

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA

RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE SAAD DAHLAB BLIDA 1

Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales



THESE DE DOCTORAT EN SCIENCE

Spécialité : Aéronautique

**SIMULATION ET OPTIMISATION D'UN AMPLIFICATEUR
DISTRIBUE POUR LES APPLICATIONS RADAR**

Présentée et soutenue Par :

BELMECHERI Abdelkrim

Devant le jury composé de :

M. Lagha	Professeur, Université de Blida 1	Président
A. Aissat	Professeur, Université de Blida 1	Examineur
F. Bouttout	Professeur, Université B. B. Arreridj	Examineur
Mme Z. Messali	Professeur, Université B. B. Arreridj	Examinatrice
A. Ferhat Hamida	Professeur, Université Sétif 1	Examineur
M. Djebari	Professeur, Université de Blida 1	Directeur de Thèse
M. Bensebti	Professeur, Université de Blida 1	Invité

Année Universitaire : 2022/2023

DEDICACES

A la mémoire de mon père

A la mémoire de ma mère

A la mémoire de mes deux frères

A mon cher frère

A mes chères deux sœurs

A ma famille

ملخص

في هذا العمل قمنا بدراسة نموذج غير خطي من الترانزستور انجيلوف مفيدة لتطبيقات الميكروويف. يستنسخ هذا النموذج بطريقة دقيقة جدا خصائص الموجات الميكروية للترانزستورات هامت في نظام اشارة كبيرة. تم التحقق من صحة النموذج من خلال قياسات لاشارة الكبيرة. ان استخلاص معلمات النموذج سريع للغاية و تطبيقه في جهاز محاكاة الدارات للغاية . باستخدام هذا النموذج تم تصميم مكبر استطاعة.

الكلمات GaN /HEMT الترانزستور إشارة واسعة. النموذج المادي. الأمثل. استخراج المعلمات. مكبر استطاعة. الدالة.

Résumé

Dans ce travail, nous avons étudié un modèle non-linéaire du transistor d'Angelov utiles pour des applications en hyperfréquences. Ce modèle reproduit, de manière très précise, les caractéristiques hyperfréquences des transistors HEMT en régime grand-signal. Le modèle a été validé à travers des mesures grand-signal. L'extraction des paramètres du modèle est très rapide et son implémentation dans un simulateur de circuits est très simple. Ce modèle de transistor nous a permis de concevoir, un amplificateur à faible bruit et trois amplificateurs distribués uni-étage.

Mots-Clés : GaN /HEMT, Transistor large signal, Modèle physique, optimisation, extraction des paramètres, Amplificateur LNA, amplificateurs distribués.

Abstract

In this work, we studied a nonlinear model of Angelov transistors useful for microwave applications. This model reproduces, in a very precise way, the microwave characteristics of the HEMT transistors, in a large-signal regime. The model has been validated through large-signal measurements. The extraction of model parameters is very fast and its implementation in a circuit simulator is very simple. Using this model, a Low noise amplifier and distributed amplifier have been designed.

KEY Words: GaN /HEMT, wide signal, Physical model, optimization, extracting parameters, LNA amplifier, distributed amplifier.

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, nous remercions ALLAH, le tout puissant, l'omnipotent, pour le courage et la volonté qu'il nous a inspiré.

J'exprime toute ma gratitude à mon directeur de thèse monsieur **Mustapha DJEBARI** Professeur à l'université de Blida 1 pour ces conseils éclairés et attentionnés, sa disponibilité et de m'avoir guidé pendant toute cette recherche en m'incitant à développer plus d'effort. Grâce à la confiance qu'il m'a témoignée, j'ai pu mener à bout ce travail, qu'il trouve ici l'expression de toute ma reconnaissance et mes remerciements.

Je remercie Monsieur **Mohand LAGHA** Professeur à l'université de Blida 1 d'avoir accepté la présidence de ce jury.

J'adresse mes remerciements à Messieurs : **Farid BOUTTOUT** Professeur à l'université de Bordj BOU-ARRERIDJ, **Abdelhak FERHAT HAMIDA** Professeur à l'université de Sétif 1, Madame **Zoubida MESSALI** Professeur à l'université de Bordj BOU-ARRERIDJ, **Abdelkader AISSAT** Professeur à l'université de Blida 1, et **Messaoud BENSEBTI** Professeur à l'université de Blida 1 d'avoir accepté d'examiner cette thèse et de participer à ce jury.

Je tiens également a remercié monsieur **Smain DILMI** Maitre de conférences de l'université de Blida 1 pour avoir accepté de juger ce travail.

Je tiens à remercier, tous les membres de l'institut d'aéronautique et des études spatiales de l'université de Blida 1 et aussi tous mes collègues pour leurs encouragements.

TABLE DES MATIERES

DEDICACES.....	1
RESUME.....	2
REMERCIEMENTS.....	3
TABLE DES MATIERS.....	4
LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX.....	8
INTRODUCTION GENERALE.....	15
CHAPITRE 1. SEMI-CONDUCTEUR GRAND GAP. TRANSISTOR HEMT/GaN	
1.1 Introduction.....	17
1.2 Historique.....	17
1.2.1 Propriétés physique dans les performances des transistors de puissance radio fréquence.....	18
1.2.2 Structure cristalline du nitrure de Gallium.....	19
1.2.3 Principales caractéristiques du GaN.....	20
1.2.4 Bande interdite (gap).....	21
1.2.5 Champ critique ou champ de claquage.....	22
1.2.6 Densité de porteurs de charge intrinsèque.....	22
1.2.7 Mobilité et vitesse des porteurs.....	23
1.2.8 Synthèse.....	24
1.3 Le transistor HEMT : composant de puissance.....	25
1.3.1 Historique.....	25
1.3.2 Principe de l'hétérojonction.....	26
1.3.3 Champs piézoélectrique.....	28
1.3.4 Polarisation spontanée.....	28
1.3.5 Polarisation piézoélectrique.....	29
1.3.6 Concentration du gaz bidimensionnel.....	30

1.3.7	Contacts Schottky et ohmiques.....	30
1.4	Substrats d'épitaxie.....	31
1.4.1	Le substrat silicium Si.....	31
1.4.2	Le carbure de silicium SiC.....	31
1.4.3	Le saphir Al ₂ O ₃	32
1.5	Structure physique d'un HEMT.....	32
1.6	Bruit dans les composants.....	33
1.6.1	Le bruit thermique.....	33
1.6.2	Le bruit de grenaille.....	34
1.7	Critères de performances électriques d'un transistor.....	35
1.7.1	Fonctionnement petit signal.....	35
1.7.2	Fonctionnement grand signal.....	37
1.7.3	Classes de fonctionnement.....	41
1.7.3.1	Classes sinusoïdales (fonctionnement linéaire).....	42
1.7.3.2	Classes commutées (fonctionnement non-linéaire).....	46
1.8	Conclusion.....	48

CHAPITRE 2. METHODOLOGIE DE MODELISATION DES TRANSISTORS

2.1	Introduction.....	49
2.2	Principe de la caractérisation en impulsion.....	49
2.2.1	Caractéristiques des transistors GaN.....	49
2.2.2	La caractéristique hyperfréquence.....	51
2.2.3	Mesures thermiques.....	52
2.3	Modélisation des transistors.....	53
2.3.1	Topologie<<explosée>>.....	53
2.3.2	Les éléments intrinsèques.....	54
2.3.3	Les éléments extrinsèques.....	54

2.3.4 Principe de la méthode d'extraction directe.....	55
2.3.4.1 Détermination des éléments extrinsèques.....	55
2.3.4.2 Détermination des éléments intrinsèques du schéma Equivalent.....	59
2.4 Caractérisation du facteur de bruit.....	62
2.5 Validation grand signal.....	62
2.5.1 Mesures load-pull.....	63
2.5.2 Mesures des formes d'onde temporelles LSNA.....	64
2.5.3 Présentation et principe du LSNA.....	65
2.6 Conclusion.....	66

CHAPITRE 3. MODELISATION DES ELEMENTS NON-LINEAIRE INTRINSEQUES D'UN TRANSISTOR LARGE SIGNAL DE LONGUEUR DE GRILLE 0,5 μ m

3.1 Introduction.....	67
3.2 Modélisation non-linéaire dans un composant-effets non-linéaire.....	68
3.2.1 Distorsion harmonique.....	69
3.3 Modélisation d'un transistor HEMT/GaN large signal.....	71
3.3.1 Les paramètres intrinsèques.....	72
3.3.1.1 Modélisation grand signal de la source de courant I_{ds}	72
3.3.1.2 Modèle grand signal du courant drain I_{ds} d'un transistor large signal de longueur de grille 0,5 μ m.....	75
3.3.1.3 Modélisation des capacités non-linéaire C_{gs} et C_{gd}	76
3.3.1.4 Modélisation du courant de grille I_g	84
3.4 Implémentation du modèle dans un simulateur.....	86
3.5 Validation du transistor Angelov par les valeurs optimisées en classe AB $V_{ds}=30$ V et $V_{gs}=-3,5$ V.....	87
3.6 Validation d'un transistor large signal de longueur de grille $L_g=0,5\mu$ m (Avec le banc d'essai).....	89

3.6.1 Validation load-pull.....	89
3.7 Conclusion.....	96
CHAPITRE4. APPLICATION DU MODELE TRANSISTOR D'ANGELOV APPLIQUEE A UN AMPLIFICATEUR A FAIBLE BRUIT (LNA) A 3GHz ET A TROIS AMPLIFICATEURS DISTRIBUES EN CASCADE UNI-ETAGE AVEC MICRO-RUBAN	
4.1 Introduction.....	97
4.2 Conception d'un amplificateur de puissance.....	97
4.3 Les différents circuits d'adaptation.....	100
4.4 Schéma synoptique d'un Radar classique.....	100
4.5 Conception d'un amplificateur LNA à 3GHz.....	101
4.6 Conception d'amplificateurs distribués en cascade uni-étage avec micro ruban.....	107
4.6.1 Amplificateur distribué conventionnel.....	107
4.6.2 Amplificateur distribué en cascade uni-étage.....	107
4.6.3 Amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source Ls au premier étage (la dégénérescence inductive).....	113
4.6.4 Amplificateur distribué en cascade uni-étage (transistor avec bobine Ls rajouté à l'entrée du premier montage).....	118
4.6.5 Bilan en puissance.....	122
4.6.5.1 Bilan de puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage.....	123
4.6.5.2 Bilan en puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source Ls (au premier étage).....	123
4.6.5.3 Bilan en puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage (transistor avec bobine Ls rajouté à l'entrée du premier montage)	125
4.7 Conclusion.....	128
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	129
APPENDICE A Liste des symboles et des abréviations.....	132
REFERENCES.....	135

LISTE DES ILLUSTRATIONS, GRAPHIQUES ET TABLEAUX

Figure 1.1 : Applications du semi-conducteur grand gap.....	18
Figure 1.2 : Illustration des deux phases cristalline du GaN.....	19
Figure 1.3 : Différents diagrammes de bandes d'énergie.....	21
Figure 1.4 : Différentes concentrations intrinsèques en fonction de la température.....	23
Figure 1.5 : Comparaison des vitesses de saturation des matériaux GaN et GaAs en Fonction du champ électrique pour différentes températures.....	24
Figure 1.6 : Performances du matériau GaN par rapport à ses propriétés.....	24
Figure 1.7 : Structure d'un transistor HEMT.....	25
Figure 1.8 : Canal 2DEG et bande de conduction de l'hétéro-structure AlGaN/GaN.....	26
Figure 1.9 : Niveaux d'énergie des matériaux mis en jeu dans l'hétérojonction.....	27
Figure 1.10 : Niveaux d'énergie de l'hétérojonction AlGaN/GaN pour une Tension appliquée nulle.....	27
Figure 1.11 : Niveaux d'énergie de l'hétérojonction AlGaN/GaN pour une Tension appliquée non nulle.....	28
Figure 1.12 : Champ électrique généré par une polarisation spontanée dans un matériau GaN.....	29
Figure 1.13 : Couches d'atomes donnant lieu à deux polarités différentes.....	29
Figure 1.14 : Gaz bidimensionnel généré par les polarisations.....	30
Figure 1.15: Diagramme des bandes de conduction pour un contact Schottky à l'équilibre thermique.....	31
Figure 1.16: Structure d'un transistor HEMT.....	32
Figure 1.17: Quadripôle associé à la matrice [S].....	35
Figure 1.18: Modèle petit signal simplifié d'un transistor HEMT.....	36
Figure 1.19: Synoptique d'un amplificateur en grand signal.....	38
Figure 1.20: Evolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.....	39

Figure 1.21: (a).Gain en puissance calculé en fonction de la puissance d'entrée. (b) Définition du point de compression.....	40
Figure 1.22: Maximisation de la puissance de sortie.....	41
Figure 1.23: Définition de l'angle de conduction.....	42
Figure 1.24: Résumé des classes sinusoïdales d'un amplificateur de puissance.....	43
Figure 1.25: Fonctionnement et polarisation en classe A.....	44
Figure 1.26: Fonctionnement et polarisation en classe B.....	44
Figure 1.27: Fonctionnement et polarisation en classe AB.....	45
Figure 1.28: Fonctionnement et polarisation en classe C.....	46
Figure 1.29: Résumé des différentes classes de fonctionnement des amplificateurs de Puissance.....	47
Figure 2.1 : Banc de mesure IV pulse d'XLIM site de Brive la Gaillarde.....	50
Figure 2.2 : Principe des mesures en impulsion.....	50
Figure 2.3 : Principe de mesure des caractéristiques I(V) isothermes.....	51
Figure 2.4 : Principe de mesure des paramètres[S].....	52
Figure 2.5 : Caractéristiques physiques d'un modèle à éléments localisés.....	53
Figure 2.6 : Modèle explosé complet.....	55
Figure 2.7 : Schéma équivalent petit signal à $V_{ds}=0$ V et grille en inverse $V_{gs} \ll V_p$	56
Figure 2.8 : Modélisation du transistor HEMT pour les fréquences inférieur à quelques GHz en polarisation froide $V_{ds}= 0$ et grille fortement en inverse ($V_{gs} \ll V_p$).....	59
Figure 2.9 : Détermination de la matrice admittance intrinsèque du transistor.....	61
Figure 2.10 : Banc de mesure load-pull.....	63
Figure 2.11 : Schéma d'un système LSNA.....	65

Figure 3.1 : Schéma équivalent électrique d'un composant hypothétique Contenant une Source de courant non linéaire.....	68
Figure 3.2 : Courants statiques, linéaire et non-linéaire en fonction de la Tension d'entrée.....	68
Figure 3.3 : Formes d'ondes temporelles du potentiel à l'entrée du composant v_{in} et du potentiel sur la charge V_{load}	69
Figure 3.4 : Spectre obtenu à la sortie du composant non-linéaire excité par une Fréquence f_0	70
Figure 3.5 : Circuit en large signal d'un HEMT. (a) éléments intrinsèques.....	71
Figure 3.6 : Evolution du terme $\tanh(\alpha V_{ds})$ en fonction de V_{ds} pour diverses Valeurs de α . La sous-figure montre la dérivée dans le même intervalle de V_{ds}	73
Figure 3.7 : Evolution du produit $(1+\lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds})$ en fonction de V_{ds} pour Diverses Valeurs de λ . La sous-figure montre la dérivée dans Le même intervalle de V_{ds}	74
Figure 3.8 : (a) Evolution de $(1+\tanh(\Psi))$ et sa dérivée en fonction de V_{gs} . (b) Evolution de la fonction Ψ et de sa dérivée.....	75
Figure 3.9 : $(1+\tanh(\Psi))$ en fonction de V_{gs} en échelle logarithmique. Dépendance de la pente sous le seuil de Ψ	75
Figure 3.10 : Courant de drain I_{DS} mesuré d'un transistor large signal de Longueur de grille $L_g=0,5\mu m$ (ligne noir) et du modèle Angelov Simulé (pointillés) pour : $V_{DS}=0V$, $V_{gs}=0v$	76
Figure 3.11 : Variation du condensateur non-linéaire C_{gs} mesuré et de sa Quantité de charge Q_{gs} en fonction de la tension V_{gs} pour : (a): $V_{ds}=10v$, (b) : $V_{ds}=16v$, (c) : $V_{ds}=20v$, (d) : $V_{ds}=26v$, (e) : $V_{ds}=30v$	77
Figure 3.12 : Courbes de C_{gs} mesuré pour une longueur de grille $L_g=0,5\mu m$ (Ligne noir) et du modèle Angelov simulé (pointillés) pour : (a) : $V_{ds}=10v$, (b) : $V_{ds}=20v$, (c) : $V_{ds}=30v$	80
Figure 3.13 : Courbes du condensateur non-linéaire C_{gd} mesuré pour une Longueur de grille $L_g=0,5\mu m$ en fonction de la tension grille-drain V_{gd}	81
Figure 3.14 : Allure du condensateur non-linéaire C_{gd} mesuré pour une longueur De grille $L_g=0,5\mu m$ (ligne noir) et du modèle Angelov simulé (Pointillés) pour $V_{gs}=-3,5v$ et $V_{ds}=30v$ classe(AB).....	83

Figure 3.15 : Courbes du courant de grille I_g mesuré pour une longueur de Grille $L_g=0,5\mu\text{m}$ en fonction de V_{gs} pour : $V_{ds}=10\text{v}$, $V_{ds}=20\text{v}$ et $V_{ds}=30\text{v}$	84
Figure 3.16 : Courbes du courant de grille I_g mesuré pour une longueur de grille $L_g=0,5\mu\text{m}$ (ligne noir) et du modèle Angelov simulé (pointillés) en Fonction de la tension grille-source V_{gs} , pour(a): $V_{ds}=10\text{v}$, (b) : $V_{ds}=20\text{v}$, (c) : $V_{ds}=30\text{v}$	85
Figure 3.17 : Modèle ANGELOVM de la bibliothèque ADS (Advanced Design System).....	87
Figure 3.18 : Puissance de sortie et le rendement simulés du transistor Angelov pour : (a) $V_{ds}=10\text{ V}$, (b) $V_{ds}=20\text{ V}$, (c) $V_{ds}=30\text{ V}$, $f=1\text{GHz}$	88
Figure 3.19 : Paramètres-S- large signal de 45MHz à 40GHz. Mesuré (Etoile) et simulé (ligne noir) pour : $V_{ds}=10\text{v}$ et $V_{gs}=1\text{ V}$	90
Figure 3.20 : Paramètres-S- large signal de 45MHz à 40GHz. Mesuré (Etoile) Et simulé (ligne noir) pour : $V_{ds}=20\text{v}$ et $V_{gs}=-1\text{v}$	91
Figure 3.21 : Paramètres-S- large signal de 45MHz à 40GHz .Mesuré (Etoile) Et Simulé (ligne noir) pour : $V_{ds}=30\text{v}$ et $V_{gs}=-1\text{v}$	92
Figure 3.22 : Puissance de sortie P_s en fonction de la puissance d'entrée P_e , pour $V_{ds}=10\text{v}$; et $V_{gs}=-2\text{v}$: Mesuré (pointillé) et simulé (ligne noir) pour une longueur de grille $l_g=0,5\mu\text{m}$: (a) la fondamentale.(b) deuxième harmonique. (c) troisième harmonique. A la fréquence $f=10\text{MHz}$	93
Figure 3.23 : Puissance de sortie P_s en fonction de la puissance d'entrée P_e , Pour $V_{ds}=20\text{v}$; et $V_{gs}=-3,5\text{v}$: Mesuré (pointillés) et simulé (ligne noir) pour une Longueur de grille $L_g=0,5\mu\text{m}$:(a) la fondamentale.(b) deuxième harmonique, (b)troisième harmonique. A la fréquence $f=0,5\text{GHz}$	94
Figure 3.24 : Puissance de sortie P_s en fonction de la puissance d'entrée P_e , pour $V_{ds}=30\text{v}$; et $V_{gs}=-3,5\text{v}$: Mesuré (pointillés) simulé (ligne noir) pour une longueur de grille $l_g=0,5\mu\text{m}$;(a) la fondamentale. (b) deuxième harmonique. (c) troisième harmonique. A la fréquence $f=1\text{GHz}$	95
Figure 4.1 : Gain de référence du premier étage	97
Figure 4.2 : schéma d'une chaine de réception d'un radar classique.....	101
Figure 4.3 : Conception du LNA avec micro ruban : $V_d =30\text{ V}$ et $V_g=-3,5\text{ V}$	103
Figure 4.4 : Contrôles de stabilité simulés du LNA.....	104

Figure 4.5 : Facteur de bruit et minimum bruit simulés du LNA.....	104
Figure 4.6 : $VSWR1$ et $VSWR2$ simulés du LNA.....	105
Figure 4.7 : Paramètres S simulés du LNA	105
Figure 4.8 : Puissance de sortie P_s et le gain en puissance simulés : polarisation de drain $V_d=30$ V et polarisation de grille $V_g=-3,5$ V à $f=3$ GHz.....	106
Figure 4.9 : Amplificateur distribué conventionnel.....	107
Figure 4.10 : Schéma de l'amplificateur distribué en cascade uni étage.....	108
Figure 4.11 : Schéma équivalent en basse fréquence de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage.....	108
Figure 4.12 : Amplificateur distribué en cascade uni-étage.....	111
Figure 4.13 : Résultats simulés de l'amplificateur distribué en cascade uni- étage.....	112
Figure 4.14 : Amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source L_s au premier étage.....	116
Figure 4.15 : Schéma équivalent du premier étage de l'amplificateur distribué uni-étage avec bobine source L_s	113
Figure 4.16 : Résultats simulés de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source L_s au premier étage.....	117
Figure 4.17 : Amplificateur distribué en cascade uni-étage (transistor avec bobine source L_s à l'entrée du premier montage).....	120
Figure 4.18 : Résultats simulés de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage (transistor avec bobine source L_s rajouté à l'entrée du premier montage).....	121
Figure 4.19 : Bilan en puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage : $V_{ds}=30$ V ; $V_{gs}= -3,5$ V ; $f=4,5$ GHz.....	124
Figure 4.20 : Bilan en puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source L_s : $V_{ds}=30$ V : $V_{gs}= -3,5$ V ; $f= 1,5$ GHz.....	126
Figure 4.21 : Bilan en puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage (avec transistor rajouté à l'entrée du premier montage) : $V_{ds}=30$ V ; $V_{gs}= -3, 5$ V ; $f=1,5$ GHz.....	127

Tableau 1.1 : Résumé des propriétés électriques de différents semi-conducteurs.....	18
Tableau 1.2 : Les propriétés des structures du GaN.....	20
Tableau 1.3 : Tableau comparatif entre le GaN et différents semi-conducteurs...	20
Tableau 1.4 : Angle de conduction des classes de fonctionnement sinusoïdales.....	43
Tableau 2.1 : Valeurs extraites des paramètres optimisés des éléments extrinsèque d'un transistor large signal. $L_g = 0,5\mu\text{m}$	62
Tableau 2.2 ; Valeurs extraites des paramètres optimisés des éléments intrinsèque d'un transistor large signal. $L_g = 0,5\mu\text{m}$	62
Tableau 3.1 : Amplitudes des harmoniques 1 à 3 résultant du composant non-linéaire et du composant linéaire.....	70
Tableau 3.2 : Eléments dont dépendent les coefficients de Fourier.....	70
Tableau 3.3 : valeurs extraites des paramètres optimisés du modèle Angelov simulé du courant IDS.....	76
Tableau 3.4 : Valeurs maximale du condensateur non-linéaire C_{gs} en picofarad pour : $V_{ds}=10\text{v}$, $V_{ds}=16\text{v}$, $V_{ds}=20\text{v}$, $V_{ds}=26\text{v}$ et $V_{ds}=30\text{v}$	77
Tableau 3.5 : Valeurs des charges Q_{gs} en fonction de la tension grille-source V_{gs} pour un transistor large signal de longueur de grille $0,5\text{mm}$. $V_{ds}=10\text{v}$, $V_{ds}=16\text{v}$, $V_{ds}=20\text{v}$, $V_{ds}=26\text{v}$ et $V_{ds}=30\text{v}$..	79
Tableau 3.6 : Valeurs extraites des paramètres optimisés du condensateur non-linéaire C_{gs} du modèle Angelov pour : $V_{ds}=10\text{v}$, $V_{ds}=20\text{v}$ et $V_{ds}=30\text{v}$	81
Tableau 3.7 : Valeurs des charges calculées de Q_{gd} en fonction de la tension grille-drain V_{gd} pour : $V_{gs} = -3.5\text{v}$, $V_{ds}=30\text{v}$	82
Tableau 3.8 : Valeurs extraites des paramètres optimisés du condensateur non-linéaire C_{gd} du modèle Angelov pour $V_{gs}=-3.5\text{v}$, et $V_{ds}=10\text{v}$, $V_{ds}=20\text{v}$ et $V_{ds}=30\text{v}$	84
Tableau 3.9 : Valeurs extraites des paramètres optimisés du courant de grille I_g du modèle Angelov pour : $V_{ds}=10\text{v}$, $V_{ds}=20\text{v}$ et $V_{ds}=30\text{v}$	86
Tableau 3.10 : Puissance de sortie et le rendement à : $V_{ds}=10\text{ V}$; $V_{ds}=20\text{ V}$ et $V_{ds}=30\text{ V}$	88

Tableau 4.1 : Paramètres du LNA en micro ruban.....	103
Tableau 4.2 : Résultats de simulation de LNA à 3GHz.....	106
Tableau 4.3 : Valeurs des micros ruban optimisés de l'amplificateur distribué En cascade uni-étage.....	110
Tableau 4.4 : Les valeurs des micros ruban optimisés de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source Ls au premier étage.....	115
Tableau 4.5 : Les valeurs des micros ruban optimisées de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage (transistor avec bobine source Ls rajouté à l'entrée du premier montage.....	119
Tableau 4.6 : Résumé des résultats de simulation des paramètres-S- et de stabilité des trois montages amplificateurs distribués en cascade uni-étage.....	122
Tableau 4.7 : Résumé des résultats de simulation du bilan en puissance.....	125

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années, le transistor HEMT (High Electron Mobility Transistors) à base d'hétéro structure AlGaN/GaN fait l'objet d'intenses recherches et investigations. [5] [6] [7]

Les travaux dans les laboratoires ont montrés l'efficacité de ce composant pour des applications hyperfréquences nécessitant des tensions et des puissances élevées. Les transistors à haute mobilité électronique (HEMT) à base de nitrure de gallium (GaN) présentent maintenant des performances élevées qui répondent aux exigences des systèmes radiofréquences. Des industriels (UMS, Cree, Sumitomo ...) produisent ainsi des transistors et des amplificateurs à base de HEMT AlGaN/GaN destinés à la génération d'ondes RADAR ou à l'amplification de signaux de télécommunications. [20]

Le matériau grand-gap de type GaN, du fait de sa grande bande interdite, autorise des tensions de polarisation et des densités de porteurs importantes à de fortes températures de fonctionnement. De plus la grande vitesse de saturation des porteurs permet d'obtenir des courants très importants à des fréquences de travail élevées. Enfin, sa conductivité thermique importante (par rapport au GaAs) traduit sa capacité à évacuer facilement les calories. Par conséquent, les transistors utilisant le matériau GaN, de par ses remarquables propriétés intrinsèques, sont donc naturellement de très bons candidats pour les applications de puissance aux fréquences micro-ondes. [2]

Au augmentant le rendement des amplificateurs permet alors de réduire les pertes thermiques, et d'assurer un bon fonctionnement. Ainsi, afin de profiter des niveaux de performances pouvant être générés par les amplificateurs utilisant des HEMT à base de GaN, il est nécessaire d'améliorer le rendement en puissance de ces circuits. [17]

Cette thèse présente donc quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous proposons l'étude des principaux paramètres physique et électronique qui témoignent des réelles potentialités des transistors de technologie GaN, ainsi que la technologie grand gap. Dans ce même chapitre, nous présentons le principe de l'hétérojonction et de la structure physique d'un HEMT, ainsi que la méthodologie de modélisation des transistors.

Le deuxième chapitre, nous choisirons la technique d'optimisation pour modéliser notre transistor et qui s'est avérée efficace.

Le troisième chapitre, nous présenterons le modèle du transistor Angelov, en exposant tous les mesures et l'extraction des paramètres optimisés des équations d'ANGELOV.

Le quatrième et le dernier chapitre de cette Thèse porte sur la conception d'un amplificateur à faible bruit(LNA), et les étapes de conception de trois types d'amplificateur distribué en cascade uni-étage avec micro-ruban à base du modèle transistor d'Angelov, et comparer tous les résultats simulés de ces derniers, avec les meilleurs performances.

Les résultats de simulation du modèle Angelov ont été comparés aux valeurs expérimentales, donne un bon accord et valide les caractéristiques du Transistor Angelov large signal. Les résultats de simulation des paramètres -S- et des bilans de puissance, de l'amplificateur à faible bruit ainsi que les amplificateurs distribue uni-étage sont acceptable.

L'ensemble de données extrait peut également être facilement utilisé dans plusieurs simulateurs de micro-ondes.

CHAPITRE 1

LES SEMI-CONDUCTEURS GRAND GAP/TRANSISTOR HEMT/GaN

1.1 INTRODUCTION : En télécommunications sans fil, l'imagerie ou dans les systèmes radars l'amplificateur de puissance est indispensable dans leur chaîne de transmission. Le composant essentiel est le transistor.

La différence entre les transistors bipolaires et les transistors à effet de champ (TEC) se trouve dans le déplacement des électrons : déplacement vertical pour les bipolaires et déplacement horizontal pour les TECs.

Les circuits les plus performants, sont des circuits qui fonctionnent à des fréquences hautes et qui délivrent des puissances élevées, favorisant ainsi les composants dotés d'une hétérojonction (HBT, HEMT, etc.), et le développement de filières technologiques à base de matériaux semi-conducteurs à grand gap (GaN ou le SiC).

Cependant, les transistors HEMT/GaN sont des composants très performants dans le domaine émission et réception, dans les amplificateurs, mélangeurs, et oscillateurs. L'une des applications essentielles est le domaine des télécommunications dans les stations de base.

1.2 Historique :

Le carbure de silicium et le nitrure de gallium GaN sont des matériaux qui présentent une large bande interdite, lesquelles les chercheurs se sont intéressés pour avoir de forte puissance en hautes fréquences. Ces deux matériaux présentent une bande interdite trois fois plus élevée que celle du silicium Si, le germanium Ge, et l'arséniure de gallium AsGa. La bande interdite du nitrure de gallium est égale à 3,4eV, et pour le silicium 1,1eV.

Donc, le carbure de silicium et le nitrure de gallium sont appliqués dans les années 1970 en optique : il s'agissait de diodes électroluminescentes bleu d'abord pour le SiC, puis vertes, violettes et même blanche pour le GaN.

Des améliorations ont été réalisées tant sur les matériaux GaN que sur les procédés technologiques et dispositifs à base de GaN. La figure 1.1 illustre les applications du semi-conducteur grand gap.[11] [12]

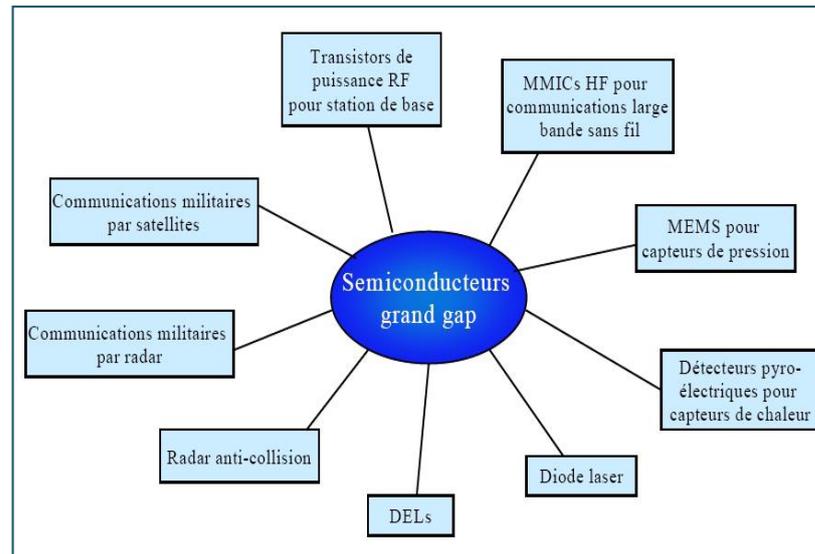


Figure 1.1 : Applications du semi-conducteur grand gap [6]

1.2.1 Propriétés physiques dans les performances des transistors de puissance radio fréquence :

En hyperfréquence, plusieurs technologies ont été prévues. Ci-dessous le tableau 1.1 qui représente les paramètres physiques des semi-conducteurs. [9][1] [7]

Tableau 1.1 : Résumé des propriétés électriques de différents semi-conducteurs

Matériaux	Gap $E_g(e)$	Champ critique $E_c(MV/cm)$	Permittivité ϵ_r	Mobilité des électrons $\mu_n (cm^2.V^{-1}.s^{-1})$	Mobilité des trous $\mu_p (cm^2.V^{-1}.s^{-1})$	Vitesse de saturation des électrons $V_{sat} (10^7 cm.s^{-1})$	Conductivité Thermique $K(W.K^{-1}.cm^{-1})$
Ge	0.66	0.1	16	3900	1900	0.5	0.6
Si	1.12	0.3	11.8	1400	600	1	1.5
GaAs	1.43	0.4	12.8	8500	400	2	0.5
3C-SiC	2.2	1.5	9.7	900	40	2	4.5
6H-SiC	2.9	2.2	9.7	400	90	2	4.5
4H-SiC	3.26	2.5	10	750	115	2	4.5
GaN	3.36	3.3	9	750	320	2.5	1.3
C	5.47	10	5.5	2200	1600	2.7	20

1.2.2 Structure cristalline du nitrure de gallium :

Le nitrure de Gallium se compose d'Azote et du Gallium. Le Gallium est découvert en 1875 par Lecoq de Boisbaudran. L'Azote est découvert en 1772 par Cavendish et Rutherford. Le symbole N vient du français Nitrogène signifiant « engendre le Nitre ». Le GaN possède deux formes différentes [2] : La structure Wurtzite : Cette structure peut être représentée par deux réseaux hexagonaux. Chaque réseau est composé par l'atome du Gallium, ou par l'atome de nitrure. Chaque atome est décalé de la maille élémentaire de $\frac{5}{8}$ ème suivant l'axe C comme illustré dans la figure 1.2. La structure zinc-blende peut être représentée par deux réseaux cubiques face centrées, dont chaque réseau est composé soit par les atomes de gallium, ou par les atomes d'azote, et qui sont décalés de la diagonale de la maille élémentaire d'un quart ($\frac{1}{4}$). Du point de vue cristallin, ces deux structures sont similaires. La direction de la structure cubique(111) est la même que celle de la structure hexagonale (0001), alors que l'empilement de leurs plans cristallins suit une séquence différente comme illustré dans la figure 1.2. La séquence d'empilement pour le plan cubique est ABAB, alors que pour la structure hexagonale est ABCABC.

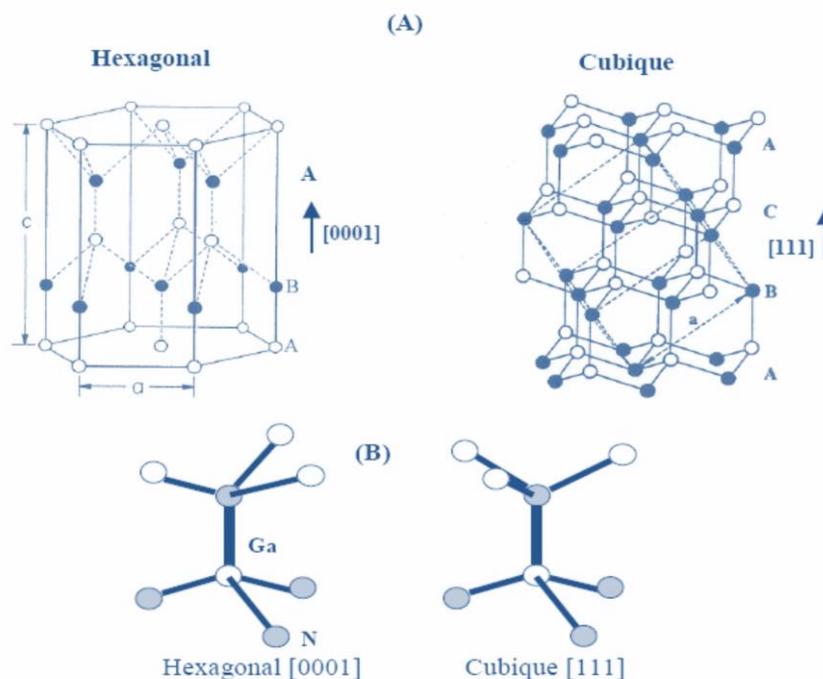


Figure 1.2 : Illustration des deux phases cristallines du GaN. [9]

Ci-dessous le tableau 1.2, qui représente les propriétés des deux types de structures du GaN à une température de 300K :

Tableau I.2 : Les propriétés des structures du GaN. [2]

	Zinc Blende	Wurtzite
Bande interdite [eV]	3,2	3,39
Affinité électrique [eV]	4,1	4,1
Constante diélectrique	9,7	8,9
Champ critique [$V\text{cm}^{-1}$]	$\approx 5 \cdot 10^6$	$\approx 3,3 \cdot 10^6$
Vitesse Max de saturation [cm s^{-1}]	$\approx 2,5 \cdot 10^7$	$\approx 2,5 \cdot 10^7$

1.2.3 Principales caractéristiques du GaN :

Les matériaux à base de nitrure de gallium sont les plus utilisés par rapport à d'autres semi-conducteurs, utilisés pour la fabrication des composants électroniques. Le tableau 1.3 représente la différence entre les composants semi-conducteurs et le nitrure de gallium.

Tableau 1.3 : Tableau comparatif entre le GaN et différents semi-conducteurs. [2]

	Si	GaAs	4H-SiC	GaN	Diamond
Eg (eV)	1,1	1,41	3,26	3,39	5,45
Ni (cm^{-3})	$1,5 \cdot 10^{10}$	$1,5 \cdot 10^6$	$8,2 \cdot 10^{-9}$	$1,9 \cdot 10^{-10}$	$1,6 \cdot 10^{-27}$
ϵ_r	11,8	13,1	10	9	5,5
μ_n (cm^2/Vs)	1350	8500	700	2000	1900
V sat (10^7cm/s)	1	1	2	2,5	2,7
Ebr (MV/cm K)	0,3	0,4	3	3,3	5,6

1.2.4 Bande interdite (gap) :

La bande interdite E_g exprimée en eV (électron volt), représente la distance énergétique entre le niveau inférieur de la bande de conduction et le niveau supérieur de la bande de valence. Elle représente la quantité d'énergie nécessaire pour faire déplacer l'électron dans cette bande, lorsqu'il est soumis à une excitation.

Pour les matériaux semi-conducteurs, la valeur de E_g est inférieure à 2 eV, on le considère comme matériaux à grand gap. Si E_g est supérieure à 2eV, la bande interdite est très grande, on parle des matériaux isolants. [12]

La figure 1.3 illustre les bandes interdites des matériaux isolants, semi-conducteurs et conducteurs.

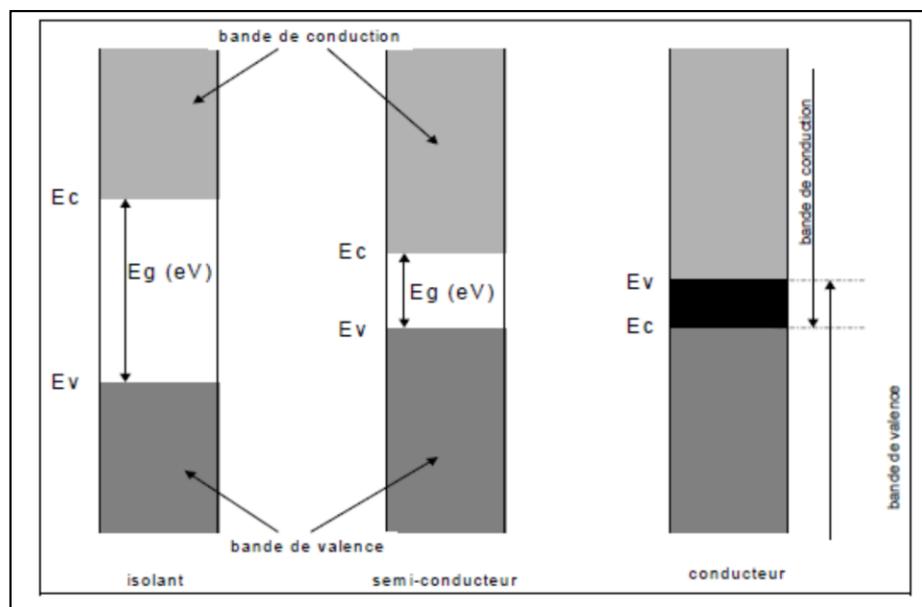


Figure 1.3 : Différents diagrammes de bandes d'énergie. [2]

La bande interdite E_g en fonction de la température est définie par :

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{(a \cdot 10^{-4}) T^2}{T + b} \quad (1.1)$$

Pour le nitrure de gallium, $E_g(0) = 3,509$ eV, $a = 7,32$ eV.k⁻¹, $b = 700$ eV.K⁻¹.

1.2.5 Champ critique ou champ de claquage :

Le champ de claquage E_c est la tension maximale de fonctionnement du composant. Il est exprimé en Volt/cm. La valeur de ce champ de claquage est liée directement à la largeur de bande interdite définie par :

$$E_c \approx E_g^{3/2} \quad (1.2)$$

Le champ critique augmente pour des bandes interdites plus élevées, et diminue lorsque la température augmente. Cela permet aux composants à base GaN de supporter des tensions de polarisation importantes pour avoir une puissance élevée dans les applications en hyperfréquence. [4]

1.2.6 Densité de porteurs de charge intrinsèque :

La densité de porteurs de charge intrinsèque, (notée n_i , exprimée en cm^{-3}) représente la concentration de la quantité d'électrons qui est égale à la quantité de trous, à chaque fois qu'un électron passe de la bande de valence à la bande de conduction, lorsque la température augmente. [4] qui est égale à :

$$n_i^2 = A.T^3.e^{\frac{E_{g0}}{KT}} \quad (1.3)$$

Ou, A est une constante qui dépend du matériau, et non pas de la température, E_{g0} est la valeur de gap à 0^0K , K est la constante de Boltzmann ($1,38.10^{-23} \text{ j}^0\text{K}$). La densité intrinsèque suit la forme exponentielle par rapport à la température. La figure 1.4 montre que plus la température augmente, la densité de porteurs intrinsèque sera faible. Donc, pour un matériau possédant n_i faible, peut être utilisé dans les applications à hautes températures. [2]

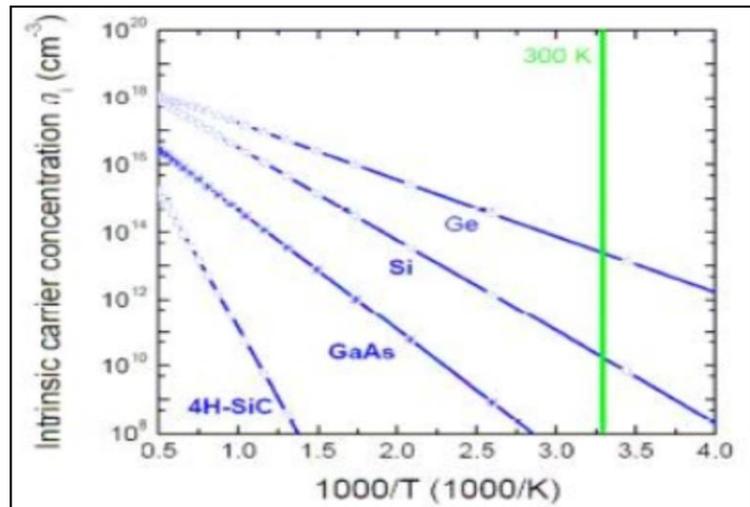


Figure 1.4 Différentes figure concentrations intrinsèques en fonction de la température. [2]

1.2.7 Mobilité et vitesse des porteurs :

Si un semi-conducteur est soumis à un champ électrique, entraîne les porteurs de charges libres, électrons et trous. La mobilité (notée μ , unité $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$) est le libre parcours dans le semi-conducteur. Les paramètres qui influent sur la mobilité sont, soit l'ajout des atomes dopant, soit l'élévation de la température. Si le champ électrique augmente, la mobilité des porteurs de charge diminue, et varie d'un matériau à l'autre en fonction de la nature et la structure de bande du semi-conducteur. Elle se traduit par une variation non-linéaire de la vitesse de dérive des porteurs : [4]

$$v = \mu(E) \cdot E \quad (1.4)$$

Avec, V la vitesse des porteurs, μ la mobilité, E le champ électrique. La vitesse de dérive est proportionnelle à la mobilité des porteurs, elle est influençable par la température. [13]

Dans la figure 1.5, on remarque que pour une température de 500°K , la vitesse de dérive des porteurs dans le matériau GaN est 3.8 fois plus grande que le matériau GaAs pour un même champ électrique. [2]

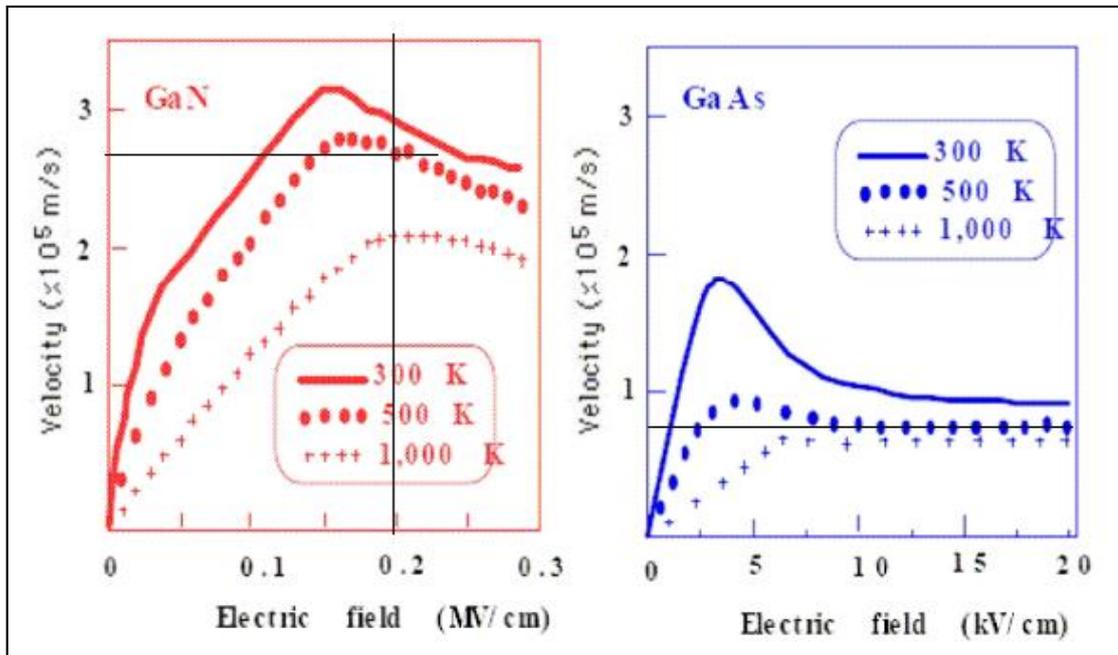


Figure 1.5 Comparaison des vitesses de Figure saturation des matériaux GaN et GaAs en fonction du champ électrique pour différentes températures.

