

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département d'Electronique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

Filière : électronique

Spécialité : microélectronique

Par :

- NOUARI Asma
- MEBARKI Marwa

Thème

*Modélisation et optimisation des transistors GaN HEMT
par les algorithmes génétiques*

Soutenu le : 17/09/2019

Devant le jury :

- | | |
|-------------------------|--------------|
| • Dr FARES Fahima | Président |
| • Mme KHERRAT Fadhila | Examineur |
| • Dr.MESSAI Zitouni | Encadreur |
| • Mr.TOUATI Zine-Eddine | Co-encadreur |

Année Universitaire 2018/2019

DEDICACE

Je dédie ce projet :

-A la femme qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a jamais dit non à mes exigences et qui n'a épargné aucun effort pour me rendre heureuse : mon adorable mère ANISSA

-A l'homme, mon précieux offre du dieu, qui doit ma vie, ma réussite et tout mon respect : mon cher père ZINEEDDINE

-A mes chers frères AYMEN, RAOUF et mon fiancé YOUNES qui n'ont pas cessée de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études. Que Dieu les protège et leurs offre la chance et le bonheur.

-A mon adorable petite sœur ARIDJ, qui sait toujours comment procurer la joie et le bonheur pour toute la famille

-A mes grands-mères, mon grand-père, mes oncles, mes tantes et ma belle-famille. Que Dieu leur donne une longue et joyeuse vie.

-A tous les cousins et les amis que j'ai connu jusqu'à maintenant. Merci pour leurs amours et leurs encouragements.

Sans oublier mon binôme MARWA pour son soutien moral, sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet.

ASMA

DEDICACE

Je dédie ce travail à tous ceux qui me sont chers,

À mon chère père SAÏD

Quoi que vous fassiez ou disiez, je ne peux pas vous remercier comme il se doit, vos émotions me couvrent, votre gentillesse me guide et votre présence à mes côtés a toujours été ma source de force face aux divers obstacles, Dieu vous donne la santé, le bonheur et une longue vie

À ma chère mère ZOULIKHA

Aucune sincérité ne peut exprimer mon respect, mon amour éternel et ma reconnaissance pour les sacrifices que j'ai faits pour mon éducation et mon bien-être.

J'espère que ce travail humble est la réalisation de vos désirs exprimés, le fruit de vos sacrifices innombrables, Dieu, vous donne la santé, le bonheur et une longue vie

À mes très chers frères HAMZA, SALEH EDDINE et ALA EDDINE, Dieu vous donne santé, bonheur, courage et surtout réussite

À ma mère LAMRIA et mon père Mohammed

Merci pour tout le soutien et l'amour que vous m'avez donnés depuis mon enfance

À mon amie et ma sœur MOUNA

Merci pour tous les conseils, patience et supporté dans les moments difficiles

À tout ma famille

À ma chère binôme ASMA pour son soutien moral, sa patience et sa compréhension tout au long de ce projet

MARWA

REMERCIEMENT

Nous tenons à remercier le bon dieu pour le courage et la patience qu'il nous a offert pour aboutir à la réalisation de ce mémoire.

Nos sincères et profonds remerciements pour notre encadreur Mr TOUATI Zine-Eddine et Dr MESSAI Zitouni qui n'ont épargné aucun effort pour nous diriger durant la réalisation de ce travail, nous lui sommes très reconnaissant pour la patience dont ils ont fait preuve le long de ce projet.

Nous tenons également à remercier aussi tous nos enseignants et toute l'administration de notre département ainsi que toutes les personnes qui nous ont aidé durant la période de notre cursus

Enfin, nos respectueuses salutations et remerciements aux membres du jury qui auront l'honneur d'apprécier et de juger ce travail.

Dédicace

Remerciement

Sommaire I

Liste des Figures IV

Liste des tableaux VI

Liste d'abréviations..... VII

Introduction général 2

Chapitre I : Généralité sur les semi-conducteurs III-N et le transistor HEMT

I.1. Introduction..... 5

I.2. Historique..... 5

I.3. Présentation des composés III-V 6

I.4. Propriétés des nitrures 7

I.4.1. Structure cristalline 7

I.4.2. Structure de bande 8

I.5. L'hétérojonction AlGa_xN/GaN..... 10

I.5.1. Les polarisations spontanées et piézoélectriques..... 11

I.5.1.1. Polarisation spontanée..... 12

I.5.1.2. Polarisation piézoélectrique..... 12

I.5.2. Formation et caractéristiques du 2DEG 13

I.6. Structure d'un HEMT..... 15

I.7. Principe de fonctionnement du HEMT AlGa_xN/GaN 16

I.8. Caractéristiques électriques des transistors HEMTs 17

I.8.1. Le courant de drain-source 18

I.8.2. La transconductance GM 20

I.8.3. La conductance de sortie G_d 21

SOMMAIRE

I.8.4. La capacité grille-source.....	21
I.8.5. La Capacité grille-drain (Cgd)	22
I.8.6. La capacité drain-source.....	22
I.8.7. Les résistances et les éléments parasites d'accès.....	22
I.8.8. La fréquence de transition et la fréquence maximale d'oscillation	22
I.9. Conclusion.....	24
Bibliographies du chapitre I	26

Chapitre II : Modélisation linéaire et non linéaire du transistors HEMT

II.1. Introduction	28
II.2. Modélisation linéaire des transistors HEMTs	28
II.2.1. Description des paramètres S_{ij}	28
II.2.2. Schéma équivalent petits signaux	30
II.2.2.2. Eléments de la partie intrinsèque	31
II.2.3. Extraction des éléments du schéma équivalent	32
II.2.3.1. Extraction des éléments d'accès	32
II.2.3.2. Extraction des inductances d'accès	32
II.2.3.3. Extraction des capacités de plot	33
II.2.3.4. Extraction des résistances d'accès	34
II.2.3.5. Extraction des éléments intrinsèques	35
II.3. Modélisation non-linéaire des HEMTs	36
II.3.1. Les capacités intrinsèques	36
II.3.2. La source de courant	38
II.3.3. Modèle d'Angelov	38
II.4. Optimisation du model par des méthodes intelligentes	40

SOMMAIRE

II.5. Algorithmes génétiques (GAs)	41
II.5.1. Principe des algorithmes génétiques	42
II.5.2. Grandes étapes de l'algorithme génétique	43
II.6. Conclusion	44
Bibliographies du chapitre II.....	45

Chapitre III: Résultats et interprétations

III.1. Introduction.....	48
III.2. Extraction des paramètres linéaire du transistor	48
III.2.1. Eléments extrinsèques	48
III.2.2. Eléments intrinsèques	49
III.2.3. Validation du modèle petit signal	49
III.3. Optimisation des résultats par l'algorithme génétique	51
III.4. Optimisation et Modélisation non linéaire du transistor HEMT	55
III.4.1. Modélisation de la source de courant	55
III.4.2. Modèle non-linéaire des capacités	57
III.5. Conclusion	61
Bibliographies du chapitre III	62
Conclusion générale	64

Résumé

Liste des Figures:

Figures I.1: dates importantes dans l’histoire du GaN.....	6
Figure I.2: Représentation du réseau cristallin du GaN dans sa structure hexagonale de type wurtzite.....	8
Figure I.3 : (a) Structure de bandes et densité d’états du w-GaN et (b) Schématisation de la première zone de Brillouin dans un cristal de w-GaN.....	8
Figure I.4: Niveaux d’énergie des matériaux mis en jeu dans l’hétérojonction. Tirée de De Meyer, (2005, p. 16).....	10
Figure I.5: Niveaux d’énergie de l’hétérojonction AlGa _N /Ga _N pour une tension appliquée nulle. Tirée de De Meyer, (2005, p. 17).....	11
Figure I.6: Champ électrique généré par une polarisation spontanée dans un matériau GaN. Tirée de Bousbia (2006, p. 47)	12
Figure I.7: couches d’atomes donnant lieu à deux polarités différentes. Tirée de Bousbia (2006, p. 46)	13
Figure I.8 : Schéma de la structure AlGa _N /Ga _N	14
Figure I.9 : Création d’un puits de potentiel dans un transistor HEMT.....	14
Figure I.10: Structure d’un transistor HEMT.....	15
Figure I.11 : Influence de la tension de commande sur le diagramme de bande A, $V_{GS} > 0$ B, $V_{GS} < 0$ C, Structure de couche d’un HEMT.....	17
Figure I.12 : Représentation schématique des éléments électriques d’un transistor HEMT AlGa _N /Ga _N	18
Figure I.13 : Représentation type de la caractéristique de sortie $I_{DS}(V_{DS})$ d’un transistor HEMT	19
Figure I.14 : Evolution type de la fonction de transfert du transistor.....	20

Figure I.15 : Droite de charge optimale pour l'obtention du maximum de puissance de sortie.	23
Figure II.1 : Représentation des ondes disponibles aux bornes d'un quadripôle.....	29
Figure II.2 : Graphe de fluence d'un quadripôle.....	30
Figure II.3 : Schéma équivalent en régime linéaire d'un transistor HEMT.....	32
Figure II.4 : Schéma équivalent en régime linéaire d'un transistor HEMT quand $V_{DS}=0V$ et $V_{GS}<V_p$	34
Figure II.5 : Organigramme pour le processus d'optimisation itérative.....	42
Figure II.6 : Schéma du principe des algorithmes génétiques [14].....	44
Figure III.1 Schéma équivalent petit signal SSEC d'un HEMT sous ADS.	51
Figure III.2 Paramètres S du transistor HEMT GaN CGH35030F.....	51
Figure III.3 Comparaison Model (Rouge)-Mesure (Bleu) des paramètres S.....	53
Figure III.4 Schéma équivalent petit-signal SSEC introduit dans le simulateur ADS pour l'optimisation.....	54
Figure III.5 Comparaison Mesure-modèle des paramètres S après l'optimisation par l'Algorithme Génétique.....	55
Figure III.6 Modèle électrique non linéaire du transistor HEMT sous ADS pour l'optimisation de la source de courant.....	57
Figure III.7 Comparaison du courant de drain mesure-modèle avec le modèle d'Angelov après l'optimisation par l'Algorithme Génétiques.....	59
Figure III.8 Modèle électrique non linéaire du transistor HEMT sous ADS pour l'optimisation des capacités C_{GS} et C_{GD}	60
Figure III.9 Comparaison Mesure-modèle des capacités C_{GS} et C_{GD} après l'optimisation par l'algorithme génétique.....	62

Liste des tableaux :

Tableau I.1 : Les principaux éléments des rangées III, IV et V, qui constituent les semi-conducteurs.....	7
Tableau I.2 : Récapitulatif de quelques propriétés physiques importantes de différents semi conducteurs AlN, GaN, Si, SiC et GaAs à température ambiante.....	9
Tableau III.1 Paramètres extrinsèques du transistor HEMT.....	51
Tableau III.2 Paramètres intrinsèques du transistor HEMT.....	52
Tableau III.3 Les valeurs optimisées des éléments extrinsèques et intrinsèques du modèle petit signal.....	56
Tableau III.4 Valeurs des paramètres du modèle non linéaire utilisé pour la source de courant du transistor HEMT.....	58
Tableau III.5 Valeurs des paramètres du modèle utilisé pour des capacités C_{GS} et C_{GD} du transistor HEMT.....	61



Introduction

générale

Cette dernière décennie a vu apparaître de grandes innovations dans le domaine des télécommunications numériques qui comprend notamment la téléphonie mobile, les communications par satellites, les applications Radars, les transmissions de données sans fils... Cet essor technologique ne cesse de progresser et de gagner du terrain. Ainsi, le développement spectaculaire notamment des communications mobiles au cours des dernières années a conduit à une recherche de technologies robustes et fiables, à des coûts relativement raisonnables dans le domaine de l'électronique.

Cette évolution est essentiellement dirigée vers le choix de nouvelles technologies autorisant en particulier des densités de puissance importantes et l'optimisation des composants actifs, intégrés dans de nombreux systèmes.

Le principe physique des transistors à effet de champ FET (Field Effect Transistors) a été inventé en 1952 par W. Shockley. Le transistor à effet de champ est un dispositif unipolaire où seul les porteurs majoritaires interviennent dans le fonctionnement. Principalement il y a trois structures des transistors à effets de champ correspondant à différents contacts de grille:

- Grille à jonction PN pour le transistor JFET (Junction Field Effect Transistor).
- Grille métallique isolée pour les transistors MOSFET (Metal Oxyde Semi-conductor Field Effect Transistor) et MISFET (Métal Isolant Semi-conductor Field Effect Transistor).
- Grille métallique à barrière Schottky pour les transistors MESFET (MEtal Semiconductor Field Effect Transistor) et HEMT (Hight Electron Mobility Transistor).

Au cours des quinze dernières années, de grands efforts de recherche ont été investis dans l'étude des semi-conducteurs à base de composés III-N. Ceci vient évidemment des avantages physico-chimiques que présentent le GaN et ses alliages. En particulier, sa large bande interdite, son fort champ de claquage et sa forte vitesse de saturation ont permis à ce matériau d'être considéré comme un candidat très intéressant et très prometteur pour les applications optiques, électroniques hyperfréquence et de puissance.

Les transistors HEMT (High Electron Mobility Transistors) AlGa_N/Ga_N ont attiré une attention considérable pour les applications haute puissance, haute vitesse et haute température. Un transistor HEMT idéalement linéaire serait un transistor pour lequel le courant de drain serait proportionnellement commandé par la tension de grille et de drain pour n'importe quelle fréquence du signal.

En vue de contribuer à la modélisation des transistors HEMT notamment à l'optimisation par l'algorithme génétique, notre étude est axée sur la mise au point des procédés de simulation électriques des transistors HEMTs AlGaIn/GaN dans l'objectif d'accroître leurs performances. Les travaux assignés à cette étude sont donc axés sur :

1. Décrire une méthode de modélisation électrique linéaire du transistor HEMT et l'extraction des paramètres du schéma équivalent petit signal.
2. Optimisation des paramètres du modèle linéaire par l'algorithme génétique pour l'améliorer.
3. Le développement d'un modèle grand-signal (non linéaire) rapide à extraire, facile à utiliser dans les divers environnements de CAO.

Cette thèse est divisée en trois chapitres :

Le premier chapitre est destiné à la description générale des semi-conducteurs III-N, les transistors à effet de champ à grille Schottky et au principe de fonctionnement du transistor HEMT conventionnel. Il établit un état de l'art de la filière HEMT en termes de performances dynamique et électriques.

Le second chapitre abordera la modélisation phénoménologique, l'optimisation du modèle électrique du transistor HEMT GaN pour le CAO des circuits.

Le troisième chapitre expose les résultats de simulation et la discussion des résultats d'optimisation par l'algorithme génétique.

Enfin, une conclusion et des orientations pour des travaux futurs sont établies à la fin de cette thèse.

Chapitre I

**Généralité sur les semi-
conducteurs III-N et le
transistor HEMT**

I.1. Introduction

Les composés III-N présentent un intérêt fondamental pour les applications en électronique de puissance, haute température et haute fréquence ; ainsi qu'en optoélectronique dans les domaines spectraux qui couvrent tout le spectre visible aussi bien que l'ultraviolet proche et l'ultraviolet lointain (LEDs, Lasers, Photodétecteurs), du fait de leurs exceptionnelles propriétés électroniques, physiques et optiques.

Dans ce premier chapitre, nous présentons d'abord les composés III-V et le GaN surtout, avec leurs structures cristallines et ses propriétés, après nous allons décrire formellement une étude générale d'une hétérojonction, expliquons aussi la formation de 2DEG dans l'hétérostructure AlGaIn/GaN, puis nous présentons le transistor HEMT à base de AlGaIn/GaN, enfin nous expliquons les effets limitatifs du HEMT à base de AlGaIn/GaN.

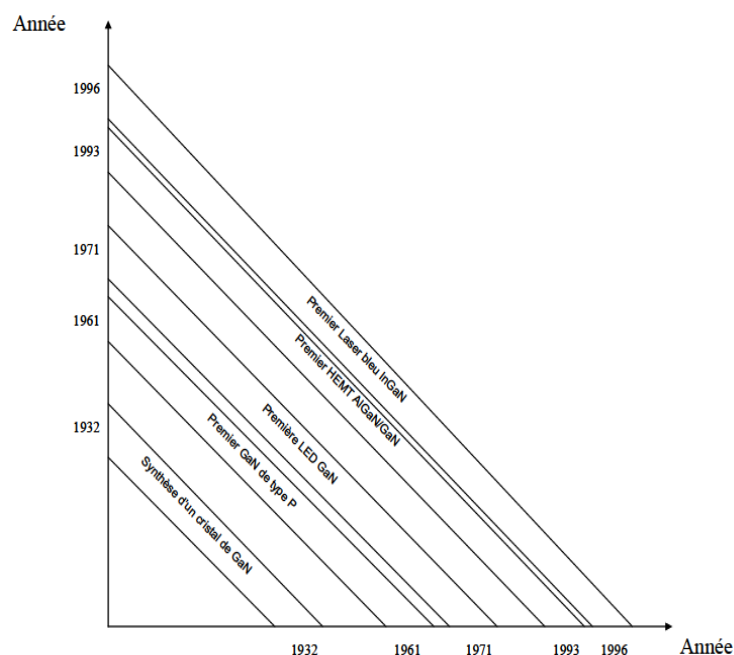
I.2. Historique

Les dispositifs à base de nitrure de gallium GaN ont connu un énorme succès au cours de ces dernières années. En revanche, le matériau lui-même a été découvert dès le début du XX^e Siècle par Juza et Hahn [1], les premiers composants électroniques basés sur le Nitrure de Gallium datent du début des années 70, il s'agit de diodes électroluminescentes bleues, puis violettes.

Cependant, la technologie de l'époque n'était pas encore appropriée à la production du GaN massif, les épitaxies étaient de mauvaise qualité et offraient des désaccords de maille importants entraînant une forte densité de défauts ainsi qu'une morphologie de surface irrégulière.

La solution fut trouvée grâce aux travaux d'Amano et al [2]. Dans les années 80, ces chercheurs ont réussi à obtenir une couche de GaN avec des propriétés morphologiques, optiques et électriques fortement améliorées par une croissance MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposition) sur un substrat de saphir et par l'intermédiaire d'une couche de nucléation d'AlN [3]. Nakamura obtint de meilleures performances en utilisant une couche de nucléation en GaN [4]. Le premier transistor AlGaIn/GaN fut réalisé de cette manière par M.A. Khan en 1993 [5].

La figure I.1 permet de résumer les dates importantes dans l'histoire du Nitrure de Gallium.



Figures I.1: dates importantes dans l'histoire du GaN.

I.3. Présentation des composés III-V

Les semi-conducteurs de la famille des matériaux III-V sont constitués d'un élément de la colonne III-A et d'un autre de la colonne V-A du tableau périodique de Mendeleïev (tableau I.1) qui regroupe un extrait de cette classification (les chiffres en haut et en bas représentent respectivement le nombre atomique et la masse atomique). Les énergies de leurs bandes interdites sont inférieures à $100k_B T$. Ils ont prouvé leur importance dans tous les domaines de l'électronique et l'optoélectronique où ils trouvent un champ d'application très vaste.

En combinant les éléments III et V, il est possible de former des composés binaires (GaN, GaAs, ...), ternaires ($Al_xGa_{1-x}N$, GaInAs, ...) et quaternaires (AlGaInN, GaInAsP, ...) dont les propriétés physiques, électriques et optiques sont diverses et peuvent être ajustées avec le choix des éléments et des compositions. Parmi eux, les semi-conducteurs nitrurés tels que le nitrure de gallium (GaN), le nitrure d'aluminium (AlN), le nitrure d'indium (InN) et leurs composés ternaires et quaternaires.

