

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université SAAD DAHLEB -BLIDA 1-



Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales



Département de Navigation Aérienne

Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme de

MASTER

Filière : Aéronautique

Option : CNS/ATM

Thème

*Conception et simulation d'un amplificateur distribué
de puissance sans et avec micro ruban utilisant le
transistor HEMT modèle d'Angelov large-signal*



Présentée et soutenue Par :

M^{lle}. Fatma Djihane BENSaad

Promoteur :

M^r. Abdelkrim BELMECHERI

Promotion: 2017/2018



REMERCIEMENTS

*Nous tenons à remercier avant tout "ALLAH" le **Tout Puissant** de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience.*

*J'exprime toute ma gratitude à monsieur **Abdelkrim BELMECHERI** l'encadreur de cette mémoire qui a bien voulu accepter de diriger ce travail, 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. Grace 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.*

Mes remerciements s'adressent également aux membres de jury qui ont accepté de juger mon travail. Le même sentiment de reconnaissance est aussi exprimé à l'endroit de tout le corps enseignant et administratif de l'Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales de Blida, pour la qualité des enseignements et la circulation de l'information.

*Ce mémoire n'aurait pas été possible sans l'intervention, consciente, d'un grand nombre de personnes on cite en l'occurrence madame **Nadia** et le technicien **Djalal** pour leur disponibilité, leur aide et leur gentillesse.*

*J'adresse mes remerciements également au Docteur **Nacira MAAZOUZ** Enseignante à la faculté d'USTO, ainsi que M^{elle} **Naima KHELOUL** Doctorante en Opération aérienne.*

Je tiens à saisir l'occasion et d'adresser mes profonds remerciements à ma familles et mes amis qui par leur prières et leur encouragement, j'ai pu surmonter tous les obstacles.

Enfin, j'exprime mes plus vifs remerciements à tous ceux qui de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce modeste travail.



Dédicace

A la mémoire de ma mère,

A la mémoire de ma petite sœur Romaiassa,

A mon trésor Sihem,

A mon chéri Seddik,

A mes amis, pour la valeur qu'ils ont ajoutée dans ma vie,

Pour tous ceux qui m'ont soutenu.

Fatma Djihane BENSAD

RESUME

Résumé

L'optimisation des performances en puissance offertes par les amplificateurs dans les systèmes télécoms est un enjeu principal pour les deux domaines civil et militaire, donc dans cette étude on va essayer de faire la conception de nouveaux amplificateurs plus développés à base des transistors de types HEMTs qui est composé de l'alliage GaN, avec cellule cascade, qui nous permettent d'obtenir une très large bande de fréquence avec haute qualité et par conséquent, l'augmentation des performances.

Mots clés: puissance, amplificateurs, transistors, HEMTs, GaN, cellule cascade, bande de fréquence.

Summary

The optimization of power performance offered by the amplifiers in telecom systems is a major challenge for both civil and military fields, so in this study we will try to design new amplifiers more developed and based types of transistors HEMTs which is composed of GaN alloy, with cascade cell, that allow us to get a very wide frequency band with high quality and therefore, increased performance.

Keywords: power, amplifiers, transistors, HEMTs, GaN, cascade cell, frequency band.

ملخص

إن تحسين أداء الطاقة التي توفرها مكبرات الصوت في أنظمة الاتصالات هو حصة رئيسية في المجالين المدني والعسكري، لذلك سنحاول في هذه الدراسة أن نجعل تصميم مضخمات جديدة أكثر تطوراً و على أساس ترانزستورات من أنواع HEMTs التي تتكون من سبيكة نتريد الفاليوم مع خلية متتالية تسمح لنا بالحصول على نطاق تردد واسع جداً بجودة عالية وبالتالي زيادة في الأداء.

الكلمات الرئيسية : الطاقة، مكبرات الصوت، مضخمات، ترانزستورات، HEMTs، نتريد الفاليوم، خلية متتالية، نطاق

تردد.

TABLE DES MATIERES

Résumé

La table des matières

La liste des figures

La listes des tableaux

La liste des abréviations et acronymes

INTRODUCTION GENERALE1

Chapitre I : *TRANSISTOR HEMT GAN*

INTRODUCTION	3
I-1- Les matériaux semi-conducteurs III-V	4
I-2- Le nitrure de gallium (GaN)	4
I-3- La structure cristalline du GaN	5
I-3-1- La structure blende de zinc	5
I-3-2- La structure wurtzite	5
I-4- La saturation de vitesse	6
I 5- Les caractéristiques principales du GaN	7
I-5-1- La bande interdite (gap)	8
I-5-2- Le champ critique E_c [V/cm]	8
I-5-3- La densité de porteurs intrinsèques	9
I-5-4- La mobilité des porteurs et la vitesse des porteurs	10
I-6- Les transistors utilisés en amplification de puissance à hautes fréquences.....	12
I-7- Le transistor HEMT GaN.....	13
I-8- La structure physique d'un HEMT AlGaN/GaN	14
I-9- Les caractéristiques électriques	15
I-9-1- Le modèle petit-signal d'un HEMT	15
I-9-1-1- La transconductance	16
I-9-1-2- La conductance de sortie	16
I-9-1-3- La capacité grille- source	16

TABLE DES MATIERES

I-9-1-4- La capacité grille-drain	16
I-9-1-5- La capacité entre le drain et la source	17
I-9-1-6- Les résistances R_i , R_{gd} , R_d et R_s	17
I-9-2- Le modèle large signal d'un HEMT.....	17
I-9-2-1- Le courant drain-source.....	18
I-9-2-2- Les figures de mérite.....	19
I-9-2-3-La fonction de transfert.....	20
I-10- Les limitations du HEMT AlGaIn/GaN	20
I-11- Les effets de pièges	21
I-11-1- Les pièges responsables du « gate-lag »	21
I-11-2- Les pièges responsables du « drain-lag »	22
I-12- CONCLUSION	22

Chapitre II : *LES AMPLIFICATEURS DISTRIBUES ET LES MICRO-RUBANS*

INTRODUCTION.....	23
II-1- Les amplificateurs distribués	24
II-2- Les différentes architectures d'amplificateurs distribués de puissance large bande.....	24
II-2-1-Les amplificateurs à adaptation résistive.....	24
II-2-2-Les amplificateurs à contre réaction.....	25
II-2-3- L'amplificateur distribué.....	26
II-3- Le principe de fonctionnement de l'amplificateur distribué.....	27
II-3-1- Le principe de fonctionnement.....	28
II-3-2- Les critères de conception d'un amplificateur distribué	30
II-3-2-1- La fréquence de coupure	30
II-3-2-2- L'impédances caractéristiques des lignes de grille et de drain.....	30

TABLE DES MATIERES

II-3-2-3- Les constantes de propagation.....	31
II-3-2-4- Le gain en puissance.....	32
II-3-2-5- Le nombre optimal de transistor.....	32
II-3-2-6- La sensibilité de l'amplificateur aux éléments du transisto.....	32
II-3-2-6-1- la sensibilité de l'amplificateur aux éléments intrinsèques du transistor.....	32
II-3-2-6-2- la sensibilité de l'amplificateur aux éléments extrinsèques du transistor.....	33
II-4- Le choix de la topologie de l'amplificateur distribué.....	33
II-4-1- L'Amplificateur distribué classique.....	33
II-4-1-1- L'amplificateur distribué utilisant un seul transistor comme cellule élémentaire.....	34
II-4-1-2- L'amplificateur distribué en configuration cascode comme cellule élémentaire.....	34
II-4-1-3- L'amplificateur distribué en configuration cascade comme cellule élémentaire.....	35
II-4-2- L'amplificateurs constitués à partir d'architectures distribuées associées en cascade.....	36
II-5- La ligne micro ruban.....	37
II-5-1- La définition du micro ruban.....	37
II-5-2- Les formules pour la conception du micro ruban.....	37
II-5-2-1- La calcul des grandeurs Z_0 et ϵ_{eff}	37
II-5-2-2- Le calcul des dimensions de ligne micro ruban W/h	38
II-5-2-3- L'influence de l'épaisseur t du ruban.....	38
II-5-3- La dispersion dans la ligne micro-ruban.....	39

TABLE DES MATIERES

II-5-4- La limite en fréquence	40
II-5-5- La correction des discontinuités rencontrées dans la réalisation des micro rubans.....	40
II-5-5-1- Le circuit ouvert	40
II-5-5-2- La variation symétrique de la largeur.....	41
II-5-5-3- Les coudes.....	41
II-5-6- L'influence du boîtier	42
II-5-7- Le comportement du micro-ruban comme une inductance et comme capacitance	42
II-6- CONCLUSION	44

Chapitre III : *CONCEPTION ET SIMULATION D'UN AMPLIFICATEUR DISTRIBUE SANS ET AVEC MICRO RUBAN A BASE DE TRANSISTOR D'ANGELOV LARGE-SIGNAL*

INTRODUCTION	45
III-1- Généralités sur ADS	46
III-2- Le modèle du courant de drain-source I_{ds} du transistor large signal	46
III-3- Les paramètres intrinsèques et extrinsèques du transistor	48
III-4- Le modèle des condensateurs non-linéaire C_{gs} et C_{gd}	49
III-4-1- La modélisation du condensateur C_{gs}	49

TABLE DES MATIERES

III-4-2- La modélisation du condensateur C_{gd}	50
III-5- Le montage sur ADS pour la simulation des paramètres -S- d'un seul transistor.....	52
III-6- Le montage sur ADS pour la simulation en régime dynamique d'un seul transistor.....	54
III-7- L'application du modèle transistor HEMT large-signal d'Angelov dans un amplificateur distribué cascade sans et avec micro ruban.....	55
III-7-1- La structure globale de notre amplificateur distribué cascade de puissance sans et avec micro ruban	55
III-7-2- Les paramètres -S- simulés de l'amplificateur distribué cascade avec le transistor d'Angelov large-signal sans et avec micro ruban.....	58
III-8- L'amplificateur distribué de puissance en régime dynamique sans et avec micro ruban	62
III-8-1- L'amplificateur distribué de puissance en régime dynamique sans micro ruban	62
III-8-2- L'amplificateur distribué de puissance en régime dynamique avec micro ruban	64
III-9- Le gain en puissance de l'amplificateur distribué de puissance sans et avec micro ruban	66
III-9-1- Le gain en puissance de l'amplificateur distribué en puissance sans micro ruban	66
III-9-2- Le gain en puissance de l'amplificateur distribué de puissance avec micro ruban	67
III-10- CONCLUSION	69
CONCLUSION GENERALE	70
REFERENCES	

LA LISTE DES FIGURES

La liste des figures :

Chapitre I

Figure I-1: Un exemple d'applications des semi-conducteurs grands gaps	5
Figure I-2: Les structures cristallines possibles pour les semi-conducteurs III-V	6
Figure I-3: La largeur de la bande interdite décroît avec la température	8
Figure I-4: La Concentration intrinsèque des porteurs pour différents semi-conducteurs en fonction de la température	9
Figure I-5: La Vitesse de dérive des porteurs dans les semi-conducteurs GaN et GaAs en fonction du champ électrique pour différents température	11
Figure I-6: La variation de la vitesse de dérive des électrons pour différents matériaux (Si, III- V, grand gap) en fonction du champ électriques cette	11
Figure I-7: L'Influence des propriétés des matériaux sur les performances des composants.....	12
Figure I-8: Le montage élémentaire et polarisation: a) d'un transistor bipolaire et b) d'un transistor `à effet de champ	13
Figure I-9: La Structure de base d'un HEMT	14
Figure I-10: Le Schéma équivalent petit signal d'un HEMT	15
Figure I-11: Le schéma électrique non-linéaire du transistor à effet de champ	17
Figure I-12: Les Caractéristiques courant-tension	18

LA LISTE DES FIGURES

Chapitre II

Figure II-1: L'amplificateur à adaptation résistive	25
Figure II-2: L'amplificateur à contre réaction	26
Figure II-3: Le schéma de l'amplificateur distribué	26
Figure II-4: Le Schéma équivalent unilatéral du transistor HEMT	27
Figure II-5: Le schéma de principe d'un amplificateur distribué simple	28
Figure II-6: Le schéma équivalent des lignes de grille et de drain	29
Figure II-7: La cellule élémentaire en T	30
Figure II-8: Les cellules élémentaires en T des lignes de grille (a) et de drain(b)	31
Figure II-9: Amplificateur distribué utilisant un seul transistor comme cellule élémentaire..	34
Figure II-10: L'amplificateur distribué en configuration cascode	35
Figure II-11: L'amplificateur distribué utilisant une configuration cascade	35
Figure II-12: Des architectures distribuées en cascade : (a) uni-étage, (b) multi-étages et (c) matrice	36
Figure II-13: Les paramètres d'une ligne micro ruban.....	37
Figure II-14: Les caractéristiques fréquentielle de la permittivité effective	39
Figure II-15: Le schéma de la variation systémique de la largeur W	41
Figure II-16: La représentation d'un coude	41
Figure II-17: Le schéma d'un boîtier	42
Figure II-18: Le schéma électrique équivalent d'une ligne micro ruban	43

LA LISTE DES FIGURES

Chapitre III

- Figure III-1:** Les Courbes de I_{ds} - V_{ds} mesuré d'un transistor large signal de longueur de grille $L_g=0,5mm$ (ligne noir), et du modèle Angelov simulé (pointillés): $V_{DS}=0v, V_{GS}=0v$47
- Figure III-2:** Le circuit des éléments intrinsèques en large signal d'un transistor HEMT/GaN.....48
- Figure III-3:** Le circuit des éléments extrinsèques d'un transistor large signal HEMT/GaN.....48
- Figure III-4:** Les Courbes de C_{gs} mesuré pour une longueur de grille $L_g=0.5mm$, et du modèle Angelov simulé pour $V_{ds}=30v$ 50
- Figure III-5:** Les Courbes de C_{gd} mesuré pour une longueur de grille $L_g=0.5mm$, et du modèle Angelov simulé pour $V_{ds}=30v$ 51
- Figure III-6:** Le transistor d'Angelov sur ADS avec les paramètres optimisés à $V_{gs}=-3,5v$ et $V_{ds}=30v$ 52
- Figure III-7:** Le montage du circuit d'un seul transistor d'Angelov à $V_{gs}=-3,5v$ et $V_{ds}=30v$52
- Figure III-8:** Les paramètres $-S-$ d'un seul transistor en fonction de la fréquence de 45MHz à 60GHz pour $V_{gs}=-3,5v$ et $V_{ds}=30v$ 53
- Figure III-9:** Le montage du circuit d'un seul transistor modèle d'Angelov en régime dynamique à $V_{gs}=-3,5v$ et $V_{ds}=30v$ 54
- Figure III-10:** La puissance de sortie P_s (dBm), le Gain en puissance (dB) et le rendement PAE (%) en fonction de la puissance d'entrée P_e (dBm)54
- Figure III-11:** Les paramètres $-S-$ du transistor large signal dans un amplificateur distribué cascade, largeur de grille 0.5 mm, $V_{gs}=-3.5$ et $V_{ds}=30v$ sans micro ruban56
- Figure III-12:** Les paramètres $-S-$ du transistor large signal dans un amplificateur distribué cascade, largeur de grille 0.5 mm, $V_{gs}=-3.5$ et $V_{ds}=30v$ avec micro ruban57
- Figure III-13:** Les paramètres S_{21} (dB) en fonction de fréquence (GHz) simulés de l'amplificateur distribué sans et avec micro ruban pour $V_{ds}=30v$ et $V_{gs}=-3.5v$58

LA LISTE DES FIGURES

- Figure III-14:** Les paramètres S_{11} (dB) en fonction de fréquence (GHz) simulés de l'amplificateur distribué sans et avec micro ruban pour $V_{ds}=30v$ et $V_{gs}=-3.5v$59
- Figure III-15:** Les paramètres S_{22} (dB) en fonction de fréquence (GHz) simulés de l'amplificateur distribué sans et avec micro ruban pour $V_{ds}=30v$ et $V_{gs}=-3.5v$59
- Figure III-16:** Le montage de l'amplificateur distribué cascade de puissance en régime dynamique, largeur de grille 0.5 mm, $V_{gs}=-3.5$ et $V_{ds}=30v$ avec micro ruban.....60
- Figure III-17:** Le montage de l'amplificateur distribué cascade de puissance en régime dynamique, largeur de grille 0.5 mm, $V_{gs}=-3.5$ et $V_{ds}=30v$ avec micro ruban.....61
- Figure III-18:** La puissance de sortie P_s (dBm) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur distribué sans micro ruban en fonction de la fréquence en (GHz) : $Z_{charge}=50\Omega$; $V_{ds}=30v$; $V_{gs}=-3.5v$ à $P_e=-3dBm$62
- Figure III-19:** La puissance de sortie P_s (dBm) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur distribué sans micro ruban en fonction de la fréquence (GHz) : $Z_{charge}=50\Omega$; $V_{ds}=30v$; $V_{gs}=-3.5v$ et $P_e=-6dBm$63
- Figure III-20:** La puissance de sortie P_s (dBm), le Gain en puissance (dB) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur de puissance sans micro ruban en fonction de la puissance d'entrée P_e (dBm).....63
- Figure III-21:** La puissance de sortie P_s (dBm) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur distribué avec micro ruban en fonction de la fréquence (GHz) : $Z_{charge}=50\Omega$; $V_{ds}=30v$; $V_{gs}=-3.5v$ à $P_e= 1dBm$64
- Figure III-22:** La puissance de sortie P_s (dBm) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur de puissance avec micro ruban en fonction de la fréquence (GHz) : $Z_{charge}=50\Omega$; $V_{ds}=30v$; $V_{gs}=-3.5v$ $P_e=1dBm$65
- Figure III-23:** La puissance de sortie P_s (dBm), le Gain (dB) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur de puissance avec micro ruban en fonction de la puissance d'entrée P_e (dBm).....65
- Figure III-24:** Le gain en puissance de l'amplificateur distribué sans micro ruban.....66

LA LISTE DES FIGURES

Figure III-25: Le gain en puissance (dB) de l'amplificateur distribué avec micro ruban en fonction de la puissance de sortie P_s (dBm).....	68
--	----

LA LISTE DES TABLEAUX

La liste des tableaux :

Chapitre I

Tableau I-1: Un Extrait de la classification périodique des éléments.....	4
Tableau I-2: Les propriétés principales des structures du GaN.....	6
Tableau I-3: Les caractéristiques physiques des principaux matériaux utilisés.....	7

Chapitre II

Tableau II-1: Le tableau de correspondance.....	31
Tableau II-2: Le coefficient d'atténuation α et le déphasage β des lignes de grille et de drain.....	31

Chapitre III

Tableau III-1: Les Valeurs extraites des paramètres optimisés du Modèle Angelov du courant de drain I_{ds}	47
Tableau III-2: Les Valeurs extraites des paramètres optimisés des éléments extrinsèques d'un transistor large signal de longueur de grille $L_g=0,5\text{mm}$	49
Tableau III-3: Les valeurs extraites des paramètres optimisés de C_{gs} du Modèle Angelov pour : $V_{ds}=30\text{v}$	50
Tableau III-4: Les valeurs extraites des paramètres optimisés de C_{gd} du modèle Angelov à $V_{gs}=-3,5\text{v}$ et $V_{ds}=30\text{v}$	51
Tableau III-5: Les valeurs optimisées sans micro-ruban	55
Tableau III-6: Les valeurs optimisées avec micro-ruban.....	55

LA LISTE DES TABLEAUX

Tableau III-7: Les valeurs de la puissance de sortie Ps (dBm) et du rendement PAE (%) de 0.2GHz à 4GHz sans micro ruban.....	62
Tableau III-8: Les valeurs de la puissance de sortie Ps (dBm) et du rendement PAE (%) de 0.2GHz à 4GHz avec micro ruban.....	64
Tableau III-9: Les valeurs de gain en puissance (dB) et la puissance de sortie Ps (dBm) pour différentes valeurs de fréquences, sans micro ruban.....	67
Tableau III-10: Les valeurs de gain en puissance (dB) et la puissance de sortie Ps (dBm) pour différentes valeurs de fréquences, avec micro ruban.....	68
Tableau III-11: Les résultats de simulation de l'amplificateur distribué de puissance avec micro ruban.....	69

Liste des abréviations et des acronymes

Liste des abréviations :

AlN : Nitrure d'Aluminium.

AlGaN : Nitrure de Gallium-Aluminium.

AsGa : Arséniure de Gallium.

GaAs : Gallium d'Arséniure.

GaN : Nitrure de gallium.

GAP: La bande interdite.

HEMT: High Electron Mobility Transistor.

InP: Phosphore d'Indium.

MMIC: Monolithic Microwave Integrated Circuit.

MEMS: Monolithic Electro Mechanical Systems.

ZCE : La Zone de Charges d'Espace.

BJT: Les Transistors Bipolaires.

TEC : Les Transistors à Effets de Champ.

MESFET: Metal-Semiconductor Field Effect Transistor.

MODFET: Modulation Doped Field Effect Transistor.

pHEMT: pseudomorphiques High Electron Mobility Transistor.

ADS: Advanced Design System.

HB: Harmonique Balance.

PAE : Power Added Efficiency.

La liste des lettres latines:

E_g : La largeur de la bande interdite. [eV]

E_c : Le Champ Critique. [V/cm]

n_i : La densité de porteurs intrinsèques. [cm⁻³]

μ : La mobilité électronique. [-]

V : la vitesse des porteuses. [cm/s]

L_g : L'inductance de grille. [nH]

L_s : L'inductance de source. [nH]

L_d : L'inductance de drain. [nH]

C_g : La capacité de grille. [pF]

C_s : La capacité de source. [pF]

C_d : La capacité de drain. [pF]

V_{gs} : La tension grille-source. [v]

V_{ds} : La tension drain-source. [v]

V_{gd} : La tension grille-drain. [v]

V_{bd} : La tension de claquage breakdown. [v]

V_{knee} : La tension de coude. [v]

I_{ds} : Le courant drain-source. [A]

gm : La transconductance intrinsèque.

g_d : La conductance de sortie.

C_{gs} : La capacité grille-source. [pF]

C_{gd} : La capacité grille-drain. [pF]

C_{ds} : La capacité drain-source. [pF]

Liste des abréviations et des acronymes

Q: La charge de la ZCE de la jonction Schottky.

R_i: La résistance d'entrée. [Ω]

R_{gd}: La résistance de grille-drain. [Ω]

R_d: La résistance de drain. [Ω]

R_s: La résistance de source. [Ω]

P_s: La puissance de sortie. [**dBm ou W**]

P_e: La puissance d'entrée. [**dBm ou W**]

P_{DC}: La puissance de polarisation. [**dBm ou W**]

NF: Le facteur de bruit. [-]

G_p: Le gain en puissance. [-]

Z_c: L'impédance caractéristique. [Ω]

n_{opt}: Nombre optimal de transistor. [-]

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années, le transistor HEMT (High Electron Mobility Transistors) à base d'hétérostructure AlGa_N/Ga_N fait l'objet d'intenses recherches et investigations.

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 (Ga_N) 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 AlGa_N/Ga_N destinés à la génération d'ondes RADAR ou à l'amplification de signaux de télécommunications.

Le matériau grand gap de type Ga_N, 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 Ga_N, de par ses remarquables propriétés intrinsèques, sont donc naturellement de très bons candidats pour les applications de puissance aux fréquences micro-ondes.

Cette mémoire se présente donc en trois chapitres :

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

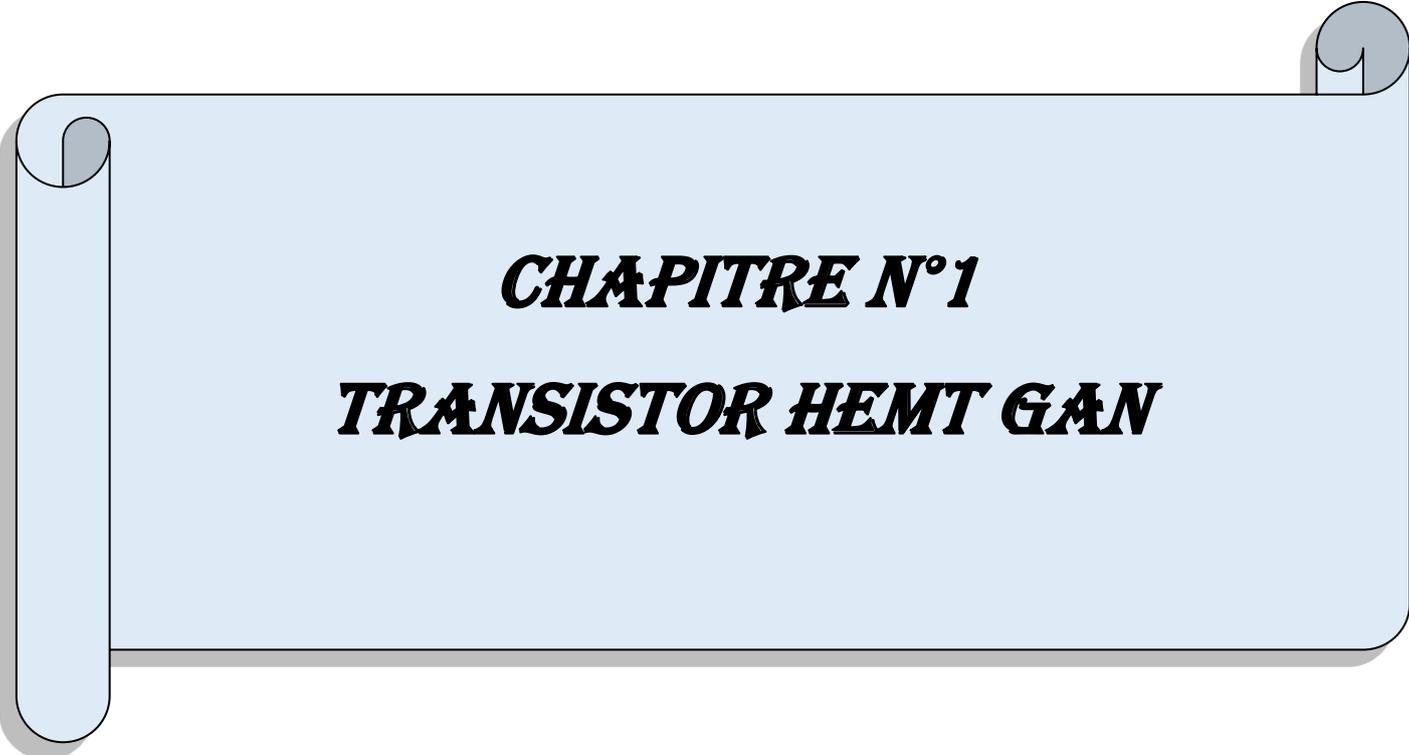
Le deuxième chapitre, présente l'étude des amplificateurs distribués ainsi que les différents montages en cascade. Par la suite, nous présentons les calculs des micro rubans pour la réalisation de notre amplificateur.

INTRODUCTION GENERALE

Le troisième et le dernier chapitre, portera sur le modèle du transistor Angelov, en exposant tous les mesures et l'extraction de ses paramètres optimisés, et la conception d'un amplificateur de puissance avec micro-ruban à base de ce modèle, et faire la comparaison des résultats simulés, sans et avec micro ruban.

Objectif de l'étude :

Ce travail s'est concentré sur l'étude et l'optimisation de la puissance avec des hautes fréquences en utilisant les transistors HEMTs avec le matériau GAN afin d'améliorer les performances des systèmes dans les domaines civil et militaire et augmenter les bandes de fréquences utilisées par la réalisation de transistor de puissance très large bande et la conception des nouveaux amplificateurs plus adaptés et développés.



CHAPITRE N°1
TRANSISTOR HEMT GAN

INTRODUCTION

L'augmentation des performances en puissance est un axe stratégique pour tous les systèmes télécoms et en particulier pour les systèmes radars. A titre d'exemple, dans des applications telles que les communications mobiles, l'évolution du débit et du volume de données échangées nécessitent une amélioration importante des performances offertes aujourd'hui par les amplificateurs présents dans les stations de base.

