

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

UNIVERSITE SAAD DAHLAB DE 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

THEME

*Conception et simulation d'un amplificateur faible bruit avec
Micro-ruban pour application RADAR*

Présenté et soutenue par :

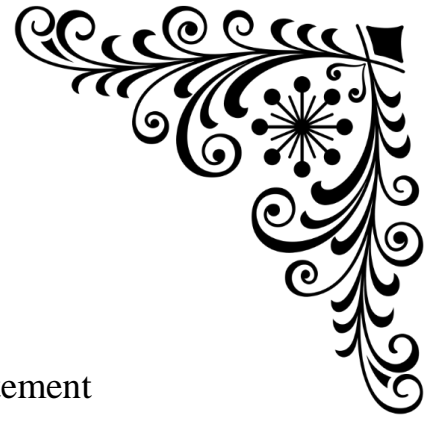
REBBOUH Amine

DJABOUB khaled

Proposé et encadré par :

Mr. Abdelkrim BELMECHERI

ANNEE 2023/2024



REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au sein des laboratoires du département d'Aéronautique et des Études Spatiales de l'Université Saad Dahlab de Blida 1.

Au terme de ce mémoire, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude au bon Dieu, qui nous a donné la force et le courage nécessaires pour mener à bien ce modeste travail.

Nos sincères remerciements vont à notre encadreur, **Mr BELMECHERI Abdelkrim**, pour son aide précieuse et pour nous avoir proposé ce sujet. Nous lui sommes reconnaissants pour ses conseils avisés, sa bonne humeur et son soutien quotidien qui ont grandement contribué à l'avancement de notre travail.

Nous adressons également nos respectueux remerciements aux membres du jury qui ont accepté de juger notre travail, ainsi qu'à l'ensemble du corps enseignant de l'Institut d'Aéronautique et des Études Spatiales de Blida.

Nous ne pouvons passer sous silence notre profonde reconnaissance envers nos familles, à qui nous exprimons toute notre gratitude. Leur présence bienveillante, leur écoute attentive, leur confiance indéfectible et leur soutien constant nous offrent les bases solides sur lesquelles nous appuyons notre persévérance et notre dépassement de soi.

Enfin, nous remercions tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin dans l'élaboration de ce travail.



Dédicace

Dédicace 1

Je tiens à exprimer ma gratitude infinie envers vous, mes parents, qui m'avez toujours soutenu avec amour et patience, et qui m'avez donné la force de poursuivre mes rêves. Votre sagesse et vos encouragements ont été des guides précieux tout au long de mon parcours.

À mes petits frères, pour leur joie de vivre et leur enthousiasme, qui ont été une source inépuisable de bonheur et de motivation, et qui me rappellent chaque jour l'importance de la famille et de la complicité.

À ma chère grand-mère et à mon grand-père bien-aimé, qui ont quitté ce monde mais restent à jamais vivants dans mon cœur. Leur sagesse, leur amour et leurs histoires m'accompagnent à chaque pas de mon voyage. Puissent-ils reposer en paix, sachant qu'ils sont toujours profondément aimés et jamais oubliés.

À mes amis, dont la compagnie tout au long du chemin a été indispensable à mon parcours.

*À mon encadreur, Monsieur **Belmecheri Abdelkrim**, ainsi qu'à mon binôme,*

***Amine Rebbouh**, et sa famille.*

Khaled



Dédicace 2

Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents, À ma mère,

Qui a œuvré pour ma réussite à travers son amour, son soutien inconditionnel, les sacrifices consentis et ses précieux conseils. Pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, je lui exprime à travers ce travail, aussi modeste soit-il, mes sentiments profonds et mon éternelle gratitude.

*À mon père **Rachid**,*

Qui peut être fier et trouver ici le fruit de longues années de sacrifices et de privations, dédiés à mon avancement dans la vie. Que Dieu fasse en sorte que ce travail porte ses fruits. Merci pour les nobles valeurs, l'éducation et le soutien constant que tu m'as prodigués.

*À mon frère, **Mahdi**, et à toute ma famille,*

À mes amies, mes collègues et tous ceux qui m'ont aidé dans ce parcours,

*À mon encadreur, Monsieur **Belmecheri Abdelkrim**, ainsi qu'à mon binôme,*

***Khaled Djaboub**, et sa famille.*

Amine



Résumé

Les systèmes radar exigent des critères de performance stricts, notamment une puissance de sortie élevée et des performances de faible bruit dans les applications à haute fréquence. L'objectif de ce travail est d'étudier et de simuler un amplificateur faible bruit LNA utilisant des lignes micro-ruban pour les applications radar. Ce travail met en avant l'utilisation des transistors HEMTs GaN en raison de leurs excellentes propriétés électriques et de leurs performances élevées en haute fréquence. La recherche inclut une analyse détaillée des propriétés des HEMTs, la conception d'un amplificateur faible bruit, ainsi que l'étude des effets des lignes micro-ruban. Les simulations montrent une amélioration notable de la performance avec l'utilisation de ces technologies, renforçant ainsi l'efficacité des applications radar.

Mots clés : amplificateurs, amplificateur faible bruit, transistors, HEMTs, GaN, micro-ruban, RADAR, haute fréquence.

Summary

Radar systems require stringent performance criteria, including high power output and low noise performance in high-frequency applications. The goal of this work is to study and simulate a low-noise amplifier LNA using micro-strip lines for RADAR applications. The research emphasizes the use of GaN-based HEMTs transistors due to their excellent electrical properties and high-frequency performance. The study includes a detailed analysis of HEMTs properties, the design of a low-noise amplifier, and the investigation of the effects of micro-strip lines. Simulations show a significant improvement in performance with the use of these technologies, thereby enhancing the efficiency of radar applications.