IIIA	IVA	VA
10.81^{5}B	12.01^{6}C	14.01^{7}N
26.98^{13}Al	28.09^{14}Si	30.97^{15}P
69.74^{31}Ga	72.59^{32}Ge	74.92^{33}As
114.82^{49}In	118.69^{50}Sn	121.75^{51}Sb

Tableau I.1 : Les principaux éléments des rangées III, IV et V, qui constituent les semi-conducteurs.

I.4. Propriétés des nitrures

Les matériaux semi-conducteurs III-N sont des bons candidats pour la fabrication de transistors HEMTs. Les matériaux semi-conducteurs III-N présentent plusieurs avantages tels que la large bande interdite, une grande stabilité chimique, des propriétés mécaniques exceptionnelles ainsi que d'autres propriétés physiques remarquables. Ces semi-conducteurs possèdent les qualités indispensables pour fabriquer des composants de puissance.

I.4.1. Structure cristalline

Le nitrure de gallium cristallise sous deux formes différentes, intéressantes pour la microélectronique, mais également pour l'optoélectronique. La première forme cristalline correspond à la structure hexagonale (structure wurtzite) [7]. La seconde est la forme cubique (structure zinc-blende) [8]. Nous nous intéresserons principalement à la structure wurtzite qui reste la plus stable et donc la plus utilisable. La structure wurtzite a une maille élémentaire hexagonale de paramètres de maille $a = 0,3188$ nm et $c = 0,5185$ nm à température ambiante (figure I.2). La maille élémentaire contient six atomes de chaque type. Elle est composée de deux-sous réseaux hexagonaux imbriqués l'un dans l'autre, où chaque type d'atome est décalé suivant l'axe c de 62 % de la maille élémentaire [9].

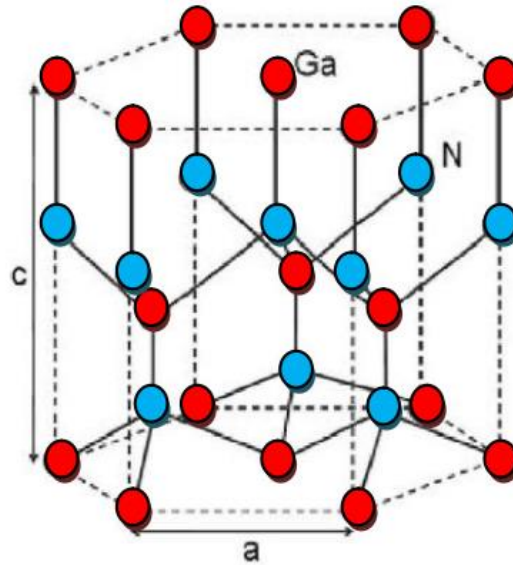


Figure I.2: Représentation du réseau cristallin du GaN dans sa structure hexagonale de type wurtzite

I.4.2. Structure de bande

Les bandes d'énergie donnent les états d'énergie possibles pour les électrons et les trous en fonction de leur vecteur d'onde. Elles se décomposent en bandes de valence et bandes de conduction (figure I.3) [10]. Nous les représentons dans l'espace réciproque et, pour simplifier suivant des directions de plus hautes symétries. La densité d'états est représentée au centre de la première zone de Brillouin.

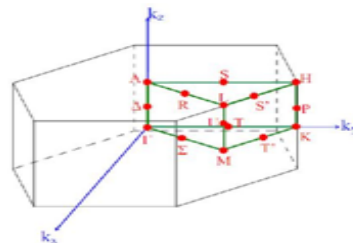


Figure I.3 Schématisation de la première zone de Brillouin dans un cristal de w-GaN.

L'allure générale des bandes est la même pour tous les composés III-N considérés. La structure de bandes est directe, c'est-à-dire que le maximum de la bande de valence et le minimum de la bande de conduction sont situés au centre de la zone de Brillouin ($k = 0$). Le minimum central de la bande de conduction correspond à des électrons ayant une faible masse effective, donc très mobiles. Il existe par ailleurs des minimas secondaires en bordure de la zone de Brillouin dans la direction L-M et K, ces minimas sont beaucoup plus plats. Les électrons y ont une masse effective plus grande et donc une plus faible mobilité.

Les principales propriétés physiques des deux composés binaires nitrure d'aluminium (w-AlN) Et nitrure de gallium (w-GaN), sont regroupées dans (le tableau I.2) et comparées à celles du silicium (Si), du carbure de silicium (4H-SiC) et de l'arséniure de gallium (GaAs).

Matériaux	w-AlN	w-GaN	Si	4H-SiC	GaAs
Bande interdite (eV)	6.2	3.39	1.12	3.23	1.42
Champ de claquage (V/mK)	1.8×10^6	5×10^6	3×10^5	2.2×10^6	4×10^5
Conductivité thermique (W/mK)	285	130	130	490	46
Vitesse de saturation (cm/s)	1.4×10^7	2×10^7	1×10^7	2×10^7	0.9×10^7
Permittivité relative	8.5	10	12	9.7	11.5
Masse effective de l'électron ($\times m_v$)	0.4	0.2	1.06	0.29	0.066

Tableau I.2 : Récapitulatif de quelques propriétés physiques importantes de différents semi-conducteurs AlN, GaN, Si, SiC et GaAs à température ambiante.

Les matériaux AlN et GaN sont donc des matériaux très prometteurs compte tenu de leurs excellentes propriétés, adéquates pour de nombreuses applications. À titre indicatif, il semble intéressant de comparer les propriétés électriques de cette famille de matériaux III-N avec celles de la filière GaAs, qui constitue à l'heure actuelle, celle qui est la plus utilisée par les fonderies compte tenu de sa maturité pour le développement de composants et circuits de puissance hyperfréquence (tableau I.2). Il ressort de ces indications que les éléments nitrurés de par leurs gaps importants leurs conductivités thermiques satisfaisantes et leurs champs de claquages élevés, présentent de nombreux avantages pour ce type d'applications. Associées à

une vitesse de saturation des porteurs deux fois supérieure à celle du GaAs, leurs potentialités en font des candidats de choix pour les applications de puissance hyperfréquence.

I.5. L'hétérojonction AlGaN/GaN

Le principe du transistor à effet de champ à haute mobilité électronique repose sur l'ingénierie de structure de bande de l'hétérojonction. En effet, la discontinuité d'énergie de bande entre deux matériaux semi-conducteurs juxtaposés permet de créer à l'interface, côté GaN, un gaz d'électrons un puits en 2 dimensions. Le transport des électrons s'en trouve alors largement facilité d'autant que le matériau SC GaN est non dopé. Notons que les pièges de surface ont un rôle essentiel dans le fonctionnement du transistor et qu'ils interviennent dans les mécanismes physiques expliquant l'origine des électrons dans le gaz 2D [11].

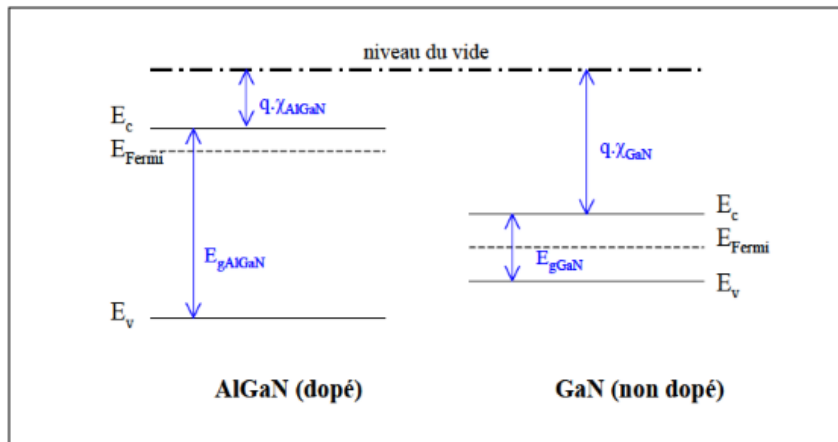


Figure I.4: Niveaux d'énergie des matériaux mis en jeu dans l'hétérojonction. Tirée de De Meyer, (2005, p. 16)

Lors de leur jonction, leurs niveaux de Fermi s'alignent (règles d'Anderson) [12], ce qui va engendrer une discontinuité dans la bande d'énergie à l'interface. La figure I.5 illustre bien ce détail, et ce pour une tension nulle appliquée à la grille

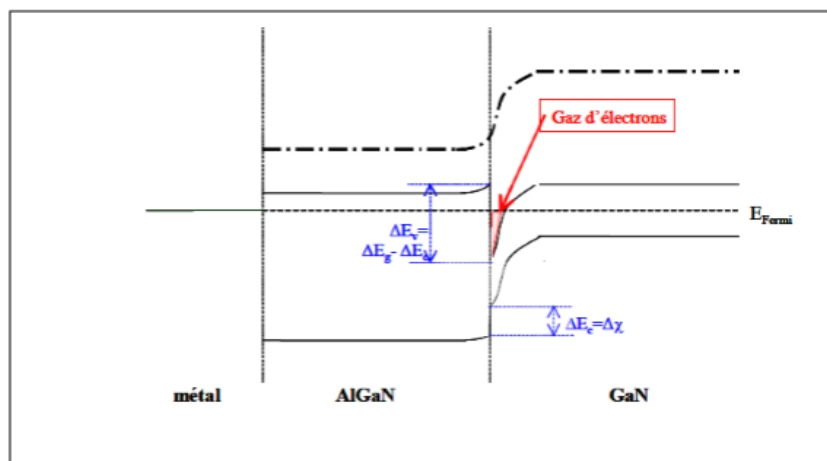


Figure I.5: Niveaux d'énergie de l'hétérojonction AlGaIn/GaN pour une tension appliquée nulle. Tirée de De Meyer, (2005, p. 17)

Comme nous pouvons l'observer, un puits de potentiel est formé à l'interface, et qui va rester écartelé dans le côté supérieur du matériau à plus faible gap, car le matériau de grande gap forme à son tour la barrière énergétique de ce puits. Les charges libres vont se regrouper à l'intérieur de ce puits, formant ainsi un gaz d'électrons bidimensionnel. Cela va donc entraîner le phénomène de conduction. Ce puits quantique n'est tout simplement que le canal. La concentration des électrons dans ce canal dépend donc du Niveau de Fermi et de la différence de largeur de bandes interdites (ΔE_g) entre les deux matériaux. Il faut noter qu'on appliquant une tension sur la grille du transistor, on peut ainsi contrôler l'intensité du courant qui circule dans le canal. Cette tension va moduler le gaz bidimensionnel, qui va augmenter la densité des porteurs dans le canal.

I.5.1. Les polarisations spontanées et piézoélectriques

Les transistors HEMTs GaN typiques peuvent posséder une densité de charge dans le canal atteignant plus de $1 \cdot 10^{13}$ charges. cm^{-2} sans pour autant doper la structure de manière intentionnelle. En effet, on pourra constater la présence d'un dopage résiduel de $1 \cdot 10^{16} \text{cm}^{-3}$. Ceci est dû à la structure même du transistor qui est le siège de deux types de polarisation, la polarisation piézoélectrique et la polarisation spontanée [13].

I.5.1.1. Polarisation spontanée

Sans être soumis à aucune contrainte externe, une couche de nitrure de gallium peut cependant présenter une polarisation macroscopique non nulle. Ce champ électrique existe parce que le cristal présente une asymétrie entre les barycentres des charges d'électrons avec celles des trous. On dit que le cristal manque de symétrie d'inversion. On note aussi qu'un lien entre les deux atomes qui n'est pas purement covalent est un facteur qui peut causer la création de ce champ électrique.

En d'autres termes, le matériau GaN se définit comme étant un matériau naturellement polarisé grâce aux charges présentes sur chacune de ses faces, qui sont identiques mais de signes opposés comme illustré dans la figure 1.6. (Bousbia, 2006)

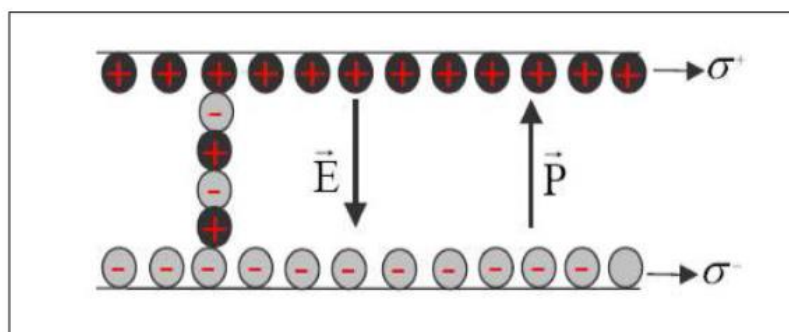


Figure I.6: Champ électrique généré par une polarisation spontanée dans un matériau GaN. Tirée de Bousbia (2006, p. 47)

I.5.1.2. Polarisation piézoélectrique

L'origine de la polarisation piézoélectrique est la structure cristalline du Nitrure de Gallium. Comme mentionné précédemment, les deux structures du GaN, hexagonale et cubique, sont non Centro-symétriques. Ce désaccord de maille entre la couche d'AlGaIn et la couche de GaN du transistor, induit une sorte de contrainte mécanique, formant une charge de polarisation d'interface, et créant ainsi ce qu'on appelle le champ piézoélectrique.

C'est la polarité du cristal qui définit le signe de cette charge. Pour une polarité Nitrure le champ sera pointé du substrat vers la surface, et l'inverse sera pour une polarité Gallium.

Grâce à ce champ piézoélectrique, les dispositifs AlGaN/GaN sont conçus pour utilisations en hautes de puissances. (J.J. Harris, 2000) [14].

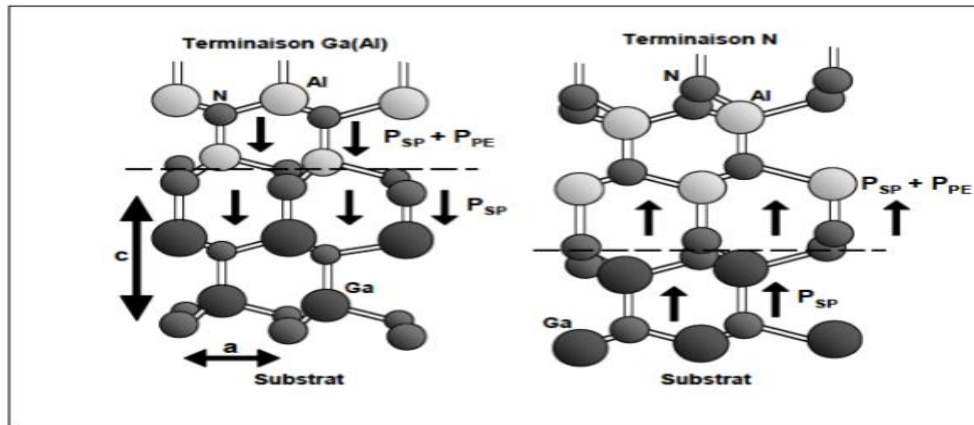


Figure I.7: couches d'atomes donnant lieu à deux polarités différentes. Tirée de Bousbia (2006, p. 46)

I.5.2. Formation et caractéristiques du 2DEG

Le principe de base d'un HEMT est le transfert des électrons des atomes donneurs de la couche à plus grand gap vers celle à petit gap pour former le canal près de l'interface. Les HEMTs AlGaN/GaN possèdent une grande densité de charges ns du gaz à électrons bidimensionnel 2DEG qu'on ne peut attribuer cela uniquement à la grande discontinuité de bande entre le GaN et l'AlGaN mais surtout à la présence d'une forte polarisation à l'hétéro interface. [15]

La figure qui suit montre un HEMT AlGaN/GaN, où les paramètres d_d et d_i sont respectivement les épaisseurs de la couche donneuse et de l'espaceur.

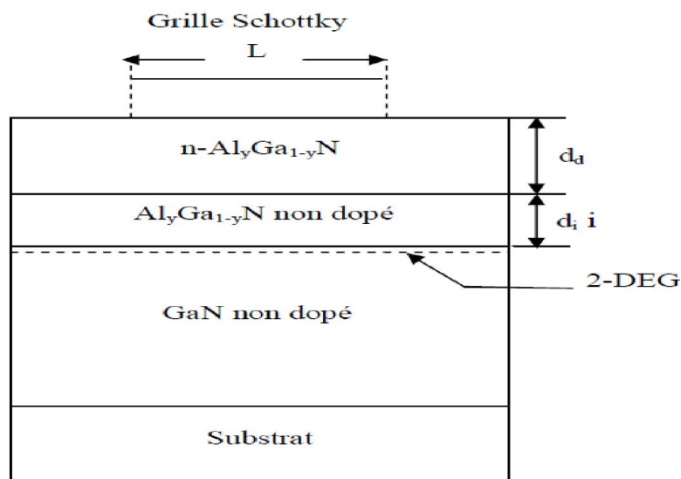


Figure I.8: Schéma de la structure AlGaN/GaN.

En raison de la différence des énergies de bande interdite des deux matériaux, un puits de potentiel est créé à l'interface, dans lequel sont confinés les électrons provenant de la couche donneuse et participant au courant de conduction dans la structure (figure I.9) ; cette différence des énergies de bande interdite ΔE_g influe donc sur la concentration des porteurs et doit être le plus grand possible.

Sous l'effet d'une polarisation le bas du puits quantique passe sous le niveau de Fermi, qui en général est assez proche de milieu de bande interdite du matériau de plus faible gap.

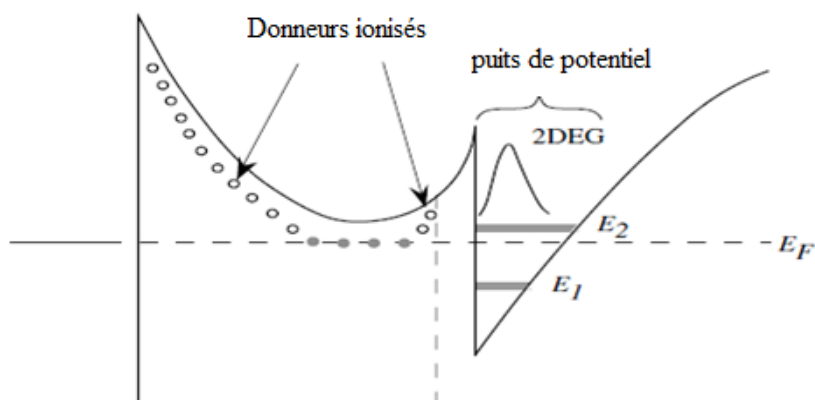


Figure I.9: Création d'un puits de potentiel dans un transistor HEMT

I.6. Structure d'un HEMT

La structure d'un HEMT est constituée essentiellement de trois matériaux différents : le substrat, un matériau à large bande interdite et un matériau à plus faible bande interdite. La jonction de ces deux derniers matériaux engendre la formation du gaz bidimensionnel d'électrons à l'interface, dont la densité est modulée par la tension appliquée à la grille du composant [16]. L'autre phénomène caractéristique du fonctionnement d'un HEMT, outre l'existence d'un gaz d'électrons, c'est la jonction Schottky créée par la jonction métal de grille et semi-conducteur du substrat.