Il est vrai qu'une grande majorité de composants électroniques sont réalisés à base de silicium; le carbure de silicium a longtemps semblé être le candidat idéal malgré sa faible mobilité de porteurs et ses problèmes de pièges. Cependant, les applications dans le domaine civil ou militaire nécessitent l'utilisation de puissances de plus en plus importantes à des fréquences élevées.

C'est alors que le nitrure de gallium GaN a focalisé l'attention des recherches au niveau composant. Ce matériau présente de très bonnes propriétés électroniques pour la puissance aux hautes fréquences.

Les transistors HEMTs résultants sont des composants hyperfréquences performants pour des systèmes d'émission réception et pour le traitement des signaux hyperfréquences (amplificateurs, mélangeurs et oscillateurs).

Dans ce chapitre, nous nous pencherons sur le matériau grand gap plus précisément le nitrure de gallium sa structure et les caractéristiques principales.

Dans une deuxième partie, nous étudierons le transistor HEMT, son fonctionnement, sa structure et ces caractéristiques électriques. Pour finir, nous nous intéresserons aux composants étudiés au cours de ce travail de mémoire, pour la conception de l'amplificateur distribué de puissance « cascade » avec micro ruban.

I-1- Les matériaux semi-conducteurs III-V :

Les matériaux semi-conducteurs III-V sont des composés formés à partir d'un élément de la III^{ème} colonne (bore, gallium, aluminium, indium, etc.) et d'un élément de la V^{ème} colonne (arsenic, antimoine, phosphore, etc.) de la classification périodique de Mendeleïev.

Le tableau I-1 nous donne un aperçu de cette classification (les chiffres en haut et en bas représentent respectivement le nombre atomique et la masse atomique). [1]

Tableau I-1: Un Extrait de la classification périodique des éléments. [1]

III	IV	V
$10.81^{5}B$	$12.01^{6}C$	$14.01^{7}N$
$26.98^{13}Al$	$28.09^{14}Si$	$30.97^{15}P$
$69.74^{31}Ga$	$72.59^{32}Ge$	$74.92^{33}As$
$114.82^{49}In$	$118.69^{50}Sn$	$121.51^{51}Sb$

I-2-Le nitrure de gallium (GaN) :

Le nitrure de gallium (GaN) est un matériau semi-conducteur qui possède une large bande interdite environ 3,4 eV, il est utilisé en optoélectronique et dans plusieurs dispositifs de grande puissance ou de haute fréquence. C'est un composé binaire appartenant aux semi-conducteurs de type III V qui possède une semi conductivité intrinsèque. [2]

La figure I-1 représente un exemple d'applications des semi-conducteurs grands gaps.

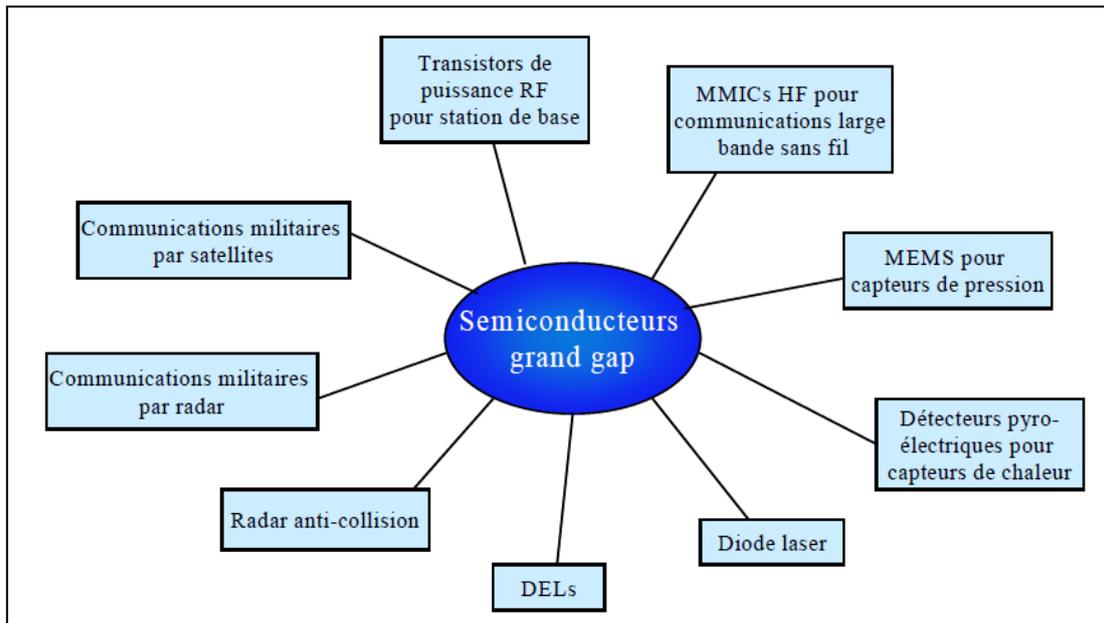


Figure I-1: Un exemple d'applications des semi-conducteurs grands gaps. [2]

I-3- Les structure cristalline du GaN :

Le nitru de gallium cristallise sous deux formes différentes. La structure thermodynamiquement stable est la phase hexagonale (structure wurtzite: h-GaN). La structure cubique (structure blende de zinc: c-GaN), thermodynamiquement métastable, peut être également obtenu en choisissant des conditions de croissance adaptées. [3]

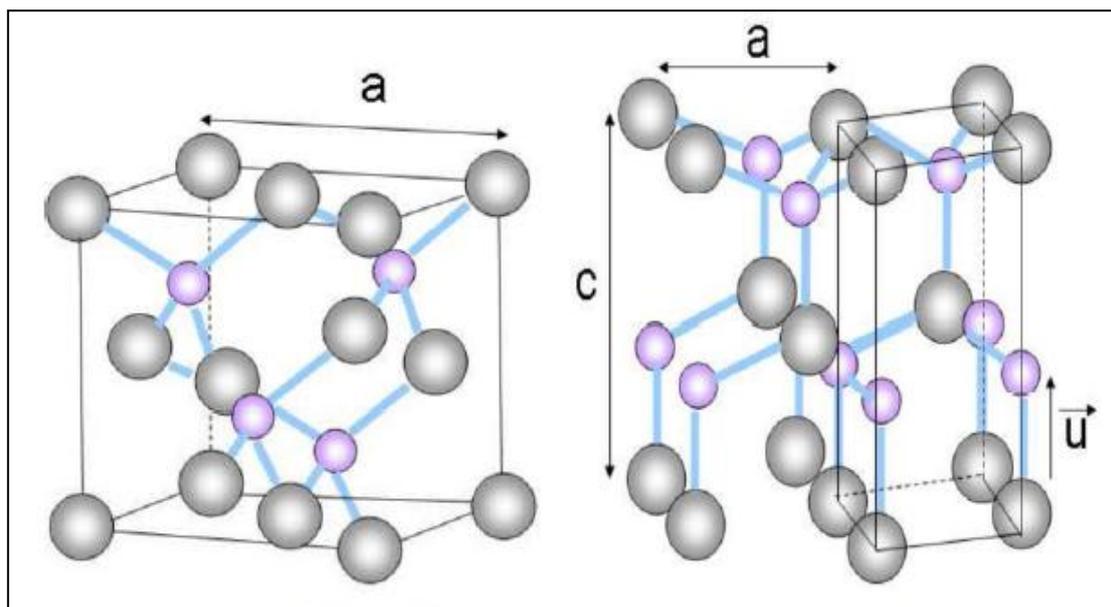
I-3-1-La structure blende de zinc :

Elle est constituée de deux sous réseaux cubiques faces centrées, chacun comprenant un type d'atome, interpénétrés et décalés d'un quart par rapport à la diagonale de la maille. L'arrangement des atomes dans la maille de chacune des deux structures est représenté dans la figure I-2(a).

Ces deux structures cristallines sont proches; la principale différence entre l'axe (0001) de la structure hexagonale et l'axe (111) de la structure cubique est la séquence d'empilement des plans cristallins.

I-3-2- La Structure wurtzite :

La structure wurtzite est constituée de deux réseaux hexagonaux, figure I-2 (b), l'un avec les atomes de gallium, l'autre avec les atomes d'azote, interpénétrés et décalés suivant l'axe c de 5/8ème de la maille élémentaire.



a) La Structure blende de zinc.

b) La structure hexagonale wurtzite.

Figure I-2: Les structures cristallines possibles pour les semi-conducteurs III-V. [3]

Le tableau I-2 nous montre quelques propriétés des structures du GaN :

Tableau I-2: Les propriétés principales des structures du GaN. [4]

	Blende de Zinc	Wurtzite
Bande interdite [Ev]	3.2	3.39
Affinité électrique [EV]	4.1	4.1
Constante diélectrique	9.7	8.9
Champ critique [$V\text{ cm}^{-1}$]	$\sim 5 \cdot 10^6$	$\sim 3.3 \cdot 10^6$
Vitesse max de saturation [cm s^{-1}]	$\sim 2.5 \cdot 10^7$	$\sim 2.5 \cdot 10^7$

I-4- La saturation de vitesse :

Dans certains matériaux comme GaAs et InP, les minima des vallées satellites sont séparés du minimum de la vallée Γ par une énergie de l'ordre de quelques dixièmes d'électronvolt. Ils sont donc accessibles à des électrons ayant gagné de l'énergie par un quelconque mécanisme.

Dans d'autres matériaux, en particulier GaN, l'énergie de séparation est grande, il faut alors y appliquer un grand champ électrique pour que les électrons puissent gagner ces vallées satellites. Considérons par exemple, un ensemble d'électrons possédant une énergie ε au voisinage du minimum Γ ; leur masse effective y est faible et leur mobilité élevée. S'ils

gagnent de l'énergie en s'échauffant dans un champ électrique intense, ils vont monter dans la vallée Γ et peuvent être portés à un niveau énergétique égal ou supérieur au minimum de L ou X.

Une collision avec un phonon, leur communiquant le complément d'impulsion nécessaire, peut alors les transférer dans l'une des vallées satellites. L'énergie cinétique de ces électrons va alors diminuer de l'énergie de transfert $\Delta\epsilon$ et leur masse effective augmentera ; ils sont alors brusquement ralentis. Ce phénomène est à l'origine de la saturation de vitesse de transport des électrons, observée dans les matériaux III-V, lorsque le champ électrique E augmente. [3]

I-5- Les caractéristiques principales du GaN :

Le tableau I-3 recense quelques caractéristiques physiques des principaux matériaux utilisés : pour la réalisation de transistor à applications hyper-fréquences.

Tableau I-3: Les caractéristiques physiques des principaux matériaux utilisés. [5]

	Si	GaAs	4H-SiC	GaN
Bande interdite (eV)	1.12	1.42	3.26	3.43
Mobilité des électrons ($\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$) à 300K	1350	6000	800	1500
V_{sat} : Vitesse de saturation Des électrons ($10^7 \text{ cm} \cdot \text{s}^{-1}$)	1.0	2.0	2.0	2.7
E_{crit} : Champ électrique critique ($\text{MV} \cdot \text{cm}^{-1}$)	0.3	0.4	2.0	3.0
Conductivité thermique ($\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$)	1.5	0.5	4.9	1.7
Constante diélectrique statique	11.7	12.9	9.7	8.5
Johnson's FOM $\propto (E_{\text{crit}} \times V_{\text{sat}})^2$	0.9	6.4	160	660

I-5-1- La bande interdite (gap) :

L'énergie de bande interdite est la mesure de la quantité d'énergie nécessaire à un électron pour passer de la bande de valence à la bande de conduction lorsque celui-ci est soumis à une excitation.

Le matériau sera appelé semi-conducteur si le gap (notée E_g , unité : eV), ou la distance énergétique entre le bas de la bande de conduction et le sommet de la bande de valence, est inférieur à 2eV, figure I-3. C'est le cas des matériaux Ge, Si, GaAs, InP, Si. Le matériau est considéré comme un semi-conducteur grand gap pour des valeurs supérieures à 2eV. [6]

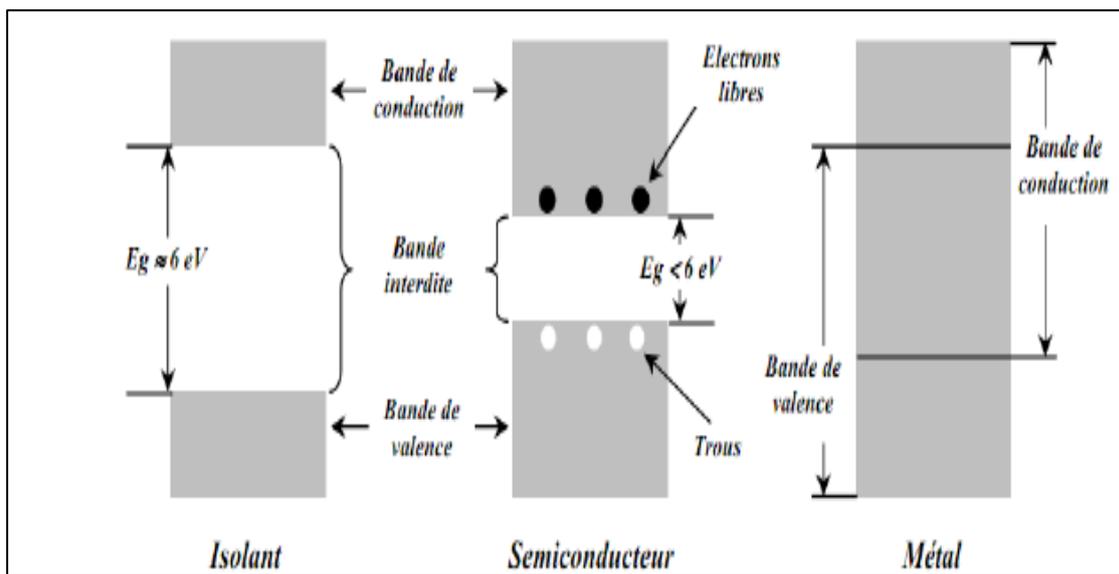


Figure I-3: La largeur de la bande interdite décroît avec la température. [6]

I-5-2- Le champ critique E_c [V/cm] : [5]

Le champ critique est la valeur du champ électrique que peut supporter le composant. Si le composant est capable de supporter des tensions de polarisation importantes, cela veut dire que le champ critique est de grande valeur. Il sera préférable d'utiliser les transistors à grands gap pour des applications de puissance, car ils sont bien meilleurs.

La fonction suivante relie entre le champ de claquage et la largeur de bande interdite:

$$E_c \propto E_g^{3/2} \quad (\text{I-1})$$

I-5-3- La densité de porteurs intrinsèques :

La pureté d'un semi-conducteur signifie que ce dernier est intrinsèque autrement dit il est sans défaut chimique ni structural qui peuvent modifier les densités de porteurs de charge.

- A la température de 0°K, la bande de conduction est vide et la bande de valence est saturée : il n'y a pas de porteurs de charge.
- A $T \neq 0^{\circ}\text{K}$, quand un électron part de la bande de valence, et passe dans la bande de conduction, il y a apparition d'un trou dans la bande de valence. ainsi on a une égalité entre la quantité de trous et d'électron ; on note n_i leur concentration commune et elle est appelée concentration ou densité de porteurs intrinsèques (unité : cm^{-3}) :

$n = p = n_i$ Où n_i est la densité de porteurs intrinsèques.

$n_i^2 = A \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{E_{g0}}{kT}}$ Où A est une constante dépendante du matériau mais indépendante de la température, E_{g0} est la valeur du gap à 0°K, k est la constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^{\circ}\text{K}$).

La densité de porteurs intrinsèques est une fonction exponentielle de la température.

Le terme T^3 est négligeable devant le facteur $e^{-\frac{E_{g0}}{kT}}$. La densité en porteurs intrinsèques est donc un paramètre important à prendre en compte pour des applications à haute température, figure I-4. Ainsi, les matériaux à grand gap (E_{g0} est grand, supérieure à 3.4 eV pour le GaN) ayant une faible valeur de densité de porteurs intrinsèques ont un faible courant de fuite pour des valeurs de température importante.

Pour conclure, on peut dire qu'un matériau ayant un n_i faible est un bon choix pour les applications à hautes températures. [7]

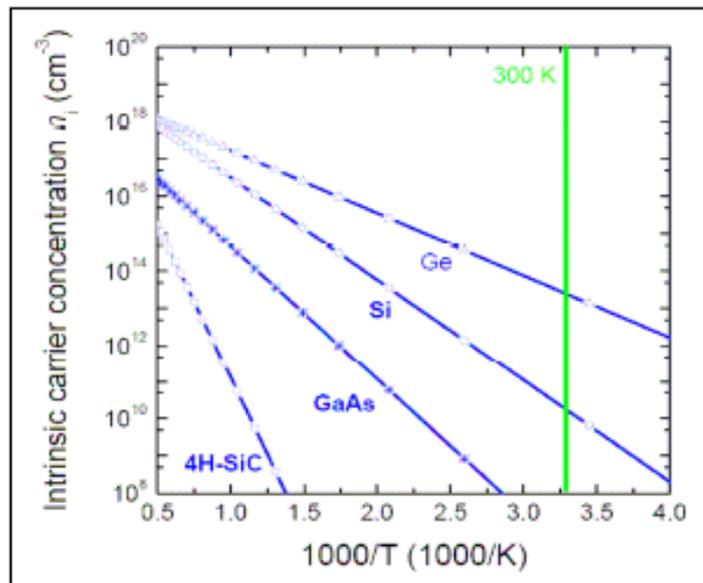


Figure I-4: La Concentration intrinsèque des porteurs pour différents semi-conducteurs en fonction de la température. [7]

I-5-4- La Mobilité des porteurs et la Vitesse des porteurs :

Afin de caractériser le transport des porteurs de charges (électrons et trous) dans les alliages (GaN), la mobilité électronique notée μ est considérée comme étant un paramètre crucial, qui détermine les performances du composant, cette grandeur est liée au libre parcours sans choc dans le semi-conducteur.

Les modifications du réseau cristallin peuvent être soit une augmentation de la température soit un ajout des impuretés (atomes dopants) cause une modification sur la mobilité des porteurs.

L'équilibre thermodynamique est établi, lorsqu'on applique un champ électrique de faible valeur car la vitesse moyenne est proportionnelle au champ électrique. En d'autres termes, la mobilité des porteurs est indépendante du champ électrique et la vitesse de dérive (notée V , unité : Cm/s).

Lorsqu'on augmente le champ électrique, les interactions des porteurs avec les vibrations du réseau (phonons) mène à une baisse de la mobilité des porteurs : la vitesse sature et tend vers la vitesse thermique. La loi de variation de la mobilité par rapport au champ électrique varie d'un matériau à l'autre, en fonction de la nature de la structure de bandes du semi-conducteur, elle se traduit par une variation non linéaire de la vitesse de dérive des porteurs :

$$\vec{V} = \mu(\mathbf{E}) \cdot \vec{E} \quad (\text{I-2})$$

Comme nous montre la figure I-5, les éléments de la colonne III-V sont les seuls qui possèdent un pic de survitesse, contrairement pour les autres éléments la vitesse de dérive des porteurs est continûment croissante jusqu'à la saturation.

Si on prend par exemple le nitrure de gallium, le pic de survitesse se produit pour une valeur de champ électrique d'environ 200kV/cm. Cela signifie que la vitesse des porteurs dans le GaN est très élevée pour des forts champs électriques.

Comme nous l'avons vu auparavant, la vitesse de dérive dépend de la mobilité des porteurs, elle aussi est influencée par la température. Comme le montre la figure I-5, pour une température de 500°K par exemple, la vitesse de dérive des porteurs est 3 fois plus grande dans le matériau GaN que dans le matériau GaAs pour un même champ électrique appliqué de 0.2 MV/cm. [7]

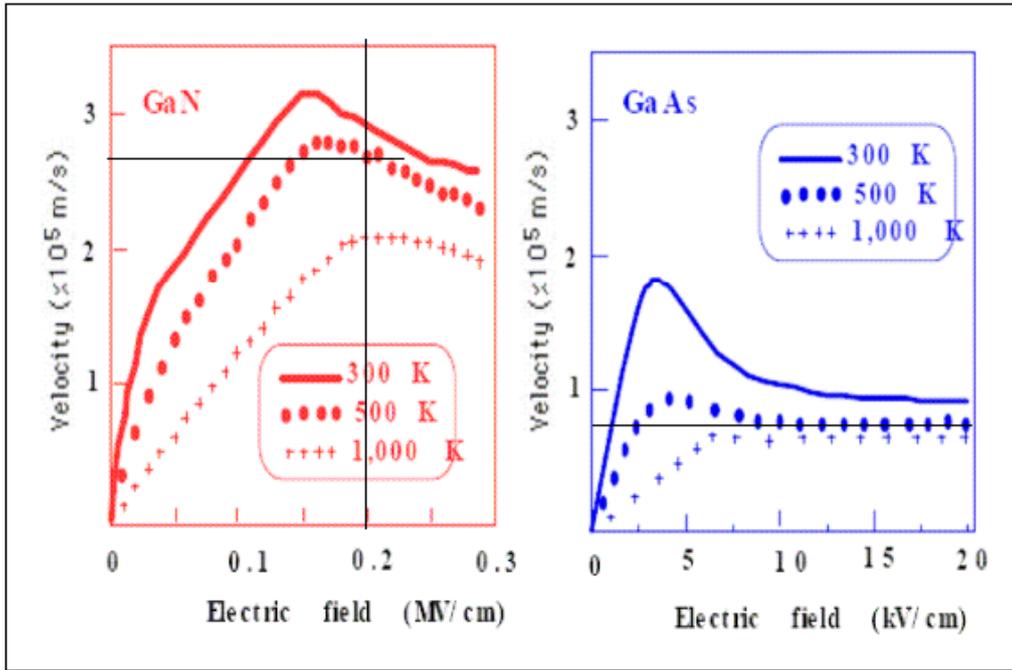


Figure I-5: La Vitesse de dérive des porteurs dans les semi-conducteurs GaN et GaAs en fonction du champ électrique pour différents température. [7]

La figure I-6 représente la variation de la vitesse de dérive des électrons pour différents matériaux (Si, III-V, grand gap) en fonction du champ électriques :

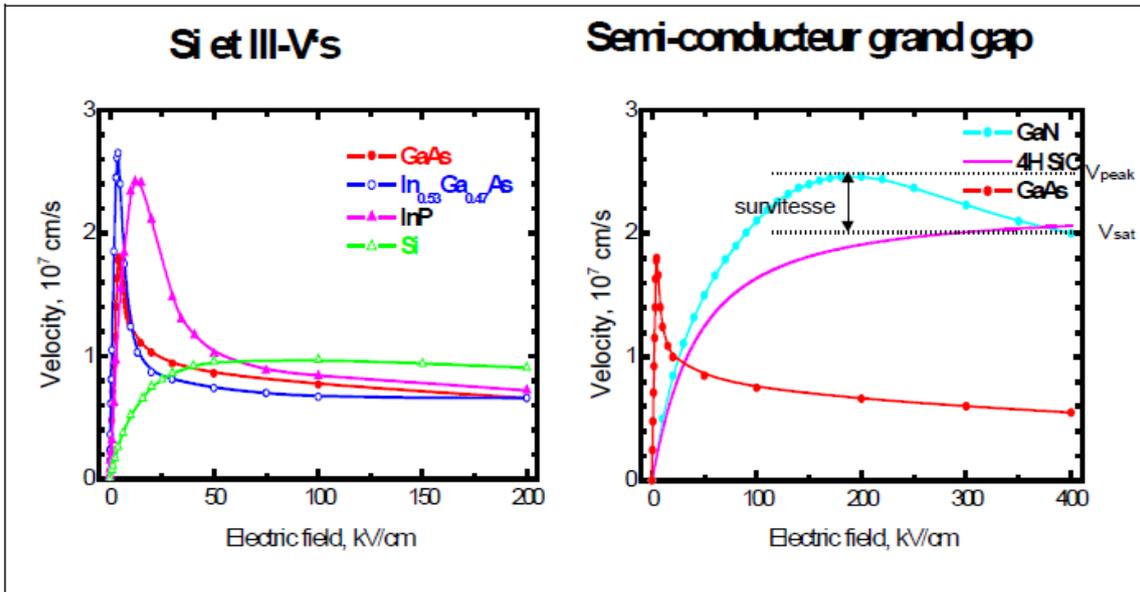


Figure I-6: La variation de la vitesse de dérive des électrons pour différents matériaux (Si, III-V, grand gap) en fonction du champ électriques cette. [7]

La figure I-7 nous montre l'influence et la relation directe entre les performances des semi-conducteurs ainsi que leurs propriétés :

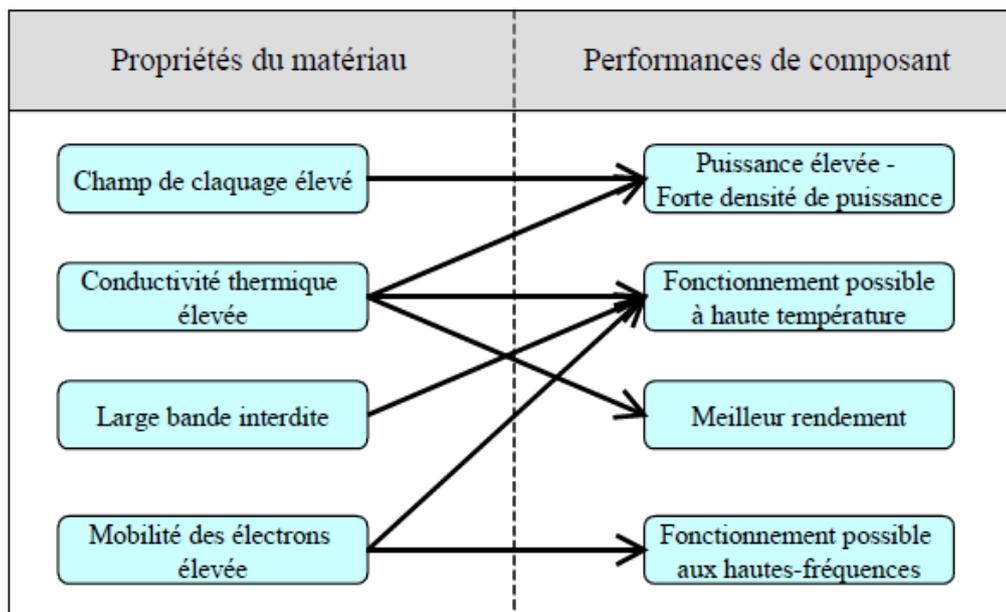


Figure I-7: L'Influence des propriétés des matériaux sur les performances des composants. [7]

I-6- Les transistors utilisés en amplification de puissance à hautes fréquences :

Le transistor est un composant semi-conducteur utilisé comme amplificateur et switch. C'est un composant à trois accès. Un courant ou une tension faible appliquée à un accès contrôle le courant à travers les deux autres accès.