1.2.8 Synthèse :

La figure 1.6 illustre la relation entre les propriétés du matériau GaN et les performances du composant.

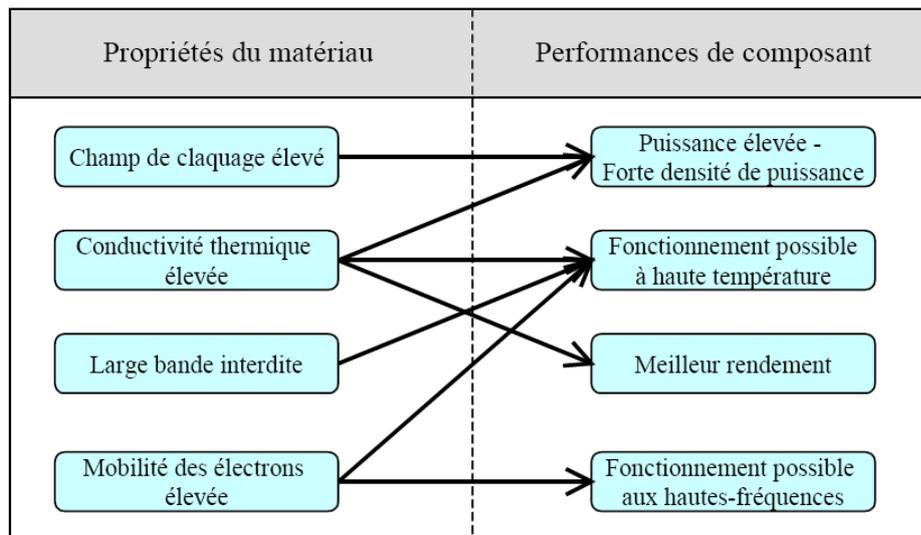


Figure 1.6 Performances du matériau GaN par rapport à ses propriétés. [6]

1.3 Le transistor HEMT : composant de puissance

1.3.1 Historique :

Le HEMT (*High Electron Mobility Transistor*), qui fut apparu en 1980 par Tomson et Fujitsu. [5] [3] Au milieu des années 90, les premiers HEMT/GaN sont apparus sur substrat saphir, silicium et carbure de silicium. [5] Les recherches donnent des meilleurs résultats dans le domaine de puissance et de fréquence de ce composant à faible bruit, utilisé dans les systèmes de télécommunication terrestre et spatiale. [14] .La figure 1.7 illustre le principe de fonctionnement d'un HEMT. [6]

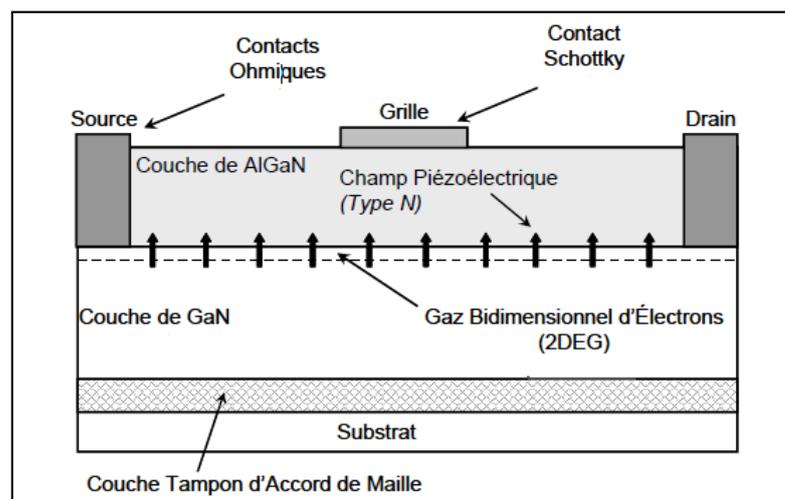


Figure 1.7 Structure d'un transistor HEMT. [10]

On peut résumer le fonctionnement du transistor HEMT de la façon suivante :

Les électrons sont accumulés dans un canal résultant des deux méthodes de polarisation :

- La polarisation du matériau relaxé dont sa direction dépend de la polarisation de la croissance de la couche AlGa_N, qui est orientée vers le substrat pour une polarité Gallium et de sens inverse pour une polarité azote.
- La polarisation piézoélectrique qui représente la différence de mailles entre les deux matériaux (hétéro-structure). Cette polarisation engendre un champ électrique crée par les contraintes dans le cristal AlGa_N, dont sa direction sera orientée vers le substrat en cas

d'extension des mailles de la couche AlGaN, et en sens inverse pour une compression des mailles.

On aura l'apparition d'une densité de charge positive du côté AlGaN (polarité Gallium). Avec courbure des bandes d'énergie. Cette densité de charge positive peut être compensée par une densité de charge négative, en cas de neutralité électrique.

Des électrons libres vont apparaître à l'interface AlGaN/GaN du côté GaN (gaz d'électrons). Figure 1.8.

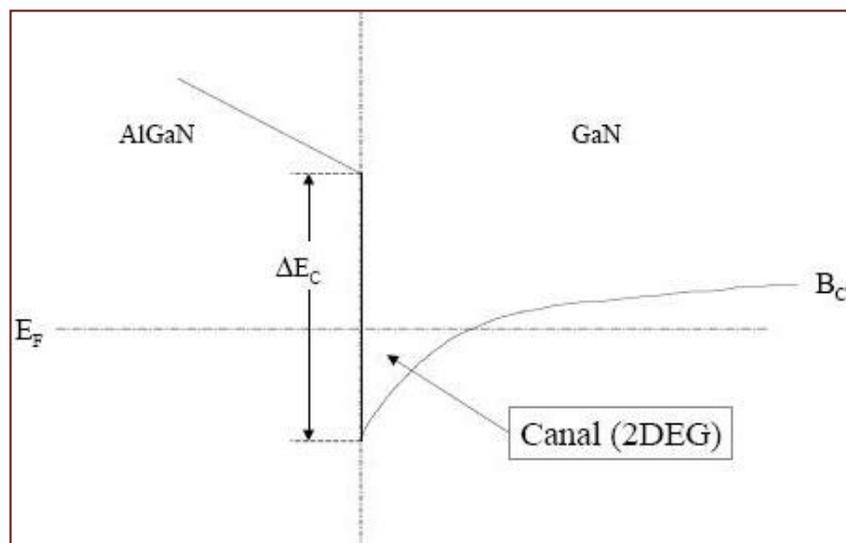


Figure 1.8 Canal 2DEG et bande de conduction de l'hétéro-structure AlGaN/GaN. [2]

1.3.2 Principe de L'hétérojonction : [15] [6]

Pour bien comprendre le fonctionnement du HEMT AlGaN/GaN, nous allons étudier brièvement les structures de bande des matériaux constituant ce dernier. L'hétérojonction qui est formée par la juxtaposition d'un matériau à large gap (AlGaN : 3,82eV) et d'un autre plus faible (GaN : 3,4eV) provoque une discontinuité de la bande de conduction à l'interface (ΔE_c). La figure 1.9 représente les niveaux d'énergie de chaque matériau avant contact.

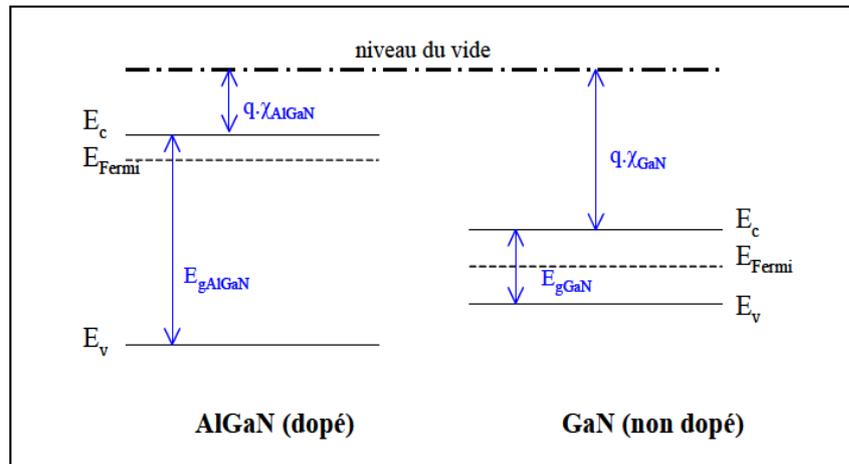


Figure 1.9 : Niveaux d'énergie des matériaux mis en jeu dans l'hétérojonction. [6]

Lorsque la jonction entre les matériaux se réalise, leur niveau de Fermi s'alignent (règles d'Anderson), qui crée une discontinuité de la structure de la bande d'énergie à l'interface. La figure 1.10 montre ce détail des niveaux d'énergie à l'hétérojonction pour une tension grille nulle.

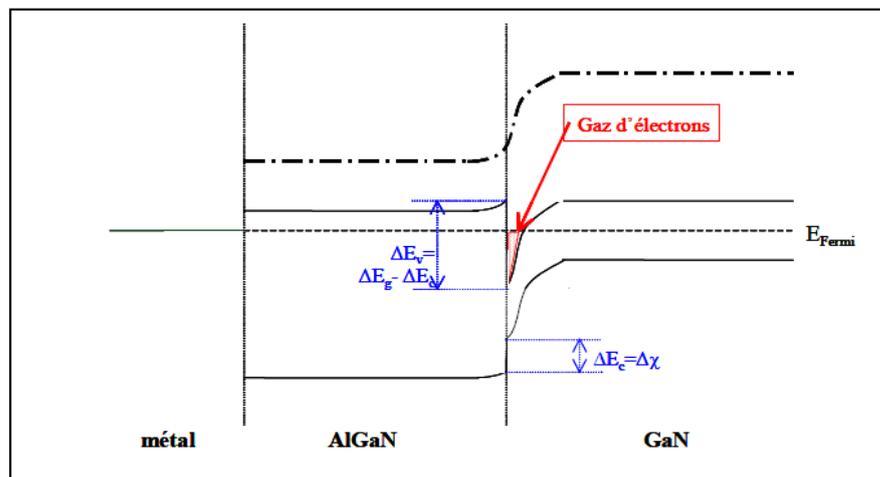


Figure 1.10 : Niveaux d'énergie de l'hétérojonction AlGaN/GaN pour une tension appliquée nulle. [6]

On remarque un puits formé à l'interface situé dans le côté supérieur du matériau à plus faible gap non-dopé, qui possède la plus grande largeur de bande interdite et qui forme à son tour la barrière énergétique. Un regroupement de charges dans ce puits, qui entraînent le phénomène de conduction et formant un gaz d'électrons à deux dimensions : c'est le canal. La densité de porteurs dans ce canal dépend du niveau de Fermi et de la différence de la largeur de bande interdite (ΔE_g) entre les deux matériaux.

Si on applique une tension sur la grille du transistor, on peut contrôler le courant qui circule dans le canal. On remarque une modulation de ce gaz d'électrons et donc de la concentration de porteurs dans le canal. La figure 1.11 illustre l'hétérojonction lorsqu'on applique une tension non-nulle sur la grille du transistor.

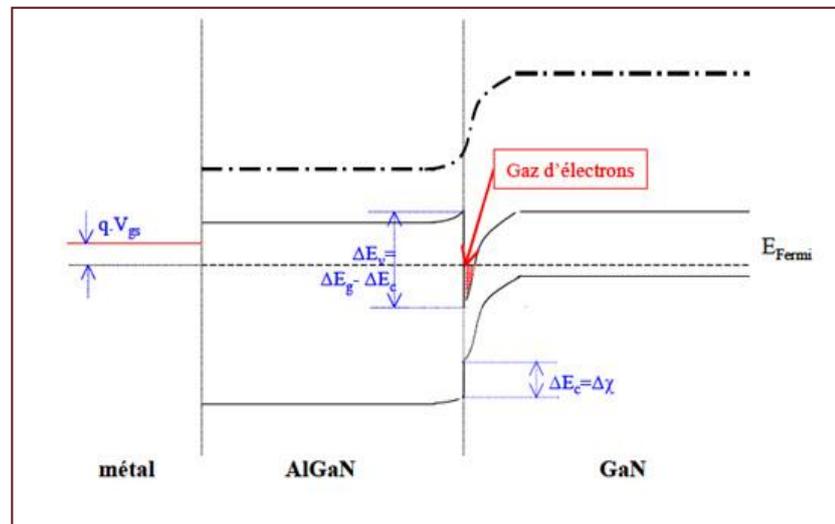


Figure 1.11 : Niveaux d'énergie de l'hétérojonction AlGaIn/GaN pour une tension appliquée non nulle. [6]

1.3.3 Champs piézoélectrique :

C'est un phénomène, lorsqu'un matériau soumis à une contrainte mécanique produit une charge électrique dipolaire. L'inverse est vrai pour certains cristaux, lorsqu'ils sont soumis à une polarisation, peuvent être déformés. En l'absence de toute contrainte mécanique, certains cristaux piézoélectriques présentent un moment dipolaire permanent. Ces matériaux sont appelés : pyroélectrique.

1.3.4 Polarisation spontanée :

Une couche de nitrure de Gallium peut présenter une polarisation macroscopique non nulle, sans être soumis à aucune contrainte externe. Il présente un champ électrique dû à une asymétrie entre les barycentres des charges d'électrons avec les trous.

Donc, le matériau GaN présente les mêmes charges de signes opposés sur ses deux faces, comme illustre la figure 1.12, c'est un matériau naturellement polarisé.

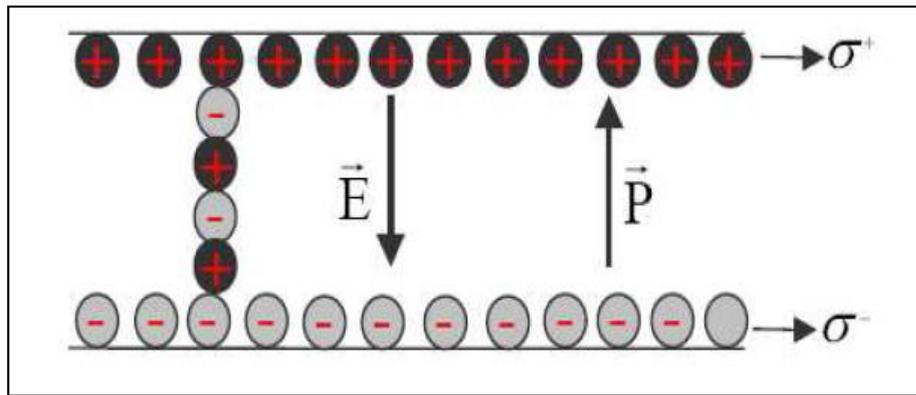


Figure 1.12 : Champ électrique généré par une polarisation spontanée dans un matériau GaN. [9]

1.3.5 Polarisation piézoélectrique :

Le champ piézoélectrique étant défini comme une charge de polarisation d'interface, dû au désaccord de maille entre la couche d'AlGaIn et la couche de GaN du transistor qui présente une sorte de contrainte mécanique. Le signe de cette charge est défini par la polarité du cristal. La polarité du nitrure, le sens du champ sera dirigé du substrat vers la surface, et l'inverse sera pour une polarité Gallium, comme illustre la figure 1.13. Donc, tous les composants conçus à base d'AlGaIn/GaN sont utilisés en haute puissance, grâce à ce champ piézoélectrique. [8]

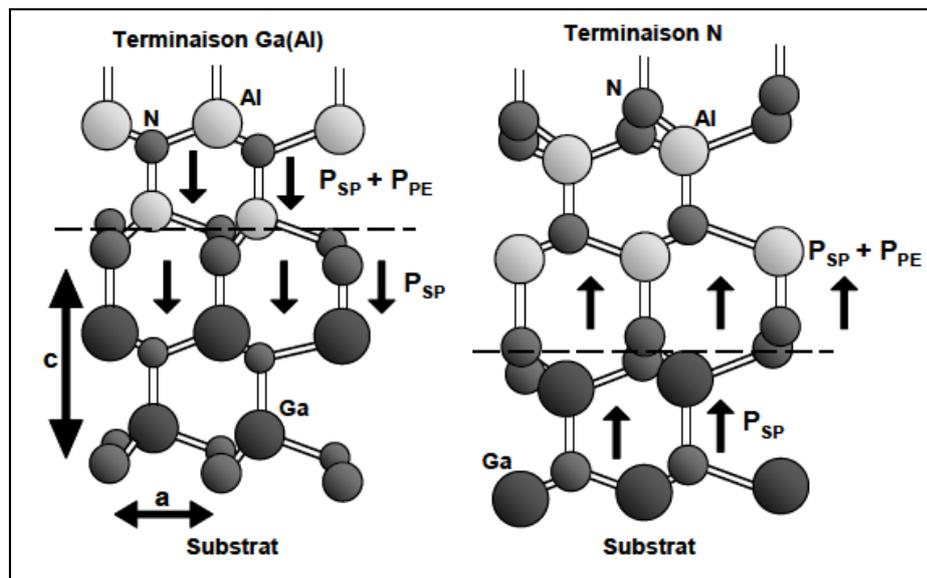


Figure 1.13 : couches d'atomes donnant lieu à deux polarités différentes. [9]

1.3.6 Concentration du gaz bidimensionnel :

La polarisation spontanée et piézoélectrique provoque la formation du gaz bidimensionnel. Le matériau AlGa_xN/GaN crée un champ électrique de 3MV/cm, dix fois supérieurs pour une polarisation piézoélectrique. Ces champs électriques génèrent un nuage d'électrons bidimensionnel, avec une concentration des porteurs de charge très importante. Comme illustre la figure 1.14 [7]

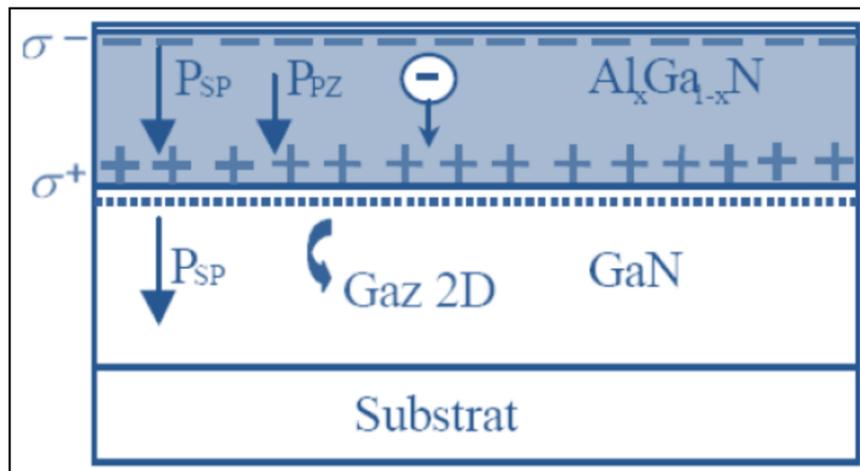


Figure 1.14 : Gaz bidimensionnel généré par les polarisations. [9]

1.3.7 Contacts Schottky et Ohmiques :

La grille du transistor est formée par un dépôt métallique sur le semi-conducteur formant une jonction de type Schottky, qui va créer une courbure de la bande de conduction entre le métal et le semi-conducteur, et une zone de charge d'espace. Le gaz bidimensionnel d'électron de l'hétérojonction AlGa_xN/GaN sera modulé, si on applique une tension négative sur la grille du transistor. Si cette tension négative augmente, le canal sera obturé par la zone de charge d'espace pour une tension précise : dite tension de pincement notée V_T . La figure 1.15 illustre le contact Schottky, sachant que w est la largeur de la zone d'espace ZCE de charge sous le contact métallique. Afin de franchir la barrière de potentiel, il faut que les porteurs de charge doivent avoir une valeur proportionnelle à w .

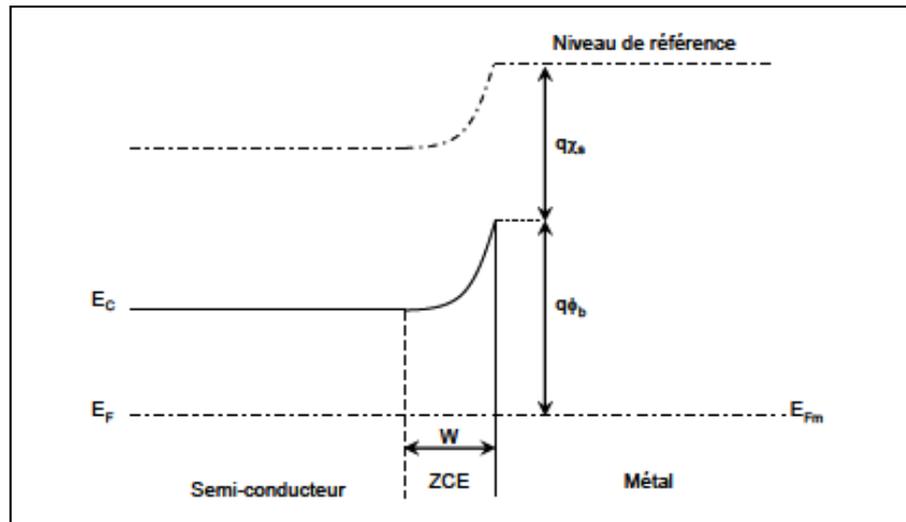


Figure 1.15 : Diagramme des bandes de conduction pour un contact Schottky à l'équilibre thermique. [10]

1.4 Substrats d'épitaxie :

Le substrat est du même matériau que le transistor afin d'éviter les mauvaises performances du transistor, c'est à dire une bonne continuité cristallographique entre le matériau et la couche basse qui constitue son substrat. Un substrat de nitrure de Gallium réduit bien la complexité entre les deux matériaux, pour garder l'uniformité par élimination de tout désaccord de maille entre les deux structures. Pour que la couche de cristal en nitrure de Gallium puisse croître, il faut utiliser un autre substrat fabriqué d'un matériau différent du GaN.

1.4.1 Le substrat silicium Si :

Le faible cout de fabrication des substrats de silicium leur donne l'avantage d'être disponibles en grandes dimensions à un cout abordable. Ils sont utilisés depuis des années dans la conception des circuits en RF.

1.4.2 Le carbure de silicium SiC :

Il représente un bon accord de maille avec le nitrure de gallium GaN, avec une bonne conductivité thermique $4,9\text{w.cm}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ par rapport au silicium, donc une bonne dissipation thermique.

1.4.3 Le saphir Al_2O_3 :

Ce substrat engendre un désaccord de maille avec le nitrure de Gallium qui provoque une baisse dans la fréquence de transition, et vu sa faible conductivité thermique qui limite son utilisation dans les hautes fréquences.

1.5 Structure physique d'un HEMT : [12] [16]

Le transistor HEMT est constitué de trois différents matériaux : un substrat, un matériau à large Gap et un autre matériau à plus faible Gap.

Ces deux derniers matériaux, leur jonction engendre la formation du gaz bidimensionnel d'électrons à l'interface, la tension appliquée sur la jonction Schottky module ce gaz, la figure 1.16 illustre la structure complète d'un transistor HEMT.

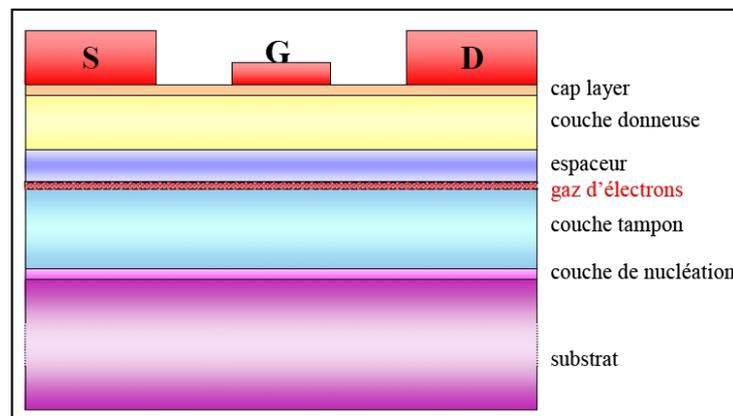


Figure 1.16 : Structure d'un transistor HEMT. [6]

Le substrat : On utilise des matériaux différents du nitrure de gallium GaN, les matériaux souvent utilisés sont : le silicium, le saphir, le carbure de silicium.

La couche de nucléation : Le désaccord de maille entre la couche tampon et le substrat est assuré par une couche de nucléation, pour avoir une bonne qualité cristallographique, et pour faire augmenter la couche du nitrure de gallium.

La couche tampon : Cette couche est constituée du matériau GaN, sur sa partie supérieure le gaz bidimensionnel sera formé : appelée Buffer.

L'espaceur : Il est réalisé par le matériau nitrure de gallium-aluminium AlGaN. Il sert à minimiser les interactions électrons-donneurs entre le gaz bidimensionnel et

la couche donneuse. Plus cette couche est fine, plus la concentration des charges dans le canal augmentent. Et plus, elle épaisse, plus la densité des porteurs de charge diminue, induisant ainsi l'augmentation de la mobilité des électrons.

La couche donneuse : Dans cette couche, se forme la zone d'espace de charge au niveau de la jonction Schottky de grille ainsi qu'aux abords de l'hétérojonction. Cette couche de matériau grand gap AlGaN est dopée, fournit des électrons libres à la structure.

La couche Cap layer : Sur cette couche sont réalisés les contacts ohmiques, et le contact Schottky. C'est une couche très fine de nitrure de gallium, qui permet de réduire les résistances d'accès.

1.6 Origine du bruit dans les composants [60]

Les principales sources de bruit dans les transistors sont :

Le bruit thermique et le bruit de grenaille.

1.6.1 Le bruit thermique

Le bruit thermique provient des fluctuations affectant les trajectoires des porteurs (électrons et trous dans les semi-conducteurs). Ce bruit est généré par l'agitation thermique des porteurs de charges dans les corps conducteurs.

La densité spectrale du bruit thermique dans un conducteur de résistance R est proportionnelle à la température absolue T de celui-ci, à la bande passante Δf et à la valeur de la résistance. La première représentation du bruit thermique est de type Norton comportant une résistance idéale sans bruit de valeur R ($R=1/G$), en parallèle avec une source de courant, représentant le bruit, de densité spectrale de courant $S_i(f)$ donnée par :

$$S_i(f) = \frac{4KT}{R} = 4KTG \quad (1.5)$$

Où K est la constante de Boltzmann ($K= 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J}^\circ\text{K}$), T est la température exprimée en degré Kelvin.

La seconde représentation de type *Thevenin*. Elle comporte une résistance idéale sans bruit R , en série avec une source de tension représentant le bruit, de densité spectrale de tension $S_v(f)$, donnée par :

$$S_v(f) = 4KTR \quad (1.6)$$

La densité spectrale étant indépendante de la fréquence, ce bruit est dit blanc.

1.6.2 Le bruit de grenaille

Ce bruit apparaît dans les composants semi-conducteur dont le courant électrique résulte le déplacement des porteurs sous l'action d'un champ électrique à travers une jonction. En première approximation, on peut considérer que le flux de porteurs comme une suite aléatoire d'impulsions de courant ou impulsions de Dirac, qui correspond à la charge q d'un électron. Le courant $i(t)$ peut s'exprimer :

$$i(t) = \sum_k q\delta(t - t_k) \quad (1.7)$$

Où les t_k sont les instants aléatoires de passage de chaque porteur à travers la barrière de potentiel.

Nous déduisons alors le spectre

$$S_i(f) = I_0^2 \delta f + 2qI_0 \quad (1.8)$$

Où δf est un Dirac, valant 1 lorsque f est nulle et zéro ailleurs.

Le premier terme est la distribution spectrale de la composante continue et le deuxième celle des fluctuations de courant dues à l'effet de grenaille

$$S_G(f) = 2qI_0 \quad (1.9)$$

Avec q : la charge élémentaire d'un électron ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C)

I_0 la valeur moyenne du courant traversant la jonction. Le bruit de grenaille est donc un bruit blanc.

1.7 Critères de performances électriques d'un transistor :

On va étudier les principaux critères de performances électriques d'un transistor, et son fonctionnement dans les régimes petit signal et grand signal, pour des applications en hyperfréquences.

1.7.1 Fonctionnement petit signal :

Les performances d'un transistor en régime linéaire sont évalués par les paramètres [S]. Le transistor est représenté sous forme d'un quadripôle avec S11 le coefficient de réflexion d'entrée, S22 coefficient de réflexion de sortie et S12 le coefficient d'isolement. La figure 1.17 représente le quadripôle pour déterminer les différents critères du dispositif étudié.

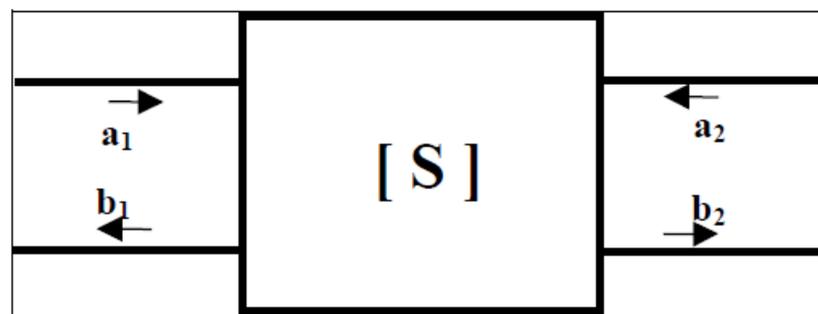


Figure 1.17 : Quadripôle associé à la matrice [S]. [2]

➤ Gain en courant :

Le gain en courant (noté β) est défini comme le rapport du courant de sortie sur le courant d'entrée, lorsqu'une porte de sortie est en court-circuit.

$$\beta = \left. \frac{I_s}{I_e} \right|_{V_s=0} = \left| \frac{-2S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{21}S_{12}} \right| = \left| \frac{Y_{21}}{Y_{11}} \right| |H_{21}| \quad (1.10)$$

Ou I_e et I_s sont respectivement les courants d'entrée et de sortie du quadripôle, Y_{ij} sont les paramètres [Y] de la matrice admittance, et S_{ij} sont les paramètres de la matrice [S].

➤ **Fréquence de transition :**

La fréquence de transition (notée f_T) représente le gain en courant lorsqu'il est égal à 1, est égale à :

$$f_T = \left| \frac{-2S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{21}S_{12}} \right| = 1 \quad (1.11)$$

La fréquence de transition pour des modèles de transistor HEMT en petit signal, est donnée par la relation suivante :

$$f_T = \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot (C_{gs} + C_{gd})} \quad (1.12)$$

L'expression de f_T est donnée en fonction des éléments intrinsèques du schéma équivalent petit signal illustré en figure 1.18.

$$f_T = \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot [(C_{gs} + C_{gd}) \cdot \left(1 + \frac{R_s + R_d}{R_{ds}}\right) + C_{gd} \cdot g_m \cdot (R_s + R_d) + \tau \cdot g_m]} \quad (1.13)$$

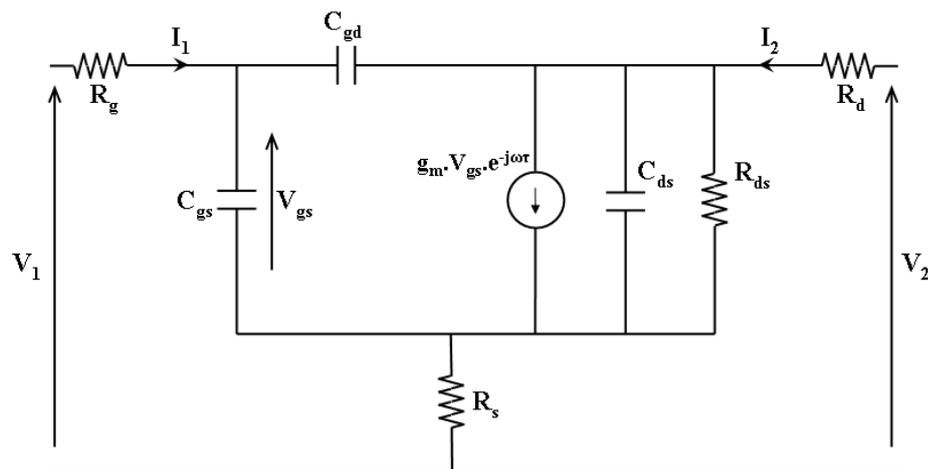


Figure 1.18 : Modèle petit signal simplifié d'un transistor HEMT. [10]

➤ **Gain maximum :**

C'est le gain disponible (noté G_M) (Maximum Available Gain) qui représente le gain maximum que peut avoir l'amplificateur à bas niveau :

$$G_M = \frac{S_{21}}{S_{12}} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (1.14)$$

Où k est le facteur de stabilité de *Rollet*.

Ce gain ne peut être calculé que si $K > 1$. Si $K < 1$, on définit alors le gain maximum stable (Maximum stable Gain) :

$$G_{MSG} = \frac{S_{21}}{S_{12}} \quad (1.15)$$

De plus, si $|S_{12}| = 0$, alors on définit le gain maximum unilatéral $|S_{21}|$.

➤ La fréquence maximale d'oscillation :

La fréquence maximale d'oscillation (notée F_{max}) représente la fréquence pour laquelle le module du gain maximum disponible est égal à 0dB :

$$|G_M \text{ (dB)}|_{F_{max}} = 10 \cdot \log \left[\frac{S_{21}}{S_{12}} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \right] = 0 \text{ dB} \quad (1.16)$$

Dans le cas d'un transistor HEMT dont le modèle petit signal illustré en figure 1.18, la fréquence d'oscillation est égale à :

$$F_{max} = \frac{F_T}{2 \cdot \sqrt{2 \cdot \pi \cdot F_T \cdot R_g \cdot C_{gd} + \frac{R_g}{R_{ds}}}} \quad (1.17)$$

On peut définir la fréquence maximale d'oscillation à partir du gain en puissance unilatéral (noté *UPG* pour *Unilateral Power Gain*), pour laquelle le module du gain en puissance unilatéral ($|S_{12}|=0$) à 0dB :

$$|UPG \text{ (dB)}|_{F_{max}} = 10 \cdot \log \left[|S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \right] = 0 \text{ dB} \quad (1.18)$$

1.7.2 Fonctionnement grand signal :

Lorsque l'amplificateur fonctionne en régime non-linéaire, des paramètres d'évaluation grand-signal seront pris en considération. Les différentes définitions qui vont être données par la suite sont référencées par rapport à la figure 1.19

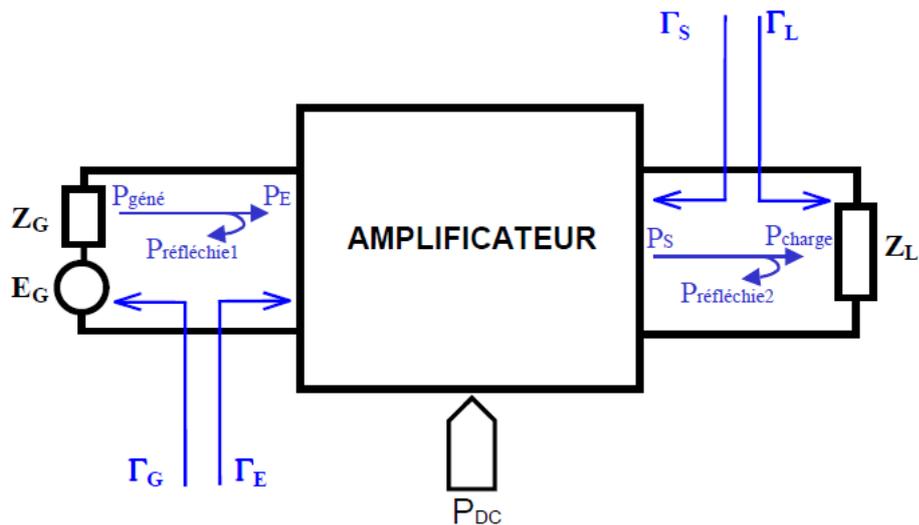


Figure 1.19 : Synoptique d'un amplificateur en grand signal. [2]

➤ **La densité de puissance :**

C'est la puissance de sortie par unité de longueur de grille du transistor. Elle est exprimée en W/mm et permet de la comparaison entre les différents types de transistors.

➤ **La puissance de sortie :**

C'est la puissance disponible à la sortie du transistor en fonction de la puissance d'entrée. L'évolution de cette puissance parcourt trois zones. Figure 1.20 [33] :

- ❖ Zone linéaire : l'allure de la puissance de sortie évolue linéairement avec la puissance d'entrée à un gain près.
- ❖ Zone de quasi-saturation : le transistor s'approche de ses limites physiques, l'allure de la puissance de sortie est non-linéaire, cependant c'est dans cette zone que l'on a les meilleures performances du transistor en termes de puissance et de rendement.
- ❖ Zone de saturation : le transistor est dans ses limites physiques, la puissance de sortie n'augmente plus avec la puissance d'entrée, il y a un risque de destruction du transistor.

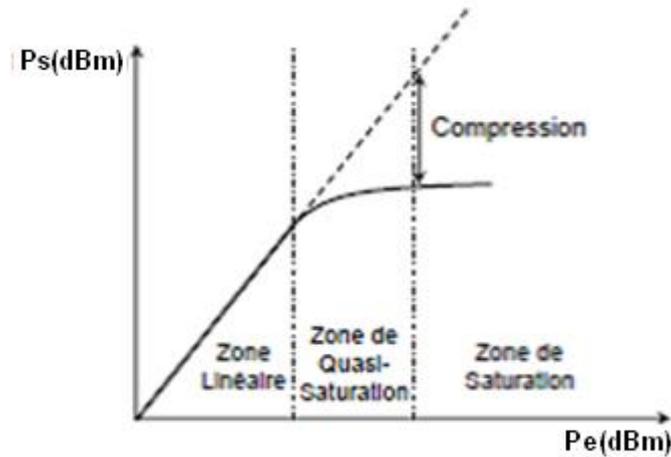


Figure 1.20 : Evolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée [34]

Cette puissance de sortie dépend, en plus de la puissance d'entrée de plusieurs paramètres:

- ❖ Dans la zone linéaire, elle dépend de la classe de polarisation (A, B, AB, C) et de la charge de sortie au fondamental.
- ❖ Dans la zone de saturation et quasi-saturation, elle dépend des charges présentées au fondamental ainsi qu'aux harmoniques.

La compression est la différence entre la courbe réelle de la puissance de sortie et de la courbe théorique idéalisée ou la puissance de sortie continuerait à croître linéairement avec la puissance d'entrée.

La puissance de sortie P_s , est défini par :

$$P_s = \frac{1}{2} R_e (VI^*) \quad (1.19)$$

❖ Le gain en puissance :

Le gain en puissance est le rapport de la puissance de sortie P_s fournie par la charge sur la puissance d'entrée P_e .

$$G_p = \frac{P_s}{P_e} \quad (1.20)$$

où
$$G_{p\text{ dB}} = 10.\log (P_s) - 10.\log (P_e) \quad (1.21)$$

La variation du gain en puissance en fonction du niveau de puissance permet de caractériser la linéarité du composant. Ainsi, à partir d'un certain niveau de puissance, les non-linéarités se manifestent par une diminution progressive du gain en puissance [35]. En effet, la compression de la puissance de sortie est immédiatement répercutée sur le gain en puissance du transistor. Nous définissons comme point de compression de gain à 1dB (CP1dB) la puissance délivrée à la charge quand le gain du composant a chuté de 1dB par rapport à sa valeur dans la zone linéaire .Figure 1.21 [36][37].

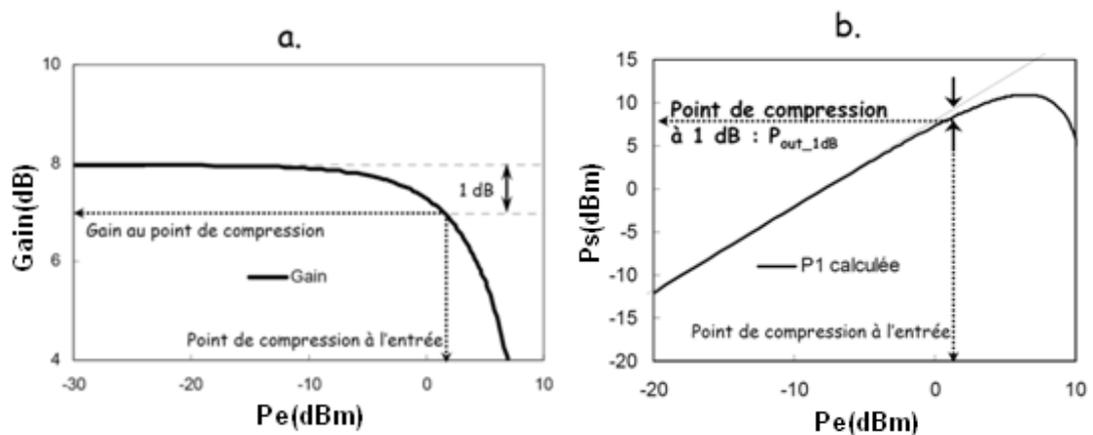


Figure 1.21 : (a).Gain en puissance calculé en fonction de la puissance d'entrée.
(b) Définition du point de compression [38]

❖ Le rendement en puissance ajoutée :

Le rendement en puissance ajoutée (noté *PAE* pour *Power Added Efficiency*) représente le pourcentage de puissance de polarisation DC convertie en puissance RF (noté η_{PAE}) :

$$\eta_{PAE} = \frac{P_s - P_e}{P_{DC}} \quad (1.22)$$

❖ L'adaptation:

Pour avoir une puissance maximale à la sortie du transistor, il faut maximiser le produit de la tension par le courant de sortie dans les limites de fonctionnement du transistor. En classe A, si l'impédance de charge est optimale (Z_{Lopt}), alors on peut avoir une puissance de sortie maximale. Avec Z_{Lopt} égale à : Figure 1.22

$$Z_{Lopt} = \frac{V_{max} - V_{min}}{I_{max}} \quad (1.23)$$

Or, la puissance maximale est égale à :

$$P_{Smax} = \frac{1}{8} \cdot I_{max} \cdot (V_{max} - V_{min}) \quad (1.24)$$

A partir des équations (1.23) et (1.24), on obtient :

$$Z_{Lopt} = \frac{1}{8} \cdot \frac{(V_{max} - V_{min})^2}{P_{Smax}} \quad (1.25)$$

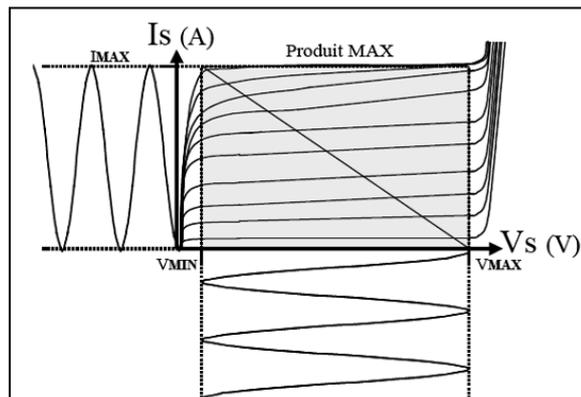


Figure 1.22 : Maximisation de la puissance de sortie. [10]

Pour une puissance P_{Smax} donnée, le niveau d'impédance sera élevé, lorsque la tension V_{max} sera importante. Donc, l'adaptation sera facile (Z_{Lopt} proche de 50Ω).