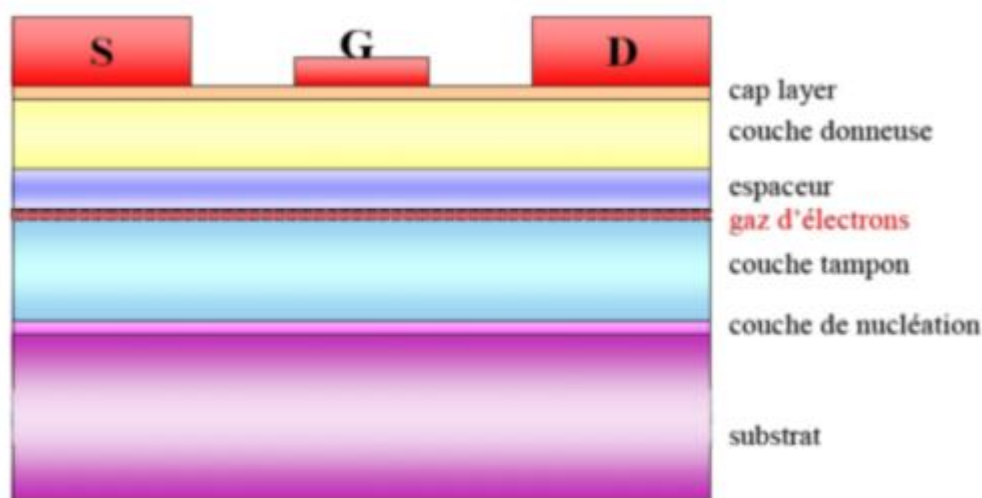


Figure I.10: Structure d'un transistor HEMT.

Le substrat : C'est la couche sur laquelle on fait croître les matériaux par épitaxie. Un mauvais choix de substrat peut causer lors de la croissance, des dislocations qui peuvent rendre le composant non fonctionnel. Les matériaux souvent utilisés sont le silicium, le saphir et le carbure de silicium.

La couche de nucléation : C'est une couche mince de GaN qui sert à minimiser le désaccord de maille entre la couche tampon et le substrat, et pour s'assurer d'avoir une bonne qualité cristallographique afin de faire croître la couche du cristal de GaN.

La couche tampon ou « buffer » : Cette couche est constituée du matériau de plus faible largeur de bande interdite, c'est dans la partie supérieure de cette couche que le gaz

bidimensionnel est formé. Elle permet d'améliorer le confinement des électrons dans le canal en réduisant l'injection des porteurs vers le substrat.

Le canal : Le canal est situé dans la couche de matériau à petit gap non intentionnellement dopée. C'est la plus importante partie du HEMT : c'est là où se crée le gaz bidimensionnel d'électrons. C'est la couche qui détermine les performances du composant à travers les propriétés de transport des électrons dans le matériau.

L'espaceur : cette couche de matériau à grand gap intentionnellement non dopée, permet la séparation des atomes donneurs d'électrons de la couche donneuse, des électrons du canal. Les interactions électrons – impuretés sont ainsi réduites.

Couche donneuse : comme son nom l'indique, elle fournit les électrons libres à la structure, le dopage qui est généralement réalisé par un plan de dopage silicium, y joue un rôle important car il contribue à l'augmentation de la concentration des électrons fournis

Couche cap layer : c'est une couche superficielle, formée par un matériau de faible bande interdite afin de réaliser les contacts ohmiques de source et de drain. Cette couche sera dans la plupart des cas dopée afin de diminuer la valeur des résistances de contact et donc celle des résistances d'accès

I.7. Principe de fonctionnement du HEMT AlGa_N/Ga_N :

Le principe de fonctionnement du HEMT est basé sur la modulation de la conductance entre les deux contacts ohmiques source et drain, par l'action électrostatique d'une électrode de commande dénommée grille (jonction de type Schottky) pouvant contrôler en nombre la densité de porteurs présents dans le gaz bidimensionnel. La variation de cette conductance est proportionnelle au nombre de porteurs libres dans le canal, et donc au courant entre source et drain. C'est l'effet d'amplification transistor qui permet de transformer un faible signal appliqué sur la grille en un signal plus fort récupéré sur le drain. La différence avec le transistor classique est que le HEMT utilise une hétérojonction. L'hétérojonction repose sur le principe de création et de contrôle d'un gaz d'électrons dans un matériau faiblement dopé où les électrons peuvent se déplacer plus rapidement (mobilité d'électrons élevée). Cette couche appelée gaz d'électrons à deux dimensions (origine du nom TEGFET) est la conséquence des polarisations spontanée et piézoélectrique. La qualité de la commande dépend en grande partie de la qualité du contact Schottky, à l'interface entre la barrière

AlGa_{1-x}N et le métal de grille (rappelons que parfois, la couche superficielle est un cap de GaN ; le cas échéant, elle est gravée localement de sorte que le métal se dépose directement sur AlGa_{1-x}N).

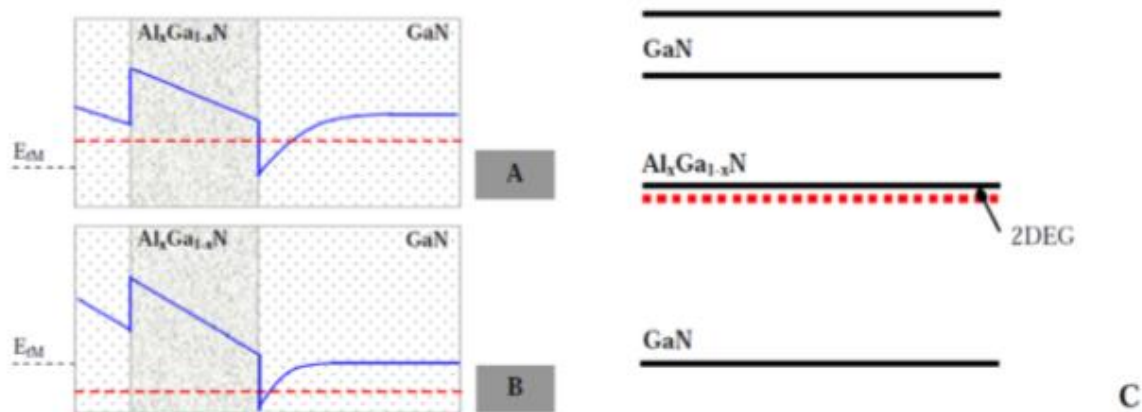


Figure I.11 : Influence de la tension de commande sur le diagramme de bande.

A, $V_{GS} > 0$ B, $V_{GS} < 0$ C, Structure de couche d'un HEMT.

Il apparaît clairement que la zone constitutive du canal de porteurs s'amointrit localement, par l'application d'un potentiel négatif sur le métal (à gauche sur le schéma). On devine donc que pour des tensions de grille inférieures à une valeur seuil, la densité surfacique de charge deviendrait négligeable et ne pourrait guère plus participer à la conduction. Cette valeur particulière du potentiel est appelée « tension de pincement ». Ainsi, les électrons constituant le courant drain-source dans un semi-conducteur non dopé ont un temps de transit très faible, ce qui permet des performances en fréquence remarquables. La structure favorable aux applications hautes fréquences ainsi que l'utilisation de matériaux grand gap de forte conductivité thermique, tel que GaN par exemple, font de ce composant un candidat très intéressant pour les applications de puissance micro-ondes

I.8. Caractéristiques électriques des transistors HEMTs :

Après avoir exposé la composition du composant HEMT, nous décrivons dans ce paragraphe les paramètres électriques qui permettent de quantifier les performances du composant. Les différents éléments passifs et actifs du schéma équivalent sont représentés sur la figure I.12

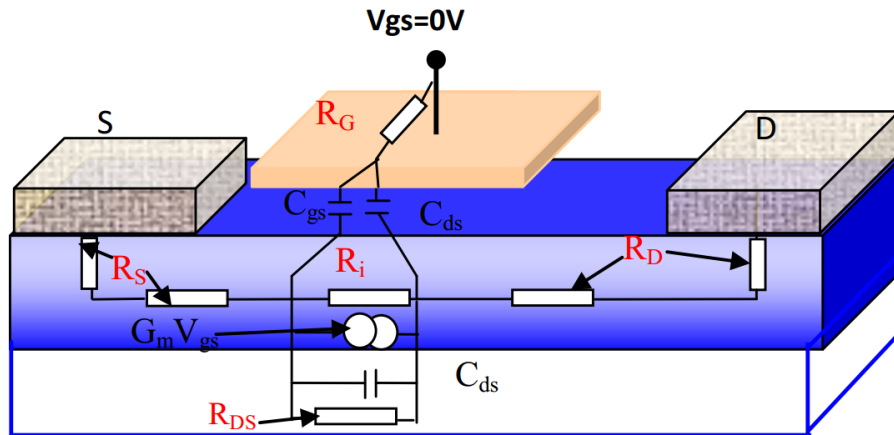


Figure I.12 : Représentation schématique des éléments électriques d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN.

L'analyse du transistor consiste à déterminer d'une part, les caractéristiques électriques au travers des mesures statiques et dynamiques, et d'autre part, de déterminer les éléments parasites tels que les résistances induites par les plots métalliques, les inductances et les différents effets capacitifs, représentés sur la figure I.12. La quantification de ces paramètres est effectuée en s'appuyant sur le schéma équivalent en régime petit signal basé sur un modèle théorique associé à des formules mathématiques.

I.8.1. Le courant de drain-source :

Le réseau de caractéristiques $I_{DS}(V_{DS})$ représente le courant drain-source en fonction de la tension drain-source pour des tensions de grille différentes (figure I.13). Ce réseau permet de vérifier les potentialités du composant ainsi que l'effet transistor qui consiste en la modulation de la densité des porteurs dans le canal grâce à la modulation de la tension de grille. La variation de la tension de grille de 0V à -3V permet de déserrer entièrement le canal à la tension de pincement du transistor.

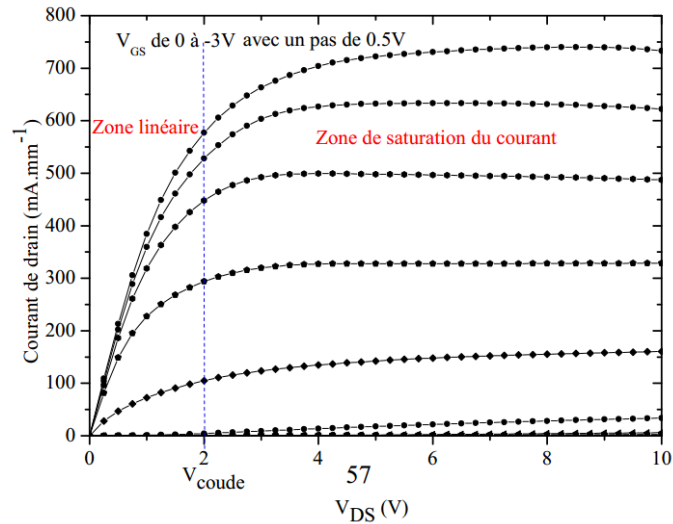


Figure I.13 : Représentation type de la caractéristique de sortie $I_{DS}(V_{DS})$ d'un transistor HEMT.

A travers ce réseau $I_{DS}(V_{DS})$, on peut distinguer deux zones de comportements différents : une zone ohmique pour laquelle le courant de drain est proportionnel à la tension drain-source et une zone de saturation pour laquelle le courant I_{DS} reste quasi-indépendant de la tension V_{DS} . La tension de coude (V_c) est la tension V_{DS} pour laquelle le courant subit une rupture entre la zone linéaire et la zone de saturation. Toutefois, une légère diminution du courant, souvent due à l'effet thermique, peut apparaître dans la zone de saturation pour des tensions de drain-source élevées. Par ailleurs, ce réseau $I_{DS}(V_{DS})$ permet de relever la densité maximale du courant de drain ($I_{DS \text{ max}}$) et approximativement la tension de pincement qui sont respectivement de l'ordre de 850 mA/mm et -3.2V pour le transistor représenté sur la figure I.13 En régime statique, la densité de courant de drain, en fonction de la tension V_{DS} peut être déterminée analytiquement à partir de l'équation I. 1

$$I = W \cdot q \cdot \beta (-V_p - V_{Dsat}) v_s \quad (a \ V_{GS} = 0V) \quad (I-1)$$

Où W représente le développement géométrique total du dispositif, β est un paramètre lié aux caractéristiques de l'épitaxie, q est la charge électronique élémentaire, v_s est la vitesse de saturation moyenne des porteurs, V_p la tension de pincement et V_{Dsat} la tension définissant le régime de saturation.

I.8.2. La transconductance G_M :

La transconductance (G_M), traduit la variation du courant de drain en fonction de la modulation de la tension de grille (équation I.2). Cette caractéristique permet d'évaluer la qualité de la commande de grille et de déterminer la tension de pincement du transistor. Deux méthodes sont envisageables. La première consiste en la projection de la pente de la fonction de transfert sur l'axe des abscisses (tension V_{GS}) et relever la valeur de la tension à l'origine, alors que la seconde consiste à relever la tension $V_{GS}=V_P$ lorsque la densité du courant de drain est équivalente à $1\text{mA}/\text{mm}$. Cette dernière semble être la plus efficace étant donné qu'elle garantit une valeur précise du courant résiduel dans le canal lorsque le transistor est pincé, tandis que la première laisse apparaître une légère incertitude sur le courant résiduel.

$$G_M = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS}=cste} \quad (\text{I-2})$$

Par ailleurs, le tracé de la fonction de transfert du composant en fonction de la tension V_{GS} pour une valeur $V_{DS}=cte$ (figure I.14) fait apparaître trois zones de fonctionnement :

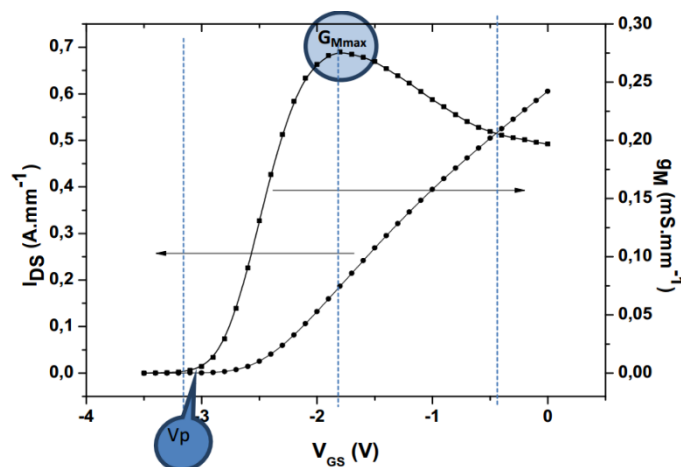


Figure I.14 : Evolution type de la fonction de transfert du transistor.

- Pour $V_{GS} < V_P$, la densité de porteurs dans le canal est nulle (canal déserté) et le composant est bloqué ;
- Lorsque $V_{GS} > V_P$, la densité des porteurs dans le canal s'accroît et le courant de drain augmente avec la tension de grille (évolution au premier ordre), jusqu'au point de fonctionnement optimum. Ce dernier correspond à la valeur de V_{GS} pour laquelle la transconductance est maximale, comme illustré sur la Figure I.14 ;

- Dans le cas idéal, au-delà de la tension de grille correspondant à G_{Mmax} , la fonction de transfert présente une zone de saturation. Cependant, l'effet thermique ainsi que la présence de défauts, semblent être à l'origine d'une chute de G_M lorsque V_{GS} se rapproche de 0V.

A partir de cette caractéristique, on peut déterminer le point de polarisation pour lequel la transconductance est maximale (G_{Mmax}) ainsi que les fréquences de coupure F_T et la fréquence maximale d'oscillation F_{MAX} .

I.8.3. La conductance de sortie G_d :

La conductance de sortie reproduit la variation du courant de drain en fonction de la tension de polarisation drain-source. Cet indicateur de la saturation du courant de drain s'exprime en fonction de l'inverse de la résistance drain-source :

$$G_d = \frac{1}{R_{DS}} = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS}=cste} \quad (I-2)$$

Une conductance de sortie élevée atteint fortement les performances des transistors. C'est en effet la signature de la présence de phénomènes physiques non désirables tels que l'effet de l'ionisation par impact en présence d'un fort champ électrique, les fuites de substrat, les fuites dans le buffer ou alors l'effet de canal court. Ainsi, un bon rapport d'aspect, une faible densité de pièges dans le buffer et une couche barrière arrière sont autant d'éléments à satisfaire pour réduire G_d .

I.8.4. La capacité grille-source :

La capacité grille-source décrit l'interaction capacitive entre la grille et la source à l'entrée du composant (équation I.4).

$$C_{gs} = \left(\frac{\partial Q}{\partial V_{GS}} \right) \quad (I-3)$$

Avec Q , la charge de la zone dépeuplée sous la grille. La fréquence de coupure du transistor est inversement proportionnelle à la capacité C_{gs} . De ce fait, la réduction de la capacité grille-source va permettre une amélioration des performances du transistor en termes de fréquences de coupure.

I.8.5. La Capacité grille-drain (C_{gd}) :

Elle traduit l'interaction capacitive entre les deux électrodes de grille et drain. Son influence, sur le fonctionnement du composant est d'autant plus importante que la fréquence de travail augmente. En haute fréquence, une partie de la capacité C_{gd} se trouve reportée sur l'impédance d'entrée et s'ajoute à la capacité C_{gs} engendrant ainsi une diminution de la bande passante dans les amplificateurs, conséquence de l'effet Miller. De plus, cette capacité parasite court-circuite la source en hautes fréquences par effet de couplage direct. La capacité C_{gd} est définie par :

$$C_{gd} = \frac{\partial Q}{\partial V_{GD}} \quad (I-4)$$

I.8.6. La capacité drain-source :

Comme représentée sur la figure I.14, la capacité drain-source représente l'interaction capacitive entre les deux régions du canal, en l'occurrence, les régions de drain et de source. Elle prend en compte les effets parasites de couplage électrostatique entre l'électrode de drain et celle de source.

I.8.7. Les résistances et les éléments parasites d'accès :

Les résistances parasites constituent l'ensemble des résistances d'accès de grille, de drain et de source. La résistance R_G est directement liée à la section du contact de grille et au développement du transistor tandis que les résistances R_D et R_S résultent des contacts ohmiques et des résistances du canal situé respectivement entre la grille et les contacts de drain et de source. Les autres éléments parasites d'accès à savoir : L_G , L_S , L_D , C_{pg} , C_{ps} , C_{pd} , associés respectivement, aux inductances et capacités parasites d'accès de grille, source et drain, dépendent des dimensions du transistor.

I.8.8. La fréquence de transition et la fréquence maximale d'oscillation :

La fréquence de transition et la fréquence maximale d'oscillation sont deux caractéristiques importantes des transistors HEMTs que l'on détermine grâce à la mesure des paramètres S . La fréquence de transition F_T représente la fréquence pour laquelle le module

du gain en courant ($|H_{21}|$) est égal à 1. Pour un transistor intrinsèque, (sans tenir compte des éléments d'accès) celle-ci est donnée au premier ordre par :

$$F_T = \frac{G_M}{2 \cdot \pi (C_{gs} + C_{gd})} \quad (I-6)$$

D'autre part, la fréquence maximale d'oscillation F_{MAX} , nous renseigne sur la fréquence maximale de fonctionnement du transistor pour laquelle le gain en puissance vaut l'unité. Cette fréquence est donnée par la formule suivante :

$$F_{Max} = \frac{F_T}{2 \sqrt{4 \frac{(R_S + R_g + R_{GS})}{R_{DS}} + 2 \cdot \frac{C_{gd}}{C_{gs}} \left(\frac{C_{gd}}{C_{gs}} + G_M (R_S + R_{GS}) \right)}} \quad (I-7)$$

A travers de ces équations, l'amélioration des performances des composants exige entre autres la réduction des éléments parasites à savoir : les résistances parasites d'accès, la conductance de sortie $1/R_{DS}$ susceptibles de contribuer à la chute drastique des performances en fréquences ainsi que les capacités parasites C_{gs} et C_{gd} . L'obtention du gain maximum disponible (MAG) nécessite une bonne adaptation des impédances en entrée et en sortie du composant sous test. La caractéristique $I(V)$ d'un transistor HEMT ainsi que la droite de charge sont illustrés sur la figure I .15.