Les transistors sont des éléments actifs essentiels de l'électronique qu'il est possible de distinguer selon deux principales catégories, les transistors bipolaires (BJT), ainsi que les transistors à effets de champ (TEC). Tous deux permettent une régulation du courant de sortie, par une modulation de courant pour le transistor bipolaire, la tension appliquée sur la grille qui permet de moduler le courant circulant entre le drain et la source pour le transistor TEC. Le schéma d'utilisation est présenté en figure I-8 : [3]

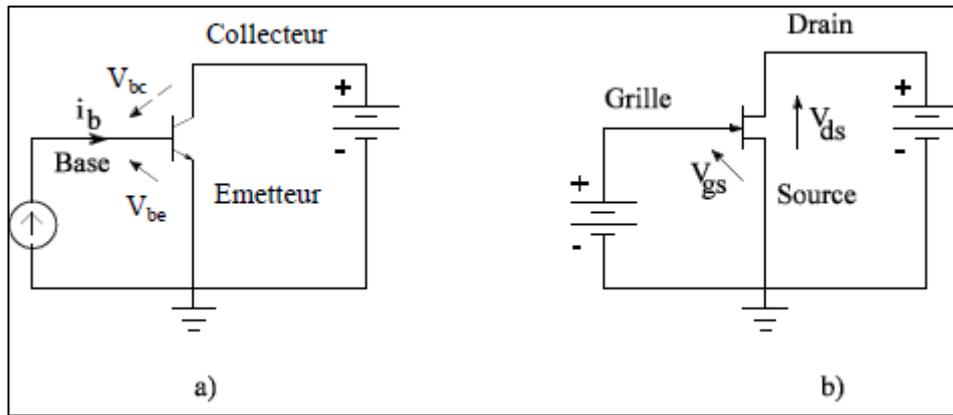


Figure I-8: Le montage élémentaire et polarisation : a) d'un transistor bipolaire et b) d'un transistor à effet de champ. [3]

Nous allons nous intéresser au transistor à effet de champ, et plus précisément au transistor HEMT GaN, puisqu'il représente les composants sur lesquels ces travaux de mémoire ont été réalisés.

I-7- Le transistor HEMT GaN:

Le HEMT constitue une évolution majeure du MESFET (Metal-Semiconductor Field Effect Transistor) et a pris le pas sur ce dernier depuis le début des années 1990.

Ce composant est désormais largement utilisé en tant que composant faible bruit dans les systèmes de télécommunications terrestres et spatiales, dans les radiotélescopes, dans les récepteurs de télévision par satellite, ..., dans bon nombre de systèmes électroniques, des téléphones portables aux véhicules automobiles.

Ce transistor est vu comme un composant faible bruit et faible consommation d'énergie. Il est désormais un élément essentiel pour les applications d'amplification aux hautes fréquences. Son effet fondamental est une source de courant contrôlée en tension. En effet, une tension variable appliquée sur l'accès de grille d'un composant permet de faire varier le courant circulant entre les deux autres électrodes qui sont le drain et la source.

Il existe plusieurs types de transistors susceptibles d'être utilisés, cependant à notre connaissance seul le HEMT à base de GaN combine la capacité de travailler plus élevée, avec des densités de puissance supérieures, une résistance thermique bien meilleure que celle des pHEMTs GaAs et une fréquence de travail élevée. [3]

I-8- La structure physique d'un HEMT AlGaN/GaN :

Un HEMT se constitue de trois différents matériaux :

- ✓ Le substrat.
- ✓ Un matériau ayant une large bande interdite (grand gap).
- ✓ Un matériau possédant une faible bande interdite (petit gap).

La figure I-9 nous montre la structure physique de base d'un HEMT :

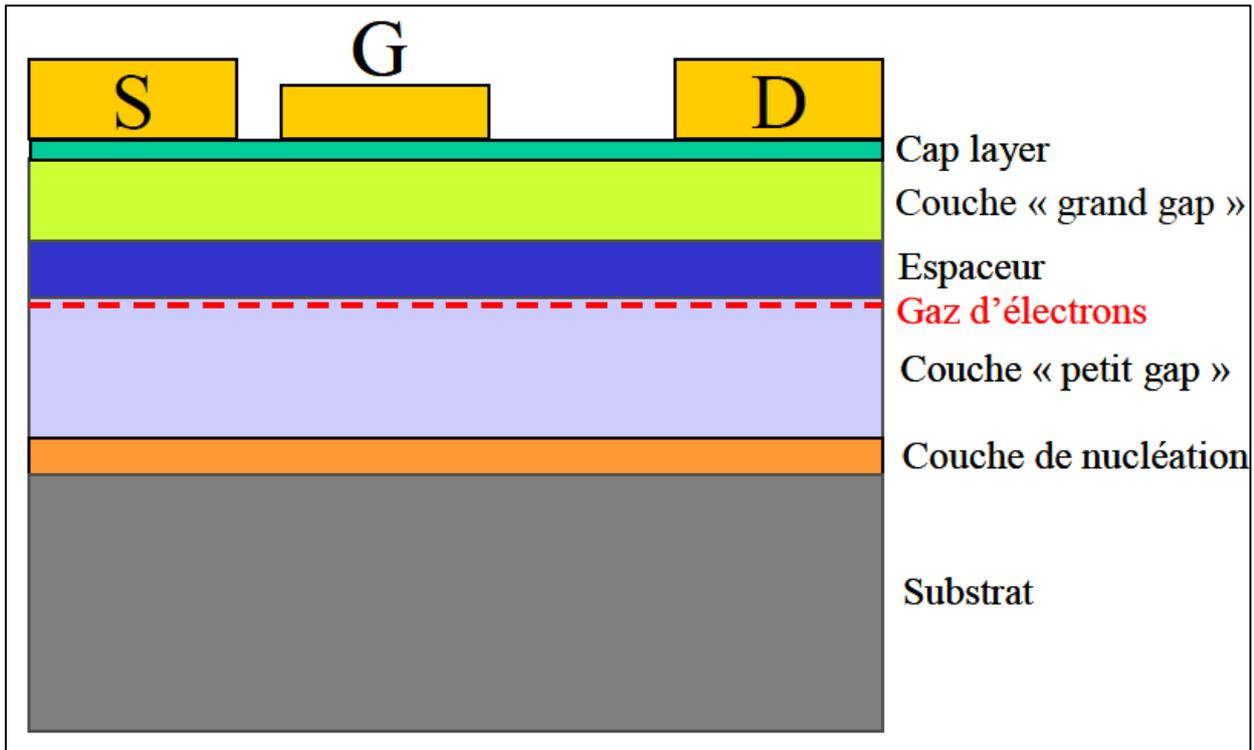


Figure I-9: La Structure de base d'un HEMT. [5]

- **Le substrat** : c'est la couche inférieure de base sur laquelle on effectue la construction des matériaux. Pour avoir une bonne qualité du composant ainsi qu'un bon fonctionnement, il faut faire un choix adéquat de ce substrat.
- **La couche de nucléation** : Généralement conçue à partir du matériau AlN, elle possède une épaisseur négligeable (quelques centaines d'Å) est déposée sur le substrat.

- **La couche « petit gap »** : autrement dit le buffer, cette dernière est constituée du nitrure de gallium GaN, le gaz d'électrons est créé dans le morceau élevé de cette couche.
- **La couche de L'espacer:** dite « scaper », est construite à base du matériau qui a un grand gap (le nitrure de gallium-aluminium AlGaN).
- **La couche « grand gap »** : l'épaisseur du matériau constituant cette couche qui est en l'occurrence AlGaN est de l'ordre de quelques nanomètres.
- **Le cap** : la couche supérieure, nommée cap layer, basée sur le matériau GAN son rôle est d'optimiser la résistance des contacts ohmiques de drain et de source.

I-9- Les caractéristiques électriques du Transistor HEMT: [8]

I-9-1- Le Modèle petit-signal d'un HEMT :

La figure I-10 suivante représente le schéma équivalent petit signal d'un HEMT, il englobe les éléments électriques qui décrivent l'effet HEMT ainsi que les éléments parasites provenant de sa structure lors de la réalisation physique d'un HEMT , les inductances L_g , L_s et L_d et les capacités C_g , C_s et C_d respectivement de grille, de drain et de source se rajoutent au schéma.

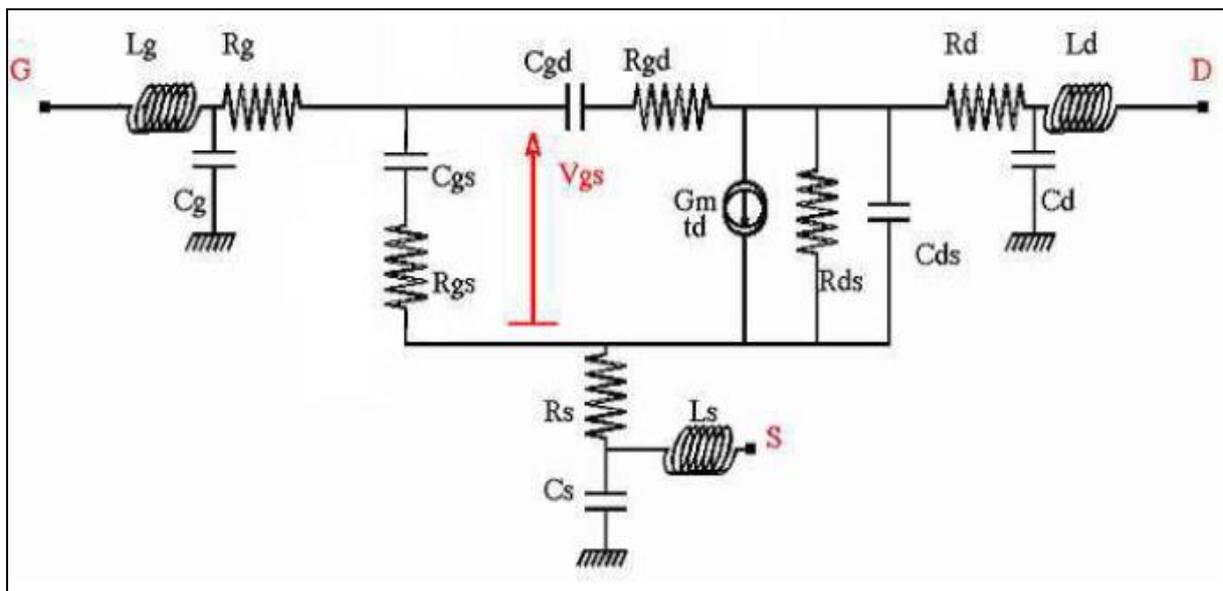


Figure I-10: Le Schéma équivalent petit signal d'un HEMT. [8]

Le HEMT possède une structure complexe pour cette raison on rencontre difficulté énorme en terme modélisation analytique du composant.

I-9-1-1- La transconductance :

La transconductance intrinsèque g_m est la variation partielle du courant I_{ds} par rapport à la tension V_{gs} à V_{ds} constant :

$$g_m = \left[\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right]_{V_{ds}=Cste} \quad (I-3)$$

Le g_m intrinsèque signifie le contrôle de charge dans le canal par la tension de grille.

I-9-1-2- La conductance de sortie :

La conductance de sortie g_d est décrite comme la variation du courant I_{ds} en fonction de V_{ds} à V_{gs} constant :

$$g_d = \left[\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right]_{V_{gs}=Cste} \quad (I-4)$$

Le g_d traduit la conduction drain-source parasite de la structure. Elle permet d'avoir des indices sur le régime de saturation.

I-9-1-3- La capacité grille- source C_{gs} :

C_{gs} présente l'interaction capacitive entre la grille et la source. On peut déterminer sa valeur par la partie de la capacité de la zone de charge d'espace de la jonction Schottky grille-source à V_{gd} constant :

$$C_{gs} = \left[\frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gs}} \right]_{V_{gd}=Cste} \quad (I-5)$$

Avec :

Q : la charge de la ZCE de la jonction Schottky.

ZCE : la zone de charge d'espace.

I-9-1-4- La capacité grille-drain C_{gd} :

L'interaction capacitive dans le semi-conducteur entre la grille et le drain caractérise la grandeur de la capacité grille-drain C_{gd} . Elle correspond à la variation de la quantité de charge dans la ZCE de la jonction Schottky à V_{gs} constant :

$$C_{gd} = \left[\frac{\partial Q_{gd}}{\partial V_{gd}} \right]_{V_{gs}=\text{Cste}} \quad (\text{I-6})$$

I-9-1-5- La capacité entre le drain et la source :

La capacité drain-source C_{ds} traduit le couplage capacitif entre les contacts de drain et de source.

I-9-1-6- Les résistances R_i , R_{gd} , R_d et R_s :

- ✓ La résistance R_i est la résistance d'entrée, admet une modélisation de l'impédance d'entrée du transistor.
- ✓ La résistance R_{gd} grille-drain souvent négligeable ; elle donne accès à la modélisation de la rétroaction du composant.
- ✓ Les résistances de source R_s et de drain R_d décrivent le fait résistif des contacts ohmiques et des zones du substrat.

I-9-2- Le Modèle large signal d'un HEMT:

La figure I-11 représente le schéma non-linéaire du transistor HEMT/GAN. Nous pouvons comprendre deux types de non-linéarités : les sources de courant et les capacités.

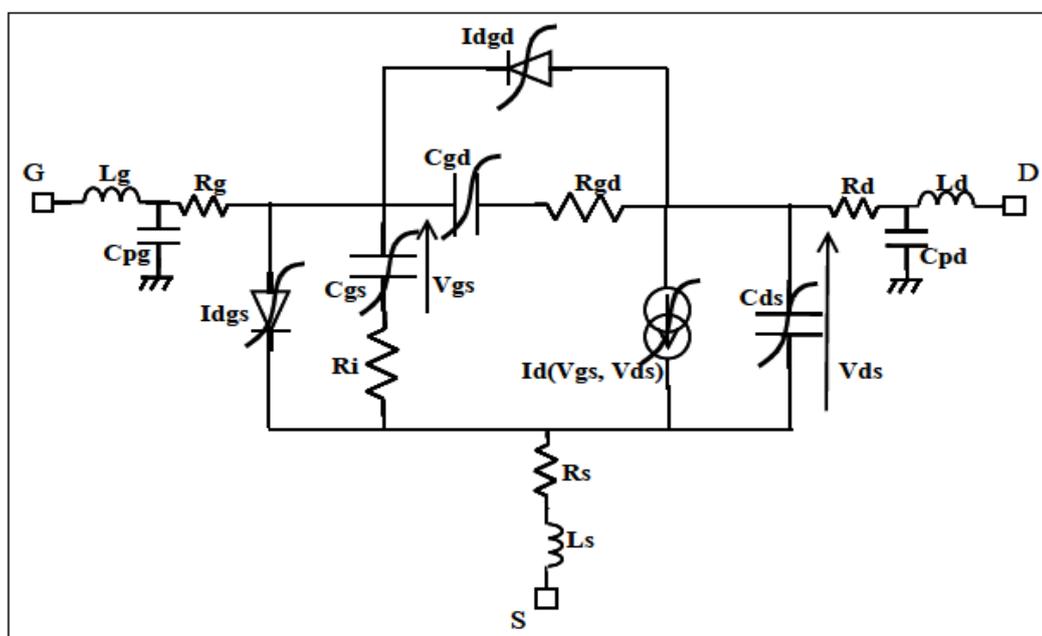


Figure I-11: Le schéma électrique non-linéaire du transistor à effet de champ. [2]

I-9-2-1- Le courant drain-source :

Le modèle du courant drain-source I_{ds} d'un HEMT doit prendre en compte la contribution de trois effets :

- ❖ **Le courant engendré par l'effet HEMT :** le calcul du gaz d'électrons sous la grille à l'interface de l'hétérojonction nous donne comme résultat le courant $I_{HEMT\ int}$ qui est donnée par la formule suivante :

$$I_{HEMT\ int} = q \cdot W \cdot n_s \cdot V(E(x)) \quad (I-7)$$

Avec :

x : position sur l'axe source-drain

W : la largeur de grille du composant.

$E(x)$: le champ électrique longitudinal à une abscisse donnée sous la grille.

$V(E(x))$: la vitesse des électrons dans le canal.

$n_s(x)$: la densité surfacique équivalente des électrons dans le puits.

- ❖ **Le courant de l'effet MESFET parasite :** ce courant aura lieu suite à une déplétion incomplète.
- ❖ **Les éléments parasites résistifs :** la diminution du courant I_{ds} est due aux chutes des tensions V_{ds} et V_{gs} qui sont induites par les éléments des drains, grille et source du transistor.

La figure I-12 suivante montre le courant I_{ds} en fonction de la tension V_{ds} :

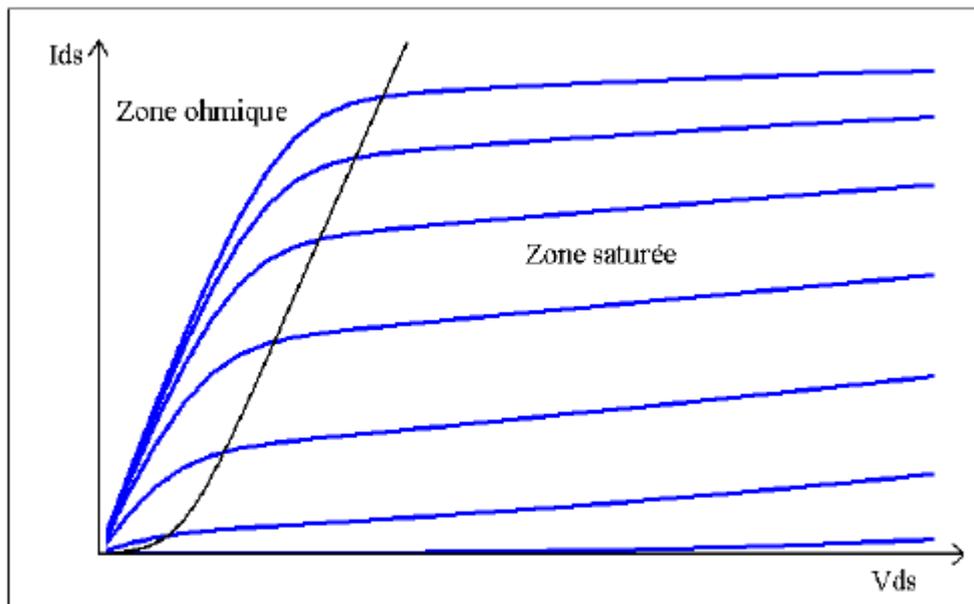


Figure I-12: Les Caractéristiques courant-tension. [8]

On constate clairement que ses caractéristiques sont divisées en deux régions :

- La 1^{ère} région dite zone ohmique : quand le courant I_{ds} croît on a une augmentation de la tension V_{ds} .
- La 2^{ème} région appelée aussi zone de saturation : on voit une stabilité qui est due à la saturation des électrons.

I-9-2-2- Les figures de mérite:

a) Les figures de mérite pour un fonctionnement en hautes-fréquences :

- ▶ La fréquence de coupure f_t du gain en courant est défini comme :

$$f_t = \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot (C_{gs} + C_{gd})} \quad (\text{I-8})$$

- ▶ La fréquence maximale d'oscillation f_{max} est donnée par :

$$f_{max} = \frac{g_m}{4 \cdot \pi \cdot C_{gs}} \left(\frac{1}{R_i \cdot g_d} \right)^{1/2} = \frac{f_t}{(4 \cdot R_i \cdot g_d)^{1/2}} \quad (\text{I-9})$$

- ▶ Le facteur de bruit NF est représentée par la manière suivante :

$$NF = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_{gs} \left(\frac{R_g + R_i}{g_m} \right)^{1/2} \quad (\text{I-10})$$

gm : la transconductance intrinsèque.

C_{gs} : la capacité grille-source.

R_i : la résistance d'entrée.

g_d : la conduction drain-source parasite.

b) Les figures de mérite pour un fonctionnement en puissance :

- ▶ La densité de puissance de sortie (unité : W/mm); définit la puissance de sortie par unité de longueur de grille du transistor.

- ▶ La puissance de sortie maximale $P_{S \max}$ est donnée par:

$$P_{S \max} = \frac{1}{8} I_{ds \max} (V_{bd} - V_{knee}) \quad (\text{I-11})$$

V_{bd}: La tension de claquage (breakdown).

V_{knee}: La tension de coude (=V_{ds}).

► Le gain en puissance G_P est donnée par :

$$G_{P \text{ dB}} = P_{S \text{ dBm}} - P_{e \text{ dBm}} \quad (\text{I-12})$$

P_e : La puissance d'entrée (W ou dBm).

P_s : La puissance de sortie (W ou dBm).

► Le rendement en puissance appelé aussi (P.A.E: Power Added Efficiency); noté(η en pourcentage %). Ce critère s'exprime comme suit :

$$\eta = \frac{P_s - P_e}{P_{DC}} \quad (\text{I-13})$$

P_{DC} : la puissance de polarisation DC convertie en puissance RF.

I-7-2-3- La fonction de transfert :

La fonction de transfert constitue à évaluer le courant drain-source I_{ds} en fonction de la tension grille-source V_{gs} pour une tension drain-source V_{ds} donnée, elle est défini par la formule suivante :

$$g_m = \frac{\Delta I_{ds}}{\Delta V_{gs}} \quad (\text{I-14})$$

I-10- Les limitations du HEMT AlGaIn/GaN :

Un transistor HEMT idéalement linéaire serait un transistor pour lequel le courant de drain serait proportionnellement commandé par la tension de grille et de drain pour n'importe quelle fréquence du signal. Bien entendu, cette perspective reste utopique car un certain nombre d'effets non linéaires viennent perturber cette fonction. Précédemment, nous avons vu que le courant était limité par la vitesse de saturation que peuvent atteindre les électrons et la concentration ns. La tension est limitée par les phénomènes de claquage. [4]

On retrouve, synthétisés ci-dessous, les principaux effets limitatifs du fonctionnement du transistor HEMT AlGaIn/GaN :

- L'auto-échauffement.
- Les pièges en surface et en volume.

I-11- Les effets de pièges :

Les niveaux profonds usuellement appelés pièges, sont une cause de détérioration des performances d'un transistor. L'origine physique de ces pièges reste un objet d'investigation, tant elle s'avère disparate. Aussi, certaines techniques de caractérisation permettent la mise en exergue de niveaux d'énergie singuliers, qu'il est possible d'identifier. On aura, de cette manière découvert que les effets de pièges peuvent résulter de défauts cristallins, tels que les dislocations, les lacunes d'azote, la présence d'impuretés ou des pertes de périodicité. Les défauts structuraux de surface semblent avoir une implication non négligeable dans ce phénomène parasite [35]. En effet, ces derniers ont pour propriété de capturer ou d'émettre des charges. N'ayant pas des temps de réponse aussi rapides que les fréquences imposées, leurs processus de charge-décharge ne sont pas en phase avec la fréquence de fonctionnement.

Ainsi en régime de polarisation instantané, le transistor peut délivrer un courant inférieur à celui obtenu en régime continu. Ces processus de charge-décharge nuisent aux performances du transistor en modifiant le nombre de porteurs impliqués dans le bon fonctionnement du composant. Les dégradations observées sont alors des chutes de courant et une augmentation de V_{knee} (tension de coude), tension à laquelle le transistor parvient à saturation.

Les pièges peuvent intervenir à différents endroits dans la profondeur de la couche épitaxiée. Des pièges actifs proches du substrat peuvent créer une grille « virtuelle » en face arrière (back-gate) et faire chuter le courant de drain. Des pièges peuvent aussi être associés aux dislocations mais cette origine reste controversée. De nombreuses publications tendent à démontrer que la principale source de pièges pénalisant les composants serait la surface libre de la couche AlGa_N : des liaisons pendantes ou des défauts de surface pourraient être à l'origine de niveaux situés dans la bande interdite de l'AlGa_N. Le concept de grille « virtuelle » a été proposé pour décrire l'accumulation d'électrons ou l'émission de trous, causée par des pièges de surface à proximité de la grille métallique. Dans ces cas, la polarisation de surface est négative et joue le même rôle que la grille en créant une extension de la zone de déplétion diminuant encore plus le nombre de porteurs du gaz 2D d'électrons. [35]

I-11-1- Les pièges responsables du « gate-lag » :

Les pièges responsables du « gate-lag » sont généralement situés en dessous de la grille. L'interface entre le semiconducteur et le contact métallique doit être de très bonne qualité. Cette zone est très sensible aux effets de surface qui sont liés à la fois à la nature du cristal et à la technologie utilisée pour le dépôt métallique du contact Schottky. Ces effets de

pièges de surface [36] sont causés par les effets de surface, eux même créés par des défauts et dislocations dans le cristal, proches de la surface. Des électrons sont alors piégés à la surface de la couche AlGa_N ; ce phénomène affecte les caractéristiques du composant et dégrade les performances en puissance.

I-11-2- Les pièges responsables du « drain-lag » :

Ce phénomène est lié à la présence de pièges dans le substrat semi-isolant et en surfacé dans l'espace grille-drain lors d'une variation rapide du champ électrique entre le drain et la source, les électrons provenant du canal peuvent alors être piégés. Ces électrons peuvent être ensuite réémis avec des constantes de temps plus longues. Au niveau du substrat, l'équilibrage des charges implique alors l'apparition d'une zone chargée positivement à l'interface buffer-substrat dans le buffer GaN. Le gaz 2D est alors momentanément pincé par une deuxième grille au niveau de cette interface. Ce phénomène est appelé «self-backgating ».

Ce phénomène dépend de la qualité résistive du substrat et de la qualité cristallographique du buffer.

Afin de minimiser l'impact de ces pièges, des améliorations considérables ont été apportées aussi bien au niveau des techniques d'élaboration du matériau, permettant de réduire ainsi l'impact des pièges en volume, qu'au niveau des procédés technologiques permettant de réduire l'effet des pièges de surface : traitements de surface (nettoyage par voie chimique ou par plasma), recuits, passivations de la surface par différents diélectriques, ou implémentations de structures Field Plate (plaque de champ).

I-12- CONCLUSION:

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales caractéristiques physiques et électriques du nitrure de gallium pour des applications de puissance haute fréquence. Nous avons pu démontrer tout l'intérêt de ce matériau pour ces applications en haute fréquence. En effet, il présente tous les critères nécessaires à la réalisation de l'amplificateur de puissance très large bande. Néanmoins, le GaN s'avance comme le matériau le plus prometteur. Nous menons une étude théorique détaillée sur le transistor HEMT, tel que son fonctionnement, sa structure et les caractéristiques électriques, les défauts et les limites.



CHAPITRE II

LES AMPLIFICATEURS DISTRIBUÉS

ET LES MICRO-RUBANS

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous décrivons les différentes structures adaptées à l'amplification de puissance large signal telles que les architectures résistive et à contre-réaction. Puis le principe théorique sur le fonctionnement de l'amplificateur distribué, ainsi que les étapes de conception d'un amplificateur de puissance distribué.

Par la suite, nous présenterons le choix de la topologie de l'amplificateur distribué à cellules cascades, ces principes seront illustrés à travers d'un exemple de conception reposant sur un modèle électrique simplifié (unilatéral) utilisant les paramètres d'un transistor HEMT GaN.

En dernier lieu, nous présenterons tous les calculs nécessaires de cette étude sur les lignes micro-rubans.

II-1- Les amplificateurs distribués :

Les amplificateurs sont présents au sein d'un grand nombre de systèmes microondes. Leurs performances doivent concorder avec quelques spécifications exigées par un cahier des charges selon l'application visée (bande d'amplification, gain, linéarité, puissance de sortie, ...). La création d'un amplificateur de puissance a besoin d'une méthodologie stricte étant donné la quantité de paramètres en jeu. La caractéristique large bande ajoute encore une difficulté dans la conception. En conséquence, il est important que le concepteur maîtrise le principe de fonctionnement du circuit considéré préalablement à sa conception. [3]

II-2- Les différentes architectures d'amplificateurs distribués de puissance large bande :

La réalisation d'un amplificateur de puissance large bande suscite l'emploi de certaines topologies spécifiques qui permettent la compensation des variations en fonction de la fréquence des performances de l'élément actif puis on l'adapte sur sa bande de fonctionnement.

Le principe de fonctionnement d'un amplificateur de puissance dit « large bande » est basé sur une bande de fréquence supérieure à une octave ($f_{\max} > 2.f_{\min}$). Ce qui implique l'usage de topologies spécifiques dans le but d'obtenir un gain plat et maximum sur toute la largeur de bande ainsi qu'une meilleure adaptation entrée/sortie. [3]

II-2-1- Les amplificateurs à adaptation résistive :

Le principe de fonctionnement d'un amplificateur à adaptation résistive consiste à installer une résistance parallèle entre la grille et la source sur l'entrée, et entre le drain et la source sur la sortie.

