'a déjà vu, pour chaque valeur de  $V_{gs}$ , certains pièges sont activés. Cette condition est prise en compte dans notre modèle électrique en utilisant des fonctions et des conditions connues par ADS (la condition if-else-then).

– **La température  $T$**

La notion de la température est introduite dans le modèle à l'aide de la constante de temps  $\tau$ , qui varie en fonction de la température. La capacité  $C_{emission}$  est exprimée en fonction de  $\tau$  et de  $R_{piège}$ , donc sa valeur varie avec la température. La même condition "if-else-then" a été utilisée pour programmer l'apparition des pièges en fonction de la température du travail.

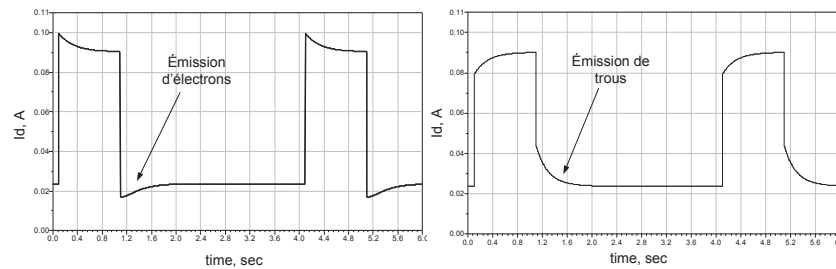
### 3.4.4 Implémentation du modèle dans ADS

Dans cette partie on s'intéresse au composant de type InAlAs/InGaAs du projet HEMERODE car une modélisation petit signal du composant même est disponible dans la bibliothèque OMMIC. Aussi, nous avons simulé une représentation réelle de la réponse du composant MHEMT InAlAs/InGaAs, tout en considérant tous les pièges et leurs signatures calculées pour la même structure, selon les résultats présentés précédemment.

– **Association des pièges au circuit**

Un circuit sous forme d'une boîte noire contient l'association de la résistance  $R_{piège}$  avec les capacités  $C_{remplissage}$  et  $C_{emission}$  et a comme paramètres variables les valeurs de ces éléments et l'expression de  $\tau$  en fonction de la température. Donc chaque boîte noire de notre schéma représente un état de piège. Puisqu'il est très difficile de mesurer le temps de remplissage des pièges (très rapide de l'ordre de quelques ns), on a choisi les mêmes valeurs pour  $R_{piège}$  et  $C_{remplissage}$ . Seule la valeur de  $C_{emission}$  est représentée par l'expression  $\tau/R_{piège}$ , obtenues après simulation. Chaque piège est soit un piège à électrons, soit un piège à trous, dans chaque cas le courant  $I_d$  prend une des allures illustrées dans la figure 3.34.





**FIGURE 3.34 :** Allure du courant en cas d'émission d'électrons ou de trous

L'expression de  $\tau$  a été établit à l'aide du diagramme d'Arrhénius, pour chaque piège on établit une relation reliant  $\tau$  avec la température. Le tableau 3.18 résume les pièges qu'on a trouvés dans le premier paragraphe, la tension d'activation, le type, l'expression de  $\tau$  et l'amplitude de la contribution du piège correspondante.

N° piège	type	$V_{gs}$	$\tau$	K
1	trous	-0,4	$2e^9 \exp(-0,074 * T)$	0,09
2	électrons	-0,8	$3e^9 \exp(-0,077 * T)$	-0,16
3	trous	-1	$9e^9 \exp(-0,074 * T)$	0,016
4	électrons	-1,4	$2e^8 \exp(-0,069 * T)$	-0,027
5	électrons	-1,4	$4e^{11} \exp(-0,094 * T)$	-0,013

**TABLE 3.18 :** Paramètres des pièges intégrés dans le modèle

Tous les modèles de pièges sont intégrés en parallèle, ils sont reliés en entrée à la source de tension  $V_{gs}$  et leurs sorties sont connectées à une boite non linéaire, permettant l'ajustement des transitoires et le réglage de l'amplitude.

Dans le but de valider le modèle réalisé, deux études l'une en fonction de la tension  $V_{gs}$  et l'autre en fonction de la température ont eu lieu. La figure 3.35 montre bien la variation de l'allure du courant de drain avec la variation de  $V_{gs}$ . En fonction de la tension appliquée, des pièges à électrons ou des pièges à trous sont activés. Par exemple à  $V_{gs} = -0,4V$  un piège a trous est activé, d'où l'allure de la courbe. Le même cas est observé pour  $V_{gs} = -0,6V$ , or pour  $V_{gs} = -0,8V$  en plus du piège précédent, un deuxième piège à trous est activé. Comme son amplitude est plus importante que celle de l'autre, la résultante du courant de drain a une allure d'émission des électrons. Le même raisonnement s'applique pour les autres tensions -1V et -1,4V.

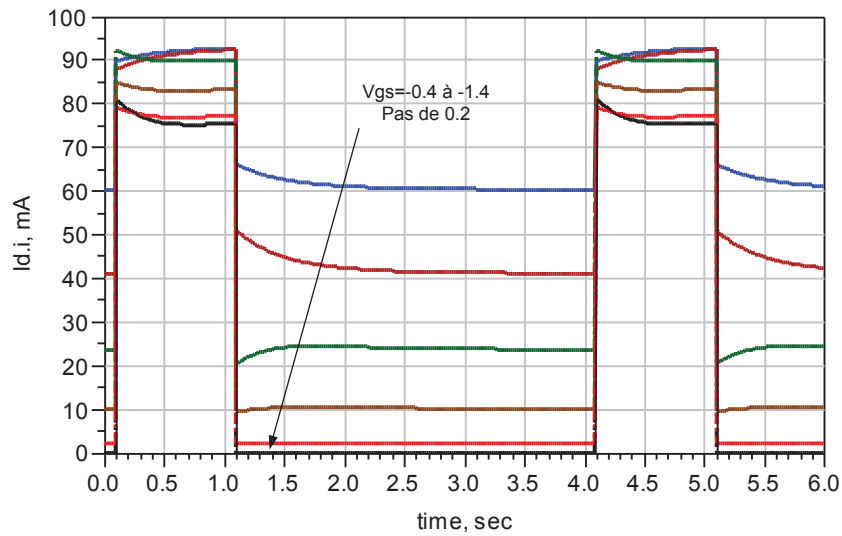
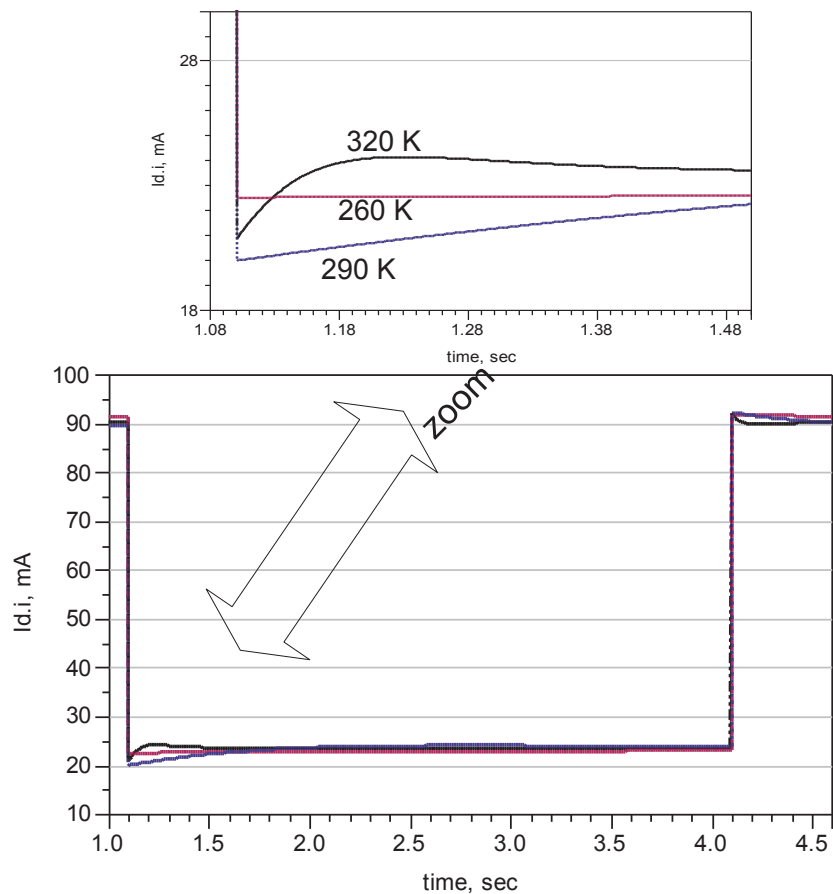


FIGURE 3.35 : Variation de l'allure de  $I_d$  avec  $V_{gs}$

La variation de l'allure du courant de drain en fonction de la température est illustrée dans la figure 3.36. La tension  $V_{gs}$  a été maintenue à  $-0,8$  V. Trois pièges sont activés en fonction de la température, à une température  $=260$  K, seuls les pièges 2 et 3 sont actifs, un faible transitoire est observé sur le courant  $I_d$ . Elle s'accroît quand la température passe à  $290$  K et de plus en plus à  $T=320$  K. Ceci met en œuvre le phénomène d'activation des pièges accompagné de la variation de la constante de temps d'émission observée sur la figure.

Ces résultats coïncident avec les mesures, on peut conclure que notre modèle de piège est valide et est prêt à être implémenté dans un système.

Dans le paragraphe suivant on simulera l'effet des pièges sur un circuit amplificateur. On conclura sur l'effet de la présence des niveaux profonds.

FIGURE 3.36 : Variation de  $I_d$  avec la température

### 3.5 Effet des états de pièges sur le fonctionnement d'un système

Dans cette partie on va étudier l'effet des états des pièges sur le fonctionnement d'un circuit. Un circuit amplificateur à base du transistor MHEMT InAlAs/InGaAs fournit par la bibliothèque OMMIC est simulé pour démontrer la validité des modèles développés. Un système amplificateur sera simulé en fonctionnement en classe A. Le circuit sans les effets de pièges présente la caractéristique  $I_d(V_{ds}, V_{gs})$  illustrée dans la figure 3.37.

L'étendue du cycle de charge nous permet de relever qu'il suffit d'une puissance disponible en entrée égale à 10 dBm pour couvrir tout le réseau I(V) lorsque la sortie est adaptée à  $50 \Omega$ .

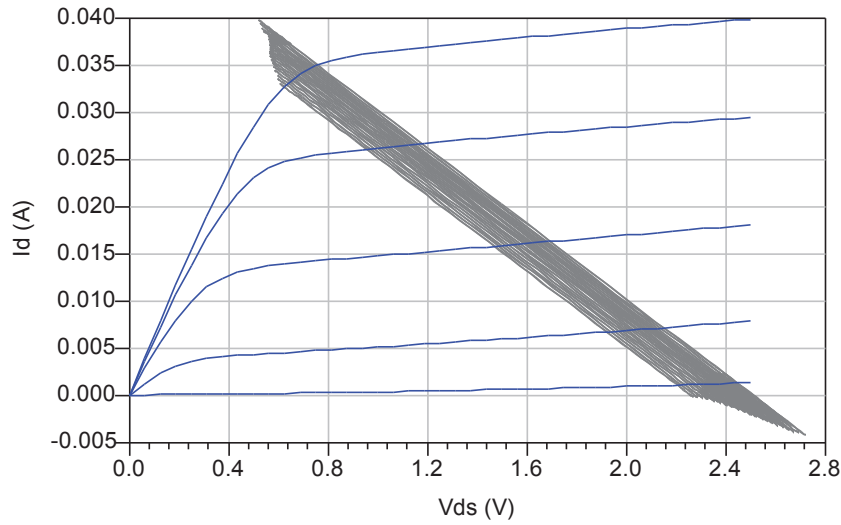


FIGURE 3.37 : Réseau I(V) du MHEMT et droites de charges

### 3.5.1 Fonctionnement d'un circuit amplificateur en classe A

Puisque les MHEMT InAlAs/InGaAs sont utilisés dans les amplificateurs des récepteurs optoelectroniques et en tant que driver de laser, ils ne nécessitent pas forcément de hautes puissances. Les premières simulations consistent à étudier les dynamiques de sortie du circuit amplificateur en classe A fonctionnant à 10 GHz. Le circuit de l'amplificateur est présenté en figure 3.38, la puissance d'entrée est variée de 0 à 10 dBm, et le point de polarisation est fixé approximativement au milieu de la droite de charge, il correspond à la polarisation  $V_{gs} = -0,6V$  et  $V_{ds} = 1,62V$ .

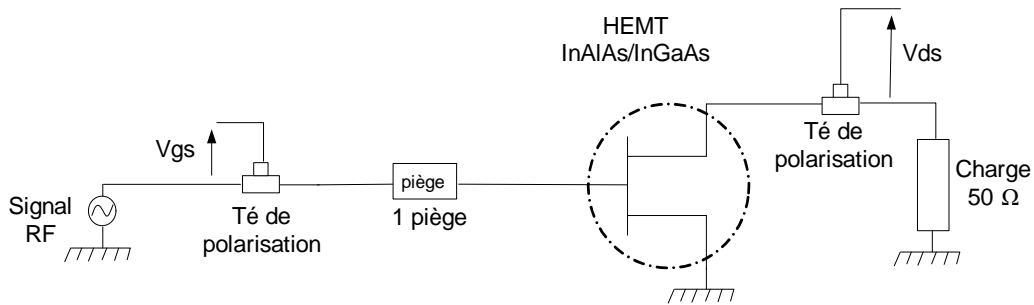


FIGURE 3.38 : Modèle d'amplificateur comportant un seul état de piège

En se reportant sur la table des tensions d'activation des pièges présentée auparavant, on considère qu'au point de polarisation choisi, seulement le premier niveau de piège est actif. Il correspond à un piège à trous. Pour visualiser ses effets, plusieurs paramètres sont évalués et comparés à ceux issus des simulations d'un amplificateur sans les modèles de pièges, à 300K. Les résultats sont tracés en figure 3.39.

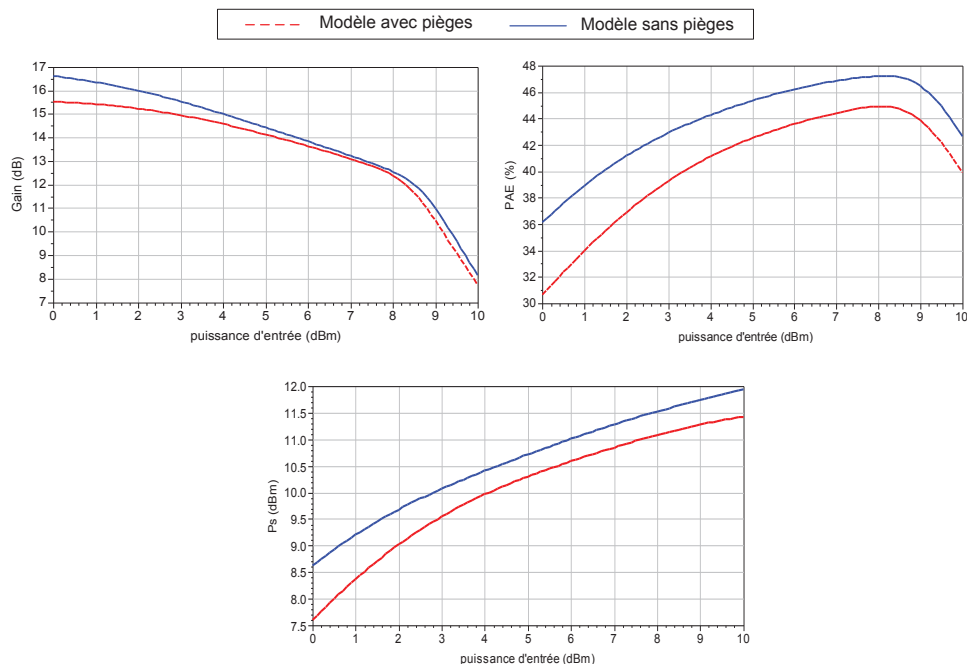


FIGURE 3.39 : Comparaison entre un circuit avec piège et un circuit sans piège

A partir de ces simulations, on observe une dégradation des performances de l'amplificateur lorsque les niveaux du piège sont actifs. On remarque une diminution de 1 dB au niveau du gain bien qu'il conserve la même allure et la même puissance de coupure. Aussi une perte de 5 % au niveau du rendement en puissance ajoutée et de 1 dBm sur la puissance de sortie.

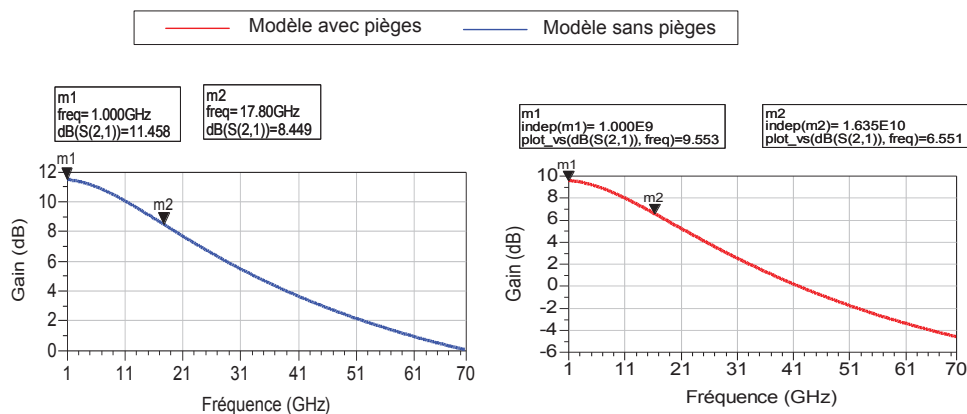


FIGURE 3.40 : Comparaison de la fréquence de coupure dans le cas de simulation sans piège et avec piège

La figure 3.40 représente l'allure du gain en fonction de la fréquence pour les deux modèles, avec et sans pièges. A partir de ces figures on a évalué la fréquence de coupure à -3 dB. On remarque que les effets de pièges induisent une diminution de 1,45 GHz sur la fréquence de coupure.

On conclut de ces simulations que les pièges impactent sur le fonctionnement du circuit, mais pas en terme de pertes qui restent faiblement modifiées. Les conséquences peuvent empirer, si un circuit comportant plusieurs étages de transistor est conçu, comme un amplificateur Transimpédance (TIA) montage cascode typique des modules PIN-TIA en réception optique. Les effets des pièges peuvent s'amplifier en influant de plus sur le gain et la fréquence de coupure du circuit. Dans la partie suivante, on verra la variation du comportement de l'amplificateur en fonction des conditions d'activation des pièges ( $V_{gs}$  et température). Un circuit multi-pièges sera simulé afin d'étudier les effets de pièges sur la dynamique de l'amplificateur.

### 3.5.2 Simulation d'un amplificateur avec le modèle multi-pièges

Dans cette partie, tous les pièges mesurés sont modélisés dans le circuit présenté en figure 3.41. On simule la réponse du transistor à plusieurs points de polarisation, de façon à activer en même temps un ou plusieurs pièges. Les simulations ont été réalisées en variant premièrement la tension  $V_{gs}$  et ensuite la température de travail. Chaque campagne de simulation sera illustrée au cours de ce paragraphe.

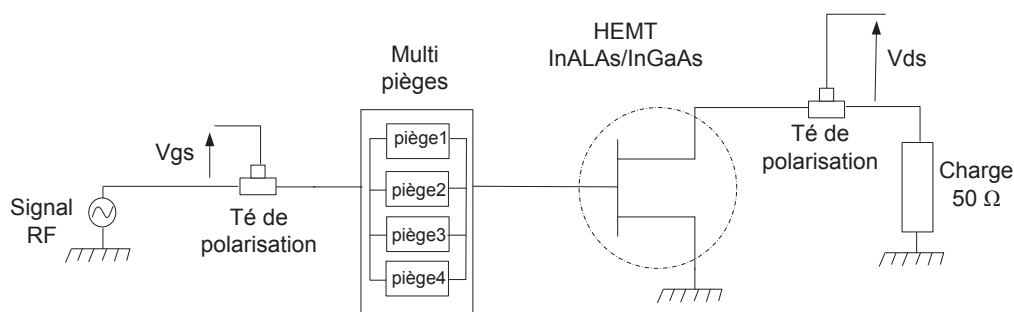
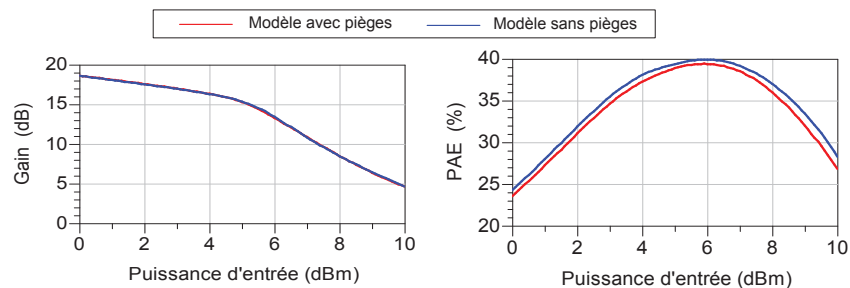


FIGURE 3.41 : Circuit amplificateur en classe A intégrant le modèle multi-pièges

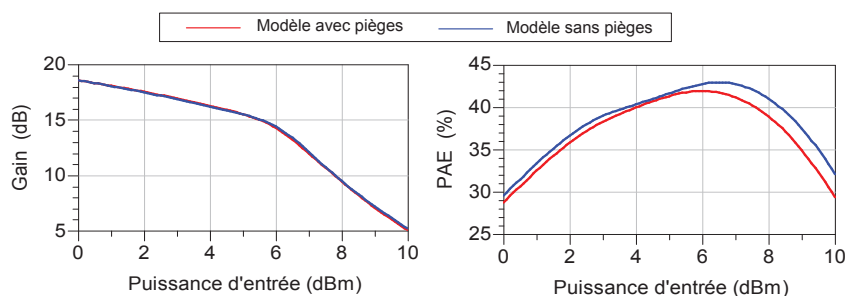
#### 3.5.2.1 Variation de $V_{gs}$

Pour ces simulations, on a fait varier la puissance délivrée par le générateur de 0 à 10 dBm. Les points de polarisation ont été choisis de façon à réaliser plusieurs niveaux de pincement dans le canal du transistor pour activer les pièges présents. La tension  $V_{gs}$  a varié de 0,2 à -1V et  $V_{ds}$  a été fixée dans la zone de saturation à 1,62V. En premier temps la température a été choisie à 300K, on a simulé le gain, le rendement en puissance ajoutée (PAE) et la fréquence de coupure du circuit. Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures ci-dessous. On y présente

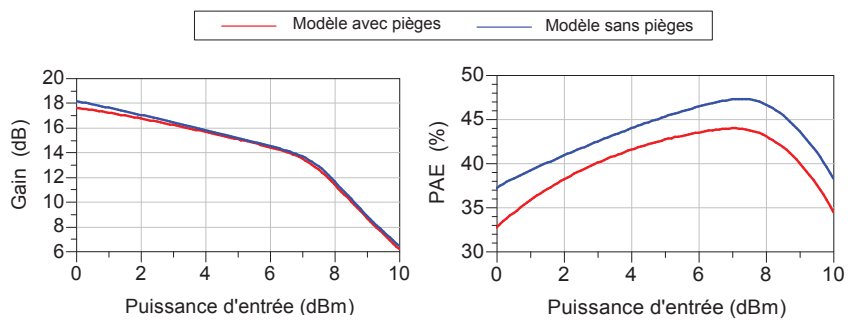
les courbes du gain et du rendement en puissance ajoutée comparées au modèle amplificateur sans pièges.



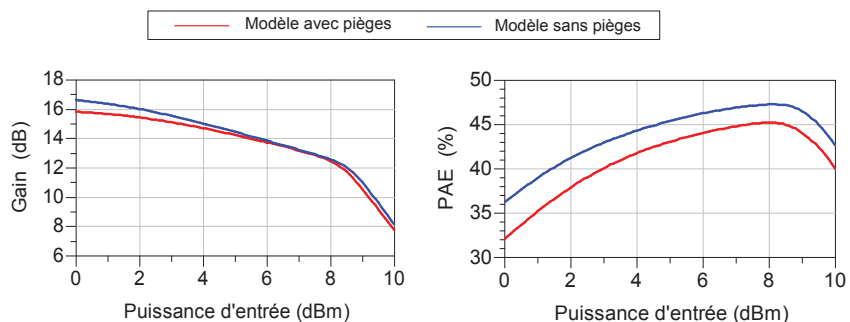
**FIGURE 3.42 :** Gain et rendement simulés à  $V_{gs} = -0.1 V$



**FIGURE 3.43 :** Gain et rendement simulés à  $V_{gs} = -0.2 V$



**FIGURE 3.44 :** Gain et rendement simulés à  $V_{gs} = -0.4 V$



**FIGURE 3.45 :** Gain et rendement simulés à  $V_{gs} = -0.6 V$

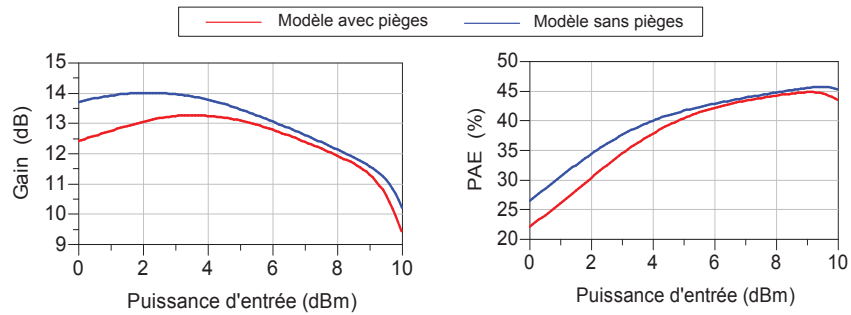


FIGURE 3.46 : Gain et rendement simulés à  $V_{gs}=-0.8 V$

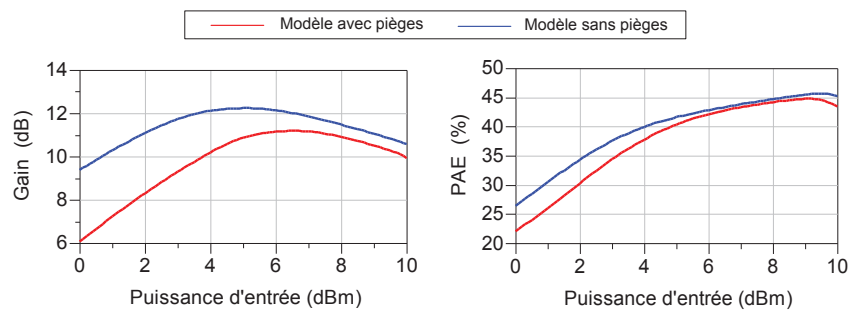


FIGURE 3.47 : Gain et rendement simulés à  $V_{gs}=-1 V$

### – Discussion

Le but de ces simulations est de voir l'impact de l'activation de plusieurs pièges sur le fonctionnement du système. A  $V_{gs}=-0,1V$  et  $V_{gs}=-0,2V$ , on ne remarque aucune différence de gain entre les deux modèles (avec et sans pièges). A ces tensions, les pièges ne sont pas activés, le circuit transistor se comporte alors comme un amplificateur idéal (c-à-d sans pièges). Une différence très légère de l'ordre de 0,6% entre les rendement en puissance ajoutée est supposée due à la légère modification de la puissance DC sur le drain du transistor.

Lorsque  $V_{gs}$  passe à  $-0,4V$ , le premier piège est activé, d'où on observe une perte de 1 dB au niveau du gain et de 4,5% en rendement entre les deux simulations. Cette perte est conservée lorsque la tension grille-source passe à  $-0,6 V$ , car le même piège est encore activé. On a juste une variation d'amplitude du gain et du rendement en puissance ajoutée.

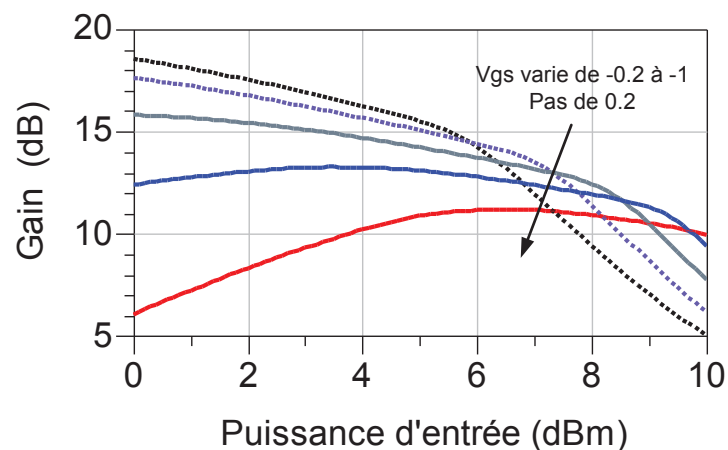
Quand  $V_{gs}$  est égale à  $-0,8V$ , un deuxième piège est actif entraînant plus de pertes sur la dynamique du système. Les pertes mesurées valent 1,3 dB de gain et 4,4% de rendement en puissance ajoutée.

Pour la dernière valeur de  $V_{gs}$  simulée, un troisième piège est activé, les pertes augmentent encore et valent 3,31 dB en gain et 5,36% en rendement.

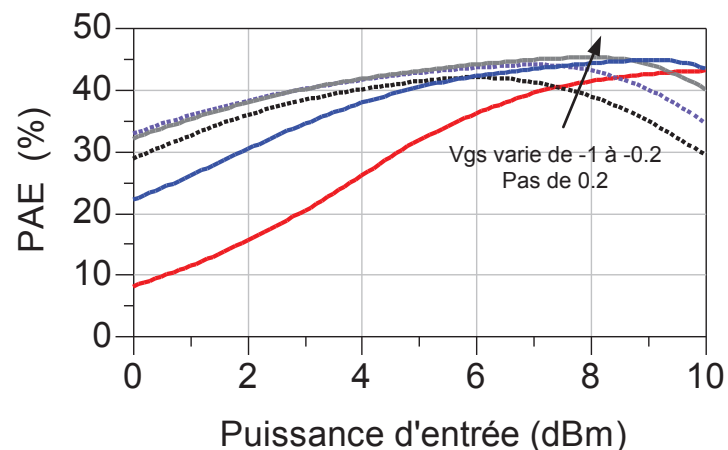


Pour des tensions grille-source inférieures à -1V (-1,2V et -1,4V), les simulations n'ont pas aboutit, car au delà de cette tension le canal du transistor est pincé, donc le courant de drain est très faible et on a obtenu de très faibles gains et rendements.

Dans les figures 3.48 et 3.49 on superpose toutes les courbes de gain et de rendement dans les but de les comparer entre elles en présence de pièges.



**FIGURE 3.48 :** Variation du gain de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée pour différentes valeurs de  $V_{gs}$  soit différents pièges activés



**FIGURE 3.49 :** Variation du rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée pour différentes valeurs de  $V_{gs}$  soit différents pièges activés

On remarque d'après la figure du gain, que ce dernier se dégrade lorsque  $V_{gs}$  augmente en valeur absolue. Et la figure du PAE montre que le rendement diminue lui aussi, avec l'augmentation de  $|V_{gs}|$ . Ceci prouve l'effet dégradant des pièges dont le nombre d'actifs augmente avec  $|V_{gs}|$ .