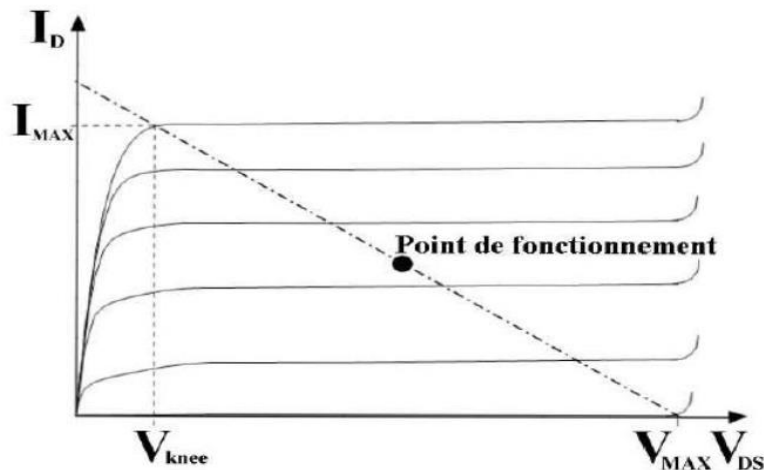


Figure I.15 : Droite de charge optimale pour l'obtention du maximum de puissance de sortie.

Ayant la plus grande exploration de la caractéristique courant-tension, cette droite de charge idéale, permet de prédire la puissance maximale atteignable en classe A. Ainsi,

l'estimation théorique de la densité de puissance du composant en l'absence de gate-lag et surtout du drain-lag peut être obtenue à partir des paramètres électriques obtenus en régime statique en s'appuyant sur l'équation I.8.

$$P_{out} = \frac{I_{MAX} \times (V_{MAX} - V_{Knee})}{8} \quad (I-8)$$

Où I_{MAX} est le courant de saturation du composant, V_{MAX} la tension maximale qui peut être assimilée à la tension de claquage, V_{Knee} est la tension de coude pour laquelle le transistor rentre en régime de saturation. Cependant, il convient de noter que cette équation ne tient pas compte des défauts éventuels présents dans les matériaux et des défaillances technologiques. Ceci explique la dispersion qui peut être observée entre la valeur de la puissance théorique ainsi obtenue et la valeur réelle mesurée à partir de la caractérisation du composant. Le rendement en puissance ajouté PAE (Power Added Efficiency), doit être le plus élevé possible afin de garantir de faibles pertes énergétiques et éviter l'auto-échauffement. Ainsi, le rendement en puissance ajoutée s'écrit :

$$P.A.E = \frac{P_{out}(ac) - P_{in}(ac)}{P_{dc}} \quad (I-9)$$

Où $P_{in}(ac)$ est la puissance d'entrée, $P_{out}(ac)$ la puissance en sortie du signal et P_{dc} la puissance d'alimentation en continu

I.9. Conclusion

L'hétérojonction est la base des composants HEMT utilisés dans le domaine hyperfréquence, haut puissance et haut température.... Nous menons une étude théorique détaillée sur le transistor à hétérostructure HEMT AlGaIn/GaN tels que la structure, son principe de fonctionnement, les caractéristiques électriques, les défauts et les limites

Bibliographies du chapitre I

- [1] E. Rhoderick, Metal-semiconductor contacts, thèse de doctorat, 1982.
- [2] S. Sze, Physics of semiconductor devices. Publication, 1981.
- [3] H. Amano, N. Sawaki, I. Akasaki, Y. Toyoda, Metalorganic Vapor Phase Epitaxial Growth of a High Quality GaN Film Using an AlN Buffer Layer, thèse de doctorat ,1986.
- [4] S. Nakamura, GaN Growth Using GaN Buffer Layer, Journal,1991.
- [5] M. A. Khan, A. Bhattarai, J. N. Kuznia, D.T. Olson, High Electron Mobility Transistor Based On a GaNAl_xGa_{1-x}N Heterojunction, thèse de doctorat ,1993.
- [6] W. SHOCKLEY, A unipolar field effect transistor ,thèse de doctorat,1952.
- [7] Rongming Chu, AlGa_N/Ga_N single and double channel high electron mobility transistors, thèse de doctorat, 2004.
- [8] A. M. MALIK, Technology and Physics of Gate Recessed GaN/AlGa_N FETs,thèse de doctorat, 2003.
- [9] FARADJI, M.SENOUCI, A. Modélisation numérique des effets thermiques dans le transistor HEMT en technologie Ga_N ,thèse de doctorat, 2013.
- [10] Audrey PHILIPPON-MARTIN, Étude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium, Thèse de Doctorat, 2007.
- [11] ZEGGAI, O. Etude et caractérisation d'un microsysteme à base de matériau nitruré ALGa_N pour les applications biologique et biomédicale ,thèse de doctorat , 2015.
- [12] LAREDJ.M, Modélisation électrothermique de transistors en technologie Ga_N, thèse de doctorat, 2011.
- [13] BENMANSOUR.F, Z.BENOSMAN.S, Etude de l'effet d'auto-échauffement dans le transistor MOS-HEMT, thèse de doctorat ,2015.

[14] LAREDJ ET kouki, modélisation électrothermique de transistors en technologie GaN, thèse de doctorat, 2011.

[15] DAHMANE, K, Etude et simulation d'un transistor ALGaN/Gan HEMT, thèse de doctorat , 2013-2014.

[16] MESTARIA, A, Etude et modélisation d'un transistor HEMT ALGaN/Gan, thèse de doctorat, 2012.

Chapitre II
Modélisation linéaire et
non linéaire du
transistors HEMT

II.1. Introduction :

La modélisation des éléments d'un circuit intégré s'inscrit parmi les méthodologies permettant de réduire le temps de cycle et le coût d'un circuit [1]. En effet, une des particularités des circuits intégrés est qu'une fois fabriqués ils ne peuvent être modifiés. Ainsi, lors de la conception du circuit, le comportement électrique de celui-ci doit être simulé pour vérifier qu'il fonctionne correctement. Pour être pertinente, cette simulation doit bien entendu être la plus proche possible de la réalité. Le but de la modélisation est donc d'élaborer, pour chaque dispositif, un équivalent mathématique, le modèle, qui permet d'en reproduire et d'en prédire le comportement électrique.

Nous décrivons donc dans ce chapitre le principe de la modélisation électrique et les méthodes d'extraction utilisées pour les transistors à effet de champ HEMT.

II.2. Modélisation linéaire des transistors HEMTs :

II.2.1. Description des paramètres S_{ij}

En hyperfréquence, les dimensions caractéristiques des circuits deviennent de l'ordre de la longueur d'onde électromagnétique. À ces fréquences de travail, les notions de tension et courant mesurées dans le domaine temporel deviennent difficilement accessibles. Soit un quadripôle linéaire Q .

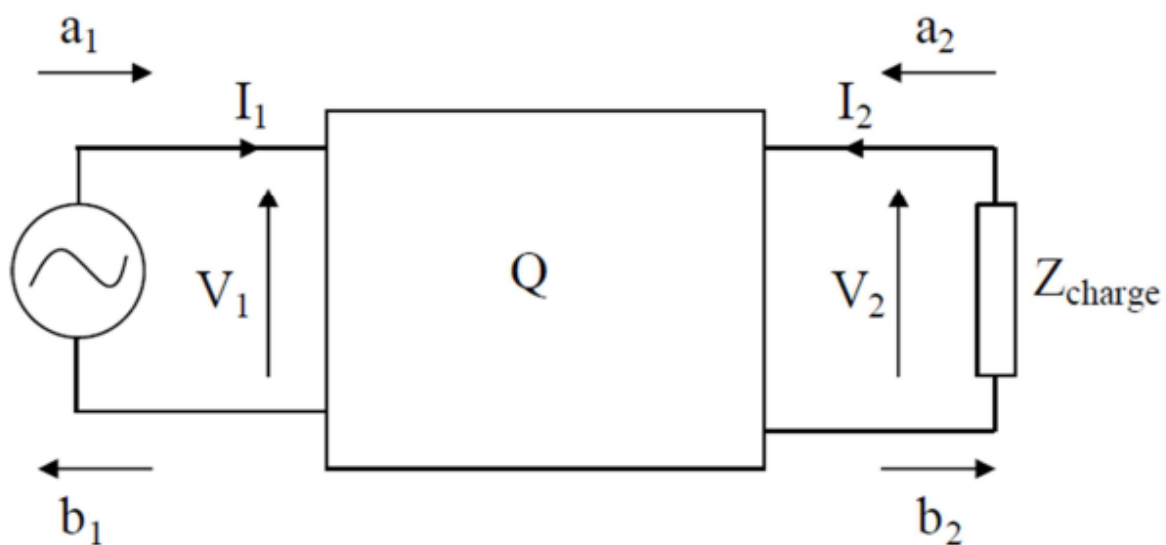


Figure II.1 : Représentation des ondes disponibles aux bornes d'un quadripôle

Les relations d'onde entre courants et tensions sont définies par les équations suivantes :

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_c I_1}{2\sqrt{Z_c}} \quad \text{et} \quad b_1 = \frac{V_1 - Z_c I_1}{2\sqrt{Z_c}} \quad (\text{II.1})$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_c I_2}{2\sqrt{Z_c}} \quad \text{et} \quad b_2 = \frac{V_2 - Z_c I_2}{2\sqrt{Z_c}} \quad (\text{II.2})$$

Avec a_1 et b_1 respectivement les amplitudes des ondes incidentes et réfléchies à l'entrée du dispositif sous test (DUT : Device Under Test) et a_2 et b_2 respectivement les ondes incidentes et réfléchies à la sortie du DUT (équations II.1 et II.2). Quant au paramètre Z_c , il représente l'impédance caractéristique du dispositif. Le quadripôle Q est modélisé par une matrice de paramètres (équation II.4), elle-même décrite par un graphe de fluence (figure II.2) reliant des ondes de puissance en entrée étend sortie par la relation matricielle (équation II.3) :

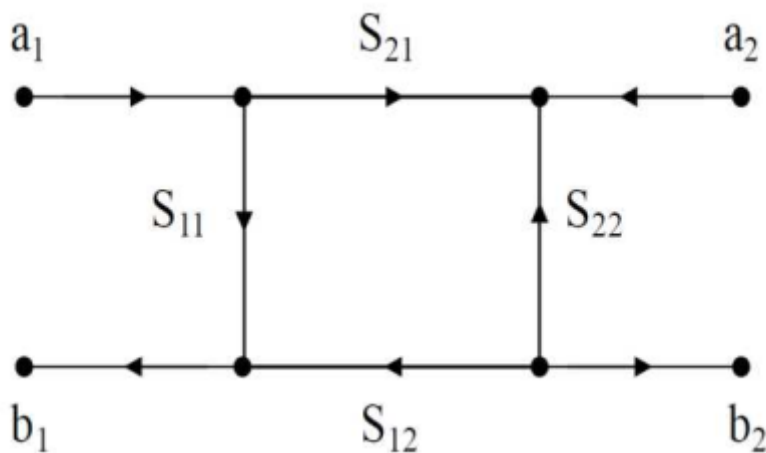


Figure II.2 : Graphe de fluence d'un quadripôle.

$$\begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = [S_{ij}] \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$S = \begin{pmatrix} \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} & \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{pmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

S_{11} : Coefficient de réflexion en l'entrée

S_{12} : Coefficient de transmission depuis la sortie vers l'entrée

S_{21} : Coefficient de transmission de l'entrée vers la sortie

S_{22} : Coefficient de réflexion en sortie

Les paramètres S_{ij} qui sont des grandeurs complexes sont analysés par l'intermédiaire d'un analyseur de réseau vectoriel qui mesure les ondes incidentes et réfléchies en entrée et en sortie du quadripôle.

II.2.2. Schéma équivalent petits signaux :

L'élaboration du modèle électrique débute par le choix d'une topologie traduisant la signification physique de chaque élément localisé du modèle. Le schéma équivalent en régime linéaire (petits signaux) est constitué d'éléments localisés (résistances, capacités, inductance) représentant des zones physiques du composant. Les propriétés physiques des composants définissent directement la constitution et la topologie du schéma équivalent petits signaux, les valeurs des éléments du schéma sont issues de grandeurs électriques mesurées. Le schéma usuel pour les transistors à effet de champs est présenté par la figure II.3.

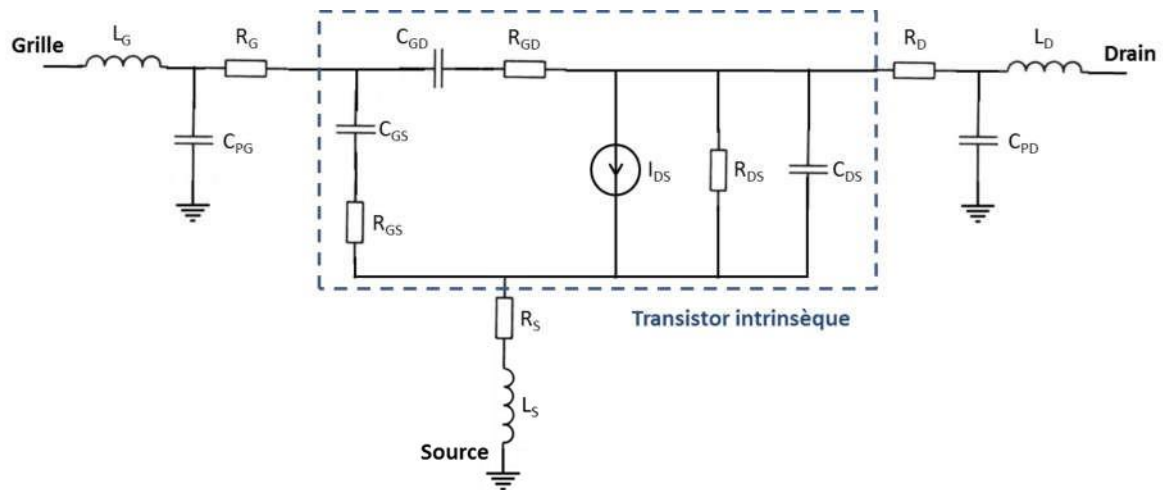


Figure II.3: Schéma équivalent en régime linéaire d'un transistor HEMT.

Le schéma se décompose en deux parties, extrinsèque et intrinsèque. La partie extrinsèque représente les accès au transistor, nécessaires pour les mesures sous pointe par exemple et la partie intrinsèque représente le transistor en lui-même.

II.2.2.1. Éléments de la partie extrinsèque :

Les éléments L_G , R_G et C_{PG} proviennent du modèle linéique d'un tronçon de ligne micro ruban (permettant l'accès à la grille du transistor). L_G et R_G décrivent les effets selfiques et résistifs observés le long de la direction de propagation et C_{PG} décrit l'effet capacitif du au couplage existant entre la ligne d'accès et le plan de masse inférieur. L_D , C_{PD} et L_S représentent les mêmes effets pour le drain et la source.

Les résistances R_S et R_D en revanche représentent en grande partie les résistances liées aux contacts ohmiques. La qualité des contacts ohmique détermine directement leurs valeurs.

II.2.2.2. Éléments de la partie intrinsèque :

Les éléments en série C_{GS}/R_{GS} et C_{GD}/R_{GD} modélisent le comportement dynamique du contact de grille, ils sont représentatifs de la qualité des gravures, des dépôts et des caractéristiques cristallines des différentes couches. C_{GS} et C_{GD} représentent notamment les variations de charges accumulées sous la grille sous l'effet des tensions V_{GS} et V_{GD} . La capacité C_{DS} prend en compte les effets parasites de couplage électrostatique entre l'électrode de drain et celle de la source.

Le transport électronique dans le canal est représenté par les éléments localisés entre le drain et la source, il peut être assimilé à un générateur de courant I_{DS} dont la conductance de sortie est représentée par la quantité $1/R_{DS}$. L'expression du courant I_{DS} en fonction de la tension de commande de grille V_{GS} est la suivante :

$$i_{DS} = G_M \cdot e^{-j\omega\tau} \cdot v_{GSint} \quad (II.5)$$

Dans cette expression, G_M est la transconductance du dispositif, ω est la pulsation de la tension de commande intrinsèque V_{GSint} (tension aux bornes de C_{GS}) et τ est le temps de réponse du composant associé au retard existant entre la commande et son effet sur le canal.

II.2.3. Extraction des éléments du schéma équivalent :

II.2.3.1. Extraction des éléments d'accès :

Les éléments d'accès (partie extrinsèque du schéma) sont extraits couramment par la méthode appelée FET froid. La méthode consiste en la détermination des éléments série (R, L) puis parallèles (C) par l'application de polarisations spécifiques. Cette méthode a été utilisée et détaillée notamment dans [2] et [3].

Les éléments capacitifs (C_{PG} et C_{PD}), inductifs (L_G , L_D et L_S) ainsi que la résistance de grille R_G varient de manière négligeable avec l'auto-échauffement du transistor, ces éléments sont donc indépendants du point de polarisation et peuvent être déterminés à partir de mesures en mode CW (Continuous Wave, par opposition aux mesures pulsées). En revanche les résistances R_D et R_S varient avec l'auto-échauffement et nécessitent des mesures pulsées.

II.2.3.2. Extraction des inductances d'accès :

Pour extraire les valeurs des inductances d'accès L_S , L_G et L_D , on polarise le transistor à $V_{DS}=0$ V et $V_{GS}>V_B$, où V_B est la tension de mise en direct des diodes grille-source et grille-drain (typiquement V_B est légèrement supérieure à 0V afin de ne pas endommager le transistor). Dans ce cas, la matrice d'impédance (qui peut se déduire des paramètres S facilement) du système s'exprime de la manière suivante :

$$Z_{11} = R_S + R_G + \frac{R_C}{3} + \frac{nkT}{qI_G} + j\omega \cdot (L_S + L_G) \quad (II.6)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_S + \frac{R_C}{2} + j\omega L_S \quad (\text{II.7})$$

$$Z_{22} = R_S + R_D + R_C + j\omega.(L_S + L_D) \quad (\text{II.8})$$

Où R_C est la résistance équivalente du canal sous la grille, on note que nous n'avons pas besoin de connaître cette valeur pour l'extraction des inductances d'accès qui s'expriment de la manière suivante :

$$L_S = \frac{\text{Im}(Z_{12})}{\omega} \quad (\text{II.9})$$

$$L_G = \frac{\text{Im}(Z_{11}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega} \quad (\text{II.10})$$

$$L_D = \frac{\text{Im}(Z_{22}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega} \quad (\text{II.11})$$

II.2.3.3. Extraction des capacités de plot :

Afin d'extraire les valeurs de C_{PG} et C_{PD} , on polarise le transistor à $V_{DS}=0V$ et $V_{GS}<V_P$, en mode CW. Dans ces conditions, le transistor est assimilable à un quadripôle passif. De plus les effets inductifs et résistifs résiduels des éléments d'accès sont masqués par la contribution des capacités, si ce n'est pas le cas il est toujours possible de dé-embedder les inductances extraites précédemment. Le schéma équivalent présenté par le transistor est le suivant :

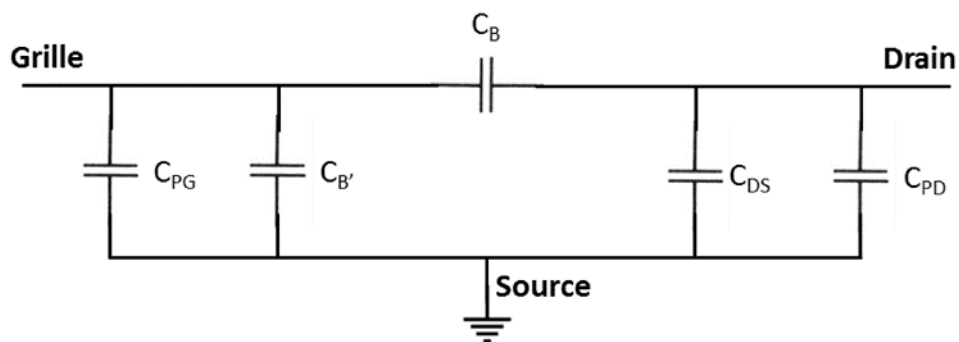


Figure II.4 : Schéma équivalent en régime linéaire d'un transistor HEMT quand $V_{DS}=0V$ et $V_{GS}<V_P$.