La majorité de ces amplificateurs sont adaptés auparavant moyennant de filtres d'accord d'entrée et de sortie pour que les impédances d'entrée et de sortie soient purement résistives (Figure II-1). Ces dernières sont très faiblement corrélées avec la fréquence cela implique l'obtention facile d'une bande de fréquence importante.

Les résistances entrée-sortie (R_e , R_s) sont découplées aux fréquences microondes par une self inductance (X_s , X_e) de façon que l'impédance adaptable aux hautes fréquences reste l'impédance d'entrée du transistor et que le gain disponible du transistor soit conservé.

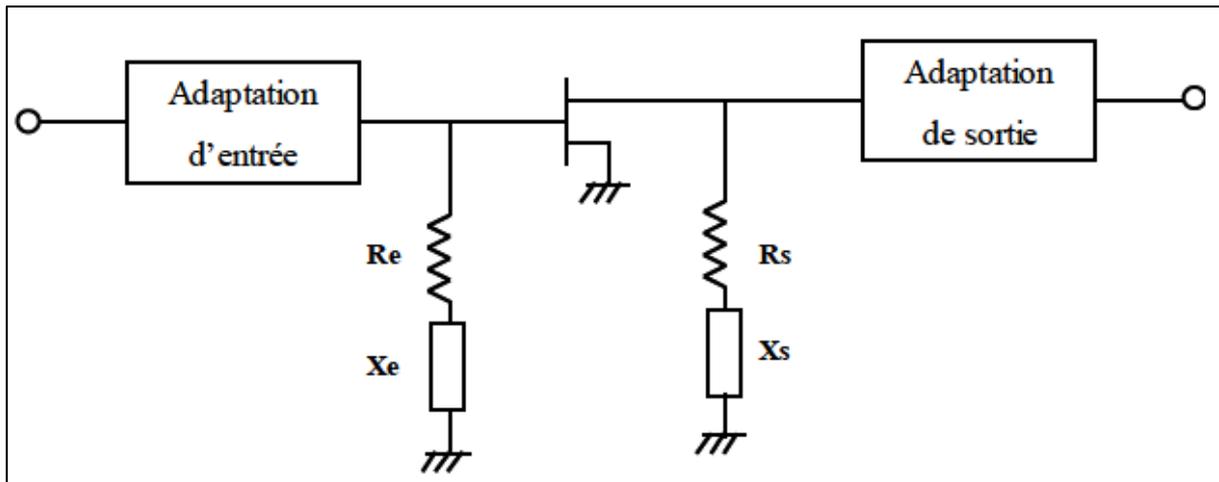


Figure II-1: L'amplificateur à adaptation résistive. [9]

Pour ce type d'amplificateur il faut utiliser des transistors qui permettent d'afficher une forte transconductance. Donc il y a une possibilité de faire accroître le gain en mettant en cascade de plusieurs étages résistifs dans le but de faire augmenter le gain total de l'amplificateur.

L'amplificateur résistif représente une solution très efficace et largement utilisée pour l'adaptation en termes de puissance sur des bandes passantes moyennes. Cependant, cette topologie ne permet pas l'obtention des gains très plats donc cela influe négativement sur la stabilité. [10]

II-2-2- Les amplificateurs à contre réaction :

Le circuit de contre réaction présente un autre choix qui consiste à mettre un circuit de contre réaction entre la grille et le drain du transistor de telle sorte à obtenir un gain plat et une puissance de sortie maximale permettant d'avoir une bonne adaptation entrée/sortie (Figure II-2).

Le circuit de contre réaction contient des résistances associées en série à des éléments capacitifs et inductifs pour limiter les effets perturbateurs sur les hautes fréquences en découplant les polarisations.

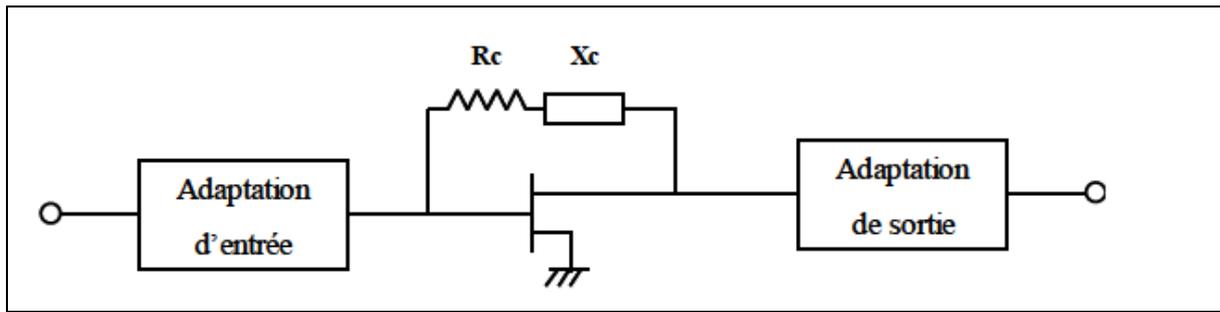


Figure II-2: L'amplificateur à contre réaction. [9]

L'adaptation d'une basse fréquence repose sur le fait de placer une résistance parallèle R_c de contre réaction entre la grille et le drain, ce qui est le cas contraire aux hautes fréquences, la résistance de contre-réaction donc est découplée.

Si on cascade plusieurs étages, il y a une possibilité de faire augmenter le gain sur la bande. Cette mise en cascade offre l'obtention d'un gain important en valeur et plus plat sur une large bande d'une manière beaucoup plus claire.

Cela implique que ce type d'amplificateur permet d'obtenir des largeurs de bande pouvant atteindre 2 octaves permettant d'avoir de très bonnes performances en termes de puissance. [11]

II-2-3- L'amplificateur distribué :

Pour ce qui est le cas de l'amplificateur distribué, on ne parle pas de compenser les capacités entrée-sortie qui limitent la bande passante des amplificateurs traditionnels. Il s'agit au contraire de se servir de ces éléments pour transmettre le signal. En effet, la distribution de plusieurs transistors le long de deux lignes (Figure II-3) permettant d'additionner des transconductances des composants alors que leurs capacités parasites sont insérées dans les lignes artificielles de transmission entrée-sortie.

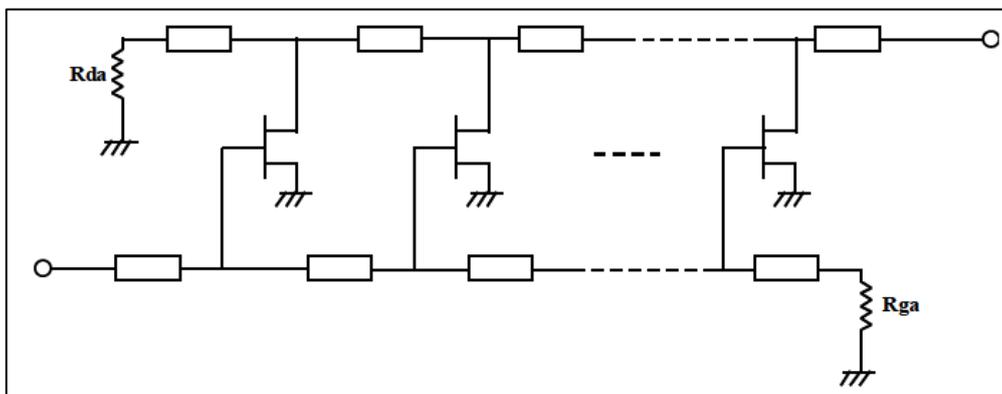


Figure II-3: Le schéma de l'amplificateur distribué. [3]

Les lignes d'entrée et de sortie de l'amplificateur distribué se terminent par une charge qui est égale à leur impédance. Ainsi, l'augmentation de puissance aux basses fréquences est absorbée par ces charges, et donc on obtient un gain plat sur la bande.

Les cellules cascodes présentent un bon exemple des cellules distribuées qui sont composées de transistors seuls ou bien de circuits plus ou moins complexes.

Dans le but d'atteindre des niveaux de gain plus importants, il sera crucial de considérer la mise en cascade de plusieurs étages d'amplificateurs distribués. La topologie distribuée d'amplificateur de puissance offre l'occasion d'obtenir un gain très plat sur une très large bande. Mais, il est essentiel de respecter certains critères comme l'égalité des vitesses de phase entre deux cellules afin d'assurer la recombinaison en puissance des signaux. [12], [13], [14], [15], [16], [17], [18]

II-3- Le principe de fonctionnement de l'amplificateur distribué : [15], [19], [20]

Dans cette partie de ce chapitre, nous présentons le principe de fonctionnement d'un amplificateur distribué en régime linéaire et des contraintes de conception associées.

La figure II-4 représente le schéma équivalent unilatéral du transistor HEMT, ou les cellules distribuées sont des transistors à effet de champ source commune cela pour une configuration dite « simple ».

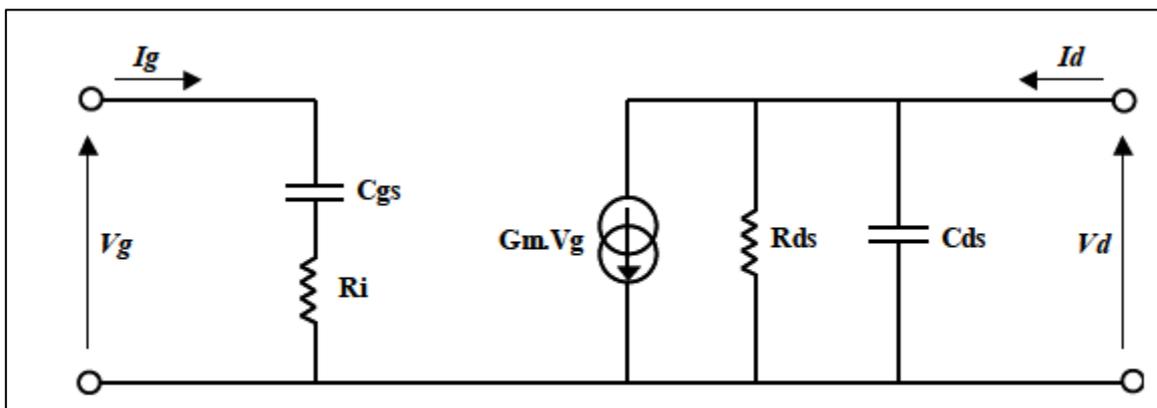


Figure II-4: Le Schéma équivalent unilatéral du transistor HEMT. [9]

II-3-1- Le principe de fonctionnement :

Comme nous montre la Figure II-5 un amplificateur distribué se compose de transistors distribués le long de deux lignes de transmission. Ainsi, comme dans le cas de la mise en parallèle de transistors, on profite de l'addition des transconductances des composants.

En contrepartie, la différence est clairement apparente pendant la mise en parallèle classique de transistors, il y a une augmentation des capacités parasites d'entrée et de sortie des composants, dans le but de limiter la fréquence maximale de fonctionnement de l'ensemble.

Pour ce qui de l'amplificateur distribué, les capacités parasites sont associées à des inductances pour créer des lignes de transmission artificielles formant par la suite une très large bande de fonctionnement.

Par conséquent, les capacités ne posent plus un problème au fonctionnement large bande de l'amplificateur bien au contraire elles deviennent des éléments de transmission du signal.

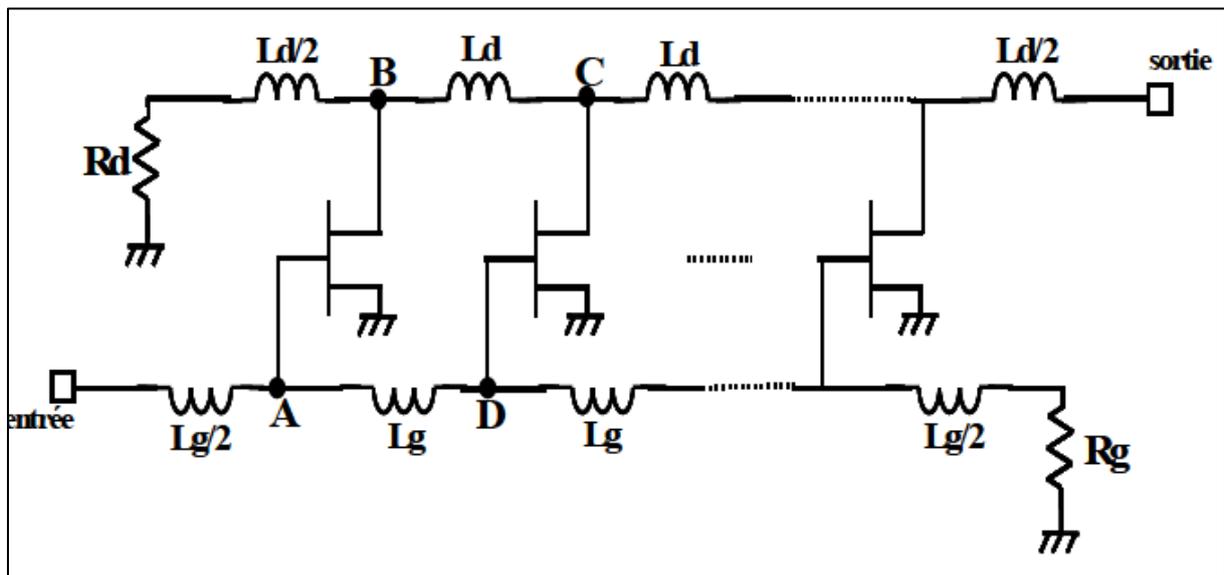


Figure II-5: Le schéma de principe d'un amplificateur distribué simple. [9]

Reliés à des inductances L_g , pour la ligne d'entrée, et L_d , pour la ligne de sortie les transistors sont placés en parallèle dans la structure, ces lignes se terminent par des résistances de charge R_g et R_d , qui sont pratiquement égaux aux impédances caractéristiques de ces lignes artificielles LC intégrant les capacités C_{gs} et C_{ds} des transistors.

Lors de l'injection du signal à l'entrée de l'amplificateur, il se propage le long de la ligne d'entrée, puis il subira une amplification, ensuite réinjecté sur la ligne de drain, là où il se propage vers la sortie du circuit.

A partir de la Figure II-5, on déduit que pour produire l'amplification de puissance le signal prélevé en **A** par le premier transistor et le signal prélevé en **D** par le second transistor doivent se recombiner en phase au point **C**.

Dans le cas où il y aurait une partie du signal non annulée se propageant dans le sens inverse de la sortie, elle serait absorbée par la charge adaptée R_d en bout de ligne de drain.

En se basant sur les schémas des Figure II-4 et Figure II-5, on peut dire que l'étude de l'amplificateur distribué revient à étudier deux lignes artificielles d'entrée et de sortie couplées par les éléments intrinsèques des transistors (Figure II-6) :

- Les inductances L_g liées à la capacité d'entrée du transistor C_{gs} en série avec la résistance de canal R_i construisent la ligne d'entrée de grille.
- Les inductances L_d liées au circuit parallèle de sortie du transistor due à la capacité C_{ds} et la résistance R_{ds} établissent la ligne de sortie de drain.
- La source de courant g_m assure le couplage actif entre ces deux lignes.

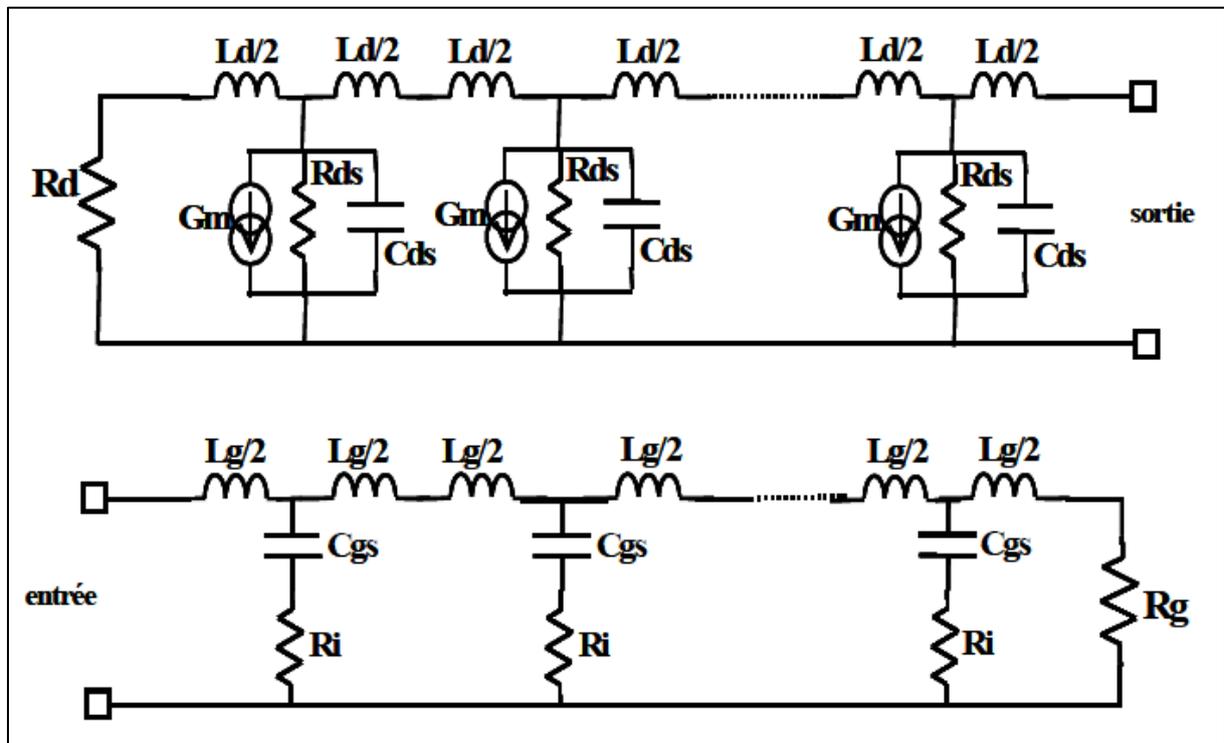


Figure II-6: Le schéma équivalent des lignes de grille et de drain. [9]

II-3-2- Les critères de conception d'un amplificateur distribué :

II-3-2-1- La fréquence de coupure :

L'adaptation de l'impédance caractéristique ne présente pas des réflexions, c'est-à-dire une ligne infinie, on définit la fréquence de coupure f_c de la ligne de grille et de drain avec $\omega.Ri.C_{gs} \ll 1$:

$$f_{cg} = \frac{1}{\pi\sqrt{Lg.Cgs}} \quad \text{Et} \quad f_{cd} = \frac{1}{\pi\sqrt{Ld.Cds}} \quad (\text{II-1})$$

La valeur de la capacité de sortie C_{gs} influe sur la bande passante et les performances d'un amplificateur distribué.

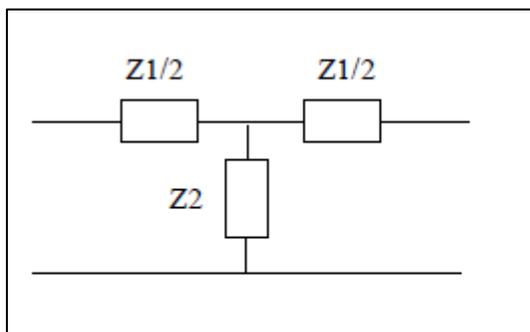
II-3-2-2- L'impédances caractéristiques des lignes de grille et de drain :

L'impédance caractéristique Z_c est adaptée si l'énergie de propagation n'est pas réfléchi le long de la ligne, on présente par la formule suivante :

$$Z_c = \sqrt{Z_{co} \cdot Z_{cc}} \quad (\text{II-2})$$

Où Z_{co} et Z_{cc} montrent l'impédance d'entrée du circuit chargé respectivement par un circuit ouvert et un court-circuit.

La figure II-7 montre la cellule élémentaire de structure T, on déduit l'impédance caractéristique Z_{cT} de cette structure par l'équation suivante :



$$Z_{cT} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \cdot \sqrt{1 + \frac{Z_1}{4Z_2}} \quad (\text{II-3})$$

Figure II-7: La cellule élémentaire en T. [9]

La figure II-8 représente les cellules élémentaires en T des lignes de grille (a) et de drain (b) pour les impédances caractéristiques de la ligne de grille Z_{cg} et de la ligne de drain Z_{cd} .

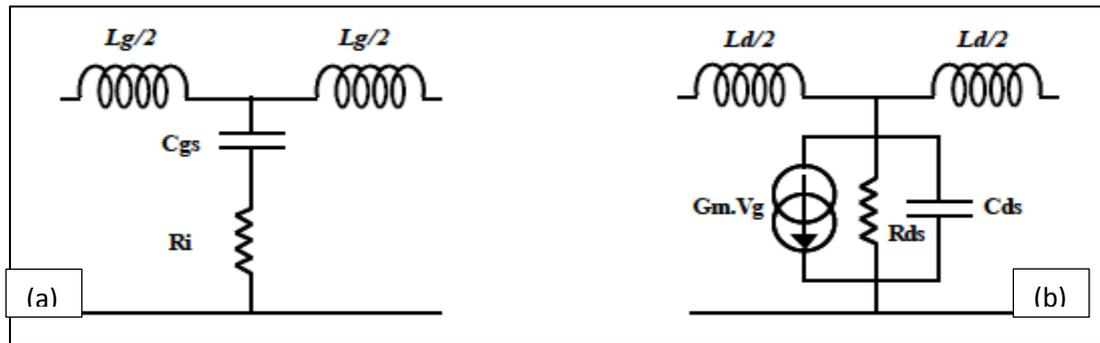


Figure II-8: Les cellules élémentaires en T des lignes de grille (a) et de drain(b). [9]

Tableau II-1 définit les impédances caractéristiques Z_1 et Z_2 des lignes de grille et de drain pour les circuits en T :

Tableau II-1: Le tableau de correspondance. [9]

	Z_1	Z_2
Ligne de grille	$Z_{1g} = j \cdot \omega \cdot L_g$	$Z_{2g} = R_i + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_{gs}}$
Ligne de drain	$Z_{1d} = j \cdot \omega \cdot L_d$	$Z_{2d} = \frac{R_{ds}}{1 + j \cdot \omega \cdot R_{ds} \cdot C_{ds}}$

II-3-2-3- Les constantes de propagation :

Le signal subit un déphasage β et une atténuation α au cours de sa propagation le long de la ligne. La constante de propagation complexe est donnée par :

$$\theta = \alpha + j\beta \quad (\text{II-4})$$

Tableau II-2 résume les le coefficient d'atténuation α et le déphasage β des lignes de grille et de drain pour les circuits en T :

Tableau II-2: Le coefficient d'atténuation α et le déphasage β des lignes de grille et de drain. [9]

	α	β
Ligne de grille	$\alpha_g = \frac{\omega \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot \sqrt{L_g \cdot C_{gs} \cdot \omega^2}}{\sqrt{4 + (2 \cdot R_i \cdot C_{gs} \cdot \omega)^2}}$	$\beta_g = \arccos \left[1 - \frac{L_g \cdot C_{gs} \cdot \omega^2}{2 [1 + (R_i \cdot C_{gs} \cdot \omega^2)]} \right]$
Ligne de drain	$\alpha_d = \sqrt{\frac{L_d}{C_{ds}}} \cdot \frac{1}{R_{ds} \sqrt{4 - L_d \cdot C_{ds} \cdot \omega^2}}$	$\beta_d = \arccos \left[1 - \frac{L_d \cdot C_{ds} \cdot \omega^2}{2} \right]$

De ces expressions, on démontre que :

- L'égalité des vitesses de phase se heurte à des contraintes technologiques sur la réalisation d'inductances de forte valeur car l'inductance L_d doit être élevée étant donné la forte valeur de C_{gs} comparée à celle de C_{ds} .
- L'atténuation sur la ligne de grille fixe la fréquence de coupure réelle ce qui limite le nombre de transistors inclus dans l'amplificateur. [18]

II-3-2-4- Le gain en puissance :

Le gain en puissance G_p est défini par l'expression suivante [18] :

$$G_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{g_m^2}{4} \cdot \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} \cdot \sqrt{\frac{L_d}{C_{ds}}} \cdot \frac{e^{-n(\alpha_d + \alpha_g)} \operatorname{sh}^2\left[\frac{n}{2}(\alpha_d - \alpha_g)\right]}{(1 + (R_i \cdot C_{gs} \cdot \omega)^2) \left(1 - \frac{L_g \cdot C_{gs} \cdot \omega^2}{4}\right) \operatorname{sh}^2\left[\frac{1}{2}(\alpha_d - \alpha_g)\right]} \quad (\text{II-5})$$

Le gain en puissance dépend du nombre n d'étages et des pertes (α_g, α_d) le long des lignes de propagation grille-source, proportionnel au carré de la transconductance g_m des transistors à effet de champ et les capacités C_{gs} et C_{ds} .

II-3-2-5- Le nombre optimal de transistor :

Le nombre optimal n_{opt} est lié à la fréquence et sera choisi en fonction de la fréquence maximale de la bande passante, on peut exprimer par:

$$n_{opt} = \frac{\ln(\alpha_d) - \ln(\alpha_g)}{\alpha_d - \alpha_g} \quad (\text{II-6})$$

Cette formule représente la dépendance du nombre optimal de transistors vis-à-vis des paramètres d'atténuation des lignes de grille et de drain.

II-3-2-6- La sensibilité de l'amplificateur aux éléments du transistor : [9]

II-3-2-6-1- La sensibilité de l'amplificateur aux éléments intrinsèques du transistor :

- Les capacités C_{gs} grille-source, C_{ds} drain-source et C_{gd} grille-drain définissent la fréquence de coupure de l'amplificateur distribué et sa stabilité.
- La résistance d'entrée R_i est associée à la fréquence de coupure et le nombre transistors utiles (n_{opt}).
- La résistance R_{ds} drain-source est reliée au gain.
- g_m fixe le niveau de gain proportionnel au carré de la transconductance.

Ainsi, la connaissance de la sensibilité des éléments intrinsèques du transistor permet d'obtenir un choix entre plusieurs composants selon les objectifs spécifiés sur le niveau de gain et de la bande de fonctionnement de l'amplificateur distribué.

II-3-2-6-2- La sensibilité de l'amplificateur aux éléments extrinsèques du transistor :

- Les inductances L_g et L_d de grille et de drain baissent la valeur de la fréquence de coupure de l'amplificateur, l'inductance L_s de source provoque une diminution de la bande passante à cause de la contre- réaction qu'elle induit entre les lignes de grille et de drain.
- La résistance R_s de source réduit le gain en confirmant les atténuations.

La connaissance des effets des éléments extrinsèques sur les performances d'un amplificateur distribué autorise à un développeur de compléter les critères de choix du composant actif le plus apte à valider ses spécifications.

II-4- Le choix de la topologie de l'amplificateur distribué :

Dans le but d'exploiter au maximum les avantages que présente la structure distribuée, la cellule active idéale doit afficher les caractéristiques suivantes :

- Un gain fort.
- Une bonne isolation entrée-sortie pour réduire l'effet de contre-réaction.
- Une faible résistance d'entrée.
- Une impédance de sortie élevée.