1.7.3 Classes de fonctionnement :

Pour une technologie donnée, la conception d'un amplificateur de puissance avec des performances optimales (puissance de sortie, rendement ou linéarité) repose sur le choix d'une classe de fonctionnement et de la détermination de l'impédance de charge correspondante [39]. La classe est déterminée par trois facteurs clés : le point de polarisation au repos, la topologie d'adaptation et la configuration du transistor. La classe détermine le rendement maximal η_{max} ainsi que la puissance de sortie maximale relative P_{smax} . Les classes peuvent également être groupées par leur linéarité (certaines classes sont très linéaires), tandis que d'autres génèrent beaucoup de distorsions harmoniques) [40]. Les familles d'amplificateurs de puissance sont définies suivant la polarisation et le temps de conduction du transistor ainsi que la forme temporelle des tensions d'entrée et de sortie. Le temps de conduction correspondant à la durée t_0 pendant laquelle le transistor

conduit sur une période du cycle RF, on introduit alors la notion d'angle de conduction $\delta = \omega.t_0$, ou encore d'angle $\Psi = \delta/2$. Figure 1.23 [39].

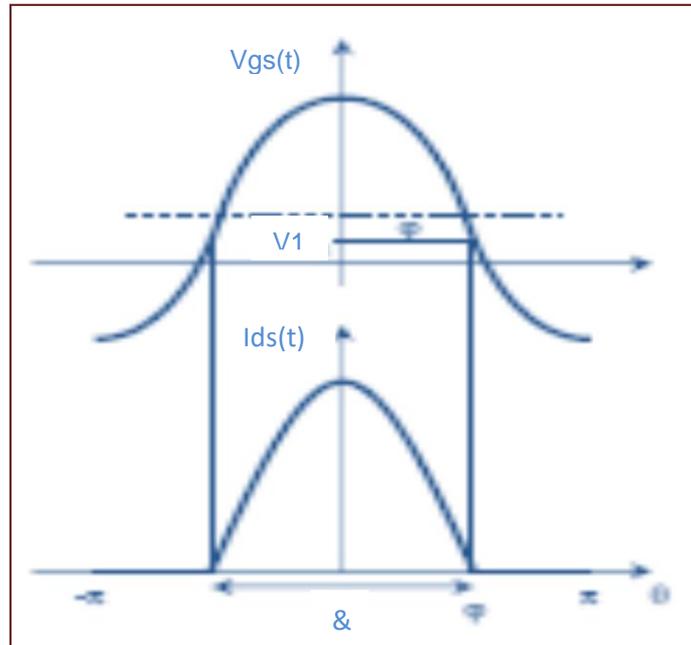


Figure 1.23 : Définition de l'angle de conduction

$$V_{gs}(\theta) = V_{gsQ} + V_{gsm} \cdot \cos(\theta)$$

V_{gsQ} : polarisation grille au repos.

$V_{gsm} \cdot \cos(\theta)$: amplitude du signal RF appliqué sur la grille.

Plusieurs types d'amplificateurs, classés de A à S, se distinguent [41] [42] [43] [44] [45]. Nous allons aborder les amplificateurs petits-signaux (classes de fonctionnement sinusoïdales), pour ce cas, trois catégories principales existent : A, B et C. Une quatrième classe AB, est un compromis entre la classe A et la classe B.

1.7.3.1 Classes sinusoïdales (fonctionnement linéaire) :

Suivant la valeur de l'angle de conduction, qui dépend de la polarisation du transistor et de la dynamique du signal d'entrée, on distingue les différentes classes de fonctionnement sinusoïdales. Tableau 1.4 [44].

Tableau 1.4 : Angle de conduction des classes de fonctionnement sinusoïdales

Classe	Angle de conduction
A	360°
AB	$180^{\circ} < \delta < 360^{\circ}$
B	180°
C	$\delta < 180^{\circ}$

La figure 1.24 résume toutes les classes de fonctionnement sinusoïdales d'un amplificateur de puissance sur la caractéristique $I_{ds}(V_{gs})$.

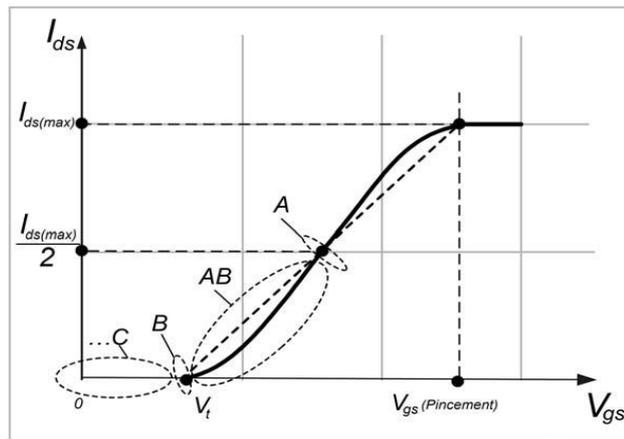


Figure 1.24 : Résumé des classes sinusoïdales d'un amplificateur de puissance [47]

- **Classe A**

Le transistor fonctionne dans la zone linéaire, il se trouve en classe A, c'est-à-dire qu'il conduit sur toute la période du signal RF .Figure 1.25. L'angle de conduction est de 360° . Un amplificateur de classe A est un amplificateur petit-signal, le niveau de courant de sortie est directement proportionnel au niveau d'alimentation [35].

Cette classe offre le degré de linéarité le plus élevé de toutes les classes. En revanche, la conduction du courant de sortie sur tout le cycle du signal d'entrée va contribuer à la dégradation du rendement (inférieur ou égal à 50% théorique [45] et peut créer des problèmes liés à l'échauffement pour une utilisation dans des applications à forts niveaux [47].

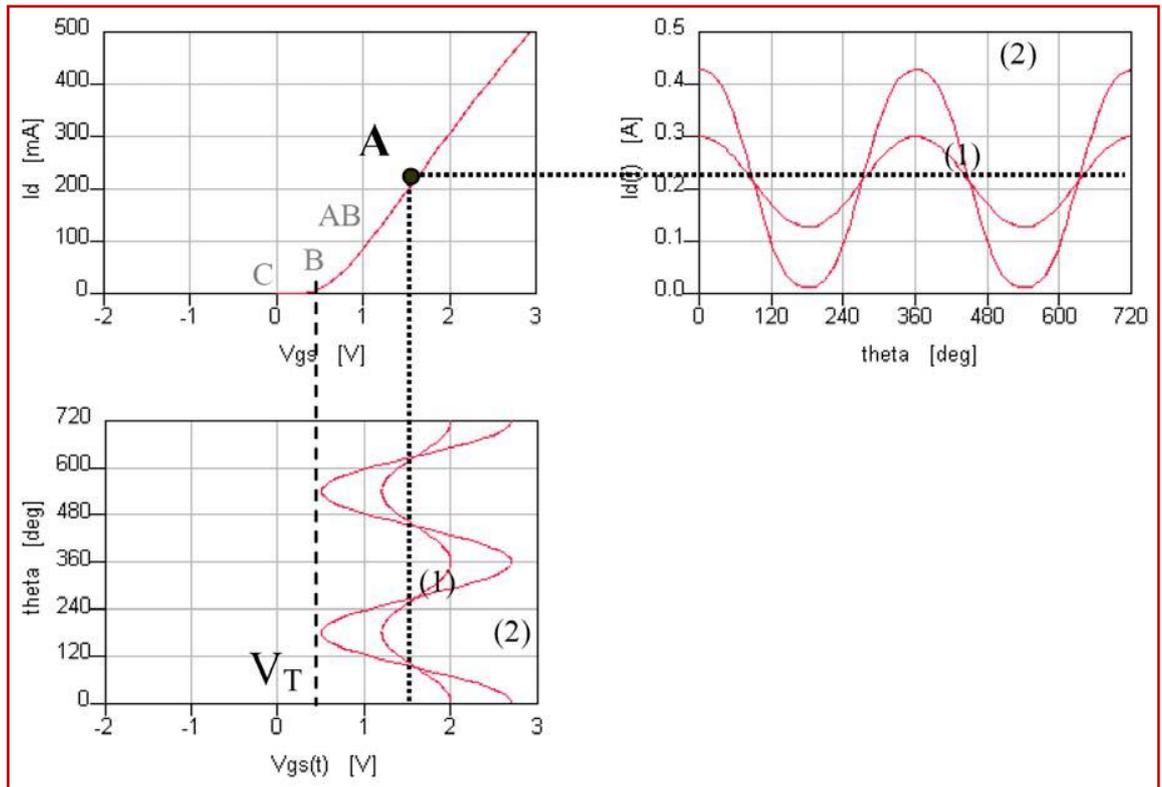


Figure 1.25 : Fonctionnement et polarisation en classe A [50]

- **Classe B**

En classe B, l'angle de conduction est de 180° , le transistor est polarisé au seuil de conduction $V_{gsQ}=V_t$ et ne conduit que pendant une demi-période du cycle RF .Figure 1.26.

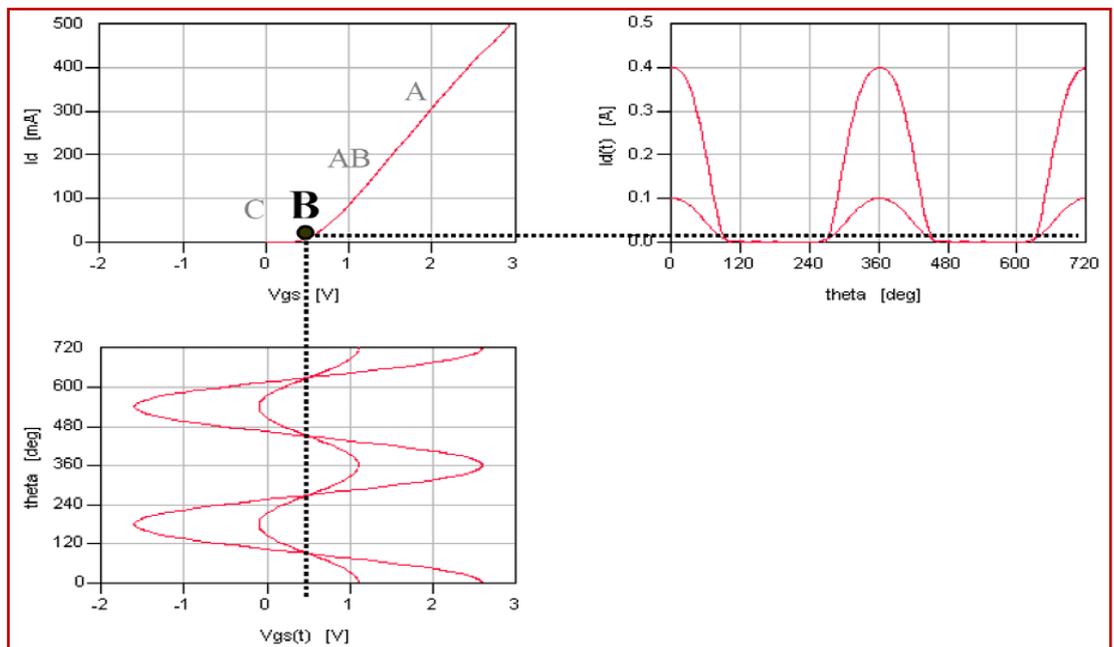


Figure 1.26 : Fonctionnement et polarisation en classe B [50]

En statique le courant consommé est nul, tandis qu'en dynamique le niveau de courant est proportionnel au niveau du signal d'entrée. Le rendement sera important pour un signal d'entrée grand, (rendement théorique maximum de 78,5% [46]). Cette classe est employée pour la réalisation d'amplificateurs «push-pull». Cependant, elle présente une distorsion importante.

- **Classe AB**

L'angle de conduction est compris entre 180° et 360° . Figure 1.27. La polarisation est située entre le seuil de conduction et le point de polarisation de classe A, avec une amplitude du signal d'entrée suffisante. Si l'amplitude du signal V_{gs} est faible, le transistor fonctionne en régime saturé, comme un amplificateur de classe A.

La classe AB obtient un meilleur rendement que la classe A et est couramment utilisée pour des amplificateurs de puissance [48]. Cette classe possède en comparaison avec les classes A et B, un bon compromis rendement et linéarité.

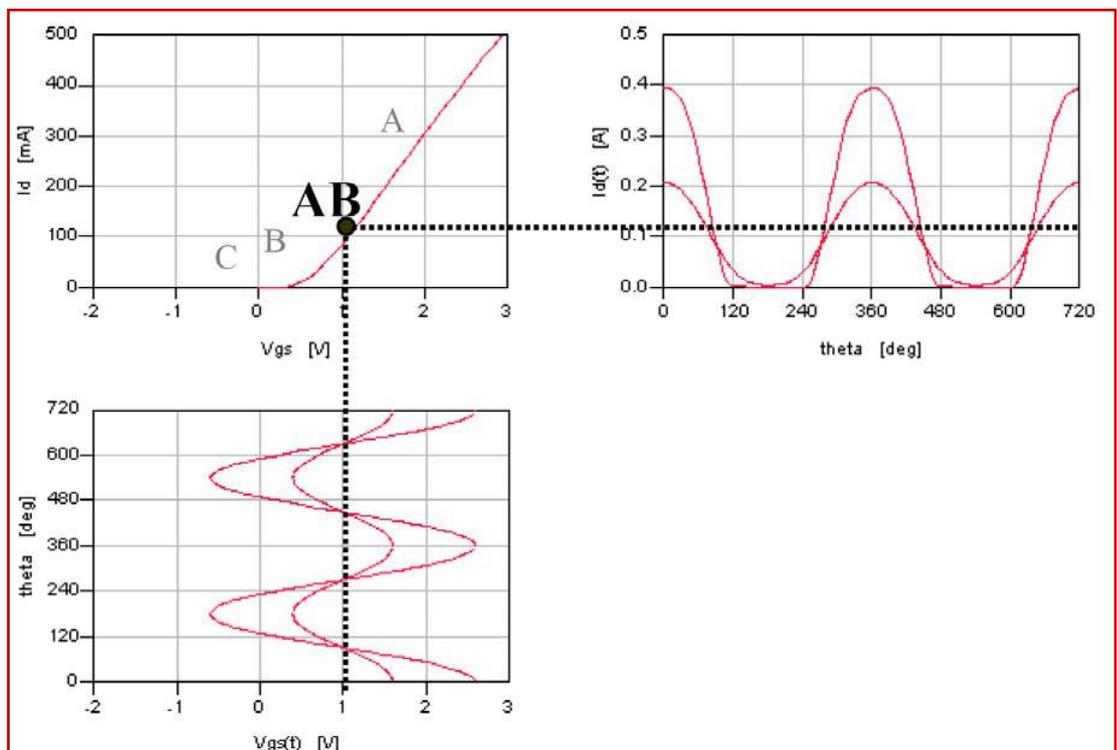


Figure 1.27 ; Fonctionnement et polarisation en classe AB [50]

- **Classe C**

Le transistor est polarisé sous le seuil de conduction $V_{gs} < V_t$ en régime statique. Son angle de conduction est alors inférieur à 180° . Figure 1.29. Le rendement augmente tandis que la puissance dissipée et la puissance de sortie diminue. L'obtention d'un rendement important proche de 100% correspond à un comportement fortement non-linéaire au détriment de la puissance de sortie. La classe C possède un rendement et un comportement non-linéaire plus importants que les classes A, B ou AB.

1.7.3.2 Classes commutées, fonctionnement non-linéaire :

Pour ces classes, les transistors sont utilisés comme des interrupteurs. L'intérêt de cette nouvelle approche est qu'un interrupteur ne dissipe idéalement aucune puissance.

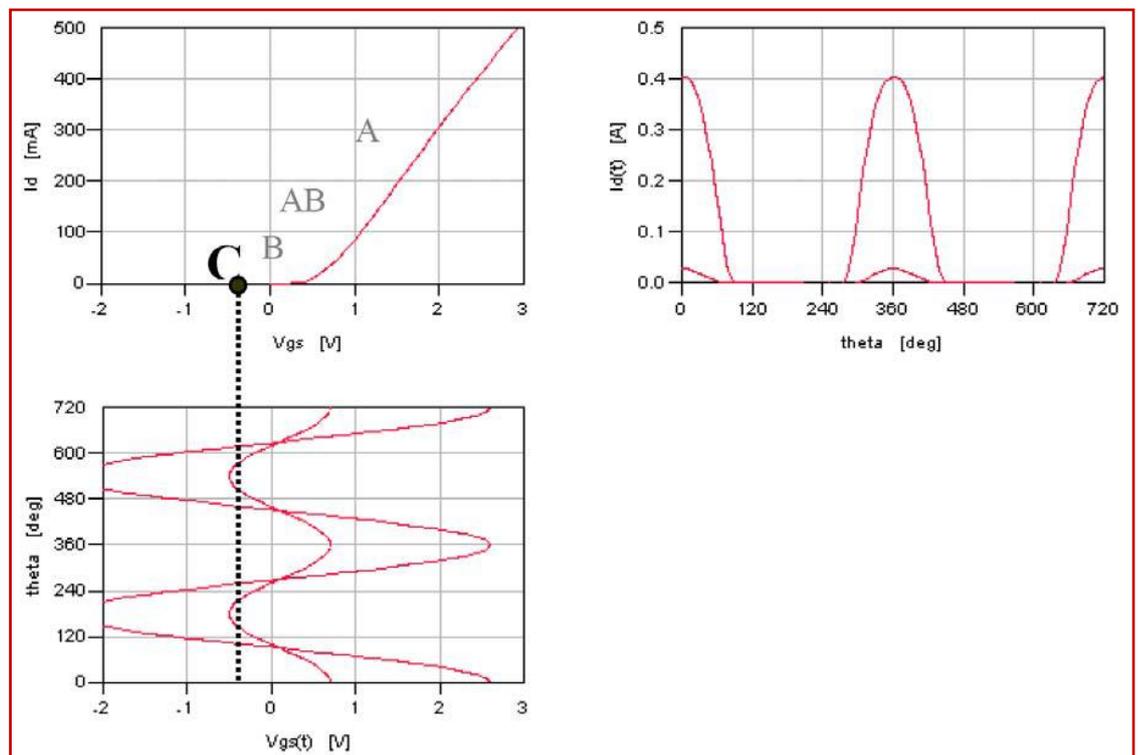


Figure 1.28 : Fonctionnement et polarisation en classe C [50]

Ainsi le produit $V \cdot I$ est toujours nul, le transistor ne dissipant pas de puissance, et l'efficacité théorique est de 100%. De plus, la puissance de sortie est indépendante de la puissance d'entrée. Cependant, à mesure que la fréquence

augmente, des limitations apparaissent et les pertes de conduction et de commutation augmentent [35] [45].

La classe D se décline sous deux formes : un mode courant où le signal de sortie a une forme temporelle rectangulaire et un mode tension où le signal de sortie est une demi-sinusoïde. Cette classe possède une distorsion importante mais un rendement relativement plus élevé.

La classe E est une classe particulière des amplificateurs de commutation. En haute fréquence, elle permet d'obtenir de meilleurs rendements qu'une classe D équivalente. Le montage classe E utilise un circuit de charge accordée pour compenser la capacité de sortie. Cette classe est utilisée en bande étroite.

La classe F est utilisée pour les applications à très haut rendement. Elle est caractérisée par une tension d'excitation en entrée de type sinusoïdal et une tension de sortie de forme carrée. En réalité, le rendement d'un amplificateur de classe F reste supérieur à celui de classe E.

Le choix d'une classe de fonctionnement dépend de nombreux facteurs comme les contraintes de linéarité, la consommation, le niveau de puissance, etc. La figure 1.29 résume les différentes classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance ainsi que leurs niveaux de linéarité et de rendement relatifs [51].

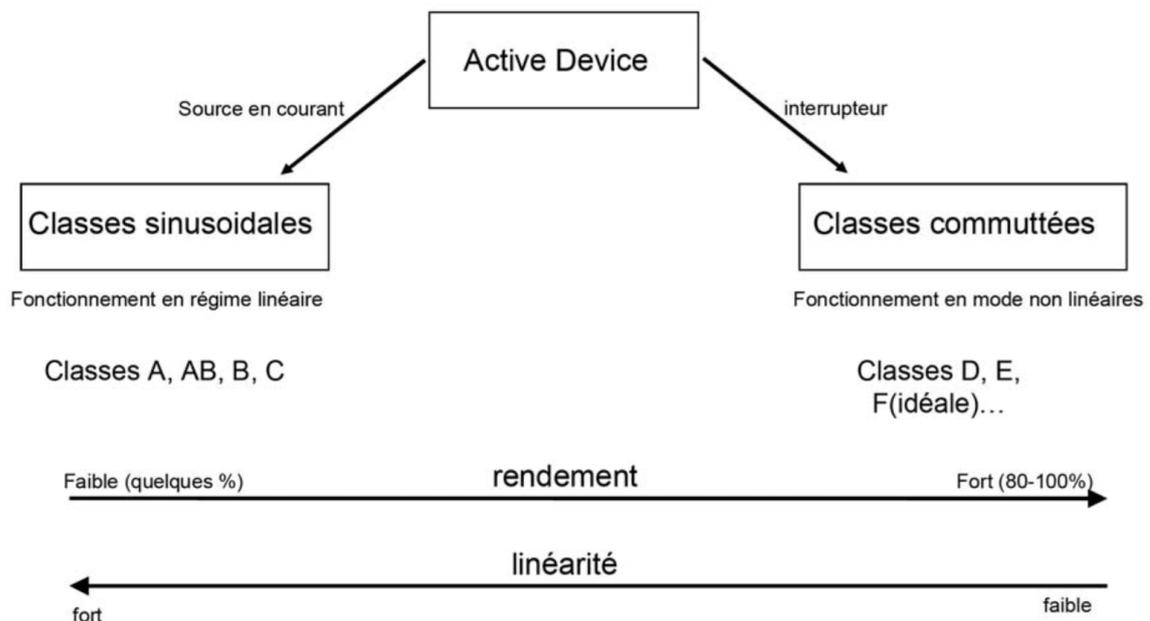


Figure 1.29 : Résumé des différentes classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance [50]

I.8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié les principales caractéristiques du cristal en nitrure de gallium GaN. Nous avons présenté les principaux paramètres physiques et électriques qui distinguent le GaN des autres matériaux. On a montré la comparaison avec d'autres matériaux qui sont utilisés dans la fabrication des transistors de puissance.

On a présenté quelques paramètres chiffrés pour montrer les réelles potentialités de la technologie GaN.

On va étudier dans le prochain chapitre en détail ce composant, et qui représente le principal constructif des transistors HEMT/GaN.

CHAPITRE 2

METHODOLOGIE DE MODELISATION DES TRANSISTORS

2.1 INTRODUCTION

La phase de modélisation est une étape cruciale dans la conception des amplificateurs de puissance. Elle permet d'effectuer et de vérifier toute une palette de tests, afin de prédire et mettre en évidence les phénomènes propres aux transistors. Sans avoir à passer par une conception matérielle coûteuse, elle met ainsi à disposition des modèles précis tenant compte d'un maximum de paramètres et détails, constituant une aide appréciable pour le concepteur.

Bien qu'il soit toujours très important d'avoir un type de modèle versatile, le plus général que possible, la modélisation se focalise sur les effets majeurs qui ont une influence directe sur les caractéristiques et performances du transistor. [10]

2.2 Principe de la caractérisation en impulsion :

2.2.1 Caractéristiques des transistors GaN :

Les bancs de mesures et les outils de CAO développés dans l'équipe C²S² d'XLIM [19] [20] [21], permettent de réaliser des modèles de transistors. La figure 2.1 représente le banc de mesure par impulsions, dont le principe repose sur l'application de brèves impulsions rectangulaires, autour d'un point de polarisation DC. Un oscilloscope numérique de précision mesure les grandeurs électriques tensions et courants à l'entrée et la sortie du transistor. Les impulsions doivent balayer tout le domaine des tensions acceptables par le transistor en cours de caractérisation, et donc décrire point par point un réseau de caractéristiques.

Figure 2.2

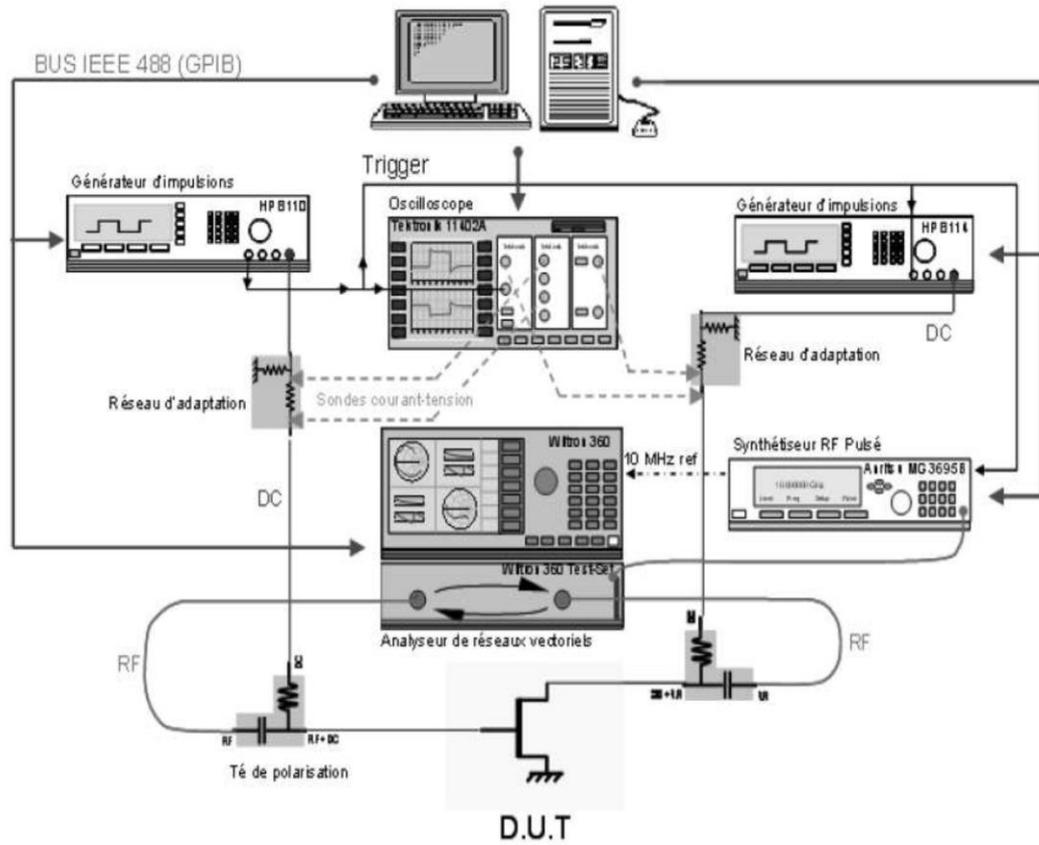


Figure 2.1 : Banc de mesure IV pulse d'XLIM site de Brive la Gaillarde [32]

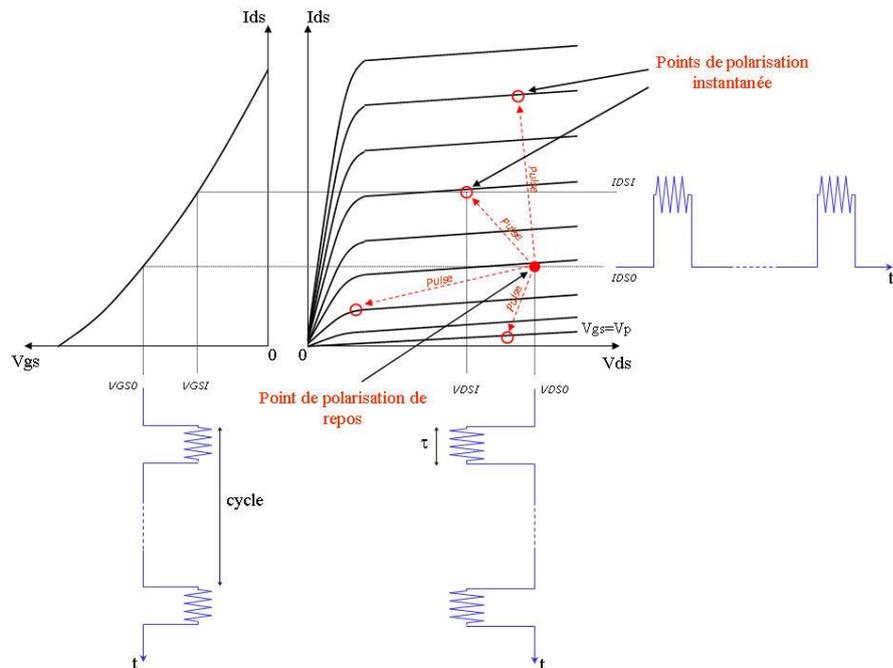


Figure 2.2 : Principe des mesures en impulsion [17]

Ce type de banc a été créé dans les années 80, par les travaux de Piaggi [21] qui décrivent les caractéristiques non linéaires du courant de drain en appliquant des impulsions sur la commande de grille. Après plusieurs recherches, des nouveaux bancs de mesures en impulsions plus complexes ont été créés pour permettre l'acquisition des caractéristiques convectives des transistors. [22][23][24][25] Ces caractéristiques doivent être décrites à une température qui correspond à l'échauffement du point DC additionné à la température ambiante. Ceci est cohérent avec une utilisation RF du transistor, car, durant son cycle RF celui-ci ne change pas de température, sa température est fonction du bilan de l'intégrale des puissances électriques de polarisation et RF.

Les impulsions doivent satisfaire à plusieurs critères :

- Leur durée doit être inférieure à la constante de temps thermique du transistor pour maintenir une température constante du composant pendant que l'impulsion est appliquée.
- La durée doit être suffisamment importante pour atteindre le régime établi et d'assurer une bonne mesure des tensions et courants.
- Le rapport cyclique des impulsions τ/T doit être assez faible pour permettre d'imposer l'état thermique. Figure 2.3

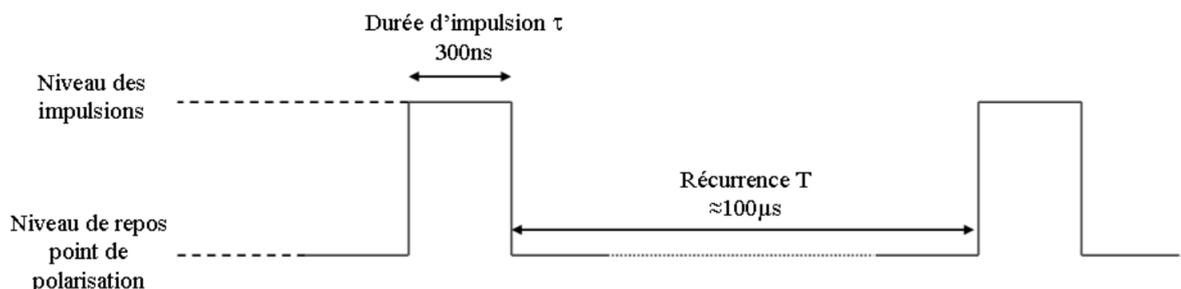


Figure 2.3 : Principe de mesure des caractéristiques I(V) isothermes [17]

Les caractéristiques non linéaires convectives sont ensuite directement utilisables pour constituer un modèle non linéaire pour la CAO RF ; en effet, les paramètres qui constituent les expressions des générateurs de courant seront optimisés pour que mesure et simulation se superposent.

2.2.2 La caractéristique hyperfréquence : Les impulsions décrits précédemment seront superposés à un signal radio fréquence, dont sa fréquence

varie de 0.5 à 40GHz sera injecté sur l'entrée ou la sortie du composant. Ceci donne accès à des paramètres [S] représentatifs du transistor. Ces paramètres [S] sont disponibles pour chaque point d'impulsion et donc pour la température du point de polarisation instantanée. [17] Figure 2.4

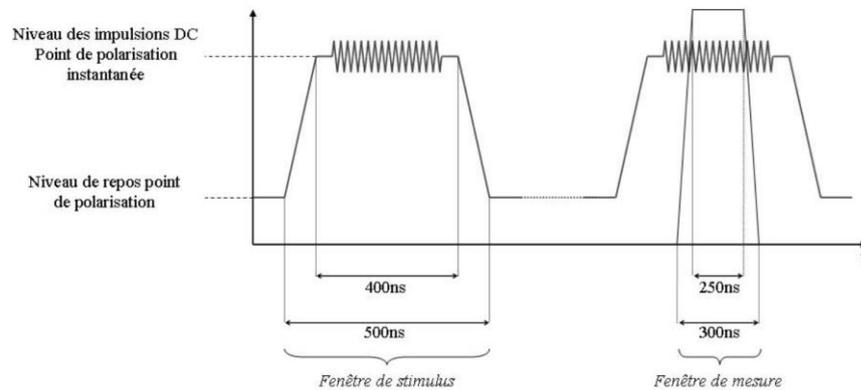


Figure 2.4 : Principe de mesure des paramètres [S]. [17]

2.2.3 Mesures thermiques :

Les mesures en impulsions provoquent des problèmes de chauffe du transistor. La température de jonction (T_j) du transistor est fonction de sa puissance dissipée moyenne (P_{diss}) et de la température ambiante (T_a) qui est égale à :

$$T_j = T_a + R_{th} * P_{diss} \quad (2.1)$$

R_{th} : résistance thermique du transistor et de son support de test.

Avec le banc en impulsion on peut contrôler la température de jonction du transistor. La première solution, qui est classique et de jouer sur la puissance dissipée via le point de polarisation, tout en maintenant la température ambiante égale à celle de la pièce. La deuxième solution, le contrôle simultanément la puissance dissipée du transistor et de la température ambiante par le biais d'un plateau («Chuck») à régulé en température (-60° à +200°C typiquement). Ce deuxième cas offre des possibilités de mesures très intéressantes. A titre d'exemple, si le transistor est polarisé à froid, $P_{diss} = 0$ et si on attend que la température de jonction atteigne celle de « Chuck », les mesures effectuées avec de brèves impulsions (quasi sans échauffement) permettent de caractériser le

transistor pour une température de jonction égale à celle du plateau (allant de -65°C à $+200^{\circ}\text{C}$). [17]

2.3- Modélisation des transistors :

La modélisation passe par trois étapes :

1. Un modèle sous forme d'un circuit équivalent au transistor.
2. L'extraction des paramètres extrinsèque et intrinsèque du circuit.
3. La validation du modèle.

2.3.1 Topologie «explosée»:

Cette topologie se base sur un caractère plus physique. Elle donne accès aux valeurs des éléments intrinsèques. Son principe et d'interpréter les phénomènes qui se produisent dans le transistor par des éléments électriques (capacité, source de courant, résistance), comme illustre la figure 2.5

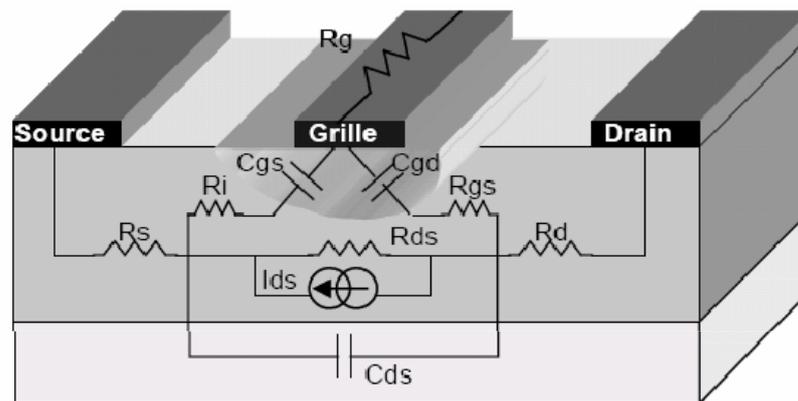


Figure 2.5 : Caractéristiques physiques d'un modèle à éléments localisés. [18]

En petit signal, le modèle explosé complet est représenté dans la figure 2.6. Il se compose d'éléments intrinsèques (capacités de jonctions) et d'éléments extrinsèques. Ce modèle peut être utilisé en simulation.

2.3.2 Les éléments intrinsèques:

Ces éléments représentent l'aspect actif intrinsèque du transistor. Le générateur du courant : $I_{ds} = G_m V_{gs} e^{-j\omega\tau}$ et le courant contrôlée par tension. Le retard τ et le temps de transit des électrons dans le canal. On trouve aussi la transconductance G_m qui représente la variation du courant dans le canal modulé par la tension de grille, pour une tension drain-source constante. Définie par :

$$G_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \Big|_{V_{ds} = \text{cte}} \quad (2.2)$$

Les capacités grille-source C_{gs} et grille-drain C_{gd} sont les variations des charges accumulées dans la zone de déplétion, située sous la grille. C_{gs} détermine cette variation modulée par la tension grille-source pour une tension grille-drain constante. Elle est définie par :

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gs}} \Big|_{V_{gd} = \text{cte}} \quad (2.3)$$

C_{gd} détermine cette variation modulée par la tension grille-drain pour une tension grille-source constante.

$$C_{gd} = \frac{\partial Q_{gd}}{\partial V_{gd}} \Big|_{V_{gs} = \text{cte}} \quad (2.4)$$

La résistance R_i est la résistance d'entrée, qui permet de modéliser l'impédance d'entrée du transistor. La résistance R_{gd} permet de modéliser la rétroaction du composant, elle est parfois négligée.

2.3.3 Les éléments extrinsèques:

Ce sont les éléments parasites qui dépendent principalement des accès à la partie intrinsèque, liés à la géométrie du transistor.

- Les résistances de source R_S et de drain R_d représentent l'effet résistif des contacts ohmiques et des zones du substrat situées entre les électrodes externes de source ou de drain et la zone active du canal.
- La résistance de grille R_g représente les pertes dues à l'effet distribué le long de l'électrode de grille du signal de commande.

Les éléments parasites d'accès L_g , L_s , L_d et C_{pg} , et C_{pd} sont les inductances et les capacités parasites d'accès aux électrodes respectivement de grille, et de drain. Figure 2.6

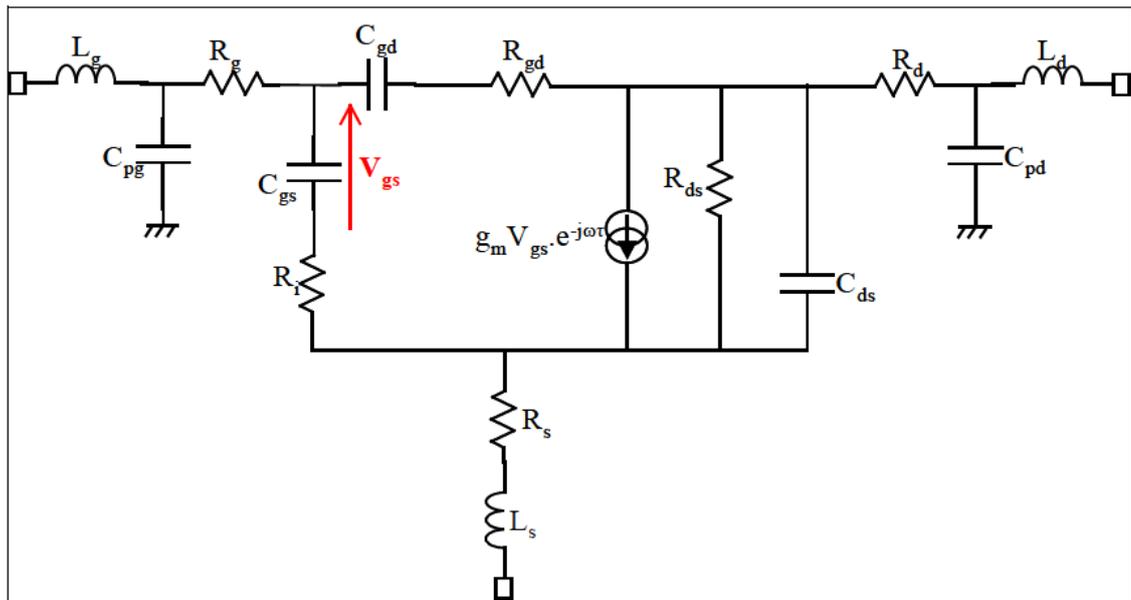


Figure 2.6 : Modèle explosé complet. [6]

2.3.4 Principe de la méthode d'extraction directe:

La détermination des éléments du schéma électrique équivalent petit signal représenté en figure 2.6 dépend du régime de polarisation et de la fréquence de fonctionnement. Ces éléments sont dissociés en deux catégories :

Les éléments intrinsèques qui sont fonction de la polarisation et les éléments extrinsèques indépendants de la polarisation.

2.3.4.1 Détermination des éléments extrinsèques :

Les éléments extrinsèques (R_g , R_d , et R_s , L_g , L_d , L_s , C_{pg} , et C_{pd}) peuvent être évalués analytiquement à partir des mesures hyperfréquences. Le transistor est polarisation à froid, pour $V_{ds}=0$. Cette tension de polarisation permet de simplifier

la topologie du schéma équivalent petit signal figure 2.6, et le transistor va se comporter comme un quadripôle passif réciproque ($G_m=0$, $S_{21}=S_{12}$). Si le transistor est polarisé à froid, la détermination des éléments extrinsèques vont dépendre de la polarisation de grille.

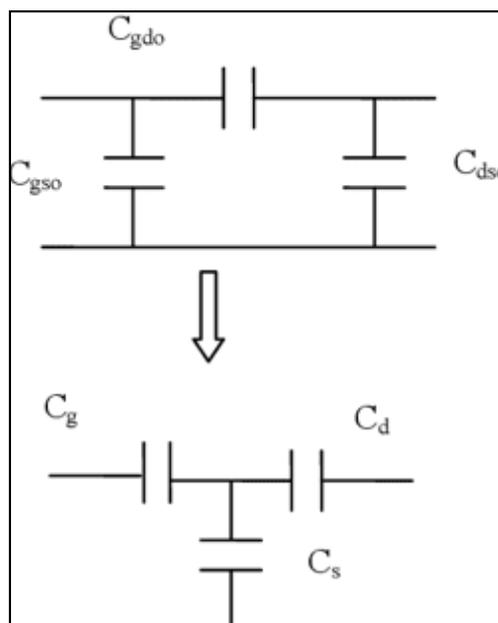
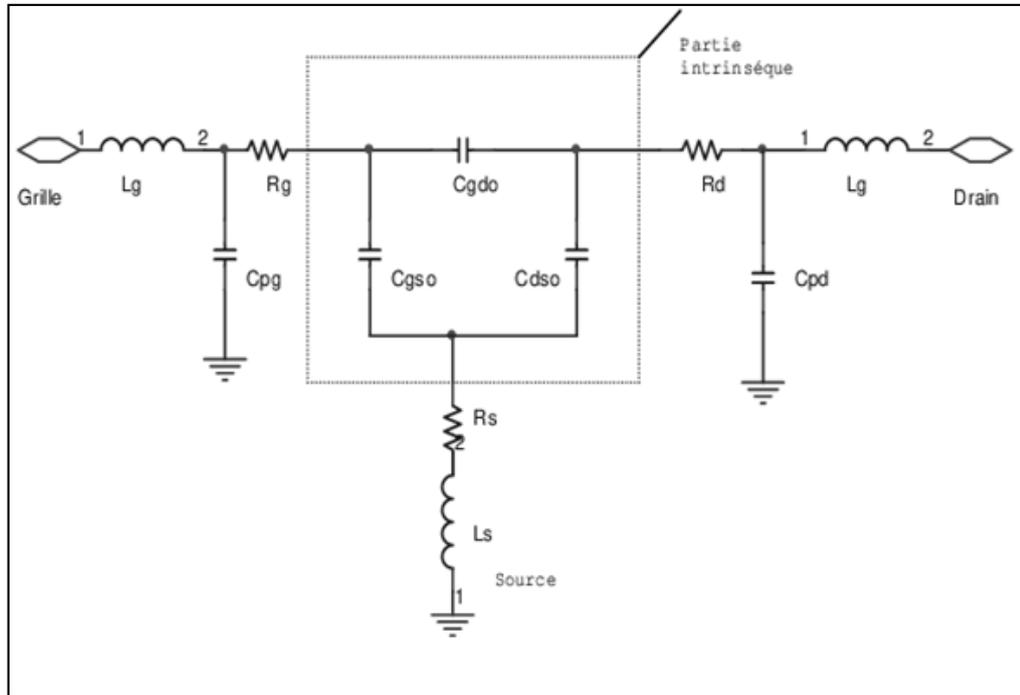


Figure 2.7 : Schéma équivalent petit signal à $V_{ds}=0$ V et grille en inverse ($V_{gs} \ll V_p$) [60]

➤ Détermination des éléments séries :

Les éléments séries sont déterminées au point de polarisation froide $V_{ds}=0$ et $V_{gs} > V_p$; V_p ; tension de pincement. Le canal du transistor est en conduction, on peut déterminer les valeurs des composants séries des éléments extrinsèques.