Les paramètres de la matrice d'admittance correspondante au schéma ci-dessus sont donnés par les expressions suivantes :

$$Y_{11} = j\omega \cdot (C_{PG} + C_B + C_{B'}) \quad (\text{II.12})$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega \cdot C_B \quad (\text{II.13})$$

$$Y_{22} = j\omega \cdot (C_{PD} + C_B + C_{DS}) \quad (\text{II.14})$$

Avec une topologie de grille symétrique ainsi qu'une polarisation symétrique ($V_{DS}=0$ V donc $V_{GS}=V_{GD}$), on peut effectuer l'approximation $C_B=C_{B'}$. En considérant C_{DS} comme négligeable, on obtient :

$$Y_{11} = j\omega \cdot (C_{PG} + 2C_B) \quad (\text{II.15})$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -j\omega \cdot C_B \quad (\text{II.16})$$

$$Y_{22} = j\omega \cdot (C_{PD} + C_B) \quad (\text{II.17})$$

On en déduit les valeurs des capacités :

$$C_B = -\frac{\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (\text{II.18})$$

$$C_{PD} = \frac{\text{Im}(Y_{22}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (\text{II.19})$$

$$C_{PG} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + 2 \cdot \text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (\text{II.20})$$

II.2.3.4. Extraction des résistances d'accès :

Pour extraire les résistances d'accès, les conditions de polarisation sont les même que pour les inductances (éléments série), soit $V_{DS}=0$ V et $V_{GS}>V_B$. Comme nous l'avons vu précédemment, les résistances d'accès peuvent varier en fonction de la polarisation du transistor, des mesures pulsées à partir du couple (V_{GS0} , V_{DS0}) correspondant à l'application souhaitée peuvent s'avérer nécessaires. Les valeurs de ces résistances sont données par les expressions suivantes :

$$R_S = R_e(Z_{12}) - \frac{R_C}{2} \quad (\text{II.21})$$

$$R_G = R_e(Z_{11}) - R_e(Z_{12}) + \frac{R_C}{6} \quad (\text{II.22})$$

$$R_D = R_e(Z_{22}) - R_e(Z_{12}) - \frac{R_C}{2} \quad (\text{II.23})$$

R_C est définie comme la résistance équivalente du canal sous la grille, elle est donnée par :

$$R_C = \frac{R_{\text{carré}} \cdot L_G}{W_G} \quad (\text{II.24})$$

$$R_{\text{carré}} = \frac{1}{q \cdot N_s \cdot \mu} \quad (\text{II.25})$$

L_G et W_G sont respectivement la longueur et la largeur de la grille du transistor, $R_{\text{carré}}$ est la résistance par carré de la couche qui dépend de la charge de l'électron q , la densité surfacique de porteurs N_s et de la mobilité des porteurs μ .

II.2.3.5. Extraction des éléments intrinsèques :

Une fois les éléments extrinsèques obtenus, il est possible d'isoler la structure intrinsèque du transistor par des manipulations matricielles d'épluchage des couches extrinsèques. La méthode de dé-embedding utilisée est décrite dans [2] et [3], seules les expressions des valeurs des éléments intrinsèques en fonction des composantes de la matrice admittance du transistor intrinsèque sont données ici :

$$C_{GD} = -\frac{\text{Im}(Y_{12})}{\omega} \cdot \left(1 + \left(\frac{\text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right) \quad (\text{II.26})$$

$$C_{GS} = \frac{\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega} \cdot \left(1 + \left(\frac{\text{Re}(Y_{11}) + \text{Re}(Y_{12})}{\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12})} \right)^2 \right) \quad (\text{II.27})$$

$$C_{DS} = \frac{\text{Im}(Y_{21}) + \text{Im}(Y_{12})}{\omega} \quad (\text{II.28})$$

$$R_{GS} = \frac{\text{Re}(Y_{11}) + \text{Re}(Y_{12})}{\omega \cdot C_{GS} \cdot (\text{Im}(Y_{11}) + \text{Im}(Y_{12}))} \quad (\text{II.29})$$

$$R_{GD} = \frac{\text{Re}(Y_{12})}{\omega \cdot C_{GS} \cdot \text{Im}(Y_{12})} \quad (\text{II.30})$$

$$g_M = \sqrt{(\text{Re}(Y_{21}) - \text{Re}(Y_{12}))^2 + (1 + R_{GS} \cdot C_{GS} \cdot \omega) \cdot (\text{Im}(Y_{21}) - \text{Im}(Y_{12}))^2} \quad (\text{II.31})$$

$$g_D = \frac{1}{R_{DS}} = Re(Y_{22}) + Re(Y_{12}) \quad (\text{II.32})$$

$$\tau = \frac{1}{\omega} \cdot \sin^{-1} \left(\frac{lm(Y_{12}) - lm(Y_{21}) - (Re(Y_{21}) - Re(Y_{12})) \cdot R_{GS} \cdot C_{GS} \cdot \omega}{g_M} \right) \quad (\text{II.33})$$

Notons que les paramètres ainsi obtenus sont non-linéaires et dépendent du point de polarisation choisi. Leur extraction en un point précis du réseau de caractéristiques peut être effectuée en mode CW, en revanche, si l'on veut déterminer les évolutions des éléments intrinsèques sur l'intégralité du réseau, les mesures en régime pulsé sont nécessaires.

II.3. Modélisation non-linéaire des HEMTs :

Nous avons précédemment décrit la procédure permettant la modélisation en régime linéaire des transistors HEMTs AlGaIn/GaN. Cependant un modèle en régime petits signaux, limité aux faibles variations de tension autour d'une polarisation (V_{DS0} ; V_{GS0}), ne permet pas de décrire le fonctionnement en forte puissance d'un transistor où les variations autour du point de polarisation sont beaucoup plus importantes. Certains éléments du modèle varient beaucoup en fonction de la tension à leurs bornes, notamment les capacités C_{GS} et C_{GD} , qui doivent être modélisées en fonction des tensions de polarisation. La source de courant doit également être modélisée en fonction des caractéristiques $I(V)$ mesurées. Nous décrirons dans cette partie les techniques de modélisation les plus courantes et utilisées dans la suite de ces travaux pour les capacités non-linéaires ainsi que pour les sources de courant.

II.3.1. Les capacités intrinsèques :

Il est possible de modéliser les capacités C_{GD} et C_{GS} par des expressions analytiques permettant de reproduire les variations mesurées des capacités en fonction des tensions de polarisation. Par exemple, le modèle standard de Schottky appliqué à la diode grille-source permet d'exprimer la capacité C_{GS} en fonction de V_{GS} [4]:

$$C_{GS} = \frac{C_{GS0}}{\sqrt{\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_a}\right)}} \quad (\text{II.34})$$

$$C_{GS} = \frac{C_{GS0}}{\sqrt{(1-K)}} \cdot \left(1 + \frac{V_{GS} - K \cdot V_a}{2V_a \cdot (1-K)}\right)$$

Les paramètres C_{GS0} , V_a et K sont obtenus par une procédure d'optimisation (réalisable facilement par les logiciels modernes tel que ADS). L'expression (II-34) est utilisée si $V_{GS} < K.V_a$, sinon l'expression (II-35) est utilisée. Pour la capacité C_{GD} , le même type d'expression peut être utilisé avec des valeurs des paramètres différents. On note que ce modèle ne permet pas toujours de décrire convenablement l'évolution des capacités et qu'il présente une discontinuité pouvant créer des problèmes de convergence lors des simulations.

Une autre expression ne présentant pas de discontinuité est présentée par [5] :

$$C_{GS} = C_{GS0} + \Delta C. [1 + \tanh(\alpha. (V_{GS} + V_1))] - X. [1 + \tanh(\beta. (V_{GS} + V_2))] \quad (\text{II.36})$$

Comme précédemment les paramètres C_{GS0} , ΔC , V_1 , V_2 , α et β sont optimisés afin de s'approcher au mieux des mesures. Il est évidemment possible de rajouter des paramètres et de modifier les équations en fonction des besoins rencontrés.

Les exemples précédents sont des modèles dits monovarié, où les capacités dépendent uniquement des paramètres d'optimisation et des tensions à leurs bornes ($C_{GS}(V_{GS})$) et ($C_{GD}(V_{GD})$). Il existe également des modèles empiriques bi-variables ($C_{GS}(V_{GS}; V_{GD})$) et ($C_{GD}(V_{GS}; V_{GD})$), permettant une meilleure corrélation modèle/mesure. Cependant, afin d'éviter l'apparition de courants continus parasites, ces modèles doivent répondre au principe de conservation de la charge :

$$\frac{\partial C_{GD}}{\partial V_{GS}} = \frac{\partial C_{GS}}{\partial V_{GD}} \quad (\text{II.37})$$

$$\frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS} \cdot \partial V_{GD}} = \frac{\partial C Q_G}{\partial V_{GD} \cdot \partial V_{GS}} \quad \text{avec } Q_G = Q_{GS} + Q_{GD} \quad (\text{II.38})$$

Les premiers travaux sur un modèle empirique bi-variables respectant cette condition de conservation de la charge sont ceux de Chisholm-Scheinberg [6], les expressions des capacités se révèlent compliquées. Dans [3], des expressions bi-variables plus simples sont utilisées tout en ayant une très bonne corrélation modèle/mesure pour un HEMT AlGaIn/GaN 8x75x0.25 μm .

$$C_{GS} = a + b. (\tanh(c. V_{GS} + d. V_{GD} + e) + 1) \quad (\text{II.39})$$

$$C_{GD} = a' + b'. (\tanh(c'.V_{GS} + d.V_{GD} + e') + 1) \quad (\text{II.40})$$

Afin de respecter la condition de conservation de la charge, la capacité C_{DS} est utilisée comme élément d'équilibre, son expression dans ce modèle est la suivante :

$$C_{DS} = \frac{C_{GS} \cdot V_{GS} - C_{GD} \cdot V_{GD}}{V_{GS} - V_{GD} + \varepsilon} \quad (\text{II.41})$$

II.3.2. La source de courant :

Comme pour les capacités de grille, la source de courant du transistor doit être modélisée à partir des mesures de ses caractéristiques $I(V)$ afin d'établir le modèle non linéaire. De même l'approche empirique se distingue.

Il existe de nombreux modèles phénoménologiques pour représenter les caractéristiques $I(V)$ des transistors, dans notre cas on a utilisé le model d'Angelov

- **Modèle d'Angelov :**

Ce modèle est basé sur le modèle original d'Angelov (Chalmers) décrit dans [7] et [8], mais inclut les derniers développements réalisés par le professeur Itcho Angelov [9]. Le modèle original d'Angelov n'est pas symétrique (ce qui correspond à définir $I_{dsmod} = 0$). L'implémentation sous ADS du modèle Angelov est améliorée en fournissant une équation I_{DS} symétrique qui correspond à la définition d' $I_{dsmod} = 1$. Il doit être utilisé pour simuler des commutateurs ou des mélangeurs résistifs. Une partie de ce travail a été publiée dans [10] et [11]. Le modèle d'Angelov publié est basé sur la capacité (ce qui correspond à la définition de $Capmod = 1$).

Le courant de drain s'exprime comme suit :

Pour le modèle original ($I_{dsmod} = 0$)

$$I_{DS} = I_{pk0} \cdot (1 + \tanh(\Psi)) \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS}) \cdot \tanh(\alpha \cdot V_{DS} + LSB0 \cdot \exp(V_{DG} - V_{TR})) \quad (\text{II.42})$$

Avec :
$$P1m = P1 \cdot \left(\frac{1 + B1}{\cosh^2(B2 \cdot V_{DS})} \right)$$

$$V_{pkm} = V_{pkS} - DVPKS + DVPKS. (\tanh(ALPHAS.V_{DS})) \\ - VSB2. (V_{GD} - VTR)^2$$

$$\Psi = P1m. (V_{GS} - V_{pkm}) + P2. ((V_{GS} - V_{pkm})^2 + P3. (V_{GS} - V_{pkm})^3$$

$$\alpha = ALPHAR + ALPHAS. (1 + \tanh(\Psi))$$

Pour le modèle symétrique (Idsmod = 1)

$$I_{DS} = 0.5. (I_{DSP} - I_{DSN}) \quad (\text{II.43})$$

$$I_{DSP} = IPK0. (1 + \tanh(\Psi_n)). (1 + \tanh(\alpha_n.V_{DS})). (1 + \lambda_P.V_{DS}) \\ + \lambda_{P1}. \exp\left(\frac{V_{DS}}{V_{KN}} - 1\right) \quad (\text{II.44})$$

$$I_{DSN} = IPK0. (1 + \tanh(\Psi_n)). (1 + \tanh(\alpha_n.V_{DS})). (1 + \lambda_n.V_{DS}) \\ + \lambda_{n1}. \exp\left(\frac{V_{DS}}{V_{KN}} - 1\right) \quad (\text{II.45})$$

Avec : $\Psi_n = P1m. (V_{GD} - V_{pkm}) + P2. ((V_{GD} - V_{pkm})^2 + P3. (V_{GD} - V_{pkm})^3$

$$\alpha_n = ALPHAR + ALPHAS. (1 + \tanh(\Psi_n))$$

$$\lambda_n = LAMBDA + LVG. (1 + \tanh(\Psi_n))$$

$$\lambda_P = LAMBDA + LVG. (1 + \tanh(\Psi))$$

$$\lambda_{n1} = LAMBDA1 + LVG. (1 + \tanh(\Psi_n))$$

$$\lambda_{P1} = LAMBDA1 + LVG. (1 + \tanh(\Psi))$$

Avec ALPHAR, ALPHAS, I_{pk0} , LAMBDA, P1, P2, P3, R_D , R_S , R_{term} , V_{pks} , $Dvpks$, P_g et Tc_{ipk0} représentant les différents paramètres à optimiser.

Ce modèle est l'un des meilleurs modelés pour modéliser les sources de courant des transistors HEMTs, il fut d'ailleurs implémenté dans les premiers logiciels de CAO dans les années 90.

II.4. Optimisation du model par des méthodes intelligentes :

L'objectif d'optimisation consiste à trouver un algorithme qui minimise la fonction d'erreur entre les valeurs mesurés et les valeurs du Modèle. D'une autre façon, on cherche pratiquement à optimiser les valeurs extrinsèques des composants du circuit équivalent pour qu'elles aient une réponse la plus identique possible à celle des mesurés.

Malgré la performance et la rapidité de ces méthodes intelligentes, elle nécessite cependant de connaître l'ordre de grandeur des valeurs recherchées, pour éviter de commettre des erreurs flagrantes.

Tous les 17 paramètres du modèle SSEC extraits sont ensuite utilisés comme valeurs initiales pour diverses techniques d'optimisation, telle que l'algorithme génétique, afin d'obtenir des valeurs précises des paramètres S pour toute la plage de fréquences comprise entre 40MHz et 20 GHz.

L'organigramme montrant la procédure d'extraction complète est représenté sur la figure II.5.

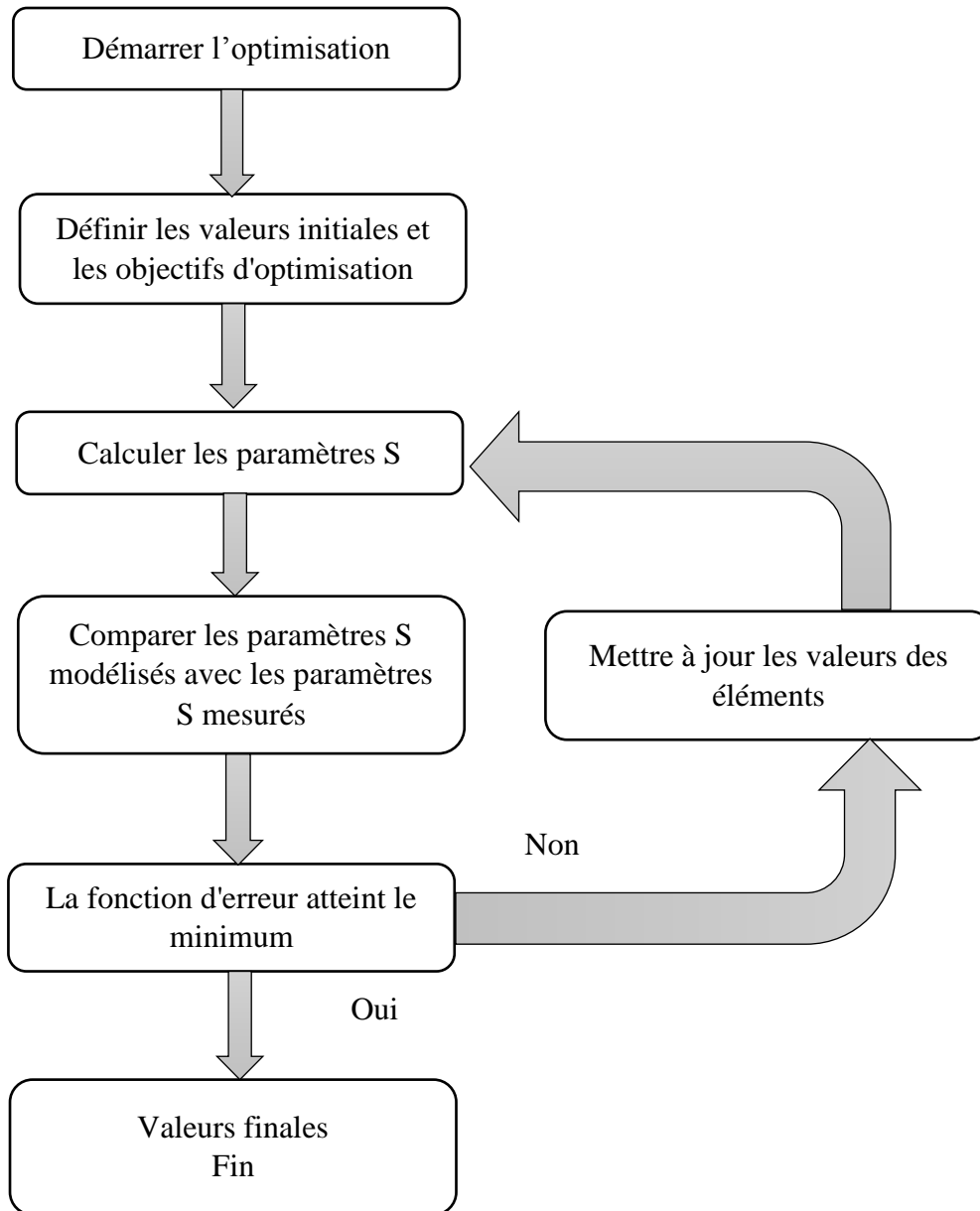


Figure II.5 : Organigramme pour le processus d'optimisation itérative.

II.5. Algorithmes génétiques (GAs) :

Le développement des techniques de solution de problèmes basées sur les principes d'héritage et d'évolution naturelle a été mis en évidence au courant des années soixante-dix.

Parmi ces techniques ressort l'algorithme génétique. Cet algorithme a démontré de très bons résultats dans la résolution de problèmes d'origine combinatoire.