Il est constitué d'un amplificateur distribué classique et d'un amplificateur distribué en configuration cascade. [21]

II-4-1- L'Amplificateur distribué classique:

Un amplificateur distribué classique comprend trois morceaux :

- La ligne d'entrée.
- La ligne de sortie.
- La cellule élémentaire qui amplifie les signaux d'un seul transistor, d'une configuration cascode et d'une configuration cascade. [21]

II-4-1-1- L'amplificateur distribué utilisant un seul transistor comme cellule élémentaire :

La topologie (Figure II-9) utilisant un transistor en source commune comme cellule élémentaire comporte une surface plus petite que les autres topologies de l'amplificateur distribué. Néanmoins, la capacité C_{gd} grille-drain du transistor source en commune est un élément limitatif des performances en fréquences et responsable de la dégradation de l'isolation entrée/sortie de la cellule élémentaire de l'amplificateur. Cela amène d'une diminution du gain de l'amplificateur avec la fréquence et une réduction de la bande passante de l'amplificateur. Cette structure peut rendre difficile l'obtention d'un gain plat sur une très large bande de fréquence. [22], [23]

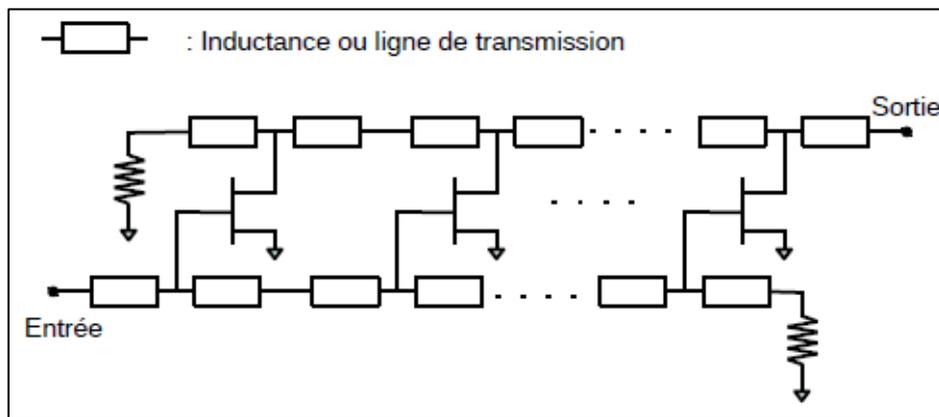


Figure II-9: Amplificateur distribué utilisant un seul transistor comme cellule élémentaire. [21]

II-4-1-2- L'amplificateur distribué en configuration cascode comme cellule élémentaire :

L'amplificateur distribué en configuration cascode (figure II-10) montre sur chacune des cellules élémentaires un faible effet Miller. Cela autorise d'améliorer l'isolation de la cellule ainsi que de diminuer les valeurs des capacités d'entrée et de sortie, ce qui entraîne un fonctionnement à gain plat sur une plus grande bande de fréquence. Seulement, la transconductance de la structure cascode n'est pas plus importante qu'avec un seul transistor, ce qui entraîne un gain moyen de l'amplificateur. [24], [25], [26], [27], [28]

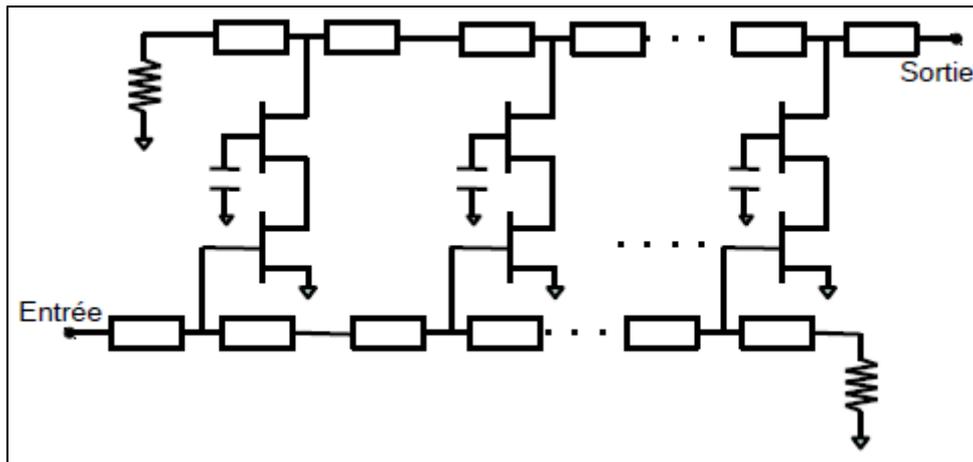


Figure II-10: L'amplificateur distribué en configuration cascode. [21]

II-4-1-3- L'amplificateur distribué en configuration cascade comme cellule élémentaire :

Les amplificateurs distribués utilisant une configuration cascade (figure II-11) peuvent donner un gain élevé. Cela est dû au mécanisme de gain multiplicatif de l'architecture cascade. Seulement, cette structure ne peut pas fournir une linéarité optimale. On change souvent le premier transistor par une configuration cascode. Donc, une augmentation à la fois du nombre du transistor et de la bande passante. [29], [30], [31], [32]

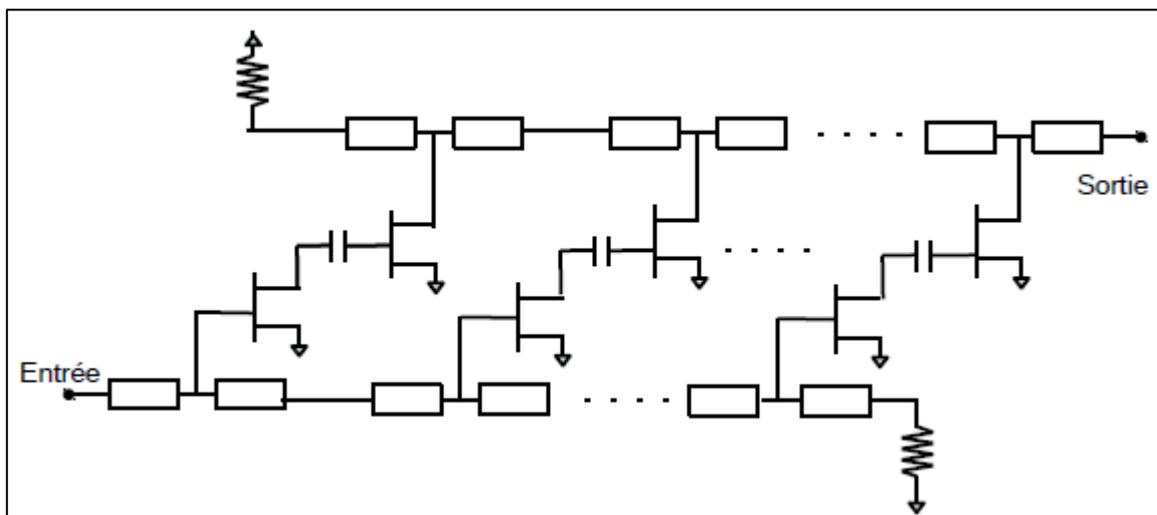


Figure II-11: L'amplificateur distribué utilisant une configuration cascade. [21]

II-4-2- L'amplificateurs constitués à partir d'architectures distribuées associées en cascade :

Il existe différentes classes de structures distribuées classiques en cascade. On peut mentionner par:

- L'architecture distribuée en cascade uni-étage (Figure II-12-(a)). [33]
- L'architecture distribuée en cascade multi-étages (Figure II-12-(a)). [34], [35]
- L'architecture distribuée en matrice (Figure II-12-(a)). [36]

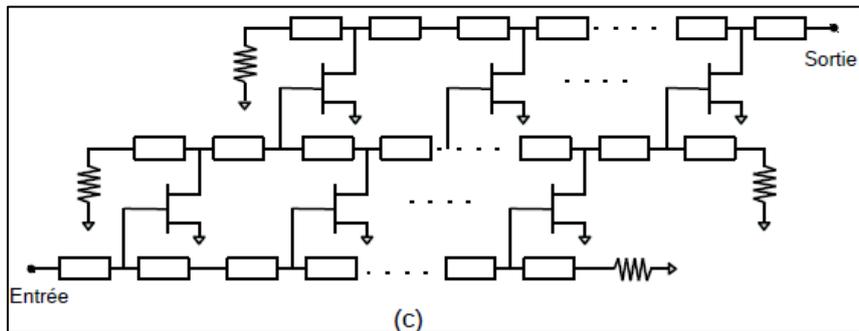
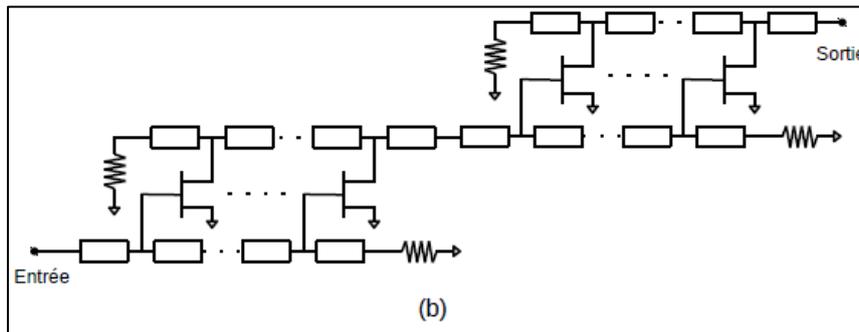
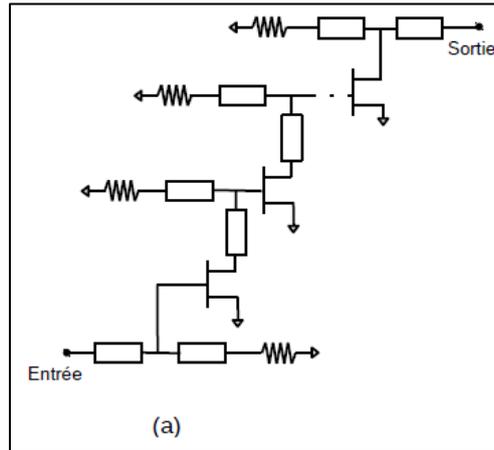


Figure II-12 : Des architectures distribuées en cascade : (a) uni-étage, (b) multi-étages et (c) matrice. [21]

Les architectures distribuées en cascade expriment un gain très élevé pour une bande de fréquence ultra large. Seulement, la réalisation de ces structures est due à la consommation du nombre de transistor nécessaires. [21]

II-5- La ligne micro ruban :

II-5-1- La définition du micro ruban : [37]

Une ligne micro-ruban est une ligne de transmission hyperfréquence, elle est défini par :

- Un substrat en diélectrique ϵ .
- Un ruban de largeur W et d'épaisseur t .
- Un plan de masse.

La figure II-13 suivante montre les différents paramètres d'une ligne micro ruban :

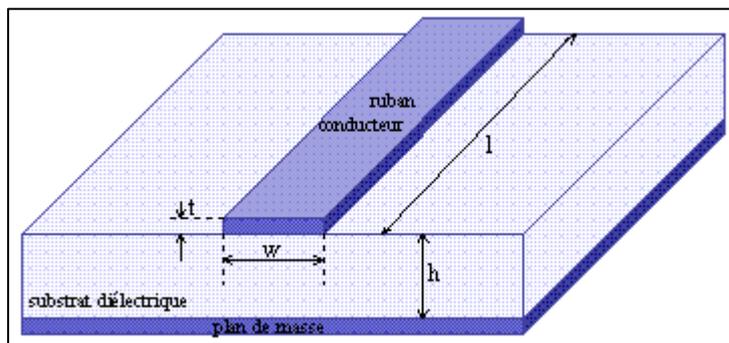


Figure II-13 : Les paramètres d'une ligne micro ruban. [37]

II-5-2- Les formules pour la conception du micro ruban : [37]

II-5-2-1- Le calcul des grandeurs Z_0 et ϵ_{eff} :

L'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne à micro ruban avec largeur W , une hauteur h et une épaisseur t négligeable ($t/h \leq 0.005$) peut être approximée comme suit : [37]

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & \text{si } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} = 1.444 \right)} & \text{si } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Avec :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II-8})$$

ϵ_{eff} : Constante diélectrique effective.

II-5-2-2- Le calcul des dimensions de ligne micro ruban W/h :

On peut exprimer le rapport W/h pour réaliser l'impédance caractéristique Z_0 par l'une des méthodes suivante : [37]

$$W/h = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \text{pour: } A > 1.52 \\ \frac{2}{\pi} \left[B-1 - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right] & \text{pour: } A \leq 1.52 \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

Ou :

$$A = \frac{Z_0}{60} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon_r}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1}} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right) ; \quad B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II-10})$$

II-5-2-3- L'influence de l'épaisseur t du ruban : [37]

Si la valeur de l'épaisseur t est différente de zéro $t \neq 0$, alors W sera transformée par la largeur effective $W_{\text{eff}} = W + \Delta W$; la valeur de ΔW est présentée par l'une des formules suivantes : [37]

$$\Delta W = \begin{cases} \frac{1.25}{\pi} t \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t}\right) & \text{Si } W/h \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{1.25}{\pi} t \left(1 + \ln \left(\frac{2h}{t}\right)\right) & \text{Si } W/h \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Et l'expression de ϵ_{eff} est modifiée par l'équation suivante:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+10\frac{h}{W}}} - \frac{\epsilon_r-1}{4.6} \cdot \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (\text{II-12})$$

II-5-3- La dispersion dans la ligne micro ruban : [38]

La constante diélectrique effective ϵ_{eff} et l'impédance caractéristique Z_0 changent en fonction de la fréquence, ce qui signifie cette variation par les équations suivantes : [38]

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \cdot G \quad \text{Avec} \quad f_p = \frac{Z_0}{2 \cdot \mu_0 \cdot h} \quad (\text{II-13})$$

μ_0 : Perméabilité du vide ($=4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$).

$G=0.6+0.009Z_0$; quand $h=0.635 \text{ mm}$.

L'expression $\epsilon_{eff}(f)$ n'est pas sensible à G , $G=1$ pour l'impédance caractéristique courante des lignes à micro-ruban sur alumine c'est-à-dire 50Ω , pour une grande variété de lignes à substrats de type alumine, G s'est avéré dans les limites suivantes : $0.3 \leq G \leq 1.7$.

La figure II-14 exprime la constante diélectrique effective ϵ_{eff} en fonction de la fréquence :

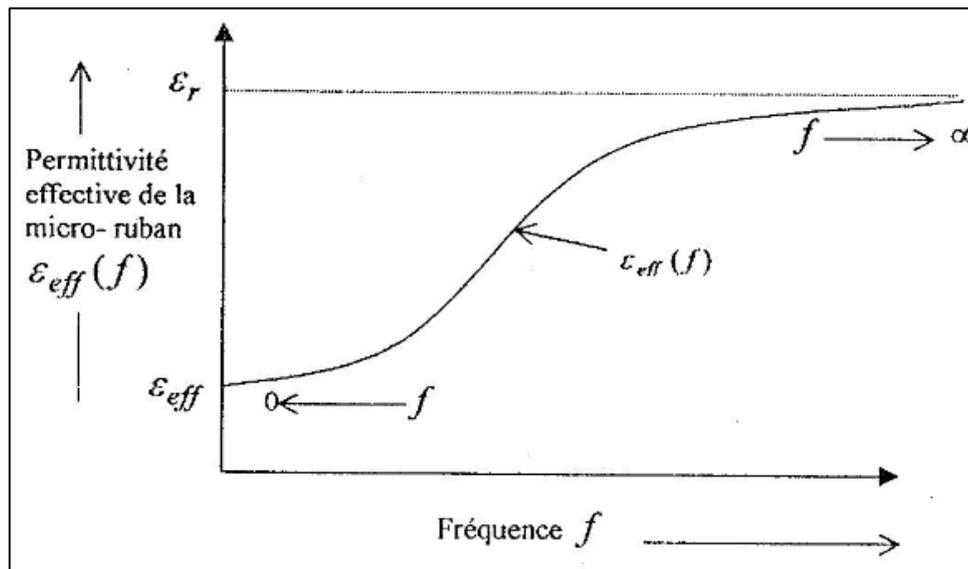


Figure II-14: Les caractéristiques fréquentielle de la permittivité effective. [38]

Pour $f \ll f_p$ très petite, $\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_{eff}$: c'est-à-dire les lignes à impédance supérieure sur substrat à faible épaisseur h sont moins dispersives : [38]

→ $Z_0(f)$ est donnée par :

$$Z_0(f) = \frac{377h}{W_e(\sqrt{\epsilon_{eff}(f)})} \quad (\text{II-14})$$

$$W_e(f) = W + \frac{W_e(0)-W}{1+(f/f_p)^2} \quad \text{et} \quad W_e(0) = \frac{377h}{Z(0) \cdot (\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(0)})} \quad (\text{II-15})$$

→ La vitesse de phase V_p d'une micro-onde est exprimée par:

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (\text{II-16})$$

→ La longueur d'onde λ est :

$$\lambda = \frac{V_p}{f} = \frac{300}{f \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (\text{II-17})$$

D'où : λ en mm et f en GHz.

II-5-4- La limite en fréquence : [38]

On peut limiter par deux fréquences de coupure : [38]

➤ La fréquence de coupure est représentée au mode TM d'ordre le plus bas :

$$f_e = \frac{c}{4h \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (\text{II-18})$$

c : la vitesse de la lumière dans le vide.

➤ La fréquence de coupure est due à la reconnaissance transverse d'ordre le plus bas :

$$f_{\text{CT}} = \frac{c}{(2W - 0.8h) \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II-19})$$

II-5-5- La correction des discontinuités rencontrées dans la réalisation des micro-rubans :

L'influence des discontinuités est importante pour des fréquences élevées approximativement à 10 GHz ; on prendra en considération pour les corriger. [38]

II-5-5-1- Le circuit ouvert :

Les impacts de bord correspondent à une augmentation de la longueur de Δl_0 indiqué par : [38]

$$\Delta l_0 = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{\text{eff}} + 0.3}{\epsilon_{\text{eff}} - 0.258} \right) \cdot \left(\frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.8} \right) \quad (\text{II-20})$$

Pour corriger, il faut minimiser le circuit ouvert d'une longueur Δl_0 .

II-5-5-2- La variation symétrique de la largeur : [38]

La figure II-15 représente le schéma de la variation symétrique de la largeur W :

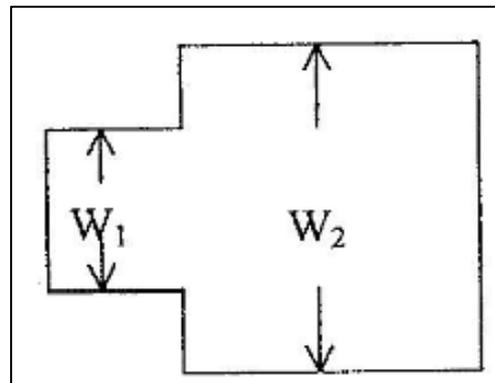


Figure II-15 : Le schéma de la variation systématique de la largeur W. [38]

Pour rectifier cette discontinuité, il faut diminuer la ligne la plus longue d'une longueur Δl_s :

$$\Delta l_s = \Delta l_0 \left(1 - W_1/W_2 \right) \quad (\text{II-21})$$

Avec : $W=W_2$ la plus large piste.

II-5-5-3- Les coudes : [38]

Il est présenté qu'un coude biseauté a un bon rendement qu'un coude arrondi, on élimine la discontinuité à l'aide d'un frein en prenant : $b \approx 0.57 W$, la figure II-16.

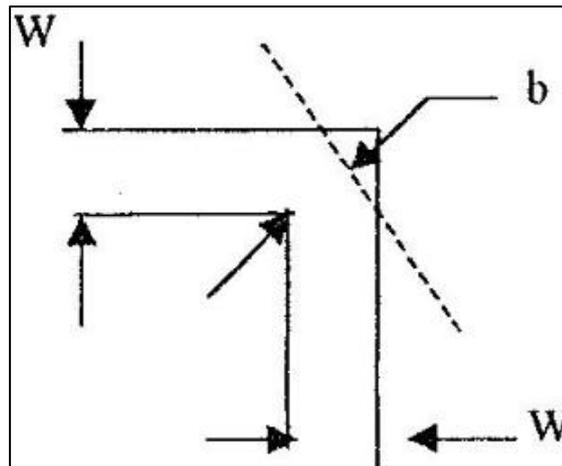


Figure II-16 : La représentation d'un coude. [38]

II-5-6- L'influence du boîtier: [38]

A cause du rayonnement HF, il faut mettre l'amplificateur dans un boîtier, ce dernier est une cavité résonnante qui comporte une fréquence de résonance, les grandeurs du boîtier seront mesurées d'une façon que la fréquence de résonance du boîtier ne soit pas égale à la fréquence centrale de l'amplificateur ; la fréquence de résonance est donnée par : [38]

$$f_R = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{l}{L}\right)^2} \quad (\text{II-22})$$

m, n, l : des entiers.

a, b, L : les dimensions de la cavité, la figure II-17.

c : la vitesse de la lumière dans le vide.

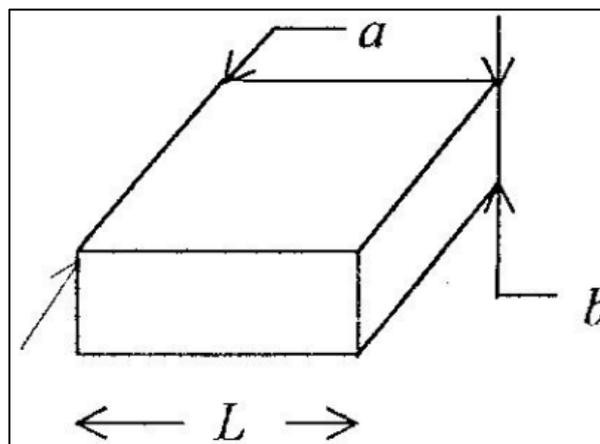
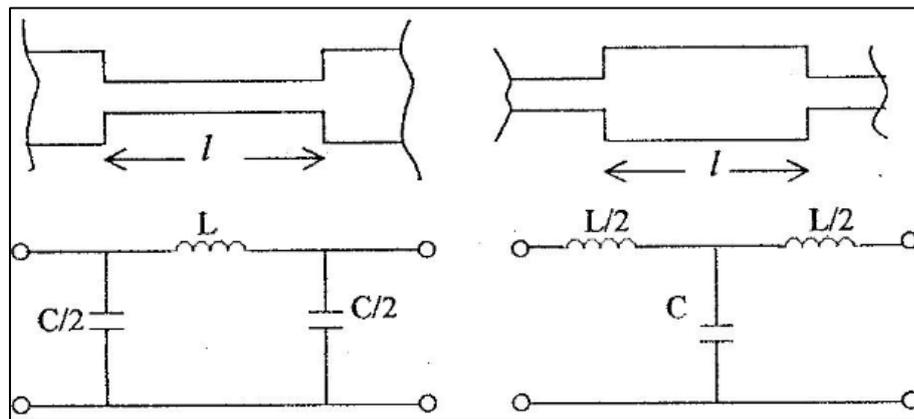


Figure II-17 : Le schéma d'un boîtier. [38]

II-5-7- Le comportement du micro ruban comme une inductance et comme capacitance :

La conception d'un amplificateur distribué signifie la conception des inductances et capacités. La figure II-18 montre le schéma électrique équivalent d'une ligne micro ruban : [38], [40]



- a) Une petite longueur de ligne micro ruban à grande impédance (inductance). b) Une petite longueur de ligne micro ruban à petite impédance (capacité).

Figure II-18 : Le schéma électrique équivalent d'une ligne micro ruban. [40]

Pour une petite longueur $l < \lambda_g/7$ d'une ligne avec perte : [39], [40]

✓ Les inductances sont représentées par :
$$\mathbf{L} = \frac{Z_m \cdot l}{\lambda_g \cdot f} = \frac{Z_m \cdot l \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \quad (\text{II-23})$$

✓ Les capacités sont données par :
$$\mathbf{C} = \frac{l}{\lambda_g \cdot f \cdot Z_m} = \frac{l \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}{Z_m \cdot c} \quad (\text{II-24})$$

Avec :

Z_m : L'impédance caractéristique de la ligne micro ruban.

ϵ_{eff} : La permittivité effective.

λ_g : La longueur d'onde dans la ligne micro ruban.

f : La fréquence.

On prend la ligne micro-ruban comme une ligne de transmission avec perte :

- ✓ Le déphasage linéique de la ligne micro ruban β_m est donnée par : [39]

$$\beta_m = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad (\text{II-25})$$

Où ω est la pulsation de travail.

- ✓ L'impédance caractéristique de la ligne micro ruban Z_m est donnée par : [39]

$$Z_m = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{II-26})$$

Ces deux dernières formules, on peut réécrire l'équation du déphasage linéique par :

$$\beta_m = \frac{\omega \cdot L}{Z_m} \quad (\text{II-27})$$

II-6- CONCLUSION :

Ce deuxième chapitre nous a permis de présenter les différentes topologies principalement employées pour l'amplification de puissance, notamment les différentes topologies de l'amplificateur, nous avons présenté en générale l'amplificateur distribué, son principe de fonctionnement utilisant des montages cascades comme cellules actives et ces critères de conception.

Nous avons par la suite développé les étapes de conception d'un amplificateur distribué, ainsi que les calculs sur les micro-rubans.

CHAPITRE III

CONCEPTION ET SIMULATION D'UN AMPLIFICATEUR DISTRIBUE SANS ET AVEC MICRO-RUBAN A BASE DE TRANSISTOR D'ANGELOV LARGE-SIGNAL

INTRODUCTION

Une nouvelle génération d'amplificateurs de puissance est actuellement en phase d'étude et d'évaluation grâce à l'avènement des matériaux grand gap tels que le GaN dans les technologies de transistors pHEMT. L'utilisation de matériaux à grande largeur de bande interdite constitue un axe prometteur pour le développement des systèmes de télécommunications et de transports ainsi que pour le domaine des radars mettant en jeu des niveaux de puissance élevés dans le domaine des hyperfréquences. La topologie que nous avons retenue est une topologie distribuée à base de cellules cascades utilisant le transistor modèle d'Angelov.

Dans un premier temps, on va appliquer les équations d'Angelov aux éléments intrinsèques d'un transistor large signal de longueur de grille 0.5mm pour extraire leurs paramètres optimisés, pour une tension drain-source $V_{ds}=30v$ (paramètre où la puissance de sortie du modèle est maximale).

Dans un second temps, on va appliquer ces paramètres optimisés du transistor d'Angelov pour la conception de notre amplificateur distribué en cascade avec micro ruban, et de montrer la comparaison entre les valeurs mesurés et les résultats simulés.

III-1- Généralités sur ADS :

ADS est un logiciel commercialisé par la société Agilent Technologie, dont les fonctionnalités sont au cœur du développement des systèmes électroniques mixtes analogiques hyperfréquences et numériques modernes. Au travers d'une interface compacte, il dispose de nombreux modules permettant d'analyser les circuits : en continu (DC), en régime linéaire harmonique (AC), en temporel, en bruit... Il dispose aussi de méthodes d'analyse spécifiques aux hyperfréquences : analyse en paramètres S, analyse des non linéarités par les méthodes HB « harmonique balance », analyse d'enveloppes complexes intégrant les non-linéarités, simulateur électromagnétique de circuit planaires ou de circuits 3D. Un puissant éditeur de masques de circuits multicouches est présent. Par ailleurs, différentes méthodes d'ingénierie « génériques », complémentaires et indispensables dans la conception globale d'une chaîne de transmission, sont également implémentées : analyse paramétrique multi-variables, de sensibilité, de rendement, de plan d'expérience et d'optimisation.

III-2- Le modèle du courant de drain-source I_{ds} du transistor large signal : [41]

La figure III-1 représente le modèle simulé du courant I_{ds} en fonction de la tension drain-source V_{ds} , par la formule empirique d'Angelov de notre transistor HEMT de longueur de grille à 0.5mm est exprimé par : [41]

$$I_{ds} = I_{pk}(1 + \tanh(\Psi_p)).(1 + \lambda \cdot V_{ds}). \tanh(\alpha_p \cdot V_{ds}) \quad \text{(III- 1)}$$

Ou :

I_{pk} : le courant de drain pour une transconductance maximale gm.

λ : le paramètre de modulation du transistor.

α_p : le paramètre de saturation du transistor.

Le polynôme Ψ de V_{gs} centré sur V_{pk} est exprimée par :

$$\Psi_p = P_1(V_{gs} - V_{pk}) + P_2(V_{gs} - V_{pk})^2 + P_3(V_{gs} - V_{pk})^3 + \dots \quad \text{(III- 2)}$$

Avec : $V_{pk} = V_{pk0} + \gamma \cdot V_{ds}$

V_{pk0} : la tension de grille pour une transconductance maximale gm.

Le régime impulsionnel pour les valeurs de $V_{DS}=0v$ et $V_{GS}=0v$.