Keywords : amplifiers, low-noise amplifier, transistors, HEMTs, GaN, micro-strip, RADAR, high frequency.

ملخص

تتطلب أنظمة الرادار معايير أداء صارمة، بما في ذلك طاقة مخرج عالية وأداء منخفض للضوضاء في تطبيقات الترددات العالية. هدف هذا العمل هو دراسة ومحاكاة مضخم الضوضاء المنخفضة LNA باستخدام خطوط الميكروستريب لتطبيقات الرادار. يسلط هذا البحث الضوء على استخدام ترانزستورات HEMTs قائمة على GaN بسبب خصائصها الكهربائية الممتازة وأدائها المرتفع في الترددات العالية. تشمل الدراسة تحليلاً مفصلاً لخصائص ترانزستورات HEMTs، تصميم مضخم الضوضاء المنخفضة، ودراسة تأثيرات خطوط الميكروستريب. تظهر المحاكاة تحسناً كبيراً في الأداء مع استخدام هذه التقنيات.

الكلمات المفتاحية : مضخمات، مضخم الضوضاء المنخفضة، ترانزستورات، HEMTs، GaN، خلية متسلسلة

ميكروستريب، رادار، نطاق التردد العالي.

La table des matières

Résumé

La table des matières

La liste des figures

La liste des tableaux

La liste des abréviations

La liste des symboles et unités de mesure

INTRODUCTION GENERALE 1

Chapitre 1 : LES TRANSISTORS A HAUTE MOBILITE ELECTRONIQUE (HEMTS)

INTRODUCTION.....	4
1.1. Les Matériaux Semi-Conducteurs III-V.....	5
1.2. Historique de la technologie nitrure de gallium (GaN).....	6
1.3. Le nitrure de gallium (GaN).....	6
1.4. Pourquoi le nitrure de gallium ?.....	7
1.5. Propriétés cristallines	8
1.5.1. La structure de type zinc blende.....	8
1.5.2. La structure de type Wurtzite	8
1.6. La saturation de vitesse	10
1.7. Les caractéristiques électriques	10
1.7.1. La hauteur de la bande interdite	11
1.7.2. Le champ de claquage	11
1.7.3. La vitesse de saturation (V_{sat})	11
1.7.4. La mobilité des électrons (μ_n).....	12
1.7.5. La conductivité thermique.....	12
1.7.6. Mobilité et vitesse des porteurs	12
1.8. Les Transistors A Haute Mobilité Electronique (HEMTs)	14
1.9. Structure du HEMT	15
La couche protection (cap layer).....	16

LA TABLE DES MATIERES

La couche donneuse	16
L'espaceur (spacer)	16
Le canal	16
La couche buffer	16
La couche de nucléation (ou couche tampon)	16
Le substrat	16
1.10. Fonctionnement du HEMT.....	16
1.11. Les caractéristiques électriques du Transistor HEMT	18
1.11.1. Le modèle petit-signal	18
1.11.1.1. Eléments Intrinsèques	19
1.11.1.2. Éléments extrinsèques	20
1.11.2. Le Modèle large signal d'un HEMT	21
1.11.2.1. Figure de merite pour un fonctionnement en puissance.....	21
1.11.2.2. La fonction de transfert	22
1.12. Les caractéristiques statiques	22
1.13. Mesure des paramètres -S-	24
1.14. Quelques effets limitatifs dans les transistors HEMTs GaN.....	24
1.14.1. Effets thermiques.....	24
1.14.2. Les différents phénomènes de pièges	24
1.14.2.1. Le phénomène de gate-lag.....	26
1.14.2.2. Le phénomène de drain-lag	26
1.15. Applications des transistors HEMT en GaAs	27
1.16. Apport du HEMT GaN pour les applications radar	27
CONCLUSION	28

**Chapitre 2 : L'AMPLIFICATEUR A FAIBLE BRUIT ET LES LIGNES
A MICRO-RUBAN**

INTRODUCTION.....	30
2.1. L'amplificateur A Faible Bruit (LNA).....	32
2.2. La procédure de conception de l'amplificateur A Faible Bruit.....	32
2.3. Caractéristiques d'un LNA.....	34
2.3.1. Les paramètres -S-.....	34
2.3.2. Gain en puissance.....	35
2.3.3. L'adaptation d'impédance.....	37
2.3.3.1. Les différents circuits d'adaptation.....	38
2.3.4. Le facteur de bruit F.....	39
2.3.5. Linéarité.....	39
2.3.6. Stabilité d'un amplificateur.....	40
2.3.7. Isolation.....	42
2.4. Différentes architectures des amplificateurs LNA.....	42
2.4.1. Le montage en source commune.....	43
2.4.2. Le montage en grille commune.....	43
2.4.3. Le montage en drain commun.....	44
2.4.4. Le montage Cascode.....	44
2.4.5. Amplificateur différentiel.....	45
2.5. Avantages des Transistors HEMT en GaAs dans les Amplificateurs à Faible Bruit	46
2.6. LA LIGNE A MICRO-RUBAN.....	47
2.6.1. Description de la ligne a Micro-ruban.....	47
2.6.2. L'approximation quasi-TEM.....	48
2.7. Paramètres de la ligne micro-ruban en mode TEM.....	48
2.7.1. Constante diélectrique effective et impédance caractéristique.....	48
2.7.2. Synthèse de W/h.....	49