L'algorithme génétique est un exemple de procédure pseudo-aléatoire qui utilise un choix aléatoire pour guider une exploration dans un espace de recherche. En effet, l'algorithme génétique est une technique intelligente [12] de solution aux problèmes d'optimisation combinatoire fondée sur les principes d'évolution naturelle et d'héritage [13]. A partir d'un ensemble de solutions (nommée population ou ensemble de chromosomes parents), l'algorithme se sert des opérateurs génétiques pour obtenir de nouvelles solutions (ensemble d'enfants), souvent meilleures selon un critère d'évaluation donné. Le processus prend après comme population la nouvelle génération et ainsi de suite. La condition d'arrêt du processus et la grandeur de la population initiale sont définies selon des tests expérimentaux, en fonction des connaissances du problème traité.

II.5.1. Principe des algorithmes génétiques :

Les algorithmes génétiques sont l'œuvre de Holland [14]. Il s'est directement inspiré du modèle des lois de la nature de Darwin, modèle basé sur la survie des espèces les plus fortes. Ainsi, dans un bassin de population donné, les plus forts individus auront plus de chance de se reproduire et ainsi de transmettre leurs gènes pour produire de meilleurs descendants, augmentant la qualité globale de la population. La population qui résultera de cette reproduction sera donc globalement mieux adaptée à l'environnement que la précédente puisque la plupart des individus auront hérité de plusieurs des caractéristiques de "l'élite" de la génération précédente (puisque chacun hérite à la fois de sa mère et de son père). Et c'est ainsi, en recombinaison à chaque génération les caractéristiques élémentaires de bonne adaptation et en saupoudrant le tout d'un peu de hasard, que la population va évoluer vers une adéquation toujours meilleure avec l'environnement. Dans cette ligne de pensée où les spécimens se reproduisent, dans le modèle des algorithmes génétiques, les spécimens se reproduiront aussi ; en particulier les plus forts à un rythme plus rapide. Des opérations génétiques sont effectuées sur deux candidats pour obtenir deux nouveaux candidats plus performants que leurs propres parents. La progéniture aura hérité de bons gènes de chaque parent. Pour trouver une solution à un problème, les AGs utilisent le hasard. En effet, les gènes de chaque parent sont choisis et croisés de façon aléatoire dans la progéniture.

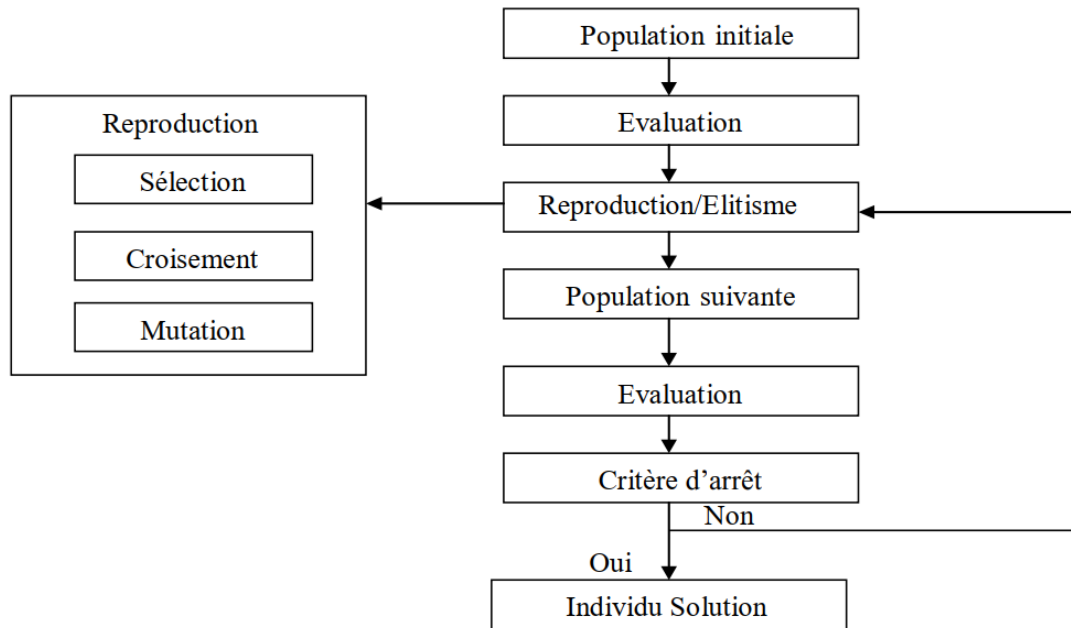


Figure II.6 : Schéma du principe des algorithmes génétiques [14].

II.5.2. Grandes étapes de l'algorithme génétique :

Le principe d'un algorithme génétique consiste à évaluer une population et à en générer une autre de façon itérative grâce aux actions opérées par les opérateurs génétiques. Le nombre de chromosomes dans une population reste inchangé à travers les diverses générations. Pour mettre en œuvre un AG, il faut disposer d'un schéma pour coder les solutions du problème, une fonction d'évaluation, une procédure d'initialisation, un ensemble d'opérateurs et un ensemble de paramètres qui gouvernent l'élaboration de la population initiale, l'exécution des opérateurs et l'arrêt de génération de nouvelles populations.

De façon générale, un AG fonctionne selon les étapes suivantes :

- Étape 1 : On génère une population initiale de taille n , représentant le nombre de chromosomes. Puis on choisit au hasard les gènes qui composent chaque chromosome. La qualité de la population initiale est très importante pour la génération de meilleures solutions. La diversité de la population est très importante pour éviter la convergence prématurée vers des minimums locaux. Cette diversité de population se définit initialement et se maintient en combinant diverses stratégies de croisement et de mutation.

- Étape 2 : On évalue chaque chromosome par la fonction objective, ce qui permet de déduire sa valeur d'aptitude.
- Étape 3 : On exécute les cycles de génération de populations. Chaque nouvelle génération remplace la précédente. Le nombre de cycle x est déterminé au départ.

Dans chaque cycle, n chromosomes sont choisis pour reproduction et croisement deux à deux. Après la création de la $X^{\text{ème}}$ population, les chromosomes vont évoluer de façon telle que cette dernière génération contient des chromosomes qui sont meilleurs que ceux des générations précédentes.

II.6. Conclusion

Ce second chapitre a été consacré à l'élaboration du model électrique qui traduit en conséquence les principaux comportements physiques du HEMT.

Les paramètres électriques du schéma équivalent petit signal du HEMT ont été extraits à partir des paramètres S_{ij} déduits des paramètres Y_{ij} et Z_{ij} , les paramètres électriques grand signal sont extraits à partir des expressions analytiques.

Bibliographies du chapitre II:

- [1] Aaen, P., J.A. Plá, and J. Wood, Modeling and characterization of RF and microwave power FETs, thèse de doctorat, 2007.
- [2] Werquin, M., Études théoriques et expérimentales de transistors HEMT's de la filière nitrure de gallium pour les applications de puissance hyperfréquences, thèse de doctorat, 2005.
- [3] Defrance, N., Caractérisation et modélisation de dispositifs de la filière nitrure pour la conception de circuits intégrés de puissance hyperfréquences, thèse , 2007.
- [4] Mathieu, H. and H. Fanet, Physique des semiconducteurs et des composants électroniques- 6ème édition, Cours et exercices corrigés, 2009.
- [5] Charbonniaud, C., Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde, thèse de doctorat 2005, Limoges.
- [6] Scheinberg, N. and E. Chisholm, A capacitance model for GaAs MESFETs, journal, 1991.
- [7] Angelov, I., H. Zirath, and N. Rosman, A new empirical nonlinear model for HEMT and MESFET devices, journal, 1992.
- [8] Angelov, I., L. Bengtsson, and M. Garcia, Extensions of the Chalmers nonlinear HEMT and MESFET model. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, thèse 1996.
- [9] Angelov, I., et al. On the modeling of high power FET transistors. in Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), publication, 2016 .
- [10] Emekar, S., et al. Modified angelov model for an exploratory GaN-HEMT technology with short, few-fingered gates. in Simulation of Semiconductor Processes and Devices (SISPAD), publication, 2017 .
- [11] Angelov, L.B., M. Garcia, F. van Raay, G. Kompa,, Extensions and model verification of the Chalmers Nonlinear HEMT and MESFET Model, thèse , 1997.

- [12] Pham, D. and D. Karaboga, Intelligent optimisation techniques: genetic algorithms, tabu search, simulated annealing and neural networks, thèse, 2012.
- [13] Juidette, H., Contribution à la mise en oeuvre de techniques de planification de chemin et d'optimisation. doctorat es sciences, UFR-automatique et technologies de l'information, thèse de doctorat, 2002.
- [14] Holland, J.H., Adaptation in natural and artificial systems: an introductory analysis with applications to biology, control, and artificial intelligence, publication, 1992.



Chapitre III
Résultats et
interprétations

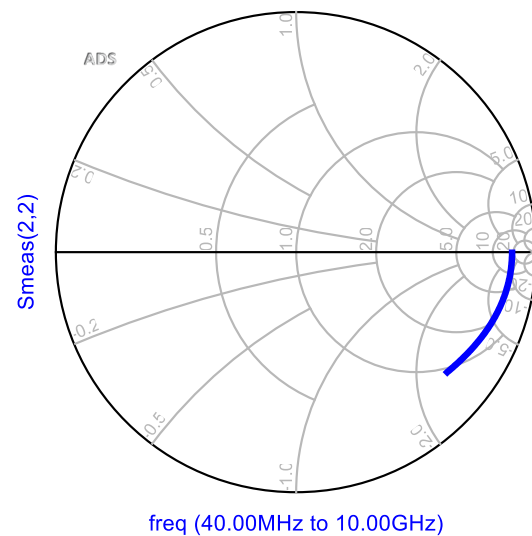
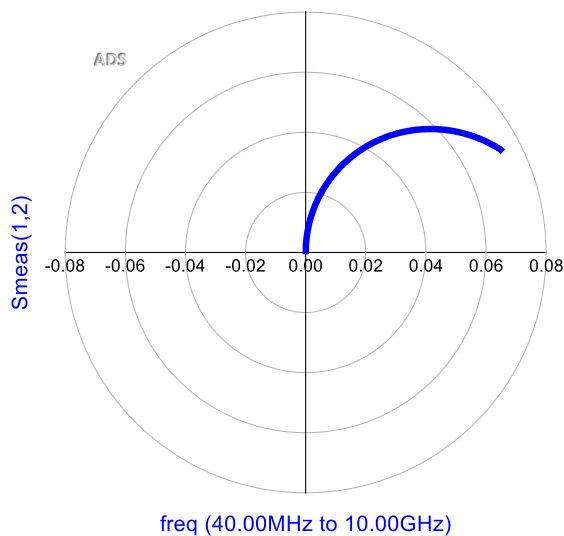
I.1. Introduction

Ce chapitre représente les résultats d'extraction des paramètres du schéma équivalent petit et grand signal du transistor HEMT GaN CGH35030F par une méthode directe à l'aide de logiciel ADS. Dans le but d'améliorer les résultats, nous avons fait une optimisation des paramètres du schéma équivalent. Parmi les méthodes d'optimisation on a choisi une méthode d'intelligence qui est l'algorithme génétique représentant une voie originale dans ce domaine.

I.2. Extraction des paramètres linéaire du transistor HEMT

I.2.1. Eléments extrinsèques :

Les éléments extrinsèques du schéma équivalent SSEC (Small Signal Equivalent Circuit) (figure III.2) ont d'abord été extraits selon la méthode décrite précédemment à partir de paramètres S (figure III.1) du transistor HEMT GaN CGH35030F [1]. Les valeurs de ces éléments sont présentées dans le tableau III.1



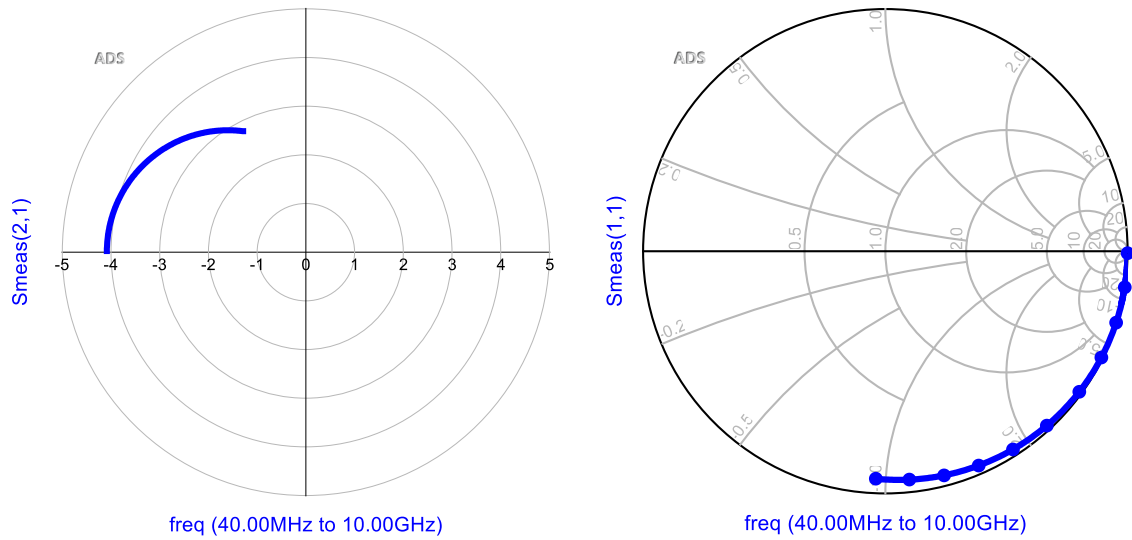


Figure III.1 Paramètres S du transistor HEMT GaN CGH35030F

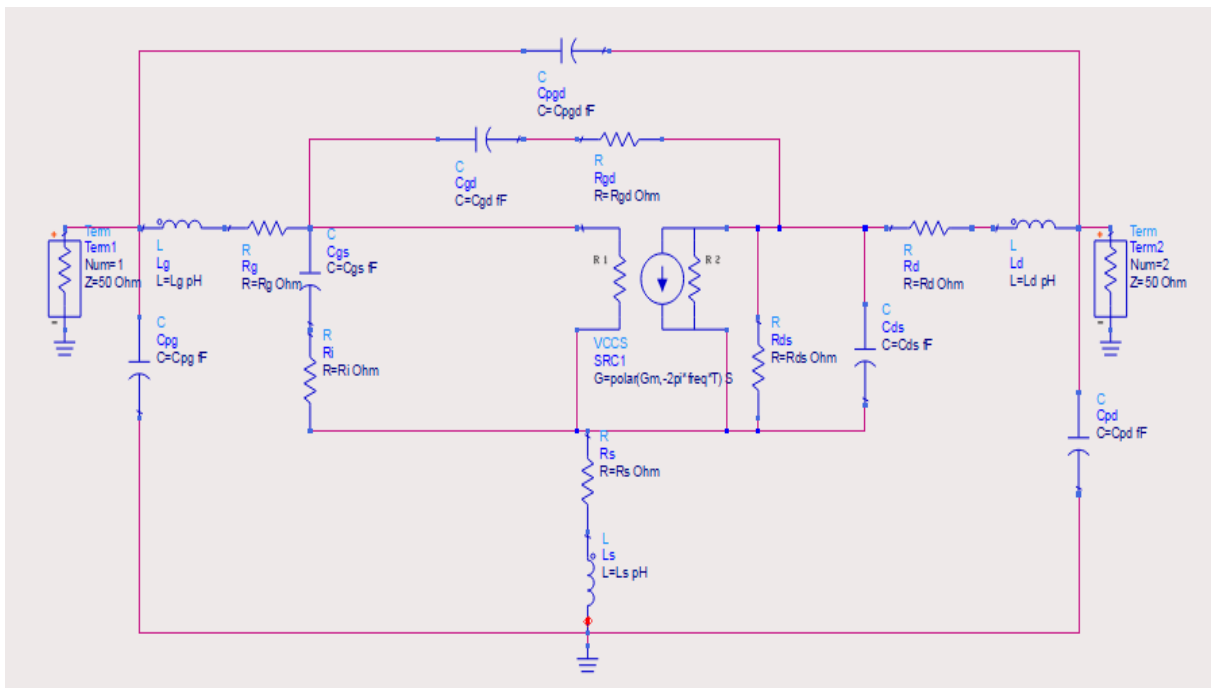


Figure III.2 Schéma équivalent petit signal SSEC d'un HEMT sous ADS.

L_S (pH)	L_G (pH)	L_D (pH)	C_{PG} (Ff)	C_{PD} (Ff)	C_{pgd} (Ff)	R_S (Ω)	R_G (Ω)	R_D (Ω)
0.1	41	0.60	95	65	16	1.2	1.2	0.5

Tableau III.1 Paramètres extrinsèques du transistor HEMT.

I.2.2. Éléments intrinsèques :

Les capacités intrinsèques, notamment de grille (C_{GS} , C_{GD}), des transistors HEMT variant avec la polarisation, les valeurs des éléments intrinsèques sont extraites pour une polarisation ($V_{GS}=1.2$ V ; $V_{DS}=28$ V). Les valeurs des éléments intrinsèques sont données dans le tableau III.2 :

C_{GS} (fF)	C_{GD} (fF)	C_{DS} (fF)	G_M (S)	R_i (Ω)	T (ps)	R_{DS} (Ω)	R_{GD} (Ω)
213	11	22	40	7	1.4	530	17

Tableau III.2 Paramètres intrinsèques du transistor HEMT.

I.2.3. Validation du modèle petit signal :

Afin de vérifier le modèle que nous avons établi, une première validation peut être établie à partir des paramètres S mesurée. La figure III.3 montre une comparaison des paramètres S Mesure-Modèle pour une même polarisation ($V_{GS0} = 1.5$ V, $V_{DS0} = 28$ V). La bande de fréquences d'analyse est de 40 MHz-20 GHz.

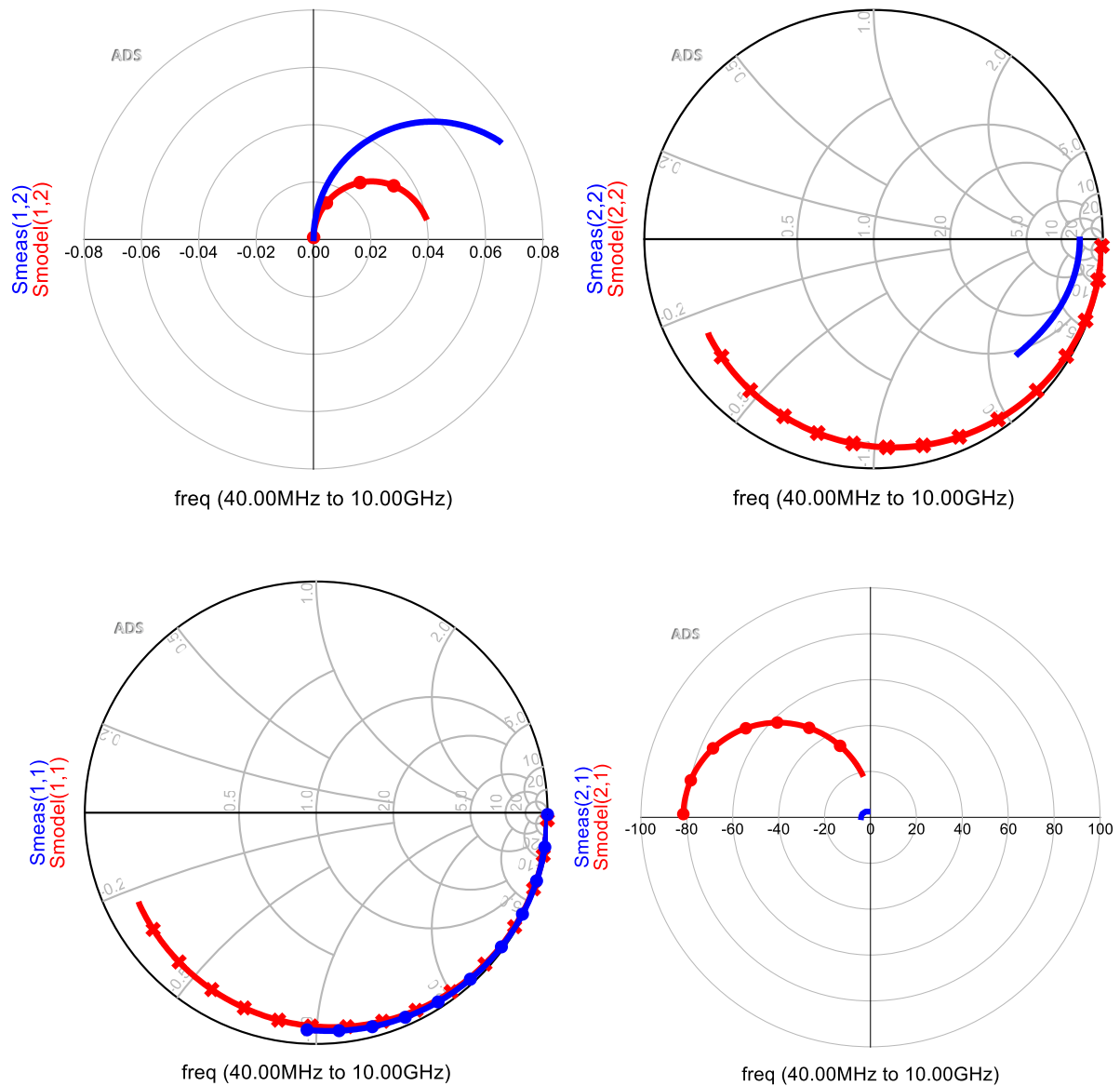


Figure III.3 Comparaison Model (Rouge)-Mesure (Bleu) des paramètres S.