La fréquence de coupure a été mesurée à partir du gain maximal-3dB. La figure 3.50 montre la variation et l'amplitude du gain en fonction de la fréquence. Le tableau 3.19 résume les fréquences de coupure ( $f_c$ ) mesurées à  $V_{gs}=-0,2V$ ,  $V_{gs}=-0,4V$  et  $-0,6V$ . A la tension  $-0,8V$  le gain est très faible et la courbe est quasi plate, le transistor est très proche du pincement, le courant  $I_d$  est très faible, aussi la valeur mesurée de la fréquence de coupure n'est pas significative.

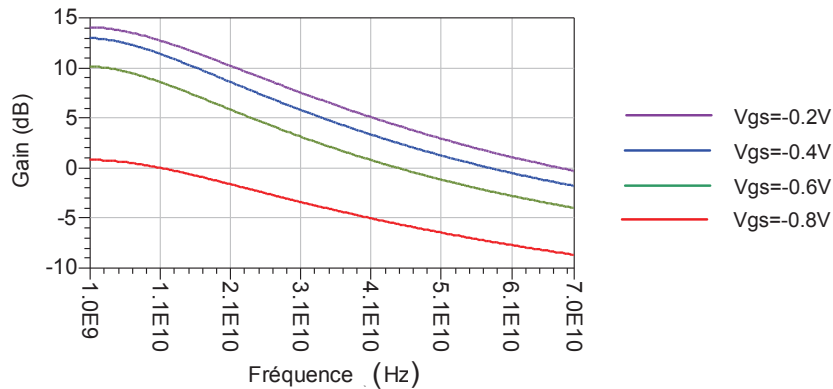


FIGURE 3.50 : Variation du gain avec la tension  $V_{gs}$

$V_{gs}$ (V)	Gain à 1 GHz (dB)	Gain-3dB (dB)	$F_c$ (GHz)	$F_c$ sans piège (GHz)
-0,2	13,2	10,2	16,80	18,3
-0,4	13,15	10,15	15,20	16,5
-0,6	10,3	7,3	15,2	16,5

TABLE 3.19 : variation de la fréquence de coupure avec la tension

Ce tableau montre bien la diminution de la fréquence quand un nombre de pièges plus important est activé. Chaque piège est représenté par un circuit RC qui diminue la fréquence de coupure. Pour  $V_{gs}=-0,4$  et  $-0,6V$ , le même piège est actif, d'où une même fréquence de coupure est obtenue.

### 3.5.2.2 Variation de la température

Les simulations réalisées en faisant varier la tension grille-source ont été refaites en variant cette fois ci, la température. On rappelle que la variation de la température influence d'une part l'activation des pièges et d'autre part leur constante de temps de relaxation qui est une exponentielle qui varie en fonction de la température. Les figures ci-dessous présentent les valeurs du gain et du rendement en puissance ajoutée à différentes températures. Notons que dans cette étape, la tension  $V_{gs}$  a été fixée à  $-1V$ , on considère qu'à cette tension tous les pièges sont actifs, et seul l'effet de la température influence l'activation des pièges.

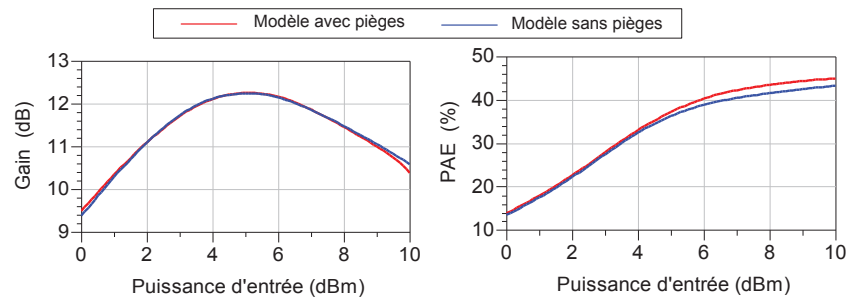


FIGURE 3.51 : Gain et rendement simulés à Température = 200K

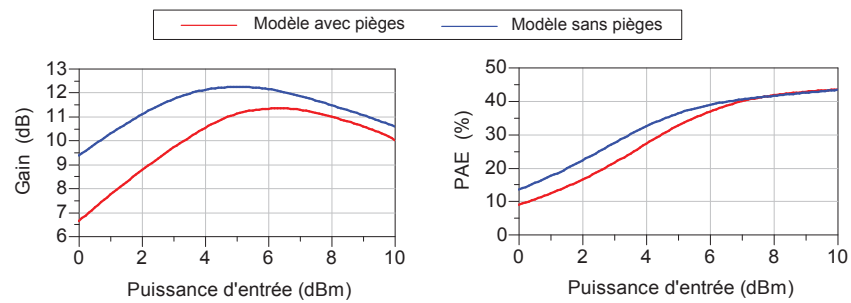


FIGURE 3.52 : Gain et rendement simulés à Température = 230K

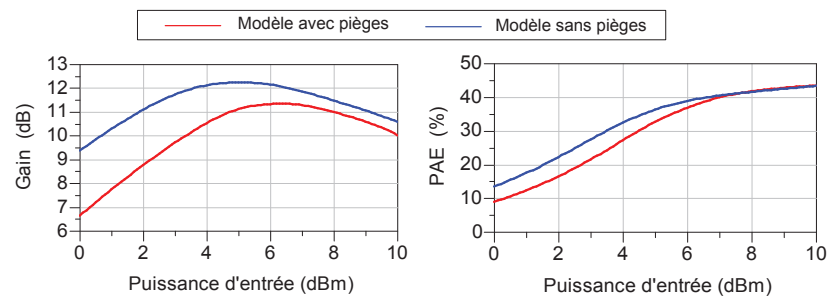


FIGURE 3.53 : Gain et rendement simulés à Température = 260K

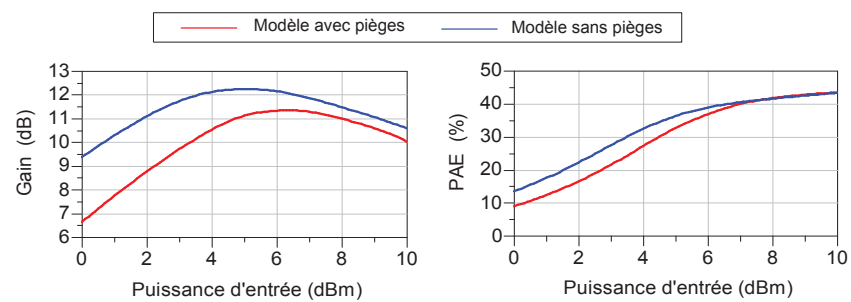


FIGURE 3.54 : Gain et rendement simulés à Température = 280K

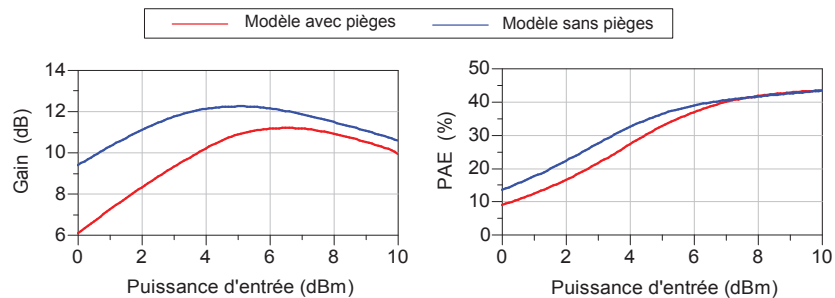


FIGURE 3.55 : Gain et rendement simulés à Température = 290K

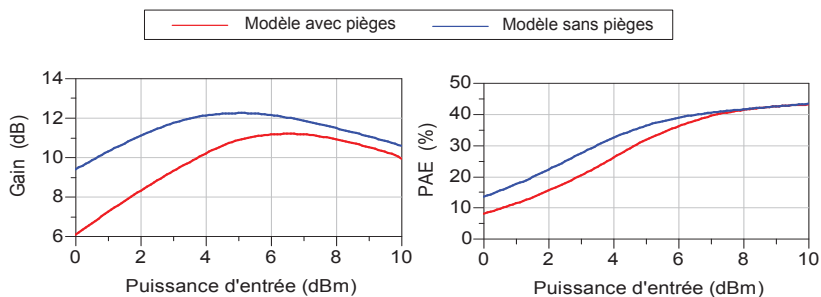


FIGURE 3.56 : Gain et rendement simulés à Température = 300K

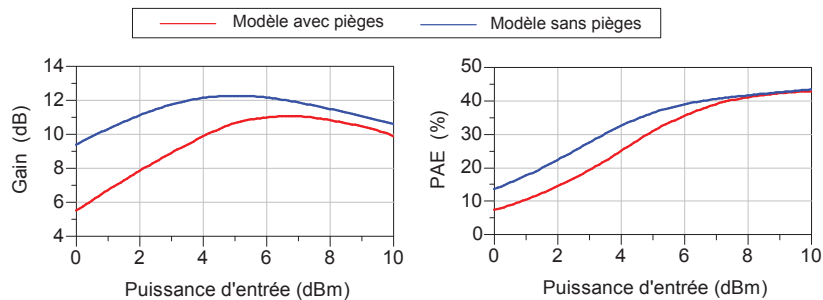


FIGURE 3.57 : Gain et rendement simulés à Température = 310K

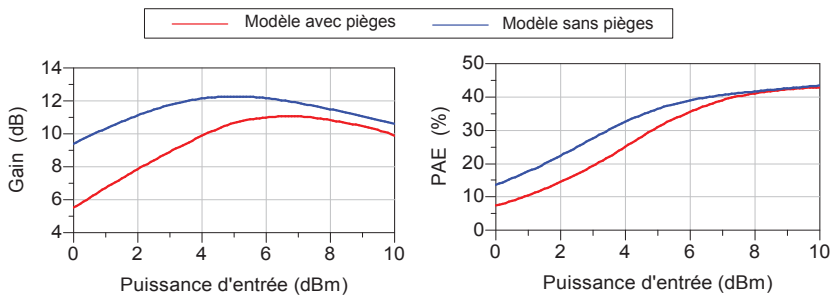


FIGURE 3.58 : Gain et rendement simulés à Température = 320K

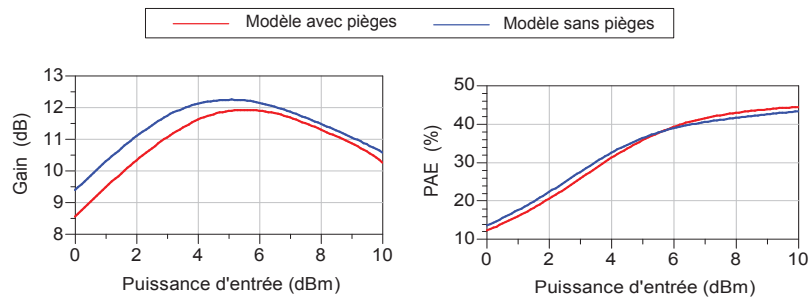


FIGURE 3.59 : Gain et rendement simulés à Température = 330K

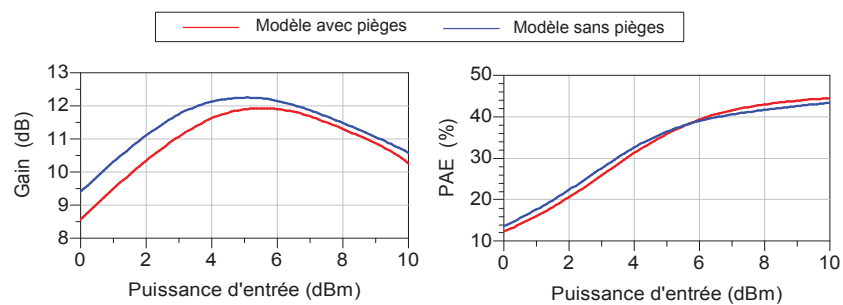


FIGURE 3.60 : Gain et rendement simulés à Température = 340K

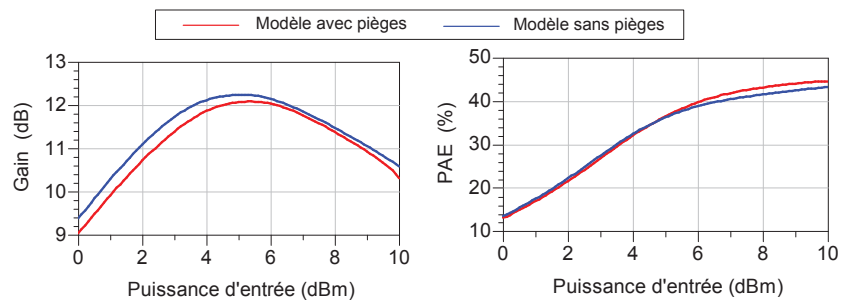


FIGURE 3.61 : Gain et rendement simulés à Température = 350K

**– Discussion**

En considérant que l'état des pièges est indépendant de  $V_{gs}$ , on voit bien que le gain et le rendement varient avec la température. Non seulement ils varient avec  $T$  mais aussi en fonction de la variation de la constante de relaxation des états de pièges. Cette variation est analysée en se reportant au tableau 3.12 qui récapitule chaque plage de température dans laquelle le piège est actif.

A 200K, aucun piège n'est actif. La figure 3.51 montre que les courbes du gain et du rendement du modèle prenant en compte les pièges se superposent avec le modèle sans piège.

Quand la température passe à 230K (figure 3.52), les pièges 1 et 2 sont actifs. Comme on a vu que ces pièges modifient le courant de drain du transistor, une chute de gain de 2,8 dB et une perte en rendement de 4,5% ont été observées. La même dégradation a été vérifiée pour les températures de 260K et 280K (figures 3.53 et 3.54).

A 290K, un nouveau piège est activé (piège 3), la dynamique du système se dégrade de plus en plus (figure 3.55). La dégradation du gain vaut 3,4dB et la chute du rendement est égale à 5,36%. Les mêmes valeurs ont été obtenues à 300K comme le montre la figure 3.56, ceci prouve qu'aucun piège de plus n'est activé à cette température.

A une température égale à 310K, le piège 2 est désactivé et le gain se dégrade encore. Ceci est due à la variation de la constante de relaxation de chaque niveau de piège. La différence de gain entre notre modèle et celui sans piège vaut 3,9 dB, et celle du rendement est de 6,23% pour les températures de 310K et de 320K (figures 3.57 et 3.58).

Le piège 1 est désactivé pour les températures de 330K et de 340K, cette fois-ci le gain augmente par rapport à la température précédente (figures 3.59 et 3.60). La différence entre notre modèle et le modèle idéal diminue, elle n'est plus que de 0,9 dB en gain et 1,31% en PAE.

A la température 350K, seul le piège 3 est actif. La figure 3.61 montre que son effet est négligeable sur la dégradation de la liaison. On note qu'on perd seulement 0,38 dB en gain et 0,4% en rendement.

Dans les figures 3.62 et 3.63, on superpose les courbes du gain et de rendement simulées à différentes températures. Le but étant de les comparer entre elles, afin de déduire l'effet de la variation de la température sur le système.

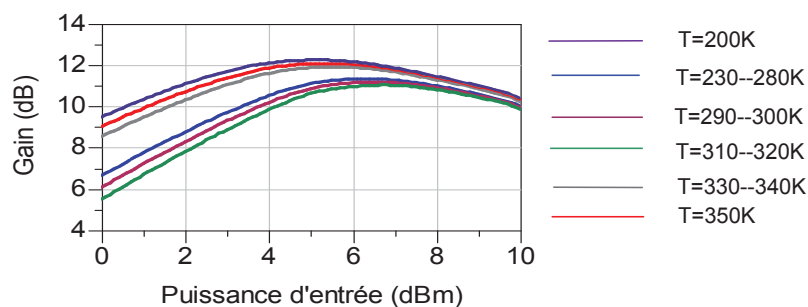


FIGURE 3.62 : Variation du gain en fonction de la température

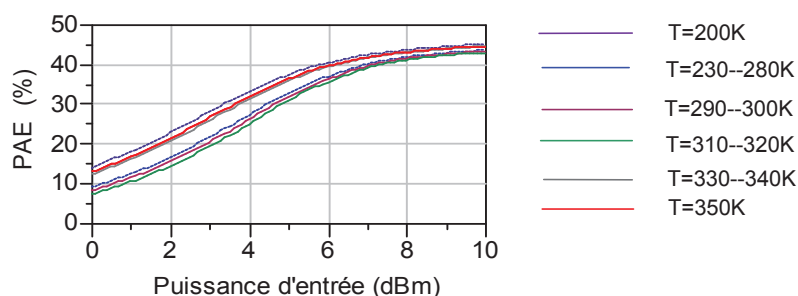


FIGURE 3.63 : Variation du rendement en puissance ajoutée en fonction de la température

On remarque que le gain et le rendement se dégradent avec l'augmentation de la température, il ne s'améliorent qu'à partir de 330K. A cette température, les pièges commencent à être totalement ionisés, d'où les effets parasites qu'ils engendrent diminuent et laissent moins d'effets néfastes sur le système.

Cette étude a permis de simuler les conséquences directes de la présence des pièges sur un simple circuit amplificateur. On a vu que la température et le point de polarisation contrôlent l'activation de ces niveaux de pièges. Donc il faut bien déterminer les conditions de polarisation du circuit, et maîtriser son état thermique afin d'avoir un minimum de pièges actifs en même temps. Sans oublier l'optimisation des conditions de fabrication du composant, pour réduire l'apparition de ces défauts dans le gap du composant.

## 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats des études statiques et dynamiques de chaque type de composant. La caractérisation des pièges a eu lieu. On a vu que dans le MHEMT InAlAs/InGaAs cinq pièges sont présents, leurs signatures ont été déterminées ainsi que leurs

tensions d'activation. Tous ces pièges ont été identifiés dans la littérature, ceci prouve la fiabilité de notre algorithme et de la méthodologie utilisée.

Les mesures statiques ont montré l'apparition de l'effet kink accompagné de l'ionisation par impact à  $V_{ds} = 0,9V$ . Les mesures impulsionnelles n'ont pas présenté d'effet kink, par contre elles ont bien montré la variation du courant  $I_d$  avec la tension de repos  $V_{gs0}$  et la température. Cela prouve à nouveau que les pièges sont activés en fonction de la tension  $V_{gs}$  et de la température. Les mesures de claquage ont montré que le claquage de la jonction grille-drain parvient à une tension égale à 10V. Et les mesures des paramètres S en fonction de la fréquence ont permis d'extraire la variation de  $G_m$  et de  $G_d$  avec la fréquence. Une oscillation de l'allure de  $G_m$  a été observée, elle est due aux effets de pièges présents.

La même étude des pièges a été faite sur les HEMT InAs/AlSb, quatre pièges ont été identifiés. Ces pièges ne sont pas tous référencés dans la littérature car peu d'études sur ces composants ont été menées. Les mesures statiques ont montré une absence du kink et une présence de l'ionisation par impact. Les mesures de claquage ont révélé une tension de claquage de la jonction grille-drain égale à 2,5 V. Ces valeurs sont très faibles comparées à celles de la technologie GaAs. On suppose que cela est attribué en premier aux petites dimensions du MHEMT InAs/AlSb et aussi au faible gap du canal, favorisant l'apparition de l'ionisation par impact à faibles tensions.

Ensuite, un modèle électrique se basant sur les résultats d'extraction des pièges du MHEMT InAlAs/InGaAs a été proposé. Il reproduit avec fidélité le comportement du courant de drain selon les conditions d'activation des pièges. Il reproduit également les phénomènes d'émission des trous et des électrons.

Pour visualiser l'effet néfaste des pièges sur le fonctionnement d'un système, un circuit amplificateur en classe A à base du MHEMT comprenant les pièges a été simulé, les résultats sont comparés à un amplificateur à MHEMT parfait. On a observé que la présence des pièges entraîne une dégradation du gain du circuit de 1 dB et 1,5 % du rendement en puissance ajoutée. On suppose que cette dégradation pourra être plus catastrophique si plusieurs étages sont connectés en cascade, où les effets des pièges s'accumulent.

Finalement on a étudié l'effet de la variation de la température et du point de polarisation sur la dynamique du circuit amplificateur multi-pièges. On a vu, que ces deux paramètres contrôlent l'activation des pièges. Les plus mauvaises valeurs de gain et de rendement ont été évaluées à



3,9 dB et 6,23%, elles sont obtenues à une tension grille-source égale à -1 V dans la plage de température allant de 310K jusqu'à 330K (non incluse). On en conclut qu'une optimisation des procédés de fabrication du composant peut être nécessaire dans le but de réduire les niveaux de pièges. Il est également nécessaire de pouvoir identifier ces pièges pour développer et introduire leurs modèles dans les circuits à l'aide de simulateur type ADS. Et une optimisation des conditions de fonctionnement du composant est primordiale, afin de diminuer les effets dégradants des pièges actifs sur le fonctionnement des systèmes.



---

---

# CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

---

Le travail présenté dans ce manuscrit porte sur la caractérisation des états de pièges présents dans le volume de la structure semi conductrice. Un modèle électrique se basant sur les signatures évaluées a permis de simuler l'effet de ces niveaux de pièges sur le fonctionnement d'un circuit amplificateur.

Durant le premier chapitre, le contexte de l'étude a été situé en commençant par un état de l'art sur la structure du transistor HEMT. On a vu que le HEMT générique sur substrat InP s'est montré un bon candidat pour les applications hautes puissances et faible bruit, mais il souffre de la fragilité et du coût élevé du substrat. D'où l'association des hautes propriétés de l'InP et du GaAs a créé le HEMT métamorphique (MHEMT). Ce composant compétitif pour les communications optiques (>50 GHz), n'a pas pu échapper au problème d'ionisation par impact dû au taux d'Indium élevé dans le canal, donc une solution à base d'une structure à canal composite a été proposée. Un autre composant le HEMT InAs/AlSb a été étudié, il n'est pas encore trop mature mais prometteur pour les applications ultra rapides. La grande discontinuité de bande à l'interface de l'hétérojonction et la mobilité des électrons élevée dans le InAs ont permis d'atteindre des fréquences de coupure de l'ordre de  $f_T=160$  GHz.

Le principe de fonctionnement de ces deux types de HEMT a été présenté. La bonne connaissance des propriétés de chacun est indispensable d'une part pour l'étude et l'analyse des différents effets que l'on a vu apparaître sur le courant du drain, et d'autre part, pour pouvoir justifier

et localiser les défauts profonds à l'aide de la technique de relaxation isotherme détaillée dans le chapitre 2.

Plusieurs plateformes expérimentales qui permettent la mise en évidence de la présence de pièges ont été présentées. Rappelons nous que les caractérisations statiques et dynamiques ont révélé l'apparition des effets parasites sur la réponse du composant dont l'origine est la présence des pièges dans la structure. On a présenté plusieurs techniques citées dans la littérature qui permettent de les caractériser. On a noté que la DLTS, la caractérisation du bruit basses fréquences (BF) et la photoluminescence permettent d'obtenir des informations sur les pièges, mais sans prendre en compte les conditions de fonctionnement du composant. La technique de relaxation isotherme a été développée, et associée à un algorithme qui a permis l'extraction et le calcul des signatures des pièges à partir de la mesure du courant du drain. En variant la polarisation sur la grille, une méthode de localisation des pièges dans la structure a été détaillée. Les deux structures de transistor présentées dans le premier chapitre ont été soumises à cette technique de mesure, les résultats ont été présentés dans le chapitre 3.

Faisant l'objet du chapitre 3, les effets des pièges ont été mis en évidence à l'aide des mesures statiques et dynamiques. Les mesures statiques ont bien montré l'apparition de l'effet kink (pour le HEMT InAlAs/InGaAs) et de l'ionisation par impact (pour les deux structures) sur les courants  $I_d$  et  $I_g$  respectivement. On a supposé que le kink est dû au fort champ électrique présent dans le canal et accentué par la présence des pièges dans le canal qui émettent leurs électrons, augmentant ainsi  $I_d$ , et que l'ionisation par impact est accentuée par les pièges à trous situés à la surface. Ces derniers émettent les trous et participent à l'augmentation de  $I_g$ . Les mesures impulsionnelles réalisées sur la plaque InAlAs/InGaAs, quant à elles ont montré une forte dépendance entre les états de pièges et les tensions de polarisation et la température. On a supposé que ces deux paramètres contrôlent l'activation des ces états de pièges. Afin de justifier nos théories, les mesures menées par relaxation isotherme ont bien révélé la présence des pièges dans les deux structures. Cinq niveaux ont été identifiés dans la structure InAlAs/InGaAs et se distribuent dans la couche barrière, dans le canal et dans la couche tampon. Alors que quatre pièges ont été trouvés dans la structure InAs/AlSb. Ils se situent à la surface, dans la barrière, le canal et la couche tampon. Ces mesures ont bien prouvé que les pièges sont à l'origine des effets dispersifs observés sur les caractéristiques mesurées.

Un circuit amplificateur à base de HEMT InAlAs/InGaAs a été simulé. Dans le but de voir leurs effets sur les performances d'un système, les modèles électriques des niveaux de piège ont été introduits au circuit. On a vu que lors d'un fonctionnement en classe A que ces pièges entraînent une réduction du gain de 3 dB en comparant avec un circuit sans pièges. On suppose que cette dégradation peut être plus prononcée dans le cas d'un circuit contenant plusieurs transistors.

En perspectives de ce travail, on propose une amélioration du banc de relaxation isotherme dans le but de l'adapter à la caractérisation des transistors de puissance de la famille GaN.

Notons que le banc existant permet de caractériser les petits transistors GaN où le courant  $I_d$  n'excède pas 1A/mm. Dans le cas des composants plus puissants, il est nécessaire de remplacer le générateur de polarisation par un autre capable de fournir des tensions plus importantes (jusqu'à 25V en continu selon le composant).

- En générateur de polarisation continue, on propose le "N6752A" de Agilent Technologies. Il peut fournir jusqu'à 50V et un courant de 10A.

Le générateur d'impulsion peut être utilisé pour la caractérisation des composants GaN, sauf qu'il ne possède pas un port GPIB. Donc pour le remplacer par un générateur directement programmable on propose :

- En générateur d'impulsion, deux références sont proposées : le générateur d'impulsion "PIV-240-10" de AMCAD Engineering. Il fournit une tension allant jusqu'à 240V et assure un courant en sortie allant jusqu'à 10 A. La deuxième référence est le générateur d'impulsion "HP 8114A". Celui ci fournit une tension allant jusqu'à 100V et un courant de 2A.

Tous ces appareils possèdent un port GPIB, donc ils sont manipulables directement d'un ordinateur, sans avoir besoin d'un driver.

En plus des alimentations, on propose d'effectuer un réglage automatique de la température. Le "Thermochuck" de la famille Temptronic permet de réaliser des mesures à température variable allant de -65°C à +300°C dans un environnement à haute isolation.

On note que les transistors HEMT GaN souffrent des effets thermiques à hauteur de leur forte puissance de sortie qui pénalisent les caractérisations DC et RF. Une durée d'impulsion de 100 ms est suffisante pour chauffer le composant, il se retrouve facilement à une température entre 0 et 100°C selon la température du chuck. Donc un compromis est à effectuer lors du

choix de la durée de l'impulsion. Celle-ci doit être suffisamment large pour donner des résultats fiables des caractérisations et suffisamment courte afin de maintenir le composant dans un état thermique stable.

A partir des études bibliographiques [98], on a constaté que si on applique une impulsion de durée de  $50\mu\text{s}$  et de période de 1 ms sur la grille du transistor, les effets thermiques sont écartés. D'où les transitoires qui apparaissent sur le courant de drain, ne sont significatifs que des effets de pièges.

Du point de vue logiciel, la modification du programme consiste surtout à revoir les instructions de commande des générateurs pour pouvoir imposer les niveaux de polarisations voulues. Dans le cas du banc actuel, le générateur d'impulsion est commandé via un driver. Donc une fois remplacé, il n'y a plus besoin de celui-ci, le générateur est directement piloté à l'aide du logiciel.

Pour piloter le régulateur de température, il est nécessaire d'introduire dans le code quelques lignes commandant l'ouverture des ports de communication, et imposant la température voulue au chuk.

L'algorithme et traitement et de localisation des pièges peut être utilisé tel quel. Il s'adapte à tout les matériaux à condition d'entrer sur le graphique les bons paramètres, tels que (mobilité des électrons, vitesse de saturation, etc ...).

---

---

# **Annexes**

---





---

**Annexe A**

---

**Annexe A**

---

Avant de commencer la présentation de chaque appareil, il faut noter que pour chacun, une classe sous C++ a été créée. Ces classes sont :

GPIB-Sonde-Id : pour le multimètre Agilent.

regul-temp : pour le régulateur de la température.

gene-polar : pour le générateur de polarisation.

La fonction OpenPort, sert à ouvrir un port de communication avec l'appareil . La fonction ViRead() permet de lire les données sur le bus GPIB. La fonction Send-SCPI() permet d'envoyer des données sur le bus GPIB.

#### INITIALISATION DU MULTIMÈTRE AGILENT 3458A :

Il est relié à l'unité centrale via la connexion GPIB. Son adresse est 22. Il permet de mesurer le courant aux bornes de la résistance de drain. L'initialisation du multimètre sous C++ avant le déclenchement de chaque mesure est illustrée dans les lignes suivantes et dans l'ordre :

GPIB-Sonde-Id->OpenPort(**1, adresse GPIB**); //ouverture des ports de communication. 1 représente le mode GPIB et adresse GPIB est l'adresse donné à l'appareil (22).

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**RESET**"); //reset du multimètre

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**PRESET NORM**"); //fonctionnement en mode normal

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**TRIG HOLD**"); //arrêter les mesures

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**DISP OFF**"); //pour éteindre l'afficheur

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**DELAY 0.01**"); //temps d'attente avant le déclenchement de la mesure 0.01 s

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**AZERO OFF**");

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**APER 10E-6**");

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**DCV 1**");

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**MFORMAT DINT**"); //lecture sous format double (4 octets)

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**OFORMAT DINT**"); //transfert sous format double (4 octets)

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**MEM FIFO**"); //mode de stockage FIFO

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**SWEEP 0.003, 1000**"); //enchaînement de 1000 mesures séparées par un interval de 3ms.

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("**TRIG SGL**"); //déclenchement d'une lecture

GPIB-Sonde-Id->Send-SCPI("RMEM 1, 1000");//lit et retourne la valeur d'un groupe de lecture dans la mémoire de lecture.1 :à partir de la 1ère lecture, et 1000 comptant 1000 après la 1ère.

Le format de lecture peut être en mode ASCII sur 16 octets. Le format qui a été choisis étant le DINT ( double entier sur 4 octets) pour réduire la place mémoire requise et augmenter le débit de transfert de la mémoire vers l'unité centrale.