Lorsque la grille est fortement polarisée en inverse ($V_{gs} \ll V_p$) le canal ne conduit pas. Dans ce cas, le schéma équivalent du transistor sera simplifié comme illustre la figure 2.7 :

La partie intrinsèque de la topologie Π est transformée en topologie T. La matrice correspondante au modèle pincé est donnée par les équations suivantes : [60]

$$Z_{p11} = R_g + R_s + j [\omega (L_g + L_s) - \frac{1}{\omega} (\frac{1}{C_g} + \frac{1}{C_s})] \quad (2.5)$$

$$Z_{p12} = Z_{p21} = R_s + j [\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}] \quad (2.6)$$

$$Z_{p22} = R_d + R_s + j [\omega (L_d + L_s) - \frac{1}{\omega} (\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_d})] \quad (2.7)$$

Avec Z_p la matrice impédance donnée par:

$$Z_p = \begin{bmatrix} R_g + R_s + j [\omega (L_g + L_s) - \frac{1}{\omega} (\frac{1}{C_g} + \frac{1}{C_s})] & R_s + j [\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}] \\ R_s + j [\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}] & R_d + R_s + j [\omega (L_d + L_s) - \frac{1}{\omega} (\frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_d})] \end{bmatrix}$$

La transformation du réseau capacitive Π en réseaux T, donne les équations suivantes:[60]

$$C_s = C_{gs0} + C_{ds0} + \frac{C_{gs0}C_{ds0}}{C_{gd0}} \quad (2.8)$$

$$C_d = C_{gd0} + C_{ds0} + \frac{C_{ds0}C_{gd0}}{C_{ds0}} \quad (2.9)$$

$$C_g = C_{gs0} + C_{gd0} + \frac{C_{gs0}C_{gd0}}{C_{ds0}} \quad (2.10)$$

Les résistances parasites ou d'accès R_g , R_s et R_d sont déduites de la **partie réelle** des équations (2.5) (2.6) (2.7) [60]

$$R_s = R_e(Z_{p12}) \quad (2.11)$$

$$R_d = R_e(Z_{p22}) - R_e(Z_{p12}) \quad (2.12)$$

$$R_g = R_e(Z_{p11}) - R_e(Z_{p12}) \quad (2.13)$$

Les parties imaginaires de la matrice Z_p sont multipliées par la pulsation ω .

$$\omega \cdot \text{Im}(Z_{p11}) = \omega^2 (L_g + L_s) - \left(\frac{1}{C_g} + \frac{1}{C_s} \right) \quad (2.14)$$

$$\omega \cdot \text{Im}(Z_{p12}) = \omega^2 \cdot L_s - \frac{1}{C_s} \quad (2.15)$$

$$\omega \cdot \text{Im}(Z_{p22}) = \omega^2 \cdot (L_d + L_s) - \left(\frac{1}{C_d} + \frac{1}{C_s} \right) \quad (2.16)$$

La pente des courbes $\omega \cdot \text{Imaginaire}(Z_{p1j})$ en fonction de ω^2 représente approximativement les valeurs des inductances parasites L_g , L_s , et L_d [60]

➤ Détermination des capacités de plots C_{pg} et C_{pd} :

Au point de polarisation froide $V_{ds}=0$ V et $V_{gs} \ll V_p$, la transconductance G_m et la conductance G_d sont nulles, les capacités C_{gs} et C_{gd} sont égales. ($C_{gs}=C_{gd}=C_b$).

La capacité intrinsèque C_{ds} est négligeable. Aux basses fréquences (< 10 GHz), les valeurs des résistances et des inductances sont négligeables par rapport à celles des capacités [60]. Le schéma équivalent d'un HEMT à polarisation froide peut être simplifié et est illustré en figure 2.8

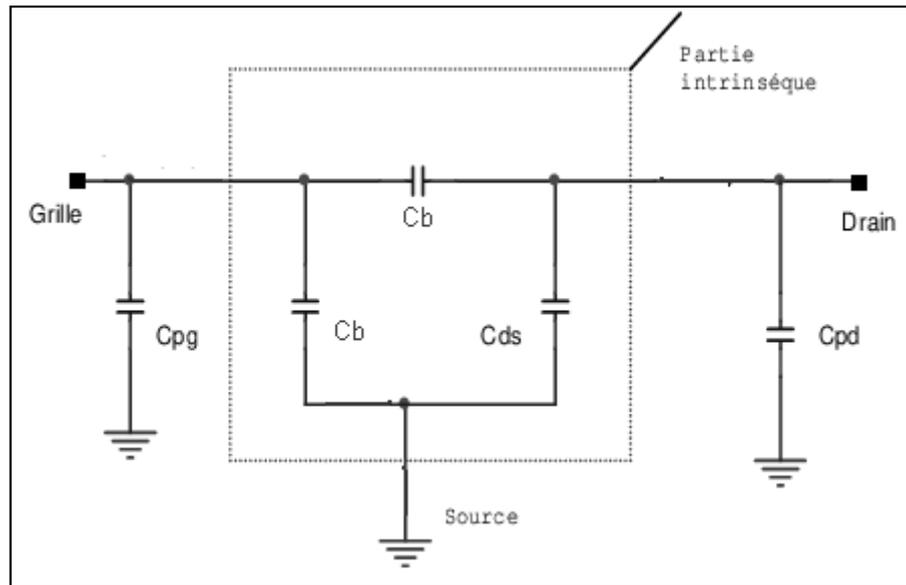


Figure 2.8 : Modélisation du transistor HEMT, pour les fréquences inférieures à quelques GHz en polarisation froide ($V_{ds}=0$ V et grille fortement en inverse ($V_{gs} \ll V_p$)) [60]

On peut extraire les capacités parasites C_{pg} et C_{pd} quand la zone active sous la grille étant totalement désertée, c'est-à-dire que le canal est fermé ($V_{ds}=0$ V, $V_{gs} \ll V_p$). Les effets dus aux inductances et aux résistances d'accès peuvent être négligées [60]. Les valeurs des capacités plots C_{pg} et C_{pd} sont calculées par les relations suivantes :

$$C_b = - \frac{Im(Y_{12})}{\omega} \quad (2.17)$$

$$C_{pg} = \frac{Im(Y_{11}) + 2.Im(Y_{12})}{\omega} \quad (2.18)$$

$$C_{pd} = \frac{Im(Y_{22}) + Im(Y_{12})}{\omega} \quad (2.19)$$

2.3.4.2 Détermination des éléments intrinsèques (du schéma équivalent du transistor) :

Une fois tous les éléments extrinsèques sont déterminés, nous pouvons directement extraire les éléments intrinsèques à partir de la matrice Y_{int} calculée

selon l'organigramme de la figure 2.9. [60] Connaissant tous les paramètres extrinsèques, et en utilisant la procédure d'épluchage dite de <deembedding > pour calculer la matrice admittance intrinsèque du schéma équivalent, cette procédure consiste en plusieurs transformation de matrice S vers une matrice impédance par élimination de l'élément série ou vers une matrice admittance par suppression de l'élément parasite parallèle. A partir de la matrice admittance intrinsèque du transistor, on peut remonter à chaque élément du schéma équivalent par les relations suivantes :

$$C_{gs} = \frac{(1+d_1^2)}{\omega} \times (Im\ ag(Y_{int11}) + Im\ ag(Y_{int12})) \quad (2.20)$$

$$R_i = \frac{d_1}{(1+d_1^2) \times (Im\ ag(Y_{int11}) + Im\ ag(Y_{int12}))} \quad (2.21)$$

$$C_{gd} = -\frac{(1+d_2^2)}{\omega} Im\ ag(Y_{int12}) \quad (2.22)$$

$$R_{gd} = -\frac{d_2}{(1+d_2^2) \times Im\ ag(Y_{int12})} \quad (2.23)$$

$$C_{ds} = \frac{Im\ ag(Y_{int22}) + Im\ ag(Y_{int12})}{\omega} \quad (2.24)$$

Ou:

$$d_1 = \frac{Real(Y_{int11}) + Real(Y_{int12})}{Im\ ag(Y_{int11}) + Im\ ag(Y_{int12})} \quad (2.25)$$

$$d_2 = \frac{Real(Y_{int12})}{Im\ ag(Y_{int12})} \quad (2.26)$$

$$g_{ds} = Real(Y_{int22}) + Real(Y_{int12}) \quad (2.27)$$

$$G = g_m \times \exp(-j\omega\tau) = (Y_{int21} + Y_{int12})(1 + j \times d_1) \quad (2.28)$$

$$(Temps\ de\ réponse)\ \tau = -\frac{1}{\omega} < (G) \quad (2.29)$$

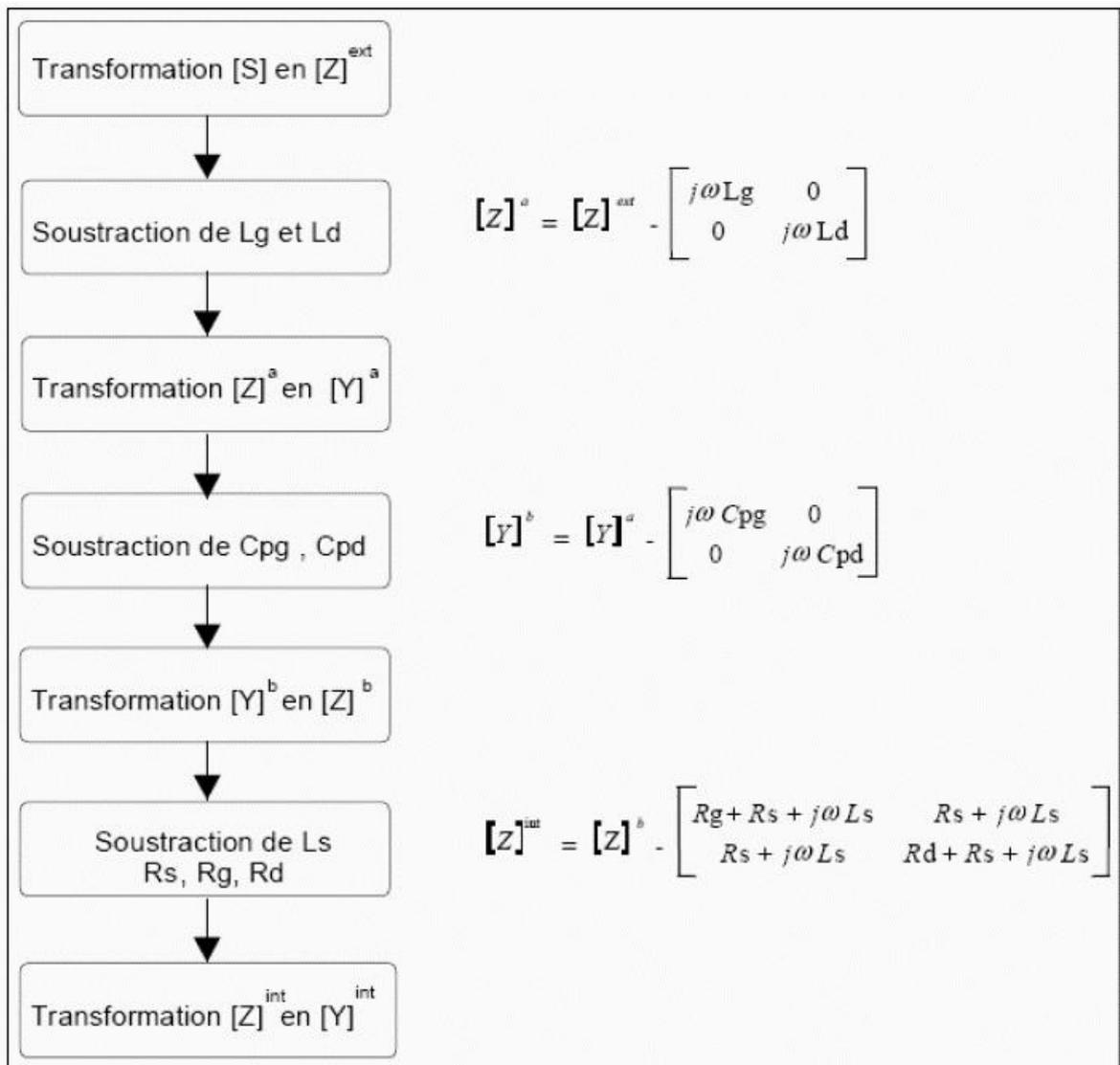


Figure 2.9 : Détermination de la matrice admittance intrinsèque du transistor [60]

Le tableau 2.1 et le tableau 2.2 illustrent les paramètres extraits des éléments extrinsèques et intrinsèques de notre transistor HEMT utilisé dans ce travail de longueur de grille 0,5 μm .

Tableau 2.1 : Valeurs extraites des paramètres optimisés des éléments extrinsèque d'un transistor large signal. Longueur de grille 0,5µm.

R _g (Ω)	R _d (Ω)	R _s (Ω)	L _g (pH)	L _d (pH)	L _s (pH)	C _{pg} (fF)	C _{pd} (fF)
5.61	3.4	2.37	52	48	2	20	16.74

Tableau 2.2 : Valeurs extraites des paramètres optimisés des éléments intrinsèque d'un transistor large signal. Longueur de grille 0,5µm.

G _m S / (ms)	R _i (Ω)	C _{gs} (fF)	C _{ds} (fF)	C _{gd} (fF)
1.2	14.53	462	22.6	65.2

2.4 Caractérisation du facteur de bruit :

Le facteur de bruit d'un HEMT est affecté par deux paramètres : le point de polarisation et l'impédance du générateur. Le facteur de bruit minimal NF_{min} est défini, en tenant compte des valeurs des éléments du schéma équivalent déterminés à partir des paramètres S mesurés et par l'extraction des paramètres petit signal par une équation empirique de Fukui [60] :

$$NF_{min} (dB) = 10 \text{Log} \left(1 + 2\pi k C_{gs} \sqrt{\frac{(R_s + R_g)}{G_m}} \right) \quad (2.30)$$

Sa fréquence de coupure est donnée par :

$$f_c = \frac{G_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})} \quad (2.31)$$

2.5 Validation grand signal:

L'extraction se fait en régime petit signal, il est important d'évaluer son comportement lorsque des signaux de puissance lui sont appliqués. Plusieurs systèmes de mesures sont utilisés pour valider le transistor en régime grand signal.

2.5.1 Mesures load-pull :

Pour déterminer les impédances d'adaptation, et pour obtenir un amplificateur de puissance radio fréquence optimisé, on utilise les mesures load-pull. Avant, ces mesures se faisait seulement à la fréquence fondamentale f_0 , aujourd'hui ces mesures se font aussi aux fréquences harmoniques $2f_0$ et $3f_0$.

Le banc de mesure « load-pull » vectoriel pour valider le modèle non-linéaire est présenté à la figure 2.10.

Ce banc permet d'effectuer des mesures de puissance calibrées dans le plan des pointes et d'optimiser les conditions d'adaptation, afin qu'on puisse observer les performances du composant en fonction des impédances de charges, et d'observer le niveau de puissance du signal.

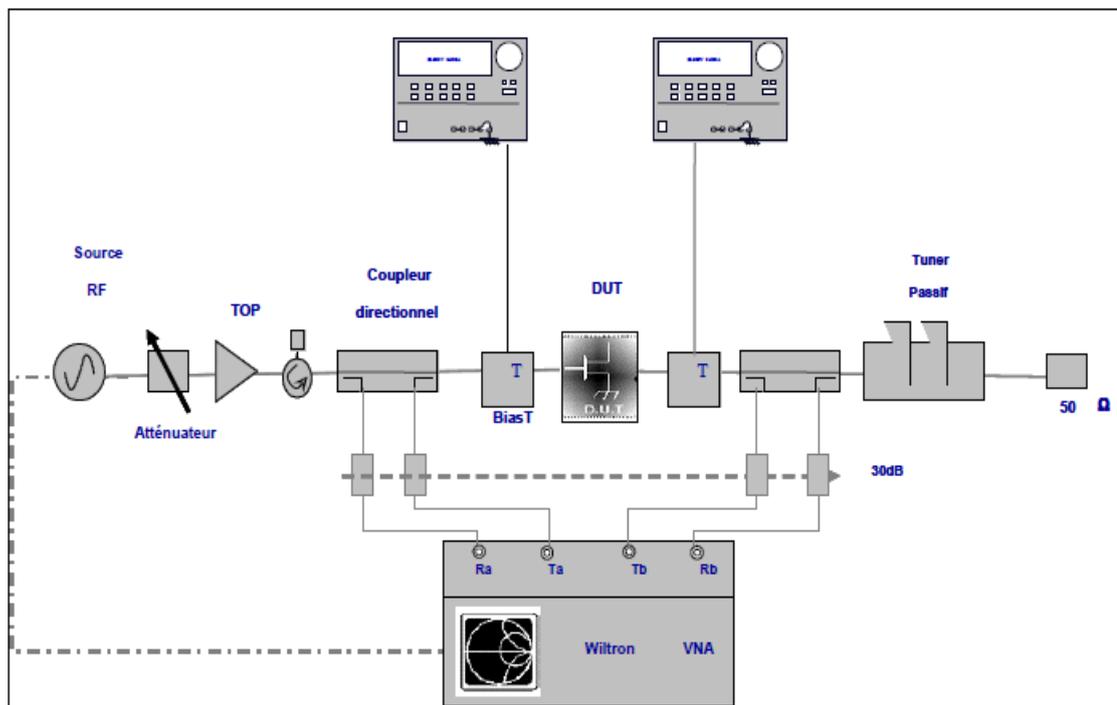


Figure 2.10 : Banc de mesures load-pull. [2]

Ce banc permet de mesurer le coefficient de réflexion en entrée du dispositif, ainsi que le gain en puissance et la puissance de sortie. Le calcul du rendement en puissance ajoutée (*PAE*) est alors obtenu comme suit :

$$PAE = \frac{P_s - P_{dispo} \cdot (1 - |\Gamma_e|)}{P_{dc}} \quad (2.32)$$

P_{dispo} représente la puissance disponible délivrée par le générateur.

Il permet aussi d'observer la variation de la phase du gain complexe (AM/PM) du transistor sous test en fonction de la puissance d'entrée du dispositif. Cette technique load-pull peut être utilisée pour la conception et l'optimisation des circuits électroniques tels les amplificateurs de puissance. Ce modèle comportemental peut également être utilisé comme un composant du système qui pourra être simulé.

2.5.2 Mesures des formes d'ondes temporelles LSNA : [26] [27] [28] [29] [30]

L'acquisition des signaux issus d'un dispositif actif soumis à un signal d'excitation de forte puissance nécessite la mesure des signaux incidents et réfléchis à la fréquence f_0 , et aux harmoniques. De plus, la mesure sera particulièrement représentative du comportement du dispositif sous test si les ondes mesurées sont les ondes calibrées dans les plans du DUT. Une première approche (naturelle) serait l'acquisition temporelle de ces signaux grâce aux oscilloscopes à échantillonnage. Cependant, plusieurs limitations intrinsèques à ces appareils sont à prendre en considération :

- La faible dynamique verticale (≤ 8 bits).
- Le manque de stabilité de la base de temps (Trigger).
- L'étalonnage standard des voies de mesures est réalisé dans les plans d'entrée de l'oscilloscope, et non dans les plans du DUT.

Afin de remédier à tous ces problèmes, la société Agilent NMDG a conçu un appareil de mesures dédié à la mesure grand signal. Cet appareil appelé LSNA (**L**arge **S**ignal **N**etwork **A**nalyser) qui permet d'acquérir les quatre signaux issus du dispositif sous test simultanément [31] avec une dynamique verticale de 65 dB et une bande passante du DC à 50 GHz. L'ensemble du système est synchronisé à partir d'un signal d'horloge de référence (10 MHz).

2.5.3 Présentation et principe du LSNA :

Le principe de base du LSNA repose sur la méthode de l'acquisition des quatre signaux RF (ondes incidentes et ondes réfléchies du quadripôle) issus du dispositif sous test. Ces signaux sont réalisés simultanément par la conversion de fréquence des signaux RF sous une bande de fréquence intermédiaire avec conservation des relations d'amplitude et de phase. Les fréquences intermédiaires sont les images rigoureuses des signaux RF. Cette opération est réalisée par le « down-converter box ». Puis, ces quatre signaux vont être échantillonnés puis numérisés. Les corrections sont faites par un logiciel en sortie des ADC (Analog to Digital Converter), possédant une grande dynamique (14 bits). La Figure 2.11 présente le schéma simplifié de la structure du LSNA.

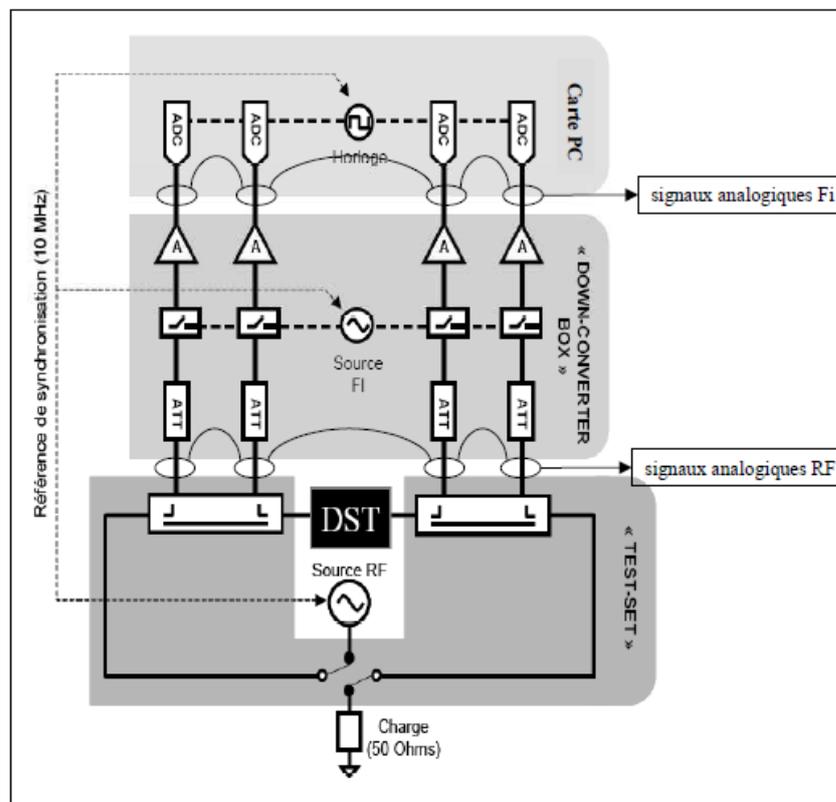


Figure 2.11 : Schéma d'un système LSNA. [2]

2.6 - Conclusion : [10]

Le but de ce chapitre, et de présenter la méthode de modélisation d'un transistor large signal. Nous avons tenté de présenter succinctement les types de modèles les plus connus, ainsi que les méthodes d'extraction les plus utilisées, avec une vue générale sur la modélisation des transistors de puissance.

On a pu noter que le tout est de bien appréhender les spécificités de chaque topologie, de bien connaître les phénomènes physiques qui affectent le transistor, afin de garder à l'esprit ce que l'on veut modéliser.

La technique d'optimisation que nous avons utilisée pour l'étude de notre transistor s'est avérée efficace.

Il faut bien noter qu'il est important de toujours demeurer critique, aussi bien sur les mesures que sur le modèle proposé, surtout lors de la dernière étape qui est la validation.

Le prochain chapitre portera sur les résultats mesuré et du modèle Angelov simulé avec extraction des paramètres optimisés d'un modèle de transistor bien défini.

CHAPITRE 3

MODELISATION DES ELEMENTS NON-LINEAIRE INTRINSEQUES D'UN TRANSISTOR LARGE SIGNAL DE LONGUEUR DE GRILLE 0,5 μ m

3.1 INTRODUCTION

Le modèle d'un élément quelconque est construit par des équations décrivant ses propriétés physiques. Le simulateur doit résoudre toutes ces équations à tous les points d'excitation requis par le concepteur. Le temps de calcul et de résolution d'un circuit dépend directement des équations et donc des modèles utilisés pour les composants [38] [49]. C'est vrai que la façon la plus rigoureuse de modéliser physiquement un transistor est de décrire les équations de base des semi-conducteurs dans les trois dimensions et de les appliquer dans des volumes infiniment petits. Ceci est très efficace lors de l'étude et de la conception d'un transistor, mais le temps de calcul s'avère tellement long qu'il est difficile d'appliquer une telle méthode pour la conception de circuits. C'est pour cette raison que nous avons préféré la modélisation empirique qui se caractérise par sa simplicité, sa rapidité d'extraction des paramètres ainsi qu'un temps de calcul numérique réduit [50]. Dans ce chapitre, nous présentons le modèle grand-signal que nous avons développé dans le cadre de cette thèse. En premier lieu, nous discutons l'approche de la modélisation grand-signal nécessaire à l'élaboration du modèle. Ensuite nous présentons une analyse sur les éléments intrinsèque en étudiant leur évolution en fonction de la polarisation de drain V_{ds} et de grille V_{gs} . Par la suite, nous donnons les équations grand-signal élaborées pour chaque élément intrinsèque d'un transistor grand signal de longueur de grille égale à 0,5 μ m, et d'extraire les paramètres optimisés du modèle Angelov. Ensuite nous présentons la validation de ce modèle, à travers des comparaisons entre simulations et mesures [50]. En derniers paragraphe, et après implémentation de tous les paramètres en classe AB sur le logiciel ADS, on va étudier un amplificateur faible bruit(LNA) ainsi que les trois étapes de conception de trois amplificateurs distribués en cascade uni-étage avec micro ruban, utilisant le modèle transistor d'Angelov.

3.2 Modélisation non-linéaire dans un composant- effets non-linéaire.

Pour illustrer l'effet non-linéaire, nous allons prendre un exemple d'un composant non-linéaire très simple et en extraire certains résultats. Prenons l'exemple d'un composant quelconque représenté sur la figure 3.1, où la tension V_1 est le signal d'excitation du composant et R_i une charge réelle. Ce composant présente une impédance réelle R_e et une source de courant i_d non-linéaire contrôlée par V_1 . i_d est une fonction du 3^{ème} ordre de V_1 donnée par :

$$i_d = g_1 V_1 + g_2 V_1^2 + g_3 V_1^3 \quad (3.1)$$

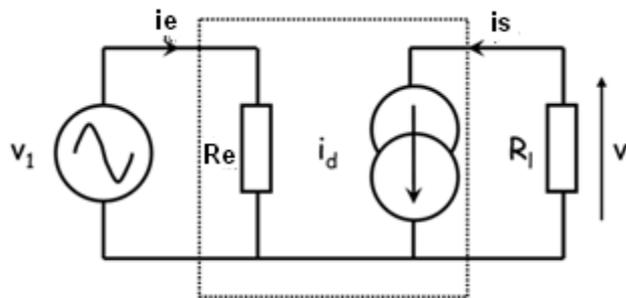


Figure 3.1 : Schéma équivalent électrique d'un composant hypothétique contenant une source de courant non-linéaire [50]

Les éléments g_i sont des transconductances d'ordre i . Le courant i_d non-linéaire est représenté sur la figure 3.2 en fonction de la tension statique V_1 . Sur la même figure, nous représentons le même courant, si les ordres 2 et 3 sont négligés, le courant i_d se réduit à une fonction linéaire de V_1 ($i_d = g_1 \cdot V_1$).

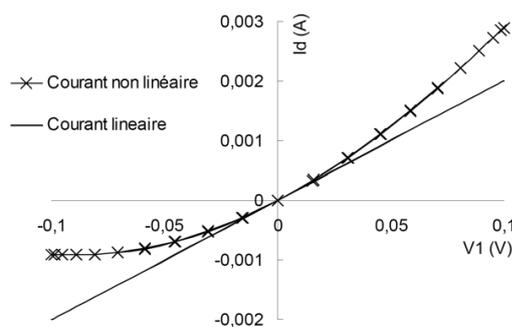


Figure 3.2 : Courants statiques, linéaire et non-linéaire en fonction de la tension d'entrée [50]

3.2.1 Distorsion harmonique :

Si la tension d'entrée est sinusoïdale d'amplitude A_0 de pulsation angulaire ω_0 $V=A_0\cos(\omega_0 t)$, le courant I_d dans la charge peut s'écrire:

$$I_d = g_1 A_0 \cos(\omega_0 t) + g_2 A_0^2 \cos^2(\omega_0 t) + g_3 A_0^3 \cos^3(\omega_0 t) \quad (3.2)$$

$$I_d = \left(\frac{g_2 A_0^2}{2}\right) + \left(g_1 A_0 + \frac{3g_3 A_0^3}{4}\right) \cos(\omega_0 t) + \frac{g_2 A_0^2}{2} \cos(2\omega_0 t) + \frac{g_3 A_0^3}{4} \cos(3\omega_0 t) \quad (3.3)$$

Et

$$V_{load} = \left(\frac{g_2 A_0^2}{2}\right) R I + \left(g_1 A_0 + \frac{3g_3 A_0^3}{4}\right) R I \cos(\omega_0 t) + \frac{g_2 A_0^2}{2} R I \cos(2\omega_0 t) + \frac{g_3 A_0^3}{4} R I \cos(3\omega_0 t) \quad (3.4)$$

Lorsque la source de courant est linéaire, la tension V_{load} est égale à :

$$V_{load_linéaire} = g_1 R I A_0 \cos(\omega_0 t) \quad (3.5)$$

L'équation (3.4) comporte des termes fréquentiels multiples de la fréquence fondamentale ω_0 , nommée harmoniques [51].

La figure 3.3 illustre les formes d'ondes temporelles de V_{charge} , $V_{charge_linéaire}$ et V_1 .

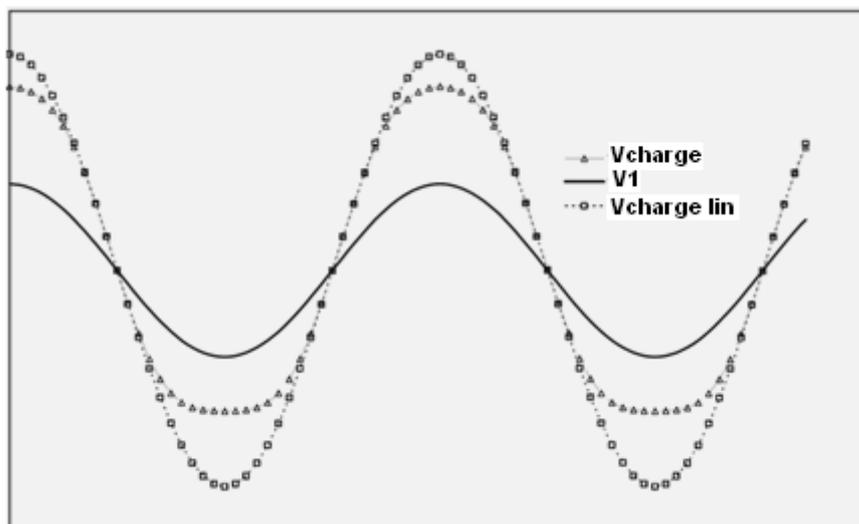


Figure 3.3 : Formes d'ondes temporelles du potentiel à l'entrée du composant v_{in} et du potentiel sur la charge V_{load} [50]

La figure 3.4, donne les informations du spectre des harmoniques du circuit ci-dessus.

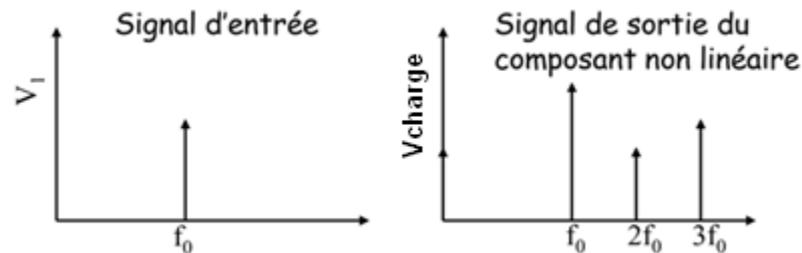


Figure 3.4 : Spectre obtenu à la sortie du composant non-linéaire excité par une Fréquence f_0 [50]

Le Tableau 3.1 résume les amplitudes de chaque harmonique.

Tableau 3.1 : Amplitudes des harmoniques 1 à 3 résultant du composant non-linéaire et du composant linéaire

Fréquence	DC	ω_0	$2\omega_0$	$3\omega_0$
Amplitude <i>I_{charge}</i>	$\frac{1}{2} g_2 A_0^2$	$g_1 A_0 + \frac{3}{4} g_3 A_0^3$	$\frac{1}{2} g_2 A_0^2$	$\frac{1}{4} g_3 A_0^3$
Amplitude <i>I_{charge_linéaire}</i>	-	$g_1 A_0^3$	-	-

Le développement de l'équation (3.2) en série de Fourier donne le même résultat que l'équation (3.4). Donc, l'amplitude de chaque harmonique correspond aux coefficients de Fourier C_n . Si :

$$I_d = g_1 V_1 + g_2 V_1^2 + g_3 V_1^3 + \dots + g_n V_1^n \quad (3.6)$$

Avec $n = 2K$ et K entier positif, les coefficients de Fourier résultants de dépendent de tous les éléments g_i . Le tableau 3.2 résume cette observation.

Tableau 3.2 : Eléments dont dépendent les coefficients de Fourier

Coefficient	DC	ω_0	$2\omega_0$	$3\omega_0$	$4\omega_0$	$n\omega_0$
	C_0	C_1	C_2	C_3	C_4	C_n
Dépend	$A_0, g_2, g_4, \dots, g_n$	$A_0, g_1, g_3, \dots, g_{n-1}$	$A_0, g_2, g_4, \dots, g_n$	A_0, g_3, \dots, g_{n-1}	A_0, g_4, \dots, g_n	A_0, g_n

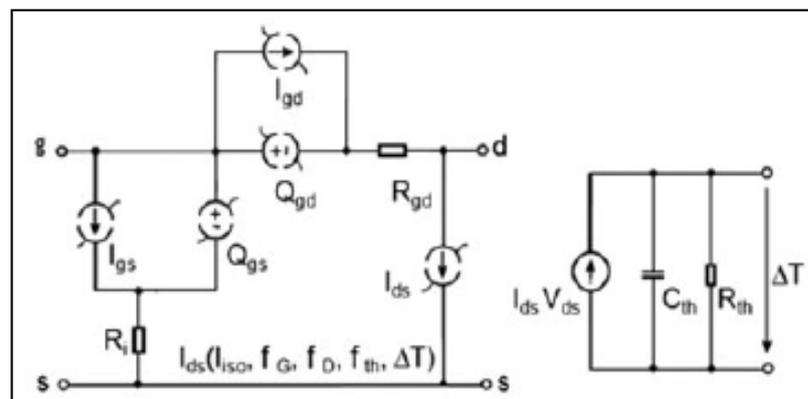
3.3 Modélisation d'un transistor HEMT/GaN large signal :

Le circuit équivalent en large signal d'un transistor HEMT/GaN qui inclue les éléments non-linéaire intrinsèque est représenté en figure 3.5. Les charges non-linéaires Q_{gs} et Q_{gd} représentent les charges des condensateurs non-linéaires de C_{gs} et C_{gd} du transistor large signal. Elles sont égales à : [52]

$$Q_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = \int_{(V_{gs0}, V_{ds0})}^{(V_{gs}, V_{ds})} C_{gs} dV_{gs} + \int_{(V_{gs0}, V_{ds0})}^{(V_{gs}, V_{ds})} C_{ds} dV_{ds}, \quad (3.7)$$

$$Q_{gd}(V_{gs}, V_{ds}) = \int_{(V_{gs0}, V_{ds0})}^{(V_{gs}, V_{ds})} C_{gd} dV_{gs} + \int_{(V_{gs0}, V_{ds0})}^{(V_{gs}, V_{ds})} (-C_{gd} - C_{ds}) dV_{ds}, \quad (3.8)$$

Ou : V_{gs0} et V_{ds0} sont des intégrales arbitraire du point de départ exprimées en pico coulomb.



(a)

Figure 3.5 : Circuit équivalent en large signal d'un HEMT. Eléments intrinsèques.

[52]

Le courant de grille I_g non-linéaire dépend de la longueur de grille, il est égal à la somme des courants non-linéaire I_{gs} (*grille-source*) et I_{gd} (*grille-drain*).

La puissance thermique dissipée au niveau du circuit en large signal est égale à :

$$P_{diss} = I_{ds} \cdot V_{ds} \quad (3.9)$$

Ou : R_{th} et C_{th} , représentent respectivement la résistance thermique, et le condensateur thermique. Si la tension diminue aux bornes de la résistance thermique, entraîne une augmentation ΔT de température (variation de température) dans le transistor. Le temps de retard thermique est donné par $\zeta = R_{th} \cdot C_{th}$ [6]

3.3.1 Les paramètres intrinsèques :

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les équations grand signal qui ont été élaboré afin de décrire le courant non-linéaire de drain. Une seule équation de courant doit être utilisée et doit être valable sur tous les régimes de fonctionnement. Ceci peut être facilement atteint avec une modélisation empirique. Cette modélisation de courant remonte au début des années 80, à l'époque où les composants à base de matériaux (MESFET et HEMT) étaient en pleine expansion dans les applications microondes [53] [54].

3.3.1.1 Modélisation grand signal de la source de courant I_{ds} :

Beaucoup d'équations grand-signal qui ont été élaborée afin de d'écrire la variation du courant de drain.

❖ Modèle d'Angelov :

Pour élaborer l'expression du courant de drain, nous nous sommes basés sur un modèle empirique existant. Il s'agit du modèle de courant d'Angelov développé pour les FET et publié en 1992, ce modèle étant déjà largement utilisé dans les laboratoires. Les équations décrivant le courant de drain sont données par :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{dA}(V_{gs}) I_{dB}(V_{ds}) \quad (3.10)$$

Les facteurs I_{dA} et le facteur I_{dB} sont respectivement dépendants de la tension V_{gs} et de la tension V_{ds} . Analytiquement, l'équation proposée par Angelov est :

$$I_{ds} = I_{pk} (1 + \tanh(\Psi)) (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (3.11)$$

I_{pk} est le courant pour lequel la transconductance est maximale, λ et α sont respectivement le paramètre de modulation du canal et le paramètre de saturation du composant. Ψ est un polynôme de V_{gs} centré sur V_{pk} donné par :

$$\Psi = P_{1m} (V_{gs} - V_{pk}) + P_{2m} (V_{gs} - V_{pk})^2 + P_{3m} (V_{gs} - V_{pk})^3 + \dots \quad (3.12)$$

$$V_{pk} = V_{pk0} + \gamma V_{ds} \quad (3.13)$$

V_{pk0} est la tension de grille pour laquelle la transconductance g_m est maximale.

Nous allons étudier d'abord, chacune des fonctions constituant l'équation du courant de drain et l'influence de chacun des paramètres. La fonction \tanh est utilisée à deux reprises dans le modèle d'Angelov.

- Le terme $\tanh(\alpha V_{ds})$

Dans l'équation 3.11 le terme $\tanh(\alpha V_{ds})$ décrit le courant de drain d'un transistor en fonction du potentiel V_{ds} . Le tracé de la fonction $\tanh(\alpha V_{ds})$ pour différentes valeurs de α est illustré sur la figure 3.6.

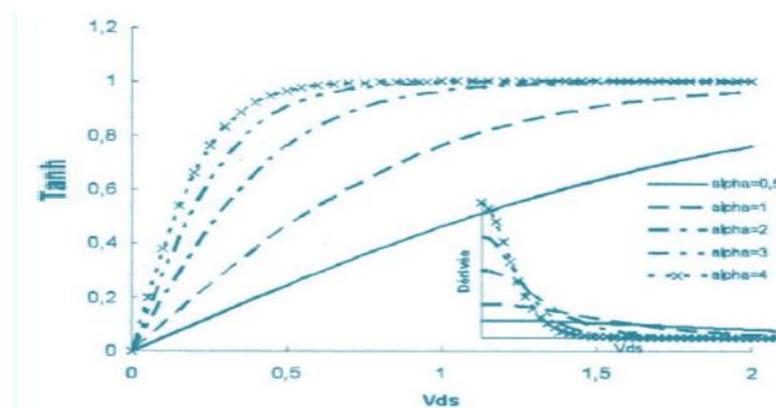


Figure 3.6 Evolution du terme $\tanh(\alpha V_{ds})$ en fonction de V_{ds} pour diverses valeurs de α . La sous-figure montre la dérivée dans le même intervalle de V_{ds} . [38]

Le paramètre α définit la pente du courant I_{ds} dans la zone linéaire, ainsi que la valeur pour laquelle le composant passe en régime de saturation. Ce paramètre doit être toujours positif et sa valeur doit être égale à :

$$\alpha = \frac{e}{V_{ds\ sat}} \quad (3.14)$$

Avec $V_{ds\ sat}$ est la valeur de V_{ds} pour laquelle on a la saturation.

- Le terme $(1+\lambda V_{ds})$

Le terme $\tanh(\alpha V_{ds})$ est modulé par une fonction linéaire de V_{ds} ($1+\lambda V_{ds}$). Cette fonction a pour incidence d'augmenter la pente du courant et d'assurer une dérivée (g_d) non nulle en saturation. La figure 3.7 montre le produit des éléments $\tanh(\alpha V_{ds})$ et $(1+\lambda V_{ds})$ en fonction de V_{ds} , paramétrées en λ . La valeur de α a été fixée à 2,2 ($V_{ds\ sat} = 1,23V$). La sous-figure 3.7 illustre la dérivée (g_d) de la fonction précédente par rapport à V_{ds} .

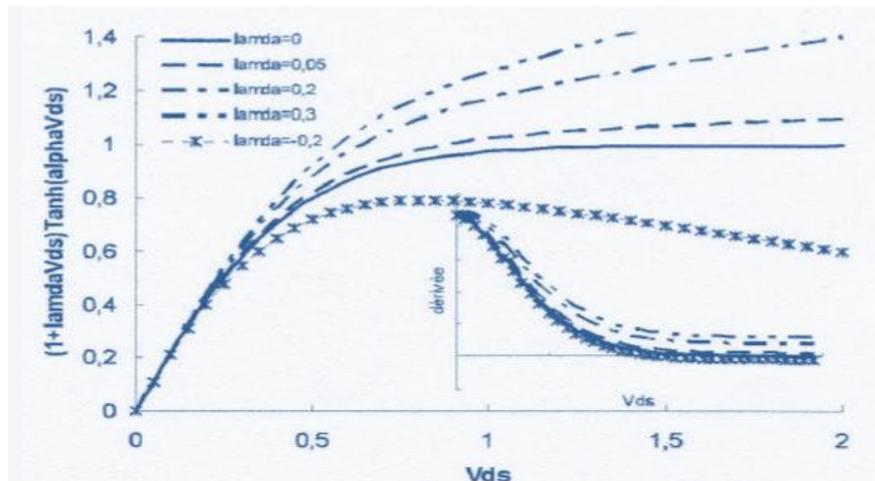


Figure 3.7 Evolution du produit $(1+\lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds})$ en fonction de V_{ds} pour diverses valeurs de λ . La sous-figure montre la dérivée dans le même intervalle de V_{ds} . [38]

- Le terme $(1+\tanh(\Psi))$:

Ce terme décrit la commande du courant par le potentiel de grille V_{gs} et donc l'effet transistor. A partir de ce terme est directement définie la transconductance g_m . Le modèle reprend les propriétés de \tanh dans l'intervalle : $-3 < \Psi(V_{gs}) < 2$. La figure 3.8 illustre la fonction $(1+\tanh(\Psi))$ ainsi que sa dérivée (g_m). A côté, sont illustrées Ψ et sa dérivée en fonction de V_{gs} . La figure 3.9 montre la pente sous le seuil ainsi que la valeur du courant à $V_{gs} = 0$.