LA TABLE DES MATIERES

2.7.3. La dispersion dans la ligne micro ruban.....	50
2.8. Différents effets sur la ligne micro-ruban	51
2.8.1. Effet de l'épaisseur t du ruban.....	51
2.8.2. Effet de la largeur du ruban.....	52
2.8.3. Effet du blindage	53
2.9. La limite en fréquence.....	54
2.10. Discontinuités Rencontrées dans les MICROR-UBANS.....	55
2.10.1. Les principales Discontinuités	55
2.10.1.1. Le circuit ouvert	56
2.10.1.2. La variation symétrique de la largeur.....	56
2.10.1.3. Les coudes	56
2.11. Affaiblissement dans les lignes micro-ruban	56
CONCLUSION	57

Chapitre 3 : CONCEPTION ET SIMULATION D'UN AMPLIFICATEUR FAIBLE BRUIT SANS ET AVEC MICRO-RUBAN POUR APPLICATION RADAR

INTRODUCTION.....	59
3.1. Généralité sur l'ADS	60
3.2. Le Modèle de transistor Angelov et ses Valeurs Optimisées.....	60
3.2.1. Le modèle du courant de drain-source I_{ds} du transistor large signal	60
3.2.2. Le Modèle d'Angelov des Condensateurs non-linéaire C_{gs} et C_{gd}	61
3.2.2.1. La Modélisation du Condensateur C_{gs}	61
3.2.2.2. La Modélisation du Condensateur C_{gd}	61
3.3. Les conditions de stabilité.....	63
3.4. Montage sur l'ADS pour la simulation des paramètres -S- d'un seul étage	64
3.5. Le montage sur l'ADS pour la simulation en régime dynamique du Transistor Angelov	65

LA TABLE DES MATIERES

3.6. L'application du modèle transistor HEMT large-signal d'Angelov dans un amplificateur faible bruit sans et avec micro ruban	66
3.6.1. Montage a un seul étage sans micro-ruban	66
3.6.2. Montage a un seul étage avec micro-ruban	70
3.6.3. Les avantages et les inconvénients des montages a un seul étage	74
3.6.4. Montage a deux étages sans micro-ruban	74
3.6.5. Montage a deux étage avec micro-ruban.....	78
3.6.6. Comparaison entre les résultats a deux étages avec et sans micro-ruban .	83
3.6.7. Comparaison entre le montage a un seul étage et a deux étages avec micro ruban.....	85
3.6.7.1. Stabilité	85
3.6.7.2. Le facteur de bruit (NFmin)	85
3.6.7.3. Gain de l'Amplificateur S21	86
3.6.7.4. VSWR (Voltage Standing Wave Ratio).....	87
3.6.7.5. Coefficients de Réflexion S11 et S22	87
3.1. Montage de l'amplificateur a faible bruit de puissance en régime dynamique.....	88
3.2. Intégration d'un amplificateur faible bruit (LNA) a récepteur radar	91
CONCLUSION	92
CONCLUSION GENERAL	93
Référence :	94

La liste des figures

Chapitre 1

Figure 1.1 : Les principales inventions qui ont marqué l'évolution de la technologie GaN.....	6
Figure 1.2 : Domaines d'application des transistors HEMTs GaN.....	7
Figure 1.3 : La structure cristalline du GaN de type zinc blende (a) et wurtzite (b), Les projections montrent les différentes séquences d'empilement des plans compacts d'atomes de Ga (bleu) et de N (blanc).	9
Figure 1.4 : Variation de la vitesse de saturation en fonction du champ électrique pour divers matériaux, comparativement à l'arséniure de gallium (AsGa).	13
Figure 1.5 : Structure de base d'un HEMT.	15
Figure 1.6 : Fonctionnement du HEMT sans polarisation (a), Caractéristiques de sortie du transistor en régime statique (b), En polarisant négativement la grille (c).	17
Figure 1.7 : Coupe d'un transistor HEMT GaN et représentation des éléments du modèle électrique petit signal.	18
Figure 1.8 : Modèle électrique linéaire ou petit signal d'un transistor HEMT.	19
Figure 1.9 : Modèle électrique non linéaire d'un transistor HEMT.....	21
Figure 1.10 : Réseau de caractéristiques de sortie $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$ d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN à droite, et modèle de bande du transistor polarisé à gauche.	23
Figure 1.11 : Influence d'un changement de la polarisation de drain sur les bandes d'énergies en présence de pièges de buffer. Observation des phénomènes de capture et d'émission.	25

Chapitre 2

Figure 2.1 : Schéma bloc représentant la méthode de conception du LNA.....	33
Figure 2.2 : Principe de la mesure de paramètres $-S-$	34
Figure 2.3 : Coefficients de réflexion dans un quadripôle.	35
Figure 2.4 : Adaptation d'impédance.	37
Figure 2.5 : Adaptation d'impédance d'un bloc dans une chaîne.	37
Figure 2.6 : Système non linéaire.....	39
Figure 2.7 : Stabilité d'un amplificateur micro-ondes à deux ports.	41
Figure 2.8 : Montage source commune.	43
Figure 2.9 : Montage en grille commune.	44
Figure 2.10 : Montage drain commun (source suiveuse).	44