THERMOMÈTRE KEITHLEY 740 :

Le thermomètre est relié au cryostat, il mesure en temps réel la température du composant. Pour être utilisé dans les meilleures conditions, il doit être initialisé de la façon suivante :

```
regul-temp->OpenPort(1, adresse GPIB); // ouverture du port GPIB pour communiquer avec l'appareil dont l'adresse est 14. regul-temp->Send-SCPI("N2X"); //sonde de type K
```

```
regul-temp->Send-SCPI("D0X"); //demander de mesurer la température
```

```
regul-temp->Send-SCPI("O0X"); //l'unité de mesure est le degrés Celsius
```

```
regul-temp->Send-SCPI("G2X"); //mesure la température seule
```

la valeur de la température relevé sera affichée sur un afficheur LCD du thermomètre et sera également envoyée en format ascii sur le bus GPIB. La ligne de commande suivante permet de lire la valeur disponible sur le bus :

```
viRead(regul-temp->power-supply, (ViBuf) buffer3, 16, compt); // lire sur le bus la valeur de température (session regul-temp), la valeur sera stockée dans buffer3, la taille attendue est 16 octets (caractère ascii), compt pour compter le nombre de caractères reçus.
```

GÉNÉRATEUR DE POLARISATION AGILENT E3640A :

Le générateur de polarisation est relié à l'unité centrale via GPIB. Son adresse est 4. La sonde de sortie est reliée au drain du transistor. L'initialisation est la suivante :

```
gene-polar->OpenPort(1, adresse); //ouverture du port de communication
```

```
gene-polar->Send-SCPI("Output off"); // désactiver la sortie du générateur
```

Pour polariser le transistor à une tension de 1.5 volt et un courant maximal 0.1 ampères, il suffit de taper les lignes suivantes :

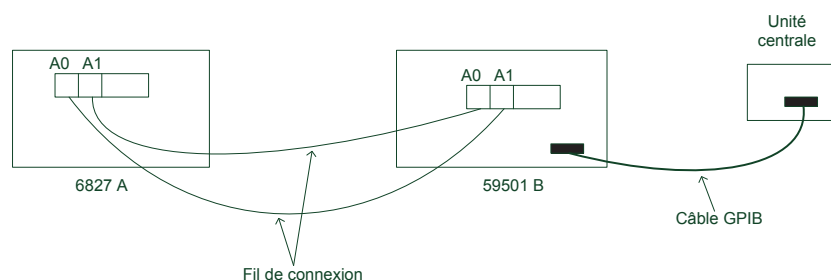
```
gene-polar->Send-SCPI(" VOLT 1.5 "); // demander au générateur d'envoyer une tension continue de 1.5 volts à sa sortie.
```

```
gene-polar->Send-SCPI(" CURR 0.1 "); //fixer le courant maximal à 0.1 ampères.
```

```
gene-polar->Send-SCPI("Output on"); // activer la sortie du générateur.
```

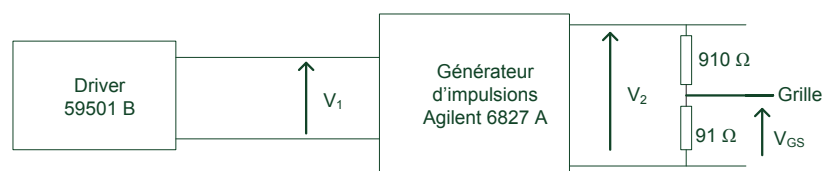
PROGRAMMATEUR DU GÉNÉRATEUR D'IMPULSION HP 59501B :

Le générateur d'impulsion programmable, n'a pas de port GPIB donc impossible de le commander directement par l'unité centrale. Pour cela on a utilisé un programmeur ou driver, relié à l'unité centrale par un câble GPIB et au générateur par une paire de fils de connexion. L'adresse GPIB du driver est 6. Les deux appareils sont reliés par la face arrière, leur connectique est présentée en figure A.1.



**FIGURE A.1 :** Connectique du programmeur et du générateur d'impulsion

Le driver reçoit sur le bus GPIB une consigne, qui lui permet de générer une certaine tension commandant ainsi le générateur d'impulsion. La relation entre la tension désirée ( $V_{gs}$ ) et la tension consigne est illustrée ci dessous :



**FIGURE A.2 :** Relation entre  $V_{gs}$  et  $V_1$

$V_2 = -2V_1$  si le réglage FixGain est positionné sur x1, dans ce cas la tension maximale que peut livrer le générateur vaut  $\pm 2V$ .

$V_2 = -20V_1$  si le réglage FixGain est positionné sur x10, et la tension maximale qui peut être livrée est de  $\pm 20V$ .  $V_{GS}$  peut s'exprimer en fonction de  $V_2$  de la façon suivante :

$$V_{GS} = V_2 \times \frac{91}{91+910} = \frac{V_2}{11}$$

En remplaçant  $V_2$  par sa valeur,  $V_{GS}$  devient :

$$V_{GS} = -\frac{2}{11}V_1 \quad (\text{A.1})$$

Le logiciel calcule la valeur de  $V_1$  fournissant la valeur souhaitée de  $V_{GS}$  en tenant compte de (A.1). D'où l'amplification de l'alimentation est égale à -2 et l'atténuation du pont vaut 11.



---

**Annexe B**

---

**Annexe B**

---

### RÉSULTATS DE MESURE DE RELAXATION ISOTHERME

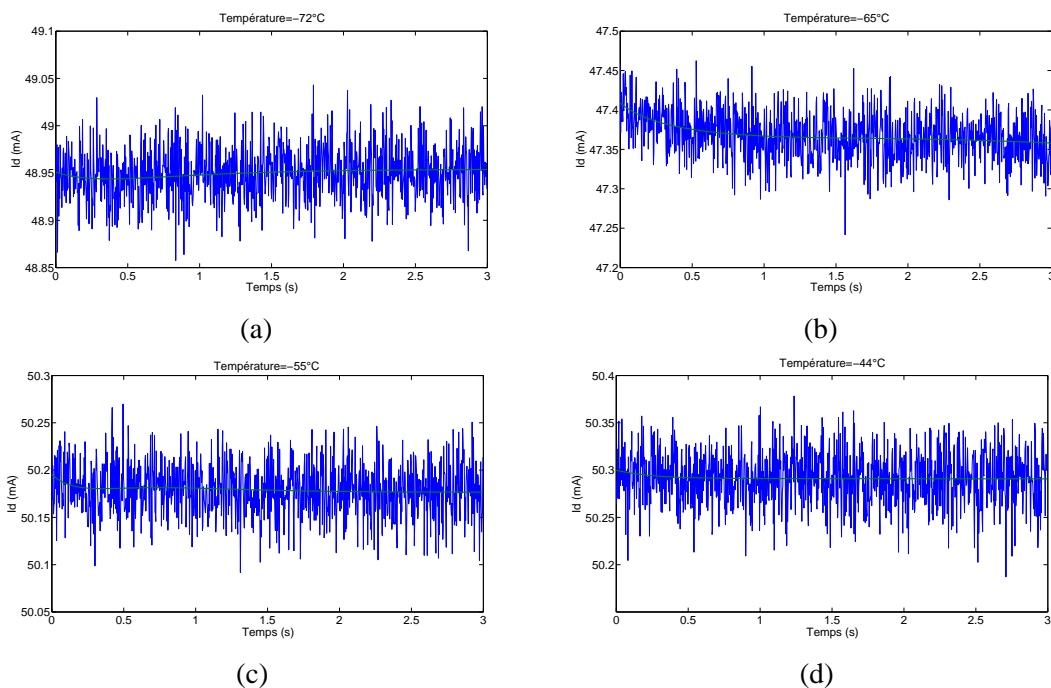
Dans cette annexe on présente les résultats de caractérisation des pièges par la méthode de relaxation isotherme pour un composant de chaque structure. On rappelle que plusieurs composants avec des développements de grille différents ont été mesurés. On présente les résultats d'un seul HEMT de chaque structure.

– Cas du MHEMT InAlAs/InGaAs sur GaAs.

Les mesures ont été réalisées sur plusieurs composants de la plaque MHEMT InAlAs/InGaAs sur GaAs à canal double. Les mêmes signatures de pièges ont été trouvées et localisées pour cette même structure. Pour bien illustrer le principe de mesure de la relaxation isotherme, on présente la méthodologie qu'on a suivie afin d'arriver au calcul des signatures de pièges.

Premièrement, on a mesuré le courant  $I_d$  dans une large plage de température  $-72^\circ\text{C}$  à  $+70^\circ\text{C}$  et à différentes tensions inverses de la grille. La polarisation de drain a été fixée à  $1,5\text{ V}$  ; le temps de remplissage est de 1 seconde et la durée de chaque cycle de mesure est de 3 secondes. On présente ci-dessous, pour chaque  $V_{gs}$  la courbe correspondante à chaque température. Ensuite on montre le modèle du fichier "texte" où sont sauvegardés les coefficients des exponentielles, enfin à l'aide de ces coefficients le diagramme d'Arrhénius est tracé.

–  $V_{gs} = -0,4$





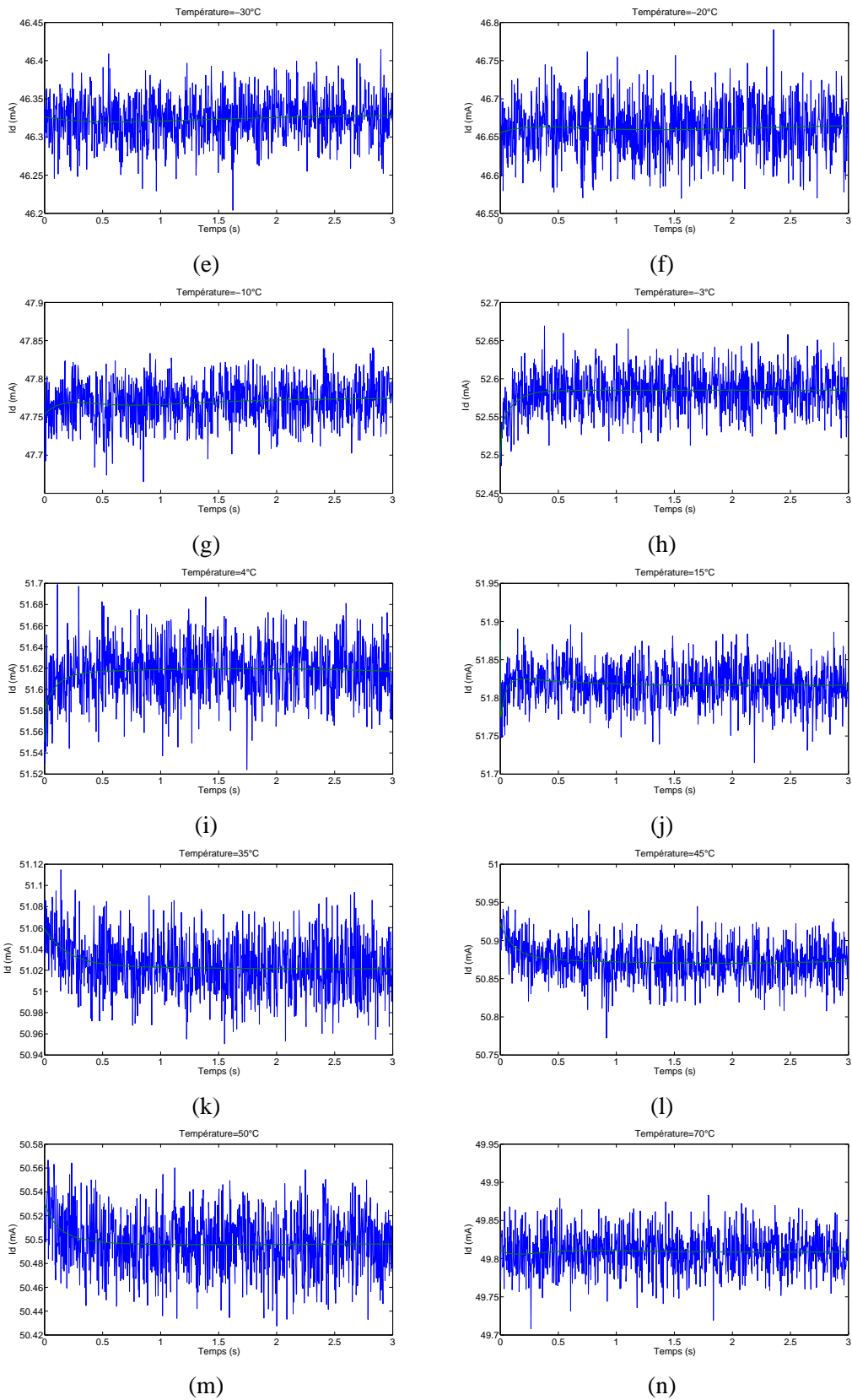


FIGURE B.1 : Courant de drain mesuré à  $V_{gs} = -0,4V$  du HEMT InAlAs/InGaAs

Après avoir mesuré le courant  $I_d$ , chaque mesure du courant est soumise à l'algorithme d'extraction des exponentielles. Une fois les exponentielles sont extraites, on trace le diagramme d'Arrhénius qui est la représentation de  $\log(\tau T^2)$  en fonction de  $1000/T$ . La figure B.2 représente le diagramme d'Arrhénius regroupant toutes les mesures précédentes. On rappelle que le nombre de points tracés à chaque valeur de  $1000/T$  correspond au nombre des exponentielles trouvées à la température  $T$ .

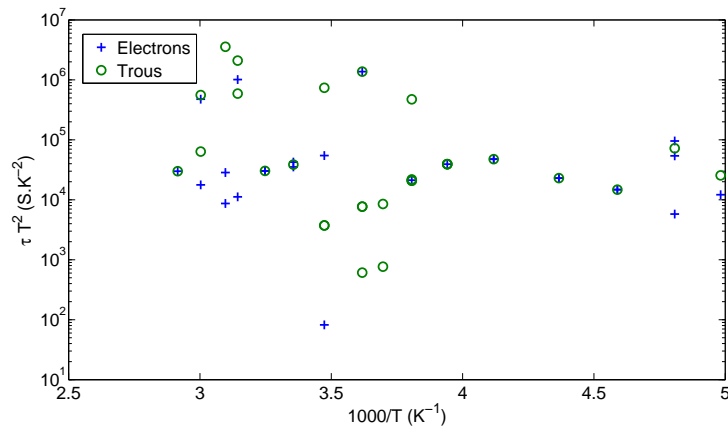
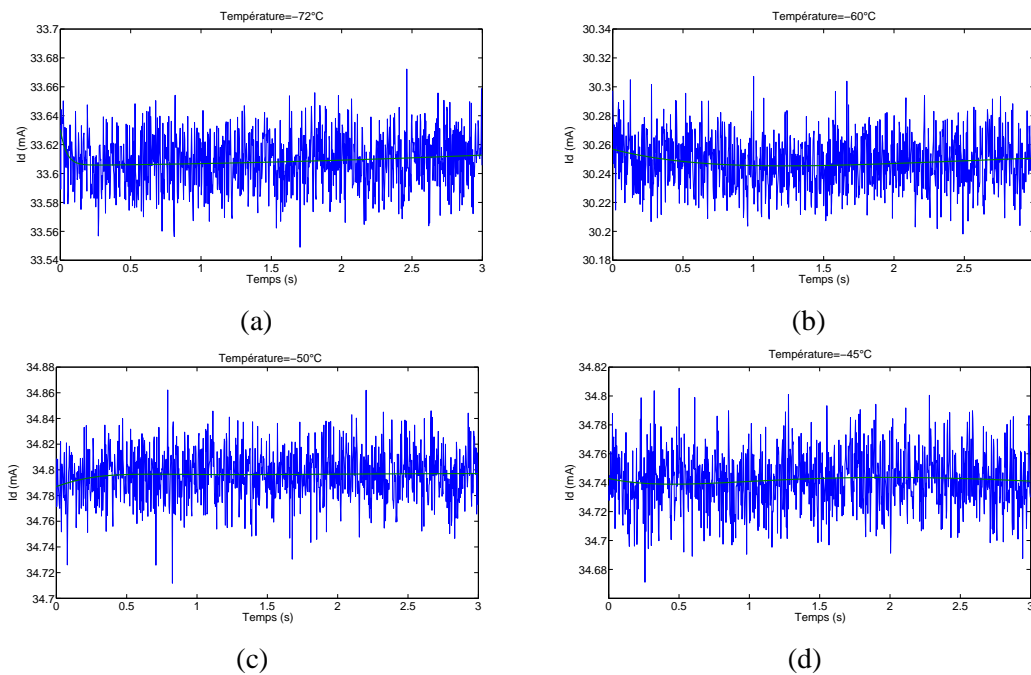
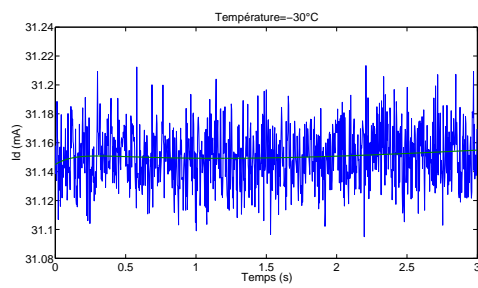


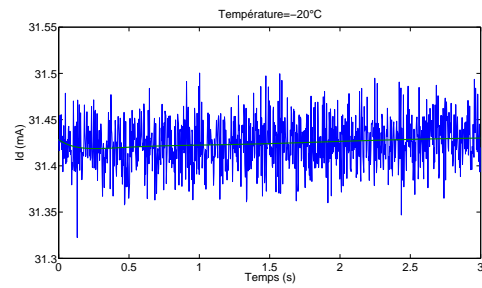
FIGURE B.2 : Diagramme d'Arrhénius tracé à  $V_{gs} = -0,4V$  du MHEMT InAlAs/InGaAs

–  $V_{gs} = -0,6$

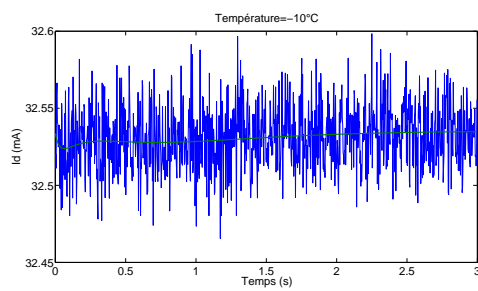




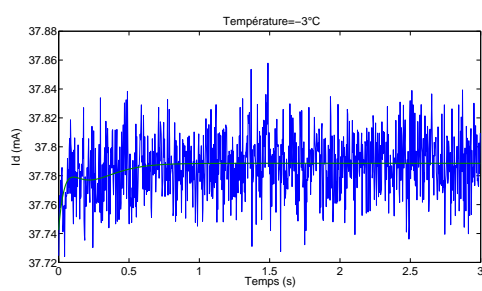
(e)



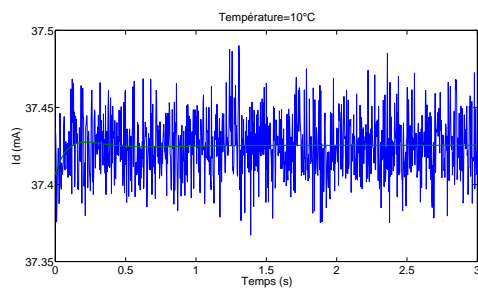
(f)



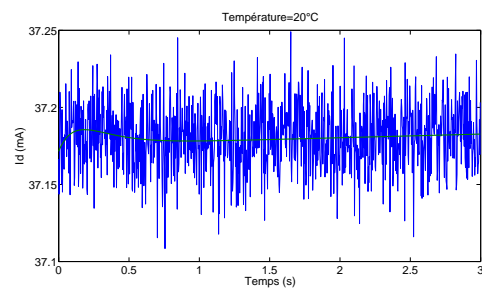
(g)



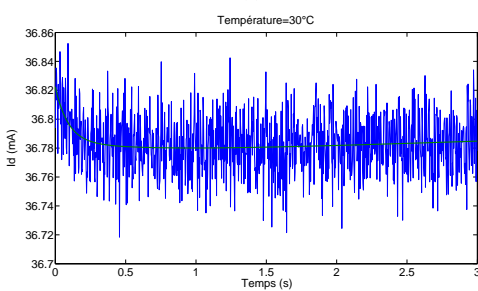
(h)



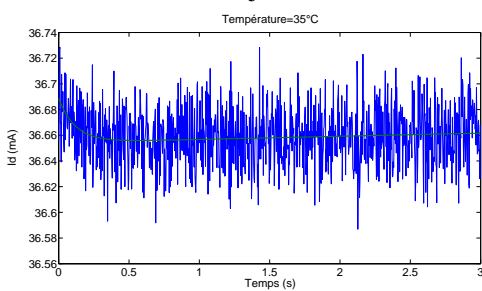
(i)



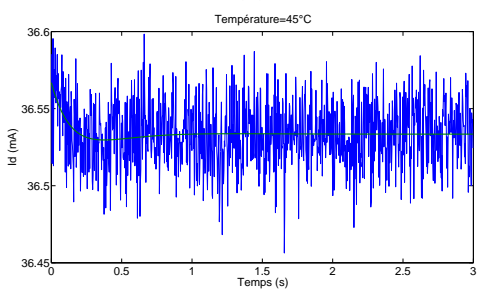
(j)



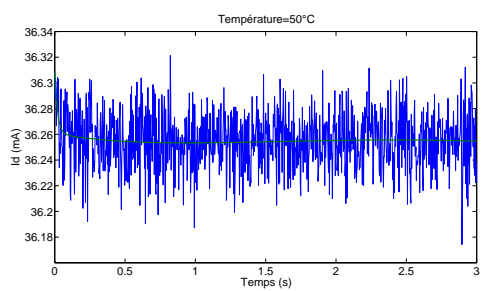
(k)



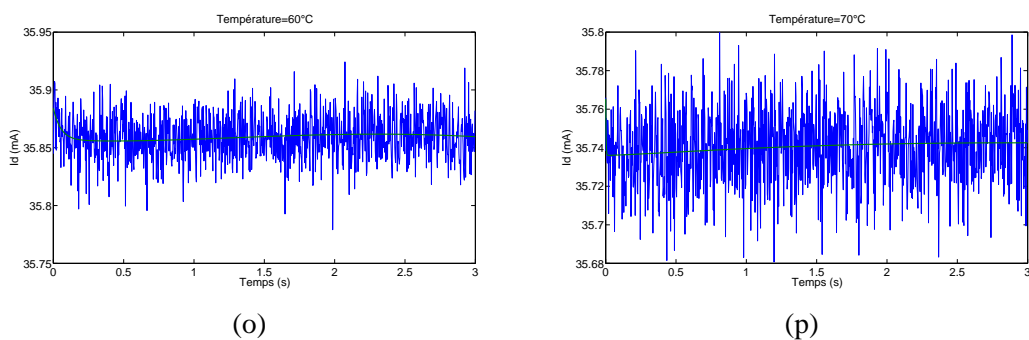
(l)



(m)

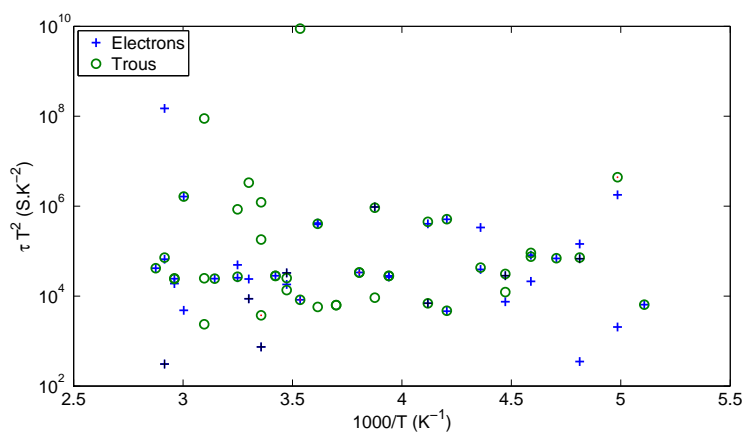


(n)



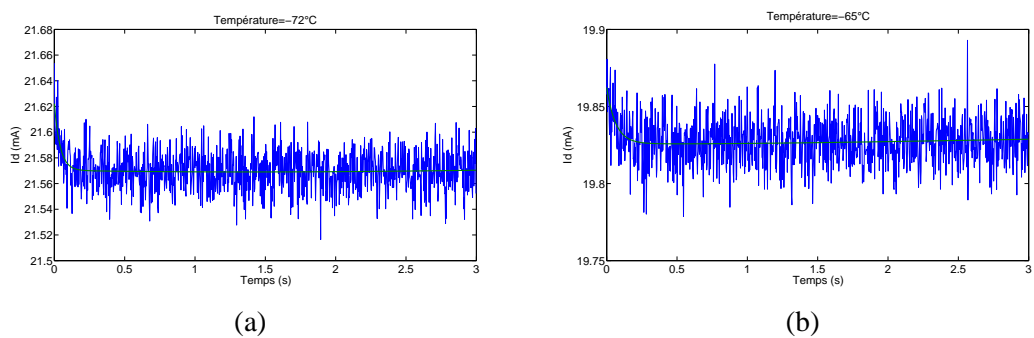
**FIGURE B.3 :** *Courant de drain mesuré à  $V_{gs} = -0,6V$  du HEMT InAlAs/InGaAs*

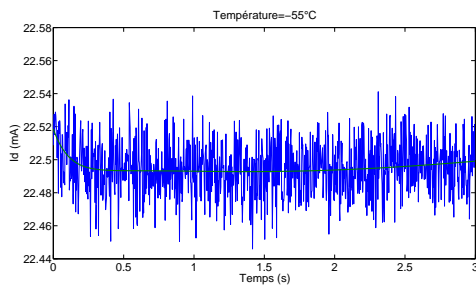
Le diagramme d'Arrhénius correspondant est illustré dans la figure B.4



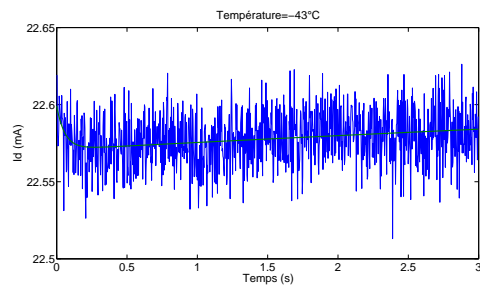
**FIGURE B.4 :** *Diagramme d'Arrhenius pour  $V_{gs} = -0,6V$  du MHEMT InAlAs/InGaAs*

–  $V_{gs} = -0,8$

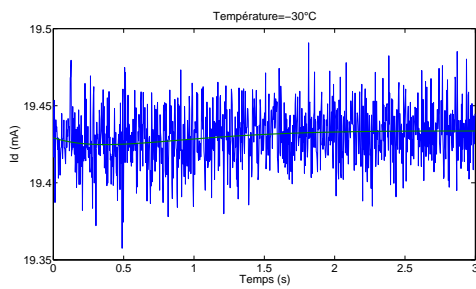




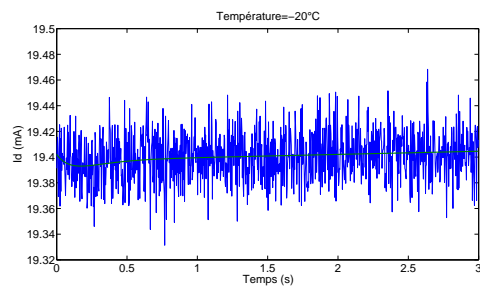
(c)



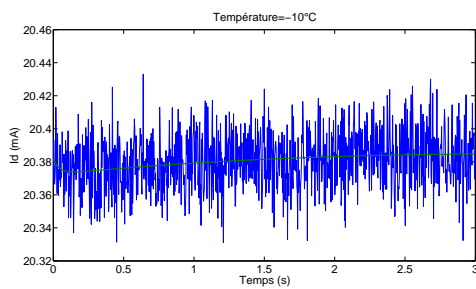
(d)



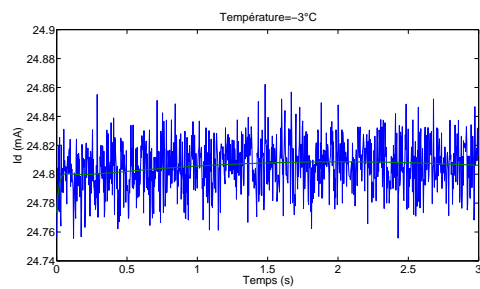
(e)



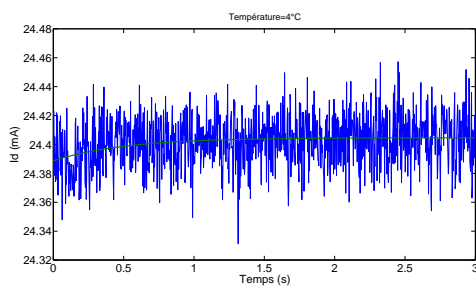
(f)



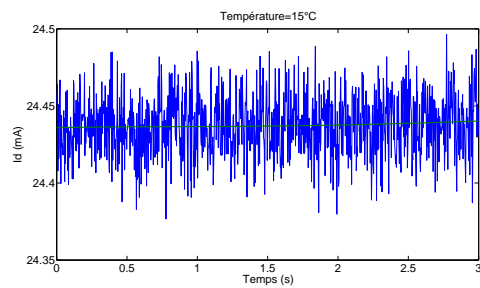
(g)



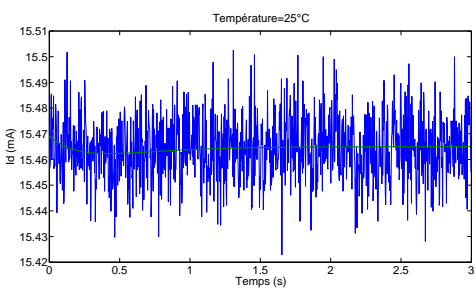
(h)



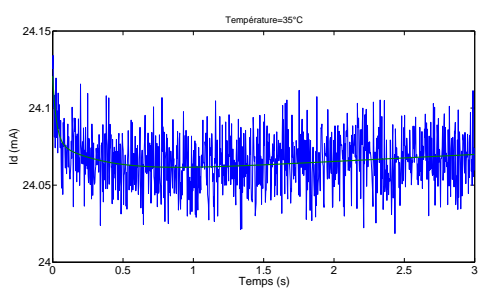
(i)



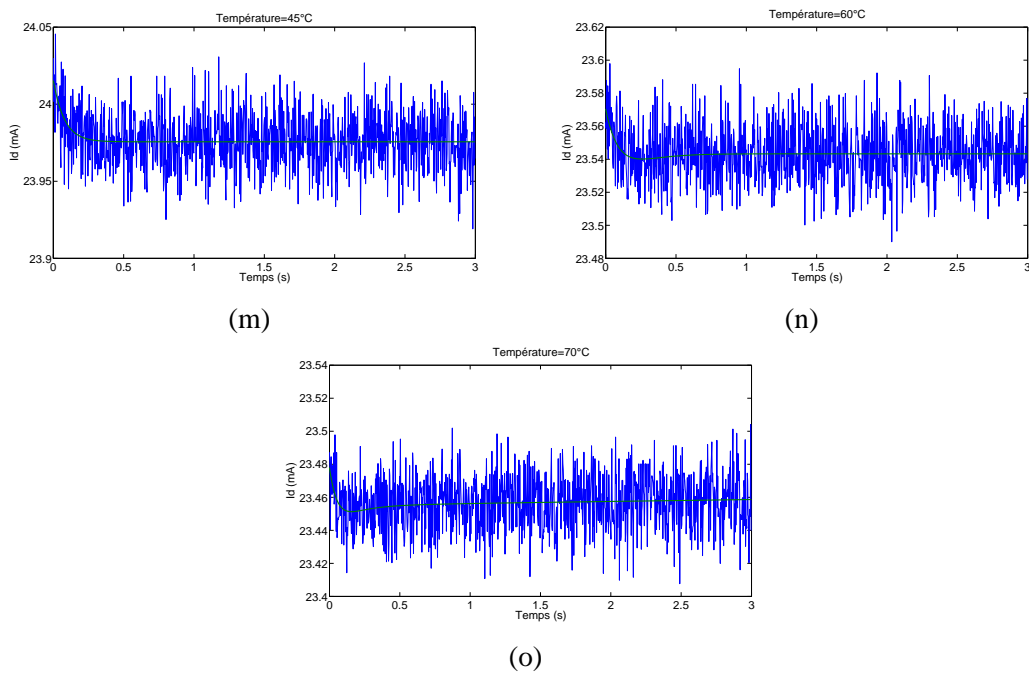
(j)



(k)

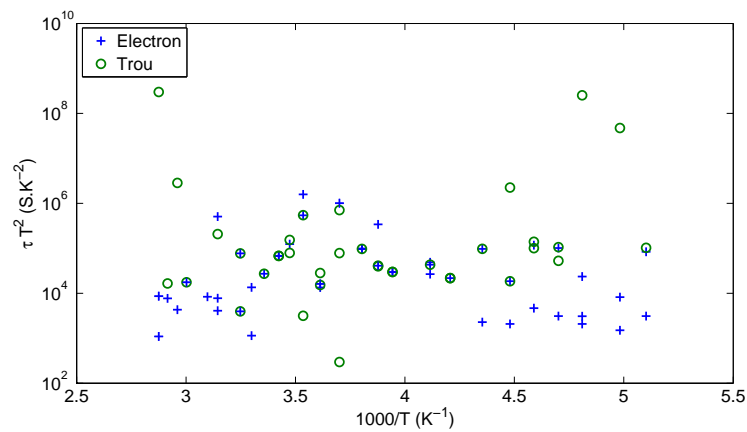


(l)



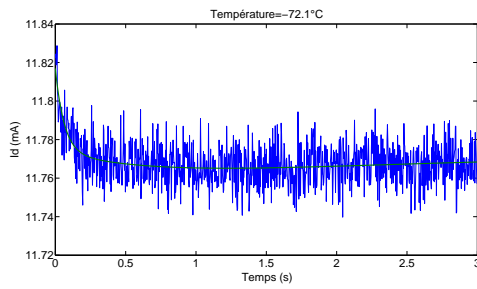
**FIGURE B.5 :** *Courant de drain mesuré à  $V_{gs} = -0,8V$  du HEMT InAlAs/InGaAs*

Le diagramme d'Arrhénius extrait à partir des mesures du courant est illustré dans la figure B.6.