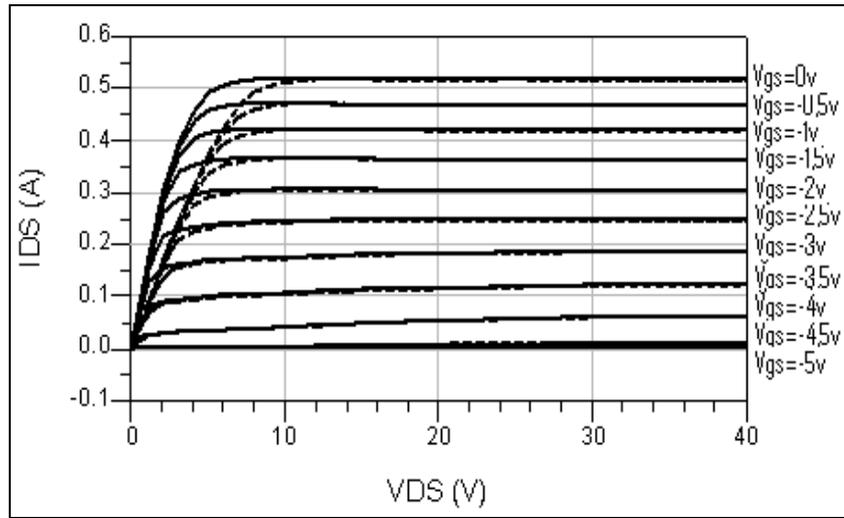


Figure III-1: Les Courbes de I_{ds} - V_{ds} mesuré d'un transistor large signal de longueur de grille $L_g=0,5mm$ (ligne noir), et du modèle Angelov simulé (pointillés): $V_{DS}=0v$, $V_{GS}=0v$. [41]

Les paramètres de courant I_{ds} (I_{pk} , V_{pk0} , λ , α_p , P_1 , P_2 , P_3) ont été extraits suivant les équations (III-1 et III-2) proposée par Angelov et une procédure d'optimisation en Matlab pour des valeurs I_{ds} . Tableau III-1.

Tableau III-1: Les Valeurs extraites des paramètres optimisés du Modèle Angelov du courant de drain I_{ds} . [41]

$I_{pk}(A)$	$V_{pk0}(V)$	λ	α_p	P_1	P_2	P_3
0.39	-0.96	1.10^{-5}	0.25	0.20	0.061	0.051

III-3- Les paramètres intrinsèques et extrinsèques du transistor : [41]

Le schéma équivalent d'un transistor HEMT/GaN large signal englobe des éléments intrinsèques en figure III-2 et les éléments extrinsèques en figure III-3 : [41]

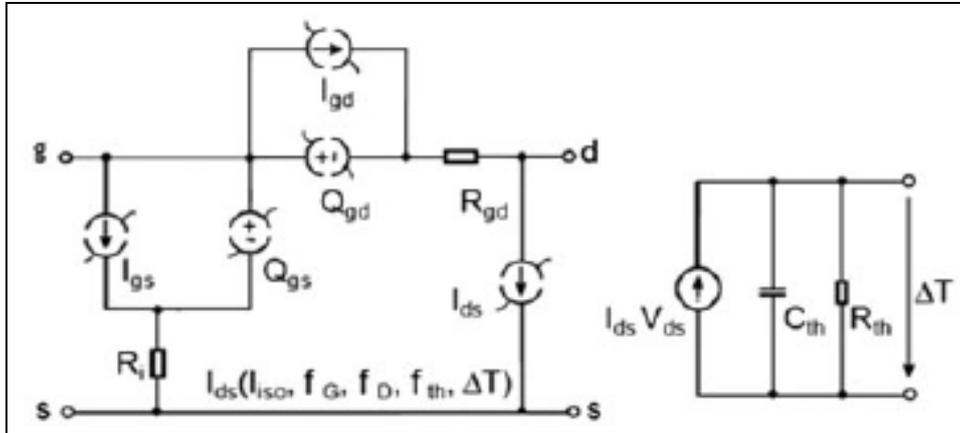


Figure III-2: Le circuit des éléments intrinsèques en large signal d'un transistor HEMT/ GaN.[41]

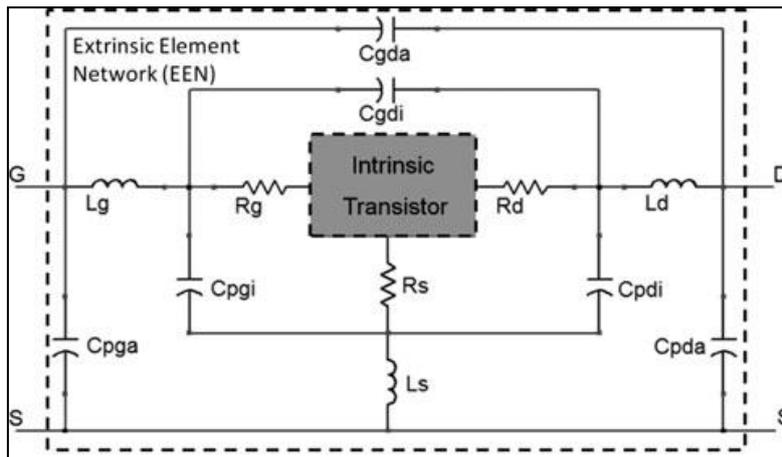


Figure III-3: Le circuit des éléments extrinsèques d'un transistor large signal HEMT/ GaN.[41]

- Les éléments R_g , R_s et R_d expriment l'effet résistif des contacts ohmiques et des zones du substrat.
- Les inductances L_g , L_d et L_s modélisent les bus d'accès aux électrodes du composant.
- Les capacités C_{pda} C_{pga} montrent en haut fréquence respectivement les capacités parasites entre le drain, la grille et la masse.
- C_{gda} est la capacité parasite entre grille et drain, la capacité parasite C_{gdi} signifie le pont entre (L_g et R_g) et le pont (L_s et R_s).
- La capacité parasite C_{pdi} qui est branchée entre le pont (R_d et L_d) et le pont (R_s et L_s).

Le tableau III-2 illustre les valeurs optimisées des éléments extrinsèques du transistor large signal de longueur de grille $L_g=0.5\text{mm}$:

Tableau III-2: Les Valeurs extraites des paramètres optimisés des éléments extrinsèques d'un transistor large signal de longueur de grille $L_g=0,5\text{mm}$. [41]

$R_g(\Omega)$	$R_d(\Omega)$	$R_s(\Omega)$	$L_g(\text{nH})$	$L_d(\text{nH})$	$L_s(\text{nH})$	$C_{\text{pga}}(\text{pF})$	$C_{\text{pgi}}(\text{pF})$	$C_{\text{pda}}(\text{pF})$	$C_{\text{pdi}}(\text{pF})$	$C_{\text{gda}}(\text{pF})$	$C_{\text{gdi}}(\text{pF})$
5.611	3.401	2.3733	0.0520	0.0480	0.002	0.020008	0.10627	0.016743	0.084639	0.00222	0.00852

III-4- Le Modèle d'Angelov des Condensateurs non-linéaire C_{gs} et C_{gd} : [41]

Les capacités C_{gs} grille-source et C_{gd} grille-drain représentent respectivement la dérivé partielle de la charge Q_{gs} à V_{gd} constant, et la dérivé partielle de la charge Q_{gd} à V_{gs} constant par les relations suivantes: [41]

$$C_{gs} = \left[\frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gs}} \right]_{V_{gd}=\text{Cste}} \quad \text{(III- 3)}$$

$$C_{gd} = \left[\frac{\partial Q_{gd}}{\partial V_{gd}} \right]_{V_{gs}=\text{Cste}} \quad \text{(III- 4)}$$

III-4-1- La Modélisation du Condensateur C_{gs} : [41]

Pour calculer les paramètres optimisés de l'équation (III-5) du condensateur non-linéaire C_{gs} du modèle d'Angelov, en tenant compte de ses valeurs mesurées. Le modèle d'Angelov du condensateur C_{gs} est définit par : [41]

$$C_{gs} = C_{\text{gspi}} + C_{\text{gs0}}(1 + \tanh(\Psi_1)).(1 + \tanh(\Psi_2)) \quad \text{(III- 5)}$$

Avec :

C_{gspi} et C_{gs0} représentent respectivement le condensateur parasite entre grille et source, et le coefficient du condensateur (unité : pF), Ψ_1 et Ψ_2 sont présentés par : [41]

$$\Psi_1 = P_{10} + P_{11} \cdot V_{gs} + P_{111} \cdot V_{ds} \quad \text{(III- 6)}$$

$$\Psi_2 = P_{20} + P_{21} \cdot V_{ds} \quad \text{(III- 7)}$$

La figure III-4 représente les deux courbes C_{gs} en fonction de V_{gs} mesurés et du modèle d'Angelov simulés pour une longueur de grille $L_g=0.5\text{mm}$ et une tension $V_{ds}=30\text{v}$ et

$V_{gs}=-3.5v$. Le tableau III-3 illustre les valeurs des paramètres optimisés de C_{gs} ($C_{gs\pi}$, C_{gs0} , P_{10} , P_{11} , P_{111} , P_{20} , P_{21}).

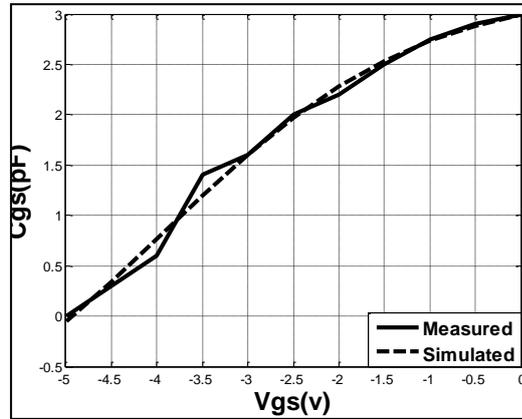


Figure III-4: Les Courbes de C_{gs} mesuré pour une longueur de grille $L_g=0.5mm$, et du modèle Angelov simulé pour $V_{ds}=30v$. [41]

Tableau III-3: Les valeurs extraites des paramètres optimisés de C_{gs} du Modèle Angelov pour $V_{ds}=30v$. [41]

$C_{gs\pi}$ (pF)	C_{gs0} (pF)	P_{10}	P_{11}	P_{111}	P_{20}	P_{21}
-1.5638	1.2094	0.098224	0.35761	0.043191	0.10116	0.13063

III-4-2- La Modélisation du Condensateur C_{gd} : [41]

Pour calculer les paramètres optimisés de l'équation (III-8) du condensateur non-linéaire C_{gd} du modèle d'Angelov, en tenant compte ses valeurs mesurées. Le modèle d'Angelov du condensateur C_{gd} non-linéaire est défini par : [41]

$$C_{gd} = C_{gd\pi} + C_{gd0} \cdot (1 - P_{111} + \tan(\Psi_3)) \cdot (1 + \tan(\Psi_4)) + 2P_{111} \quad \text{(III- 8)}$$

$C_{gd\pi}$ et C_{gd0} expriment respectivement la capacité parasite grille-drain, et le coefficient du condensateur C_{gd} (unité : pF). Ψ_3 et Ψ_4 sont présentés par : [41]

$$\Psi_3 = P_{30} - P_{31} \cdot V_{ds} \quad \text{(III- 9)}$$

$$\Psi_4 = P_{40} + P_{41} V_{gs} - P_{111} V_{ds} \quad \text{(III- 10)}$$

La figure III-5 représente les deux courbes C_{gd} en fonction de V_{gd} mesurés pour une longueur de grille $L_g=0.5mm$ et du modèle d'Angelov simulé pour $V_{ds}=30v$ et une tension

$V_{gs}=-3.5v$. Le tableau III-4 donne les valeurs de C_{gd} (C_{gdpi} , C_{gd0} , P_{30} , P_{31} , P_{40} , P_{41} , P_{111}) qui sont optimisées par Matlab.

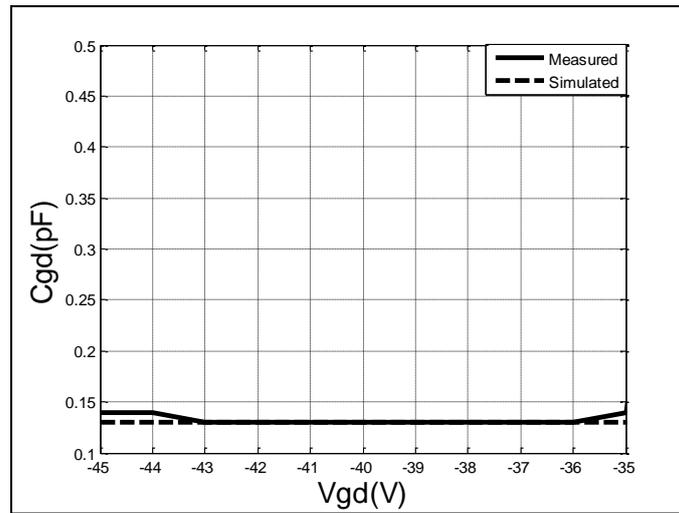


Figure III-5: Les Courbes de C_{gd} mesuré pour une longueur de grille $L_g=0.5mm$, et du modèle Angelov simulé pour $V_{ds}=30v$. [41]

Tableau III-4: Les valeurs extraites des paramètres optimisés de C_{gd} du modèle Angelov à $V_{gs}=-3,5v$ et $V_{ds}=30v$. [41]

C_{gdpi} (pF)	C_{gd0} (pF)	P_{30}	P_{31}	P_{40}	P_{41}	P_{111}
0.13	0.0195	0.0967	0.1981	0.1000	0.1000	0.04319

Pour qu'on puisse utiliser notre transistor HEMT dans la conception de notre montage en hyperfréquences, on implémente les paramètres indiqués sur les tableaux (III-1, III-2, III-3, III-4) utilisant logiciel ADS. La figure III-6 montre les valeurs extraites des paramètres optimisés du modèle d'Angelov à $V_{gs}=-3,5v$ et $V_{ds}=30v$.

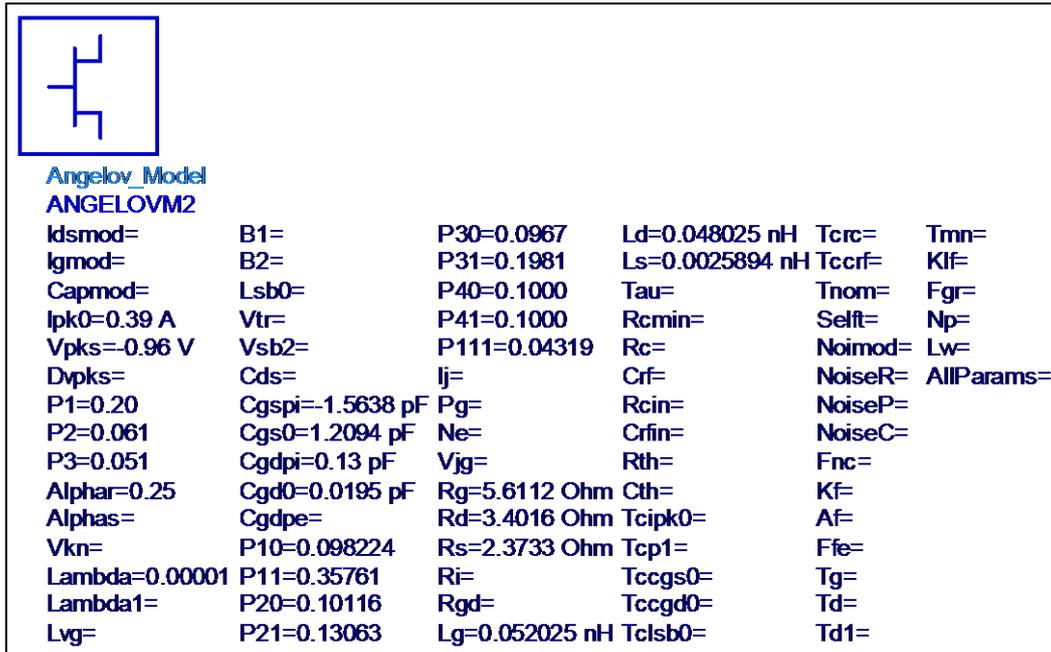


Figure III-6: Le transistor d'Angelov sur ADS avec les paramètres optimisés à

$$V_{gs}=-3,5v \text{ et } V_{ds}=30v.$$

III-5- Le montage sur ADS pour la simulation des paramètres -S- d'un seul transistor:

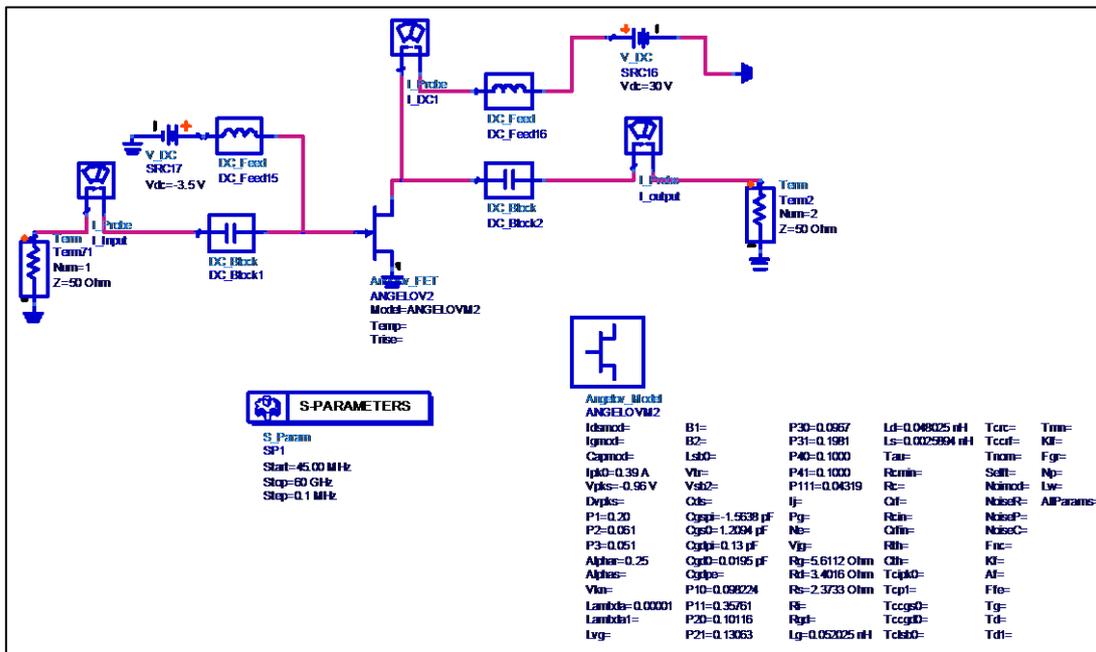


Figure III-7: Le montage du circuit d'un seul transistor d'Angelov à

$$V_{gs}=-3,5v \text{ et } V_{ds}=30v.$$

La figure III-8 montre les paramètres $-S-$ d'un seul transistor d'Angelov en fonction de la fréquence qui varie de 45MHz à 60 GHz pour $V_{gs}=-3,5v$ et $V_{ds}=30v$, les paramètres $-S-$ sont centré bien adapté.

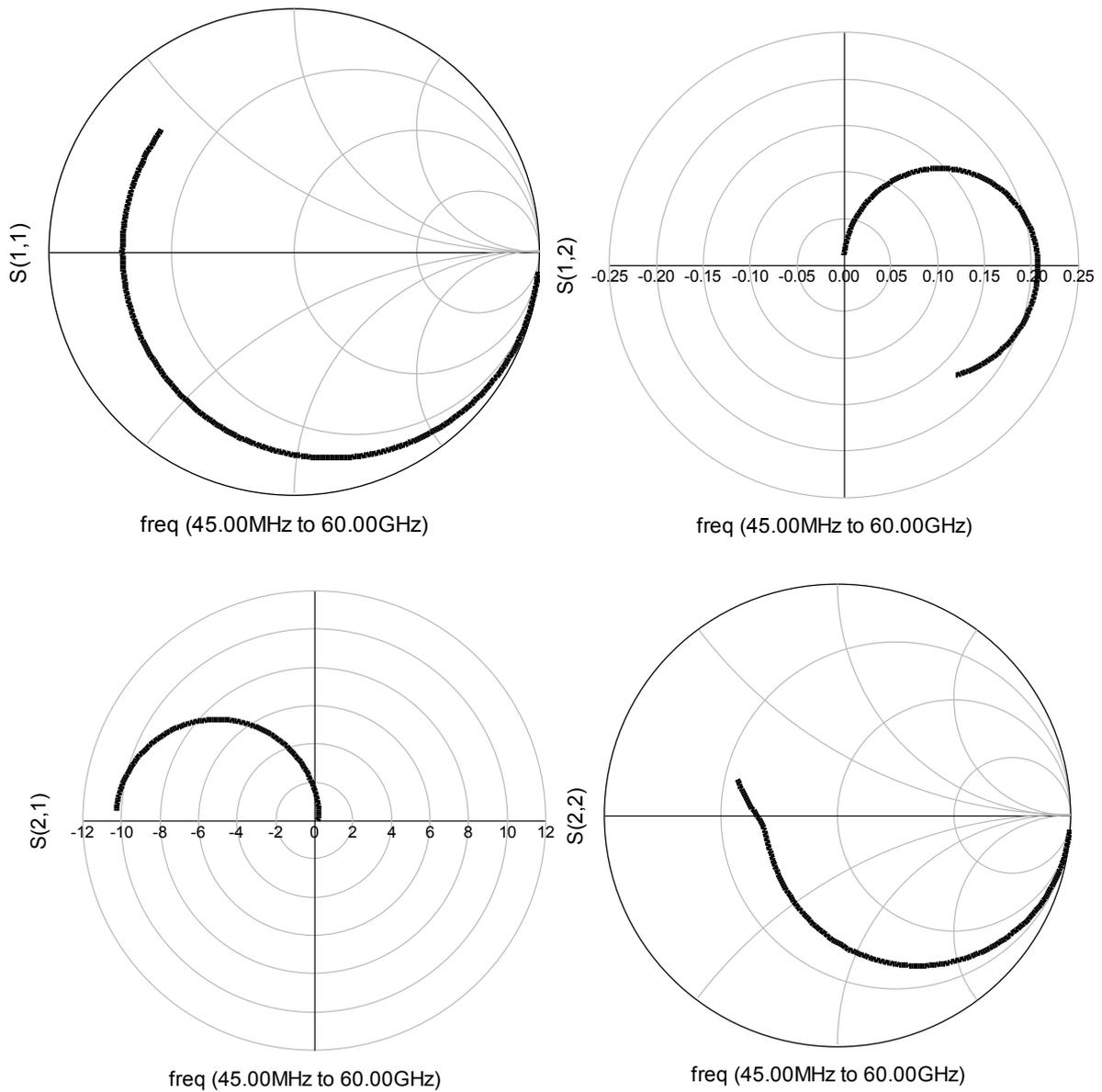


Figure III-8: Les paramètres $-S-$ d'un seul transistor en fonction de la fréquence de 45MHz à 60GHz pour $V_{gs}=-3,5v$ et $V_{ds}=30v$.

III-6- Le montage sur ADS pour la simulation en régime dynamique d'un seul transistor:

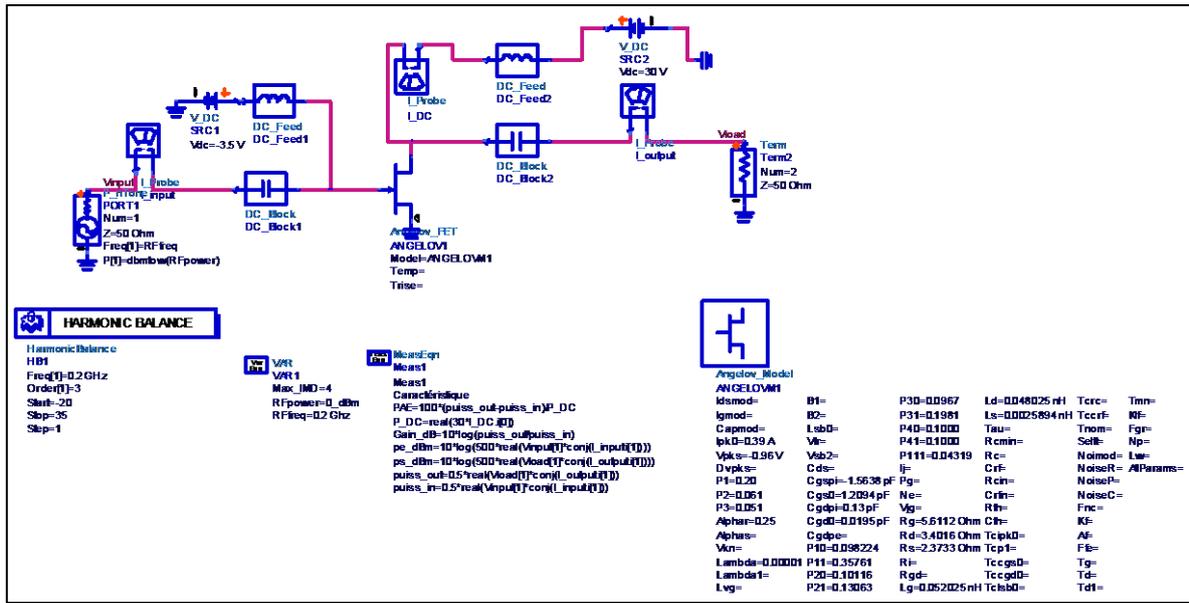


Figure III-9: Le montage du circuit d'un seul transistor modèle d'Angelov en régime dynamique à $V_{gs}=-3,5v$ et $V_{ds}=30v$.

La figure III-10 illustre la puissance de sortie P_s (dBm), le Gain en puissance (dB) et le rendement PAE (%) d'un seul transistor en régime dynamique en fonction de la puissance d'entrée P_e (dBm) polarisé par une tension $V_{ds}=30v$ et $V_{gs}=-3.5v$ à la fréquence $f=0.2GHz$, pour une valeur de charge en sortie une $Z_{charge}=50\Omega$, on remarque pour une puissance d'entrée **Pe égale à 23dBm**, la puissance de sortie **Ps (max) égale à 36.02dBm**, le gain en puissance égale à **16.41dB** et le rendement (max) égale **45.78%**.

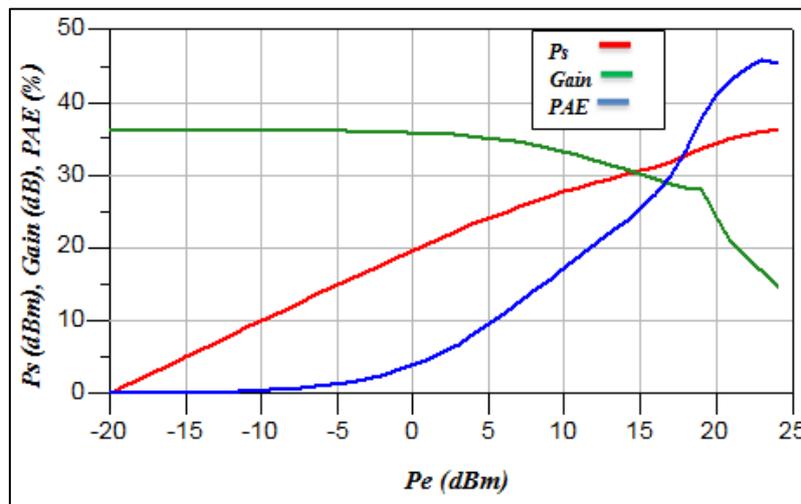


Figure III-10: La puissance de sortie P_s (dBm), le Gain en puissance (dB) et le rendement PAE (%) en fonction de la puissance d'entrée P_e (dBm).