LA LISTE DES FIGURES

Figure 2.11 : Schéma de principe du montage Cascode.	45
Figure 2.12 : Montage différentiel classique.....	45
Figure 2.13 : Structure d'une ligne à Micro-ruban (a) vue d'en haut (b) vue en coupe (c) vue en coupe représentant les champs magnétique H et électrique E	47
Figure 2.14 : Principe de l'approximation Quasi-TEM.	48
Figure 2.15 : Dispersion dans la microbande interprétée comme permittivité effective en fonction de la fréquence.	50
Figure 2.16 : Modification dans la distribution du champ électrique en fonction de l'épaisseur du ruban.....	51
Figure 2.17 : Ligne micro-ruban avec ruban très large ($w \gg h$) (a), et très étroit ($w \ll h$) (b).....	52
Figure 2.18 : Ligne micro-ruban avec blindage.	53
Figure 2.19 : Principales discontinuités.	55
Figure 2.20 : Discontinuités de micro-ruban (a) les circuits ouvertes (b) la variation de la largeur (c) les coudes.....	55

Chapitre 3

Figure 3.1 : Le transistor d'Angelov sur ADS avec les paramètres optimisés à $V_{gs}=-3,5v$, $V_{ds}=30v$	62
Figure 3.2 : Le montage du circuit d'un seul transistor d'Angelov à $V_{gs}=-3,5v$, $V_{ds}=30v$	64
Figure 3.3 : Les paramètres -S- d'un seul transistor en fonction de la fréquence de 45MHz à 60GHz pour $V_{gs}=-3,5v$, $V_{ds}=30v$	64
Figure 3.4 : Le montage du circuit d'un seul transistor modèle d'Angelov en régime dynamique à $V_{gs}=-3,5v$, $V_{ds}=30v$	65
Figure 3.5 : 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).	65
Figure 3.6 : Le montage d'un circuit d'un seul étage sur l'ADS sans micro-ruban.	67
Figure 3.7 : Résultat Le montage d'un circuit d'un seul étage sur l'ADS sans micro-ruban.	68
Figure 3.8 : Le montage d'un circuit d'un seul étage sur l'ADS avec micro-ruban.	71
Figure 3.9 : Résultat Le montage d'un circuit d'un seul étage sur l'ADS avec micro-ruban.	72
Figure 3.10 : Le montage d'un circuit en deux étages sur l'ADS sans micro-ruban.	75
Figure 3.11 : Résultat Le montage d'un circuit en deux étages sur l'ADS avec micro-ruban.....	76
Figure 3.12 : Le montage d'un circuit en deux étages l'ADS avec micro-ruban.....	79
Figure 3.13 : Résultat Le montage d'un circuit en deux étages sur l'ADS avec micro-ruban.....	80
Figure 3.14 : Graphe de stabilité.....	85

LA LISTE DES FIGURES

Figure 3.15 : Graphe de facteur de bruit NFmin.	85
Figure 3.16 : Graphe de Gain de l'Amplificateur.	86
Figure 3.17 : Graph de VSWR1 et VSWR2.	87
Figure 3.18 : Graph de S11 et S22.	87
Figure 3.19 : Le montage de l'amplificateur a faible bruit de puissance en régime dynamique avec micro-ruban.....	89
Figure 3.20 : Courbe puissance de sortie en Bleu, le gain en rouge.	90
Figure 3.21 : Courbe de rendement.	90
Figure 3.22 : Schéma synoptique d'une chaine de réception d'un Radar classique.	92

La liste des tableaux

Chapitre 1

Tableau 1.1 : Extrait de la classification périodique des éléments formant les composés Intermétalliques étudiés.....	5
Tableau 1.2 : Les propriétés principales des structures du GaN.....	9
Tableau 1.3 : Propriétés intrinsèques des semi-conducteurs (Si, AsGa, GaN, SiC, Diamant) pour des applications de puissance haute fréquence à 300K.....	10

Chapitre 3

Tableau 3.1 : Valeurs extraites des paramètres optimisés du modèle simulé d'Angelov du courant.....	61
Tableau 3.2 : Valeurs des paramètres optimisés de C_{gs} , C_{gd} et du courant de grille I_g du modèle d'Angelov pour : $V_{gs} = -3,5v$, $V_{ds} = 30 V$	62
Tableau 3.3 : Les valeurs optimisées sans micro-ruban.	68
Tableau 3.4 : Les résultats de simulation du montage à un seul étage sans micro-ruban.....	70
Tableau 3.5 : Les valeurs optimisées avec micro-ruban en (mm).....	72
Tableau 3.6 : Les résultats de simulation à un seul étage avec micro-ruban.	73
Tableau 3.7 : Les valeurs optimisées sans micro-ruban la capacité en (pF) et la bobine en (nH)... ..	76
Tableau 3.8 : Les résultats de simulation de montage à deux étages sans micro-ruban.	77
Tableau 3.9 : Les valeurs optimisées avec micro-ruban L en (mm)et la capacité en (pF).	80
Tableau 3.10 : Les résultats de simulation de l'amplificateur faible bruit à deux étages	82

La liste des abréviations

2DEG : Two-dimensional Electron Gas.

ADS : Advanced Design System.

AlGaN : Nitrure de Gallium-Aluminium.

AlInGaN : Nitrure de Gallium-Indium-Aluminium.

AlN : Nitrure d'Aluminium.

AsGa : Arséniure de Gallium.

CAO : La conception assistée par ordinateur.

FET : Le transistor à effet de champ.

GaN : Nitrure de gallium.

HEMT : High Electron Mobility Transistor.

IF : Intermediate Frequency.

InGaN : Nitrure de Gallium-Indium.

InN : Nitrure d'Indium.

InP : Phosphore d'Indium.

LDMOS : Late-rally Diffused Metal Oxide Semi-conducteur.

LED : Les Diodes électroluminescentes.

LNA : L'amplificateur à faible bruit.

LO : Local Oscillator.

MBE : L'Épitaxie par jets Moléculaires.