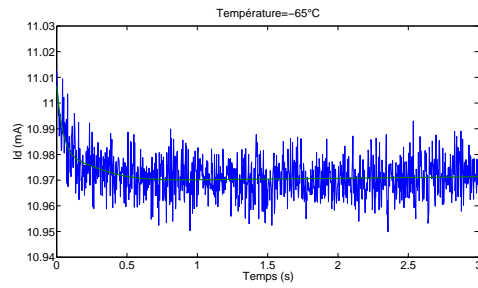


**FIGURE B.6 :** *Diagramme d'Arrhenius tracé à  $V_{gs} = -0,8V$  du MHEMT InAlAs/InGaAs*

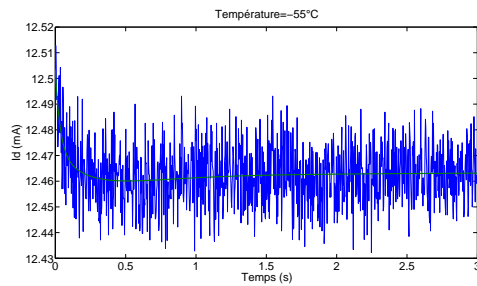
$$-V_{gs} = -1$$



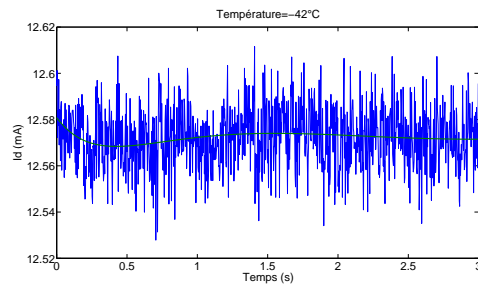
(a)



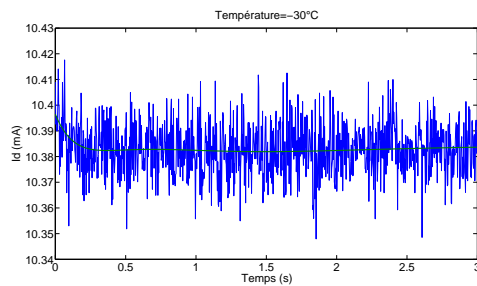
(b)



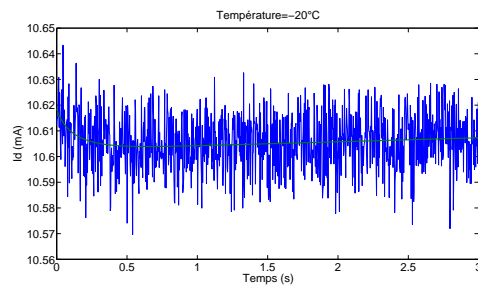
(c)



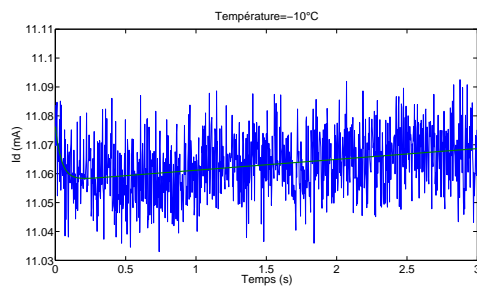
(d)



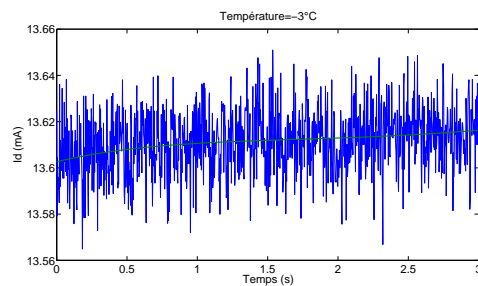
(e)



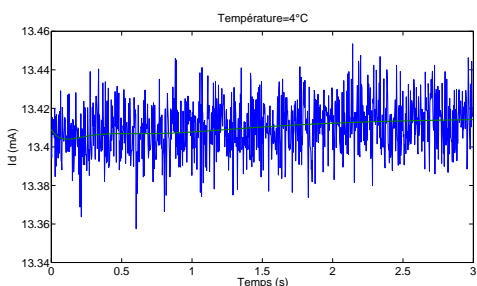
(f)



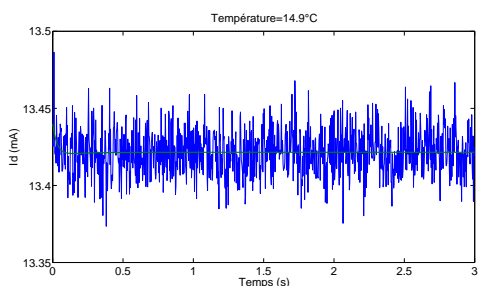
(g)



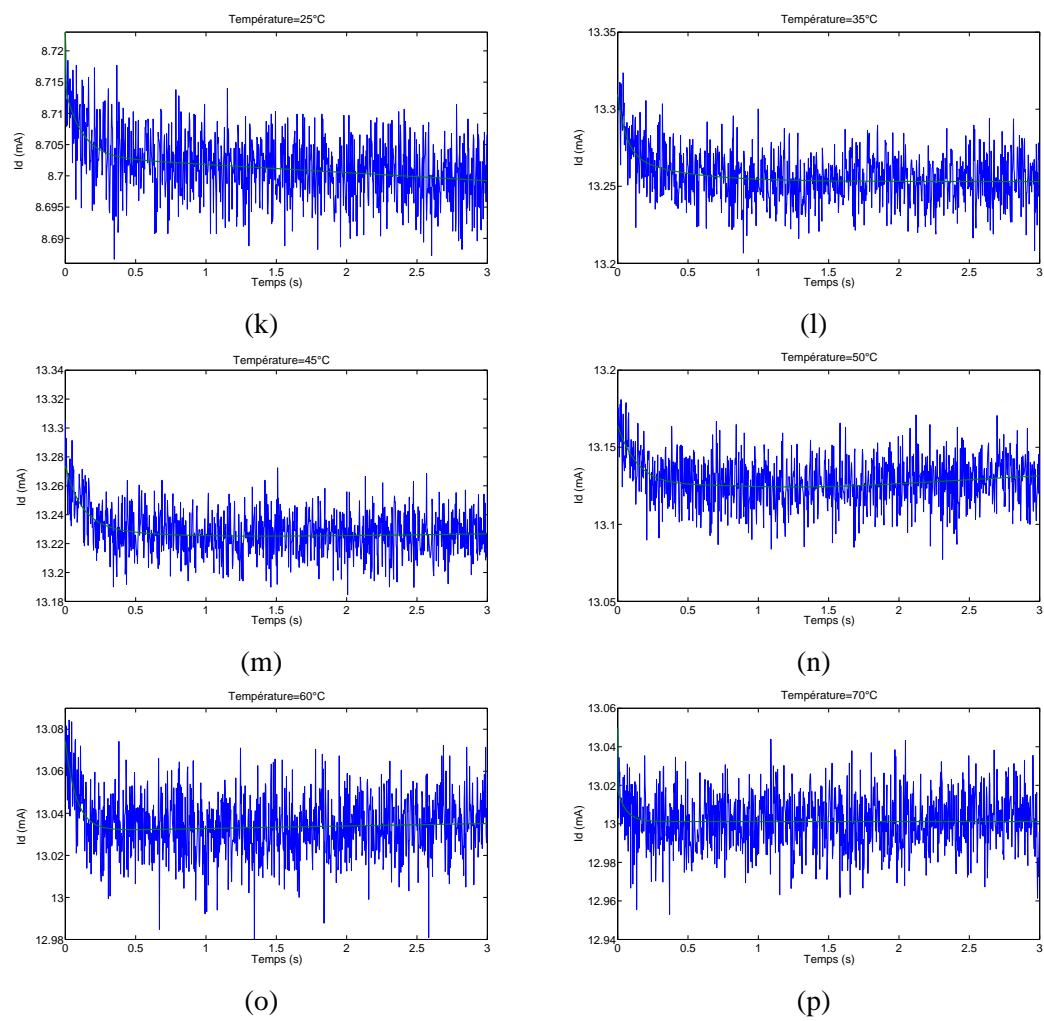
(h)



(i)



(j)



**FIGURE B.7 :** *Courant de drain mesuré à  $V_{gs} = -1\text{V}$  du HEMT InAlAs/InGaAs*

Le diagramme d'Arrhénius est tracé dans la figure B.8.



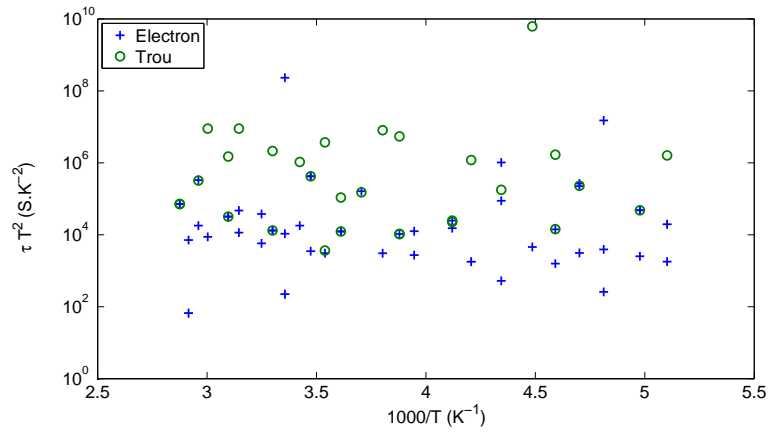
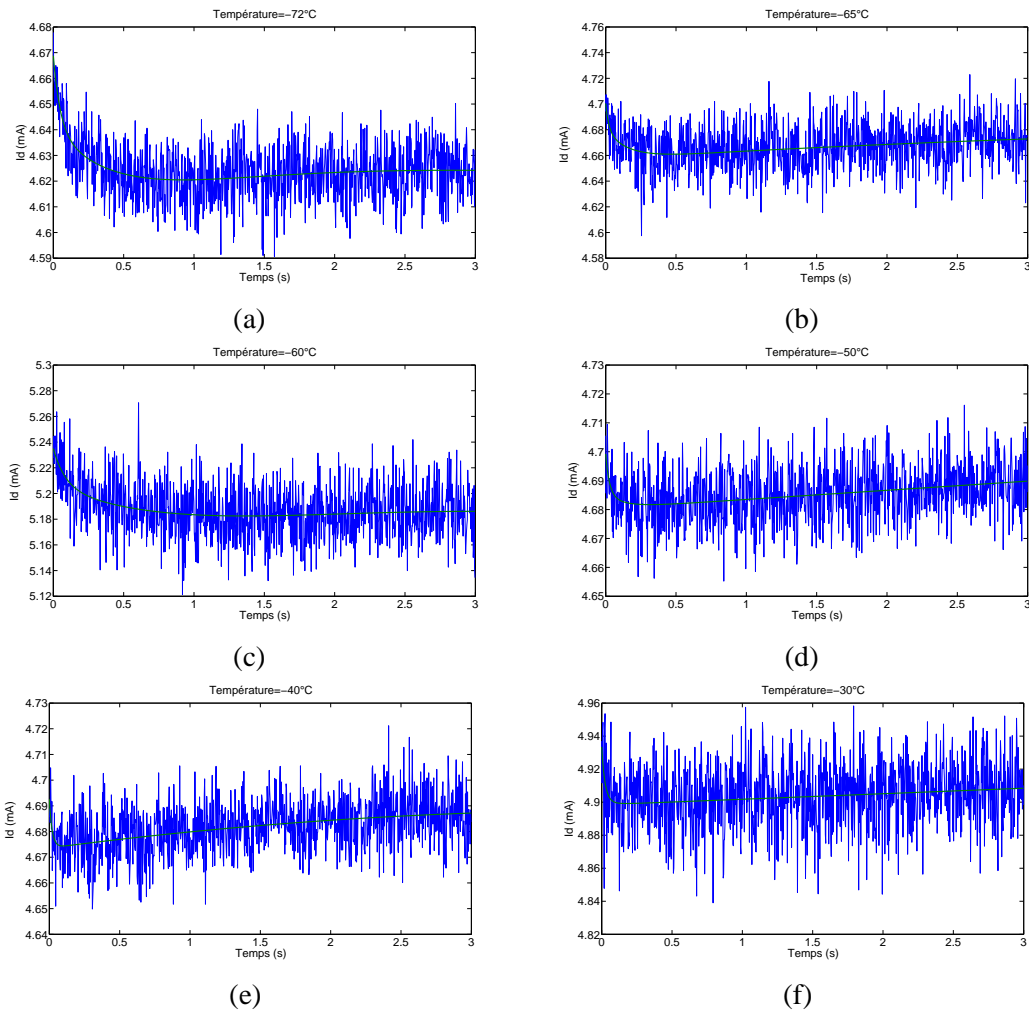
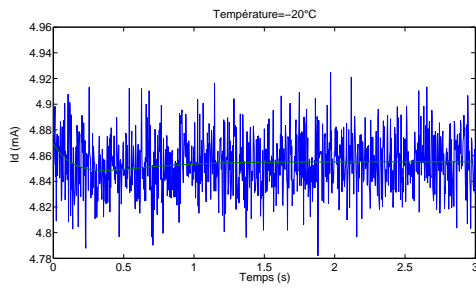


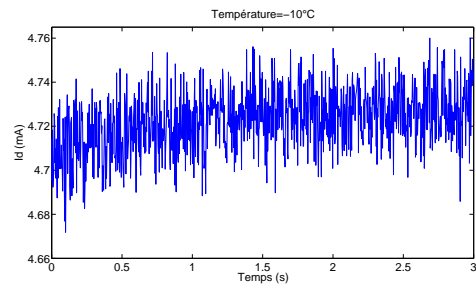
FIGURE B.8 : Diagramme d'Arrhenius tracé à  $V_{gs} = -1V$  du MHEMT InAlAs/InGaAs

–  $V_{gs} = -1,2$

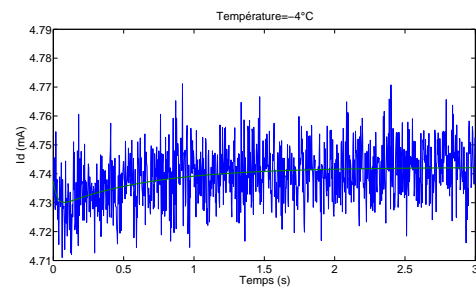




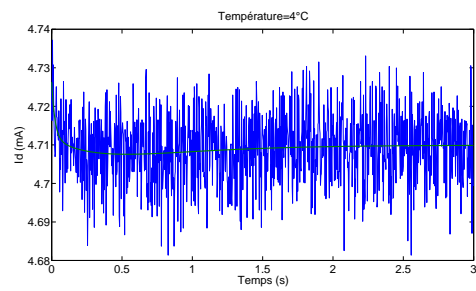
(g)



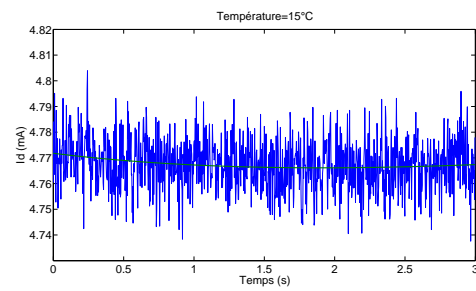
(h)



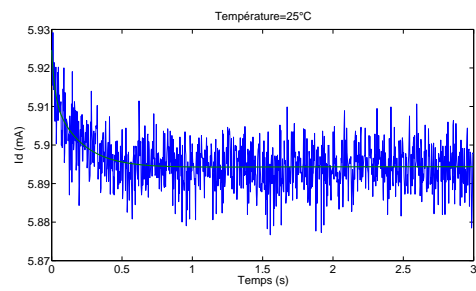
(i)



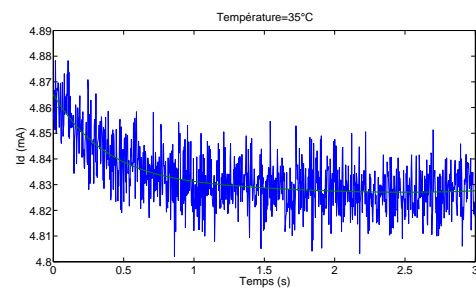
(j)



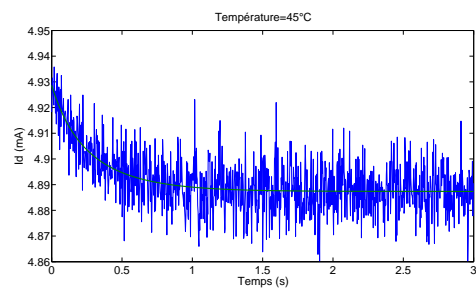
(k)



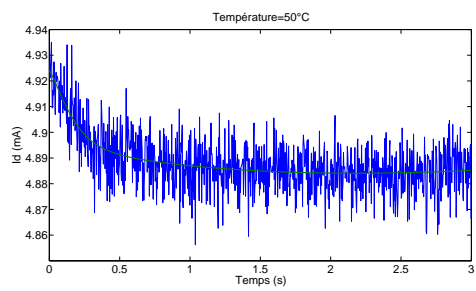
(l)



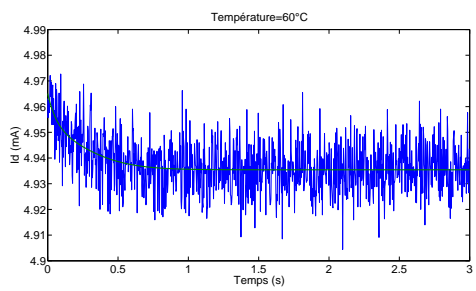
(m)



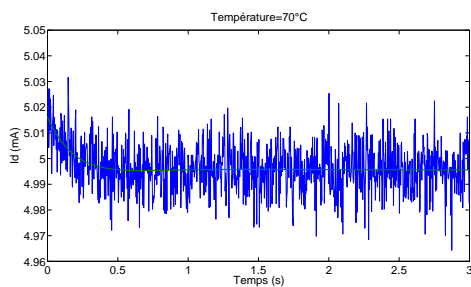
(n)



(o)



(p)



(q)

FIGURE B.9 : Courant de drain mesuré à  $V_{gs} = -1,2V$  du HEMT InAlAs/InGaAs

Le diagramme d'Arrhénius tracé est présenté dans la figure B.10.

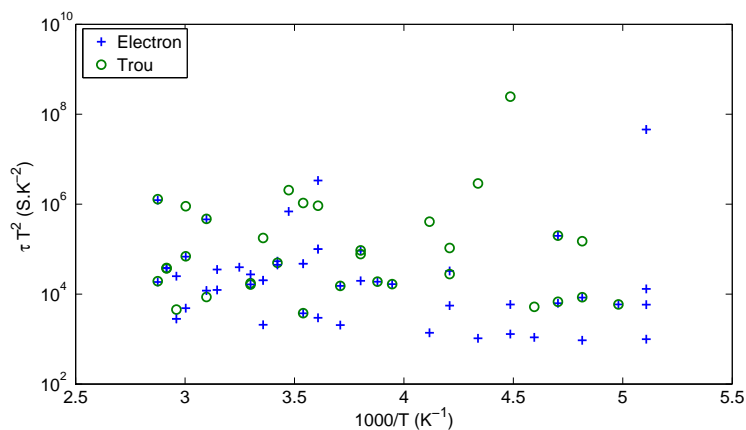
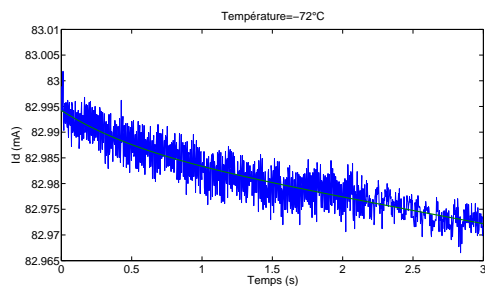
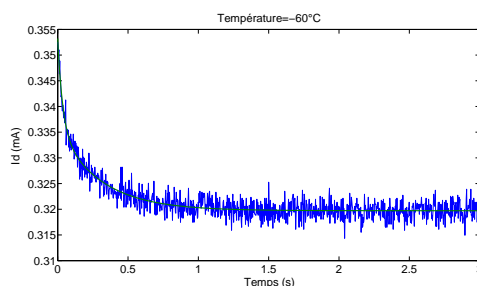


FIGURE B.10 : Diagramme d'Arrhénius tracé pour  $V_{gs} = -1,2V$  pour le MHEMT InAlAs/InGaAs

–  $V_{gs} = -1,4$



(a)



(b)

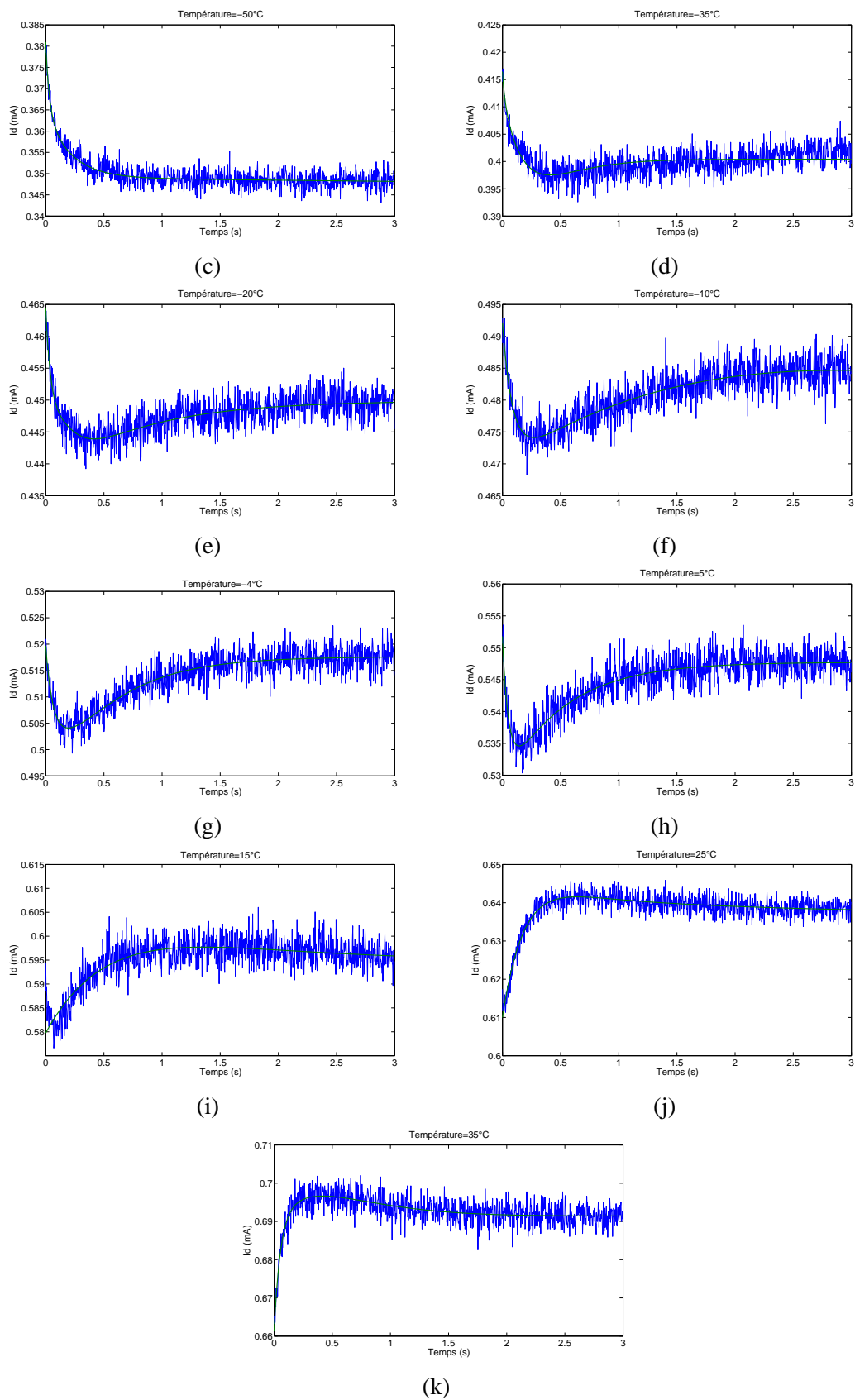


FIGURE B.11 : Courant de drain mesuré à  $V_{gs} = -1,4V$  du HEMT InAlAs/InGaAs

Le diagramme d'Arrhénius est illustré dans la figure B.12.

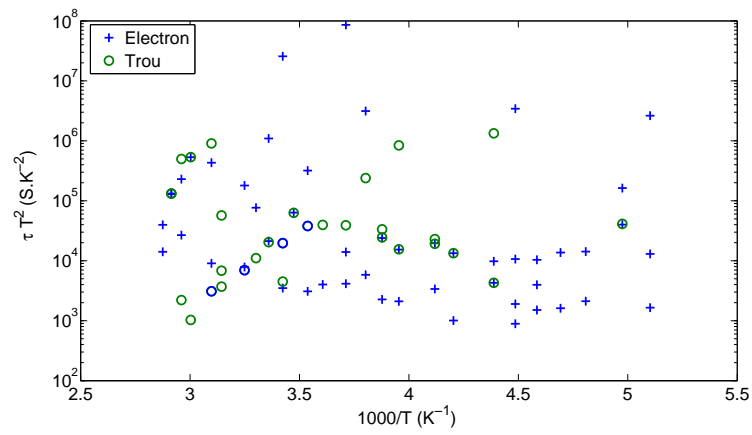


FIGURE B.12 : Diagramme d'Arrhénius tracé pour  $V_{gs} = -1,4V$  pour le MHEMT InAlAs/InGaAs



---

**Annexe C**

---

**Annexe C**

---

### RÉSULTATS DES MESURES STATIQUES DU MHEMT INALAS/INGAAS

Dans cette annexe on présente les mesures réalisées sur plusieurs transistors des deux plaques A (simple canal, double recess) et plaque B (double canal, double recess).