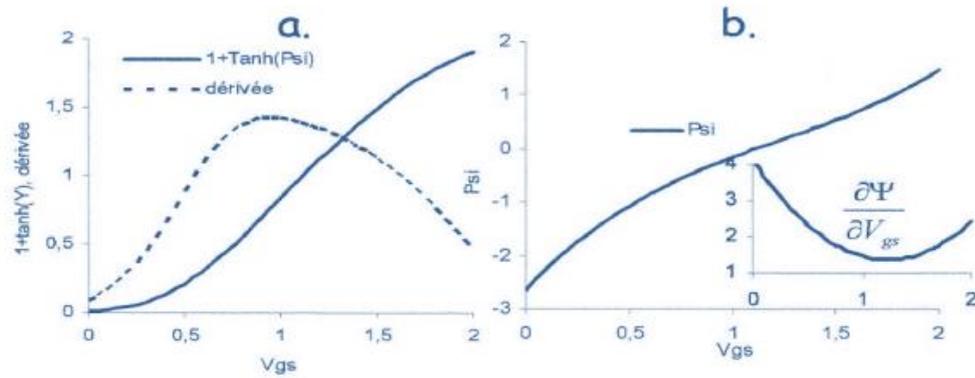


Figure 3.8 a. Evolution de $(1+\tanh(\Psi))$ et de sa dérivée en fonction de V_{gs} .
 b. Evolution de la fonction Ψ et de sa dérivée. [38]

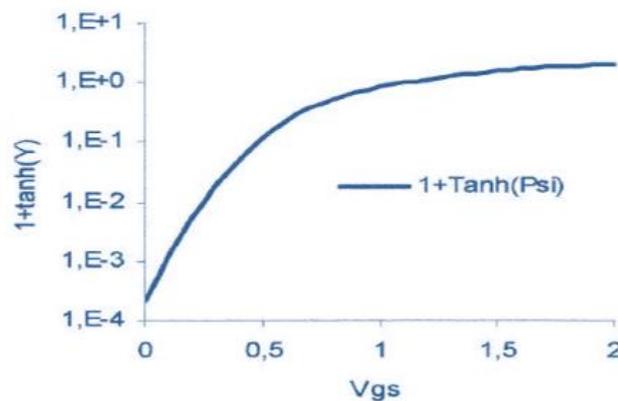


Figure 3.9 $(1+\tanh(\Psi))$ en fonction de V_{gs} en échelle logarithmique. Dépendance de la pente sous le seuil de Ψ . [38]

3.3.1.2 Modèle grand signal du courant drain I_{ds} d'un transistor large signal de longueur de grille $0,5 \mu\text{m}$.

La méthode pulsée minimise les effets thermiques. Les mesures expérimentales I_{ds} - V_{ds} effectuées par un banc d'impulsions pour $V_{gs0} = 0 \text{ V}$ et $V_{ds0} = 0 \text{ V}$. (où V_{gs0} et V_{ds0} représentent les valeurs initiales des tensions appliquées respectivement à la grille et au drain). La période de l'impulsion du banc de test est égale à 1 ms avec une largeur de $1 \mu\text{s}$. La figure 3.10, représente en mode pulsé la comparaison entre les mesures expérimentales (ligne continue noire) et le modèle d'Angelov simulé (ligne pointillée rouge), de I_{ds} en fonction de V_{ds} d'un transistor large signal de longueur de grille égale à $0,5 \mu\text{m}$. La tension grille-source varie de -5 V à 0 V et la tension drain-source varie de 0 à 40 V . La formule initiale simple du modèle de courant de drain d'Angelov est tirée de l'équation (3.11) :

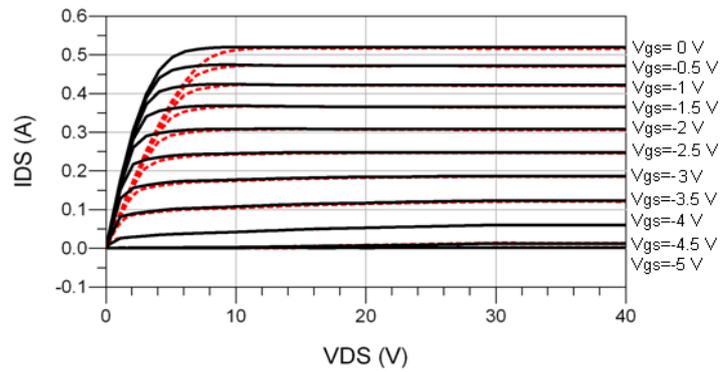


Figure 3.10 : Courant de drain I_{DS} mesuré d'un transistor large signal de longueur de grille $L_g = 0,5\mu\text{m}$ (ligne noire) et du modèle Angelov simulé (ligne pointillé rouge) pour : $V_{DS}=0\text{V}$, $V_{gs}=0\text{V}$

Le maximum du courant de drain (I_{dss} de saturation) est égal à 0,5A, pour des tensions de polarisation $V_{DS}=0\text{V}$ et $V_{gs}=0\text{V}$. Les valeurs expérimentales I_{ds} - V_{ds} sont optimisées par un outil logiciel d'ajustement de courbe. [55]

Le tableau 3.3 illustre les valeurs des paramètres optimisés des équations (3.11) et (3.12).

Tableau 3.3 : valeurs extraites des paramètres optimisés du modèle Angelov simulé du courant I_{DS}

I_{pk}	V_{pk}	λ	α	P_{1m}	P_{2m}	P_{3m}
0,39	-0,96	1.10^{-5}	0,25	0,20	0,061	0,051

3.3.1.3 Modélisation des capacités non-linéaire C_{gs} et C_{gd} :

Dans cette partie, on va décrire la variation respective des condensateurs non-linéaire C_{gs} et C_{gd} mesuré en fonction de la tension grille-source V_{gs} , en prenant comme exemple, cinq valeurs de la tension drain-source V_{ds} : ($V_{ds} = 10\text{V}$, $V_{ds} = 16\text{V}$, $V_{ds} = 20\text{V}$, $V_{ds} = 26\text{V}$, et $V_{ds} = 30\text{V}$). Sachant que la valeur du condensateur C_{gs} est égale à la dérivée partielle de la charge Q_{gs} par rapport à la tension V_{gs} à V_{ds} égale constante :

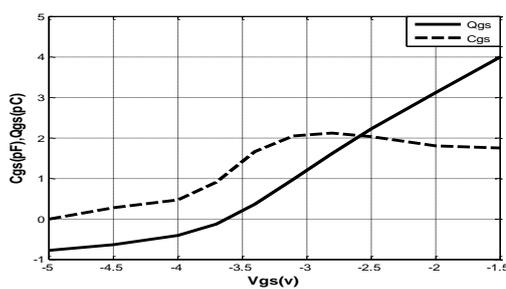
$$C_{gs} = \left| \frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gs}} \right| \text{ à } V_{gd} = \text{cte} \quad (3.15)$$

Les valeurs des condensateurs non linéaires C_{gs} et C_{gd} , représentent respectivement, la variation de la charge accumulée dans la zone dépeuplée située sous la grille et les effets réactifs entre les deux électrodes. Le

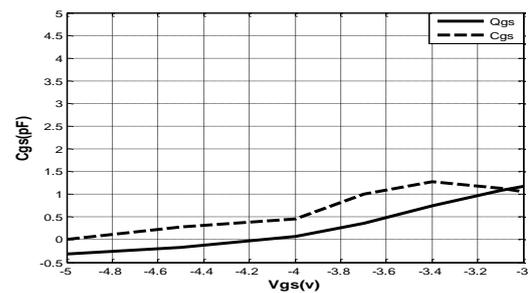
condensateur C_{gs} va se charger sous l'effet de cette charge à une valeur maximale. [56] Le tableau 3.4 illustre les valeurs maximales du condensateur C_{gs} en pico-Farad (pF).

Tableau 3.4 : Valeurs maximale du condensateur non-linéaire C_{gs} en picofarad pour : $V_{ds}=10V$, $V_{ds}=16V$, $V_{ds}=20V$, $V_{ds}=26V$ et $V_{ds}=30V$.

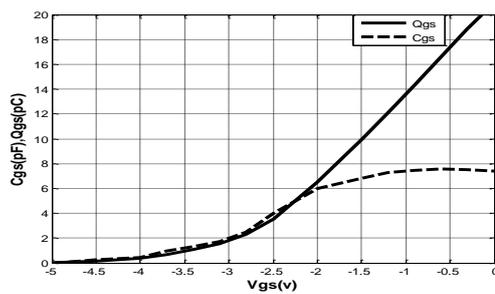
$V_{ds}(V)$	10V	16V	20V	26V	30V
$V_{gs}(V)$	-3	-3.4	-0.5	0	0
$C_{gs}(pF)$	2.1	1.25	7.6	4	3



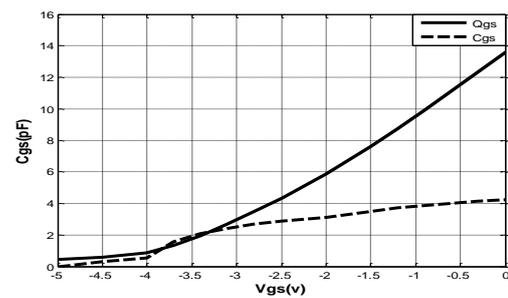
(a)



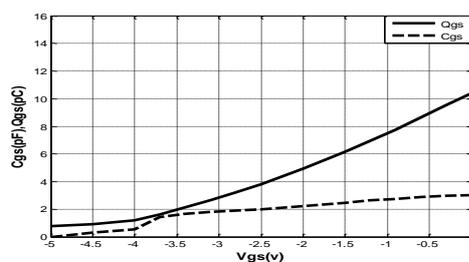
(b)



(c)



(d)



(e)

Figure 3.11 : Variation du condensateur non-linéaire C_{gs} mesuré et sa quantité de charge Q_{gs} en fonction de la tension V_{gs} pour : (a) : $V_{ds} = 10V$, (b) : $V_{ds}=16V$, (c) : $V_{ds}=20V$, (d) : $V_{ds}=26V$: et (e) : $V_{ds}=30V$.

Les figures 3.11(a), 3.11(b), 3.11(c), 3.11(d) et 3.11(e) représentent l'allure de la charge Q_{gs} et des valeurs mesurées du condensateur non linéaire C_{gs} en fonction de la tension grille-source V_{gs} , pour une tension drain-source égale à $V_{ds} = 10 \text{ V}$, 16 V , 20 V , 26 V et 30 V à V_{gd} constant. La tension V_{ds} crée un champ électrique dans le canal qui entraîne les électrons de la source vers le drain, formant ainsi un courant drain I_{ds} . Pour montrer la variation de charge Q_{gs} (qui représente la charge de la zone dépeuplée sous la grille), les valeurs de charge (exprimées en pC) ont été extraites en intégrant les valeurs expérimentales de C_{gs} avec un outil logiciel. Le transistor va être polarisé, si V_{gs} augmente, le nombre de charges va augmenter, jusqu'à ce que le canal soit fermé pour une tension de pincement [61] [62] [63]. Les sources de courant et de charge à grand signal non quasi statiques représentent respectivement les courants de conduction et de déplacement sur le nœud de grille, tandis que leur combinaison avec R_i et R_{gd} représente la réponse non instantanée de la charge dans le canal sous la grille par rapport aux variations des tensions d'entrée. Nous notons que C_{gs} augmente avec l'augmentation de V_{gs} . Lorsque $V_{gs} < -4,5 \text{ V}$, le dispositif est pincé et la couche de canal sous l'électrode de grille est complètement épuisée. C_{gs} n'est dominé que par la largeur de la région appauvrie, restant presque constante. Il y a une augmentation brutale autour de $V_{gs} = -4 \text{ V}$, car les porteurs sous la grille commencent à se déplacer. On peut conclure que la tension de seuil est comprise entre $-4,5 \text{ V}$ et -4 V . Sur la figure 3.11(e), on remarque qu'une valeur de C_{gs} est quasi constante pour V_{gs} qui varie de $-3,5 \text{ V}$ à 0 V , dans tout le réseau caractéristique I_{ds} - V_{ds} , à $V_{ds} = 30 \text{ V}$. Les valeurs de charges en pico-Farad pour les cinq valeurs de la tension drain-source V_{ds} sont illustrées dans le tableau 3.5

Le modèle d'Angelov du condensateur non-linéaire C_{gs} est donné par [56]:

$$C_{gs} = C_{gs0} + C_{gs1} (1 + \tanh(\Psi_1)) \cdot (1 + \tanh(\Psi_2)) \dots \quad (3.16)$$

Où : C_{gs1} et C_{gs0} représentent respectivement le condensateur parasite entre grille et source, et le coefficient du condensateur C_{gs1} . Ils sont exprimés en pF.

Ψ_1 et Ψ_2 sont donnés par :

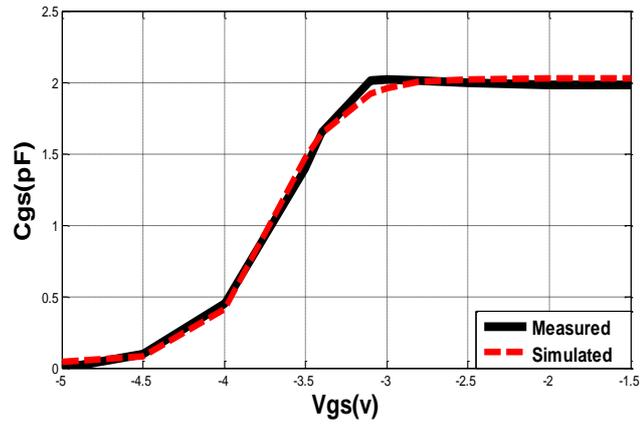
$$\Psi_1 = P_{10} + P_{11} \cdot V_{gs} + P_{111} \cdot V_{ds} \quad (3.17)$$

$$\Psi_2 = P20 + P21 \cdot V_{ds} \quad (3.18)$$

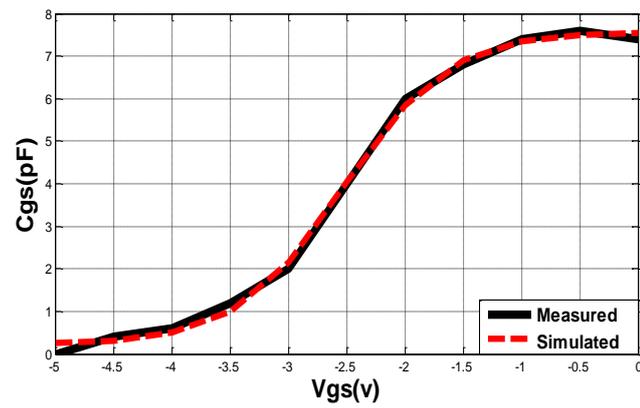
Tableau 3.5 : Valeurs des charges Q_{gs} en fonction de la tension grille-source V_{gs} pour un transistor large signal de longueur de grille $0,5\mu\text{m}$ pour : $V_{ds}=10\text{V}$, $V_{ds}=16\text{V}$, $V_{ds}=20\text{V}$, $V_{ds}=26\text{V}$ et $V_{ds}=30\text{V}$

$V_{gs}(\text{V})$	$V_{ds}=10\text{V}$ $Q_{gs} (\text{pC})$	$V_{ds}=16\text{V}$ $Q_{gs} (\text{pC})$	$V_{ds}=20\text{V}$ $Q_{gs} (\text{pC})$	$V_{ds}=26\text{V}$ $Q_{gs} (\text{pC})$	$V_{ds}=30\text{V}$ $Q_{gs} (\text{pC})$
-5	-0.783402	-0.30931	0.001299	0.460349	0.759152
-4.5	-0.644846	-0.16753	0.143911	0.604009	0.904669
-4	-0.409264	0.063659	0.371	0.870451	1.18073
-3.7	-0.138389	0.365408	0.661468	1.33861	1.60383
-3.4	0.360283	0.750731	1.06172	1.95732	2.1068
-3.1	0.971295	1.09019	1.57063	2.67647	2.64429
-2.8	1.60648	1.36794	2.31107	3.48431	3.20999
-2.5	2.2142	1.71968	3.51001	4.34225	3.81232
-2	3.11167	4.01222	6.49953	5.88906	4.91588
-1.5	3.98651	13.9574	9.89229	7.62285	6.14383
-1.2	4.74469	18.5196	12.0771	8.73907	6.93446
-0.9	6.16294	22.1549	14.3215	9.90252	7.76082
-0.6	7.50295	25.2035	16.5877	11.1061	8.61897
-0.3	8.95945	27.8458	18.8463	12.343	9.50506
0.0	10.5082	30.1803	21.0738	13.6071	10.4153

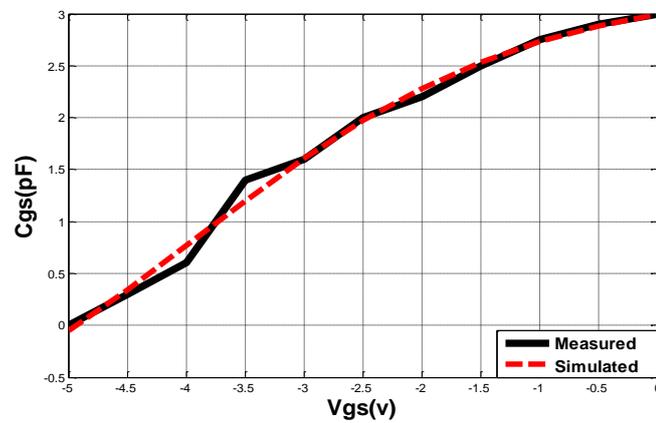
Les paramètres $P10$, $P11$, $P111$, $P20$ et $P21$ représentent les coefficients du polynôme Angelov. En se basant sur trois valeurs de la tension drain-source, les figures 3.12(a), 3.12(b) et 3.12(c) représentent les mesures expérimentales de C_{gs} et du modèle d'Angelov simulé pour $V_{ds}=10\text{ V}$, $V_{ds}=20\text{ V}$ et $V_{ds}=30\text{ V}$. Les valeurs des paramètres optimisées sont présentées dans le tableau 3.6 Les mesures expérimentales des C_{gs} sont optimisés par un logiciel. Nous observons un bon accord entre les valeurs expérimentales de C_{gs} et celle simulée du modèle d'Angelov.



(a)



(b)



(c)

Figure 3.12 : Courbes de C_{gs} mesuré (ligne noir) et du modèle Angelov simulé (pointillés rouge) pour une longueur de grille $L_g=0,5\mu\text{m}$ à : (a) : $V_{ds}=10\text{V}$,
 (b) : $V_{ds}=20\text{V}$, et (c) : $V_{ds}=30\text{V}$

Tableau 3.6 : Valeurs extraites des paramètres optimisés du condensateur non-linéaire C_{gs} du modèle Angelov simulé pour : $V_{ds}=10V$, $V_{ds}=20V$ et $V_{ds}=30V$.

	$V_{ds}=10V$	$V_{ds}=20V$	$V_{ds}=30V$
$C_{gs_{pi}}$	0.035526	0.21989	-1.5638
C_{gs_0}	0.50567	1.8387	1.2094
P_{10}	0.17653	0.10267	0.098224
P_{11}	2.3879	1.1071	0.35761
P_{111}	0.86521	0.1353	0.043191
P_{20}	0.10955	0.1055	0.10116
P_{21}	0.19901	0.20061	0.13063

Avant la modélisation en large signal du condensateur non-linéaire C_{gd} , on va représenter sa variation sur tout l'ensemble du réseau I_{ds} - V_{ds} , pour une tension grille-drain V_{gd} qui varie entre -45V et -35V pour une tension grille-source V_{gs} constante. La figure 3.13 représente la variation du condensateur non-linéaire C_{gd} mesuré sur tout le réseau I_{ds} - V_{ds} .

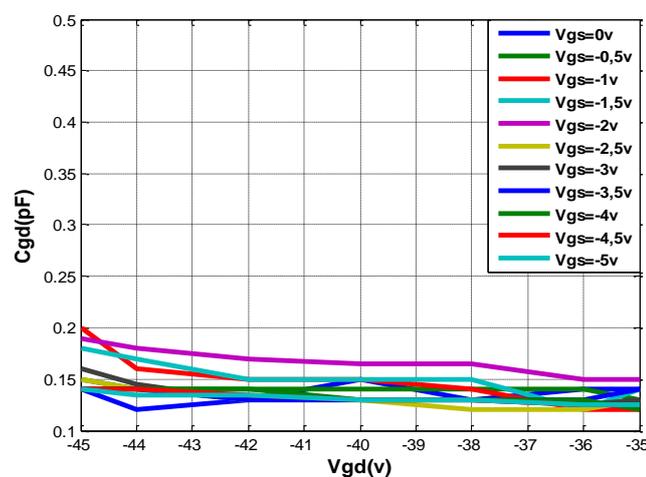


Figure 3.13 : Courbes du condensateur non-linéaire C_{gd} mesuré pour une longueur de grille $L_g=0,5\mu m$ en fonction de la tension grille-drain V_{gd} .

Les valeurs mesurées du condensateur C_{gd} sont faibles par rapport aux valeurs de C_{gs} , elles sont quasi-constantes et presque égales. Elles varient entre 0.12 pF et 0.18 pF.

Pour extraire les coefficients du modèle d'Angelov du condensateur C_{gd} , on va choisir la courbe de C_{gd} qui correspond à la tension V_{gs} égale à -3.5V et V_{ds} égale à 30V (**classe AB**).

Les valeurs mesurées de C_{gd} sont égales à la dérivée partielle des charges de Q_{gd} par rapport à la tension grille-drain V_{gd} pour une tension grille-source V_{gs} égale constante.

$$C_{gd} = \left. \frac{\partial Q_{gd}}{\partial V_{gd}} \right|_{V_{gs}=\text{cte}} \quad (3.19)$$

Ces valeurs des charges calculées en pico coulomb à partir de l'équation (3.8) pour $V_{gs}=-3.5V$ et $V_{ds}=30V$, sont représentées dans le tableau 3.7.

Tableau 3.7 : Valeurs des charges calculées de Q_{gd} en fonction de la tension grille-drain V_{gd} pour : $V_{gs} = -3.5V$, et $V_{ds}=30V$.

V_{gd}(V)	Q_{gd} (pC)
-45	-4.31294
-44	-4.17702
-43	-4.04274
-42	-3.90965
-41	-3.77818
-40	-3.64806
-39	-3.51693
-38	-3.38619
-37	-3.25731
-36	-3.12923
-35	-2.99354

L'équation du modèle Angelov en large signal du condensateur non-linéaire C_{gd} est donnée par : [57]

$$C_{gd} = C_{gdpi} + C_{gd0} (1 + \tanh(\Psi_3)) (1 + \tanh(\Psi_4)) + 2P111 \quad (3.20)$$

Où : C_{gdpi} et C_{gd0} représentent respectivement la capacité parasite grille-drain, et le coefficient du condensateur C_{gd} exprimé en pF.

Avec : $\Psi_3 = P30 - P31 \cdot V_{ds} \quad (3.21)$

Et $\Psi_4 = P40 + P41 \cdot V_{gd} - P111 \cdot V_{ds} \quad (3.22)$

Les coefficients C_{gdpi} , C_{gd0} , $P30$, $P31$, $P40$, et $P41$ sont les paramètres à optimiser du modèle Angelov. La figure 3.14 illustre l'allure du condensateur non-linéaire C_{gd} mesuré et du modèle Angelov simulé en classe AB. Le tableau 3.8 représente les valeurs des paramètres optimisés de l'équation (3.20) pour les trois valeurs de la tension drain-source V_{ds} , à $V_{gs} = -3.5V$.

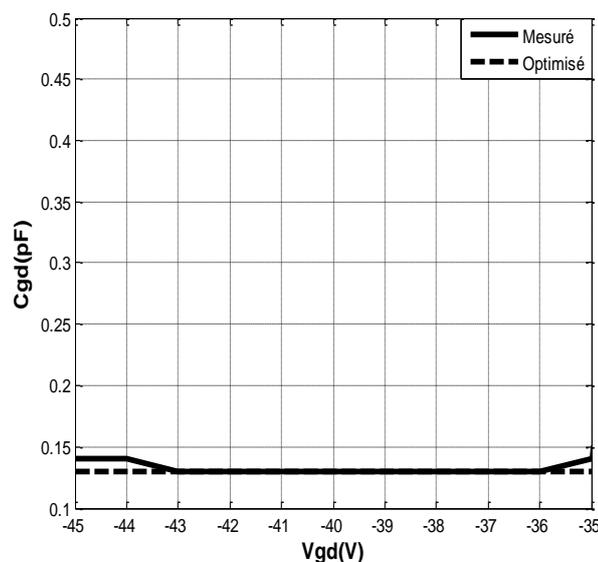


Figure 3.14 : Allure du condensateur non-linéaire C_{gd} mesuré pour une longueur de grille $L_g = 0,5\mu m$ (ligne noire) et du modèle Angelov simulé (pointillés) pour $V_{gs} = -3.5V$ et $V_{ds} = 30V$ (classe AB).

Tableau 3.8 : Valeurs extraites des paramètres optimisés du condensateur non-linéaire C_{gd} du modèle Angelov pour $V_{gs}=-3.5V$, $V_{ds}=10V$, $V_{ds}=20V$, et $V_{ds}=30V$.

	$V_{ds}=10V$ Pour $P111=0.86521$	$V_{ds}=20V$ Pour $P111=0.135$	$V_{ds}=30V$ Pour $P111=0.04319$
C_{gdpi} (pF)	0.13	0.13	0.13
C_{gd0} (pF)	4.6705	0.3970	0.0195
$P30$	-0.6039	0.0644	0.0967
$P31$	7.1394	0.8130	0.1981
$P40$	0.1000	0.1000	0.1000
$P41$	0.1000	0.1000	0.1000

3.3.1.4 Modélisation du courant de grille I_g :

En figure 3.5, le courant de grille en large signal I_g mesuré est égal à la somme des courants grille-source (I_{gs}) et grille-drain (I_{gd}). La figure 3.15 représente la variation du courant de grille I_g mesuré en fonction de la tension grille-source V_{gs} , pour les trois valeurs de tension V_{ds} .

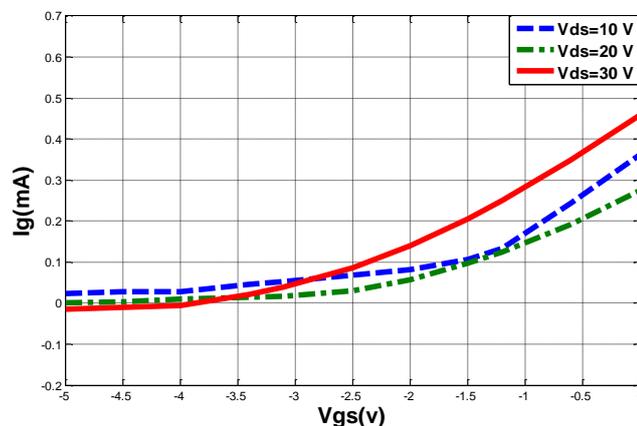


Figure 3.15 : Courbes du courant de grille I_g mesuré en fonction de V_{gs} pour : $V_{ds}=10V$, $V_{ds}=20V$ et $V_{ds}=30V$. Longueur de la grille $L_g=0.5\mu m$.

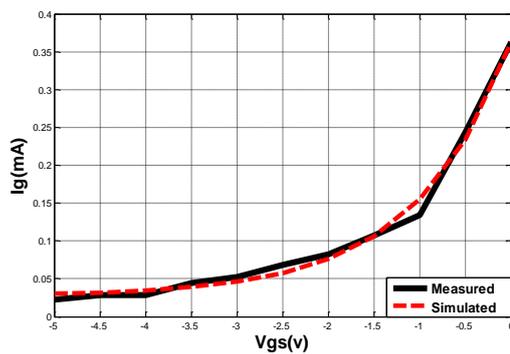
Cette variation correspond à l'allure de la caractéristique d'une diode en direct, dû au contact de la grille (diode Schottky), sa tension de conduction dépend de la

longueur de grille. Les tensions de conduction sont égales à -1.5V pour $V_{ds}=10\text{V}$; -3.7V pour $V_{ds}=20\text{V}$; et -4.5V pour $V_{ds}=30\text{V}$. L'expression du modèle Angelov du courant de grille I_g est donnée par : [58]

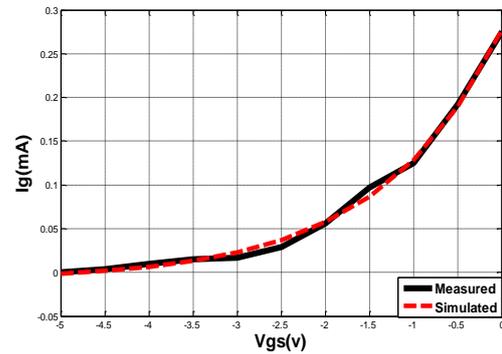
$$I_g = I_{g0} [\exp(AV_{gs}) - 1] + I_{g1} [\exp(BV_{gd}) - 1] \quad (3.23)$$

Ou : I_{g0} , I_{g1} , A , et B sont les paramètres à optimiser.

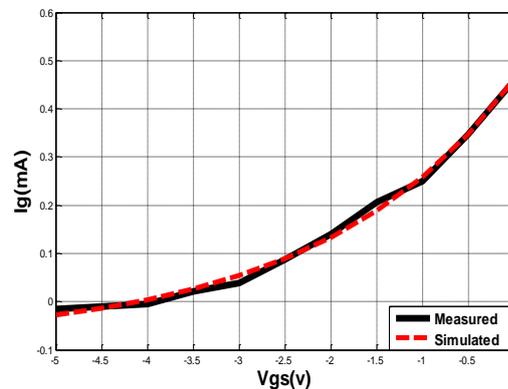
Les figures 3.16(a), 3.16 (b) et 3.16 (c) représentent les courbes du courant de grille I_g et du modèle d'Angelov simulé en fonction de la tension V_{gs} . Le tableau 3.9 illustre les valeurs des paramètres optimisés par les outils d'ajustement de courbe pour : $V_{ds} = 10\text{V}$, $V_{ds} = 20\text{V}$ et $V_{ds} = 30\text{V}$.



(a)



(b)



(c)

Figure 3.16 : Courant de grille I_g mesuré pour une longueur de grille $L_g=0,5\mu\text{m}$ (ligne noir) et du modèle Angelov simulé (pointillés rouge) en fonction de la tension grille-source V_{gs} , pour : (a) : $V_{ds}=10\text{V}$, (b) : $V_{ds}=20\text{V}$, et (c) : $V_{ds}=30\text{V}$

Tableau 3.9 : Valeurs extraites des paramètres optimisés du courant de grille I_g du modèle Angelov pour : $V_{ds}=10V$, $V_{ds}=20V$ et $V_{ds}=30V$.

	$V_{ds}=10V$	$V_{ds}=20V$	$V_{ds}=30V$
I_{g0} (mA)	0.33496	0.28537	0.53925
I_{g1} (mA)	0.96268	0.73233	0.46799
A	0.36493	-0.28123	-0.46469
B	0.12405	0.10395	0.11756

3.4. Implémentation du modèle dans un simulateur :

Le modèle de type phénoménologique utilisé nécessite d'être implémenté dans un logiciel de simulation électrique pour circuits. Parmi les nombreux logiciels existants, nous avons choisi le logiciel ADS (Advanced Design System) d'Agilent Technologies largement utilisé par les concepteurs de circuits intégrés en microondes.

Une fois que les paramètres optimisés du courant I_{ds} et celle des condensateurs non-linéaire C_{gs} et C_{gd} , ainsi que le courant de grille I_g extraits par optimisation à partir de leurs équations d'Angelov large signal en fonction des tensions V_{gs} et V_{ds} , il faut implémenter ces valeurs dans un simulateur.

En hyperfréquences, on s'intéresse beaucoup plus à la région de saturation. Par conséquent, cette région aura une priorité quant à la précision du modèle. Nous utilisons le modèle: ANGELOVM : de la bibliothèque (Advanced Design System), pour les valeurs optimisées à $V_{ds}= 30 V$. **Figure 3.17.**

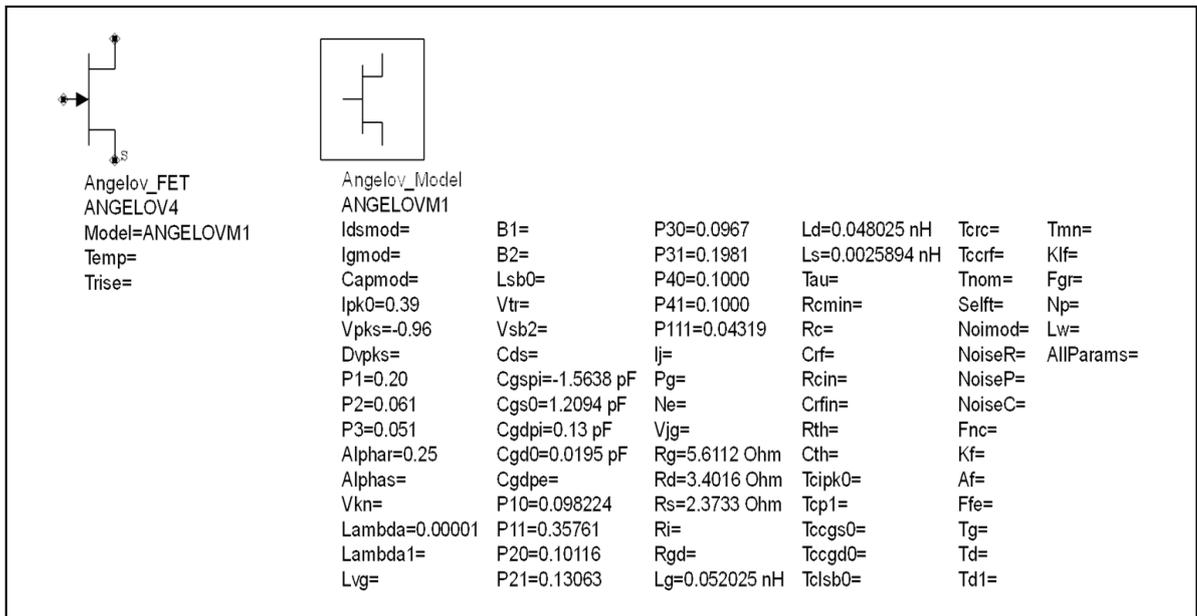


Figure 3.17 : Modèle ANGELOV de la bibliothèque ADS (Advanced Design System) pour $V_{ds}=30$ V.

3.5 Validation du transistor Angelov par les valeurs optimisées en (classe AB) $V_{ds}=30$ V et $V_{gs}=-3,5$ V

Les paramètres optimisés du modèle Angelov sont implémentés dans le logiciel ADS à la fréquence $f=1$ GHz. Les résultats simulés sont présentés dans les figures 3.18(a), 3.18(b) et 3.18(c) de la puissance de sortie P_s et du rendement (PAE) en fonction de la puissance d'entrée P_e , pour $V_{ds} = 10$ V, $V_{ds} = 20$ V, et $V_{ds} = 30$ V. On constate que, la puissance de sortie augmente linéairement jusqu'à la saturation. Cela prouve que le transistor fonctionne en large signal. Dans la zone linéaire, la puissance d'entrée varie de -15 dBm à 29,5 dBm, pour $V_{ds} = 10$ V, de -15 dBm à 22 dBm pour $V_{ds} = 20$ V, et de -15 dBm à 21 dBm pour $V_{ds}=30$ V.

Le tableau 3.10 résume les valeurs de la puissance de sortie P_{sMAX} et du rendement PAE_{MAX} simulées en fonction de la puissance d'entrée P_e du modèle transistor d'Angelov, pour les trois tensions drain-source. On remarque que la puissance de sortie P_s est maximale pour les valeurs optimisées à $V_{ds} = 30$ V.

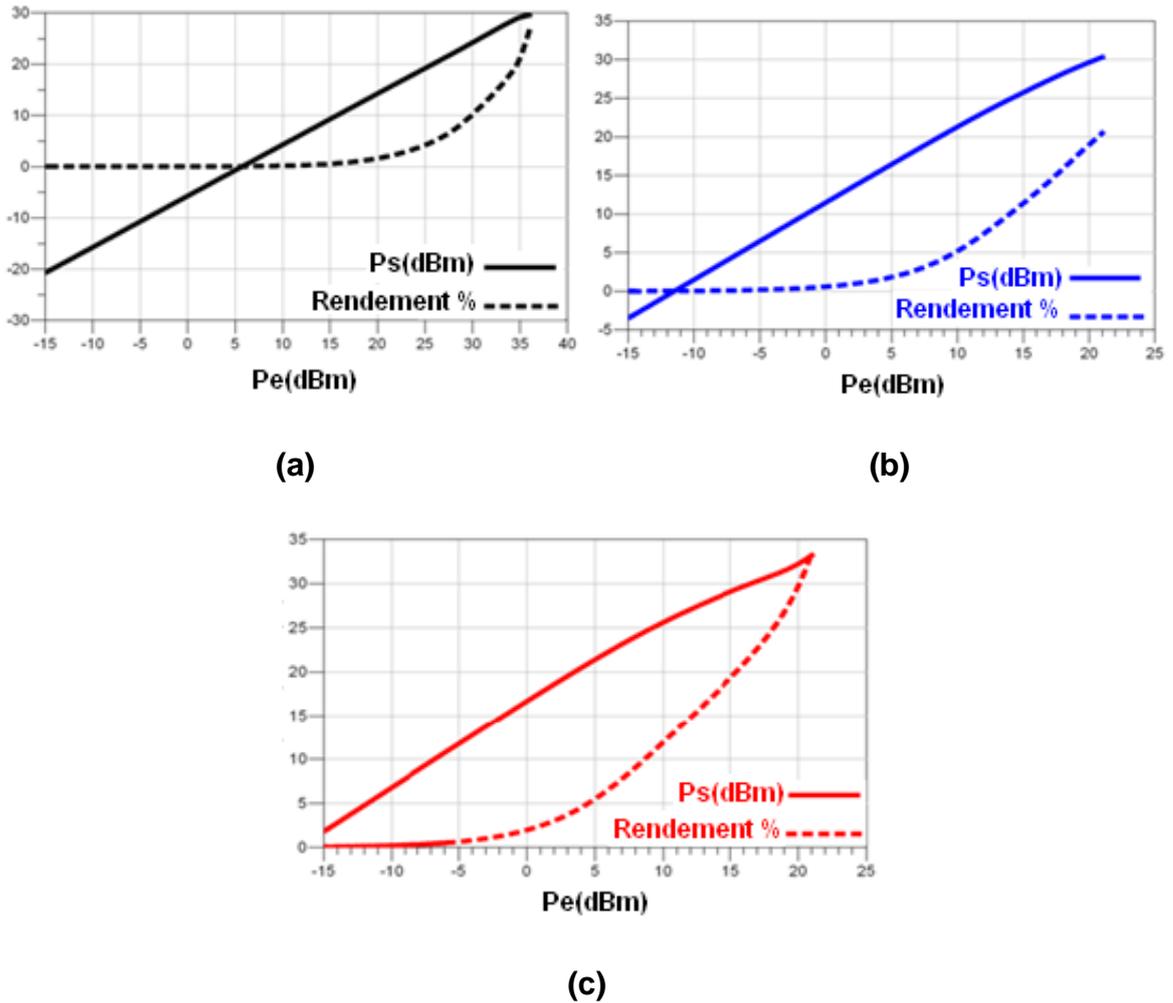


Figure 3.18: Puissance de sortie P_s et le Rendement simulés en fonction de la puissance d'entrée P_e du transistor Angelov pour : (a): $V_{ds}=10\text{ V}$, (b): $V_{ds}=20\text{ V}$, (c): $V_{ds}=30\text{ V}$ à $f=1\text{ GHz}$.

Tableau 3.10: Puissance de sortie et le Rendement en fonction de la puissance d'entrée P_e à : $V_{ds}=10\text{ V}$, $V_{ds}=20\text{ V}$, et $V_{ds}=30\text{ V}$.

	$V_{ds}=10\text{ V}$	$V_{ds}=20\text{ V}$	$V_{ds}=30\text{ V}$
P_e (dBm)	36	22	21
P_s MAX (dBm)	29.56	30.30	33.20
Rendement (%)	26.62	20	33.51

3.6 Validation d'un transistor large signal de longueur de grille $L_g=0,5\mu\text{m}$

(Avec le banc d'essai) :

Afin de vérifier le modèle que nous avons établi, une première validation peut être prouvée à partir des mesures en paramètres [S] qui ont été effectuées et qui ont servi dans les différentes étapes de la modélisation. Les valeurs de la tension grille ont été choisi arbitrairement. Les Figures 3.19 ; 3.20 et 3.21 montrent la comparaison entre la mesure et la simulation pour les trois tensions drain : ($V_{ds}=10V$; $V_{gs}=1V$) ; ($V_{ds}=20V$; $V_{gs}=-1V$) ; et ($V_{ds}=30V$; $V_{gs}=-1V$) qui correspondent aux paramètres [S] du transistor large signal de longueur de grille égale à $0,5\mu\text{m}$. La bande de fréquence d'analyse est de : 45MHz-40 GHz. On remarque que pour la polarisation du transistor à $V_{ds}=30\text{ V}$ et $V_{gs}=-1\text{ V}$, les valeurs mesurées des paramètres S correspondants presque aux valeurs simulées.

3.6.1 Validation load-pull :

En mesures load-pull et avec le banc d'essai de la figure 2.10 en chapitre 2, les résultats obtenus de la puissance de sortie P_s exprimé en dBm mesuré et simulés en fonction de la puissance d'entrée P_e ainsi que les harmoniques sont représentés en figure 3.22 ($V_{ds}=10\text{ V}$, $V_{gs}=2\text{ V}$), figure 3.23 ($V_{ds}=20\text{ V}$, $V_{gs}=-3,5\text{ V}$), et ($V_{ds}=30\text{ V}$ et $V_{gs}=-3,5\text{ V}$), figure 3.24

Au point de fonctionnement classe AB, ($V_{ds}=30\text{ V}$ et $V_{gs}=-3,5\text{ V}$), à la fréquence égale à 1GHz, la puissance de sortie P_s mesurée et simulée du transistor sont respectivement égales à 28dBm et 25dBm pour une puissance d'entrée P_e égale à 9,5dBm. Les deux puissances représentent la fondamentale du signal de sortie comme illustre la figure 3.24(a). En figure 3.24(b), la puissance maximale de sortie P_s mesurée et la puissance maximale de sortie P_s simulée sont atténuées respectivement de 12dBm, et 11dBm. Elles représentent la deuxième harmonique du signal de sortie. En figure 3.24(c), la puissance maximale P_s mesuré maximale est atténuée de 28dBm, et la puissance P_s simulé est atténué de 21dBm. Elles représentent la troisième harmonique du signal de sortie. Une bonne concordance de la puissance de sortie simulé du transistor Angelov à celle simulé du banc d'essai pour $V_{ds}=30\text{ V}$ et $V_{gs}=-3,5\text{ V}$.