MEMS : Monolithic Electro Mechanical Systems.

MESFET : Metal Semi-conductor Field Effect Transistor.

MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit.

MOCVD : Metal Organic Chemical Vapor Deposition.

PAE : Le rendement en puissance ajoutée.

LA LISTE DES ABREVIATIONS

PAE : Power Added Efficiency.

pHEMTs : pseudomorphic High Electron Mobility Transistors.

RF : Radio Fréquence.

RON : Résistance à l'état passant.

SiC : Substrat de Silicium.

TE : Transverse Electrique.

TEM : Transverse Electro Magnetic.

TM : Transverse Magnétique.

VSWR : Voltage Standing Wave Ratio.

La liste des symboles et unités de mesure

- μn** : La mobilité des électrons. [**cm²/V.s**]
- B** : La bande passante du LNA. [**Hz**]
- C_{ds}** : La capacité drain-source. [**pF**]
- C_{gd}** : La capacité grille-drain. [**pF**]
- C_{gs}** : La capacité grille-source. [**pF**]
- C_{PD}** : La capacités provoquées par l'accès du drain. [**pF**]
- C_{PG}** : La capacités provoquées par l'accès de la grille. [**pF**]
- E** : Le champ électrique. [**V/cm**]
- E_c** : Le champ de claquage. [**V/cm**]
- E_g** : La hauteur de la bande interdite. [**eV**]
- g_d** : La conductance de sortie. [**A/V**]
- G_d** : Le gain disponible en puissance. [**dB**]
- G_i** : Le gain d'insertion. [**dB**]
- g_m** : La transconductance. [**A/V**]
- G_p** : Le gain en puissance. [**dB**]
- G_T** : Le gain transducique. [**dB**]
- h** : L'épaisseur du diélectrique solide. [**mm**]
- H** : Le champ magnétique. [**T**]
- I_{DS}** : Le courant drain-source. [**A**]
- I_{GS}** : Le courant grille-source. [**A**]
- k** : La constante de Boltzmann. [**1,380 658.10-23 J.K-1**]
- K** : Le facteur de stabilité de Rollet.
- L_d** : La bobine de drain. [**nH**]
- L_g** : La bobine de grille. [**nH**]
- L_s** : La bobine de source. [**nH**]
- NF** : Le facteur de bruit.
- P_{DC}** : La puissance de polarisation. [**dBm ou W**]
- P_e** : La puissance d'entrée. [**dBm ou W**]
- P_s** : La puissance de sortie. [**dBm ou W**]

LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE

- R_d** : La résistance de drain. [Ω]
- R_{ds}** : La résistance de drain-source. [Ω]
- R_g** : La résistance de grille. [Ω]
- R_{gd}** : La résistance de grille-drain. [Ω]
- R_i** : La résistance d'entrée. [Ω]
- R_s** : La résistance de source. [Ω]
- SNR** : Le rapport Signal/Bruit.
- t** : L'épaisseur du ruban. [**mm**]
- T₀** : La température de bruit de la source. [**290°K**]
- V** : La vitesse des porteurs. [**cm/s**]
- V_{bd}** : La tension de claquage breakdown. [**V**]
- V_{DS}** : La tension drain-source. [**V**]
- V_{GS}** : La tension grille-source. [**V**]
- V_{knee}** : La tension de coude. [**V**]
- V_p** : La tension de pincement (threshold Voltage V_{th}). [**V**]
- V_{sat}** : La vitesse de saturation. [**cm/s**]
- W** : La largeur du ruban. [**mm**]
- Z_C** : L'impédance caractéristique. [Ω]
- Z_L** : L'impédance de charge. [Ω]
- $\Delta\varepsilon$** : l'énergie de transfert. [**J**]
- ε_{eff}** : La permittivité effective.
- ε_r** : La permittivité relative.
- η** : Le rendement en puissance ajoutée.

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années, le domaine de l'électronique de puissance et des systèmes de communication a vu un intérêt croissant pour les transistors à haute mobilité électronique (HEMT) basés sur des matériaux III-V, et plus particulièrement sur le nitrure de gallium (GaN). Ces dispositifs se distinguent par leurs performances exceptionnelles en termes de gestion de puissances élevées et de fonctionnement à des fréquences très élevées. Le GaN, avec sa large bande interdite, sa haute mobilité des porteurs, et sa robustesse thermique, a révolutionné la conception de composants hyperfréquences, rendant possible la création de systèmes radar et de communication plus efficaces et plus fiables.


Cette thèse se concentre sur la simulation et l'analyse d'un amplificateur à faible bruit (Low Noise Amplifier, LNA) utilisant un modèle large-signal de transistor HEMT basé sur le GaN, intégrant des lignes micro-ruban, pour des applications radar. Les LNAs sont des composants critiques dans les récepteurs radar, où ils jouent un rôle clé dans l'amplification des signaux faibles tout en minimisant le bruit ajouté, ce qui est essentiel pour la détection précise de cibles à longue distance.

Le premier chapitre explore les matériaux semi-conducteurs III-V, en mettant un accent particulier sur le nitrure de gallium (GaN). Nous débutons par une discussion sur l'évolution de la technologie GaN, en examinant ses propriétés cristallines uniques, telles que les structures zinc blende et Wurtzite, qui confèrent au GaN sa stabilité et ses performances exceptionnelles. Ce chapitre examine également les caractéristiques électriques du GaN, y compris sa hauteur de bande interdite élevée, son champ de claquage important, et sa capacité à gérer des courants élevés et des fréquences élevées, ce qui en fait un matériau de choix pour les transistors HEMT. Nous approfondirons ensuite le fonctionnement, la structure et les caractéristiques électriques des HEMT, et nous explorerons les modèles petit-signal et large-signal pour comprendre leur comportement en régime dynamique.