#### – plaque A

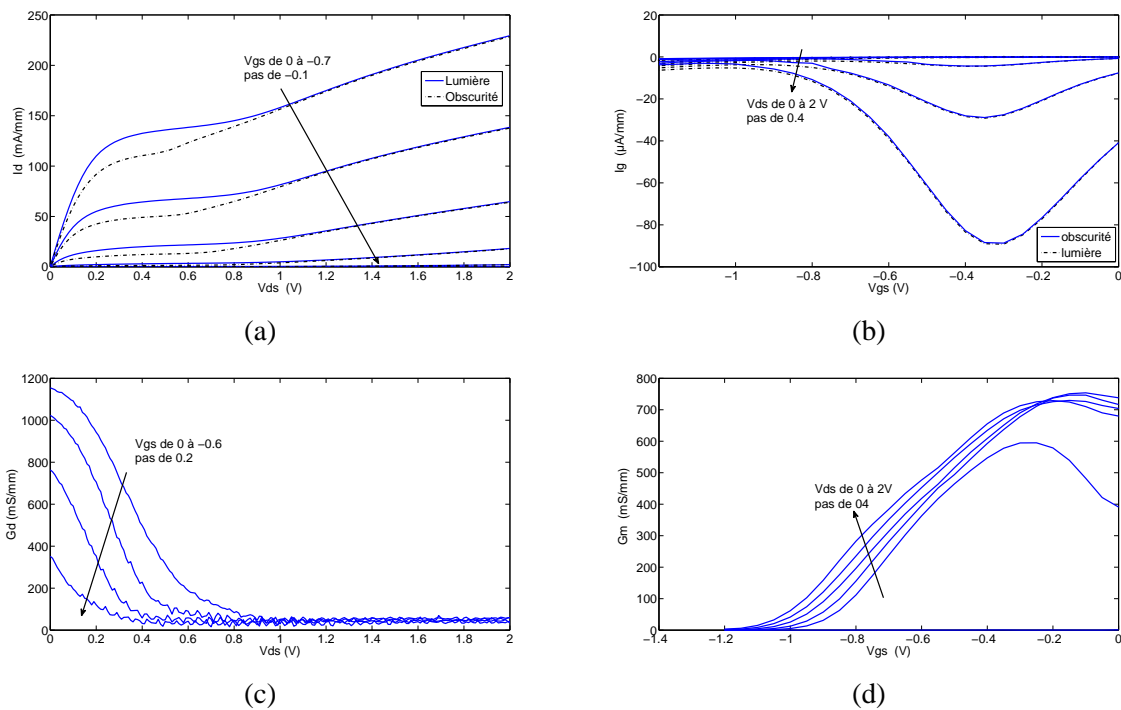
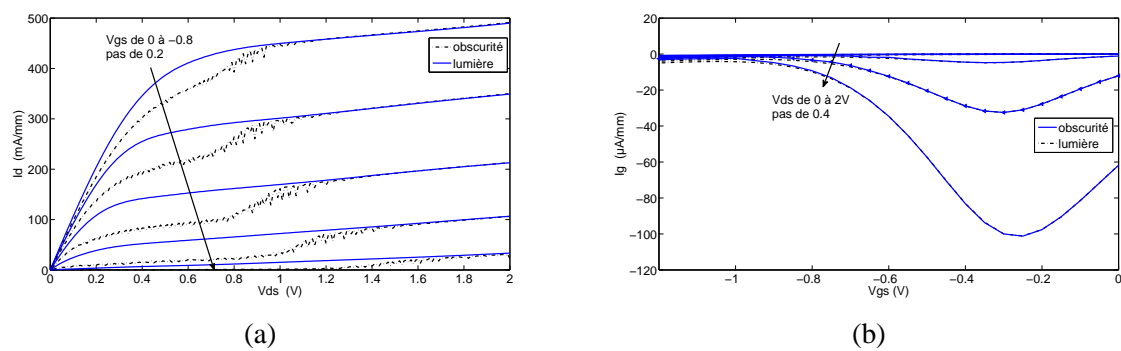


FIGURE C.1 : Mesures statiques d'un MHEMT  $2 \times 15 \mu\text{m}$





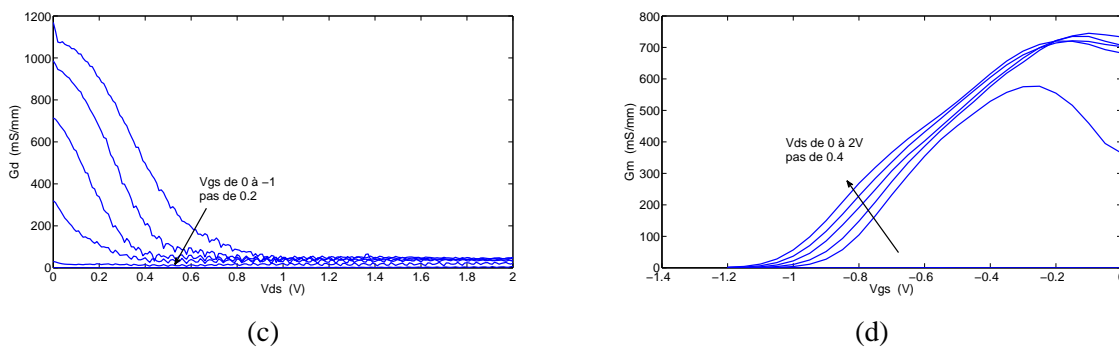


FIGURE C.2 : Mesures statiques d'un MHEMT 4x25  $\mu\text{m}$

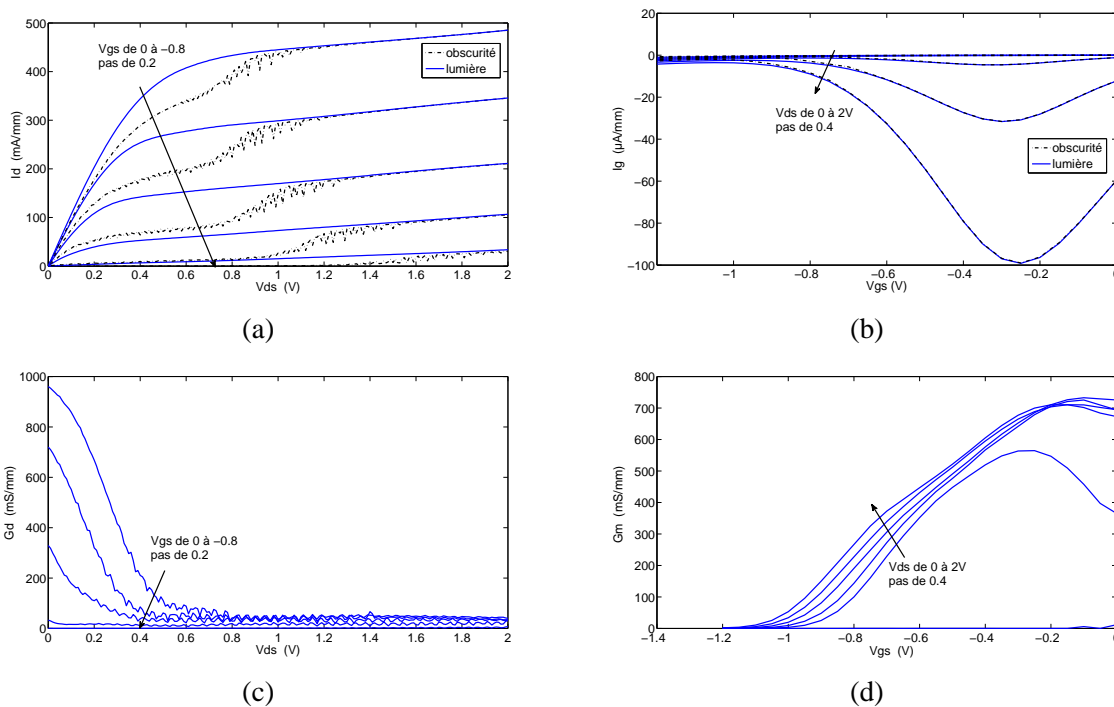
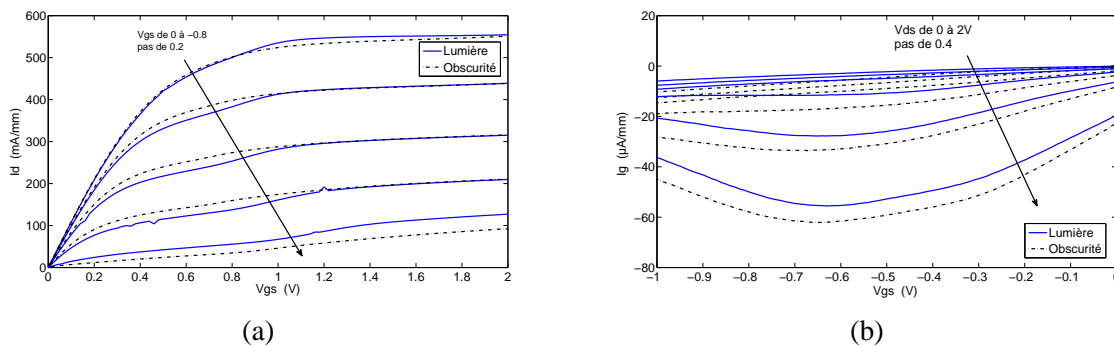
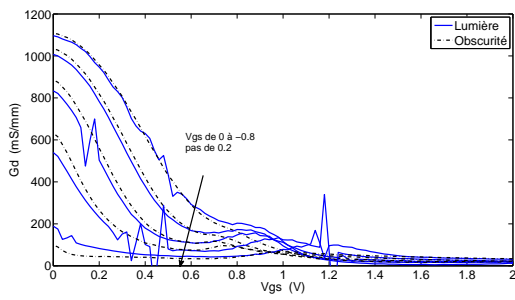


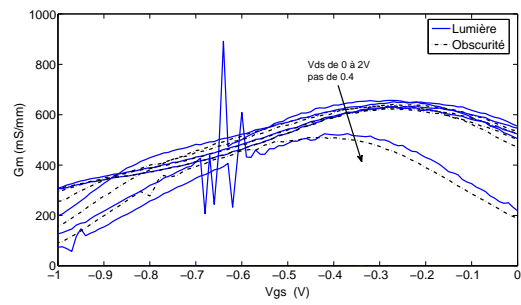
FIGURE C.3 : Mesures statiques d'un MHEMT 6x15  $\mu\text{m}$

— plaque B



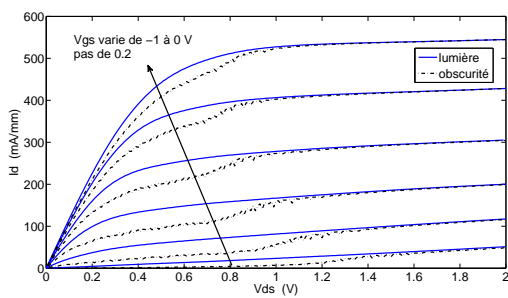


(c)

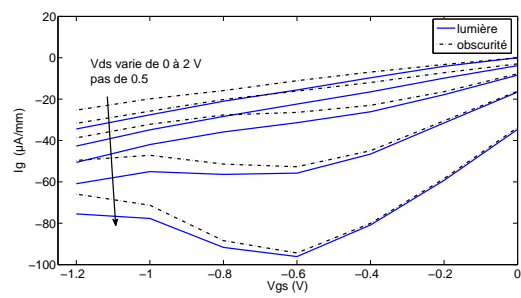


(d)

FIGURE C.4 : Mesures statiques d'un MHEMT 2x50  $\mu\text{m}$

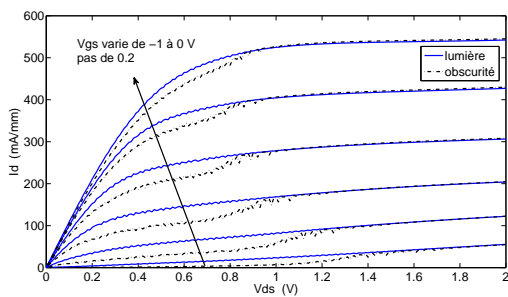


(a)

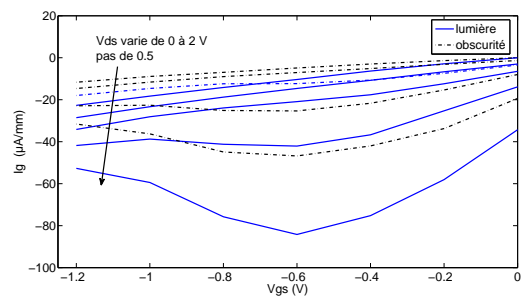


(b)

FIGURE C.5 : Mesures statiques d'un MHEMT 2x15  $\mu\text{m}$

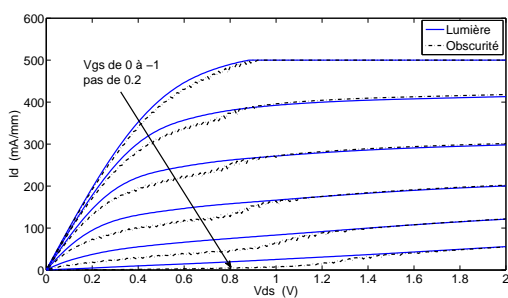


(a)

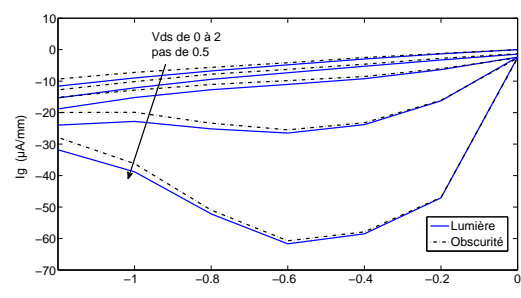


(b)

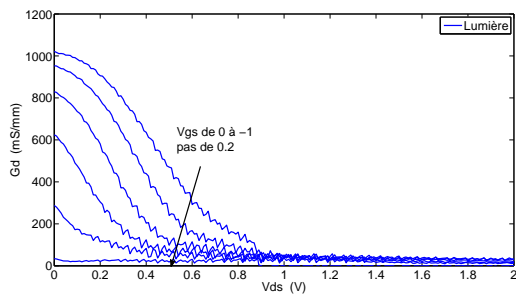
FIGURE C.6 : Mesures statiques d'un MHEMT 4x25  $\mu\text{m}$



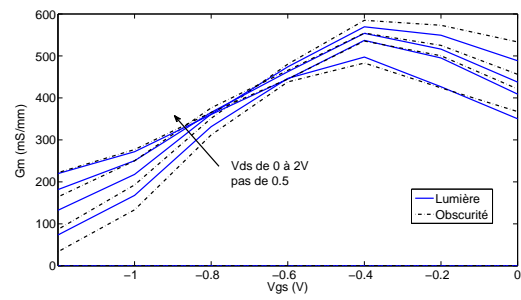
(a)



(b)



(c)



(d)

**FIGURE C.7 : Mesures statiques d'un MHEMT  $4 \times 50 \mu\text{m}$** 

### RÉSULTATS DES MESURES STATIQUES DU HEMT INAs/ALSB SUR SUBSTRAT INP

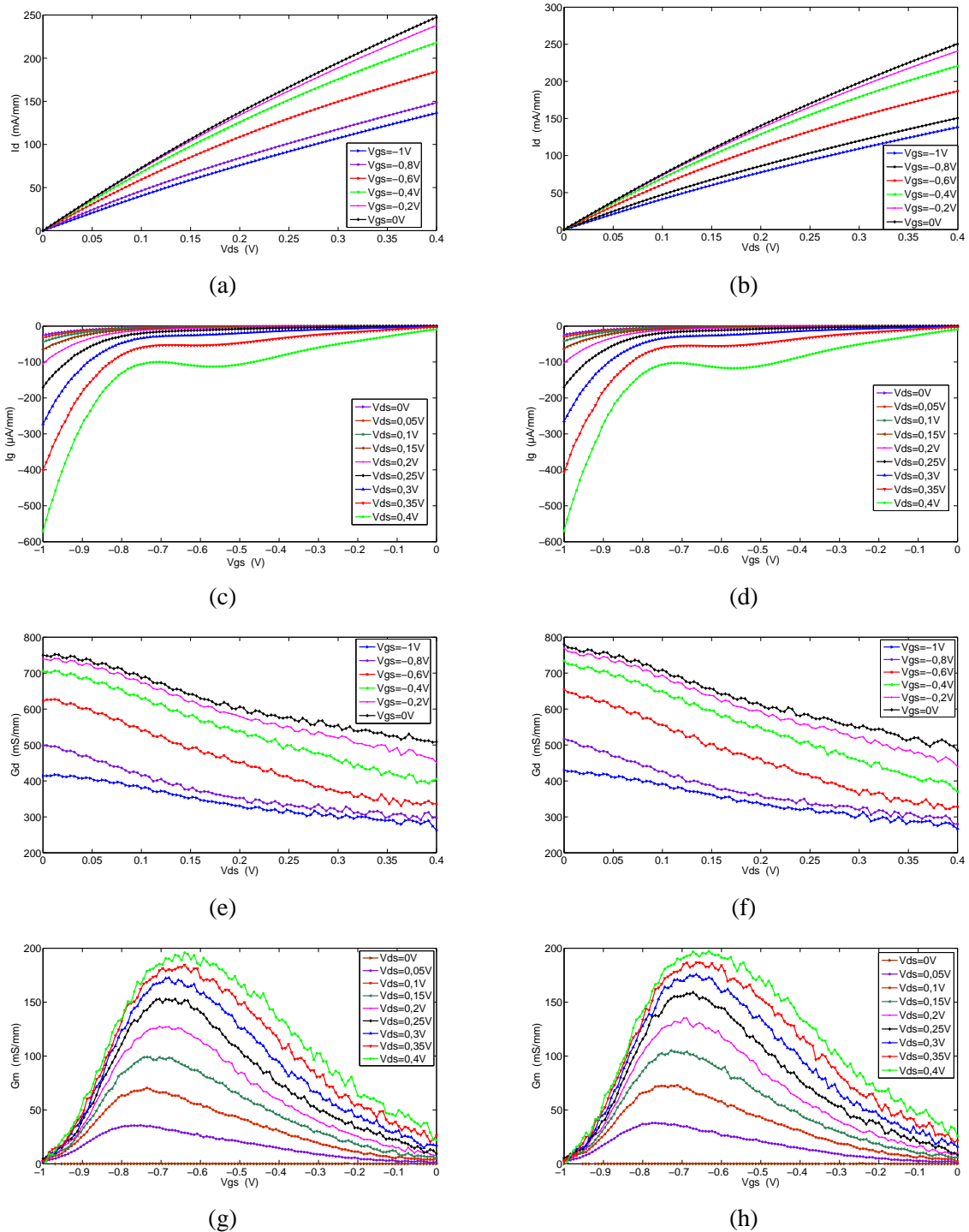


FIGURE C.8 : Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 1 de développement :  $L_g = 700\text{nm}$ ,  $W = 2 \times 19\mu\text{m}$  et  $L_{sd} = 5\mu\text{m}$

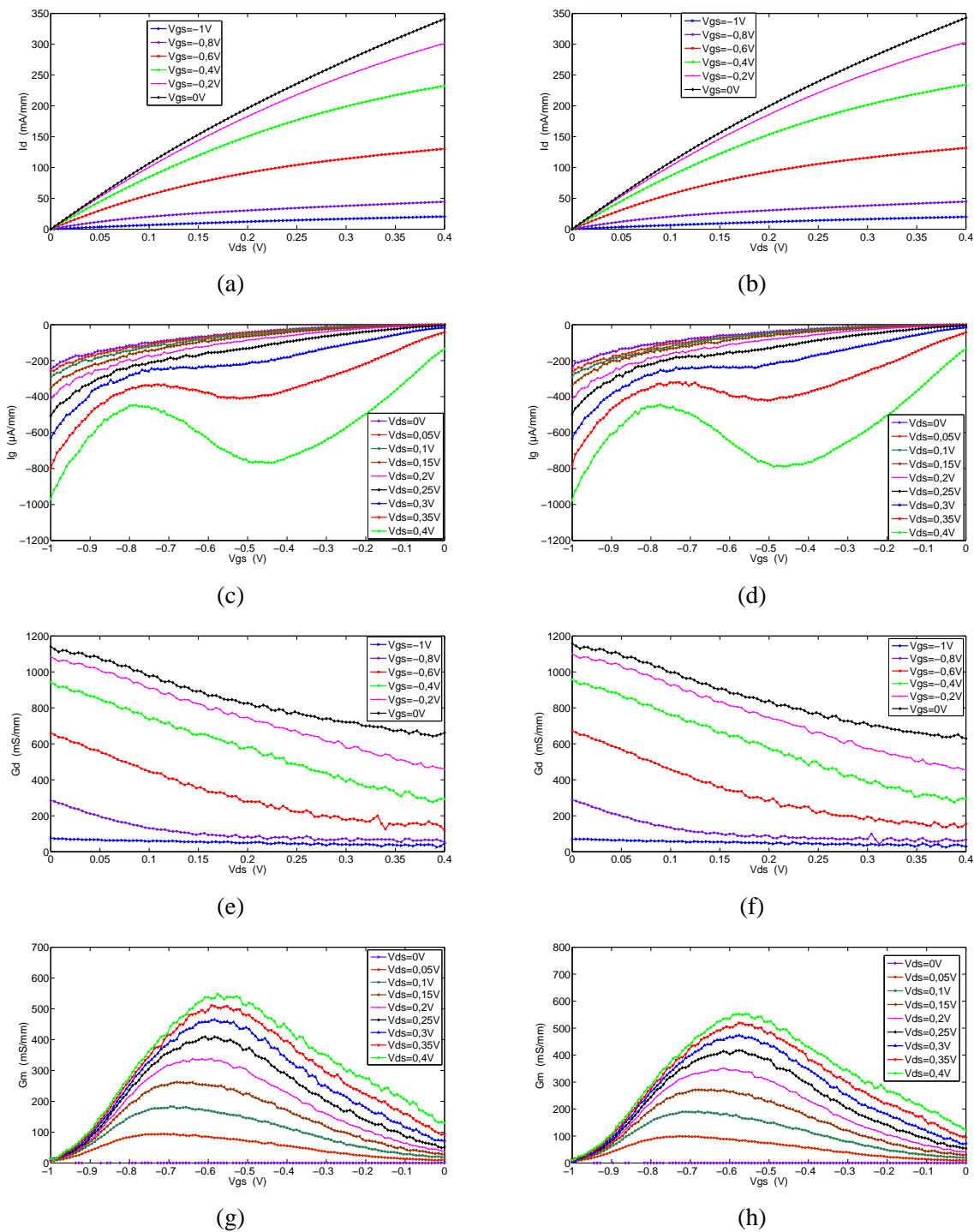


FIGURE C.9 : Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 1 de développement :  $L_g = 700\text{nm}$ ,  $W = 2 \times 19\mu\text{m}$  et  $L_{sd} = 3,5\mu\text{m}$

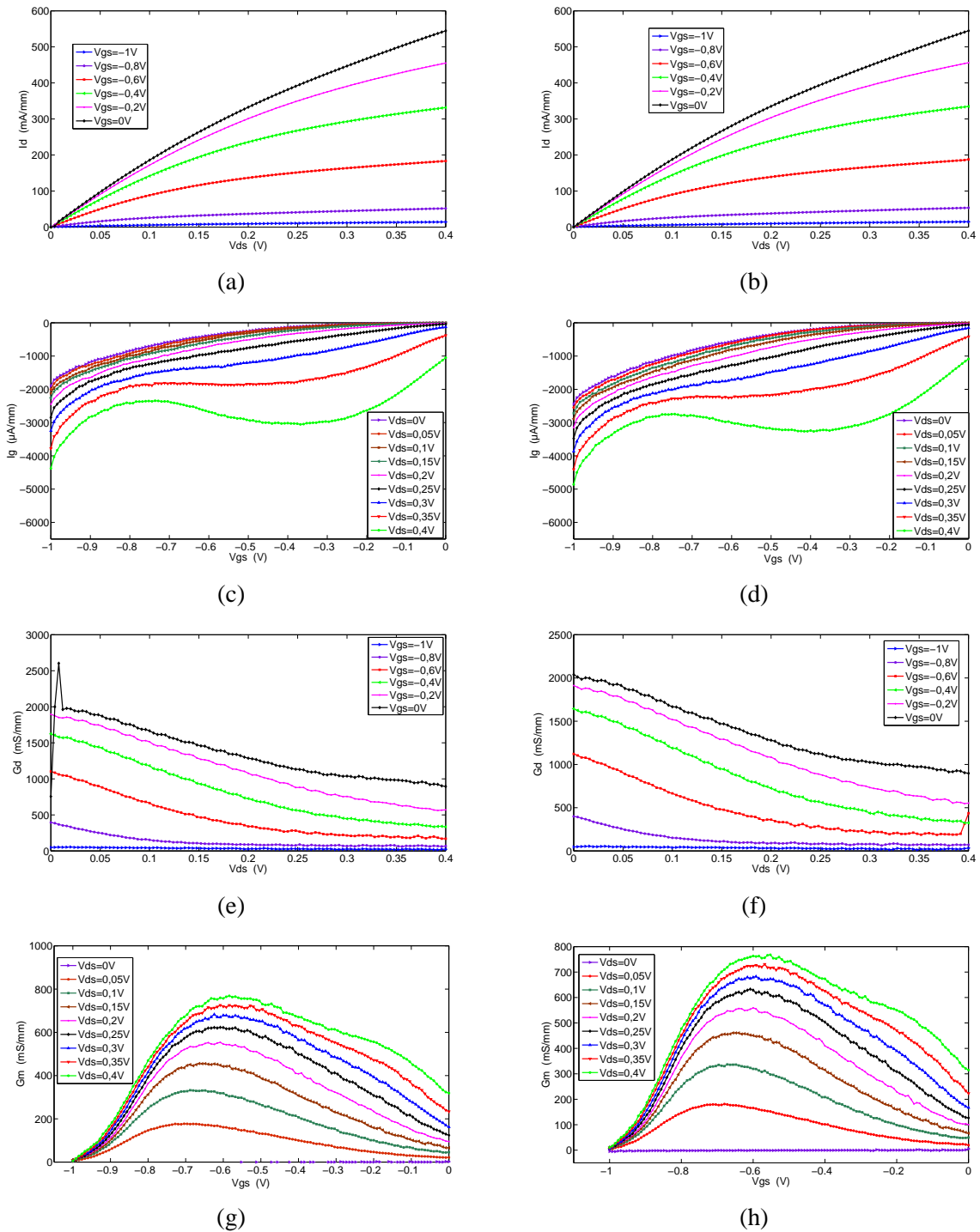


FIGURE C.10 : Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 1 de développement :  $L_g = 700\text{nm}$ ,  $W = 2 \times 19\mu\text{m}$  et  $L_{sd} = 2\mu\text{m}$

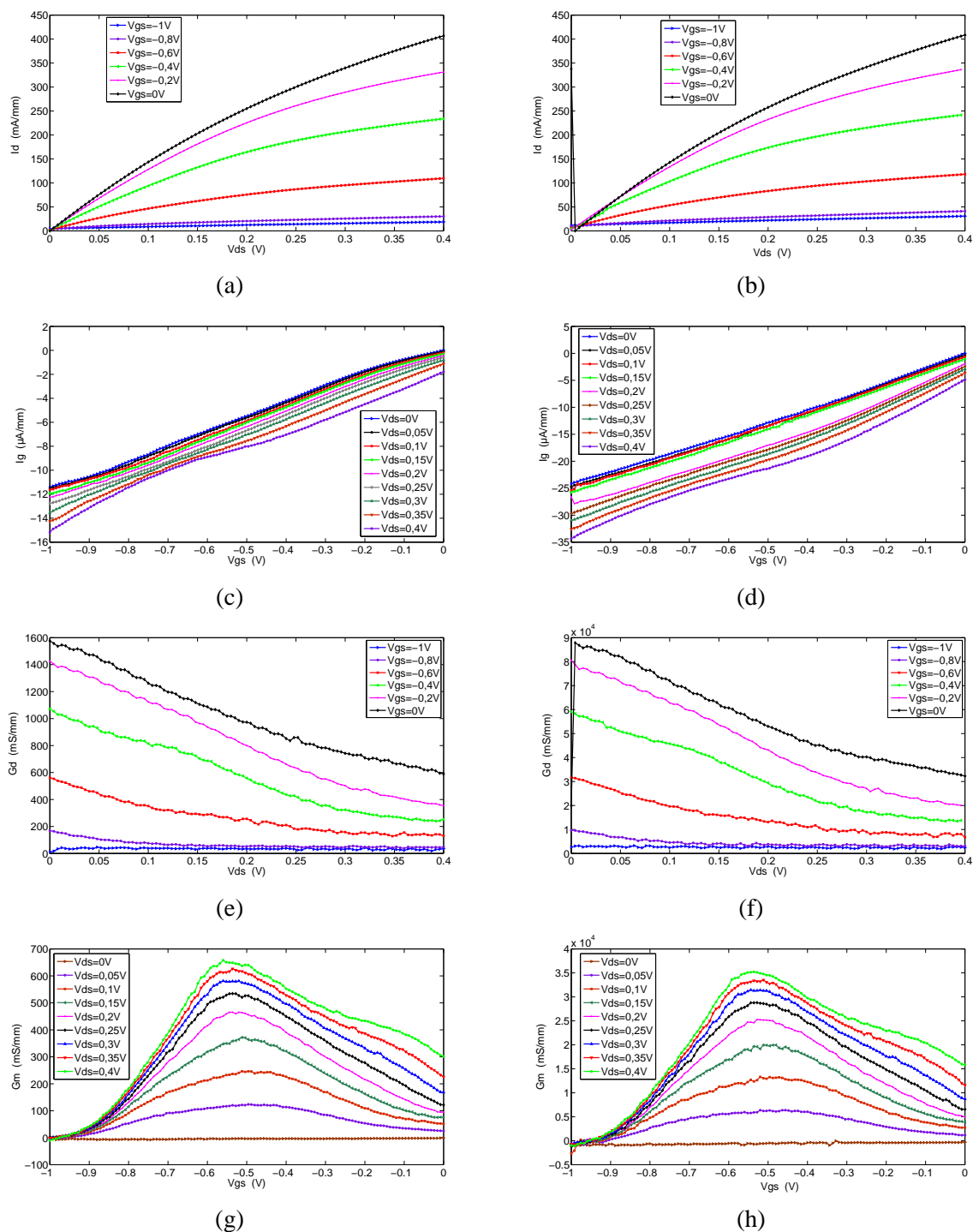


FIGURE C.11 : Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 2 de développement :  $L_g = 700\text{nm}$ ,  $W = 2 \times 19\mu\text{m}$  et  $L_{sd} = 2\mu\text{m}$

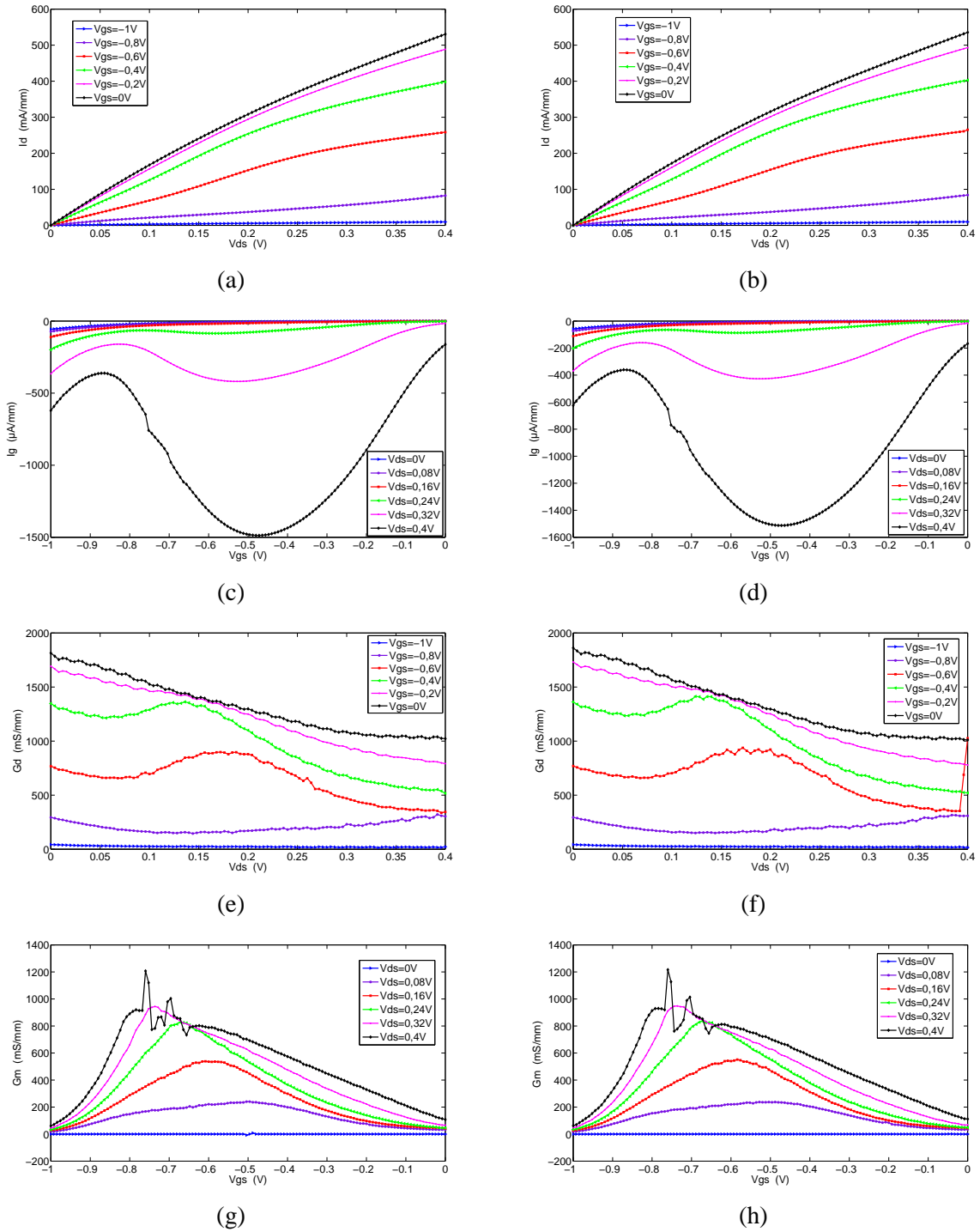


FIGURE C.12 : Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 2 de développement :  $L_g = 200\text{nm}$ ,  $W = 2 \times 44\mu\text{m}$  et  $L_{sd} = 2\mu\text{m}$