I.3. Optimisation des résultats par l’algorithme génétique :

La Figure III.5 représente la comparaison des paramètres S Mesure-modèle (S11, S12, S21 et S22) en utilisant l'optimisation par l'algorithme génétique. Le Cockpit d'optimisation indique que le modèle SSEC basé sur l’algorithme génétique montre une meilleure correspondance avec le résultat de la simulation avec une erreur de 4 %, ce qui représente le plus faible par rapport aux autres algorithmes d'optimisation. Les valeurs optimisées des paramètres du modèle SSEC (figure III.4) obtenues sont répertoriées dans le tableau III.3.

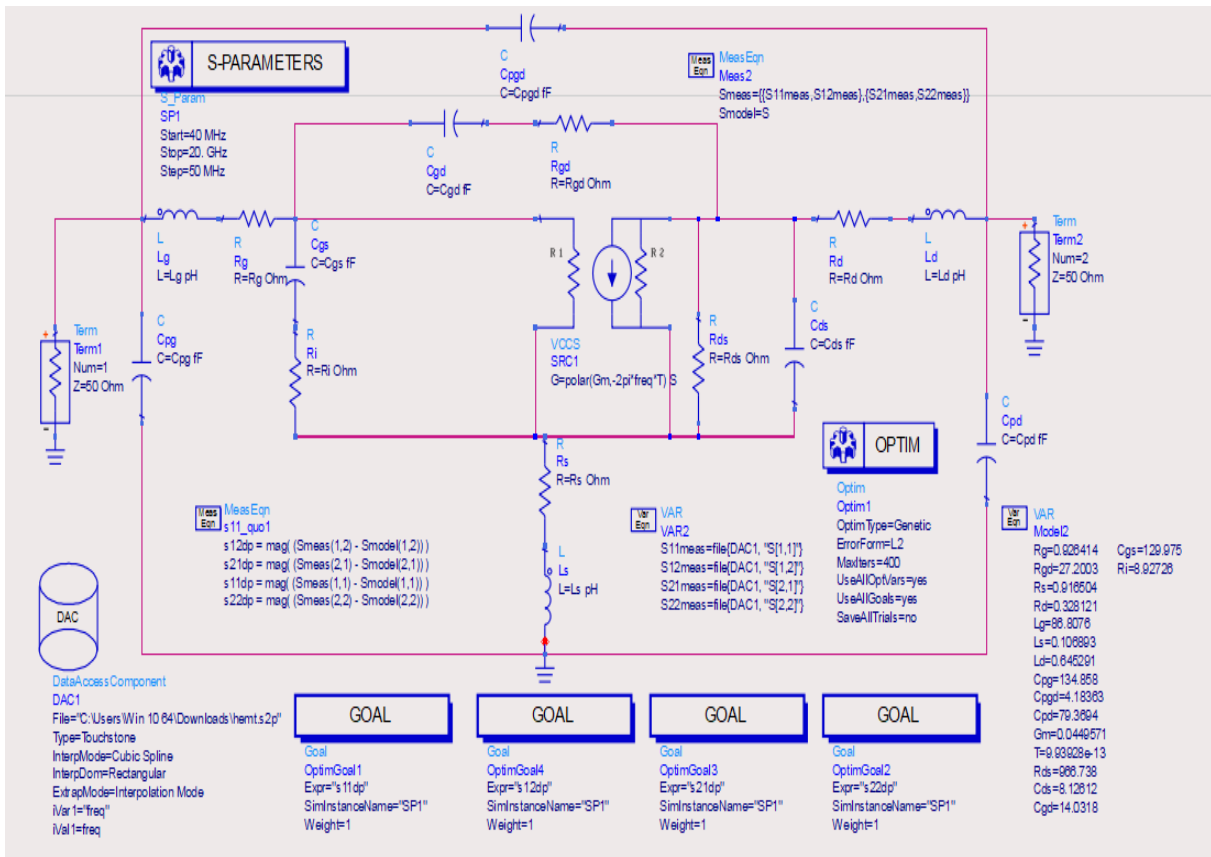


Figure III.4 Schéma équivalent petit-signal SSEC introduit dans le simulateur ADS pour l'optimisation.

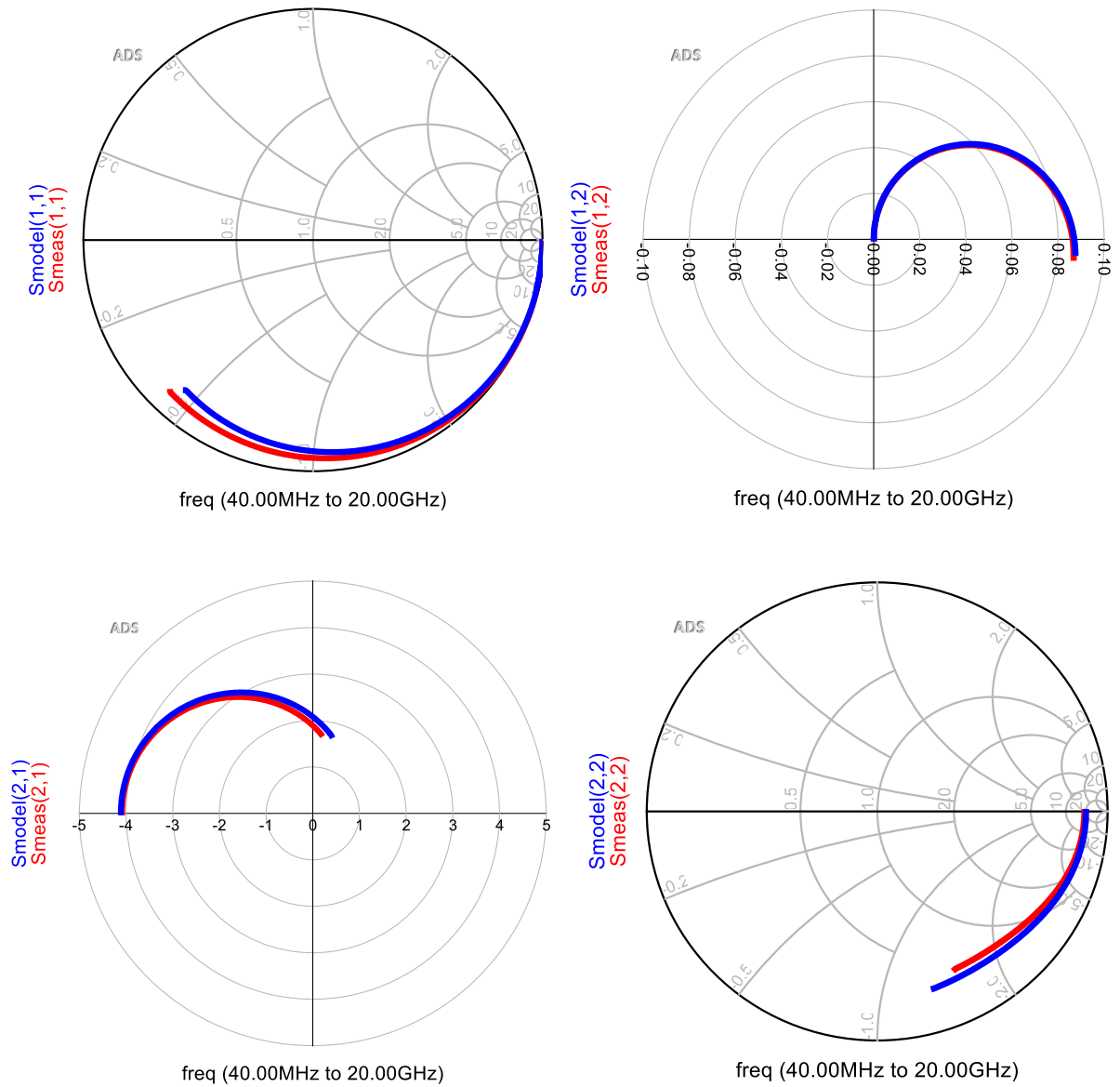


Figure III.5 Comparaison Mesure-modèle des paramètres S après l'optimisation par l'Algorithme Génétique.

	Mesure	Algorithme génétique
C_{DS} (fF)	22	8.12
C_{GD} (fF)	11	14.03
C_{GS} (fF)	213	129.9
C_{pd} (fF)	65	79.3
C_{pg} (fF)	95	134
C_{pgd} (fF)	16	4.18
G_M (S)	40	0.04
L_D (pH)	0.6	0.6
L_G (pH)	41	86.8
L_S (pH)	0.1	0.10
R_D (Ω)	0.5	0.32
R_{DS} (Ω)	530	966
R_G (Ω)	1.2	0.92
R_{GD} (Ω)	17	27.20
R_i (Ω)	7	8.92
R_S (Ω)	1.2	0.91
τ (ps)	1.4	0.09

Tableau III.3 Les valeurs optimisées des éléments extrinsèques et intrinsèques du modèle petit signal.

I.4. Optimisation et Modélisation non linéaire du transistor HEMT :

I.4.1. Modélisation de la source de courant :

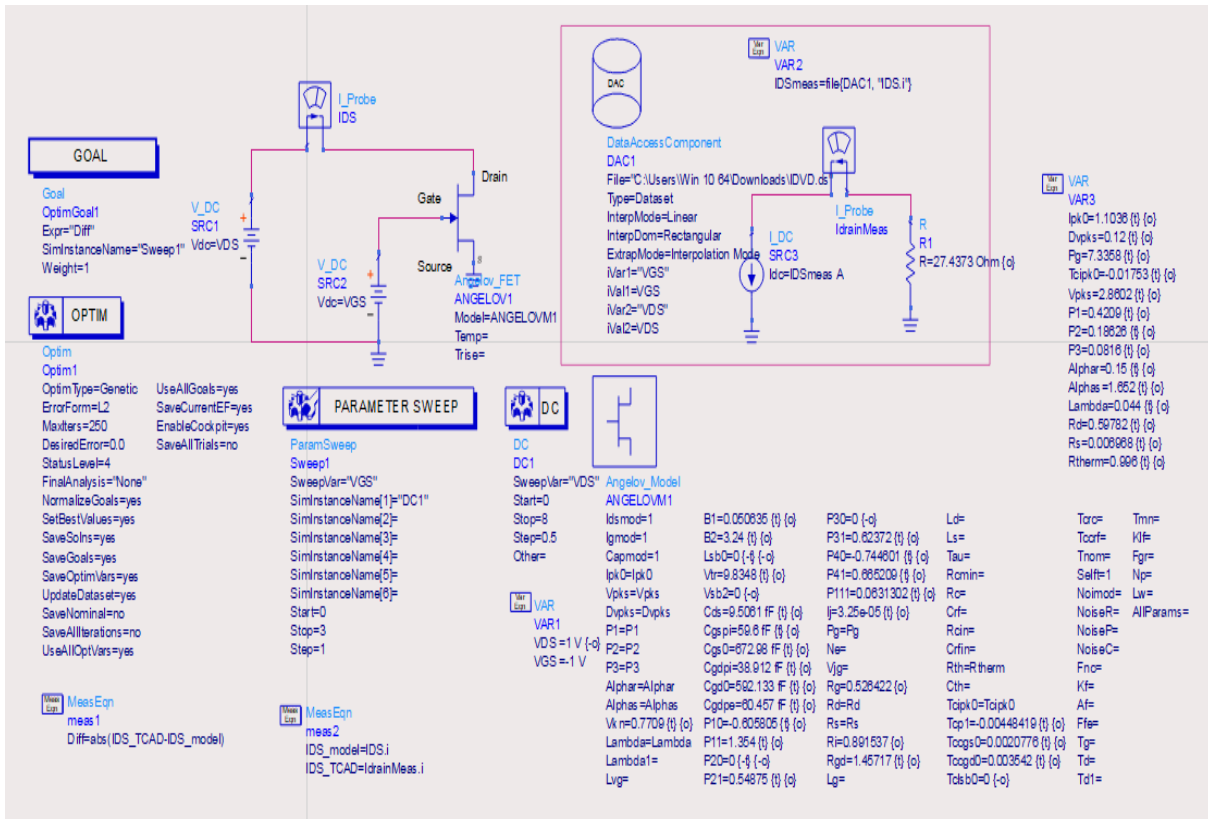


Figure III.6 Modèle électrique non linéaire du transistor HEMT sous ADS pour l'optimisation de la source de courant.

Afin de modéliser la source de courant du transistor, plusieurs modèles, ont été testés. Le modèle donnant les meilleurs résultats est le modèle d'Angelov. La comparaison entre les caractéristiques I(V) Mesure-Modèle selon le modèle d'Angelov est donnée par la figure III.7 pour V_{GS} compris entre 0 et 3 V.

Les valeurs des paramètres ALPHAR, ALPHAS, I_{pk0} , LAMBDA, P1, P2, P3, R_D , R_S , R_{term} , V_{pk0} , D_{vpk0} , P_g et T_{c1pk0} ont été optimisées sous ADS (figure III.6) par l'algorithme génétique pour reproduire au mieux les caractéristiques I(V) du transistor HEMT. Les paramètres optimisés sont regroupés dans le tableau III.4

	Algorithme génétique
ALPHAR	0.15
ALPHAS	1.652
I_{pk0}	1.10
LAMBDA	0.044
P1	0.42
P2	0.186
P3	0.081
R_D	0.59
R_S	0.0069
R_{term}	0.996
V_{pks}	2.8602
D_vpks	0.12
P_g	7.33
T_{cipk0}	-0.0175

Tableau III.4 Valeurs des paramètres du modèle non linéaire utilisé pour la source de courant du transistor HEMT.

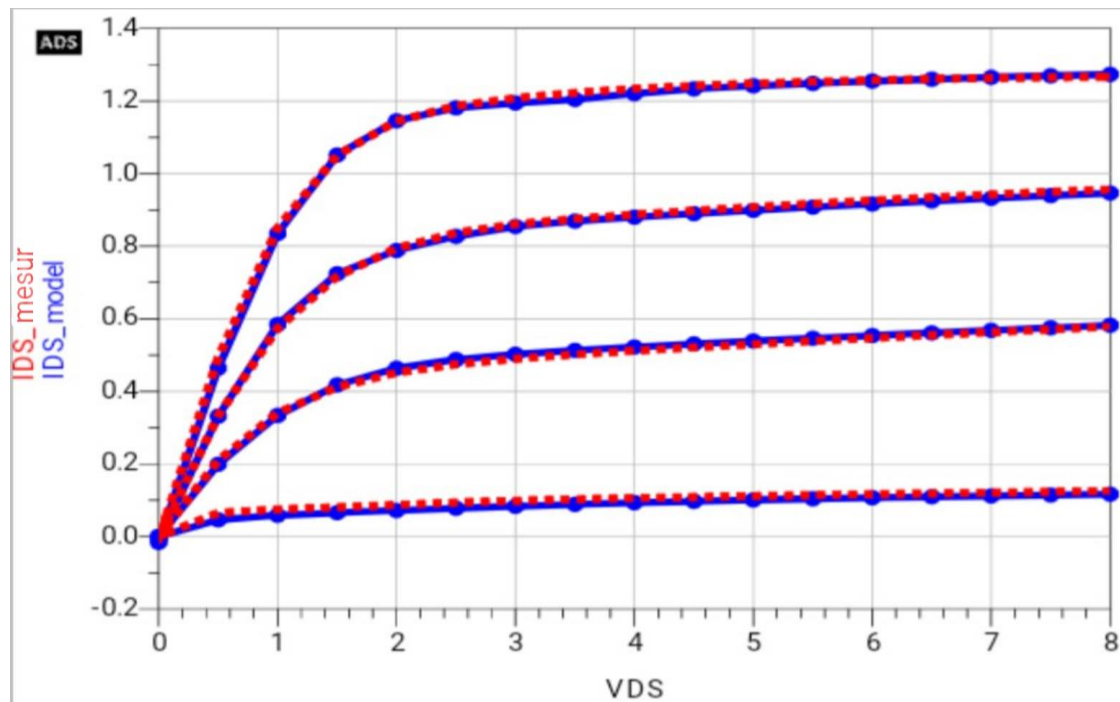


Figure III.7 Comparaison du courant de drain mesure-modèle avec le modèle d'Angelov après l'optimisation par l'Algorithme Génétiques.

On remarque une bonne corrélation entre Mesure-modèle (erreur de 2 %) aussi bien au niveau dans la zone linéaire (état ON) et dans la zone de pincement (état OFF), de plus, malgré l'utilisation de nombreuses équations, les simulations ne se révèlent pas beaucoup plus longues qu'avec un modèle traditionnel. Aucun problème de convergence n'a été observé. L'effet Kink n'est pas modélisé, mais il n'a pas d'influence significative lors d'un fonctionnement en commutation du transistor.

I.4.2. Modèle non-linéaire des capacités :

Les capacités du modèle non-linéaire d'Angelov, C_{GS} et C_{GD} , n'ont pas de dépendance en température du fait de leurs faibles variations vis-à-vis de celle-ci.

Les équations utilisées pour la modélisation des capacités C_{GS} et C_{GD} selon le modèle d'Angelov sont les suivantes :

Pour Capmod = 0 (capacité linéaire)

$$C_{GS}=CGSPI \text{ et } C_{GD}=CGDPI$$

Pour Capmod = 1 (capacité Non linéaire) :

$$C_{GS} = CGSPI + CGS0. (1 + \tanh(\Psi_1)). (1 + \tanh(\Psi_2)) \quad (\text{III-1})$$

$$C_{GD} = CGDPI + CGD0. (1 + P111 + \tanh(\Psi_3)). (1 + \tanh(\Psi_4)) + 2. P111) \quad (III-2)$$

Avec $\Psi_1 = P10 + P11. V_{GSC} + P111. V_{DS}$

$$\Psi_2 = P20 + P21 + P21. V_{DS}$$

$$\Psi_3 = P30 - P31 + P31. V_{DS}$$

$$\Psi_4 = P40 + P41. V_{GDC} - P111. V_{DS}$$

Les valeurs des paramètres C_{GS0} , C_{GSPI} , C_{GD0} , C_{GDPI} , $P10$, $P11$, $P111$, $P20$, $P21$, $P30$, $P31$, $P40$, et $P41$ ont été optimisées sous ADS (figure III.8) par l’algorithme génétique pour reproduire au mieux les capacités C_{GS} et C_{GD} du transistor HEMT, ces paramètres sont regroupés dans le tableau III.5.