III-7- L’application du modèle transistor HEMT large-signal d’Angelov dans un amplificateur distribué cascade sans et avec micro ruban :

Notre amplificateur conçu comporte quatre étages avec réseaux passif constituent les circuits d’adaptation inter-étage, ils permettent d’obtenir à la fois un gain maximum des trois premier étages et des performances en puissance optimale du dernier étage polarisé par une tension drain-source $V_{ds}=30v$ et une tension grille-source $V_{gs}=-3.5v$ avec une longueur de grille $L_g=0.5mm$ du transistor.

III-7-1- La structure globale de notre amplificateur distribué cascade de puissance sans et avec micro ruban :

La figure III-11 et la figure III-12 représentent respectivement la conception du montage de l’amplificateur distribué cascade de puissance sans et avec micro ruban.

Ci-dessous les tableaux III-5 et III-6 représentent respectivement les valeurs des bobines, résistances et des condensateurs optimisés de notre amplificateur de puissance sans et avec micro ruban.

Tableau III-5: Les valeurs optimisées sans micro ruban.

R₈₀	R₇₉	R₇₈	C₁₈	C₁₇	C₁₆	L₁₀₃	L₁₀₄	L₁₀₅	L₁₀₆	L₁₀₇	L₁₀₈	L₁₀₉	L₁₁₀
(Ω)	(Ω)	(Ω)	(pF)	(pF)	(pF)	(nH)							
52.5	19.44	11.25	2.52	2.05	0.67	0.97	0.75	1.2	1.49	1.16	0.67	0.63	0.72

Tableau III-6: Les valeurs optimisées avec micro ruban.

R₈₀	R₇₉	R₇₈	C₁₈	C₁₇	C₁₆	TL₁	TL₂	TL₃	TL₄	TL₅	TL₆	TL₇	TL₉
(Ω)	(Ω)	(Ω)	(pF)	(pF)	(pF)	(mm)							
45.5	12.15	20.25	1.35	2.05	2.31	0.97	0.75	1.2	1.49	1.16	0.67	0.63	0.72

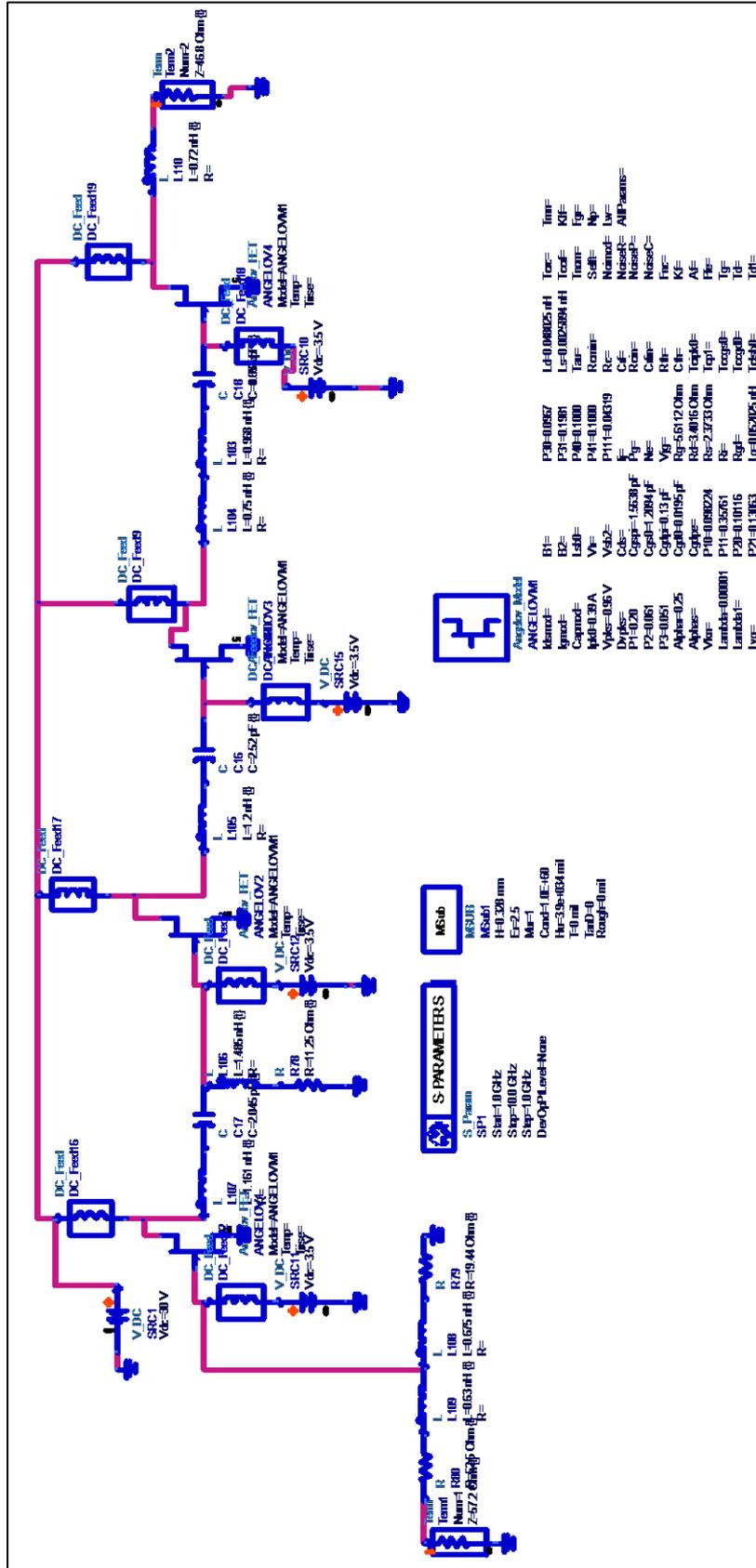


Figure III- 11 : Les paramètres –S- du montage avec le transistor d’Angelov large signal dans un amplificateur distribué cascade, longueur de grille 0.5 mm, $V_{gs}=-3.5$ et $V_{ds}=30$ sans micro-ruban.

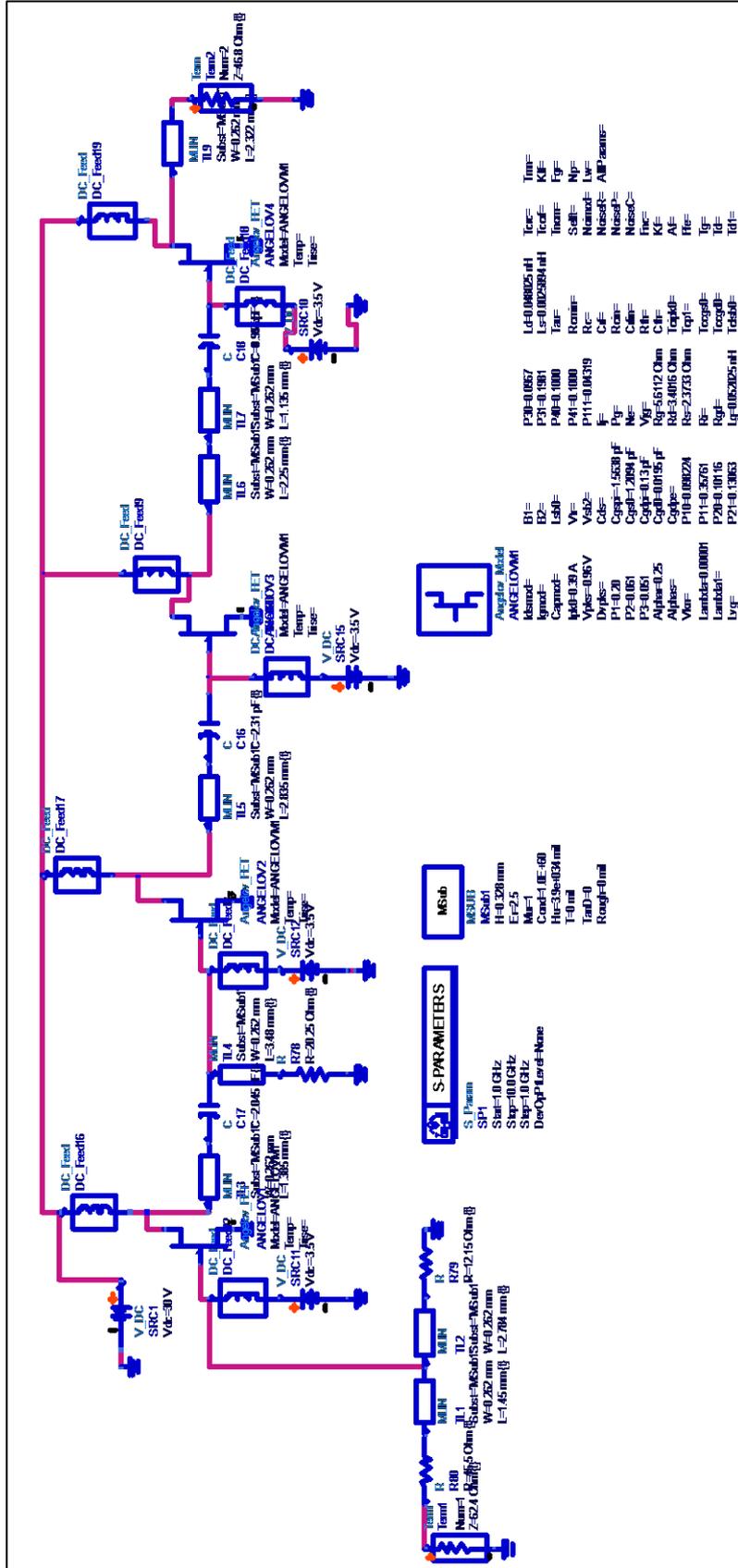


Figure III- 12 : Les paramètres –S- du montage avec le transistor d’Angelov large signal dans un amplificateur distribué cascade, longueur de grille 0.5 mm, $V_{gs}=-3.5$ et $V_{ds}=30$ avec micro-ruban.

III-7-2- Les paramètres –S- simulés de l’amplificateur distribué cascade avec le transistor d’Angelov large-signal sans et avec micro ruban:

La figure III-13 montre les paramètres S_{21} simulés de l’amplificateur distribué sans et avec micro ruban, le paramètre S_{21} représente le coefficient de transmission sans perte.

Sans micro ruban : il varie entre 28.87dB et 27.88dB de 1GHz à 4GHz sa bande passante à -3dB est égale à 5.65GHz.

Avec micro ruban : il varie entre 29.45dB et 26.43dB de 1GHz à 4GHz sa bande passante à -3dB est égale à 5.60GHz.

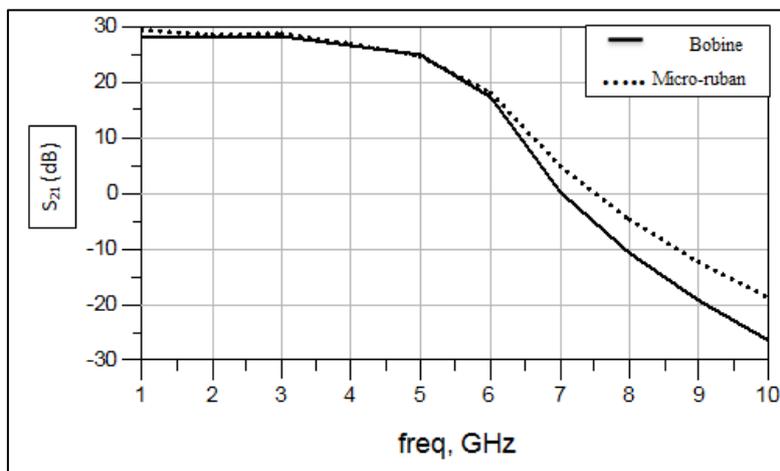


Figure III-13: Les paramètres S_{21} (dB) en fonction de fréquence (GHz) simulés de l’amplificateur distribué sans et avec micro ruban pour $V_{ds}=30v$ et $V_{gs}=-3.5v$.

La figure III-14 représente les paramètres S_{11} qui sont inférieure à -10dB, le paramètre S_{11} exprime le coefficient de réflexion à l’entrée du circuit adapté.

Sans micro ruban : S_{11} inférieure à -10dB de 1GHz à 8.6GHz.

Avec micro ruban : S_{11} inférieure à -10dB de 1GHz à 8.5GHz.

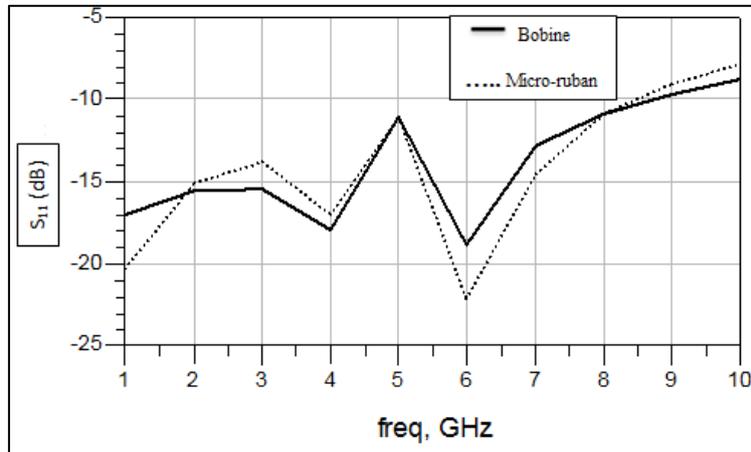


Figure III-14: Les paramètres S_{11} (dB) en fonction de fréquence (GHz) simulés de l'amplificateur distribué sans et avec micro ruban pour $V_{ds}=30v$ et $V_{gs}=-3.5v$.

Les paramètres S_{22} simulés sont inférieure à -10dB sans et avec micro ruban respectivement de 1GHz à 3.8GHz et de 1GHz à 3.95GHz, figure III-15. Le paramètre S_{22} exprime le coefficient de réflexion à la sortie du circuit, qui est adapté.

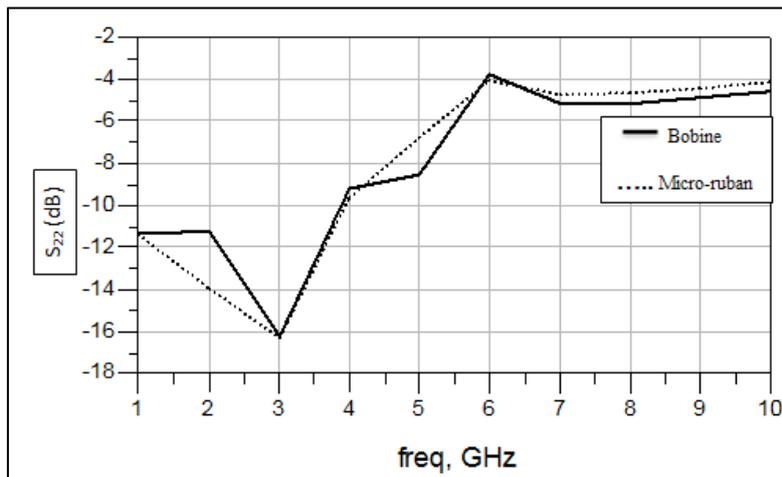


Figure III-15: Les paramètres S_{22} (dB) en fonction de fréquence (GHz) simulés de l'amplificateur distribué sans et avec micro ruban pour $V_{ds}=30v$ et $V_{gs}=-3.5v$.

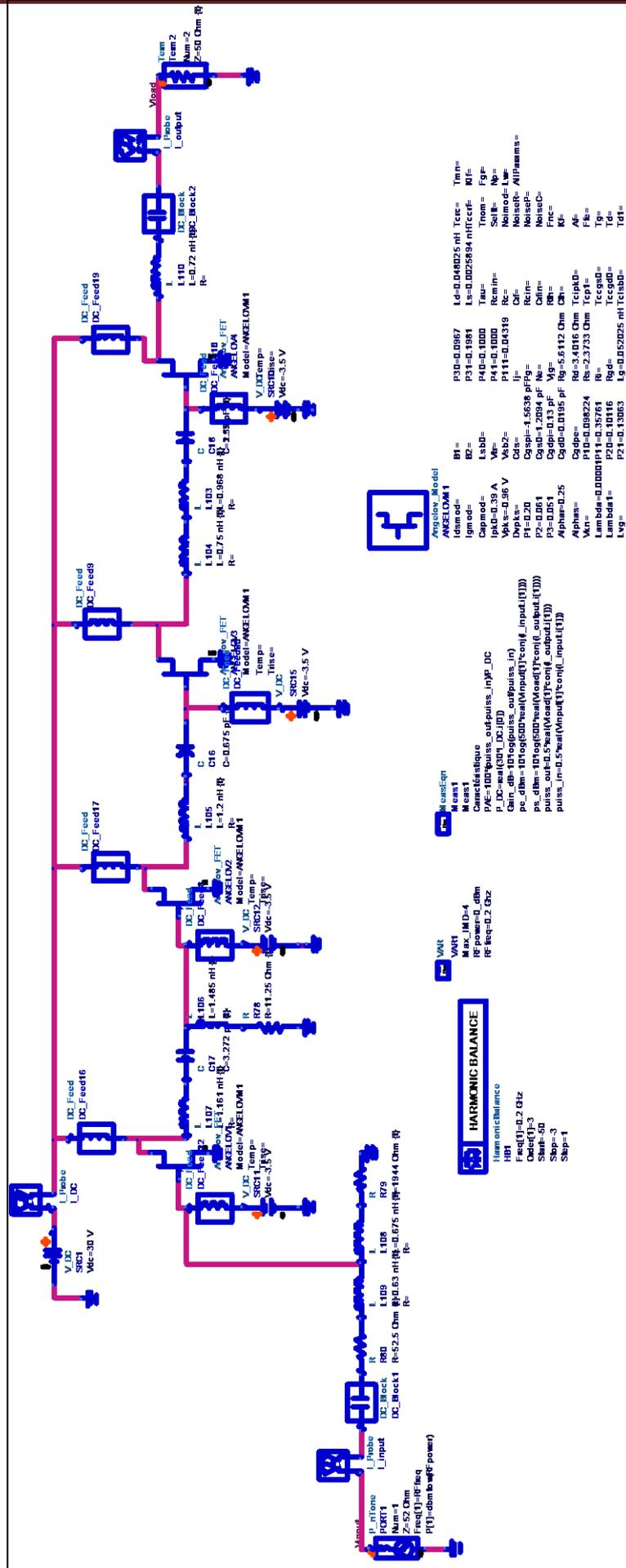


Figure III- 16 : Le montage de l'amplificateur distribué cascade de puissance en régime dynamique, longueur de grille 0.5 mm, $V_{gs} = -3.5$ et $V_{ds} = 30V$ avec micro-ruban.

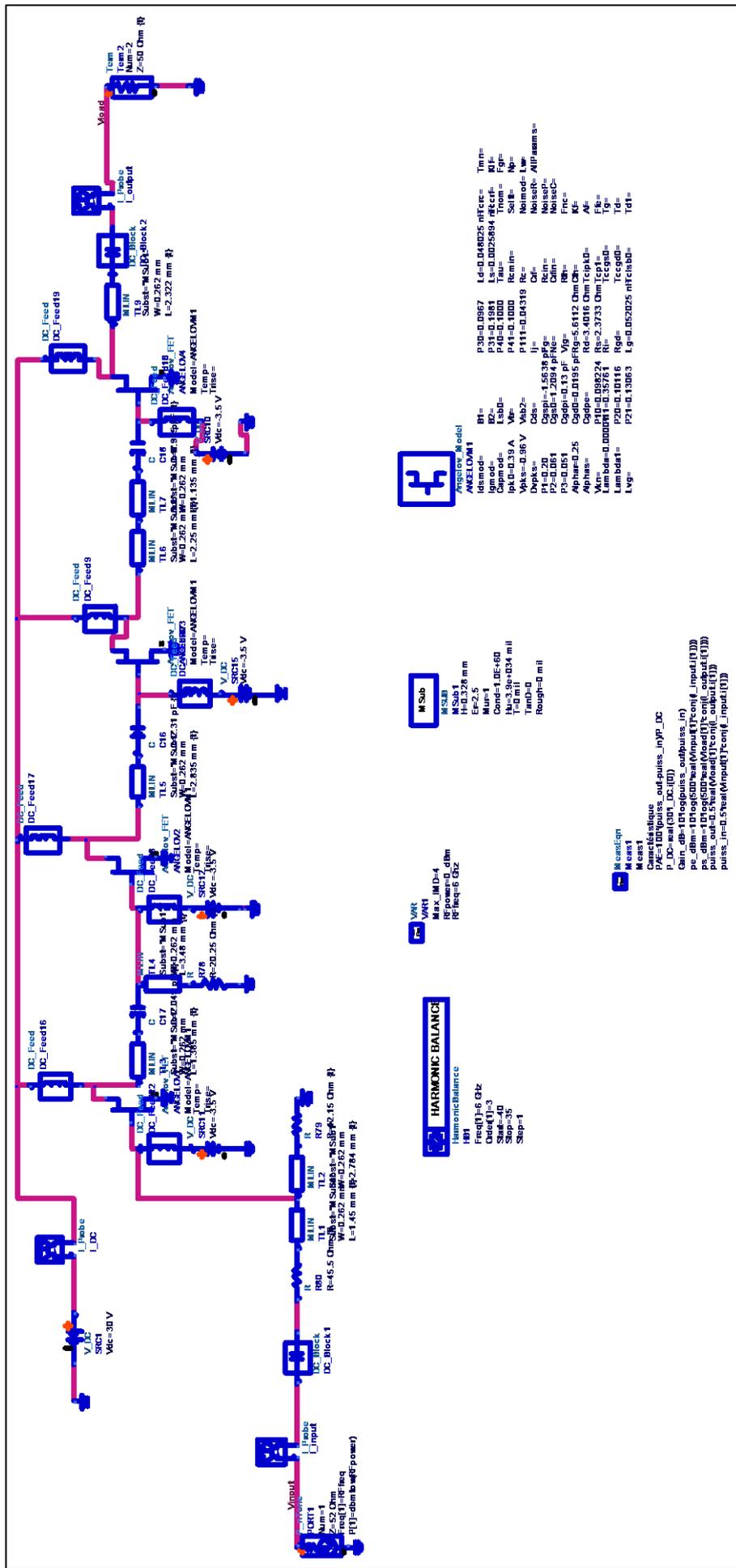


Figure III-17 : Le montage de l'amplificateur distribué cascade de puissance en régime dynamique, longueur de grille 0.5 mm, $V_{gs} = -3.5$ et $V_{ds} = 30$ v avec micro-ruban.

III-8- L'amplificateur distribué de puissance en régime dynamique sans et avec micro ruban :

III-8-1- L'amplificateur distribué de puissance en régime dynamique sans micro ruban (figure III-16) :

Sans micro ruban, la valeur de charge en sortie $Z_{charge}=50\Omega$, la puissance de sortie **Ps (max)=36.75dBm** avec un rendement **PAE (max)=28.01%**, à une fréquence **f=0.2GHz**, la figure III-18 représente la puissance de sortie Ps (dBm) et le rendement PAE (%) en fonction de fréquence (GHz), le tableau III-7 représente les valeurs de la puissance de sortie Ps (dBm) et du rendement PAE (%) de 0.2GHz à 4GHz sans micro ruban.

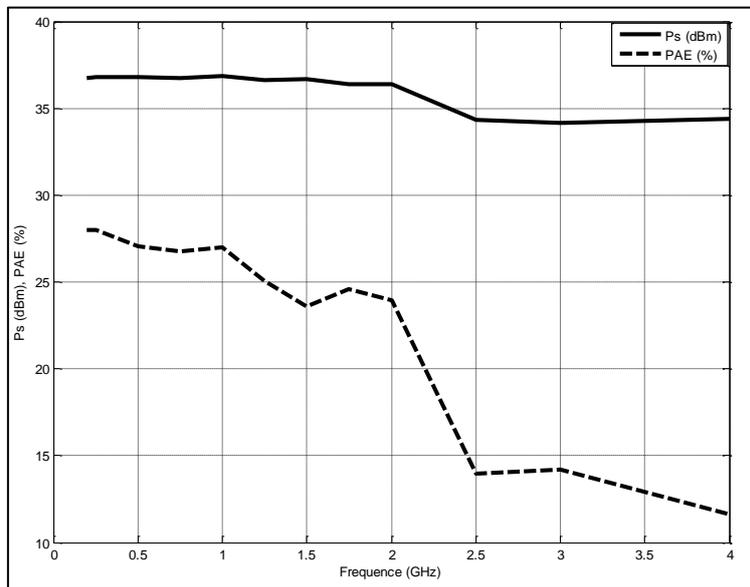


Figure III-18: La puissance de sortie Ps (dBm) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur distribué sans micro ruban en fonction de la fréquence en (GHz) : $Z_{charge}=50\Omega$; $V_{ds}=30v$; $V_{gs}=-3.5v$ à $P_e=-3dBm$.

Tableau III-7: Les valeurs de la puissance de sortie Ps (dBm) et du rendement PAE (%) de 0.2GHz à 4GHz sans micro ruban.

PAE (%)	28.01	28	27.06	26.73	27.01	25.07	23.57	24.60	23.92	13.98	14.19	11.63
Ps (dBm)	36.75	36.78	36.78	36.73	36.85	36.61	36.66	36.40	36.39	34.33	34.14	34.41
Freq (GHz)	0.2	0.25	0.5	0.75	1	1.25	1.5	1.75	2	2.5	3	4

La puissance de sortie Ps est constante est égale à 34.33dBm, avec un rendement qui varie entre 11% et 13% de 2.5GHz à 4GHz, figure III-19.

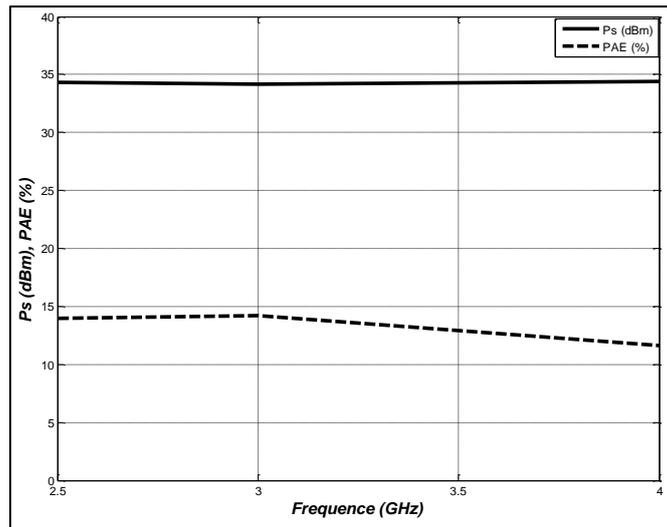


Figure III-19: La puissance de sortie P_s (dBm) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur distribué sans micro ruban en fonction de la fréquence (GHz) : $Z_{charge}=50\Omega$; $V_{ds}=30v$; $V_{gs}=-3.5v$ et $P_e=-6dBm$.

La figure III-20 illustre la puissance de sortie P_s (dBm), le Gain en puissance (dB) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur de puissance sans micro ruban en fonction de la puissance d'entrée P_e (dBm) polarisé par une tension $V_{ds}=30v$ et $V_{gs}=-3.5v$ à la fréquence $f=0.2GHz$, pour une valeur de charge en sortie une $Z_{charge}=50\Omega$.

L'amplificateur distribué fournit une puissance de sortie **P_s (max) égale à 36.75dBm**, un gain en puissance égale à **43.85dB** et un rendement (max) égale **28.01%**, pour une puissance d'entrée **P_e égale à -3dBm**.