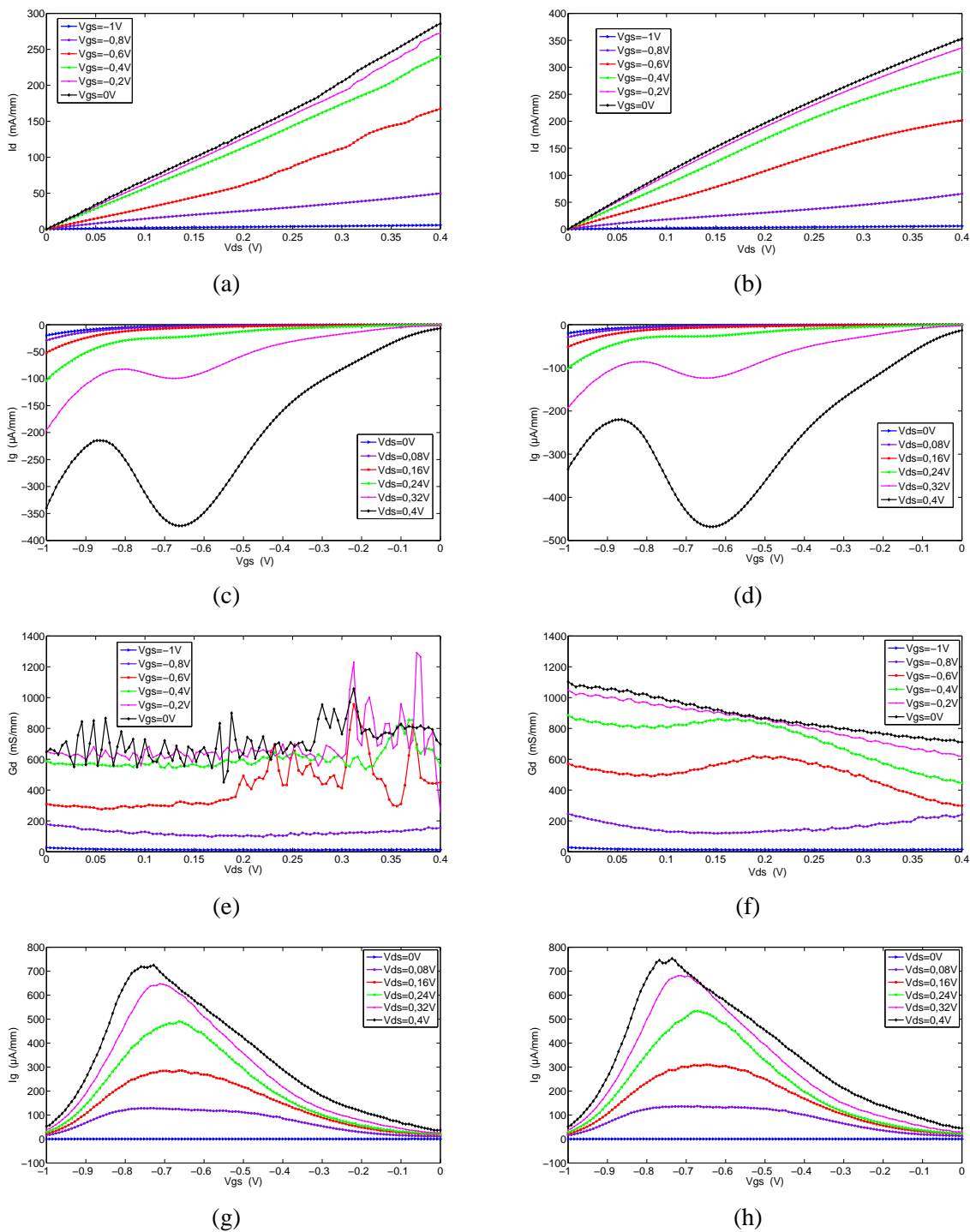


FIGURE C.13 : Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 2 de développement :  $L_g = 200\text{nm}$ ,  $W = 2 \times 94\mu\text{m}$  et  $L_{sd} = 3,5\mu\text{m}$

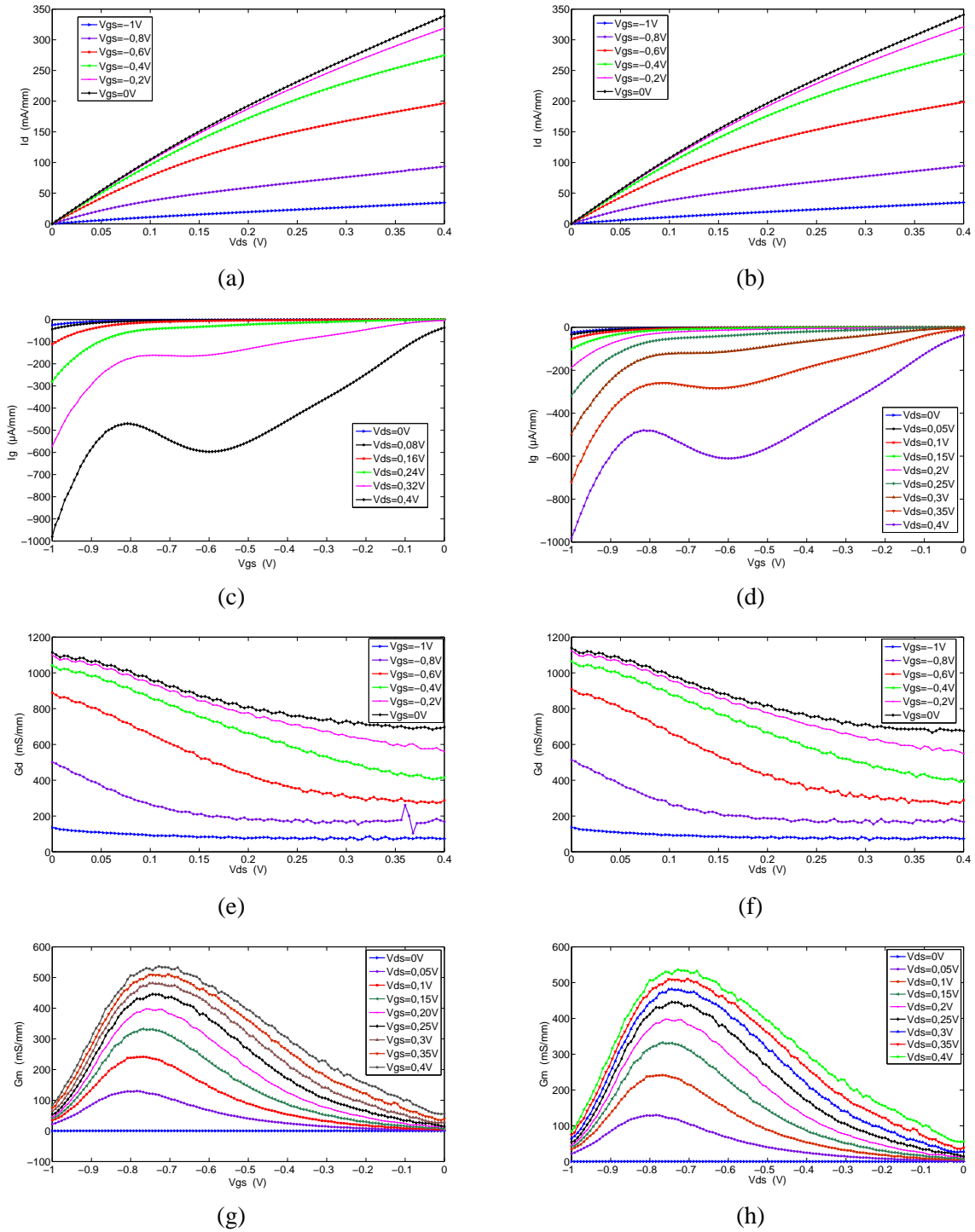


FIGURE C.14 : Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 2 de développement :  $L_g = 300\text{nm}$ ,  $W = 2 \times 19\mu\text{m}$  et  $L_{sd} = 3,5\mu\text{m}$

---

**Annexe D**

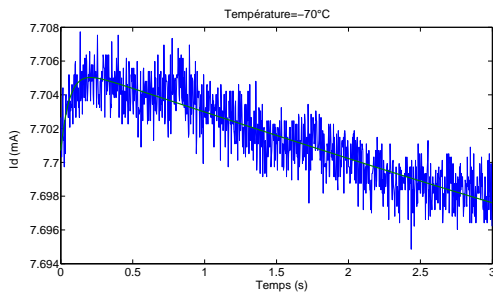
---

**Annexe D**

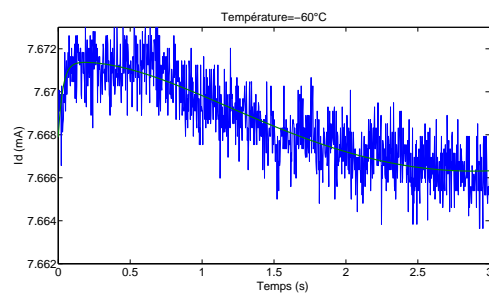
---

### CAS DU HEMT INAS/ALSB SUR INP

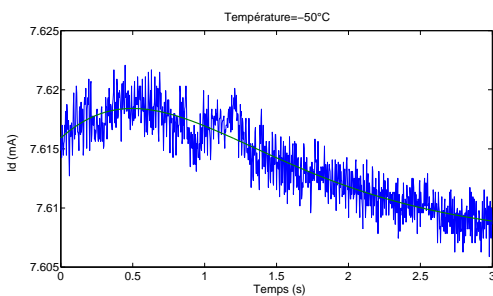
Les mesures de relaxation isotherme ont été réalisées dans la plage de température de  $-70^{\circ}\text{C}$  à  $+70^{\circ}\text{C}$  par pas de  $5^{\circ}\text{C}$  ou de  $10^{\circ}\text{C}$ . La tension drain-source a été maintenue à  $0,3\text{V}$ . Pour identifier la position des pièges dans la structure, plusieurs niveaux de tension  $V_{gs}$  ont été envoyés sur la grille. Le temps de remplissage est de 1 seconde et le temps de mesure est de 3 secondes. Ci-dessous on présente les courbes du courant  $I_d$  tracé à  $V_{gs}=-0,2\text{ V}$ .



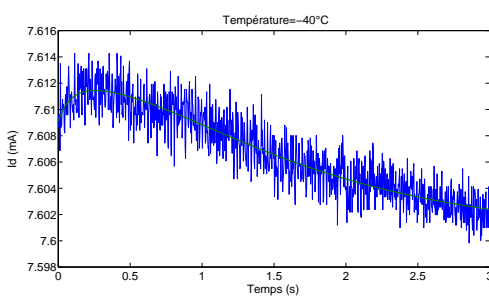
(a)



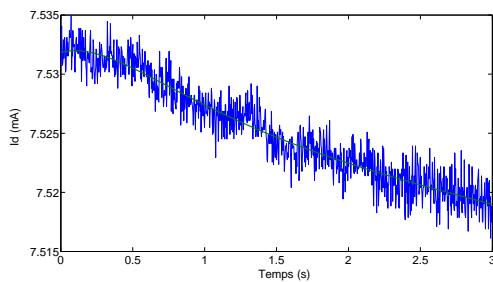
(b)



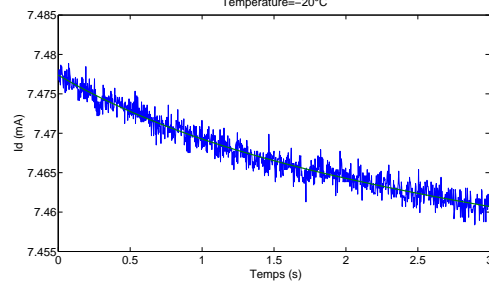
(c)



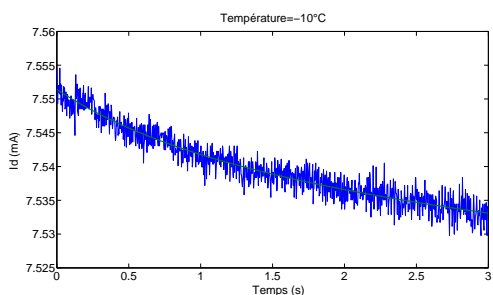
(d)



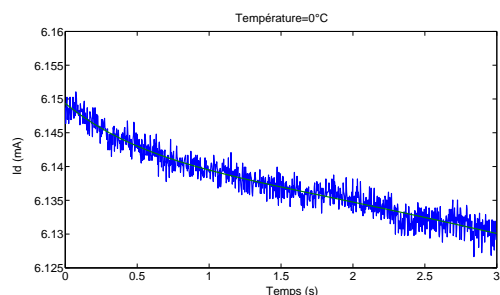
(e)



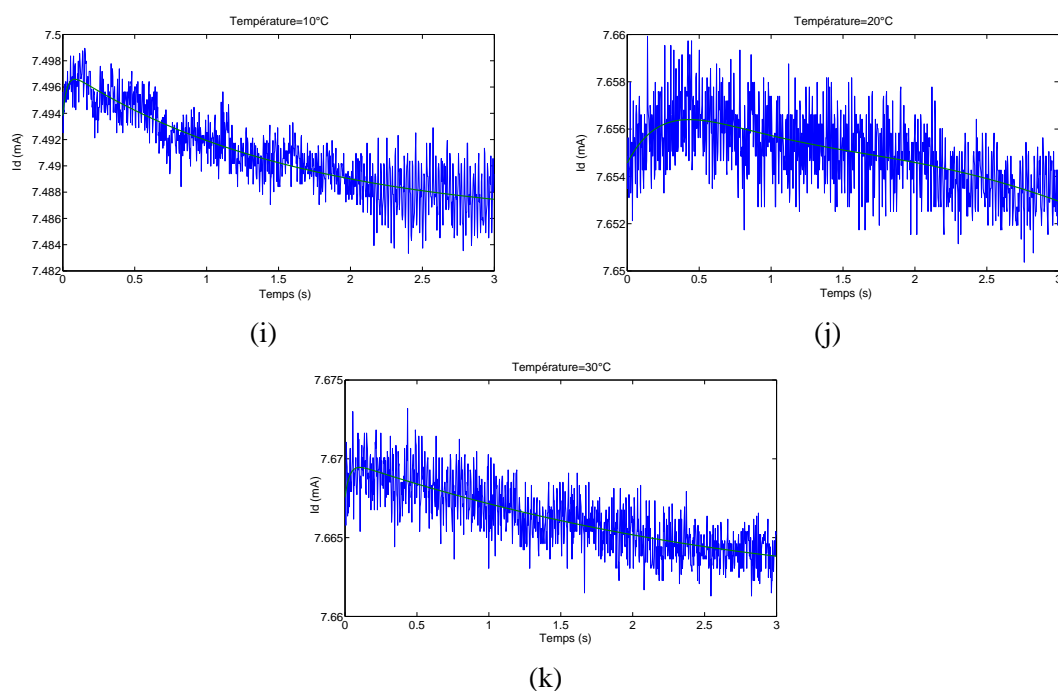
(f)



(g)



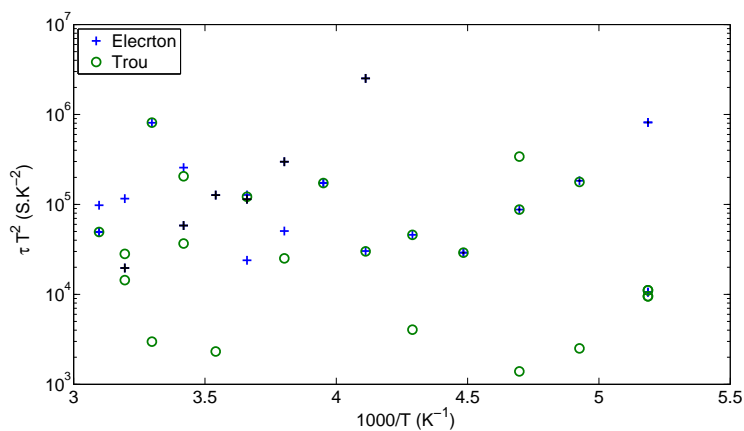
(h)



**FIGURE D.1 :** Courant de drain mesuré à  $V_{gs} = -0,2\text{V}$  du HEMT InAs/AlSb

Après avoir mesuré le courant  $I_d$ , chaque mesure du courant est soumise à l'algorithme d'extraction des exponentielles. Une fois les exponentielles sont extraites, on trace le diagramme d'Arrhénus qui est la représentation de  $\log(\tau T^2)$  en fonction de  $1000/T$ .

La figure 2.19 représente le diagramme d'Arrhénus regroupant toutes les mesures précédentes. On rappelle que le nombre de points tracés à chaque valeur de  $1000/T$  correspond au nombre des exponentielles trouvées à la température  $T$ .

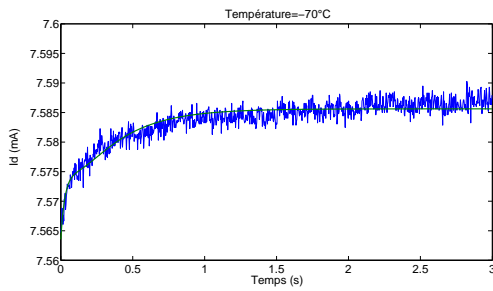


**FIGURE D.2 :** Diagramme d'Arrhénus à  $V_{gs} = -0.2\text{V}$

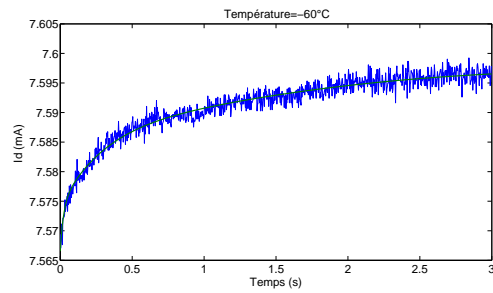
Tous les points appartenant au diagramme d'Arrhénus sont soumis à l'algorithme de recherche des pièges. Cet algorithme consiste à chercher l'alignement des points qui peuvent

former un piège. Une série de tests et la méthode de validation des pièges ont été présentés dans le chapitre 2.

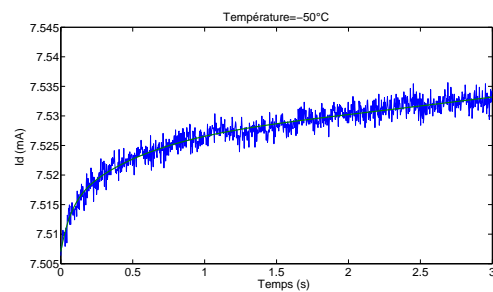
$$-V_{gs} = -0,4$$



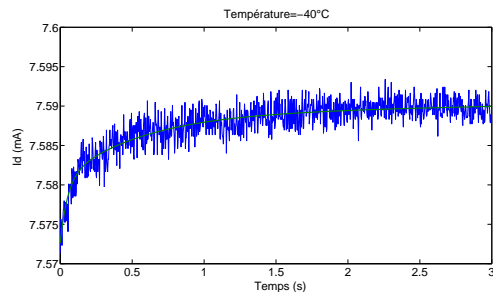
(a)



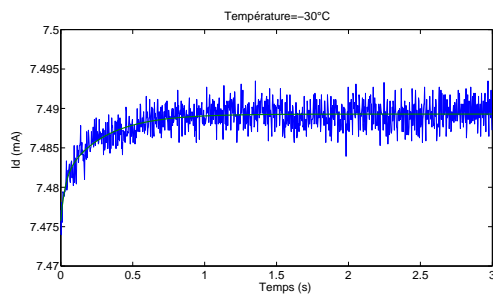
(b)



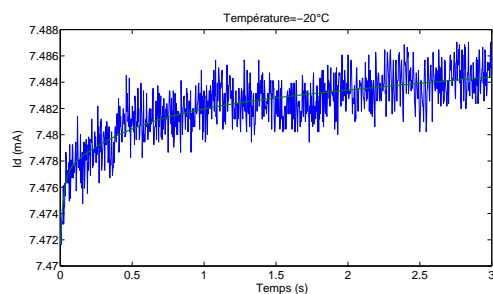
(c)



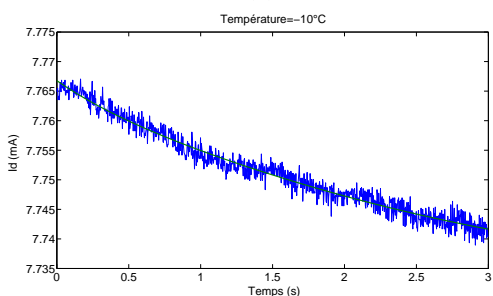
(d)



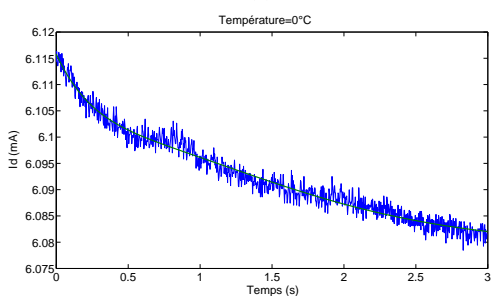
(e)



(f)



(g)



(h)

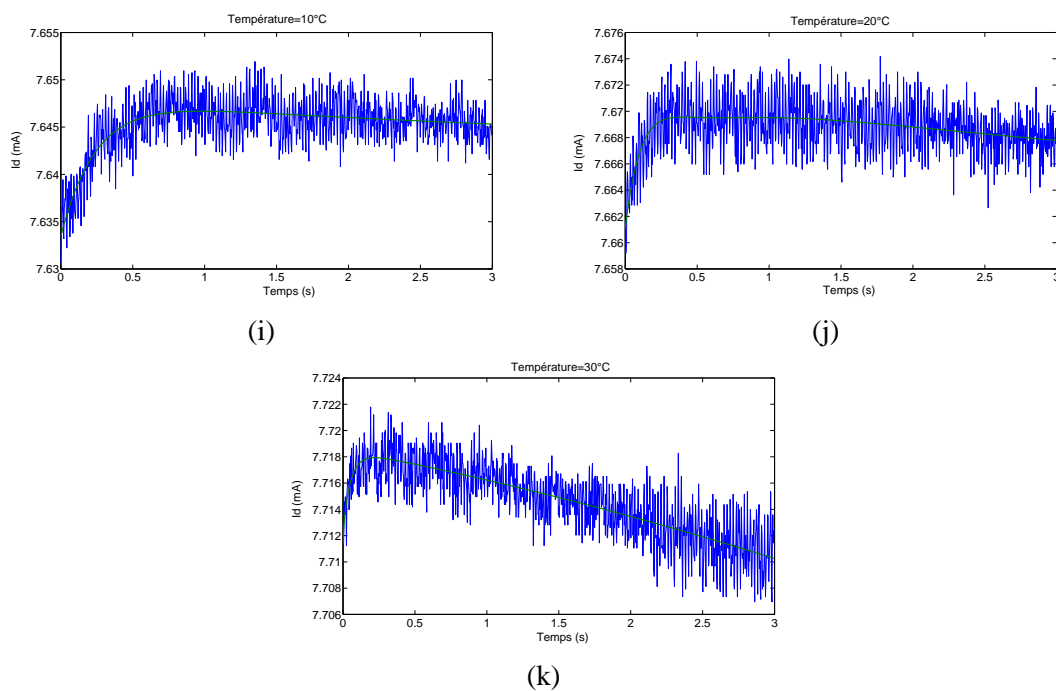


FIGURE D.3 : Courant de drain mesuré à  $V_{gs} = -0,4V$  du HEMT InAs/AlSb

Le diagramme d'Arrhénius correspondant est présenté dans la figure D.4

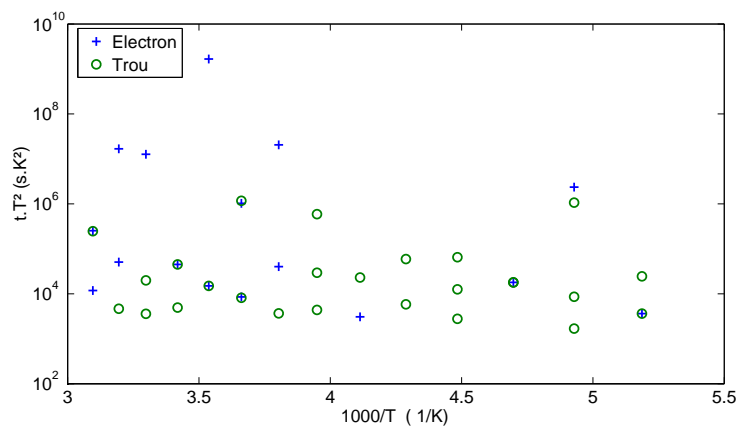
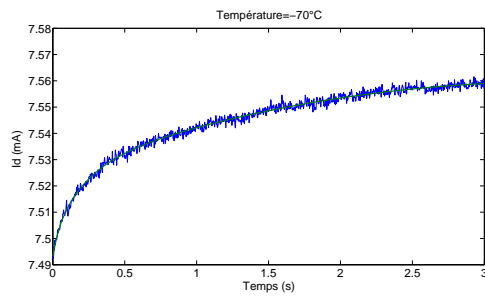
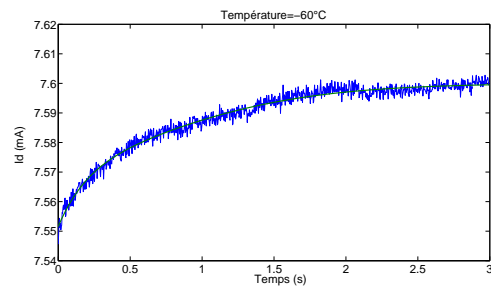


FIGURE D.4 : Diagramme d'Arrhénius à  $V_{gs} = -0.4V$

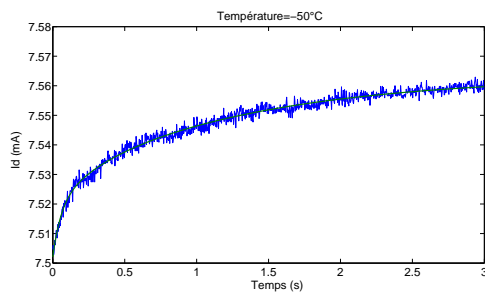
$$-V_{gs} = -0,6$$



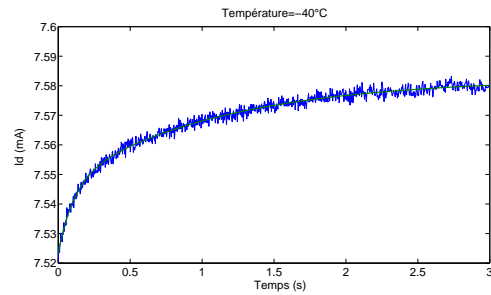
(a)



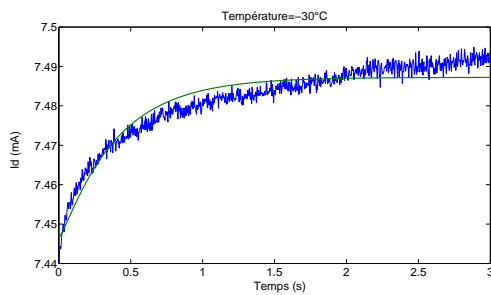
(b)



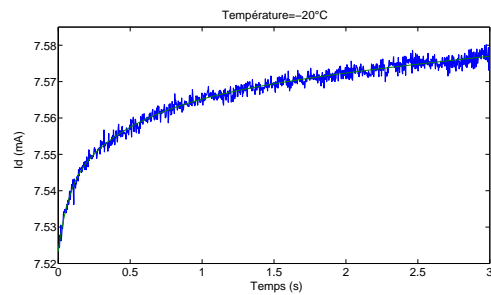
(c)



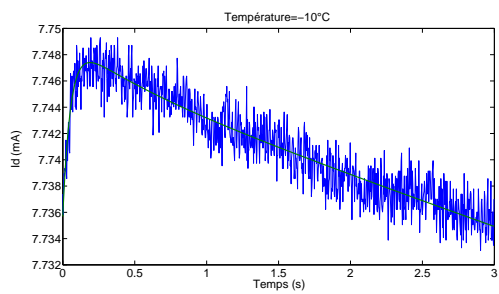
(d)



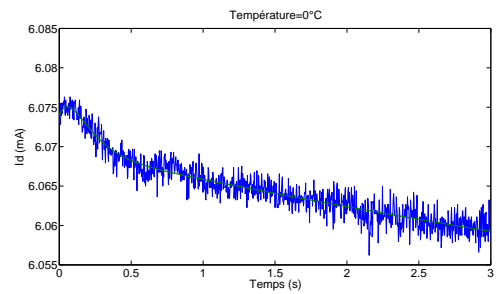
(e)



(f)



(g)



(h)



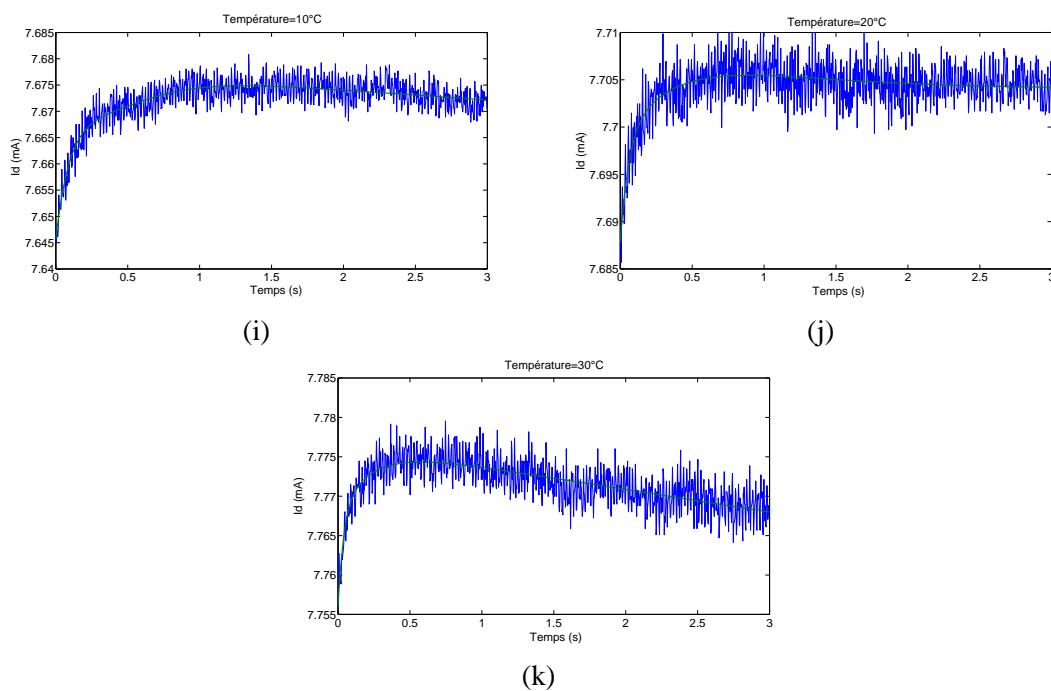


FIGURE D.5 : Courant de drain mesuré à  $V_{gs} = -0,6V$  du HEMT InAs/AlSb

Le diagramme d'Arrhénius qui correspond est illustré dans la figure..D.6.