Dans le deuxième chapitre, nous nous concentrons sur les amplificateurs à faible bruit (LNA), indispensables pour les systèmes radar et de communication. Nous abordons les principes de conception des LNAs, en mettant en lumière des caractéristiques clés telles que le gain, le facteur de bruit, et la stabilité. Une attention particulière est accordée à l'adaptation d'impédance pour maximiser l'efficacité et minimiser les pertes de signal. Le chapitre explore également différentes architectures de LNAs, en présentant leurs avantages spécifiques pour diverses applications. Ensuite, nous nous intéressons aux lignes à micro-ruban, qui sont essentielles pour la conception de circuits hyperfréquences. Nous détaillons la structure et les propriétés des lignes

micro-ruban, y compris leurs comportements en mode quasi-TEM, et nous discutons des effets physiques qui influencent leurs performances en haute fréquence.

Le troisième et dernier chapitre se concentre sur la simulation d'un LNA en utilisant le modèle large-signal Angelov pour des transistors HEMT en GaN. Ce chapitre décrit les paramètres techniques étudiés, ainsi que les méthodes de simulation employées pour évaluer les performances de l'amplificateur en termes de gain, de facteur de bruit, et de stabilité. Les résultats des simulations sont analysés pour vérifier la conformité de l'amplificateur aux spécifications radar et pour identifier des améliorations potentielles. Nous explorons également comment les lignes à micro-ruban influencent les performances de l'amplificateur, en fournissant une évaluation complète de son comportement en conditions réelles d'exploitation.

Chapitre **1** 

LES TRANSISTORS A HAUTE
MOBILITE ELECTRONIQUE (HEMTS)

INTRODUCTION

L'amélioration des performances des amplificateurs à faible bruit est cruciale pour les systèmes radar, notamment en termes de sensibilité et de précision. Dans ce contexte, les matériaux semi-conducteurs III-V, tels que le nitrure de gallium (GaN), jouent un rôle de plus en plus prépondérant. L'intérêt pour le GaN s'est accru en raison de ses propriétés électroniques exceptionnelles qui surpassent celles des matériaux traditionnels comme le silicium et le carbure de silicium. Ce chapitre explore les fondements et les applications des technologies basées sur le GaN, en particulier les transistors à haute mobilité électronique (HEMTs), qui sont essentiels pour les systèmes radar modernes.

Les matériaux semi-conducteurs III-V, et plus particulièrement le GaN, ont transformé le domaine de l'électronique de puissance et des communications à haute fréquence. Ce chapitre commence par une discussion sur l'histoire et l'évolution de la technologie GaN, soulignant les raisons pour lesquelles ce matériau est devenu si crucial pour les applications radar. Les propriétés cristallines du GaN, telles que ses structures zinc blende et Wurtzite, sont examinées pour expliquer sa stabilité mécanique et ses performances électriques.

L'un des avantages clés du GaN réside dans sa capacité à gérer des courants élevés et à fonctionner à des fréquences élevées. Sa saturation de vitesse, sa hauteur de bande interdite élevée, son champ de claquage important et sa vitesse de saturation en font un choix idéal pour des dispositifs nécessitant une robustesse et une fiabilité accrues. De plus, la mobilité élevée des électrons et la conductivité thermique supérieure du GaN permettent une dissipation efficace de la chaleur, ce qui est essentiel pour les dispositifs fonctionnant à haute puissance et haute fréquence.

Les transistors HEMTs, utilisant le GaN, sont des composants de choix pour les amplificateurs à faible bruit et autres dispositifs hyperfréquences. Ce chapitre détaille la structure et le fonctionnement des HEMTs, en mettant l'accent sur leurs caractéristiques électriques et les avantages qu'ils offrent par rapport aux transistors traditionnels en GaAs. Les modèles petit-signal et large-signal des HEMTs sont analysés pour comprendre leur comportement et leur performance en régime dynamique. La mesure des paramètres S est également abordée pour illustrer comment ces dispositifs peuvent être optimisés pour des performances maximales dans les applications radar.

1.1. Les Matériaux Semi-Conducteurs III-V

Les matériaux semi-conducteurs de type III-V sont des composés cristallins formés par des éléments des colonnes III et V du tableau périodique. Contrairement aux matériaux semi-conducteurs traditionnels tels que le silicium (Si) et le germanium (Ge), qui sont des semi-conducteurs de type IV, les matériaux semi-conducteurs III-V sont composés d'un élément de la colonne III (comme le gallium, Ga, ou l'indium, In) et d'un élément de la colonne V (comme l'azote, N, ou le phosphore, P). [1]

Ces matériaux sont largement utilisés dans diverses applications électroniques en raison de leurs propriétés électriques et optiques uniques. Ils offrent une large gamme de bandes interdites, ce qui signifie qu'ils peuvent être conçus pour être conducteurs ou isolants en fonction de la composition chimique et de la structure cristalline. De plus, les matériaux semi-conducteurs III-V présentent une mobilité élevée des porteurs de charge, une conductivité élevée et une grande stabilité thermique et chimique. [2] [3]

Les propriétés électroniques des matériaux semi-conducteurs III-V peuvent être contrôlées en ajustant leur composition chimique, leur dopage et leur structure cristalline. Cela les rend extrêmement polyvalents pour une gamme d'applications, notamment les dispositifs optoélectroniques tels que les diodes électroluminescentes (LED), les lasers, les cellules solaires et les détecteurs optiques, ainsi que les dispositifs électroniques tels que les transistors à haute fréquence, les circuits intégrés et les capteurs. Le tableau 1.1, est un extrait de la classification périodique des éléments formant les composés Intermétalliques étudiés.