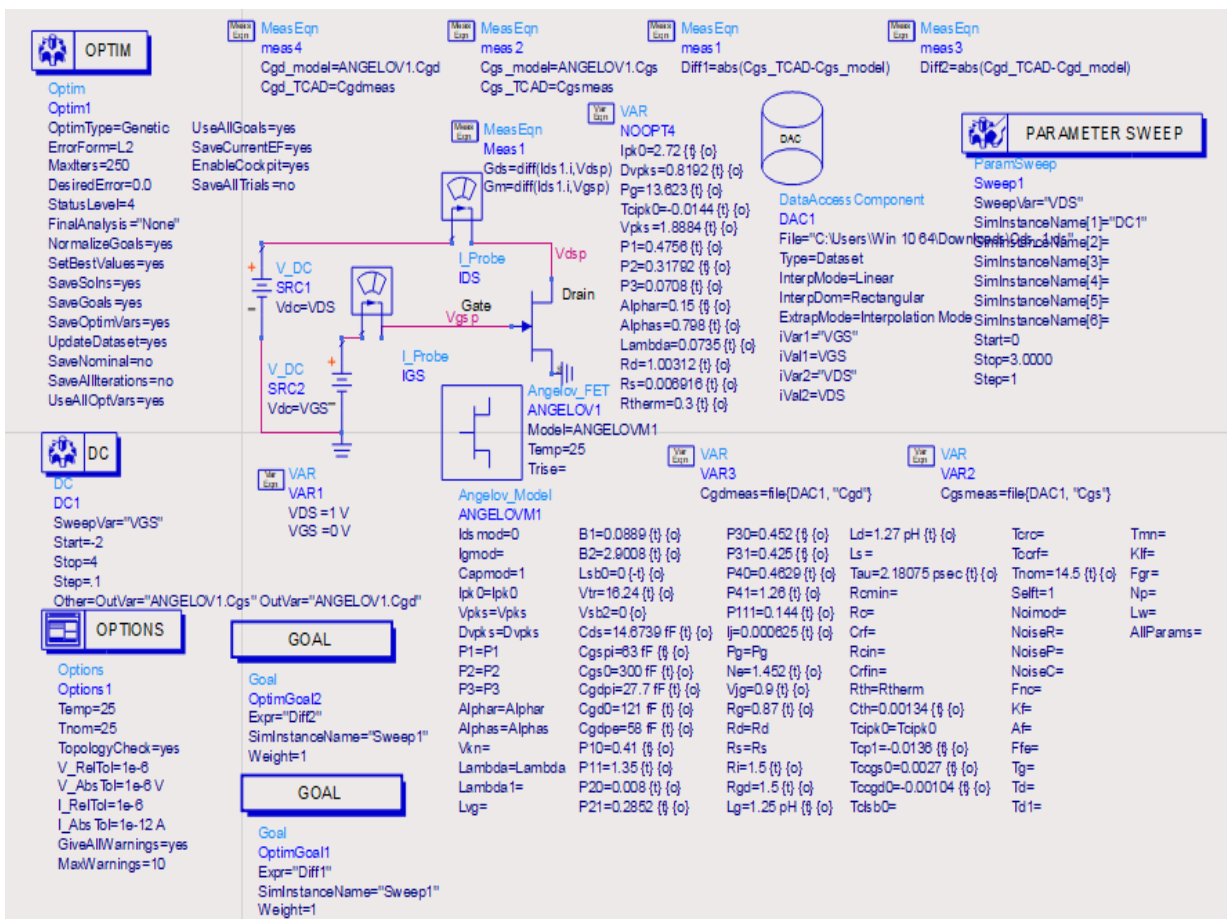


Figure III.8 Modèle électrique non linéaire du transistor HEMT sous ADS pour l’optimisation des capacités C_{GS} et C_{GD} .

	Algorithme génétique
CGS0	300fF
CGSPI	63 fF
CGD0	121 fF
CGDPI	27.7 fF
P10	0.41
P11	1.35
P111	0.144
P20	0.008
P21	0.28
P30	0.45
P31	0.42
P40	0.46

Tableau III.5 Valeurs des paramètres du modèle utilisé pour des capacités C_{GS} et C_{GD} du transistor HEMT.

La Figure III.9 présente la comparaison Mesure -Modèle des capacités C_{GS} et C_{GD} extraites le long du cycle de charge estimé. On remarque une bonne corrélation entre mesure-modèle. Les résultats d'optimisation par l'algorithme génétique montrent une meilleure correspondance entre le modèle électrique et le résultat de la simulation mesure du composant HEMT avec une faible erreur de 2,1%. Les valeurs optimisées des paramètres du modèle obtenu à partir des deux méthodes sont répertoriées dans le tableau III.5.

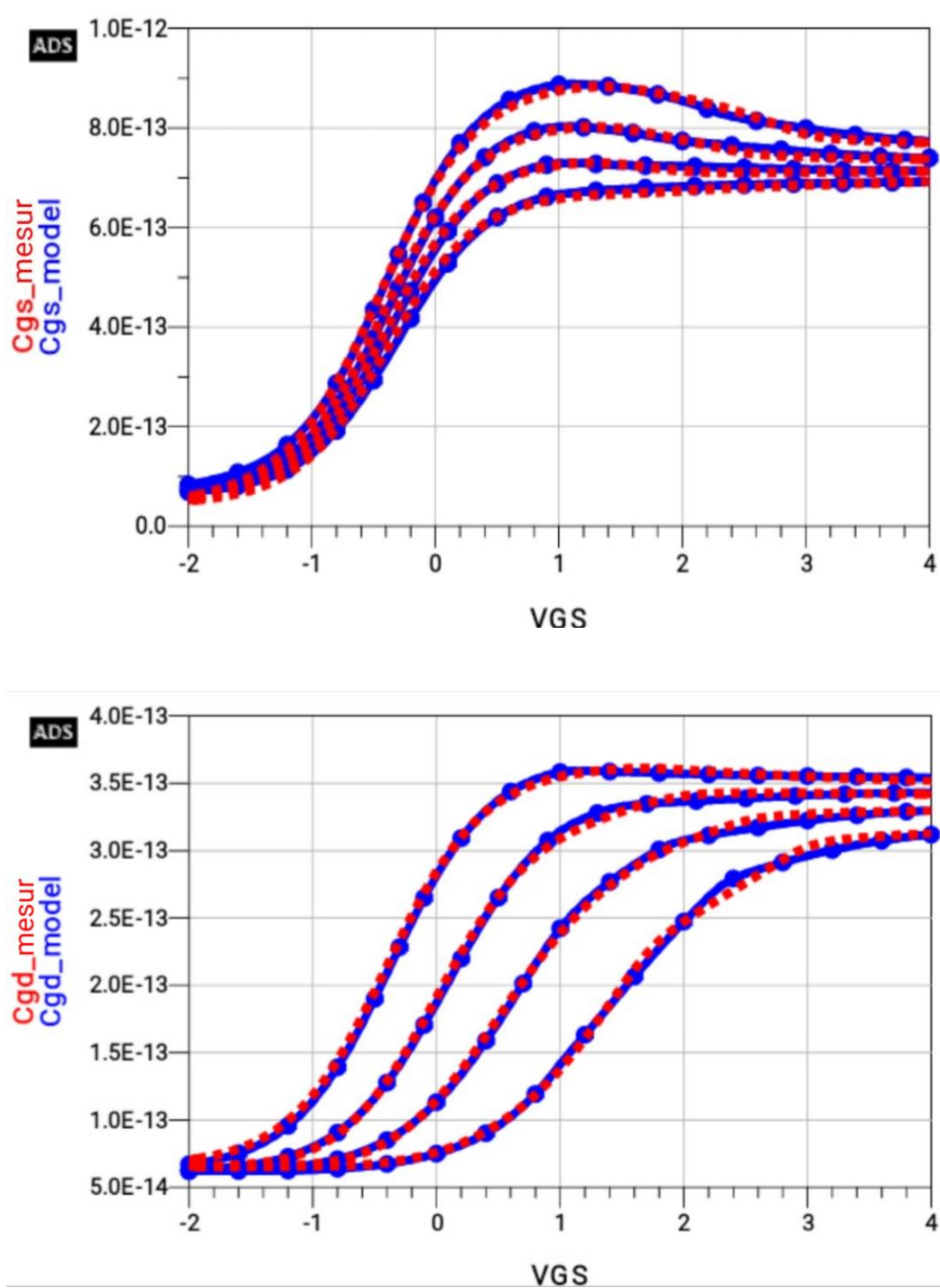


Figure III.9 Comparaison Mesure-modèle des capacités C_{GS} et C_{GD} après l'optimisation par l'algorithme génétique.

I.5. Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre un modèle phénoménologique de transistor HEMT GaN pour la CAO des circuits.

La topologie de notre modèle, basée sur des schémas équivalents électriques et des équations analytiques qui restent simples, lui confère une rapidité et une robustesse dans un environnement de CAO.

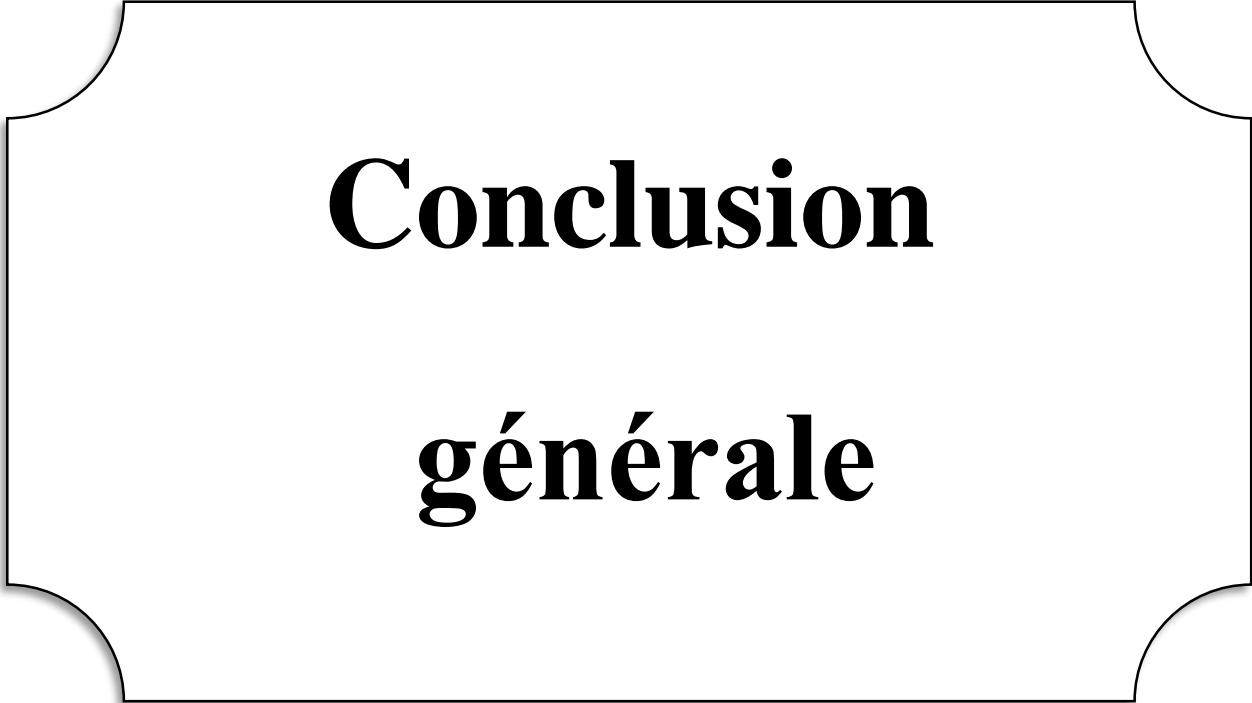
L'optimisation du modèle linéaire et non linéaire du transistor conçu par des méthodes intelligentes s'est avérée nécessaire et efficace.

Nous avons présenté une approche globale de modélisation en régime petit et grand signal de transistor HEMT GaN CGH35030F.

Après la simulation sous ADS on a vu l'influence de l'optimisation par algorithme génétique pour obtenir une bonne extraction des paramètres de transistor HEMT GaN CGH35030F

Bibliographies du chapitre III

[1] GAMAND, F, Amplificateur de puissance et convertisseurs DC/DC à base de GaN pour des applications hyperfréquences , thèse de doctorat , 2013.



Conclusion
générale

Les travaux présentés dans cette étude, correspondent à la modélisation linéaire et non linéaire et l'optimisation des transistors HEMT qui sont de très bons candidats pour des applications en électronique de puissance et en hyperfréquences.

En effet, dans ce travail on a contribué à l'étude des structures à base de Nitrure de Gallium, sur trois aspects différents :

Le premier aspect a relaté les rappels de quelques éléments pertinents connus de la physique concernant les matériaux semi-conducteurs de la filière III-N utiles pour notre étude. Nous avons rappelé les principales propriétés des semi-conducteurs III-N, telles que la structure cristalline du nitrure de gallium (GaN), la structure de bandes et les effets de polarisation dans le cristal. Nous avons décrit aussi les substrats utilisés pour la croissance du GaN. Nous avons décrit la structure et le fonctionnement du transistor HEMT

Le deuxième aspect de notre étude consacrer à l'étude d'un modèle non-linéaire empirique pour les transistors HEMT. Pour cela, nous avons extrait les éléments intrinsèques et extrinsèques du transistor HEMT GaN CGH35030F. Par la suite, nous avons élaboré l'équation grand-signal de chaque élément non-linéaire pris en compte dans le modèle, à savoir, le courant I_{DS} , ainsi que la capacité grille-source C_{GS} .

Ensuite et après un aperçu des principes fondamentaux des HEMTs AlGaIn/GaN, la troisième partie interprète et expose les résultats de simulations effectués sur le transistor HEMT. En fait, notre modèle est implanté dans le simulateur ADS. Les résultats d'optimisation par l'algorithme génétiques montrent une meilleure correspondance entre le modèle électrique et le transistor HEMT GaN CGH35030F avec une faible erreur de 2,1%.

Ce travail ouvre plusieurs perspectives d'études complémentaires :

- L'établissement d'un modèle électrique tenant compte de la température.
- Une étude de la sensibilité des éléments du schéma équivalent donnera plus d'information sur la précision du modèle.
- L'amélioration de la précision du modèle non-linéaire.
- Proposition de nouveaux schémas équivalents électriques pour améliorer la précision et/ou la rapidité dans des gammes de fréquences plus élevées.
- Une étude de la linéarité en utilisant un signal bi-porteuse et la mesure de l'intermodulation et essayer des solutions et des techniques pour l'obtention d'une meilleure linéarité de la transconductance et un gain en courant plat.

Résumé

A l'heure actuelle, les transistors à hétérostructures HEMT (High Electron Mobility Transistor) à base de nitrure de gallium apparaissent comme les meilleurs candidats pour les applications hyperfréquences, de puissance, et haut température. La connaissance des éléments du circuit équivalent petit et grand signal des transistors HEMT est crucial pour une conception fiable de circuits analogique tels que les amplificateurs faible bruits (LNA ou "low noise amplifiers") et pour l'analyse de leurs performances haute fréquence. Dans ce travail un circuit équivalent petit et grand signal d'un transistor GaN HEMT est mis au point pour la modélisation et l'optimisation par l'algorithme génétique. La partie linéaire (petit signal) comporte un ensemble de 17 éléments et chaque élément est réglé à l'aide du système ADS (Advanced Design System) les valeurs intrinsèques et extrinsèques du modèle petit signal proposé sont extraites à partir de mesure des paramètres S. Les résultats de la modélisation présentent un écart de 4% par rapport aux valeurs mesurées, dans la partie non linéaire (grand signal) la source de courant et les capacités C_{gs} et C_{gd} sont extraites à partir des équations bien définies. Les résultats sont obtenus à partir d'une comparaison des valeurs mesurées et celle du modèle et le résultat de la simulation mesure du composant HEMT avec une faible erreur de 2,1%. la bonne concordance entre les paramètres mesure et celle du modèle confirme la validité de la méthode génétique.

Mots clés

HEMT : transistors à grande mobilité électronique

GaN : nitrure de gallium

ADS : Advanced Design System

LNA : amplificateurs à faible bruit

Abstract

At the present time, the gallium nitride HEMT (High Electron Mobility Transistor) appear to be the best candidates for microwave power, and high temperature applications. The Knowledge of the small and large signal equivalent elements of the HEMT transistors is crucial for reliable design of analog circuits such as low noise amplifiers (LNAs) and for analyzing their high frequency performance. In this work a small and large equivalent signal circuit of a GaN HEMT transistor is developed for modeling and optimization by the genetic algorithm. The linear part (small signal) has a set of 17 elements and each element is set using the Advanced Design System (ADS), the Intrinsic and extrinsic values of consists of a Sagle zelements and each element is set using the Advanced Design System) trinsic and extrinsic values of the proposed small signal model are extracted from the S parameter measurement. 4% relative to the measured values, in the non-linear part (large signal) the current source and the capacitances C_{gs} and C_{gd} are extracted from the well-defined equations. The results are obtained from a comparison of the measured values and that of the model and the result of the simulation measurement of the HEMT component with a small error of 2.1% between the measurement and model parameters confirms the validity of the genetic method

Keywords

HEMT : High Electron Mobility Transistor

LNA : low noise amplifier

GaN : gallium nitride

ADS : Advanced Design System

المخلص .

تعتبر الترانزستورات عالية الحركة الالكترونية غير متجانسة البنية HEMT من نوع GaN من بين أفضل الانواع المستخدمة في الترددات المرتفعة، الاستطاعة والحرارة المرتفعة. أما بالنسبة لمعرفة عناصر دائرة الإشارات المكافئة الصغيرة والكبيرة من الترانزستورات HEMT فهو أمر بالغ الأهمية للتصميم الموثوق للدوائر التناظرية مثل مضخمات الضوضاء المنخفضة (LNA) ولتحليل أدائها العالي التردد.

في هذا العمل تم تطوير دائرة مكافئة للإشارات الصغيرة و الكبيرة من الترانزستور GaN HEMT للنمذجة و التحسين بواسطة الخوارزمية الوراثة، يحتوي الجزء الخطي (التردد الاسفل) على 17 عنصرا ، يتم تحديد كل عنصر باستخدام نظام التصميم المتقدم (ADS) ويتم استخراج القيم الذاتية و الخارجية لنموذج التردد الصغير المقترح في قياس المعلمات S ، النتائج من النموذج تظهر اختلاف 4% مقارنة مع القيم المقاسة، ما بالنسبة للجزء الغير الخطي (التردد العالي) ، يتم استخراج مصدر التيار و السعة Cgd و Cgs من معادلات محددة جيدا، يتم الحصول على النتائج من خلال مقارنة القيم المقاسة وقيمة النموذج و نتائج القياس المحاكاة HEMT مع خطأ بسيط قدره 2.1% .

يؤكد الاتفاق الجيد بين معلمات القياس وقيمة النموذج على صحة الطريقة الوراثة.

الكلمات المفتاحية:

HEMT: الترانزستورات عالية الحركة الالكترونية غير متجانسة البنية ،

GaN : نترات الغاليوم

LNA: مضخمات الضوضاء المنخفضة

ADS: نظام التصميم المتقدم