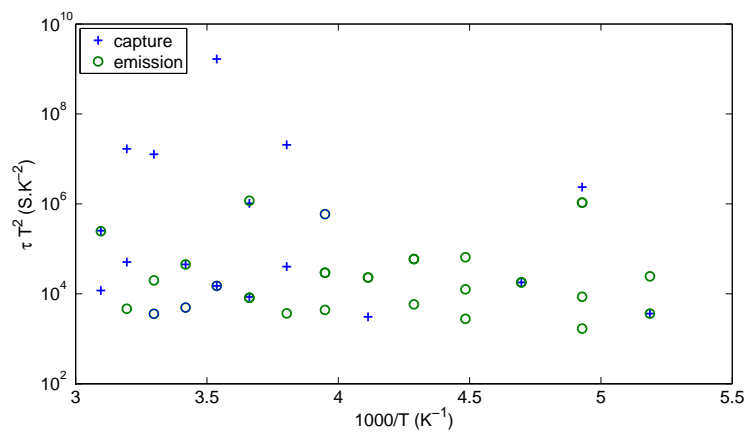
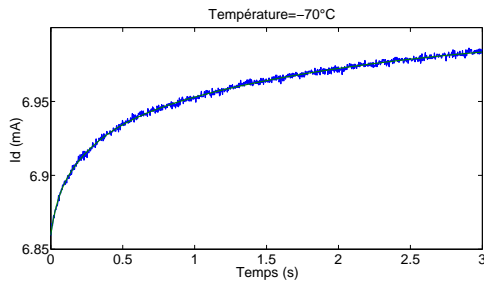
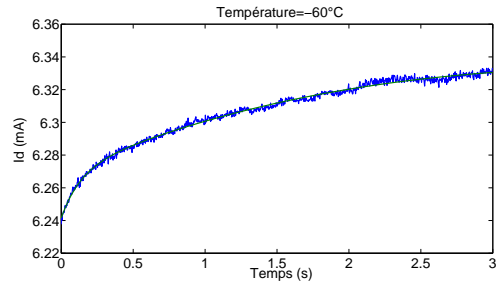


FIGURE D.6 : Diagramme d'Arrhénius à  $V_{gs} = -0.6V$

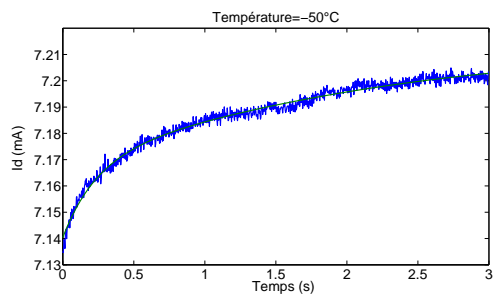
bullets  $V_{gs} = -0,8$



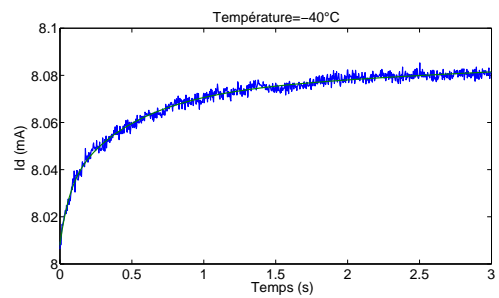
(a)



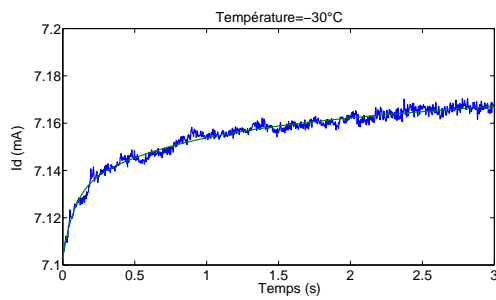
(b)



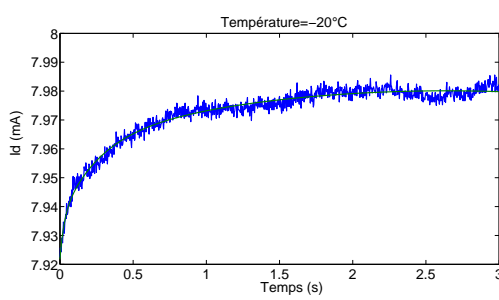
(c)



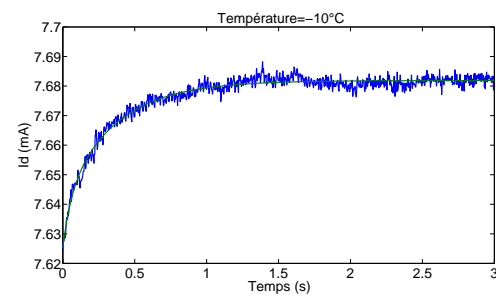
(d)



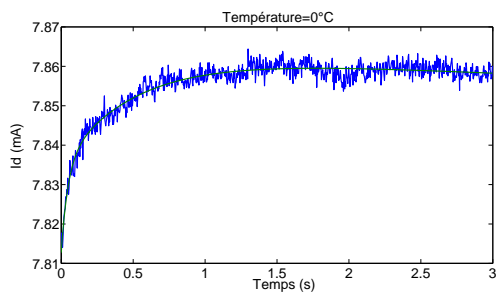
(e)



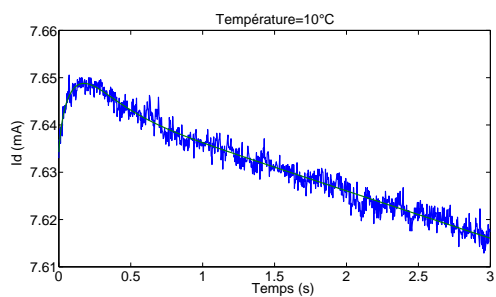
(f)



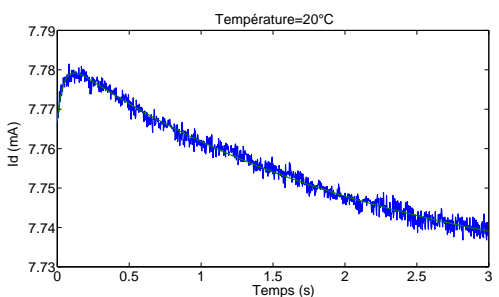
(g)



(h)



(i)



(j)

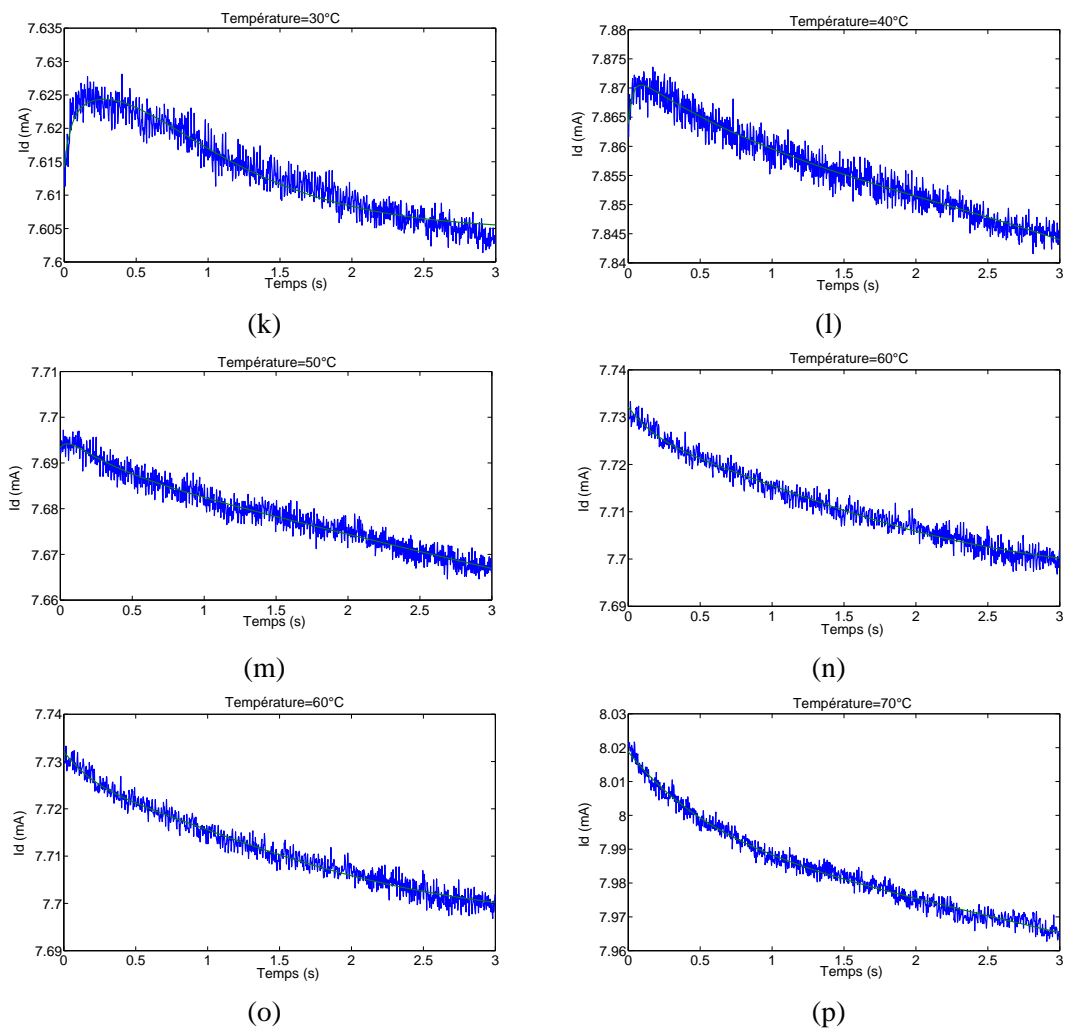


FIGURE D.7 : Courant de drain mesuré à  $V_{gs} = -0,8$  V du HEMT InAs/AlSb

Le diagramme d'Arrhéius correspondant est présenté dans la figure D.8.

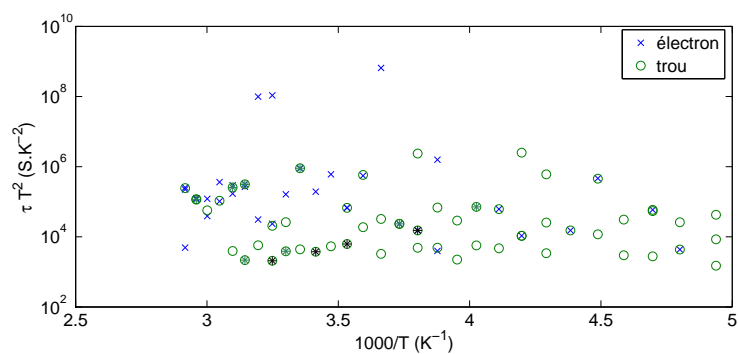
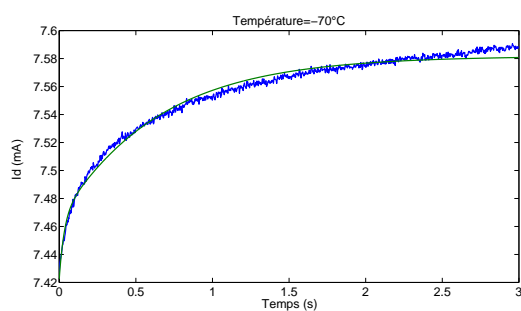
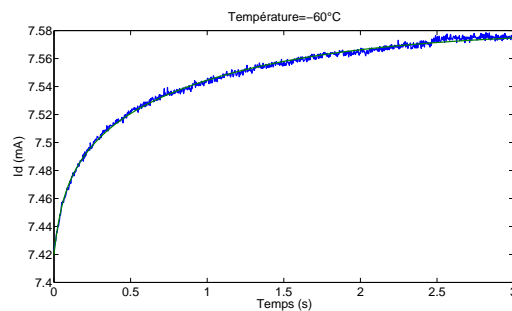


FIGURE D.8 : Diagramme d'Arrhénius à  $V_{gs} = -0.8V$

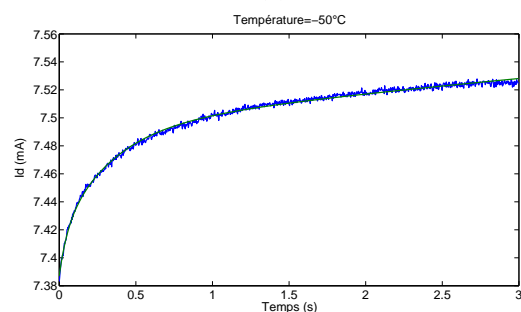
–  $V_{gs} = -1$



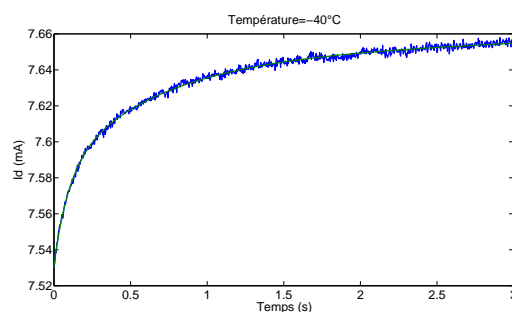
(a)



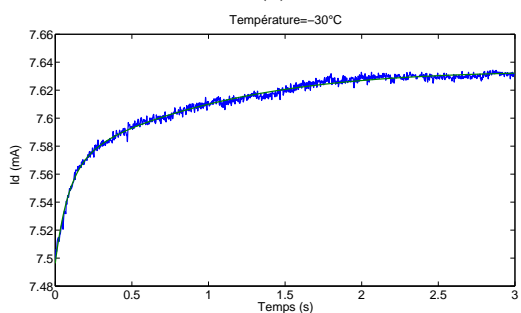
(b)



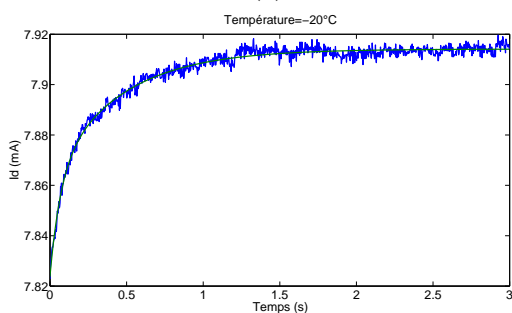
(c)



(d)



(e)



(f)

Le diagramme d'Arrhénius est tracé dans la figure D.10.

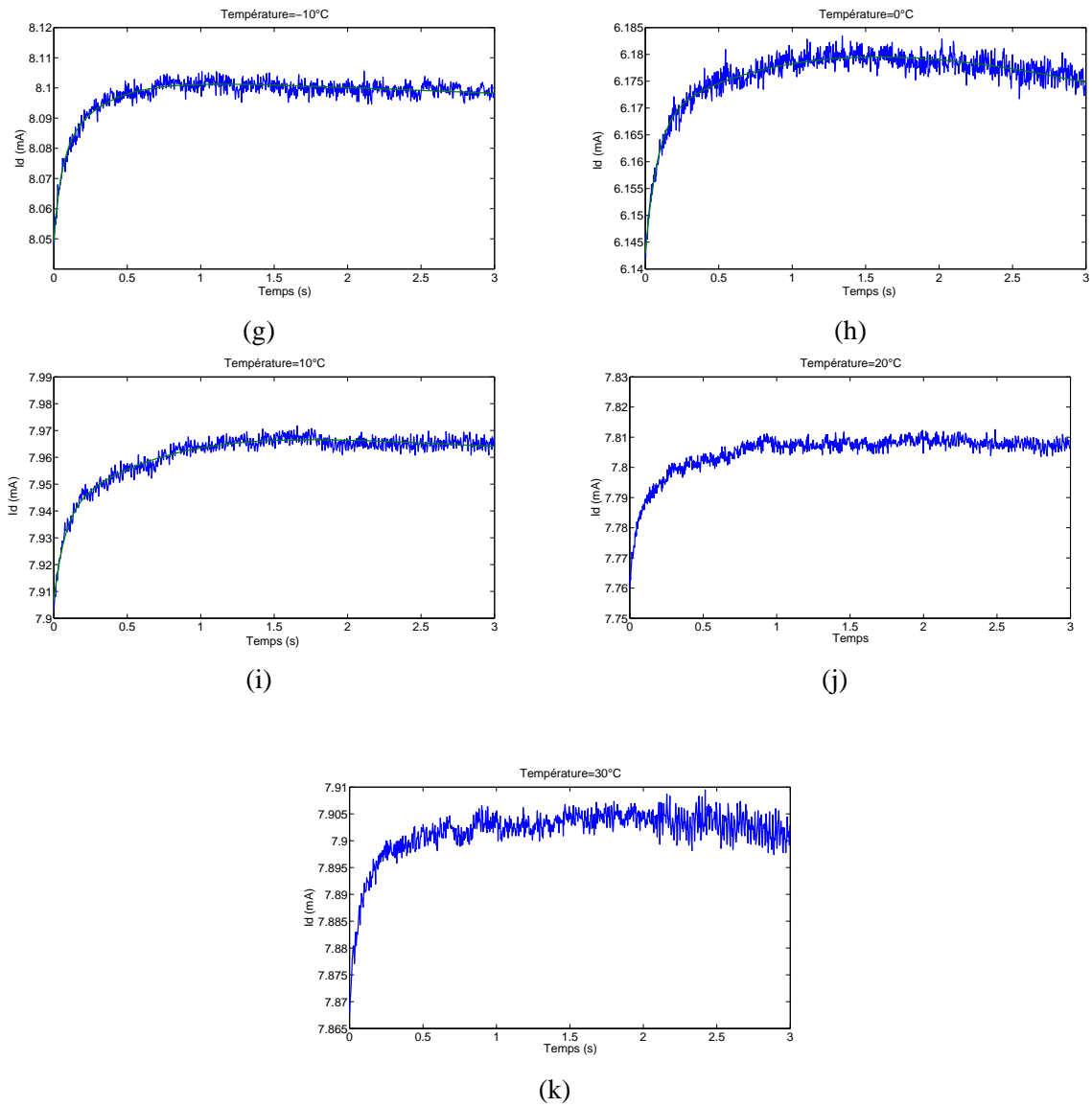


FIGURE D.9 : Courant de drain mesuré à  $V_{gs} = -1\text{V}$  du HEMT InAs/AlSb

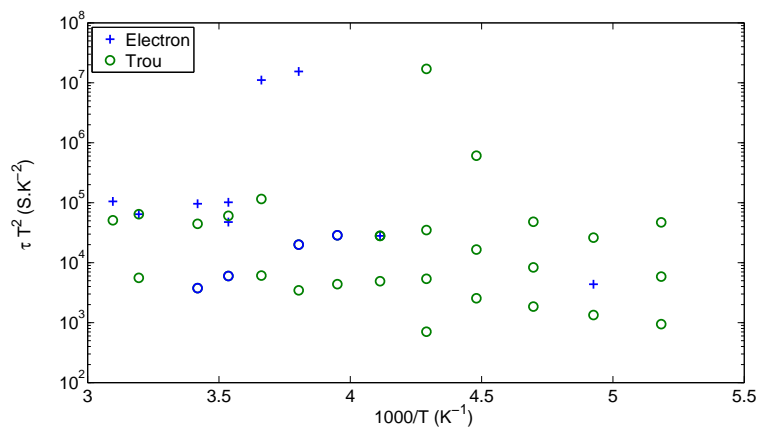


FIGURE D.10 : Diagramme d'Arrhénius à  $V_{gs} = -1\text{V}$



---

---

## Bibliographie

---

- [1] T. Mimura, S. Hiyamizu, T. Fujii, and K. Nanbu, "A new field effect transistor with selectively doped GaAsIn-AlGaAs heterostructure," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 19, pp. L225–227, 1980.
- [2] D. Delagebeaudeuf, P. Delescluse, P. Etienne, M. Laviron, J. Chaplart, and N. T. Linh, "Two-dimensional electron gas m.e.s.f.e.t. structure," *Electronics Letters*, vol. 16, no. 17, pp. 667–668, 1980.
- [3] R. Anderson, "Experiments on Ge-As heterojunctions," *Solid State Electron*, vol. 5, p. 341, 1962.
- [4] K. Yokoyama, "Drift velocity comparison between high-electron mobility transistors and doped-channel field-effect transistors at very small dimensions," *Journal of Applied Physics*, vol. 63, no. 3, pp. 938–943, 1988.
- [5] H. MATHIEU, *Physique des semiconducteurs et des composants électroniques*. MASON, 1998.
- [6] L. Wang, R. M. Xu, and B. Yan, "Accurate Small-Signal Model Extraction for PHEMT on GaAs," *Journal of Infrared Milli Waves*, vol. 28, pp. 1133–1141, 2007.
- [7] J. Lu, Y. Wang, L. Ma, and Z. Yu, "A new Small-Signal and extraction method in Al-GaN/GaN HEMTs," *Solid State Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 115–120, 2008.

- 
- [8] R. Lambrushi, N. Lomuto, and F. Deze, "Etage de puissance pour amplification audio classe d haute performance et rendement de 97 %," (Copenhagen, Denmark), AES, 27th International Conference, September 2005.
- [9] A. Gautier-Levine, *Etude des effets parasites du transistor à effet de champ à hétérojonction et canal dopé HFET sur InP*. PhD thesis, Université de Limoges, 1998.
- [10] J. M. Golio, M. G. Miller, G. N. Maracas, and D. A. Johnson, "Frequency-dependent electrical characteristics of GaAs MESFETs," *Journal of Electron Devices*, vol. 37, no. 5, pp. 1217–1227, 1990.
- [11] M. Rocchi, "Status of surface and bulk parasitic effects limiting the performances of GaAs IC's," in *Physica 129B*, pp. 119–138, 1985.
- [12] J. Dumas, F. Garat, and L. D., "Developpement of gate-laf effect on GaAs power MESFETs during aging," *Electronics Letters*, vol. 23, no. 4, pp. 139–141, 1987.
- [13] T. Enoki, K. Arai, A. Kohzen, and Y. Ishii, "Design and characteristics of InGaAs/InP composite-channel HFET's," *Journal of Electron Devices*, vol. 42, no. 8, pp. 1413–1418, 1995.
- [14] K. Kunihiro, M. Nogome, and Y. Ohno, "Effects of buried p-layers on substrate-trap induced phenomena in GaAs MESFETs," in *Proc. th Annual Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symp. Technical Digest 1996*, pp. 179–182, 1996.
- [15] Y. Pao and J. Harris, "Physical Origin of the High Output Conductance in  $In_{0.52}Al_{0.48}As/In_{0.53}Ga_{0.47}As/InP$  HEMTs," in *3rd International Conference on InP and Related Materials*, (Cardiff, U. K.), 1991.
- [16] S. Blayac, *Transistor Bipolaire à double hétérojonction InP/GaInAs pour circuits de commutations optiques à très haut débit*. PhD thesis, Université de Montpellier II, 2001.
- [17] F. A. Marino, N. Faralli, D. K. Ferry, S. M. Goodnick, and M. Saraniti, "Figures of merit in high-frequency and high-power GaN HEMT," *Journal of physics*, 2009.
- [18] C. Meliani, *Circuits intégrés amplificateurs à base de transistors HEMT pour les transmissions numériques à très haut débit (>40 Gbit/s)*. PhD thesis, Université Paris VII DENIS DIDEROT, Juin 2003.
- [19] Y. Cordier, P. Lorenzini, J.-M. Chauveau, D. Ferre, Y. Androussi, J. DiPersio, D. Vignaud, and J.-L. Codron, "Influence of growth conditions on the structural, optical and electri-



- cal quality of MBE grown InAlAs/InGaAs metamorphic HEMTs on GaAs,” in *Proc. Int Molecular Beam Epitaxy Conf*, pp. 71–72, 2002.
- [20] Y. Song, S. Wang, I. Tangring, Z. Lai, and M. Sadeghi, “Effects of doping and grading slope on surface and structure of metamorphic InGaAs buffers on GaAs substrates,” *Journal of Applied Physics*, vol. 106, no. 12, p. 123531, 2009.
- [21] T. Ohori, S. Ohkubo, K. Kasai, and J. Komeno, “Effect of threading dislocations on mobility in selectively doped heterostructures grown on Si substrates,” *Journal of Applied Physics*, vol. 75, no. 7, pp. 3681–3683, 1994.
- [22] X. Letartre, P. Rojo-Romeo, J. Tardy, M. Gendry, D. Thompson, and J. G. Simmons, “InP-InAlAs and InGaP-InAlAs mixed spacers to reduce the gate leakage current in InAlAs/InGaAs/InP HEMTs,” in *Proc. Int Indium Phosphide and Related Materials Conf*, pp. 384–387, 1997.
- [23] L. J. Cui, Y. P. Zeng, B. Q. Wang, J. Wu, Z. P. Zhu, and L. Y. Lin, “Rapid thermal annealing effects on step-graded InAlAs buffer layer and  $In_{0.52}Al_{0.48}As/In_{0.53}Ga_{0.47}As$  metamorphic high electron mobility transistor structures on GaAs substrates,” *Journal of Applied Physics*, vol. 91, no. 4, pp. 2429–2432, 2002.
- [24] H. Sugiyama, K. Watanabe, H. Yokoyama, and T. Kobayashi, “Thermal stability of InP-based high electron mobility transistor epitaxial wafers,” *Journal of Applied Physics*, vol. 93, no. 7, pp. 4260–4267, 2003.
- [25] Y. Liu and H. Wang, “Experimental evidence for dislocation-related gettering in metamorphic InP/InGaAs high electron mobility transistor (HEMT) structures on GaAs substrate,” *Journal of Applied Physics*, vol. 100, no. 3, p. 034505, 2006.
- [26] M. Boudrissa, E. Delos, C. Gaquiere, M. Rousseau, Y. Cordier, and D. Theron, “Enhancement-Mode  $Al_{0.66}In_{0.34}As/Ga_{0.67}In_{0.33}As$  Metamorphic HEMT : Modeling and Measurements,” *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. 48, pp. 1037–1044, June 2001.
- [27] N. F. Idham M, A. I. Ahmad Ismat, S. Rasidah, D. Asban, M. Razman Y, and A. M. Abdul Fatah, “Effect of Indium Content in the Channel on the Electrical Performance of Metamorphic High Electron Mobility Transistors,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Semiconductor Electronics ICSE '06*, pp. 743–746, 2006.

- [28] F. Benkhelifa, M. Chertouk, M. Walther, R. Losch, and G. Weimann, "Metamorphic HEMT 0.5  $\mu\text{m}$  low cost high performance process on 4" GaAs substrates," in *Proc. Int Indium Phosphide and Related Materials Conf*, pp. 290–293, 2000.
- [29] M. Kao, I. Beam, E. A., T. Yun, C. F. Campbell, M. S. Heins, P. Saunier, J. B. Delaney, and R. A. Eye, "Metamorphic HEMT technology for millimeter-wave and 40-Gb/s fiber-optics applications," in *Proc. Int Indium Phosphide and Related Materials Conf*, pp. 361–364, 2003.
- [30] C. S. Whelan, P. F. Marsh, W. E. Hoke, R. A. McTaggart, C. P. McCarroll, and T. E. Kazior, "GaAs metamorphic HEMT (MHEMT) : an attractive alternative to InP HEMTs for high performance low noise and power applications," in *Proc. Int Indium Phosphide and Related Materials Conf*, pp. 337–340, 2000.
- [31] P. M. Smith, "InP-based HEMTs for microwave and millimeter-wave applications," in *Proc. Conf. Seventh Int Indium Phosphide and Related Materials*, pp. 68–72, 1995.
- [32] P. F. Marsh, C. S. Whelan, W. E. Hoke, I. Leoni, R. E., and T. E. Kazior, "Reliability of metamorphic HEMTs on GaAs substrates," in *Proc. GaAs Reliability Workshop*, pp. 119–132, 2001.
- [33] W. E. Hoke, T. D. Kennedy, A. Torabi, C. S. Whelan, P. F. Marsh, R. E. Leoni, C. Xu, and K. C. Hsieh, "High indium metamorphic HEMT on a GaAs substrate," in *Proc. Int Molecular Beam Epitaxy Conf*, pp. 73–74, 2002.
- [34] Y. Cordier, S. Bollaert, M. Zaknونة, J. diPersio, and D. Ferre, "AlInAs/GaInAs metamorphic HEMT's on GaAs substrate : from material to device," in *Proc. Int Indium Phosphide and Related Materials Conf*, pp. 211–214, 1998.
- [35] H. S. Yoon, J. H. Lee, J. Y. Shim, J. Y. Hong, D. M. Kang, W. J. Chang, H. C. Kim, and K. I. Cho, "0.15 $\mu\text{m}$  gate length InAlAs/InGaAs power metamorphic HEMT on GaAs substrate with extremely low noise characteristics," in *Proc. Int Indium Phosphide and Related Materials Conf*, pp. 114–117, 2003.
- [36] O. Pajona, C. Aupetit-Berthelemot, and J. M. Dumas, "Electrical models for detrimental effects in metamorphic HEMTs," in *Proc. Conf. Int Indium Phosphide and Related Materials*, pp. 332–335, 2006.

- [37] O. Pajona, C. Aupetit-Berthelemot, and J. Dumas, "A study of metamorphic HEMT technological improvements : Impact on parasitic effect electrical models," *Microelectronics Reliability*, vol. 47, no. 9-11, pp. 1643 – 1648, 2007. 18th European Symposium on Reliability of Electron Devices, Failure Physics and Analysis.
- [38] P. RNRT-HEMERODE, "Rapport de conception," tech. rep., Livrable 7, 2004.
- [39] O. Pajona, *Transistors HEMT métamorphique sur substrat GaAs pour applications de télécommunication très haut débit : Mesures statiques et dynamiques pour intégration des effets parasites dans des modèles*. PhD thesis, Université de Limoges, Mai 2006.
- [40] S. G. Choi, Y. H. Baek, J. H. Oh, M. Han, S. H. Bang, B. C. Jun, H. C. Park, and J. K. Rhee, "Studies on Modification of Channel Material and Gate Recess Structures in Metamorphic HEMT," in *Proc. Global Symp. Millimeter Waves GSMM 2008*, pp. 6–9, 2008.
- [41] A. Souifi, B. Georgescu, G. Bremond, M. A. Py, J. Decobert, G. Post, and G. Guillot, "Influence of deep levels in AlInAs/GaInAs/InP HFETs," in *Proc. IPRM Indium Phosphide and Related Materials 1999 Eleventh Int. Conf*, pp. 487–490, 1999.
- [42] M. H. Somerville, J. A. del Alamo, and W. Hoke, "Direct correlation between impact ionization and the kink effect in InAlAs/InGaAs HEMTs," *Electron Devices Letters*, vol. 17, no. 10, pp. 473–475, 1996.
- [43] H. Kuenzel, K. Biermann, J. Boettcher, P. Harde, M. Kurtzweg, R. Schneider, W. Neumann, D. Nickel, K. Reimann, M. Woerner, and T. Elsaesser, "Low-temperature-grown 1.55  $\mu\text{m}$  GaInAs/AlInAs quantum wells for optical switching : MBE growth and optical response," in *Proc. IPRM Indium Phosphide and Related Materials Conf. 14th*, pp. 343–346, 2002.
- [44] V. Drouot, S. Frechengues, B. Lambert, S. Loualiche, A. Le Corre, H. l'Haridon, and M. Bandet, "Growth study of self-assembled  $\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{As}$  islands on InP," in *Proc. Int Indium Phosphide and Related Materials Conf*, pp. 463–466, 1997.
- [45] B. R. Bennett, R. Magno, J. B. Boos, W. Kruppa, and M. G. Ancona, "Antimonide-based compound semiconductors for electronic devices : A review," *Solid State Electronics*, vol. 49, pp. 1875–1895, 2005.
- [46] C. Chang, R. Ludeke, L. L. Chang, and L. Esaki, "Molecular beam epitaxy (MBE) of InGaAs and GaSbAs," *Applied Physics Letters*, vol. 31, no. 11, pp. 759–761, 1977.

- [47] R. Ludeke, "Electronic properties of (100) surfaces of GaSb and InAs and their alloys with GaAs," *IBM J. Res. Dev.*, vol. 22, no. 3, pp. 304–314, 1978.
- [48] M. Yano, Y. Suzuki, T. Ishii, Y. Matsushima, and M. Kimata, "Molecular beam epitaxy of GaSb and GaSbAs," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 17, no. 12, pp. 2091–2096, 1978.
- [49] J. Bergman, G. Nagy, G. Sullivan, A. Ikhlassi, and B. Brar, "Low-voltage, high-performance InAs/AlSb HEMTs with power gain above 100 GHz at 100 mV drain bias," in *Proc. 62nd DRC Device Research Conf. Digest*, pp. 243–244, 2004.
- [50] G. Tuttle, H. Kroemer, and J. H. English, "Effects of interface layer sequencing on the transport properties of InAs/AlSb quantum wells : Evidence for antisite donors at the InAs/AlSb interface," *Journal of Applied Physics*, vol. 67, no. 6, pp. 3032–3037, 1990.
- [51] M. Borg, E. Lefebvre, M. Malmkvist, L. Desplanque, X. Wallart, Y. Roelens, G. Dambrine, A. Cappy, S. Bollaert, and J. Grahn, "Effect of gate length in InAs/AlSb HEMTs biased for low power or high gain," *Solid State Electronics*, vol. 52, pp. 775–781, 2008.
- [52] H. Kroemer, C. Nguyen, and B. Brar, "Are there Tamm-state donors at the InAs-AlSb quantum well interface?," *J. Vac. Sci. Techn. B*, vol. 10, no. 4, pp. 1769–1772, 1992.
- [53] Y. Lin, T. Fan, H. Lin, P. Chiu, J. Chyi, C. Ko, T. Kuan, M. Hsieh, W. Lee, and C. H. Wann, "Low-leakage InAs/AlSb HEMT with high FT-LG product," in *Proc. IEEE Int. Conf. Indium Phosphide & Related Materials IPRM '09*, pp. 330–333, 2009.
- [54] B. R. Bennett, M. J. Yang, B. V. Shanabrook, J. B. Boos, and D. Park, "Modulation doping of InAs/AlSb quantum wells using remote InAs donor layers," *Applied Physics Letters*, vol. 72, no. 10, pp. 1193–1195, 1998.
- [55] F. C. Wang, W. E. Zhang, C. H. Yang, M. J. Yang, and B. R. Bennett, "Observation of electrically resettable negative persistent photoconductivity in InAs/AlSb single quantum wells," *Applied Physics Letters*, vol. 69, no. 10, pp. 1417–1419, 1996.
- [56] W. Kruppa, J. B. Boos, B. R. Bennett, and B. P. Tinkham, "Low-frequency noise characteristics of AlSb/InAsSb HEMTs as a function of temperature and illumination," in *Proc. Int. Semiconductor Device Research Symp*, pp. 194–195, 2003.