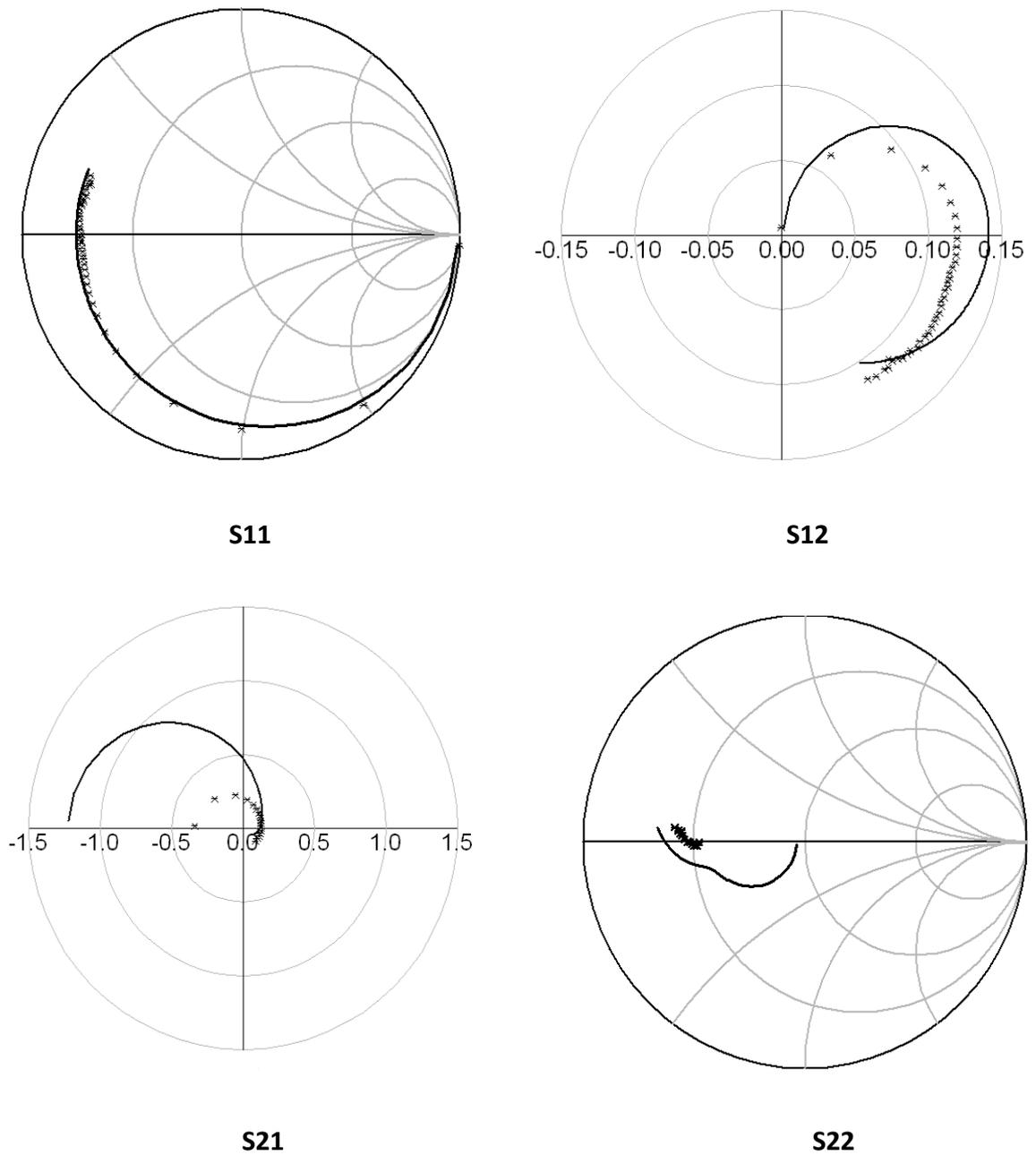


Figure 3.19 : Paramètres-S- en large signal de 45MHz à 40GHz. Mesuré (Etoile) et simulés (ligne noir) longueur de grille $L_g=0,5\mu\text{m}$ pour : $V_{ds}=10\text{V}$ et $V_{gs}=1\text{V}$.

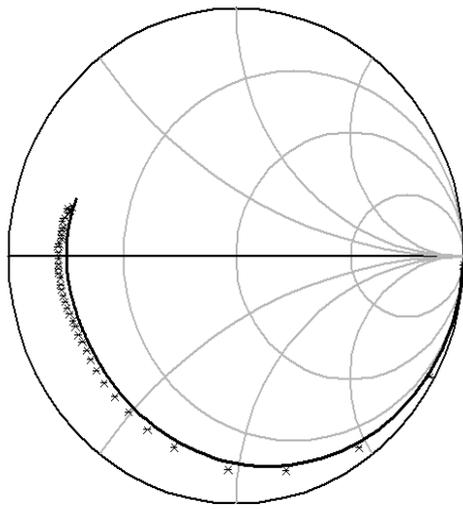
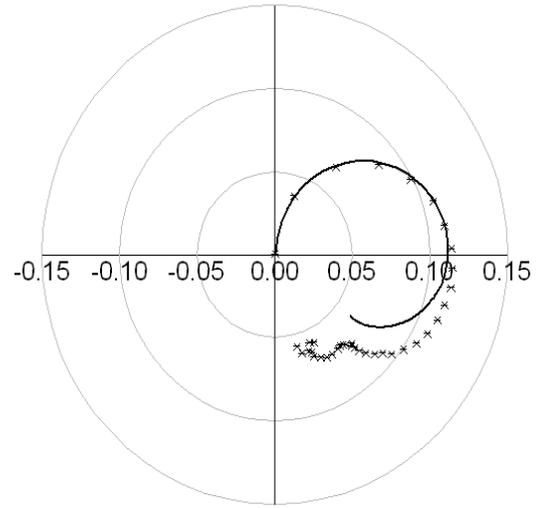
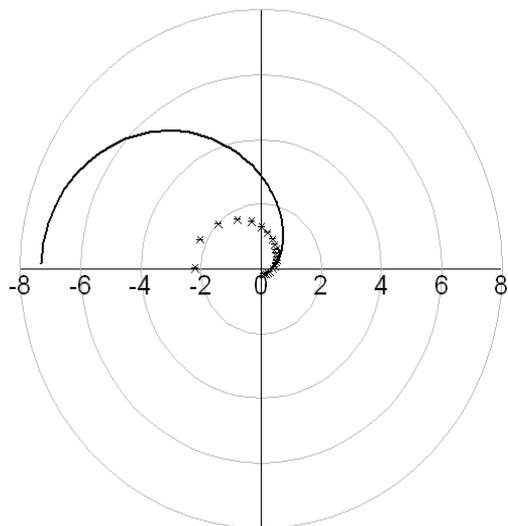
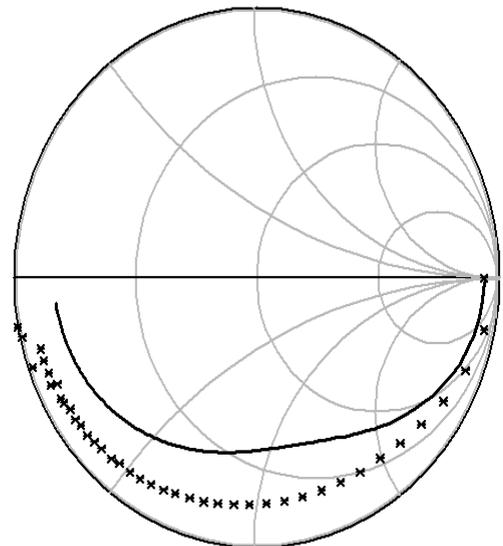
**S11****S12****S21****S22**

Figure 3.20 : Paramètres-S- large signal de 45MHz à 40GHz. Mesuré (Etoile) et Simulés (ligne noir) longueur de grille $L_g=0,5\mu\text{m}$ pour : $V_{ds}=20\text{V}$ et $V_{gs}=-1\text{V}$.

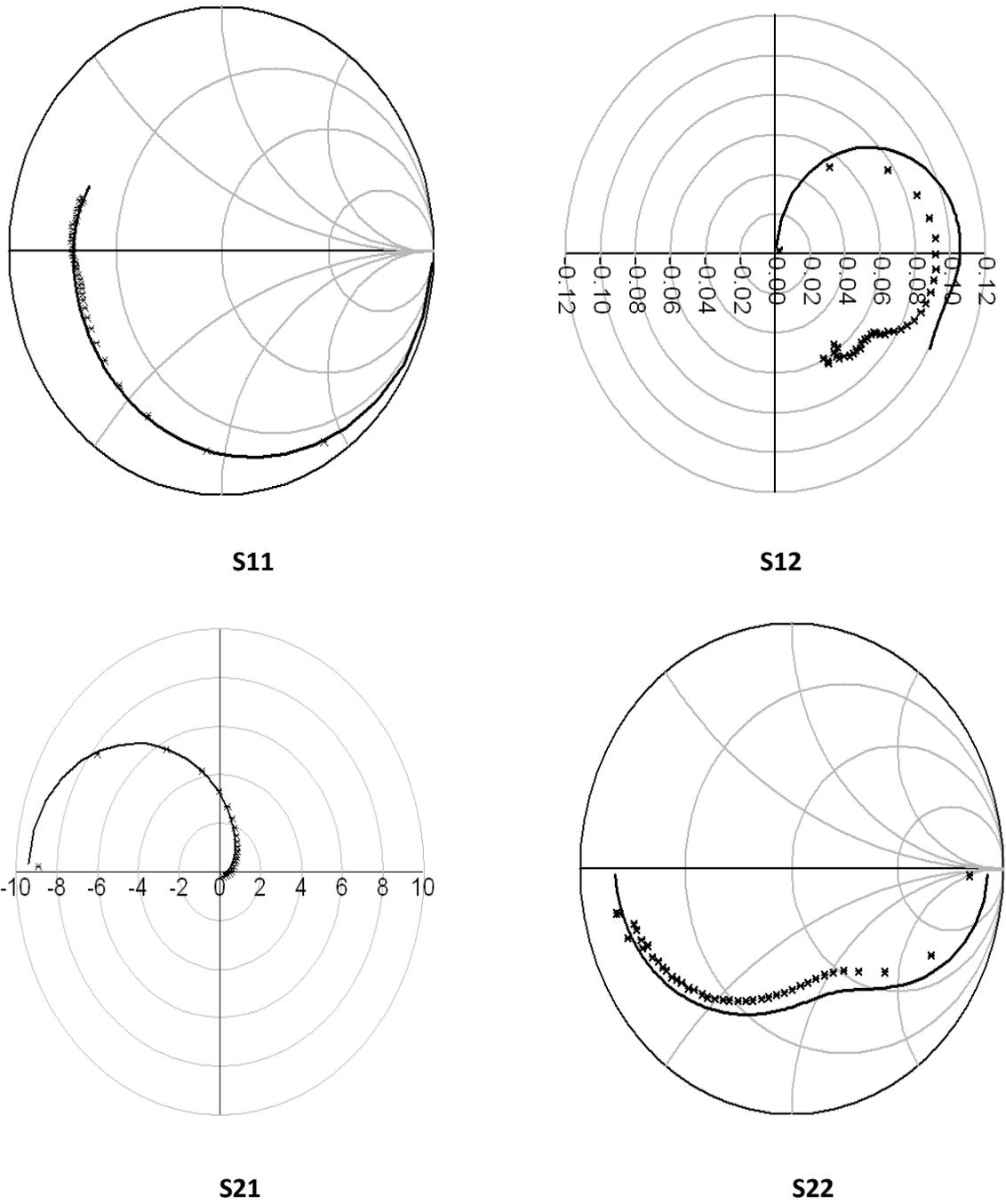


Figure 3.21 : Paramètres-S- large signal de 45MHz à 40GHz .Mesuré (Etoile) et Simulés (ligne noir) longueur de grille $L_g=0,5\mu\text{m}$ pour : $V_{ds}=30\text{V}$ et $V_{gs}=-1\text{V}$.

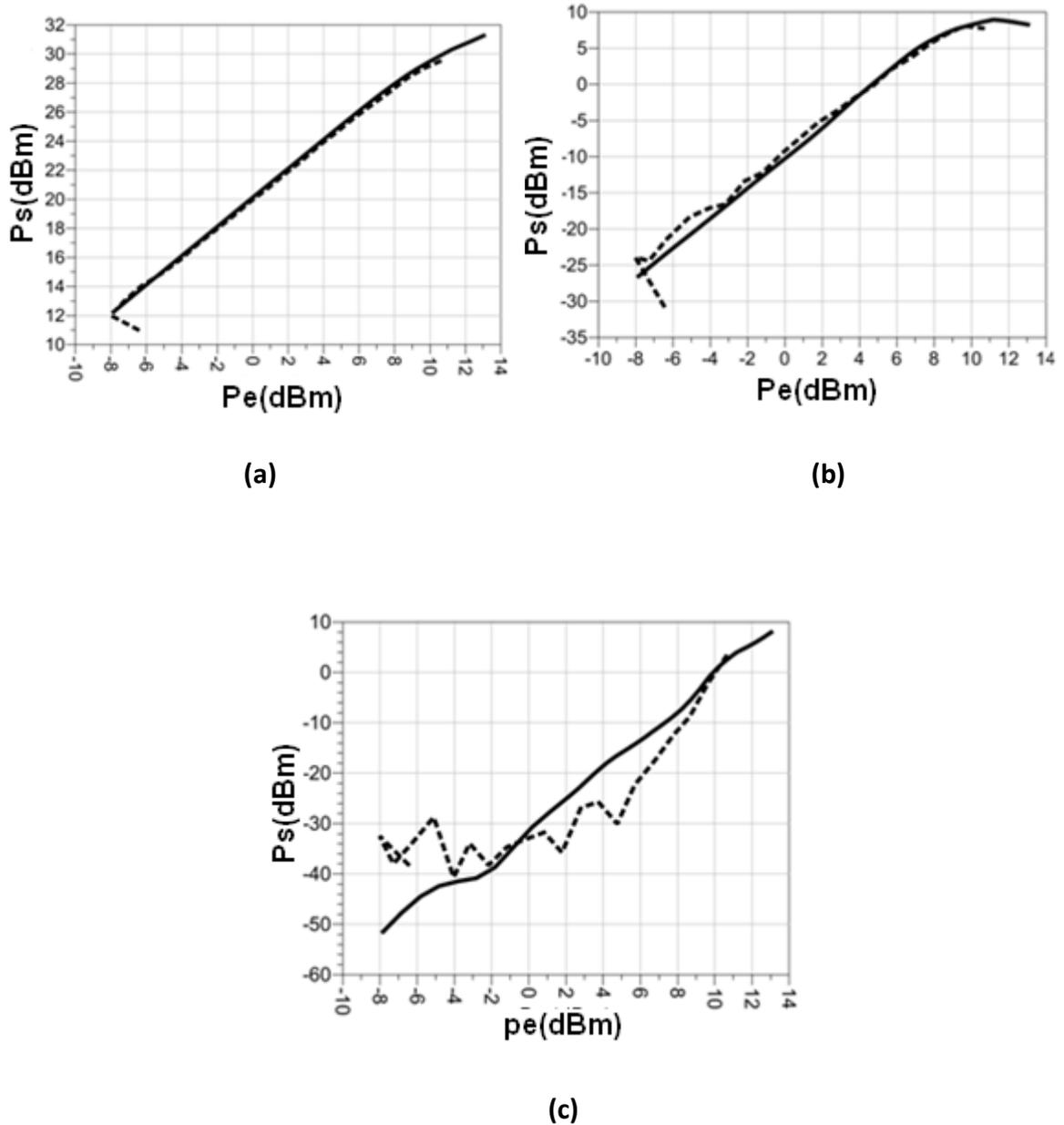


Figure 3.22 : Puissance de sortie P_s en fonction de la puissance d'entrée P_e , pour $V_{ds}=10V$; et $V_{gs}=2V$: Mesuré (pointillés) et simulés (ligne noir) longueur de grille $L_g=0,5\mu m$: (a) la fondamentale. (b) deuxième harmonique. (c) troisième harmonique. A la fréquence $f=10MHz$.

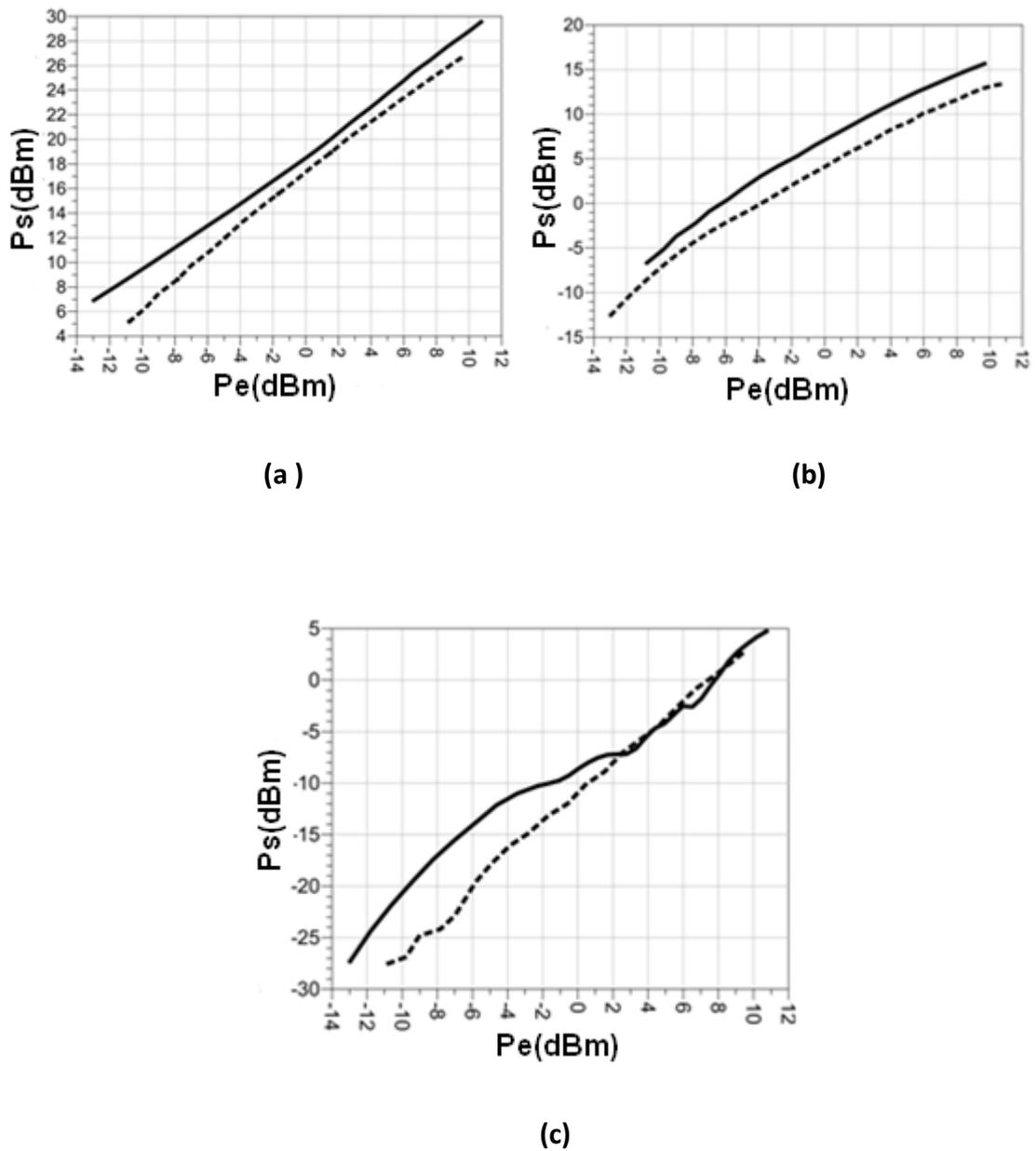
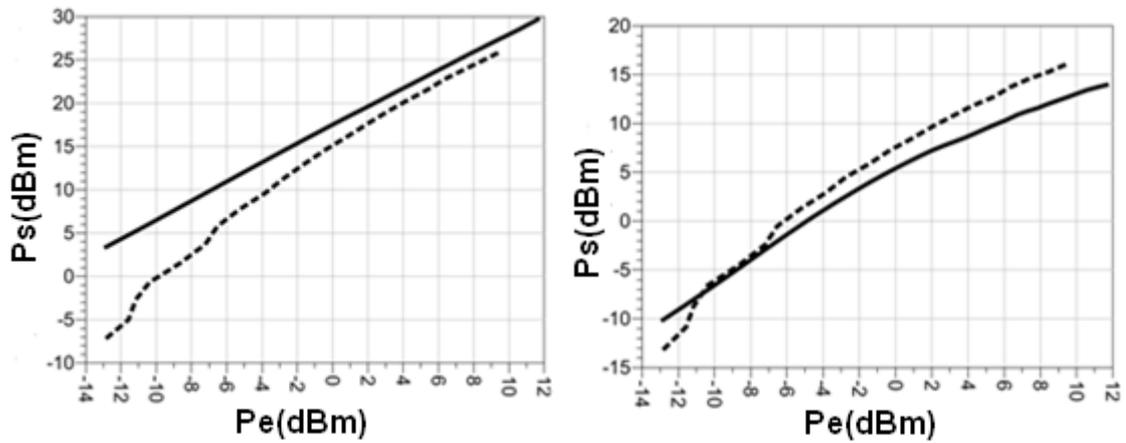
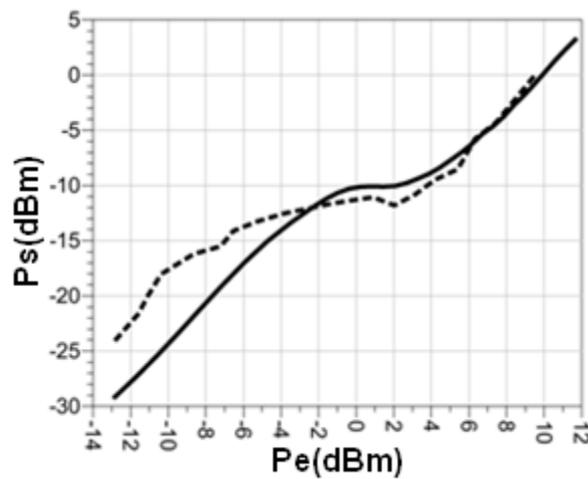


Figure 3.23 : Puissance de sortie P_s en fonction de la puissance d'entrée P_e , pour $V_{ds}=20V$; et $V_{gs}=-3,5V$: Mesuré (pointillés) et simulé (ligne noir) longueur de grille $L_g=0,5\mu m$: (a) la fondamentale. (b) deuxième harmonique. (c) troisième harmonique. A la fréquence $f=0,5GHz$.



(a)

(b)



(c)

Figure 3.24 : Puissance de sortie P_s en fonction de la puissance d'entrée P_e , pour $V_{ds}=30V$; et $V_{gs}=-3,5V$: Mesuré (pointillés) et simulée (ligne noir) longueur de grille $L_g=0,5\mu m$: (a) la fondamentale. (b) deuxième harmonique. (c) troisième harmonique. A la fréquence $f=1GHz$.

3.7 Conclusion :

Dans cette étude, on a présenté le modèle d'Angelov large-signal pour les transistors HEMT. Dans un premier temps, à l'aide des mesures prises des condensateurs C_{gs} et C_{gd} et du courant I_g , nous avons étudié l'évolution de ces éléments intrinsèques en fonction de la polarisation du drain V_{ds} et de la tension grille V_{gs} . Par la suite, nous avons exposé l'élaboration de l'équation large-signal de chaque élément non-linéaire ainsi que le courant de grille pris en compte dans le modèle d'Angelov. Pour cela, les résultats de simulations ont été confrontés aux résultats de mesures. Un bon accord entre la mesure et l'interpolation a été obtenu. Les valeurs de ces paramètres optimisés des équations du modèle Angelov nous a permis de vérifier la validation en large signal du modèle de transistor d'Angelov, qui justifie que les résultats du bilan en puissance sont acceptables. Donc, ce modèle de transistor peut être appliqué dans tous les simulations des circuits en hyperfréquence.

CHAPITRE 4

APPLICATION DU MODELE TRANSISTOR D'ANGELOV A UN AMPLIFICATEUR FAIBLE BRUIT (LNA) A 3 GHz ET A TROIS AMPLIFICATEURS DISTRIBUES EN CASCADE UNI-ETAGE AVEC MICRO-RUBAN

4.1 INTRODUCTION

Ce chapitre a pour objectif de concevoir un amplificateur faible bruit LNA en bande S, et trois amplificateurs distribués en cascade uni-étage dans la bande de 1,5GHz à 5GHz utilisant le modèle transistor d'Angelov, au point de fonctionnement classe AB. Ce transistor d'Angelov peut être utilisé en simulation pour la conception des amplificateurs, et à d'autres applications comme les radars météorologiques, certains radars militaires de surveillance aérienne, et quelques satellites de télécommunications. Nous proposons dans ce chapitre la méthodologie que nous avons employée pour concevoir notre amplificateur faible bruit LNA, ainsi que les amplificateurs distribués uni-étage avec micros ruban et présenter tous les résultats de simulations obtenus.

4-2 Conception d'un amplificateur de puissance :

En conception classique, à partir des notations de la figure 4.1, la condition d'adaptation nous permet que le gain maximum est obtenu lorsque l'égaliseur E_1 permet de ramener un coefficient $\Gamma_{s1} = S_{11}^*$.

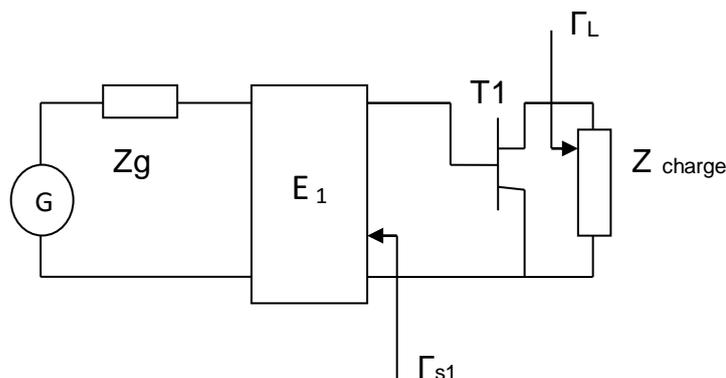


Figure 4.1 : Gain de référence du premier étage

Ainsi, alors que l'expression du gain transducique du transistor T_1 est donnée par l'expression (4.1), nous obtenons, avec l'entrée adaptée ($\Gamma_{S1}=S_{11}^*$) et la sortie chargée sur 50Ω , une expression du gain maximum donnée par la relation (4.2).

$$G_T = \frac{(1-|\Gamma_{S1}|^2)}{|1-S_{11}\Gamma_{S1}|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (4.1)$$

$$G_{1max} = \frac{|S_{21}|^2}{1-|S_{11}|^2} \quad (4.2)$$

Afin d'obtenir un gain plat sur toute la plage de fréquence, le gain de référence sera choisi tel que : $G_{01} = \min(G_{1max})$.

Pour K étages :

Pour déterminer la valeur du gain de l'amplificateur, il faut calculer la valeur du coefficient K de *Rollett* qui est égal à :

$$K = \frac{|\Delta|^2 + 1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (4.3)$$

Avec $|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$. (4.4)

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (4.5)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (4.6)$$

Alternativement, le facteur de stabilité de test unique μ_{Source} ou μ_{charge} est calculé en utilisant l'équation (4.7) ou l'équation (4.8). Si l'équation (4.3) est supérieure ou égale à 1 est l'une des équations (4.4), (4.5) ou (4.6) sont satisfaits, alors les deux équations (4.7) et (4.8) sont satisfaits.

$$\mu_{Source} = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta(S_{11}^*)| + |S_{21}S_{12}|} \geq 1 \quad (4.7)$$

$$\mu_{\text{charge}} = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta(S_{22}^*)| + |S_{21}S_{12}|} \geq 1 \quad (4.8)$$

En effet, dans le cas où $K > 1$, et $\mu_{\text{Source}} \geq 1$ ou $\mu_{\text{Load}} \geq 1$, la stabilité inconditionnelle est assurée et le gain maximum disponible de l'amplificateur vaut :

$$G_{d \max} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| (k \pm \sqrt{k^2 - 1}) \quad (4.9)$$

Par contre, si $K < 1$, l'amplificateur est instable. Le gain maximum non unilatéral vaut alors :

$$G_{d \max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{S_{12}S_{21}S_{11}^*S_{22}^*}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}\right)} \quad (4.10)$$

Le gain de référence du deuxième étage sera donc :

$$G_{02} = \min \left[G_{d \max / 1} \frac{|S_{21/2}|^2}{1 - |S_{11/2}|^2} \right] \quad (4.11)$$

En généralisant aux K premiers égaliseurs, le gain de référence est fourni par l'expression suivante :

$$G_{0(k)} = \min \left[G_{d \max(1)}, G_{d \max(2)} \dots \dots \dots G_{d \max(k-1)} \frac{|S_{21(k)}|^2}{1 - |S_{11(k)}|^2} \right] \quad (4.12)$$

Pour l'amplificateur complet :

En plaçant le dernier égaliseur E_{K+1} qui nous permet d'effectuer l'adaptation en sortie de l'amplificateur, le gain de référence vaut finalement :

$$G_{0(k+1)} = \min [G_{d \max(1)}, G_{d \max(2)} \dots \dots \dots G_{d \max(k-1)} G_{d \max(k)}] \quad (4.13)$$

4-3 Les différents circuits d'adaptation

Les réseaux d'adaptation sous la forme de filtres passe-bas ou passe-bande assurent un transfert maximum d'énergie entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur.

❖ Adaptation d'entrée

Le circuit d'adaptation d'entrée permet d'adapter l'entrée du transistor du premier étage sur l'impédance interne du générateur, et permet d'obtenir un bon coefficient de réflexion ($< -10\text{dB}$) tout en gardant un minimum de pertes d'insertion.

❖ Adaptation inter-étage

Le circuit d'adaptation inter-étage a pour rôle de transférer le maximum d'énergie d'un étage amplificateur à l'autre. La réalisation de ce circuit est plus complexe, car il s'agit d'effectuer une transformation d'impédance entre deux impédances complexes.

❖ Adaptation de sortie

Le circuit d'adaptation de sortie doit présenter à la charge du transistor un fort signal optimal. Ce circuit doit présenter le minimum de pertes, ces pertes sont cruciales en sortie de l'amplificateur pour les performances en rendement et en puissance

❖ Adaptation résistive.

Le principe de l'amplificateur à adaptation résistive consiste à adapter l'entrée et la sortie du transistor à l'aide de résistances mises en parallèle entre la grille et la source du transistor en entrée d'une part, et entre drain et source en sortie d'autre part. Ces résistances sont utilisées afin de garantir un gain plat dans la bande.

4.4 Schéma synoptique d'une chaîne de réception d'un Radar classique :

Les amplificateurs faible bruit sont utilisés dans diverses applications telles que les combinés cellulaires, les récepteurs GPS, les téléphones sans fil, les réseaux locaux sans fil et les communications par satellite. La figure 4.2, représente l'emplacement de notre LNA et de notre amplificateur distribué cascode uni-étage conçues, dans une chaîne de réception d'un radar classique. Après modulation et

amplification de la fréquence intermédiaire FI, on obtient deux signaux en quadrature de phase qui seront traités avec ordinateur.

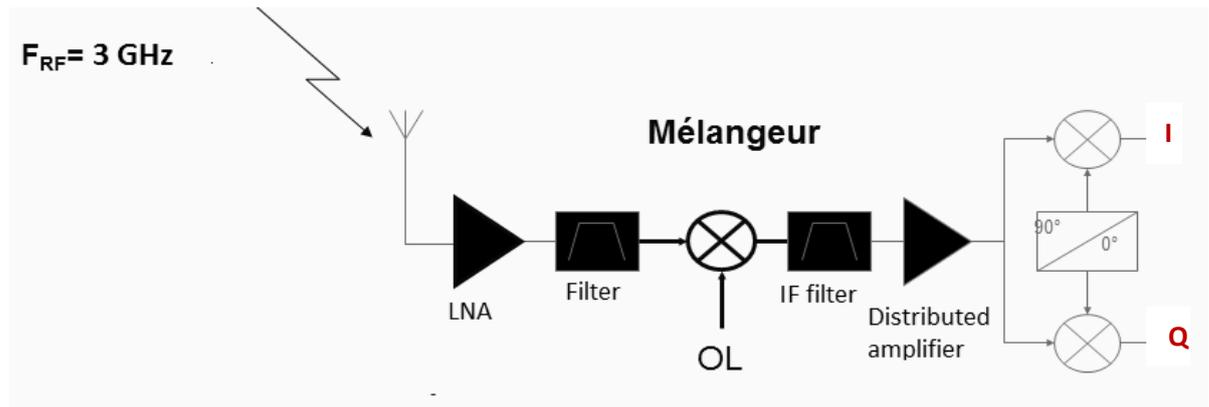


Fig.4.2 : Chaîne de réception d'un radar classique

4.5 Conception d'un amplificateur faible bruit LNA à 3GHz :

Après implémentation des paramètres optimisés en classe AB, la première application, nous avons conçu un amplificateur faible bruit LNA à 3GHz avec micro ruban. Lors de la conception d'amplificateurs à faible bruit, les objectifs importants sont de minimiser le facteur de bruit, de produire une consommation d'énergie plus faible et de fournir une bonne correspondance d'entrée et de sortie. Les amplificateurs à faible bruit sont utilisés dans de nombreux systèmes où des signaux de faible niveau doivent être détectés et amplifiés. La stabilité d'un amplificateur est très importante dans la conception et si elle n'est pas prise en compte, elle peut entraîner une auto-oscillation de l'appareil en raison de l'onde réfléchie. L'amplificateur n'est pas fiable lorsqu'il est dans un état instable. La stabilité d'un circuit est caractérisée par le facteur de stabilité. L'adaptation d'impédance est nécessaire pour maximiser le transfert de puissance et minimiser les réflexions. Le diagramme de Smith est utilisé pour l'adaptation d'impédance. Selon le théorème de transfert de puissance maximale, la puissance maximale est délivrée à la charge lorsque l'impédance de la charge est égale au conjugué complexe de l'impédance de la source ($Z_S = Z_L^*$). Le réseau d'adaptation d'entrée/sortie doit être conçu de sorte que le coefficient de réflexion de chaque port puisse être corrélé avec le nombre complexe conjugué comme indiqué ci-dessous [64] :

$$\Gamma_{\text{entrée}} = \Gamma_{\text{Source}}^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{charge}}}{1-S_{22}\Gamma_{\text{charge}}} \quad (4.14)$$

$$\Gamma_{\text{sortie}} = \Gamma_{\text{charge}}^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{Source}}}{1-S_{11}\Gamma_{\text{Source}}} \quad (4.15)$$

Pour obtenir un bruit minimum, le coefficient de réflexion de puissance doit être égal à Γ_{opt} et le coefficient de réflexion de charge doit être adapté à Γ_{sortie} [64] :

$$\Gamma_{\text{source}} = \Gamma_{\text{opt}} \quad (4.16)$$

$$\text{Et} \quad \Gamma_{\text{charge}} = \Gamma_{\text{sortie}}^* = \left[S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{Source}}}{1-S_{11}\Gamma_{\text{Source}}} \right] \quad (4.17)$$

La figure 4.3 montre le circuit complet avec une conception micro ruban de notre amplificateur faible bruit à 3 GHz. Les inductances et les capacités sont converties en micro ruban. Leurs valeurs sont présentées dans le tableau 4.1. La disposition de tous les travaux dans cette thèse a été conçue avec un substrat CUCLAD (mélange de téflon et de fibre de verre) avec la constante diélectrique $\epsilon_r = 2,5$ (épaisseur) $h = 0,328$ mm, la largeur $w = 0,262$ mm et la constante diélectrique effective $\epsilon_e = 1,93$. Les micros-ruban sont calculés et optimisés à partir des données du substrat en téflon possédant une couche résistive de cuivre de $18\mu\text{m}$ d'épaisseur sur les deux faces, Le rapport $\frac{W}{h} = 0,8$, alors $w/h \leq 1$, Z_0 l'impédance caractéristique de la ligne à micro-ruban est égale à 50Ω .

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left[\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right] \quad (4.18)$$

Pour une petite longueur ($l < \lambda_g/7$) d'une ligne avec perte, les longueurs des inductances sont données par : [59]

$$L = \frac{Z_0 l}{\lambda_g f} = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{C} \cdot l \quad (4.19)$$

Ou Z_0 , ϵ_{eff} et λ_g sont respectivement l'impédance caractéristique, la permittivité effective et la longueur d'onde dans la ligne micro-ruban, f est la fréquence, et C la vitesse de la lumière dans le vide.

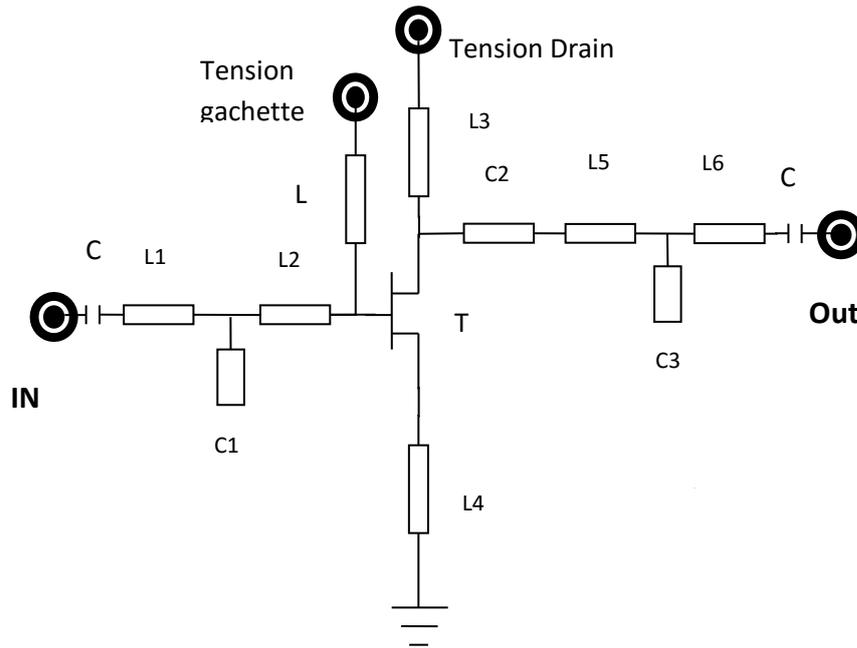


Fig. 4.3 : La conception de l'amplificateur faible bruit avec micro ruban :
 $V_{\text{drain}} = 30 \text{ V}$ et $V_{\text{grille}} = -3,5 \text{ V}$ (configuration en classe AB)

Table 4.1 : Paramètres LNA micro ruban

Composant	Largeur (mm)	Longueur (mm)
L1	$W=0.262$	$L=2.490$
L2	$W=0.262$	$L=5.830$
C1	$W=0.262$	$L=13.04$
L3	$W=0.262$	$L=3.880$
L4	$W=0.262$	$L=2.070$
C2	$W=4.200$	$L=3.600$
L5	$W=0.262$	$L=5.180$
C3	$W=0.262$	$L=8.150$
L6	$W=0.262$	$L=3.120$

La condition de stabilité est que si $K > 1$, $|\Delta| < 1$ et B doit être positif pour un fonctionnement stable, alors l'amplificateur faible bruit est inconditionnellement stable, et si $K < 1$ il est instable.

Le facteur de stabilité de Rollet K (*stabFact1*), μ (*Mu1*) et Δ (*stabMeas1*) simulés sont représentés dans la figure 4.4 qui sont respectivement égaux à 1,03, 0,49 et 1,12, à 3 GHz. Les valeurs obtenues ci-dessus de $K > 1$, $|\Delta| < 1$, et $\mu > 1$ prouvent que notre amplificateur est inconditionnellement stable. Le facteur de bruit simulé est égal à 1,11 dB à 3 GHz, comme illustré sur la figure 4.5. Le *VSWR* est le rapport entre les ondes transmises et réfléchies. Le paramètre *VSWR* est donné par :

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (4.20)$$

Où, Γ représente le coefficient de réflexion.

Le rapport d'ondes stationnaires de tension $VSWR1$ pour la source et le $VSWR2$ pour la charge simulée sont représentés sur la figure 4.6, sont respectivement égaux à 1,19 et 1,22 côté entrée et sortie à 3 GHz, et sont inférieure à 2. Par conséquent, la puissance d'entrée maximale peut être transférée du côté sortie de l'amplificateur faible bruit LNA.

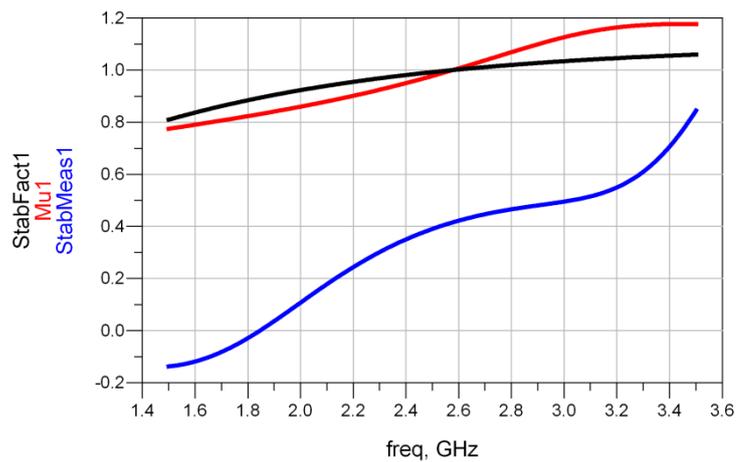


Figure 4.4 : Contrôles de stabilité simulés de l'amplificateur faible bruit

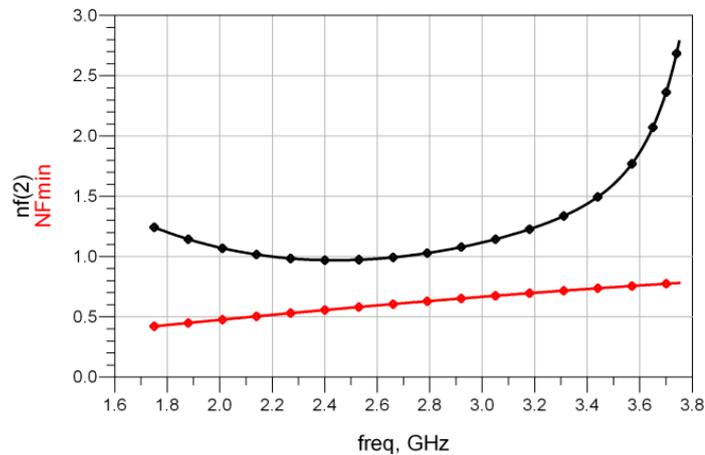


Figure 4.5 : Facteur de bruit (NF min) et minimum bruit $nf(2)$ simulés de l'amplificateur faible bruit

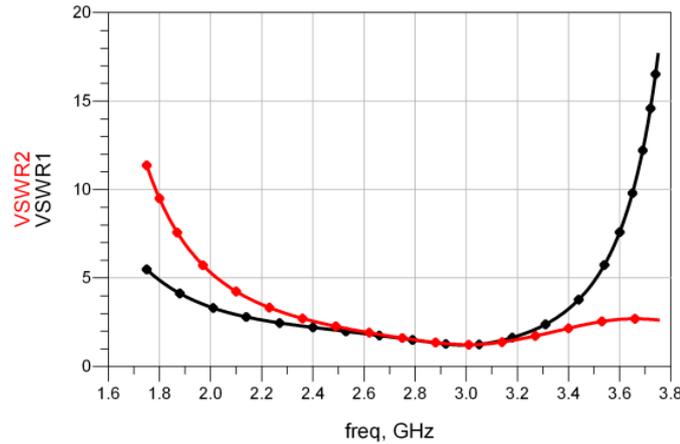


Figure 4.6 : $VSWR1$ source et $VSWR2$ charge simulés de l'amplificateur faible bruit

Pour la conception du LNA, le paramètre d'entrée de réflexion S_{11} doit être plus négatif que -10 dB. Les paramètres S_{12} et S_{22} représentent respectivement le paramètre d'isolation inverse et la perte de retour de sortie. Les paramètres [S] simulés de l'amplificateur faible bruit LNA sont présentés sur la figure 4.7. Les valeurs significatives à 3 GHz de S_{11} , S_{12} , S_{21} et S_{22} sont respectivement de -20.97 dB, -10.42 dB, 7.55 dB et -20.03 dB. La bande de l'amplificateur à -3 dB est égale à 1,19 GHz.

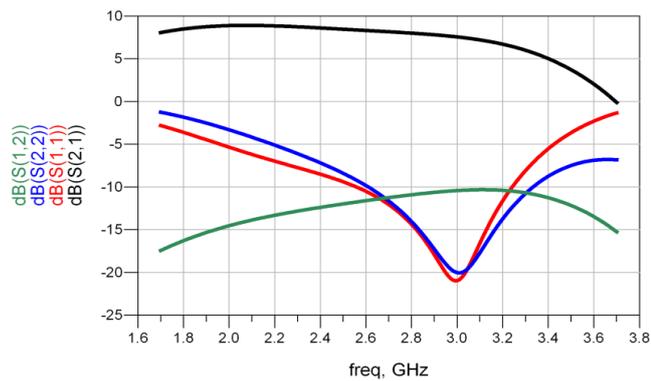


Figure 4.7 : Paramètres S simulés de l'amplificateur faible bruit LNA.