Tableau 1.1: Extrait de la classification périodique des éléments formant les composés Intermétalliques étudiés. [4]

III		IV		V	
5	11	6	12	7	14
B		C		N	
Bore		Carbone		Azote	
10,8		12,0		14,0	
13	27	14	28	15	31
Al		Si		P	
Aluminium		Silicium		Phosphore	
27,0		28,1		31,0	
31	69	32	74	33	75
Ga		Ge		As	
Gallium		Germanium		Arsenic	
69,7		72,6		74,9	
49	115	50	120	51	121
In		Sn		Sb	
Indium		Étain		Antimoine	
114,8		118,7		121,7	

1.2. Historique de la technologie nitrure de gallium (GaN)

La synthèse du nitrure de gallium (GaN) a été réalisée pour la première fois en 1939, mais ce n'est qu'en 1969 que Maurska et Tienjen ont réussi la première épitaxie sur un substrat de silicium. Depuis, les recherches sur les matériaux à large bande interdite, comme le GaN, ont intensifié pour améliorer la fréquence de fonctionnement et la densité de puissance des transistors. Amono a montré la croissance du GaN par MOCVD sur un substrat de saphir en utilisant une méthode en deux étapes, ouvrant de nouvelles perspectives industrielles. [5] [6]

Dans les années 90, les investigations sur le GaN se sont multipliées, tant pour les applications optiques que pour l'électronique hyperfréquence. En 1991, Asif Khan observé un gaz d'électrons (2DEG) dans l'hétérostructure AlGaN/GaN, et en 1993, ils ont démontré le premier transistor à haute mobilité électronique (HEMT) basé sur cette hétérostructure. Nakamura créé la première diode bleue et plus tard, le premier laser bleu à base de GaN. [6] [7] La figure 1.1, retrace l'évolution de la technologie GaN et les inventions qui ont marqué le marché des matériaux grand gap :

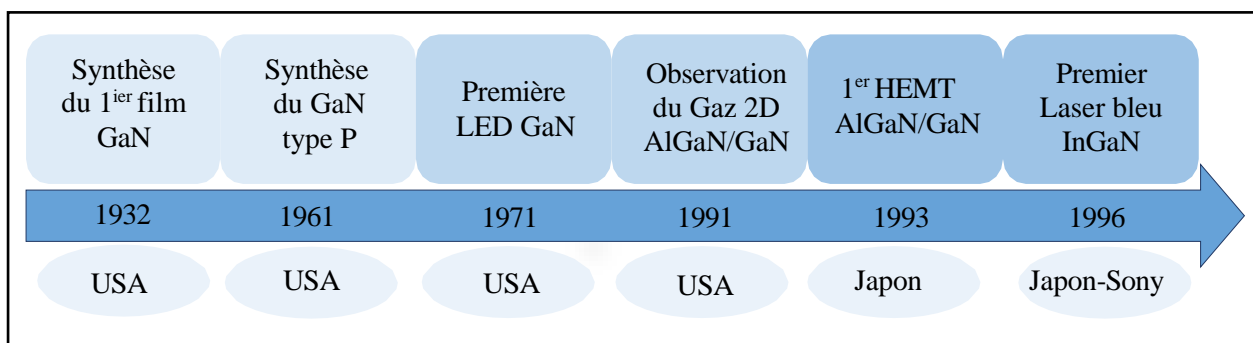


Figure 1.1 : Les principales inventions qui ont marqué l'évolution de la technologie GaN. [5]

Malgré ces avancées, les composants GaN pour l'électronique de puissance nécessitent encore des recherches approfondies pour améliorer les performances et la fiabilité, en particulier concernant les états de surface, la passivation de surface et le drain-lag.

1.3. Le nitrure de gallium (GaN)

Le nitrure de gallium (GaN) est un matériau semi-conducteur doté d'une large bande interdite d'environ 3,4 eV. Ce composé binaire, appartenant aux semi-conducteurs de type III-V, possède une semi-conductivité intrinsèque. Le GaN est couramment utilisé en optoélectronique, notamment pour la fabrication de diodes électroluminescentes (LEDs) et de lasers émettant dans le bleu. Il est également crucial dans divers dispositifs de haute puissance et de haute fréquence, tels que les transistors à haute mobilité électronique (HEMT). [1]

La figure 1.2, résume les domaines phares d'applications de cette technologie :