- [57] I. Lo, J.-C. Chiang, S.-F. Tsay, W. C. Mitchel, M. Ahoujja, R. Kaspi, S. Elhamri, and R. S. Newrock, "Effect of well thickness on the two-dimensional electron-hole system in  $Al_xGa_{1-x}Sb/InAs$  quantum wells," *Phys. Rev. B*, vol. 55, pp. 13677–13681, May 1997.
- [58] S. Subanna, G. Tuttle, and H. Kroemer, "N-type doping of gallium antimonide and aluminium antimonide by molecular beam epitaxy using lead telluride dopant source," *Journal of Electron Materials*, vol. 17, no. 4, pp. 297–303, 1988.
- [59] A. Nakagawa, J. J. Pekarik, H. Kroemer, and J. H. English, "Deep levels in Te-doped AlSb grown by molecular beam epitaxy," *Applied Physics Letters*, vol. 57, no. 15, pp. 1551–1553, 1990.
- [60] W. Kruppa, J. B. Boos, B. R. Bennett, and M. Goldenberg, "Traps and the kink effect in AlSb/InAs HEMTs," in *Proc. Eighth Int Indium Phosphide and Related Materials IPRM '96. Conf*, pp. 458–461, 1996.
- [61] C. R. Bolognesi, M. W. Dvorak, and D. H. Chow, "Impact ionization suppression by quantum confinement : Effects on the DC and microwave performance of narrow-gap channel InAs/AlSb HFET's," *Journal of Electron Devices*, vol. 46, no. 5, pp. 826–832, 1999.
- [62] M. J. Yang, F.-C. Wang, C. H. Yang, B. R. Bennett, and T. Q. Do, "A composite quantum well field-effect transistor," *Applied Physics Letters*, vol. 69, no. 1, pp. 85–87, 1996.
- [63] H.-K. Lin, C. Kadow, M. Dahlstrom, J.-U. Bae, M. Rodwell, A. C. Gossard, B. Brar, G. Sullivan, G. Nagy, and J. Bergman, "AlSb/InAs/InAsP/AlSb composite-channel HFETs," in *Proc. Device Research Conf*, pp. 151–152, 2003.
- [64] J. B. Boos, M. J. Yang, B. R. Bennett, D. Park, W. Kruppa, C. H. Yang, and R. Bass, "0.1  $\mu m$  AlSb/InAs HEMTs with InAs subchannel," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 15, pp. 1525–1526, 1998.
- [65] J. B. Boos, W. Kruppa, D. Park, B. R. Bennett, R. Bass, M. J. Yang, and B. V. Shanabrook, "Low-voltage, high-speed AlSb/InAs HEMTs," in *Proc. Int Indium Phosphide and Related Materials Conf*, pp. 671–674, 1998.
- [66] J. B. Boos, W. Kruppa, B. R. Bennett, D. Park, S. W. Kirchoefer, R. Bass, and H. B. Dietrich, "AlSb/InAs HEMT's for low-voltage, high-speed applications," *Journal of Electron Devices*, vol. 45, no. 9, pp. 1869–1875, 1998.

- [67] K. Longenbach, R. Beresford, and W. I. Wang, "Application of split-gate and dual-gate field-effect transistor designs to InAs Field-effect transistors," *Solid-State Electron*, vol. 33, no. 9, pp. 1211–1213, 1990.
- [68] D. L. Rogers, J. M. Woodall, G. D. Pettit, and D. McInturff, "High-speed 1.3  $\mu\text{m}$  GaInAs detectors fabricated on GaAs substrates," *Journal of Electron Devices*, vol. 9, no. 10, pp. 515–517, 1988.
- [69] M. E. Levinshtein, S. L. Rumyantsev, R. Tauk, S. Boubanga, N. Dyakonova, W. Knap, A. Shchepetov, S. Bollaert, Y. Rollens, and M. S. Shur, "Low frequency noise in InAlAs/InGaAs modulation doped field effect transistors with 50-nm gate length," *Journal of Applied Physics*, vol. 102, no. 6, p. 064506, 2007.
- [70] R. Yeats, D. D'Avanzo, K. Chan, N. Fernandez, T. Taylor, and C. Vogel, "Gate slow transients in GaAs MESFETs-causes, cures, and impact on circuits," in *Proc. Int. Electron Devices Meeting IEDM '88. Technical Digest*, pp. 842–845, 1988.
- [71] W. R. Curtice, J. R. Bennett, D. Suda, and B. A. Syrett, "Modeling of current lag in GaAs IC's," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, vol. 2, pp. 603–606, 1998.
- [72] A. Dubois, C. Aupetit-Berthelemot, and J. M. DUMAS, "Use of a system simulator for the insertion of InP HEMT-based OEICs into fiber optic systems," 00CH337107, (Williamsburg (VA), USA), pp. 345–348, 12th IEEE Int. Conf. on Indium Phosphide and Related Materials, May 2000.
- [73] A. Dubois, C. Aupetit-Berthelemot, J. Verneuil, and J. Dumas, "Use of a system simulator to study the influence of InP-HEMT excess gate current on 40 Gbits/s fiber optic system performances," vol. 02CH37307, (Stockholm, Sweden), pp. 197–200, 14th IEEE Int. Conf. on Indium Phosphide and Related Materials, May 2002.
- [74] T. Zimmer, D. Ouro Bodi, J. M. Dumas, N. Labat, A. Touboul, and Dantoy, "Kink Effect in HEMT structures : A trap-related semi-quantitative model and an empirical approach for spice simulation," *Solid-State Electronics*, vol. 35, pp. 1543–1548, 1992.
- [75] B. G. Vasallo, J. Mateos, D. Pardo, and T. Gonzalez, "Kink effect in InAlAs/InGaAs short-channel HEMTs : influence on the dynamic and noise performance," in *Proc. Int Indium Phosphide and Related Materials Conf*, pp. 188–191, 2005.

- [76] L. F. Palmateer, P. J. Tasker, W. J. Schaff, L. D. Nguyen, and L. F. Eastman, "DC and RF measurements of the kink effect in 0.2  $\mu\text{m}$  gate length AlInAs/GaInAs/InP modulation-doped field-effect transistors," *Applied Physics Letters*, vol. 54, no. 21, pp. 2139–2141, 1989.
- [77] B. Georgescu, A. Souifi, G. Post, and G. Guillot, "A slow-trap model for the kink effect on InAlAs/InP HFET," in *Proc. Int Indium Phosphide and Related Materials Conf*, pp. 173–176, 1997.
- [78] M. H. Somerville, J. A. del Alamo, and W. Hoke, "A new physical model for the kink effect on InAlAs/InGaAs HEMTs," in *Proc. Int. Electron Devices Meeting*, pp. 201–204, 1995.
- [79] R. T. Webster, S. Wu, and A. F. M. Anwar, "Impact ionization in InAlAs/InGaAs/InAlAs HEMT's," *Electron Devices Letters*, vol. 21, no. 5, pp. 193–195, 2000.
- [80] B. Lambert, *Etude de l'influence du mécanisme d'ionisation par impact sur les performances et la fiabilité des transistors à effet de champ sur substrat III-V*. PhD thesis, Université de Bordeaux 1, 2001.
- [81] C. Aupetit-Berthelemot, *Etude des effets parasites du transistor à haute mobilité électronique (HEMT) sur InP pour applications micro-optoélectroniques*. PhD thesis, Université de Limoges, 1998.
- [82] J.-P. Teyssier, *Caractérisation en impulsions des transistors microondes : Application à la modélisation non linéaire pour la C.A.O. des circuits*. PhD thesis, Université de Limoges, 1994.
- [83] D. Lang, "Deep-level transient spectroscopy : A new method to characterize traps in semiconductors," *Journal of Applied Physics*, vol. 45, pp. 3023–3032, 1974.
- [84] B. D. Nener, S. T. Lai, L. Faraone, and A. G. Nassibian, "Parameter evaluation in automated digital deep-level transient spectroscopy (DLTS)," *Journal of Instrumentation and Measurement*, vol. 42, no. 5, pp. 913–919, 1993.
- [85] Y. Haddab, *Etude des niveaux profonds dans des transistors à gaz bidimensionnel d'électrons sur substrats de GaAs et InP*. PhD thesis, Ecole Polytechnique fédérale de Lausanne, 1995.

- [86] M. V. Baeta Moreira, M. A. Py, and M. Ilegems, "Photoluminescence and Hall characterization of pseudomorphic GaAs/InGaAs/AlGaAs heterostructures grown by molecular-beam epitaxy," *Journal of Vacuum Science & Technology B : Microelectronics and Nanometer Structures*, vol. 11, no. 3, pp. 593–600, 1993.
- [87] H. Bayhan and A. S. Kavasoglu, "Admittance and Impedance Spectroscopy on Cu(In,Ga)Se<sub>2</sub> Solar Cells," *Turk Journal Physics*, vol. 27, pp. 529–535, 2003.
- [88] P. Audren, *Diplome d'habilitation à diriger des recherches*. 1996.
- [89] O. JARDEL, *Contribution à la modélisation des transistors pour l'amplification de puissance aux fréquences microondes. Développement d'un nouveau modèle électrothermique de HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> incluant les effets de pièges*. PhD thesis, Université de Limoges, Avril 2008.
- [90] S. Bahl, J. del Alamo, J. Dickmann, and S. Schildberg, "Off-state breakdown in In-AlAs/InGaAs MODFET's," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 42, pp. 15–22, 1995.
- [91] C. TEYSSANDIER, *Contribution à la modélisation non-linéaire de transistors de puissance HEMT Pseudomorphiques sur substrat AsGa : Analyse des effets parasites*. PhD thesis, Université de Limoges, Mars 2008.
- [92] S. Faye, *Transistors a effet de champ AlInAs/GaInAs : étude de la commande grille et des contacts ohmiques*. PhD thesis, Université Paris VII, 1990.
- [93] W. Hong, "Deep level and the possible D-X like center in molecular beam epitaxial In<sub>x</sub>Al<sub>1-x</sub>As," *J. of Electronics Material*, vol. 16, p. 271, 1996.
- [94] K. Rezzoug, F. Ducroquet, G. Guillot, L. Giraudet, and J. P. Praseuth, "Deep trap characterization of Al<sub>0.48</sub>In<sub>0.52</sub>As/In<sub>0.52</sub>(Ga<sub>0.7</sub>Al<sub>0.3</sub>)As heterostructures," in *Proc. IEEE Semiconducting and Semi-Insulating Materials Conf*, pp. 291–294, 1996.
- [95] H. Hoenow, "Deep level Analysis of Si Doped MBE grown AlInAs layer," in *4th International Conference of Indium Phosphide and Related Materials*, pp. 136–139, 1992.
- [96] W. Kruppa and J. B. Boos, "Rf measurement of impact ionization and its temperature dependence in AlSb/InAs HEMTs," in *Proc. Conf. Sixth Int Indium Phosphide and Related Materials*, pp. 339–342, 1994.



- 
- [97] F. Fuchs, S. J., and H. Obloh, "Photoluminescence of InAs/AlSb single quantum wells," *Applied Physical Letters*, vol. 64, no. 13, p. 1665, 1994.
- [98] C. Charbonniaud, *Caractérisation et modélisation électronique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde*. PhD thesis, Université de Limoges, 20 Octobre 2005.



---

---

## *Table des figures*

---

1.1	Schéma de principe d'un HEMT . . . . .	14
1.2	hétérojonction barrière-canal et formation du gaz 2D . . . . .	16
1.3	Structure et diagramme d'énergie d'un HEMT générique . . . . .	16
1.4	Régime MESFET . . . . .	17
1.5	Réseau I(V) d'un transistor HEMT . . . . .	20
1.6	Circuit équivalent petit signal d'un HEMT . . . . .	21
1.7	Structure en couche d'un MHEMT simple canal . . . . .	29
1.8	structure d'un MHEMT à canal composite . . . . .	30
1.9	Technologie double recess . . . . .	31
1.10	Structure de bandes d'un MHEMT à canal composite . . . . .	32
1.11	Polarisation du canal sous la grille . . . . .	38
1.12	Hétérostructure d'un HEMT AlSb/InAs sur InP . . . . .	42
1.13	Les types d'Interfaces AlSb/InAs . . . . .	42
1.14	Structure des bandes d'énergie d'un HEMT AlSb/InAs . . . . .	43
2.1	Réseau de sortie d'un HEMT présentant un fort kink . . . . .	53
2.2	Courant de grille $I_g$ présentant l'effet d'ionisation par impact . . . . .	54
2.3	Principe de la mesure en impulsion . . . . .	56
2.4	Banc de caractérisation I-V en mode impulsionnel . . . . .	57
2.5	Réseau de sortie d'un MHEMT ( $2 \times 4 \mu m$ ) mesuré en impulsion . . . . .	59

2.6	Différentes configurations de position des défauts dans le SC . . . . .	60
2.7	La technique de la DLTS (a) Variation de la capacité d'une jonction PN ou Schottky (b) Exemple de spectre d'un signal DLTS [83] . . . . .	65
2.8	Spectre de bruit mesuré en obscurité à température variable . . . . .	66
2.9	Exemple de spectre de capacité en fonction de la fréquence [87] . . . . .	69
2.10	Impulsion appliquée sur la grille . . . . .	71
2.11	Etat de la barrière Schottky sous polarisation . . . . .	71
2.12	Exemple d'allure du courant de drain en présence des pièges . . . . .	72
2.13	Banc de mesure de relaxation Isotherme . . . . .	73
2.14	Courant mesuré aux bornes de la résistance 50 $\Omega$ lors de l'application d'une impulsion carrée . . . . .	75
2.15	Interface utilisateur du logiciel développé . . . . .	76
2.16	Bruit sur le courant mesuré(a) pour une mesure (b) pour 3 cycles de mesures . . . . .	77
2.17	Allure du courant de drain mesuré (a) capture d'un électron (b) émission d'un électron (c) processus d'émission suivie d'une capture d'électrons . . . . .	77
2.18	Courbe lissée avec le traitement sous Matlab . . . . .	78
2.19	Diagramme d'Arrhénius . . . . .	79
2.20	Pièges trouvés pour différentes valeurs de $\varepsilon$ (a) $\varepsilon = 0.005$ (b) $\varepsilon = 0.001$ (c) $\varepsilon = 0.05$ (d) $\varepsilon = 0.1$ (e) $\varepsilon = 0.5$ . . . . .	80
2.21	Graphique illustrant le calcul de la fréquence de coupure d'un piège . . . . .	83
2.22	transconductance $G_m = f(V_{gs})$ d'un MHEMT double canal . . . . .	84
2.23	Courant de drain lissé avec (a) le nouveau logiciel (b) le programme basic . . . . .	85
3.1	Réseaux $I_d(V_{ds}, V_{gs})$ pour des MHEMTs à canal simple à différents développements de grille (a) $L_g = 130nm$ et $W_g = 2x15\mu m$ (b) $L_g = 130nm$ et $W_g = 4x25\mu m$ (c) $L_g = 130nm$ et $W_g = 6x15\mu m$ . . . . .	91
3.2	Réseaux $I_g(V_{ds}, V_{gs})$ pour pour des MHEMTs à canal simple à différents développements de grille (a) $L_g = 130nm$ , $W_g = 2x15\mu m$ (b) $L_g = 130nm$ , $W_g = 4x25\mu m$ (c) $L_g = 130nm$ , $W_g = 6x15\mu m$ . . . . .	93
3.3	Réseaux $I_d(V_{ds}, V_{gs})$ pour des MHEMTs à double canal de différents développements de grille (a) $L_g = 130nm$ , $W_g = 2x15\mu m$ (b) $L_g = 130nm$ , $W_g = 4x25\mu m$ (c) $L_g = 130nm$ , $W_g = 6x15\mu m$ . . . . .	95

3.4	Réseaux $I_g(V_{ds}, V_{gs})$ pour des MHEMTs à canal double pour différents développements de grille (a) $L_g = 130nm$ , $W_g = 2x15\mu m$ (b) $L_g = 130nm$ , $W_g = 4x25\mu m$ (c) $L_g = 130nm$ , $W_g = 6x15\mu m$ . . . . .	96
3.5	Réseau $I_d(V_{ds}, V_{gs})$ d'un MHEMT ayant un développement de grille $L_g = 130nm$ et $W_g=4x4 \mu m$ tracé en polarisation continue et en mode pulsé à $V_{ds0}=0V$ et $V_{gs0}=0V$ . . . . .	97
3.6	Réseaux superposés d'un transistor MHEMT de développement $L_g = 130nm$ et $W = 4x4\mu m$ pour $V_{gs0}$ variable . . . . .	99
3.7	Réseaux $I(V)$ tracés d'un transistor MHEMT de développement $L_g = 130nm$ et $W = 4x4\mu m$ à $V_{ds0}$ variable . . . . .	100
3.8	Réseaux $I(V)$ pour $T_g=600, 800$ et $1000$ ns . . . . .	101
3.9	Réseaux $I(V)$ pour $T_d=450, 600$ et $800$ ns . . . . .	102
3.10	Réseaux tracés pour $T_g$ et $T_d$ variables . . . . .	102
3.11	Comparaison des réseaux sous éclairement et à l'obscurité . . . . .	103
3.12	Réseaux tracés à différentes températures . . . . .	104
3.13	principe de la mesure de la caractéristique de claquage Off-state . . . . .	105
3.14	Résultat de mesure de claquage Off-state . . . . .	105
3.15	Principe de la mesure des lieux de claquage On-state . . . . .	106
3.16	Lieux de claquage On-state pour un MHEMT . . . . .	106
3.17	Paramètres S pour $L_g = 130nm$ et $W = 4x15\mu m$ (a) S11 (b) S22 (c) S12 (d) S21 . . . . .	109
3.18	Paramètres S pour $L_g = 130nm$ et $W = 4x50\mu m$ (a) S11 (b) S22 (c) S12 (d) S21 . . . . .	109
3.19	Schéma équivalent petit signal d'un transistor HEMT . . . . .	110
3.20	Détermination de la matrice admittance intrinsèque du transistor . . . . .	110
3.21	Variation de $G_m$ en fonction de la fréquence (a) Fréquence de 50MHz à 40GHz (b) Fréquence de 10Hz à 500MHz . . . . .	112
3.22	Variation de $G_d$ en fonction de la fréquence de 50 MHz à 40 GHz . . . . .	113
3.23	Pièges trouvés dans le matériau InAlAs . . . . .	115
3.24	Pièges trouvés dans le matériau InGaAs . . . . .	116
3.25	Caractéristique typique $I_d(V_{ds}, V_{gs})$ du transistor InAs/AlSb sur substrat InP . . . . .	120
3.26	Caractéristique typique $I_g(V_{ds}, V_{gs})$ du transistor InAs/AlSb sur substrat InP . . . . .	121
3.27	$I_d(V_{ds}, V_{gs})$ tracé sous éclairement et dans l'obscurité . . . . .	122

3.28	$I_g(V_{ds}, V_{gs})$ tracé sous éclairage et dans l'obscurité . . . . .	122
3.29	Résultats de mesure Off-state . . . . .	123
3.30	Caractérisation du claquage On-state du transistor InAs/AlSb . . . . .	124
3.31	Paramètres S mesurés pour le HEMT InAs/AlSb de développement de grille $L_g=700\text{nm}$ et $W_g=2\times 10\mu\text{m}$ . . . . .	125
3.32	Paramètres S d'un MHEMT InAs/AlSb de développement de grille $L_g=700\text{nm}$ et $W_g=2\times 10\mu\text{m}$ pour différentes tensions de drain . . . . .	126
3.33	Schéma électrique du modèle d'un état de piège . . . . .	131
3.34	Allure du courant en cas d'émission d'électrons ou de trous . . . . .	133
3.35	Variation de l'allure de $I_d$ avec $V_{gs}$ . . . . .	134
3.36	Variation de $I_d$ avec la température . . . . .	135
3.37	Réseau I(V) du MHEMT et droites de charges . . . . .	136
3.38	Modèle d'amplificateur comportant un seul état de piège . . . . .	136
3.39	Comparaison entre un circuit avec piège et un circuit sans piège . . . . .	137
3.40	Comparaison de la fréquence de coupure dans le cas de simulation sans piège et avec piège . . . . .	137
3.41	Circuit amplificateur en classe A intégrant le modèle multi-pièges . . . . .	138
3.42	Gain et rendement simulés à $V_{gs}=-0.1\text{ V}$ . . . . .	139
3.43	Gain et rendement simulés à $V_{gs}=-0.2\text{ V}$ . . . . .	139
3.44	Gain et rendement simulés à $V_{gs}=-0.4\text{ V}$ . . . . .	139
3.45	Gain et rendement simulés à $V_{gs}=-0.6\text{ V}$ . . . . .	139
3.46	Gain et rendement simulés à $V_{gs}=-0.8\text{ V}$ . . . . .	140
3.47	Gain et rendement simulés à $V_{gs}=-1\text{ V}$ . . . . .	140
3.48	Variation du gain de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée pour différentes valeurs de $V_{gs}$ soit différents pièges activés . . . . .	141
3.49	Variation du rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'en- trée pour différentes valeurs de $V_{gs}$ soit différents pièges activés . . . . .	141
3.50	Variation du gain avec la tension $V_{gs}$ . . . . .	142
3.51	Gain et rendement simulés à Température = 200K . . . . .	143
3.52	Gain et rendement simulés à Température = 230K . . . . .	143
3.53	Gain et rendement simulés à Température = 260K . . . . .	143

3.54	Gain et rendement simulés à Température = 280K . . . . .	143
3.55	Gain et rendement simulés à Température = 290K . . . . .	144
3.56	Gain et rendement simulés à Température = 300K . . . . .	144
3.57	Gain et rendement simulés à Température = 310K . . . . .	144
3.58	Gain et rendement simulés à Température = 320K . . . . .	144
3.59	Gain et rendement simulés à Température = 330K . . . . .	145
3.60	Gain et rendement simulés à Température = 340K . . . . .	145
3.61	Gain et rendement simulés à Température = 350K . . . . .	145
3.62	Variation du gain en fonction de la température . . . . .	147
3.63	Variation du rendement en puissance ajoutée en fonction de la température . . .	147
A.1	Connectique du programateur et du générateur d'impulsion . . . . .	161
A.2	Relation entre $V_{gs}$ et $V_1$ . . . . .	161
B.1	Courant de drain mesuré à $V_{gs}=-0,4V$ du HEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	165
B.2	Diagramme d'Arrhénius tracé à $V_{gs} = -0,4V$ du MHEMT InAlAs/InGaAs . . .	166
B.3	Courant de drain mesuré à $V_{gs}=-0,6V$ du HEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	168
B.4	Diagramme d'Arrhenius pour $V_{gs}=-0,6V$ du MHEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	168
B.5	Courant de drain mesuré à $V_{gs}=-0,8V$ du HEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	170
B.6	Diagramme d'Arrhenius tracé à $V_{gs}=-0,8V$ du MHEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	170
B.7	Courant de drain mesuré à $V_{gs}=-1V$ du HEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	172
B.8	Diagramme d'Arrhenius tracé à $V_{gs}=-1V$ du MHEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	173
B.9	Courant de drain mesuré à $V_{gs}=-1,2V$ du HEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	175
B.10	Diagramme d'Arrhénius tracé pour $V_{gs}=-1,2V$ pour le MHEMT InAlAs/InGaAs	175
B.11	Courant de drain mesuré à $V_{gs}=-1,4V$ du HEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	176
B.12	Diagramme d'Arrhénius tracé pour $V_{gs}=-1,4V$ pour le MHEMT InAlAs/InGaAs	177
C.1	Mesures statiques d'un MHEMT $2 \times 15 \mu m$ . . . . .	180
C.2	Mesures statiques d'un MHEMT $4 \times 25 \mu m$ . . . . .	181
C.3	Mesures statiques d'un MHEMT $6 \times 15 \mu m$ . . . . .	181
C.4	Mesures statiques d'un MHEMT $2 \times 50 \mu m$ . . . . .	182
C.5	Mesures statiques d'un MHEMT $2 \times 15 \mu m$ . . . . .	182
C.6	Mesures statiques d'un MHEMT $4 \times 25 \mu m$ . . . . .	182

C.7	Mesures statiques d'un MHEMT $4 \times 50 \mu m$ . . . . .	183
C.8	Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 1 de développement : $L_g = 700nm$ , $W = 2 \times 19 \mu m$ et $L_{sd} = 5 \mu m$ . . . . .	184
C.9	Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 1 de développement : $L_g = 700nm$ , $W = 2 \times 19 \mu m$ et $L_{sd} = 3,5 \mu m$ . . . . .	185
C.10	Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 1 de développement : $L_g = 700nm$ , $W = 2 \times 19 \mu m$ et $L_{sd} = 2 \mu m$ . . . . .	186
C.11	Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 2 de développement : $L_g = 700nm$ , $W = 2 \times 19 \mu m$ et $L_{sd} = 2 \mu m$ . . . . .	187
C.12	Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 2 de développement : $L_g = 200nm$ , $W = 2 \times 44 \mu m$ et $L_{sd} = 2 \mu m$ . . . . .	188
C.13	Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 2 de développement : $L_g = 200nm$ , $W = 2 \times 94 \mu m$ et $L_{sd} = 3,5 \mu m$ . . . . .	189
C.14	Mesures statiques d'un HEMT InAs/AlSb sur substrat InP de la cellule 2 de développement : $L_g = 300nm$ , $W = 2 \times 19 \mu m$ et $L_{sd} = 3,5 \mu m$ . . . . .	190
D.1	Courant de drain mesuré à $V_{gs} = -0,2V$ du HEMT InAs/AlSb . . . . .	193
D.2	Diagramme d'Arrhénius à $V_{gs} = -0,2V$ . . . . .	193
D.3	Courant de drain mesuré à $V_{gs} = -0,4V$ du HEMT InAs/AlSb . . . . .	195
D.4	Diagramme d'Arrhénius à $V_{gs} = -0,4V$ . . . . .	195
D.5	Courant de drain mesuré à $V_{gs} = -0,6V$ du HEMT InAs/AlSb . . . . .	197
D.6	Diagramme d'Arrhénius à $V_{gs} = -0,6V$ . . . . .	197
D.7	Courant de drain mesuré à $V_{gs} = -0,8 V$ du HEMT InAs/AlSb . . . . .	199
D.8	Diagramme d'Arrhénius à $V_{gs} = -0,8V$ . . . . .	200
D.9	Courant de drain mesuré à $V_{gs} = -1V$ du HEMT InAs/AlSb . . . . .	201
D.10	Diagramme d'Arrhénius à $V_{gs} = -1V$ . . . . .	201



---

---

## *Liste des tableaux*

---

1.1	Propriétés physiques des principaux SC III-V . . . . .	41
2.1	Coefficients des exponentielles trouvées pour une température . . . . .	79
3.1	Moyennes des paramètres statiques mesurés . . . . .	96
3.2	Variation des paramètres des impulsions sur la grille . . . . .	98
3.3	Variation des paramètres du point de repos sur le drain . . . . .	99
3.4	Variation de la durée de l'impulsion sur la grille . . . . .	100
3.5	Variation de la durée de l'impulsion sur le drain . . . . .	101
3.6	Impulsions appliquées en lumière et en obscurité . . . . .	102
3.7	caractéristiques des impulsions appliquées . . . . .	103
3.8	Conditions de mesure des paramètres S . . . . .	108
3.9	Courants relevés aux points de mesure . . . . .	108
3.10	Eléments extrinsèques d'un MHEMT de $4 \times 50 \mu m$ . . . . .	110
3.11	Pièges trouvés dans le HEMT InAlAs/InGaAs . . . . .	114
3.12	Pièges identifiés dans le MHEMT InAlAs/InGaAs comparés à la littérature . . . . .	117
3.13	Caractéristiques physiques des transistors à étudier . . . . .	120
3.14	Caractéristiques statiques des transistors InAs/AlSb sur substrat InP . . . . .	121
3.15	Courants mesurés aux différentes polarisations . . . . .	124
3.16	Courants mesurés à différentes polarisations . . . . .	125
3.17	Pièges trouvés dans la structure InAs/AlSb . . . . .	128

3.18 Paramètres des pièges intégrés dans le modèle . . . . .	133
3.19 variation de la fréquence de coupure avec la tension . . . . .	142



## CONTRIBUTION AU DEVELOPPEMENT DE NOUVEAUX INSTRUMENTS POUR LA MODELISATION DES TRANSISTORS HAUTES FREQUENCES.

Ces travaux portent sur le développement et l'automatisation d'un banc de mesure permettant la caractérisation des niveaux profonds dans les transistors.

Tout d'abord, une série de caractérisations statiques et dynamiques a été réalisée afin de déterminer les limites de fonctionnement et les effets parasites des composants suivants: le MHEMT InAlAs/InGaAs et le HEMT InAs/AlSb. Ensuite un banc de mesure basé sur le principe de relaxation isotherme a été modernisé et automatisé. Il permet à partir de la mesure du courant de drain dans une plage de température, de déterminer la signature des pièges présents. Ce banc a permis la caractérisation et la localisation des pièges dans les deux structures citées précédemment.

Une fois caractérisés, les pièges dans le MHEMT InAlAs/InGaAs ont été modélisés à l'aide d'un circuit électrique représentant les phénomènes de capture et d'émission d'électrons (ou de trous). Un circuit amplificateur à base du MHEMT incluant le modèle de pièges, a été conçu. En variant le point de polarisation du circuit et la température, on a vu que la présence des pièges entraîne une dégradation du gain et une diminution de la fréquence de coupure qui peuvent atteindre 3,9 dB et 1,5 GHz respectivement.

## CONTRIBUTION TO THE DEVELOPPEMENT OF NEW INSTRUMENTS FOR THE MODELISATION OF HIGH FREQUENCY TRANSISTORS

This thesis deals with the development and the automatization of an experimental platform that permits the deep levels characterization in transistors.

First, static and dynamic characterizations have been done for two structures: An InAlAs/InGaAs metamorphic HEMT, and an InAs/AlSb HEMT. These measurements allow to fix the functioning zones and to put into evidence parasitic effects of these two structures. Then, a platform based on the isothermal relaxation technique, has been updated and automated, permitting the traps characterization, by measuring drain current transient in a temperature range. This bench permits to characterize and locate traps present in structures mentioned above.

An electrical model, representing electrons (or holes) traps capture and emission has been proposed. An amplifier circuit based on the InAlAs/InGaAs HEMT and containing the traps model has been simulated. By varying both polarization and temperature, we proved degradation in our circuit gain and cut off frequency due to the traps presence in the structure. This degradation can be evaluated to 3.9 dB and 1.5 GHz respectively.