L'amplificateur a une région de fonctionnement linéaire où le gain est constant et indépendant du niveau de puissance. Le gain dans cette région est communément appelé gain de petit signal. Lorsque la puissance d'entrée augmente, le gain de l'amplificateur semble diminuer et l'amplificateur passe en compression. La mesure la plus courante de la compression de l'amplificateur est le point de compression à 1 dB. Ceci est défini comme la puissance d'entrée (ou parfois la puissance de sortie) qui entraîne une diminution de 1 dB du gain de l'amplificateur (par rapport au gain de petit signal de l'amplificateur). Avec un générateur de puissance à l'entrée de l'amplificateur à faible bruit (à 3 GHz), et une charge Z

égale à 50Ω , la figure 4.8 illustre la puissance de sortie et le gain en puissance simulés en fonction de la puissance d'entrée. On note une bonne linéarité de la puissance de sortie P_s variant de $-29,45 \text{ dBm}$ à 30 dBm , pour une puissance d'entrée P_e qui varie de -37 dBm à 24 dBm . La valeur maximale de la puissance de sortie P_s (à la saturation) est égale à $36,16 \text{ dBm}$ pour une puissance d'entrée P_e égale à 44 dBm . Dans la zone de linéarité, le gain de puissance est constant pour une puissance d'entrée comprise entre -37 dBm et 24 dBm , égal à $7,58 \text{ dB}$. Le tableau 4.2 résume tous les résultats simulés de l'amplificateur faible bruit à 3 GHz .

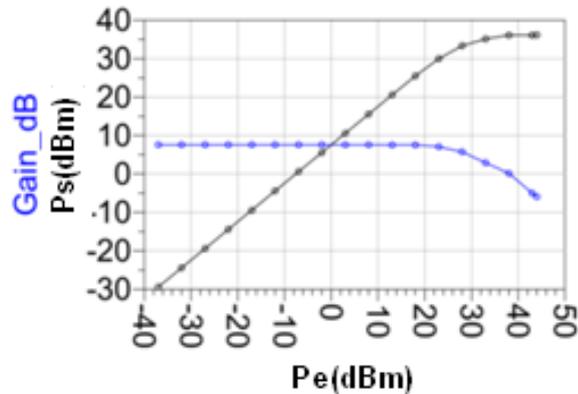


Figure 4.8 : Puissance de sortie P_s et le gain en puissance simulés de l'amplificateur faible bruit : polarisation de drain $V_d = 30 \text{ V}$ et polarisation de grille $V_g = -3,5 \text{ V}$ à $f = 3 \text{ GHz}$.

Tableau 4.2 : Résultats de simulation de l'amplificateur faible bruit à 3 GHz .

Paramètres simulés	Normes	Valeurs
Δ	< 1	0.49
μ	> 1	1.12
Facteur de stabilité	> 1	1.03
Le rapport d'ondes stationnaires de tension VSWR1 pour la source	< 2	1.19
Le rapport d'ondes stationnaires de tension VSWR2 pour la charge	< 2	1.22
NF (dB)	$< 3 \text{ dB}$	1.11
Paramètre d'entrée de réflexion S_{11} (dB)	$< -10 \text{ dB}$	-20.97
Paramètre d'isolation inverse S_{12} (dB)	$< -10 \text{ dB}$	-10.42
Paramètre d'entrée S_{21} (dB)	$> -50 \text{ dB}$	7.55
Paramètre de sortie de réflexion S_{22} (dB)	$< -10 \text{ dB}$	-20.03

4.6 CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS DISTRIBUES EN CASCADE UNI-ETAGE AVEC MICRO-RUBAN

4.6.1 Amplificateur distribué conventionnel :

L'amplificateur distribué conventionnel se compose d'une paire de lignes de transmission avec des impédances caractéristiques de Z_0 reliant indépendamment les entrées et les sorties de plusieurs dispositifs actifs. (voir Figure 4.9)

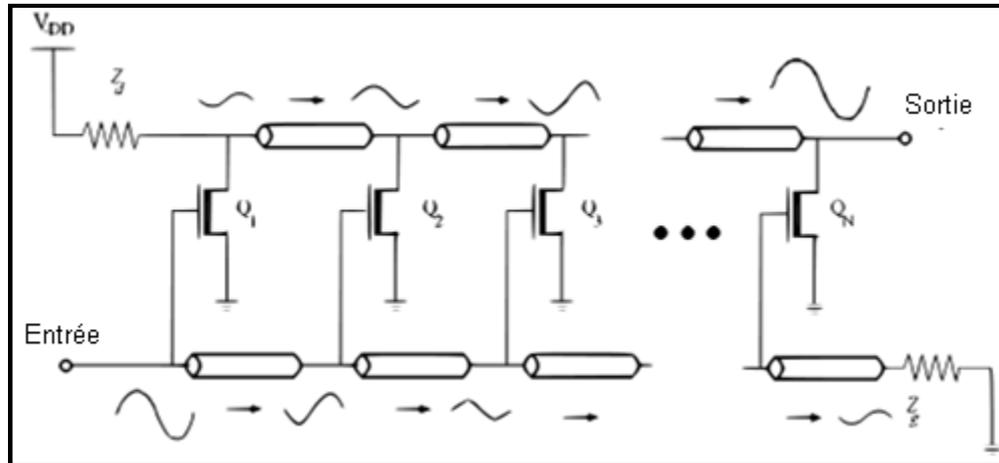


Figure 4.9 : Amplificateur distribué conventionnel

L'amplificateur distribué conventionnel utilise une technique d'adaptation distribuée où la capacité d'entrée et de sortie du transistor peut être absorbée par des inductances en série pour former des lignes de transmission artificielles d'entrée et de sortie, fournissant ainsi une adaptation d'impédance d'entrée et de sortie à large bande. Dans l'amplificateur distribué conventionnel, l'accord de phase est requis entre les lignes d'entrée et de sortie, mais dans l'amplificateur distribué en cascade, on n'a pas besoin d'un tel accord de phase puisque il n'y a qu'un seul chemin de signal de l'entrée à la sortie. La bande passante des amplificateurs à charge résistive est généralement limitée par la capacité de grille et de drain des transistors.

4.6.2 Amplificateur distribué en cascade uni-étage.

La figure 4.10 représente un schéma d'un amplificateur distribué en cascade uni-étage, qui a le potentiel d'un gain plus élevé que l'amplificateur distribué conventionnel. En cascader plusieurs amplificateur distribué, une large bande passante et des caractéristiques de gain élevé sont obtenues.

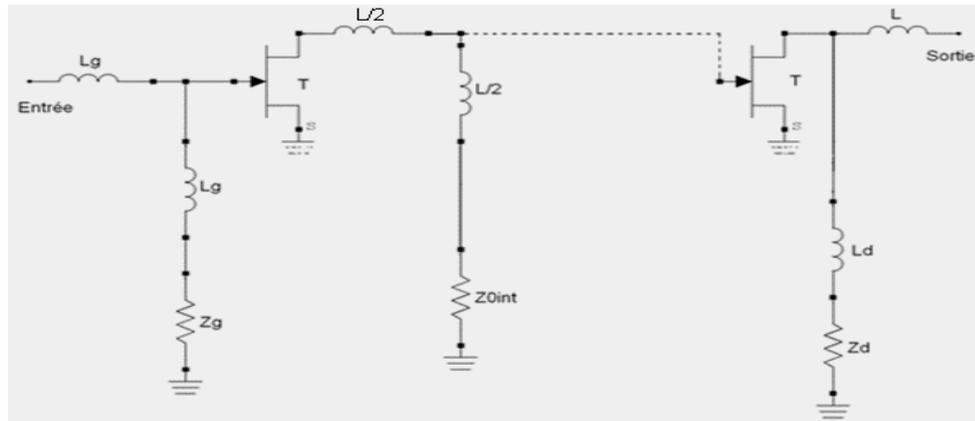


Figure 4.10 : Schéma de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage

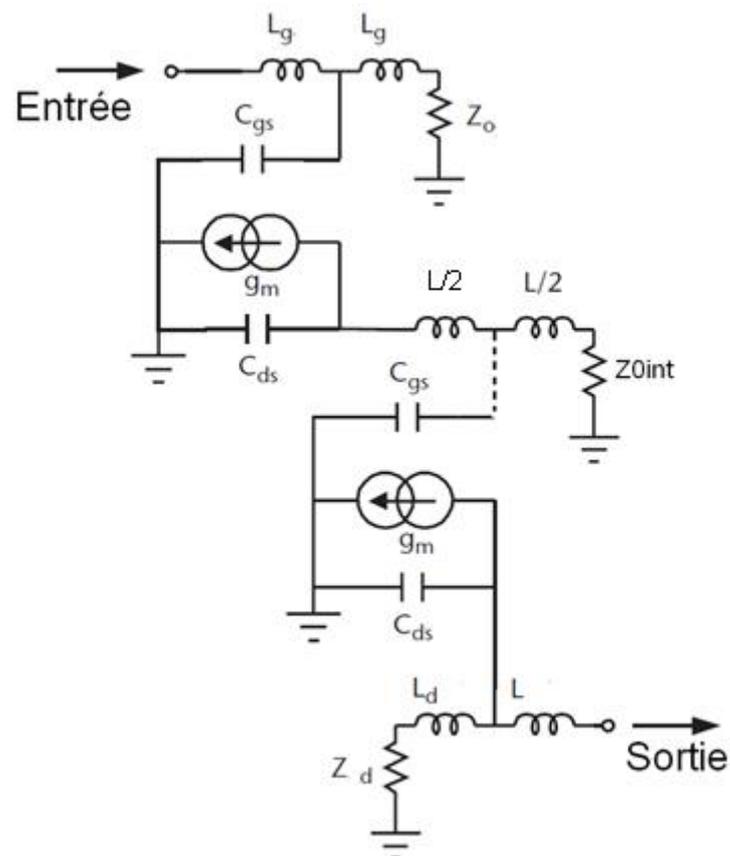


Figure 4.11 : Schéma équivalent en basse fréquence de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage

Le gain de l'amplificateur distribué conventionnelle augmente proportionnellement au nombre d'étages n , mais le gain de l'amplificateur distribué en cascade augmente exponentiellement avec le nombre d'étages n . Cette propriété en cascade permet de réaliser un gain plus élevé avec un nombre inférieur d'étages par rapport à un amplificateur distribué conventionnel, qui est particulièrement utile dans les processus CMOS où la transconductance est généralement faible.

D'après le schéma équivalent en basse fréquence représenté en figure 4.11, et sachant que $R_i=0$, $R_{ds}=\infty$, et C_{ds} est négligée, le gain en basse fréquence d'un amplificateur distribué en cascade est égal à: [65]

$$A_v = \frac{1}{2} g_m^n Z_{int}^{n-1} Z_d \quad (4.21)$$

Z_{int} est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission artificielle inter-étages, et Z_d l'impédance de la ligne de sortie. Des valeurs plus élevées de Z_{int} donneront en général un gain de basse fréquence plus élevé, mais au détriment d'une fréquence de coupure plus faible. Les lignes de grille et de drain peuvent être vues comme des filtres passe-bas LC, et en supposant la ligne terminée par une charge égale à son impédance caractéristique, ne présentant donc pas de réflexion, et en posant également que $\omega R_i C_{gs} \ll 1$. Le gain sous forme complexe de la ligne de grille du premier étage est égal à :

$$A_v = \frac{1 + jR_i C_{gs1} \omega}{1 - L_g C_{gs1} \omega^2 + jR_i C_{gs1} \omega} = \frac{1}{1 - L_g C_{gs1} \omega^2 + jR_i C_{gs1} \omega} \quad (4.22)$$

La fréquence de coupure à -3dB, de la ligne de grille du premier étage est égale à :

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L_g C_{gs1}}} \quad (4.23)$$

Les impédances caractéristique du premier étage Z_{C1} ainsi que pour l'amplificateur Z_{Cn} sont égaux respectivement à :

$$Z_{C1} = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs1}}} \quad (4.24)$$

$$Z_{Cn} = \sqrt{\frac{L_d}{C_{ds}}} \quad (4.25)$$

La fréquence de coupure de la ligne de drain en sortie du circuit est donnée par :

$$f_{c n} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_d C_{ds}}} \quad (4.26)$$

La figure 4.12, montre le circuit complet de notre amplificateur distribué en cascade uni-étage avec micro ruban. Les bobines (L1, L2, L3, L4, et L5) représentent les lignes de transmission inter-étage (Ligne d'adaptation). Les condensateurs C1 et C2 isolent les deux tensions drain et grille. Les lignes en sortie de chaque étage sont terminées par une charge de l'ordre des ohms, pour réduire le maximum de réflexion à la sortie de chaque étage.

Les valeurs des micros ruban optimisés de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage sont illustrées dans le tableau 4.3.

Tableau 4.3 : Valeurs des micros ruban optimisés de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage

Composants	Valeurs
<i>R1</i> (Ω)	25
<i>R2</i> (Ω)	28
<i>R3</i> (Ω)	27.5
<i>R4</i> (Ω)	22.5
<i>L1</i> (mm)	3.12
<i>L2</i> (mm)	3.74
<i>L3</i> (mm)	3.12
<i>L4</i> (mm)	3.12
<i>L5</i> (mm)	2.62
<i>L6</i> (mm)	3.74
<i>L7</i> (mm)	3.49
<i>L8</i> (mm)	1.04

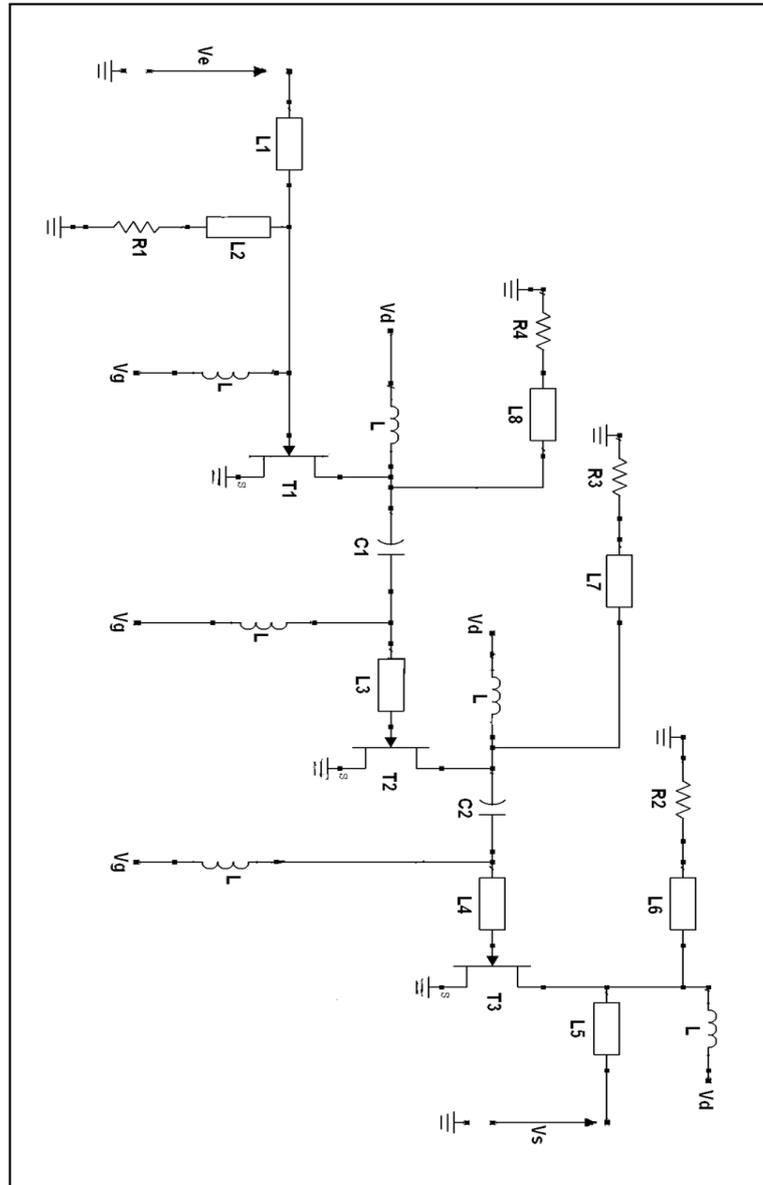


Figure 4.12 : Amplificateur distribué en cascade uni-étage

La figure 4.13(a) présente le Gain, dont sa valeur min est égale à 10.84dB et sa valeur max égale à 23,28dB sur toute la bande de 1,5GHz à 5GHz, ainsi que le paramètre d'isolation S12 qui est inférieur à -37.42dB. En figure 4.13(b), les coefficients de réflexion S11 et S22 sont inférieurs à -10dB, une adaptation acceptable de 1.5GHz à 4,2GHz pour le paramètre S11, et de 1,5GHz à 4,2GHz pour le paramètre S22. Le Δ (*Stab Meas*) est présenté en figure 4.13(c), sa valeur est inférieur à 1 de 1.5GHz à 5GHz. Le Facteur de stabilité K (*Stab Fact 1*) en figure 4.12(d) et le μ (*Mu1*) en figure 4.12(e) sont supérieur à 1, de 1.5GHz à 5GHz. Donc on peut conclure que notre amplificateur distribué en cascade uni-étage est inconditionnellement stable. Le Facteur de bruit minimum (*NF min*) et le minimum bruit (*nf min*) sont respectivement égaux à 3.95 et 4.42,

(voir figure 4.13(f)). On remarque que la valeur du bruit de notre montage est grande, (supérieur à 3). La figure 4.13(g) montre le rapport d'ondes stationnaires de tension $VSWR1$ pour la source et le $VSWR2$ pour la charge sont inférieure à 2 de 1.5GHz à 4.3GHz.

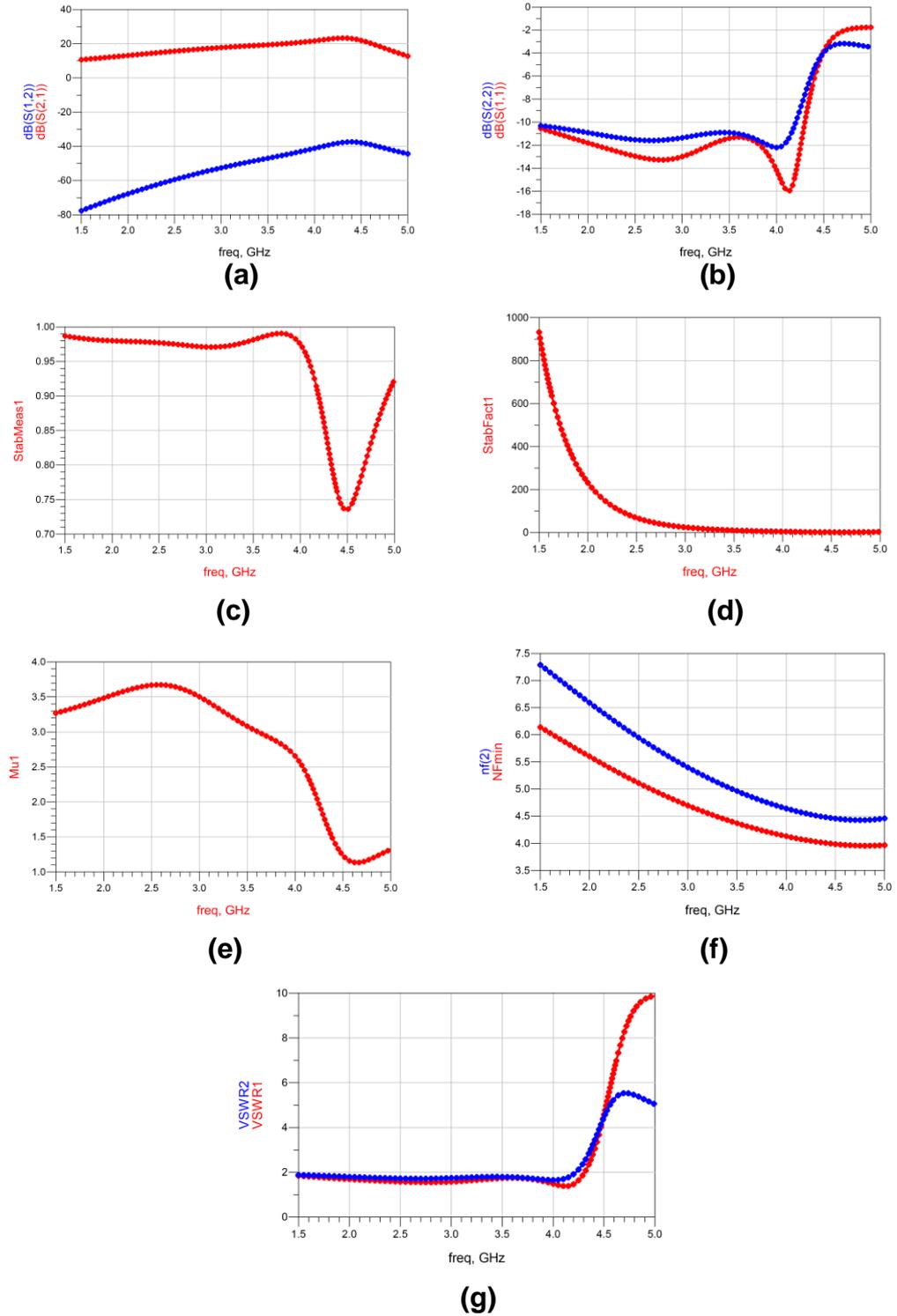


Figure 4.13 : Résultats simulés de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage

4.6.3 Amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source L_s au premier étage (*La dégenérescence inductive*) :

Pour diminuer le bruit de notre amplificateur distribué en cascade uni-étage, le premier étage devrait être conçu avec un faible bruit. La conception du montage avec micros ruban est illustrée en figure 4.14, en insérant une bobine (L_s) en série avec la source du transistor du premier étage.

A partir du schéma équivalent du premier étage de la figure 4.15, l'impédance d'entrée est donnée par : [60]

$$Z_{in} = R_i + L_s \omega_T + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_{gs}} \quad (4.27)$$

Avec :
$$\omega_T (\text{travail}) = \frac{g_m}{C_{gs}} \quad (4.28)$$

Dans la topologie source dégenérescence, l'impédance d'entrée Z_{in} est purement résistive est réelle ($Z_{in}=R$) et proportionnel à L_s à la fréquence de résonance f_0 . C'est-à-dire, ($1 - L_s C_{gs} \omega^2 = 0$). Par conséquent, la condition de résonance pour que l'impédance d'entrée devient réelle est égale à :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{gs} L_s}} \quad (4.29)$$

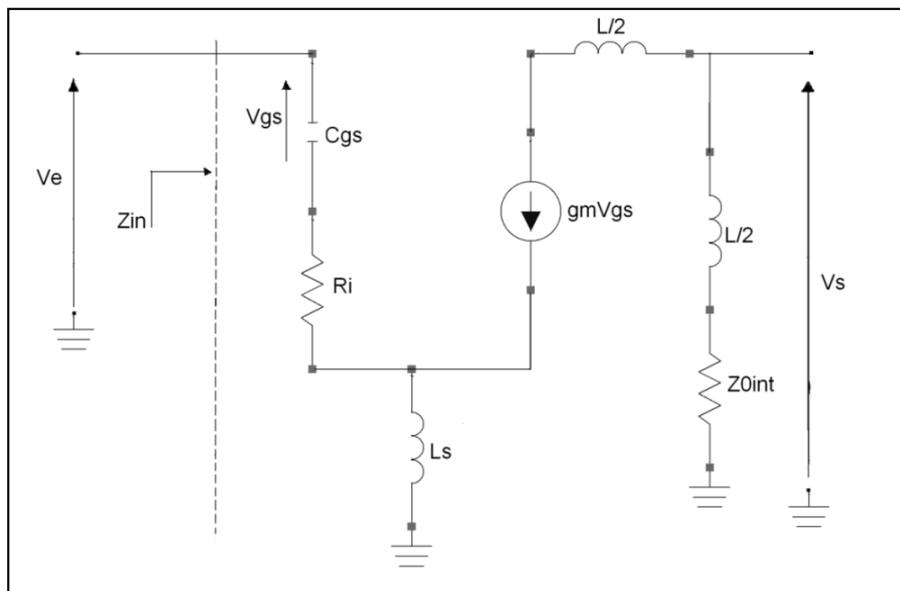


Figure 4.15 : Schéma équivalent du premier étage de l'amplificateur distribué cascade uni-étage avec bobine source.

Le premier étage est conçu pour la minimisation du bruit, on peut écrire que sa tension de sortie, (sachant que le courant traversant la charge Z_{0int} est la moitié de $gm V_{gs}$, et en supposant que les lignes terminée par une charge ne présentant donc pas de réflexion, la tension de sortie est égale à :

$$V_s = \frac{-gmV_{gs}Z_{0int}}{2} \quad (4.30)$$

Avec : $V_{gs} = Z_c g_{s_{ie}}$ (i_e : le courant d'entrée de l'amplificateur distribué en cascade)

$$\text{Et : } i_e = \frac{V_e}{Z_{in}}$$

Alors le gain G_v complexe du premier étage est égal à :

$$G_v = \frac{-gmZ_{0int}}{2} \times \frac{1}{1 - L_S C_{GS} \omega^2 + j\omega(R_I C_{GS} + L_S C_{GS} \omega)} \quad (4.31)$$

Le gain total en valeur absolue de tout l'amplificateur est égal à:

$$|G_{V_{Total}}| = |G_v| \times |A_{v_1}| \times |A_{v_2}| \quad (4.32)$$

Avec :

$$|A_{v_1}| = \frac{gm}{2} Z_{0in} \quad (4.33)$$

Et :

$$|A_{v_2}| = \frac{gm}{2} Z_d \quad (4.34)$$

L'expression du gain total peut s'écrire :

$$G_{V_{total}} = |G_v| \times \left| \frac{gm^2}{4} Z_{0int} Z_d \right| \quad (4.35)$$

Les valeurs des micros ruban optimisés de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source L_s au premier étage sont présentées dans le tableau 4.4.

Tableau 4.4 : Les valeurs des micros ruban optimisés de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source L_s au premier étage

<i>Composants</i>	<i>Valeurs</i>
$R1(\Omega)$	52.5
$R2(\Omega)$	50
$R3(\Omega)$	50
$L1 (mm)$	3.82
$L_s (mm)$	3.20
$L2 (mm)$	3.66
$L3 (mm)$	2.91
$L4 (mm)$	2.49
$L5 (mm)$	4.57
$L6 (mm)$	3.12
$L7 (mm)$	3.88

La figure 4.16, présente les résultats de simulation de notre amplificateur distribué cascade uni-étage avec la bobine source L_s au premier étage.

En figure 4.16(a), le gain de notre amplificateur a diminué, son gain max est égale à 17,74dB et sa valeur min vaut 12,07dB, sur toute la bande. Cette diminution est due à la bobine source. Le paramètre d'isolation S_{12} est inférieur à -34.59dB. Une amélioration par rapport au premier montage des coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} qui sont inférieurs à -10dB, respectivement de 1.5GHz à 4.8GHz et de 1.5GHz à 4.3GHz. (Voir figure 4.16(b)). Le Δ (*Stab Meas*) est inférieur à 1 de 1.5GHz à 5GHz. (Voir figure 4.16(c)). Le Facteur de stabilité K (*Stab Fact 1*) est supérieur à 1, de 1.5GHz à 5GHz. (Voir figure 4.16(d)), et le μ (*Mu1*) est supérieur à 1 de 1.5GHz à 5GHz. (Voir figure 4.16(e)). Le montage est inconditionnellement stable. La figure 4.16(f) représente le Facteur de bruit min (*NF min*) et le minimum bruit (*nf min*) qui sont respectivement égaux à, 1.32 et 1.60. Donc, on remarque que le bruit de l'amplificateur a diminué par rapport au premier montage. Le rapport d'ondes stationnaires de tension $VSWR_1$ pour la source et le $VSWR_2$ pour la charge sont inférieurs à 2, respectivement de 1.5GHz à 4.3GHz et de 1.5GHz à 4.9GHz, (Voir figure 4.16(g)).

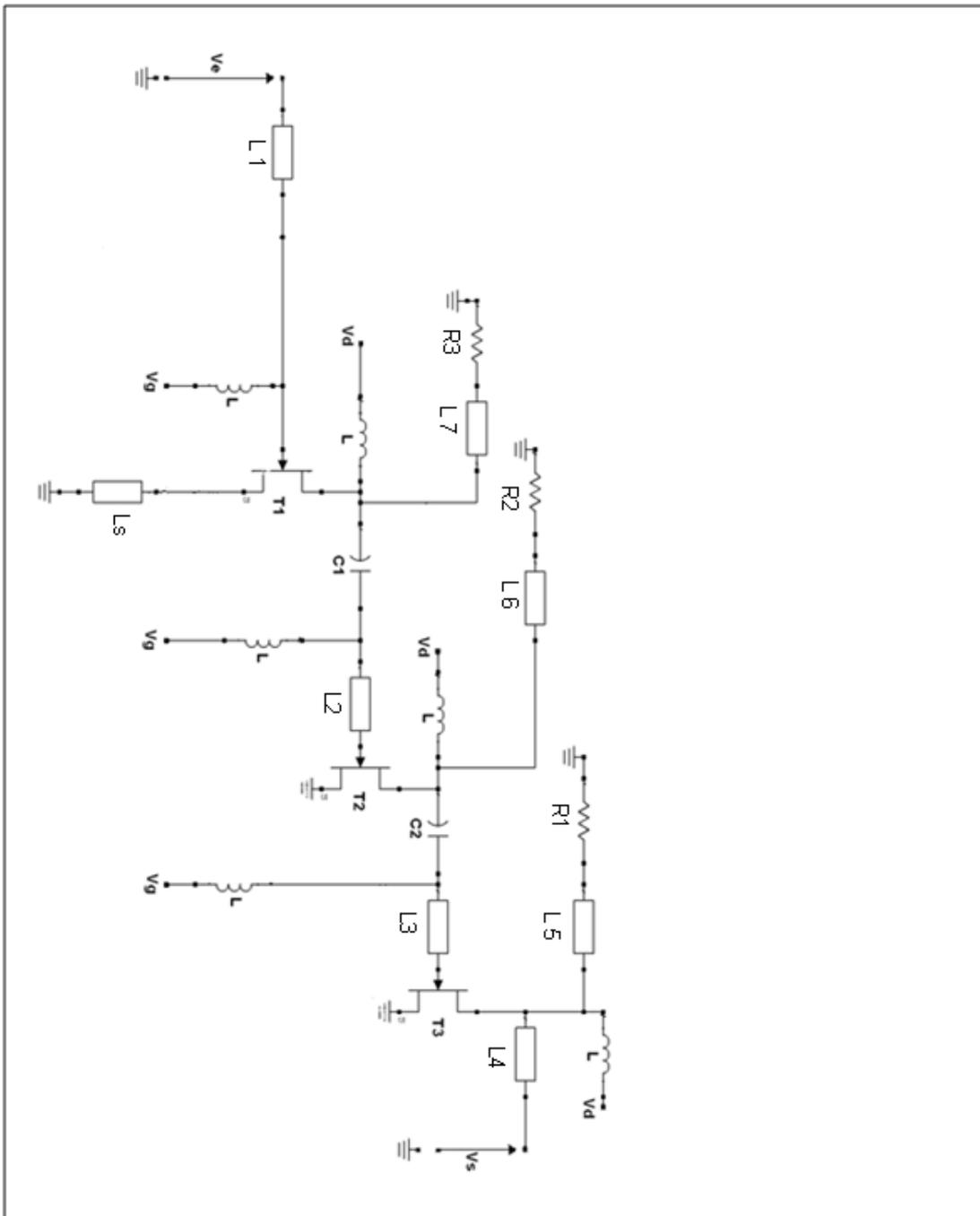


Figure 4.14 : Amplificateur distribué cascade uni-étage avec bobine source L_s au premier étage.

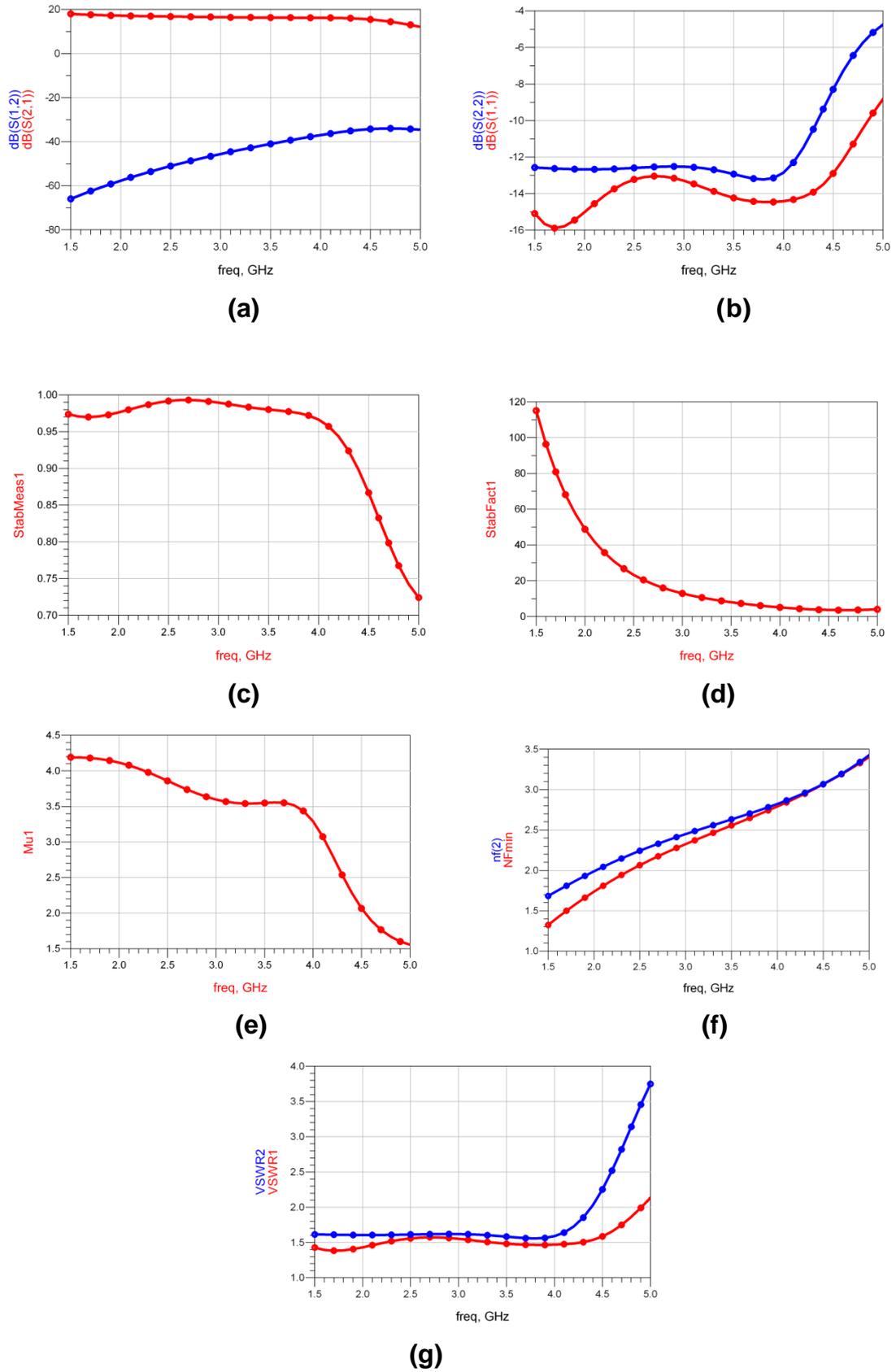


Figure 4.16 : Résultats simulés de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source L_s au premier étage.

4.6.4 Amplificateur distribué en cascade uni-étage (*Transistor avec bobine source L_s à l'entrée du premier montage*)

Pour améliorer le gain et maintenir le faible bruit, on ajoute un transistor avec bobine source L_s , à l'entrée du premier montage (**Voir figure 4.12**). La conception du montage est illustrée en figure 4.17. Les mêmes calculs du gain du montage en figure 4.14. Le gain du premier étage est égal à :

G_V complexe du premier étage est égal à :

$$G_V = \frac{-gmZ_{0int}}{2} \times \frac{1}{1 - L_S C_{GS} \omega^2 + j\omega(R_i C_{GS} + L_S C_{GS} \omega)} \quad (4.36)$$

Le gain total en valeur absolue de tout l'amplificateur est égal à :

$$|G_{V_{Total}}| = |G_V| \times |A_{V_1}| \times |A_{V_2}| \times |A_{V_3}| \quad (4.37)$$

Avec :

$$|A_{V_1}| = \frac{gm}{2} Z_{0in} \quad (4.38)$$

$$|A_{V_2}| = \frac{gm}{2} Z_{0in} \quad (4.39)$$

Et :

$$|A_{V_3}| = \frac{gm}{2} Z_d \quad (4.40)$$

L'expression du gain total en valeur absolue peut s'écrire :

$$|G_{V_{total}}| = |G_V| \times \left| \frac{gm^3}{8} Z_{0int}^2 Z_d \right| \quad (4.41)$$

Les valeurs des micros ruban optimisés de l'amplificateur distribué cascade uni-étage (transistor avec bobine source à l'entrée du premier montage) sont présentées dans le tableau 4.5.

La figure 4.18, présente les résultats de simulation de notre amplificateur distribué cascade uni-étage (transistor avec bobine source L_s à l'entrée du premier montage).

En figure 4.18(a), le Gain et le paramètre d'isolation ont été améliorés par rapport aux deux montages conçus précédemment. Le gain min est égal à 18,91dB et le gain max égal à 26,46dB, avec le paramètre d'isolation S_{12} égal à -50dB, sur toute la bande de fréquence. Une très bonne adaptation qui se présente au niveau de l'entrée et de la sortie de l'amplificateur sur toute la bande. Les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} sont inférieurs à -10dB, de 1.5GHz à 5GHz. (Voir figure 4.17(b)). Le Δ (*Stab Meas*) est inférieur à 1 de 1.5GHz à 5GHz. (voir Figure 4.18(c)). L'amplificateur est inconditionnellement stable sur toute la bande. Le Facteur de stabilité K (*Stab Fact 1*) (voir figure 4.18(d)) et le μ (Mu). (Voir figure 4.18(e)) sont supérieurs à 1. Le Facteur de bruit min (NF min) et le minimum bruit (nf min) ont été maintenu, ils sont respectivement égaux à 1.32 et 1.60. (Voir figure 4.18(f)). La figure 4.18(g), montre que les résultats de simulation du rapport d'ondes stationnaires de tension $VSWR_1$ pour la source et le $VSWR_2$ pour la charge sont acceptables sur toute la bande de fréquence par rapport aux deux montages précédents, qui sont inférieurs à 2.

Tableau 4.5 : Les valeurs des micros ruban optimisés de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage (transistor avec bobine source L_s à l'entrée du premier montage)

<i>Composants</i>	<i>Valeurs</i>
$R1(\Omega)$	50
$R2(\Omega)$	52.5
$R3(\Omega)$	55
$R4(\Omega)$	75
$L1 (mm)$	3.10
$Ls (mm)$	1.87
$L2 (mm)$	1.45
$L3 (mm)$	3.12
$L4 (mm)$	2.14
$L5 (mm)$	2.49
$L6 (mm)$	4.57
$L7 (mm)$	2.91
$L8 (mm)$	2.77

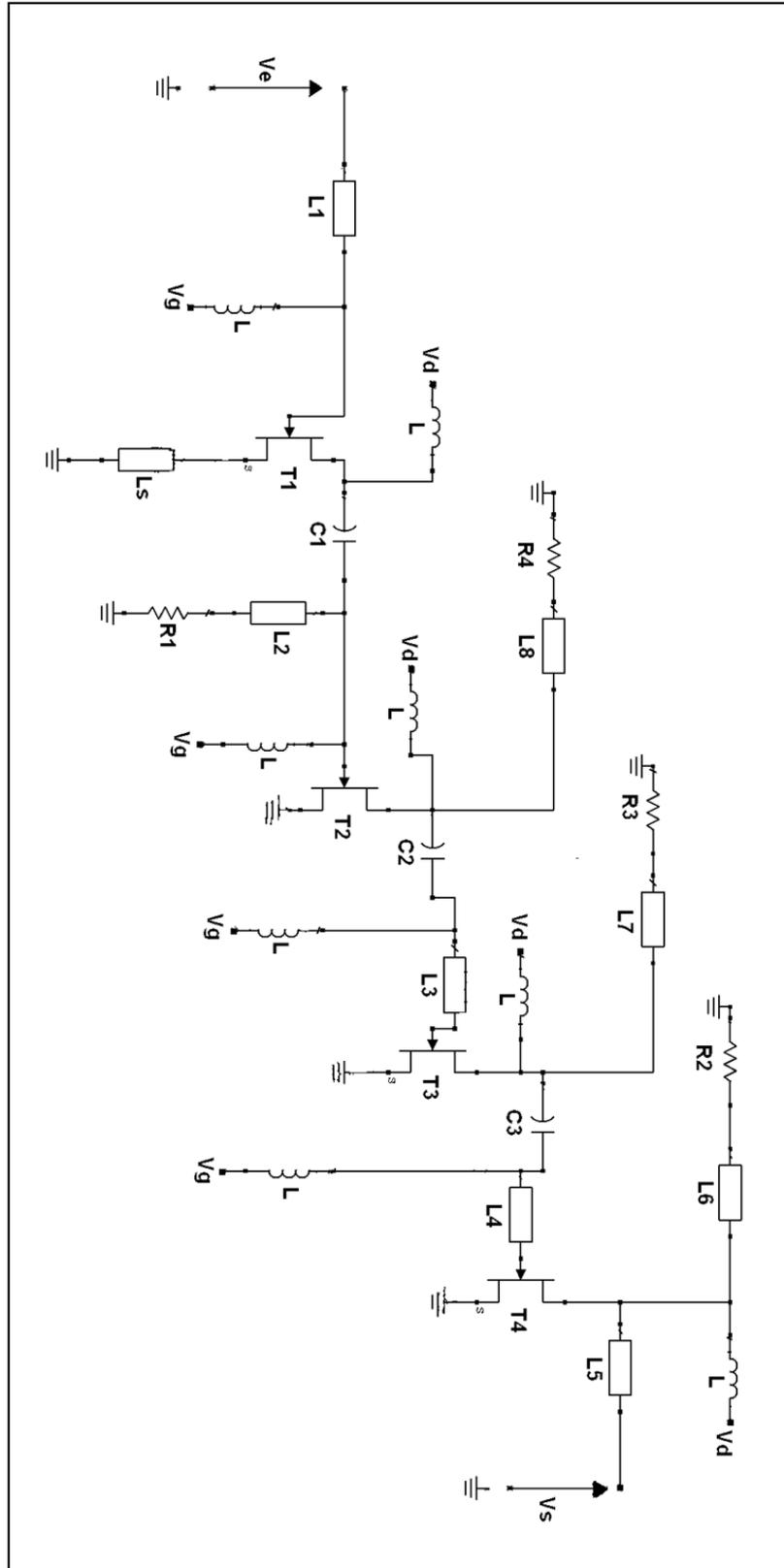


Figure 4.17 : Amplificateur distribué en cascade uni-étage (transistor avec bobine source L_s à l'entrée du premier montage)

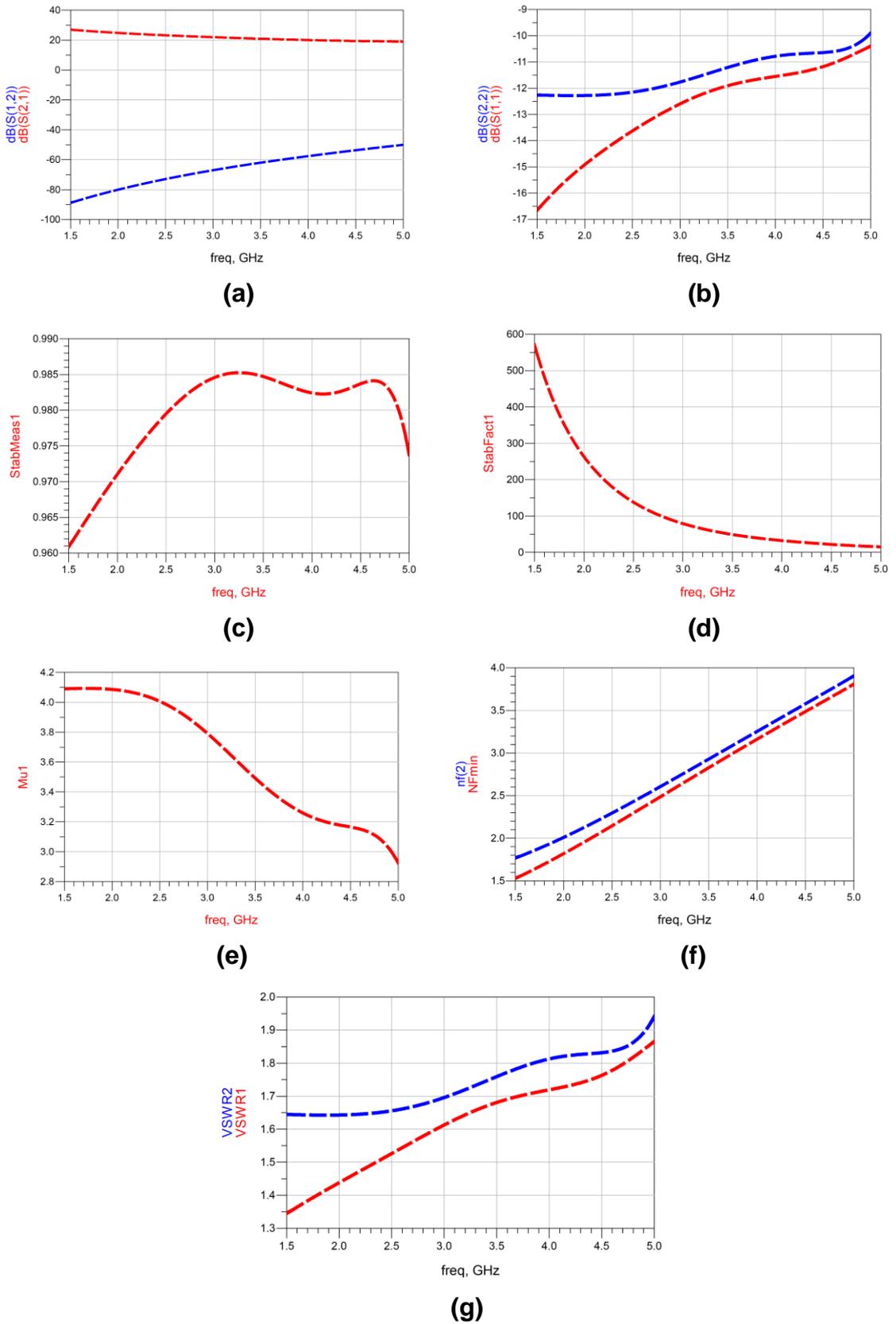


Figure 4.18: Résultats simulés de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage (transistor avec bobine source L_s à l'entrée du premier montage)

Le tableau 4.6, représente le résumé des résultats de simulation des paramètres -S- et de stabilité de nos travaux de conception des trois montages.