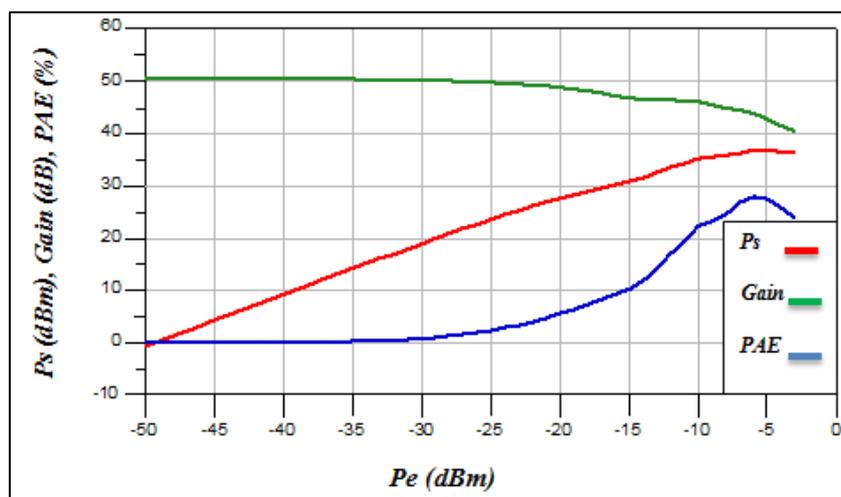


Figure III-20: La puissance de sortie P_s (dBm), le Gain en puissance (dB) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur de puissance sans micro ruban en fonction de la puissance d'entrée P_e (dBm).

III-8-2- L'amplificateur distribué de puissance en régime dynamique avec micro ruban (figure III-17) :

Avec micro ruban, la valeur de charge en sortie $Z_{charge}=50\Omega$, la puissance de sortie **P_s (max)=36.60dBm** avec un rendement **PAE (max)=27.42%**, à une fréquence **$f=0.2GHz$** , la figure III-21 représente la puissance de sortie P_s en (dBm), le rendement PAE en (%), en fonction de la fréquence en (GHz). Le tableau III-8 représente les valeurs de la puissance de sortie P_s (dBm) et du rendement PAE (%) de 0.2GHz à 4GHz avec micro ruban.

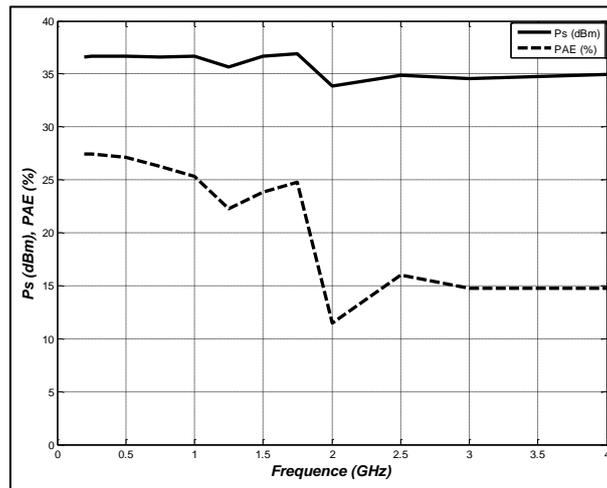


Figure III-21: La puissance de sortie P_s (dBm) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur distribué avec micro ruban en fonction de la fréquence (GHz) : $Z_{charge}=50\Omega$; $V_{ds}=30v$; $V_{gs}=-3.5v$ à $P_e= 1dBm$.

Tableau III-8: Les valeurs de la puissance de sortie P_s (dBm) et du rendement PAE (%) de 0.2GHz à 4GHz avec micro ruban.

PAE (%)	27.41	27.40	27.12	26.26	25.30	22.24	23.85	24.79	11.43	16.03	14.75	14.76
Ps (dBm)	36.60	36.66	36.65	36.62	36.64	35.63	36.67	36.92	33.87	34.90	34.55	34.92
Freq(GHz)	0.2	0.25	0.5	0.75	1	1.25	1.5	1.75	2	2.5	3	4

Avec micro ruban, on remarque que la puissance de sortie P_s diminue de 0.15dBm avec un rendement PAE de 0.59%.

La puissance de sortie P_s est constante est égale à 34.90dBm, avec un rendement qui varie entre 14% et 16% de 2.5GHz à 4GHz, figure III-22.

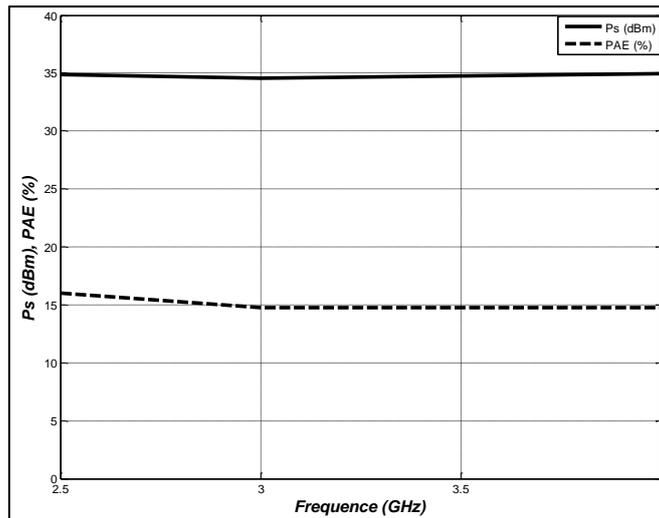


Figure III-22: La puissance de sortie P_s (dBm) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur de puissance avec micro ruban en fonction de la fréquence (GHz) : $Z_{charge}=50\Omega$; $V_{ds}=30v$; $V_{gs}=-3.5v$; $P_e=1dBm$.

La figure III-23 illustre la puissance de sortie P_s (dBm), le Gain en puissance (dB) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur de puissance **avec micro ruban** en fonction de la puissance d'entrée P_e (dBm) polarisé par une tension $V_{ds}=30v$ et $V_{gs}=-3.5v$ à la fréquence **$f=0.2GHz$** , pour une valeur de charge en sortie une $Z_{charge}=50\Omega$.

L'amplificateur distribué fournit une puissance de sortie **P_s (max) égale à 36.60dBm**, un gain en puissance égale à **35.60dB** et un rendement (max) égale **27.42%**, pour une puissance d'entrée **P_e égale à 1dBm**.

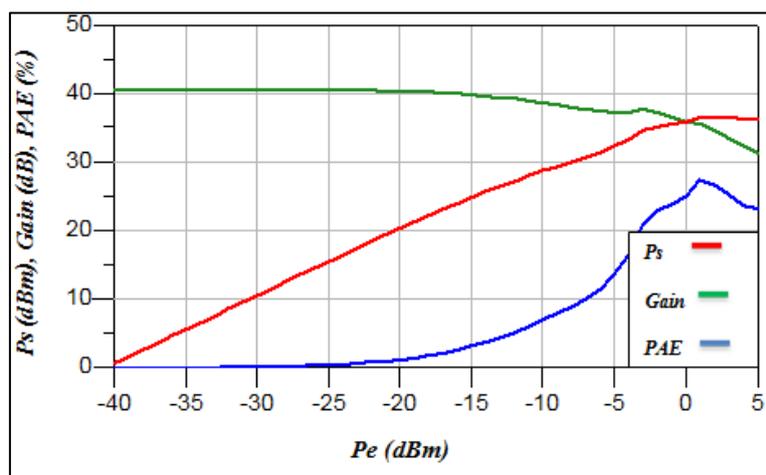


Figure III-23: La puissance de sortie P_s (dBm), le Gain (dB) et le rendement PAE (%) de l'amplificateur de puissance avec micro ruban en fonction de la puissance d'entrée P_e (dBm).

III-9- Le gain en puissance de l'amplificateur distribué de puissance sans et avec micro ruban :

III-9-1- Le gain en puissance de l'amplificateur distribué de puissance sans micro ruban :

Le gain en puissance de l'amplificateur distribué en puissance sans micro ruban est constant de **50.32dB à 15.99dB** pour une puissance de sortie P_s qui varie entre **0.1dBm jusqu'à 22dBm**, la figure III-24 représente le gain en puissance (dB) de l'amplificateur distribué sans micro ruban en fonction de la puissance de sortie P_s (dBm), pour différentes fréquences **de 0.2GHz à 6GHz**. La puissance d'entrée $P_e = -3dBm$.

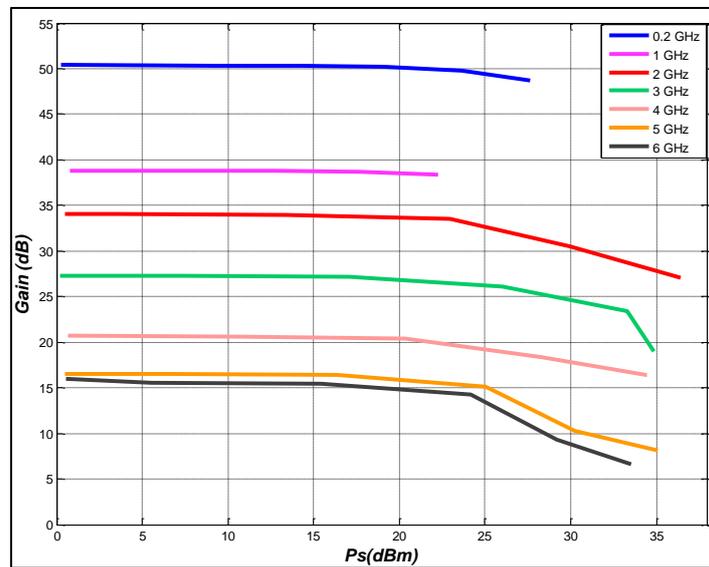


Figure III-24: Le gain en puissance de l'amplificateur distribué sans micro ruban en fonction de la puissance de sortie P_s (dBm).

Le tableau III-9 ci-dessous représente les valeurs de gain en puissance (dB) et la puissance de sortie (dBm) pour différentes valeurs de fréquences (GHz), sans micro ruban.

Tableau III-9: Les valeurs de gain en puissance (dB) et la puissance de sortie Ps (dBm) pour différentes valeurs de fréquences, sans micro ruban.

f=0.2GHz	Ps (dBm)	0.28	9.26	14.22	19.07	23.62	27.62
	Gain (dB)	50.37	50.36	50.31	50.17	49.74	48.71
f=1GHz	Ps (dBm)	0.805	2.803	7.792	12.757	17.644	22.280
	Gain (dB)	38.84	38.84	38.83	38.79	38.68	38.31
f=2GHz	Ps (dBm)	0.49	3.49	13.44	22.93	29.96	36.39
	Gain (dB)	34.04	34.03	33.99	33.47	30.50	27.02
f=3GHz	Ps (dBm)	0.17	7.16	17.05	26.01	33.27	34.87
	Gain (dB)	27.26	27.25	27.14	26.10	23.36	18.97
f=4GHz	Ps (dBm)		10.64	20.36	28.30	34.41	34.43
	Gain (dB)	20.67	20.64	20.36	18.30	16.41	16.42
f=5GHz	Ps (dBm)	0.51	6.50	16.37	25.02	30.25	35.08
	Gain (dB)	16.57	16.56	16.43	15.08	10.320	8.15
f=6GHz	Ps (dBm)	0.55	5.54	15.42	24.14	29.19	33.52
	Gain (dB)	15.99	15.58	15.46	14.21	9.35	6.64

III-9-2- Le gain en puissance de l'amplificateur distribué de puissance avec micro ruban :

Le gain en puissance de l'amplificateur distribué en puissance avec micro ruban est constant de **40.55dB à 15.99dB** pour une puissance de sortie Ps qui varie entre **0.1dBm jusqu'à 20dBm**, la figure III-25 montre le gain en puissance (dB) de l'amplificateur distribué avec micro ruban en fonction de la puissance de sortie Ps (dBm), pour différentes fréquence de **0.2GHz à 5GHz**. La puissance d'entrée $P_e=1\text{dBm}$.

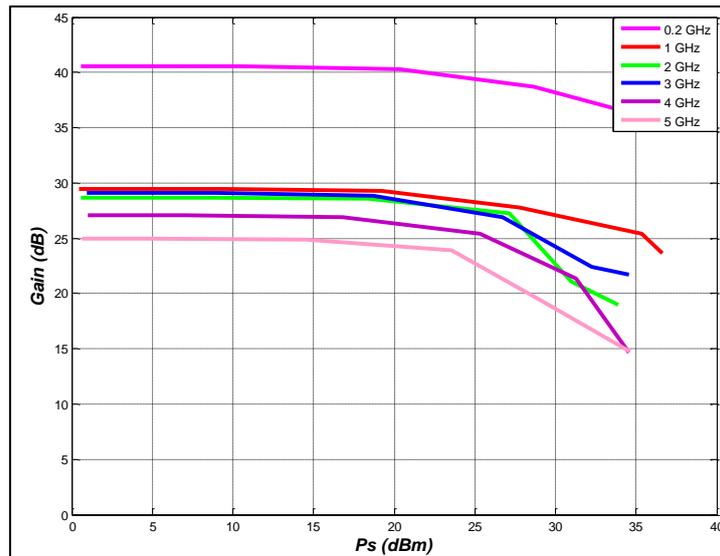


Figure III-25: Le gain en puissance (dB) de l'amplificateur distribué avec micro-ruban en fonction de la puissance de sortie Ps (dBm).

Le tableau III-10 ci-dessous montre les valeurs de gain en puissance (dB) et la puissance de sortie (dBm) pour différentes valeurs de fréquences (GHz), sans micro ruban.

Tableau III-10: Les valeurs de gain en puissance (dB) et la puissance de sortie Ps (dBm) pour différentes valeurs de fréquences, avec micro ruban.

f=0.2GHz	Ps (dBm)	0.54	10.52	20.30	28.66	35.86	36.60
	Gain (dB)	40.55	40.53	40.31	38.67	35.87	35.60
f=1GHz	Ps (dBm)	0.45	9.43	19.25	27.76	35.37	36.64
	Gain (dB)	29.49	29.47	29.29	27.80	25.42	23.68
f=2GHz	Ps (dBm)	0.56	8.55	18.40	27.11	30.94	33.87
	Gain (dB)	28.70	28.69	28.54	27.25	21.08	19.01
f=3GHz	Ps (dBm)	0.93	8.91	18.69	26.72	32.27	34.55
	Gain (dB)	29.11	29.09	28.87	26.91	22.43	21.74
f=4GHz	Ps (dBm)	0.98	6.97	16.81	25.32	31.25	34.53
	Gain (dB)	27.07	27.06	26.90	25.40	21.35	14.65
f=5GHz	Ps (dBm)	0.62	4.61	14.52	23.57	29.12	34.62
	Gain (dB)	24.98	24.97	24.88	23.89	19.29	14.71

On remarque pour f=0.2GHz le gain diminue de 10dB.

Le tableau III-11 résume les résultats de simulation de notre amplificateur distribué de puissance avec micro ruban.

Tableau III-11: Les résultats de simulation de l'amplificateur distribué de puissance avec micro ruban.

Paramètres-S-pour $Z_{charge}=50\Omega$	$P_{S_{MAX}}$ PAE_{MAX} Pour $Z_{charge}=50\Omega$ à $Pe=1dBm$	Gain en puissance à $Pe=1dBm$
26.43dB<S21<29.45dB Bande passante de 5.60GHz à -3dB S11<-10dB de 1GHz à 8.5GHz S22<-10dB de 1GHz à 3.95GHz	$P_{S_{MAX}}=36.60dBm$ $PAE_{MAX}=27.42\%$	40.55dB

III-10- CONCLUSION :

Ce modèle de transistor d'Angelov avec les valeurs des paramètres optimisés des équations large signal pour avoir le maximum de puissance à sa sortie, nous a permis 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.

Par la suite, on a conçu un amplificateur de puissance avec micro ruban utilisant ce modèle avec les paramètres optimisés pour une tension drain-source $V_{ds}=30v$ (paramètre où la puissance de sortie du modèle est maximale). La puissance de sortie de notre amplificateur avec micro ruban $P_{S_{MAX}}=36.60dBm$, un rendement $PAE_{MAX}=27.42\%$, avec une bande passante à -3dB égale à 5.60GHz.

Donc, vu sa simplicité notre amplificateur peut-être appliqué dans des circuits en hyperfréquence (bande-C-).

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'emploi de matériaux grand gap et tout particulièrement celui du nitrure de gallium GaN 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 un premier chapitre, nous avons étudié les différents paramètres électriques et physiques du nitrure de gallium, justifiant de son intérêt pour des applications de puissance haute fréquence et large bande. Cette technologie s'annonce comme très prometteuse mais elle n'est actuellement pas totalement mature. En effet, la réalisation d'éléments passifs et de trous métallisés par exemple reste mal maîtrisée. Dans ce même chapitre, nous avons étudié le principe de fonctionnement du transistor HEMT ainsi que ses caractéristiques électriques et ses figures de mérite.

Dans le second chapitre, nous a permis de présenter les différentes topologies principalement employées pour l'amplification de puissance, notamment les différentes topologies de l'amplificateur, nous avons présenté en générale l'amplificateur distribué, son principe de fonctionnement utilisant des montages cascades comme cellules actives et ces critères de conception. Nous avons par la suite développé les étapes de conception d'un amplificateur distribué, ainsi que les calculs sur les micro-rubans.

Le dernier chapitre, qui présente tous les résultats de simulation de notre travail. On a appliqué les équations d'Angelov aux éléments intrinsèques d'un transistor large signal de longueur de grille 0.5mm pour extraire leurs paramètres optimisés pour une valeur de tension drain-source. Puis on a calculé ses paramètres par la méthode d'optimisation en tenant compte des valeurs prises mesurés. On a présenté le modèle I_{ds} - V_{ds} mesuré et du modèle Angelov simulé avec extraction de ses paramètres optimisés, puis on a effectué les calculs d'optimisation des paramètres de chaque élément intrinsèque à l'aide des équations d'Angelov. En régime de puissance, on a vérifié la validation du modèle d'Angelov en large signal. Dans la dernière partie de ce chapitre qui a été réservé à la conception d'un amplificateur distribué (cascade) avec micro ruban utilisant le transistor d'Angelov avec les paramètres optimisés ou la puissance en sortie du modèle est maximale.

Donc, vu sa simplicité notre amplificateur peut-être appliqué dans des circuits en hyperfréquence (bande-C-) dans les radars météorologique et les satellites.

REFERENCE

Référence :

- [1] BAGHDADLI .N, Évolution Du paramètre exciton de BOHR en Fonction Des Propriétés Optoélectroniques des semi-conducteurs III-V. 2013.
- [2] Fadi Aldeek. Université de Nancy, thèse 2010.
- [3] DE MEYER. S, Etude d'une nouvelle filière de composants HEMTs sur technologie nitrure de gallium. Conception d'une architecture flip-chip d'amplificateur distribué de puissance à très large bande.2005.
- [4] ABDELMOUMENE. M, Etude et modélisation d'un transistor HEMT AlGa_N/Ga_N, 2012.
- [5] TAHRAOUI. S, Modélisation d'un transistor HEMT Ga_N large signal par la méthode d'Angélov. 2016.
- [6] BOUYA. M, Etude des mécanismes de défaillances et de transport dans les structures HEMTs AlGa_N/Ga_N, 2010.
- [7] Ghalichechian. N, "Silicon Carbide Overview of Physical Properties and Thin Film Deposition", ENEE793, Solid State Electronics Fall 2002.
- [8] CHARBONNIAUD, C. Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ Ga_N pour l'amplification de puissance micro-onde.
- [9] Audrey PHILIPPON – MARTIN, Étude 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, décembre 2007.

REFERENCE

- [10] Y.YUN, M. NISHIJIMA, M. KATSUNO, M. ISHIDA, K. MINAGAWA, T. NOBUSADA, T. TANAKA « A fully integrated broad-band amplifier MMIC employing a novel chip-size package » IEEE Transactions on MTT, vol. 50, no. 12, Décembre 2002, pp 2930-2937.

- [11] A. SAYED, G. BOECK « Two-stage ultrawide-band 5W power amplifier using SiC MESFET » IEEE Transactions on MTT, vol. 53, no. 7, Juillet 2005, pp. 2441-2449.

- [12] M. CAMPOVECCHIO "Méthodes et outils d'aide à la conception des dispositifs actifs haute fréquence" HDR présentée le 19 Décembre 2000, Université de Limoges.

- [13] S. DELLIER "Etude et méthode de conception d'un pré-amplificateur distribué pour photorécepteur à 40 Gb/s" rapport de stage de DEA, Université de Limoges, Juillet 2001.

- [14] J.P. FRAYSSE "Modélisation non linéaire des transistors bipolaires hétérojonction : application à la conception optimum d'amplificateurs distribués de puissance à montage cascode" thèse de doctorat soutenue le 17 Décembre 1999, Université de Limoges.

- [15] C. DUPERRIER "Développement d'un logiciel d'assistance à la conception des circuits non linéaires microondes. Application à l'amplification distribuée non uniforme de puissance à très large bande en technologie MMIC" thèse de doctorat soutenue le 20 Décembre 2001, Université de Limoges.

- [16] R. HILAL "Méthode de conception des amplificateurs distribués de puissance à TECs en montage source commune et cascode dans le domaine des fréquences millimétriques" thèse de doctorat soutenue le 19 Mars 1996, Université de Limoges.

- [17] A. PHILIPPON "Amplificateur distribué de puissance à cellules cascades sur technologie HEMT GaN dans le domaine hyper-fréquence" rapport de stage de DEA, Université de Limoges, Juillet 2004.

- [18] M. CAMPOVECCHIO "Méthodes de conception d'amplificateurs de puissance microondes large bande à transistors à effet de champ. Application aux amplificateurs

REFERENCE

- distribués en technologie M.M.I.C." thèse de doctorat soutenue le 29 Janvier 1993, Université de Limoges.
- [19] C. DUPERRIER, M. CAMPOVECCHIO, L. ROUSSEL, R. QUÉRÉ « New design method of non-uniform distributed power amplifiers. Application to a single stage 1W PHEMT MMIC » IEEE Transactions on MTT, vol. 49, Décembre 2001, pp. 2494-2500.
- [20] J. BRADFORD COLE, A. PLATZKER « Design technique for high power, high efficiency, broadband distributed amplifiers » IEEE MTTs Digest, vol. 3, juin 1989, pp. 941-944.
- [21] Liang ZHOU, Architecture d'amplificateur faible bruit large bande multistandard avec gestion optimale de la consommation Thèse préparée à ETIS dans l'équipe ASTRE soutenue le 10 mars 2015.
- [22] M.K. Chirala, C. Huynh, C. Nguyen et X. Guan. Design of an ultra-small distributed low-noise-amplifier for ultra-wideband applications. In Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on, pages 3361–3364, 2011. (Cité en pages 62, 66 et 67).
- [23] T. Ito, D. Kawazoe, K. Okada et K. Masu. A DC-7 GHz Small-Area Distributed Amplifier Using 5-port Inductors in a 180nm Si CMOS Technology. In Solid-State Circuits Conference, 2006. ASSCC 2006. IEEE Asian, pages 363–366, 2006. (Cité en pages 62 et 66).
- [24] Hong-Yeh Chang, Yu-Cheng Liu, Shou-Hsien Weng, Chi-Hsien Lin, Yeh-Liang Yeh et Yu-Chi Wang. Design and Analysis of a DC-43.5-GHz Fully Integrated Distributed Amplifier Using GaAs HEMT HBT Cascode Gain Stage. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 59, no. 2, pages 443–455, 2011. (Cité en pages 22, 24, 63 et 66).
- [25] Jin-Fa Chang et Yo-Sheng Lin. A DC-10.5-GHz CMOS Distributed Amplifier with 3.2 _0.3 dB NF, 10.5 _1.4 dB Gain and _13.8 ps Group Delay Variation. In Radio and

REFERENCE

- Wireless Symposium (RWS), 2011 IEEE, pages 307–310, 2011. (Cité en pages 22, 24, 63 et 66).
- [26] Kuo-Liang Deng, Tian-Wei Huang et HueiWang. Design and analysis of novel high-gain and broad-band GaAs pHEMT MMIC distributed amplifiers with traveling-wave gain stages. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 11, pages 2188–2196, 2003. (Cité en page 63).
- [27] [Shamsadini 2010] S. Shamsadini, F.H. Kashani et N. Bathaei. A linear 0.18_μm CMOS Distributed Low Noise Amplifier from 3.1 to 10.6 GHz with cascode cells. In *Enabling Science and Nanotechnology (ESciNano), 2010 International Conference on*, pages 1–2, 2010. (Cité en page 63).
- [28] [Zech 2012] C. Zech, S. Diebold, S. Wagner, M. Schlechtweg, A. Leuther, O. Ambacher et I. Kallfass. An ultra-broadband low-noise traveling-wave amplifier based on 50nm InGaAs mHEMT technology. In *Microwave Conference (GeMiC), 2012 The 7th German*, pages 1–4, 2012. (Cité en pages 63 et 66).
- [29] [Guan 2008] Xin Guan et Cam Nguyen. Development of a power-efficient, high-gain, low-noise ultrawideband 0.18_μm CMOS distributed amplifier. In *Microwaves, Radar and Wireless Communications, 2008. MIKON 2008. 17th International Conference on*, pages 1–2, May 2008. (Cité en pages 64 et 66).
- [30] I-Chuan Chen et Jeng-Rern Yang. 10GHz CMOS distributed amplifier low-power and low-noise and high-gain low noise amplifier for UWB systems. In *TENCON 2010 - 2010 IEEE Region 10 Conference*, pages 2045–2047, 2010. (Cité en pages 64 et 66).
- [31] [Lin 2011] Yo-Sheng Lin, Jin-Fa Chang et Shey-Shi Lu. Analysis and Design of CMOS Distributed Amplifier Using Inductively Peaking Cascaded Gain Cell for UWB Systems. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 10, pages 2513–2524, 2011. (Cité en pages 22, 24, 56, 64 et 66).

REFERENCE

- [32] [McKay 1986] T. McKay, J. Eisenberg et R.E. Williams. A High-Performance 2-18.5-GHz Distributed Amplifier- Theory and Experiment. *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, vol. 34, no. 12, pages 1559–1568, 1986. (Cité en pages iii, 52, 53, 64, 167 et 168).
- [33] [Tsai 2004a] Ming-Da Tsai, Kuo-Liang Deng, Huei Wang, Chun-Hung Chen, Chih-Sheng Chang et J.G.J. Chern. A miniature 25-GHz 9-dB CMOS cascaded single-stage distributed amplifier. *Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, vol. 14, no. 12, pages 554–556, 2004. (Cité en pages vi, 64, 65 et 66).
- [34] [Arbabian 2009] A. Arbabian et A.M. Niknejad. Design of a CMOS Tapered Cascaded Multistage Distributed Amplifier. *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 4, pages 938–947, 2009. (Cité en pages vi, 64, 65 et 66).
- [35] [Chien 2006] Jun-Chau Chien, Tai-Yuan Chen et Liang-Hung Lu. A 9.5-dB 50-GHz Matrix Distributed Amplifier in 0.18 μ m CMOS. In *VLSI Circuits, 2006. Digest of Technical Papers. 2006 Symposium on*, pages 146–147, 2006. (Cité en pages vi, 64, 65 et 66).
- [36] [Barajas 2005] E. Barajas, B. Aja, M.L. De la Fuente, J.P. Pascual et E. Artal. Low noise high linearity ultra broadband monolithic amplifier using travelling-wave gain stages. In *Microwave Conference, 2005 European*, volume 2, pages 4 pp.–, 2005. (Cité en pages vi, 64, 65, 66 et 67).
- [37] F.De Dieuleveult : « *Electronique appliquée aux hautes frequencies* » Dunod 1999, livre.
- [38] T.C.Edward : « *Conception des circuits micro-ondes* ». Masson 1984, livre.
- [39] M.Bensebti : « *Micro-ondes* » Institut d’électronique de l’université de blida 1998, livre.

REFERENCE

- [40] J.B.Beyer; S.N.Prasad; R.C.Becker; J.E.Nordman; G.K.Hohenwater: «Mesfet distribued amplifier guidlines » IEEE.Trans. Microwave theory tech, vol. MTT-32, No3, March 1984, pp 268-275. Article.

- [41] J. Alberto Zamoudio, Samir Dahmani, Gunter Kompa, “Large-signal Modeling of Large Size GaN HEMTs with a comprehensive Extrinsic elements Algorithm International journal of Micro wave and wireless Technologies”, 2010, 2(1), 63-73.