Tableau 4.6 : Résumé des résultats de simulation des paramètres –S- et de stabilité des trois montages amplificateurs distribués en cascade uni-étage.

<u>Paramètres simulés</u>	<u>Normes</u>	<u>Amplificateur distribué en cascade uni-étage</u>	<u>Amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source Ls (Premier étage)</u>	<u>Amplificateur distribué en cascade uni-étage (transistor avec bobine source à l'entrée du premier montage)</u>
S21 (dB)	>-50	14.23 à 16.08 de 1.5GHz à 5GHz	12.07 à 17.96 de 1.5GHz à 5GHz	19.03 à 26.96 de 1.5GHz à 5GHz
S12 (dB)	>-50	<-36.74	<-34.59	<-50.06
S11 (dB)	<-10	<-10 de 1.5GHz à 4.2GHz	<-10 de 1.5GHz à 4.8GHz	<-10 de 1.5GHz à 5GHz
S22 (dB)	<-10	<-10 de 1.5GHz à 4.2GHz	<-10 de 1.5GHz à 4.3GHz	<-10 de 1.5GHz à 5GHz
Δ	<1	<1 de 1.5GHz à 5GHz	<1 de 1.5GHz à 5GHz	<1 de 1.5GHz à 5GHz
K	>1	>1 de 1.5GHz à 5GHz	>1 de 1.5GHz à 5GHz	>1 de 1.5GHz à 5GHz
μ	>1	>1 de 1.5GHz à 5GHz	>1 de 1.5GHz à 5GHz	>1 de 1.5GHz à 5GHz
NF min	<3	3.95	1.32	1.32
nf(2)	<3	4.42	1.60	1.60
VSWR1 (onde réfléchie source)	<2	<2 de 1.5GHz à 4.2GHz	<2 de 1.5GHz à 4.9GHz	<2 de 1.5GHz à 5GHz
VSWR2 (onde réfléchie charge)	<2	<2 de 1.5GHz à 4.3GHz	<2 de 1.5GHz à 4.3GHz	<2 de 1.5GHz à 5GHz

On remarque que le troisième montage présente de meilleurs résultats sur toute la bande de fréquence suivant les normes.

4.6.5 Bilan de puissance :

Dans cette partie, on va étudier le bilan de puissance des trois amplificateurs distribués uni-étages. On utilise de la bibliothèque ADS, un générateur de

puissance à l'entrée de chaque amplificateur, et une charge égale à 50Ω en sortie.

4.6.5.1 Bilan de puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage :

La figure 4.19(a), illustre la simulation de la puissance de sortie P_s et le gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée P_e en dBm, pour un rendement maximal de notre amplificateur distribué à la fréquence égale à **4,5 GHz**. La puissance de sortie simulée maximale est égale à 28,46 dBm pour une puissance d'entrée égale à 16,10 dBm, avec un gain en puissance égal à 13,41 dB.

En figure 4.19(b), le rendement maximal simulé est égal à 55,20% pour la même puissance d'entrée P_e .

La figure 4.19(c), montre les harmoniques du signal de sortie simulées en dB. Pour une puissance d'entrée P_e égale à 16,10 dBm, la première harmonique est égale à 18,47 dB, la deuxième harmonique est égale à 11,20 dB avec une atténuation de 7,27 dB et la troisième harmonique est égale à 5,81 dB avec une atténuation de 12.66 dB.

Dans la bande de fréquence de 1,5 GHz à 5 GHz, le gain en puissance maximum et minimum sont respectivement égaux à 25,35 dB et 16,38 dB. Le gain en puissance de notre amplificateur distribué est constant pour toutes les fréquences, avec une puissance de sortie qui varie de 1,7 dBm à 12 dBm, comme illustre la figure 4.19(d).

4.6.5.2 Bilan de puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source L_s (au premier étage) :

Pour diminuer le bruit de notre amplificateur, on insère une bobine en série avec la source du transistor au niveau du premier étage. Les simulations ont été faites à la fréquence de **1,5 GHz (Au rendement maximal)**.

A la fréquence de 1,5 GHz, pour une puissance d'entrée P_e égale à 16,70 dBm, la puissance de sortie et le gain en puissance sont respectivement égaux à 27,73dBm et 11,37 dB Figure 4.20(a) .Pour la même fréquence de 1,5 GHz, le rendement maximal est égal à 81,30%.comme illustre la figure 4.20(b)

Les harmoniques du signal de sortie sont représentées sur la figure 4.20(c). A la puissance d'entrée P_e égale à 16,70 dBm, la première harmonique est égale à 17,73dB.

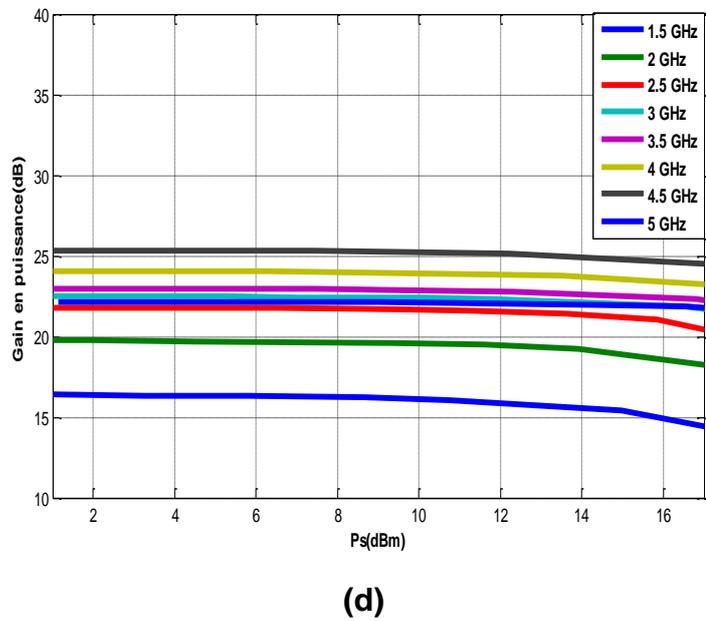
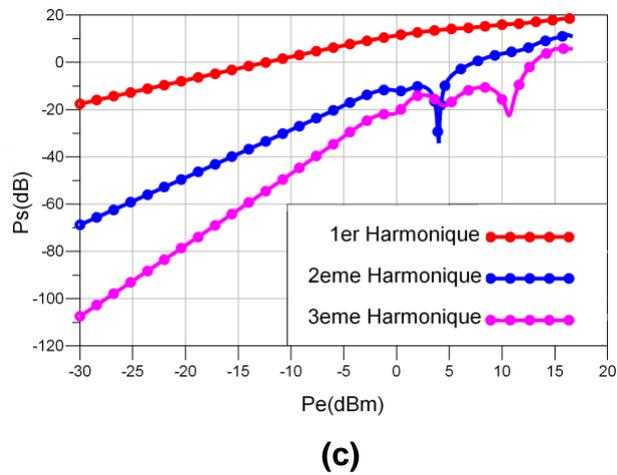
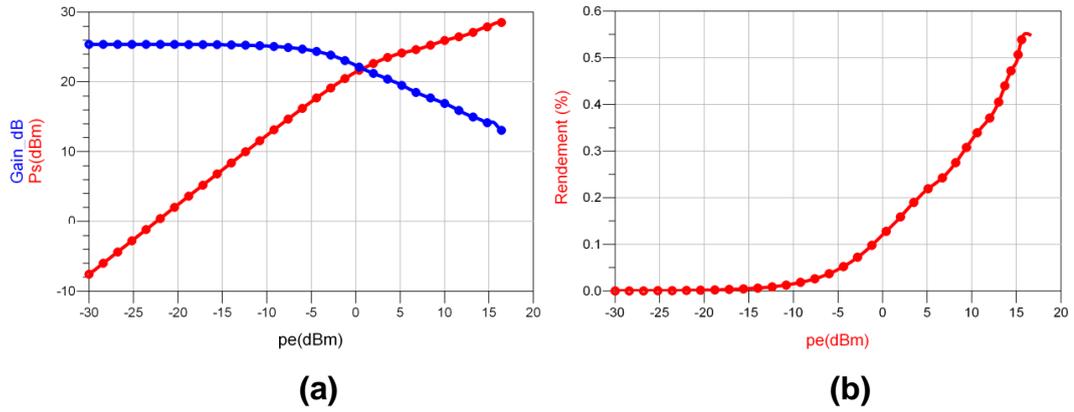


Figure 4.19 : Bilan de puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage : $V_{ds}=30$ V ; $V_{gs}=-3,5$ V ; $f=4,5$ GHz.

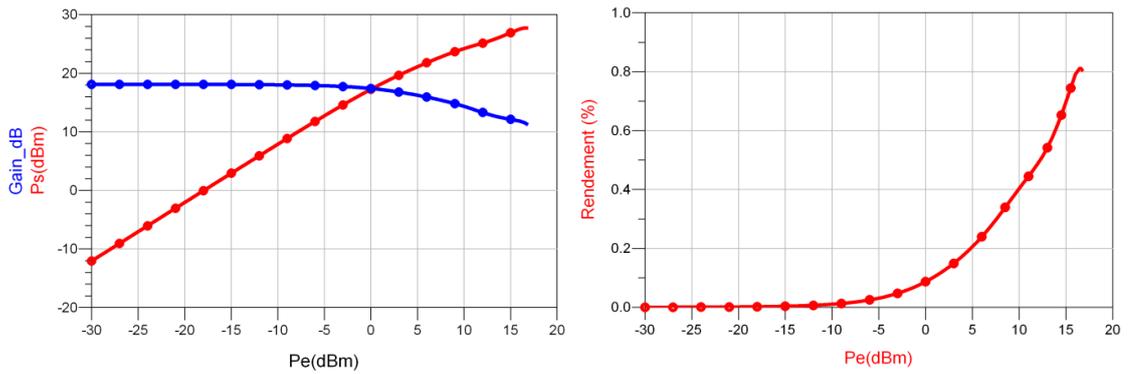
La deuxième harmonique est égale à 11,64dB avec une atténuation de 6,09dB et la troisième harmonique est égale à 2,21dB avec une atténuation de 15.52dB. Le gain en puissance en fonction de la puissance de sortie est représenté à la figure 4.20(d). Le gain maximum et minimum sont respectivement égaux à 18,08dB et 12,67dB. Le gain en puissance est constant pour toutes les fréquences, avec une puissance de sortie qui varient de 2dBm à 12dBm.

4.6.5.3 Bilan de puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage avec (transistor avec bobine source L_s à l'entrée du premier montage) :

Pour augmenter le gain de l'amplificateur, il suffit de rajouter à l'entrée un amplificateur à un seul transistor à faible bruit. Les résultats de simulation sont présentés en figure 4.21. A la fréquence égale à **1,5 GHz**, la puissance de sortie maxPs est égale à 27,21dBm, un gain en puissance égal à 20,29dB pour une puissance d'entrée égale à 7dBm, (voir figure 4.21(a)) et un rendement maximal égal à 85%, (voir figure 4.21(b)). A 7dB de la puissance d'entrée, la première harmonique de la fondamentale du signal de sortie est égale à 17,21dB, la deuxième harmonique est égale à 7,11dB avec une atténuation de 10,1dB, et la troisième harmonique est égale à -5,54dB avec une atténuation de 22.75dB comme illustre la figure 4.21(c) .Le gain en puissance maximal et minimum sont égal respectivement à 27dB et 17,03dB. Il est constant pour toutes les fréquences, pour la puissance de sortie qui varie de 2dBm à 13dBm, (voir figure 4.21(d)). Le tableau 4.7 résume les résultats de simulation du bilan de puissance des trois amplificateurs distribués uni-étage. On remarque que le troisième montage, présente des meilleurs résultats avec une faible puissance d'entrée, et avec un rendement de 85%.

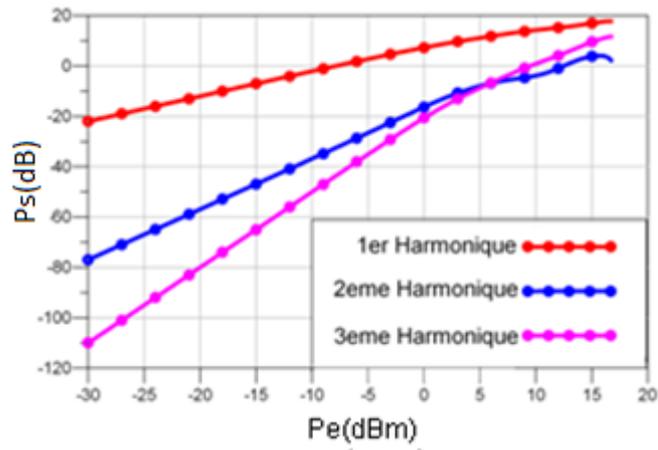
Tableau 4.7 : Résumé des résultats de simulation du bilan de puissance

	<i>Amplificateur distribué en cascade uni-étage $f=4,7GHz$</i>	<i>Amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source L_s $f=1,5GHz$</i>	<i>Amplificateur distribué en cascade uni-étage avec un transistor à l'entrée $f=1,5GHz$</i>
<i>Puissance d'entrée P_e (dBm)</i>	16,10	16,70	7,00
<i>Puissance de sortie maximale P_s (dBm)</i>	28,46	27,73	27,21
<i>Gain en puissance (dB)</i>	13,41	11,37	20,29
<i>Rendement maximal</i>	55,20%	80,60%	85,00%

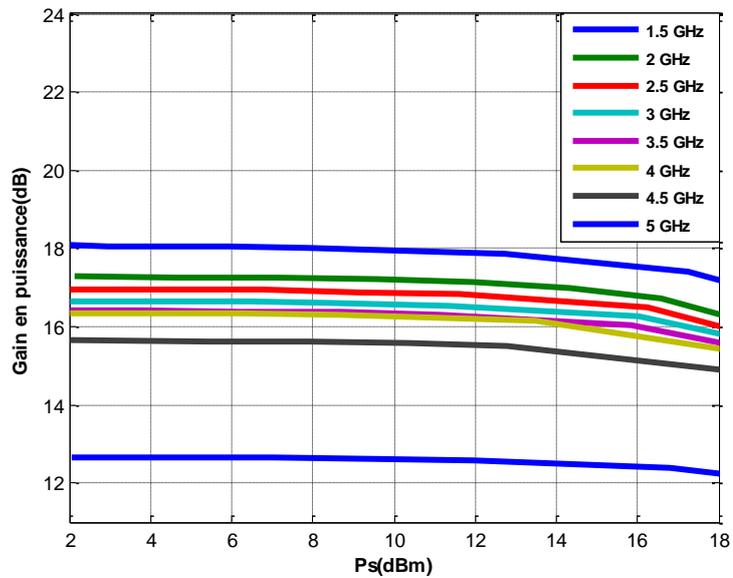


(a)

(b)



(c)



(d)

Figure 4.20 : Bilan de puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage avec bobine source L_s : $V_{ds}=30\text{ V}$; $V_{gs}=-3,5\text{ V}$; $f=1,5\text{ GHz}$.

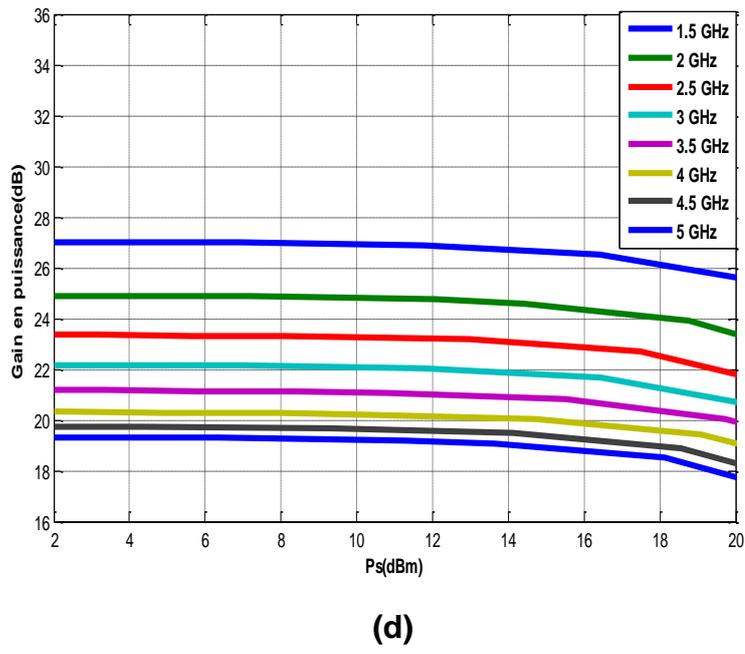
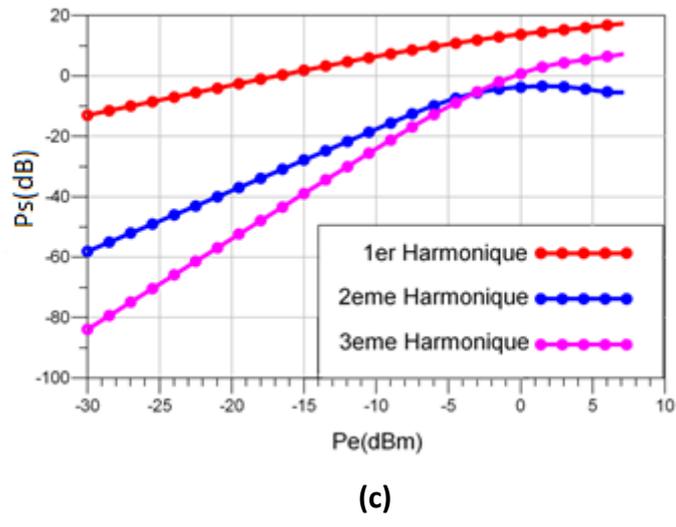
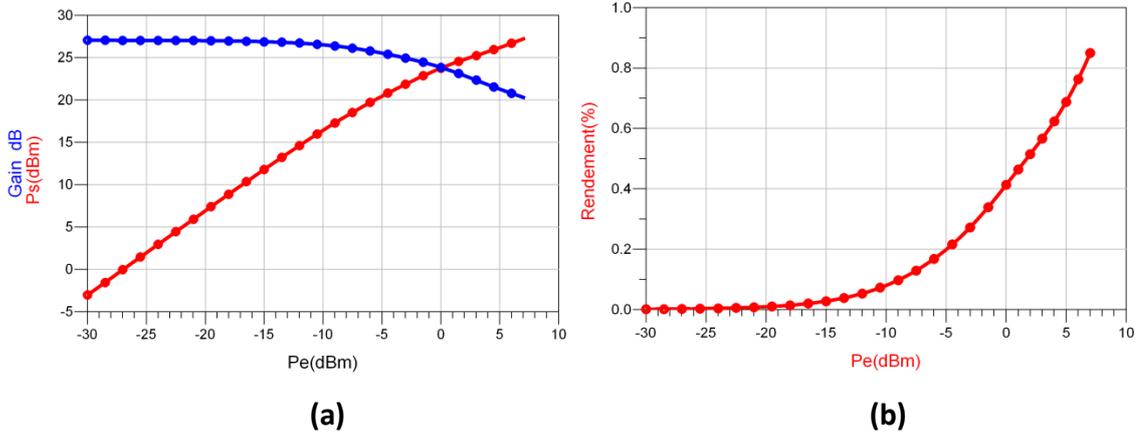


Figure 4.21 : Bilan de puissance de l'amplificateur distribué en cascade uni-étage (transistor avec bobine source L_s rajoute à l'entrée du premier montage : $V_{ds}=30\text{ V}$; $V_{gs}=-3,5\text{ V}$; $f=1,5\text{ GHz}$.)

4.7 Conclusion :

Dans les deux parties de conception qui nous ont permis aussi de vérifier la validation en large signal du modèle transistor d'Angelov, qui justifie que les résultats de simulation en bilan de puissance sont acceptables.

En première partie de ce travail, on a conçu un amplificateur faible bruit LNA avec micro-ruban en classe AB, sélectif à la fréquence de 3GHz, dont les paramètres S_{11} et S_{22} sont inférieurs à -10dB, donc une bonne adaptation en entrée et en sortie, avec les coefficients d'ondes de réflexion d'entrée $VSWR_1$ et $VSWR_2$ d'entrée et de sortie inférieurs à 2. Notre amplificateur faible bruit peut-être réalisé et appliqué dans des circuits en hyperfréquence en bande S.

La deuxième partie de notre travail, on a montré les trois étapes de conception des trois amplificateurs distribués uni-étage sur la bande de fréquence 1,5GHz-5GHz. En court de notre travail, on a remarqué que les résultats simulés de l'amplificateur distribué uni-étage (transistor avec bobine source rajouté à l'entrée du premier montage), présente de meilleures performances par rapport aux deux premiers montages, ses paramètres $-S-$ ainsi que le contrôle de stabilité sont dans les normes sur toute la bande, avec un rendement de égal à 85%.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

L'emploi de matériaux grand gap et tout particulièrement celui du nitrure de gallium semble être une solution viable et intéressante aux demandes croissantes en puissance haute fréquence ainsi qu'en linéarité et performances thermiques liés aux besoins télécom.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié les différents paramètres électriques et physiques du nitrure de gallium démontrant ses atouts pour les applications de puissance haute fréquence et large bande. Cette technologie fortement prometteuse nécessite toutefois encore beaucoup de développements améliorant sa maturité afin de limiter les dispersions liées au processus technologique de fabrication. Au sein de ce même chapitre, nous avons étudié le principe de fonctionnement du transistor HEMT et détaillé sa structure physique.

Dans le second chapitre, nous avons étudié la méthodologie de modélisation des transistors HEMT, puis on a cité les bancs de mesures et les outils de CAO développés dans l'équipe C²S² d'XLIM qui permettent de réaliser des modèles de transistors comme exemple, le banc de mesure par impulsions qui repose sur le principe de l'application de brèves impulsions rectangulaires, autour d'un point de polarisation DC utilisé dans notre travail. Puis, pour calculer les paramètres-S- on a injecté sur l'entrée ou la sortie du composant, l'impulsion modulée avec un signal radio fréquence. Ceci donne accès à des paramètres -S-représentatifs du transistor. Ces paramètres -S- sont disponibles pour chaque point d'impulsion et donc pour la température du point de polarisation instantanée. Puis, on a utilisé le banc de mesure « load-pull » vectoriel pour valider le modèle non-linéaire.

En chapitre trois, qui présente tous les résultats de notre travail. On a appliqué les équations d'Angelov aux éléments intrinsèques d'un transistor large signal de longueur de grille égale 0,5 μ m pour extraire leurs paramètres optimisés, pour trois valeurs de tension drain-source. Puis on a calculé ces paramètres par la méthode d'optimisation en tenant compte des valeurs prises mesurées. Dans la section (3.3.1.2) on a présenté le modèle IDS-VDS mesuré et du modèle Angelov simulé avec extraction de ses paramètres optimisés, en section (3.3.1.3) et (3.3.1.4), on a effectué les calculs d'optimisation des paramètres de chaque élément intrinsèques à l'aide des équations d'Angelov, et en section (3.5), en

régime de puissance, on a vérifié la validation du modèle transistor d'Angelov en large signal.

Le chapitre 4, a été réservée à la conception d'un amplificateur faible bruit LNA à 3GHz et de trois amplificateurs distribués uni-étage avec micro-ruban utilisant le transistor d'Angelov en classe AB. Les paramètres $-S-$ et le contrôle de stabilité de l'amplificateur faible bruit LNA présentent de meilleurs résultats suivant les normes, il a enregistré un gain S_{21} de 7,55 dB et un facteur de bruit de 1,11 dB. Les valeurs de S_{11} et S_{22} obtenues sont respectivement de -20,97 dB et -20,03 dB, les ondes de réflexion coté source ($VSWR_1$) est égal à 1,19 et côté charge ($VSWR_2$) 1,22 et vu sa simplicité, il peut être appliqué dans des circuits en hyperfréquence en [bande -S-].

Les résultats de simulation du troisième amplificateur distribué uni-étage sont meilleurs par rapport au deux premier, vu qu'il présente une amélioration des coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} , des réflexions minimales qui sont produits à la fois du côté entrée et du côté sortie, avec une amélioration en gain. En bilan de puissance, la puissance de sortie maximale P_s égale à 27,21dBm et un rendement égal à 85% sur la bande de 1,5GHz à 5GHz.

La démarche que nous avons suivie (caractérisation, modélisation et validation) est un élément nécessaire pour tout concepteur de circuits électroniques. Notons aussi que notre modèle non-linéaire du transistor HEMT, constitue une avancée dans ce domaine, et devrait, maintenant, inciter les fabricants à utiliser ce composant avec moins de réticence.

Enfin, pour une éventuelle poursuite de ce travail, nous proposons les perspectives suivantes:

Dans le domaine des télécommunications, la génération de fortes puissances entraîne un échauffement du transistor, il est donc important de prendre en considération les effets thermiques lors de la conception des circuits ; c'est-à-dire, l'établissement d'un modèle électrique tenant compte de la température. Pour cela, les mesures du réseau I-V et des paramètres $-S-$ en régime pulsé (signal impulsionnel) seront le point de départ du processus de caractérisation. Notons que les mesures en mode pulsé permettent de caractériser le transistor sans modifier son état thermique stable. C'est à dire que pour une température de

fonctionnement donnée, l'application des tensions lors de la mesure ne générera quasiment pas d'auto-échauffement supplémentaire. L'amélioration de la précision du modèle non-linéaire en augmentant l'ordre du polynôme. L'amélioration du circuit de l'amplificateur faible bruit et l'amplificateur distribué, en jouant sur une bonne adaptation.

Notre travail de conception de l'amplificateur faible bruit et l'amplificateur distribué, peut être utilisé dans une chaîne de réception en bande -S- des Radars météorologique et certains Radars militaires de surveillance aérienne, quelques satellites de télécommunications, Certains transmetteurs audio/vidéo, les réseaux sans fil utilisant le protocole Wi-Fi (2400 à 2485 MHz) et les réseaux mobiles LTE (2500 à 2690 MHz).

Enfin, ce travail de thèse nous a permis d'acquérir une forte expérience sur la caractérisation et la modélisation non-linéaire de composants dédiés aux hyperfréquences. Ce savoir-faire peut être directement appliqué pour les composants émergents et étudier leurs propriétés et leurs potentialités.

APPENDICE A**LISTE DES SYMBOLES ET DES ABREVIATIONS**

GaN	: Nitrate de gallium
AsGa	: Arséniure de gallium
eV	: Electron volt
SiC	: Carbure de silicium
E_c	: Champ critique
E_g	: Energie de la bande interdite eV
n_i	: Densité de porteurs de charge intrinsèque
ϵ_r	: Permittivité
μ	: Mobilité d'électron
V_s	: Vitesse de saturation cm/s
E	: Champ électrique
RF	: Radio fréquence
HEMT	: High electron mobility transistor
β	: Gain en courant
f_T	: Fréquence de transition
G_M	: Gain maximum
F_{max}	: Fréquence maximale d'oscillation
UPG	: Gain en puissance unilatéral
P_{out}	: Puissance de sortie
G_p	: Gain en puissance
η_{PAE}	: Rendement

δ	: Angle de conduction
V_{gs}	: Voltage grille-source
I_{ds}	: Courant intrinsèque drain-source
T_j	: Température de jonction
P_{diss}	: Puissance dissipée
T_a	: Température ambiante
R_{th}	: Résistance thermique
g_m	: Transconductance intrinsèque du canal
G_d	: La conductance
C_{gs}	: Capacité intrinsèque grille-source
C_{gd}	: Capacité intrinsèque grille-drain
C_{ds}	: Capacité intrinsèque drain-source
R_{gd}	: Résistance de charge intrinsèque grille-drain
R_s	: Résistance extrinsèque de la source
R_d	: Résistance extrinsèque du drain
R_g	: Résistance extrinsèque de la grille
C_{pg}	: Capacité de pad grille-source
C_{pd}	: Capacité de pad drain-source
L_g	: Inductance métallique de la grille
L_s	: Inductance métallique de la source
L_d	: Inductance métallique de la source
ω	: Fréquence angulaire
ζ	: Délais de transit
C_{th}	: Condensateur thermique
I_g	: Courant de grille

I_{gs}	: Courant grille-source
I_{gd}	: Courant grille-drain
n_s	: Densité de porteurs de charge
q	: Charge d'électron
P_s	: Puissance de sortie
P_E	: Puissance d'entrée
V_{ds}	: Voltage drain-source
S	: Matrice de dispersion
Z	: Matrice impédance
Y	: Matrice admittance
dB	: Decibel(w)
2DEG	: Two-dimensional electron gaz
ADS	: Advanced design system
$S_i(f)$: Densité spectrale de courant
$S_v(f)$: Densité spectrale de tension
$S_G(f)$: Bruit de grenaille
NF min	: Facteur de bruit minimal
F_c	: Fréquence de coupure
Γ	; Coefficient de réflexion
VSWR	: Rapport d'ondes stationnaires de tension
Z_{int}	: Impédance interligne
Z_d	: Impédance drain
LSNA	: Analyseur de réseau de grands signaux

REFERENCES

1. H. VANG "Optimisation des étapes technologiques pour la fabrication de composants de puissance en Carbure de silicium " Thèse de doctorat n° 2006-ISAL-00126 soutenue le 18 décembre 2006, Institut national des Sciences appliquées de Lyon
2. C. CHARBONNIAUD "Caractérisation et modélisation électrothermique non-linéaire de transistors à effet de Champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde" Thèse de doctorat n° 55-2005 soutenue le 20 octobre 2005, Université de Limoges.
3. T. MIMURA, S. HIYAMIZU, T. FUII, K. NANBU "A new field-effect transistor with selectively doped GaAs-AlxGal-xAs heterojunction "Japanese journal of Applied Physics, vol.19, n° 5, pp. L225-L227, Mai 1980
4. P.MARTA "Etude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium.Conception et réalisation d'amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules Cascodes en montage flip-chip et technologie MMIC "Thèse de doctorat n° 71-2007 soutenue le 6 décembre 2007, Université de Limoges
5. D. DELAGEBEAUDEUF, P. DELESCLUSE, P. ETIENNE, M. LVIRON, J. CHAPLART, NGUYEN. TLINH " Two dimensional electron gaz MESFET structure" Electronics Letters, 16, n° 17, Aout 1980
6. S. DE MEYER " Etude d'une filière de composants HEMTs sur technologie nitrure de gallium. Conception d'une architecture flip-chip d'amplificateur distribué de puissance à très large bande "Thèse de doctorat n° 26-2005 soutenue le 12 septembre 2005, Université de Limoges
7. O.AMBACHER "Growth and applications of group III nitrides"Journal of Physics D (Applied Physics), vol.33, pp.2653-2710, 1998
8. M.HARRIS "Semiconductors" "The RF and Microwave Handbook", editor Mike GOLIO, Ed, CRC press, ISBN 0-8493-8592-X, pages 9-91 à 9-106.
9. H.BOUSBIA " Analyse et développement de la caractéristique en puissance, rendement et linéarité de Transistors de puissance en mode impulsional " Thèse de doctorat n° 77-2006 soutenue le 18 décembre 2006, Université de Limoges.

10. M.LAREDJ “ Modélisation électrothermique de transistors en technologie GaN “ Maitrise en génie électrique, soutenue le 10 Mars 2011, Université de Québec
11. M. BOUCHILAOUN “ Réalisation de transistors à haute mobilité électronique à enrichissement à base d’heterostructure AlGaIn/GaN pour les applications en électronique “ These de doctorat soutenue en Mai 2018. Université Sherbrooke (Quebec) Canada.
12. S. DE MEYER, C. CHARBONNIAUD, R. QUERE “Mechanism of power density degradation due to trapping effects in AlGaIn/GaN HEMTs “ IEEE MTTs Digest, 2003, pages 455 à 458
13. M. S. SHUR “GaIn and relat materials for high power application, in symposium proceeding of Material Research Society”, Symposium E, Fall 1997
14. S.T.SHEPPARD, K.DOVERSPIKE, W.L.PRIBBLE “High power microwave AlGaIn/GaN HEMTs on semi-insulating silicon carbide Substrates “ IEEE Electron Device Lett, vol. 20, pp. 161-163, April 1999
15. N. GHALICHECHIAN “Silicon Carbide Overview of Physical Properties and Thin Film Deposition“, ENEE 793, Solid state Electronics Fall 2002
16. S. DE MEYER “Wideband power performance evaluation of AlGaIn/GaN HEMTs” RF & Hyper 2005, Power Amplifier Workshop, Paris, 22-24 Mars 2005
17. C. TEYSSANDIER “ Contribution à la modélisation non-linéaire de transistors de puissance HEMT Pseudomorphiques sur substrat AsGa : Analyse des effets parasites “ Thèse de doctorat, Université de Limoges, n° 04-2008.
18. M. Guyonnet “ Modélisation électrothermique Non Linéaire de Transistors de puissance LDMOS : Application à la Détermination de Règles d’échèle “ Thèse de doctorat en génie Electrique, 2005. Université de Limoges, 214 p.
19. J. Teyssier, M. Campovecchio, C. Sommet, J. Portilla, and R. Quere, “A pulsed s-parameters measurement setup for the non-linear characterization of fetes and bipolar power transistors,” in European Microwave Conference, 1993.23rd, Oct.1993, pp.489–493.
20. J. P. Teyssier. “Caracterisation en impulsions des transistors micro-ondes :

- application a la modelisation non-lineaire pour la cao des circuits,” Ph.D. dissertation, Universite de Limoges, 1994.
21. J.-P. Teyssier, D. Barataud, C. Charbonniaud, F. De Groot, J. Verspecht, J.-M. Nebus, and R. Quere. “A transistor measurement setup for microwave high power amplifiers design,” in Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia- Pacific Conference Proceedings, vol. 5, 4-7 Dec. 2005, p. 4pp.
 22. A. Platzker, A. Palevsky, S. Nash, W. Struble, Y. Tajima "Characterization of GaAs Devices by a Versatile Pulsed I-V Measurement System" IEEE MTT-S Digest, pp. 1137-1140, 1990
 23. J.F. Vidalou, F. Grossier, M. Camiade, J. Obregon "On-Wafer Large Signal Pulsed Measurements" MTT Symp., pp. 95-99, 1991
 24. J.P. Teyssier, R. Quéré, J. Obregon "Accurate Non-linear Characterization of Microwave Semi-Conductor Devices Using Pulse Measurement Technique" IEEE MTT Workshop, pp. 208-212, Ratingen (Germany), 1991
 25. Scott, M. Sayed, P. Schmitz, A. Parker "Pulsed-bias/Pulsed RF device measurement system requirements" EMC. pp 951-961, Cannes, France, 1994
 26. Denis Barataud. “Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel de transistors de puissance radiofréquences et microondes”, Thèse de doctorat, Université de Limoges, Octobre 1998.
 27. J. Verspecht. “Calibration of a Measurement System for High Frequency Nonlinear Devices”, Doctoral Dissertation - Vrije Universiteit Brussel, November 1995.
 28. W. Van Moer. “Development of New Measuring and Modelling Techniques for RFICs and their Nonlinear Behaviour”, PhD Thesis, Vrije Universiteit Brussel, June 2001.
 29. Tibault Reveyrand. “Etude préliminaire pour la mise en place d’un système de mesure de formes d’ondes temporelles multi-harmonique au moyen de sondes Haute-Impédance”, Rapport d’avancement Post-Doctoral n°1, CNES IRCOM Agilent NMDG, Novembre 2002.
 30. Tibault Reveyrand. “ Mesures de formes d’ondes temporelles multi-harmoniques avec le LSNA ; mise en place expérimentale du calibrage des sondes Haute- Impédance”, Rapport d’avancement Post-Doctoral n°2, CNES IRCOM Agilent NMDG, Février 2003

31. J. Verspecht, P. Debie, A. Barel, L. Martens. "Accurate on wafer measurement of phase and amplitude of the spectral components of incident and scattered voltage waves at the signal ports of a non-linear microwave device", Conference record of the IEEE Microwave Theory and Techniques Symposium 1995, Orlando, Florida, USA, pp.1029-1032, May 1995
32. L. BACQUE "Optimisation du rendement d'amplificateur de puissance sous contraintes de linéarité en présence de modulations numériques complexes" Thèse de doctorat, Université de Limoges, novembre 2008
33. M. GUYONNET "Modélisation électrothermique non-linéaire de transistors de puissance LDMOS : application à la détermination de règles d'échelle" Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, France, Mars 2005
34. C. LAGARDE "Modélisation de transistor de puissance en technologie GaN : Conception d'un amplificateur de type Doherty pour les émetteurs à puissance adaptative" Thèse de doctorat de l'université de Limoges, France, Septembre 2006
35. O. BON "Conception de transistors haute tension complémentaires en technologie 65nm sur substrat silicium sur isolant fin pour applications RF et conversion de puissance" Thèse de doctorat de l'université Paul Sabatier, Toulouse III, France, Mars 2008
36. N. DYE, H. GRANBERG "Radio frequency transistors- Principles and Practical Applications" Newness, Butterworth- Heinemann, 2001
37. I. HICKMAN "Practical radio- frequency handbook" Newnes, 2007
38. A. SILIGARIS "Modélisation grand signal de MOSFET en hyperfréquence: Application à l'étude des non linéaire des filières SOI" Thèse de doctorat de l'université des sciences et technologies de Lille, France, Décembre 2004
39. D. MULLER "Optimisation des potentialités d'un transistor LDMOS pour l'intégration d'amplificateur de puissance RF sur Silicium" Thèse de doctorat de l'université de Limoges, France, Octobre 2006
40. M.GOLIO & J. GOLIO "The RF and Microwave Handbook-RF and Microwave passive and active technologies" CRC press, Taylor and Francis Group LLC, 2008
41. J.ROGERS & C. PLETT "Radio frequency integrated circuit design", Artech

- house microwave library, 2003
42. P. REYNAERT & M. STEYAERT "RF power amplifier for mobile communications", Springer, 2006
 43. R. GILMORE & L. BESSER "Practical RF circuit design for modern wireless systems" Volume II, "Active circuits and systems", Artech house microwave library, 2003
 44. S. CRIPPS "RF power amplifiers for wireless communications" Artech house microwave library, 2006
 45. THOMAS H. Lee "The design of CMOS radio-frequency integrated circuits", Cambridge University Press, New York, 2nd Edition, 2004
 46. B. Jayant BALIGA "Silicon RF power MOSFETS", Woorld Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2005
 47. M. DJAMAI "Contribution à la modélisation et à la linéarisation des amplificateurs de puissance large bande", Thèse de doctorat de l'université de Poitiers, France, Mars 2008
 48. SC. CRIPPS "Advanced techniques in RF power amplifier design", Artech house microweve library, 2002
 49. Y. TSIVIDIS "Operation and modeling of the MOS transistor "Oxford University Press, Second Edition, 1999.
 50. T. MOHAMMED "Caractérisation fine et modélisation non-linéaire des transistors MOSFET" Thèse de doctorat de l'Université Ferhat Abbas, Sétif Algérie, février 2013
 51. Joel VUOLEVI & Timo RAHKONEN "Distortion in RF Power Amplifiers" Artech House Microwave Library, 2003.
 52. J.Alberto Zamudio, Samir Dahmani, Gunter Kompa " Large-signal Modeling of Large-size GaN HEMTs with a Comprehensive Extrinsic elements Extraction Algorithm" International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 2010, 2(1), 63-73
 53. W.R. Curtice, M.Etteenberg "A nonlinear FET GaAs model for use in the design of out put circuits for power amplifiers" IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.33, n0.12, pp.1383-1394, December 1985
 54. V.I. Cojocar, T.J. Brazil "A scalable general-purpose model for microwave FET's including DC/AC dispersion effects", IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.45, n0 .12, pp.2248-2255, December 1997

55. I. Angelov, H. Zirath, N. Rorsman "A new empirical non-linear model for HEMT and MESFET devices", IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.40, no. 12, pp.2258-2266, December 1992
56. J.P. Ibbetson, P.T. Fini, Ness, S.P. DenBaars, J.S. Speck, U.K. Mishra "Polarization effects, surface states, and the source of electrons in AlGaIn heterostructure field effect transistors". Appl.Phys. Lett.77 (2000) 250-252.
57. Ilcho Angelov, Roberto tinti "Accurate Modeling of GaAs & GaN HEMT's for Non-linear Applications" Innovations on EDA Webcast, May 7 2017.
58. Weifeng Zhou, Chenyan Fang "An accurate parameter extraction method applied to RF large-signal model for GaN HFETs" "8th OAPS paper series, N^o 2011-005.
59. J.B.Beyer, S.N.Prasad, R.C.Becker, J.E.Nordman, G.K.Hohenwar "Mesfet distributed amplifier guidelines" IEEE. Tans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-32, N^o3, March 1984, pp 268-275.
60. H. Zahra" Conception d'un amplificateur faible bruit LNA à base d'un transistor à effet de champ à à hétérojonction pHEMT " Thèse de doctorat soutenue le 17 Février 2011. Université Mohamed Khider –BISKRA-
61. I. Jabbari, M. Baira, H. Maaref, R. Mghaieth, Cryogenic investigation of the negative pinch-off voltage V_{pinch} , leakage current and interface defects in the Al_{0.22}Ga_{0.78}N/GaN/SiC HEMT, Microelectronics reliability journal, Vol. 116, 114009(2021)
62. C.Wang, X. X. Wei, M. D. Zhao, Y.L. He, X. F. Zheng, W. Mao, X.H. Ma, J. C. Zhang, Y. Hao, Effects of Ohmic Area Etching on Buffer Breakdown voltage of AlGaIn/GaN HEMT, Transactions on Electrical and Electronic Materials, Vol. 18, N^o 3, pp.125-128(2017)
63. H. Wu, X. Fu, Y. Wang, J. Guo, J. Shen, S. Hu, Breakdown voltage improvement of enhancement mode AlGaIn/GaN HEMT by a novel step-etched GaN buffer structure, Journal Physics open, 2211-3797(2021)
64. A. Ibrahim, C. Z. Zulkifli, A. Z. Mohamad Ali, A microwave low noise amplifier based on ladder matching network for wireless applications, Journal Teknologi (sciences & engineering),(2016) 78.5-10 (2016)33-38
65. S.Kang, Y.Na and M. Seo " Two-stage Distributed Amplifier and Cascaded Single-stage Distributed Amplifier in 65nm CMOS Process, IDEC Journal of Integrated Circuits and Systems, Vol 3, N^o 2, April 2017.