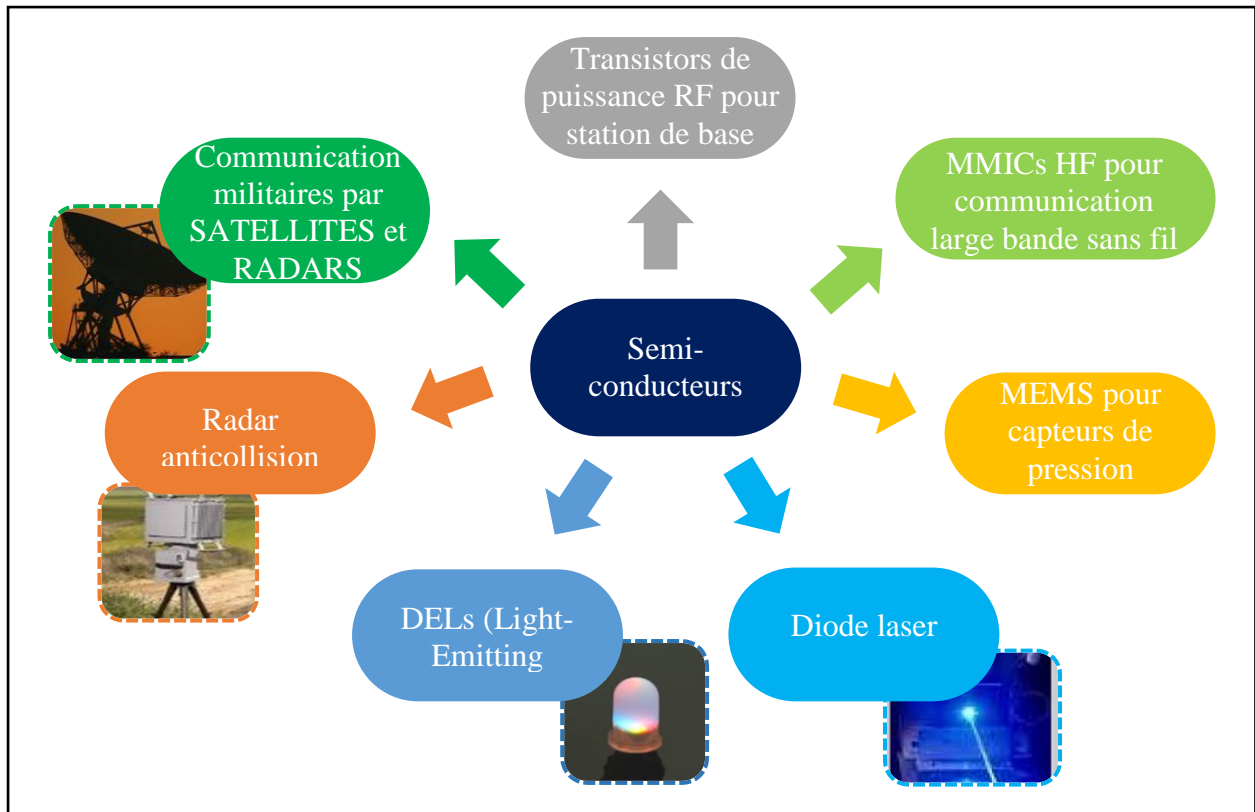


Figure 1.2 : Domaines d'application des transistors HEMTs GaN. [8]

1.4. Pourquoi le nitrure de gallium ?

Les matériaux semi-conducteurs pour les transistors à effet de champ incluent les matériaux à "petit gap" comme le silicium et le graphène, et les matériaux à "grand gap" comme le GaN, l'AlN et le diamant. Pour des applications de haute puissance à haute fréquence, le matériau doit permettre un fort courant et avoir une tension de claquage élevée, qui est liée à l'énergie de la bande interdite du semi-conducteur. [9]

Le GaN se distingue par une vitesse de saturation électronique élevée et un facteur de mérite de Johnson supérieur, ce qui le rend plus performant que le GaAs et d'autres matériaux à faible bande interdite. L'AlN et le diamant sont également prometteurs, mais présentent des difficultés en termes de taille d'échantillons et de qualité des contacts électriques.

Le GaN permet la formation d'hétérojonctions qui augmentent la mobilité électronique, surpassant ainsi le SiC en termes de mobilité. Bien que la mobilité dans les hétérojonctions AlGaIn/GaN soit inférieure à celle des structures AlGaAs/GaAs, la densité de porteurs et la vitesse électronique sont plus élevées, avantageuses pour une puissance de sortie élevée. Enfin, le GaN a une conductivité thermique satisfaisante, essentielle pour la dissipation de la chaleur. [10]

1.5. Propriétés cristallines

Le nitrure de gallium est un composé binaire appartenant à la famille des nitrures d'éléments III, tout comme les nitrures d'aluminium (AlN) et d'indium (InN). À l'état solide, les éléments de la colonne III du tableau périodique se lient à l'azote par des liaisons covalentes. En raison de son électronégativité plus élevée, l'azote forme avec ces éléments des liaisons polaires. Le moment dipolaire de ces liaisons est orienté de l'élément le plus électronégatif (l'azote) vers le moins électronégatif (l'élément III).

Les nitrures d'éléments III présentent une hybridation sp^3 , où les atomes adoptent une structure tétraédrique. Les nitrures III-N peuvent exister sous la forme cubique de type blende de zinc dans des conditions hors équilibre, obtenues par épitaxie par jets moléculaires à source plasma à basse température. [9] Cependant, la forme la plus courante et la plus thermodynamiquement stable est la phase wurtzite.

1.5.1. La structure de type zinc blende

La structure de type zinc blende est thermodynamiquement métastable et se compose de deux sous-réseaux cubiques à faces centrées, l'un constitué d'atomes de gallium et l'autre d'atomes d'azote. Ces sous-réseaux sont décalés d'un quart de la longueur de la diagonale de la maille cubique. Le réseau réciproque associé à cette structure est un octaèdre à faces tronquées. [11]

Dans cette structure, chaque atome de gallium est entouré de quatre atomes d'azote et vice versa, formant ainsi une coordination tétraédrique. Cette configuration donne lieu à des propriétés électroniques et optiques distinctes par rapport à la phase wurtzite, plus couramment stable. Les matériaux présentant une structure zinc blende sont souvent obtenus par des techniques de croissance épitaxiale, telles que l'épitaxie par jets moléculaires (MBE), sous des conditions de basse température qui favorisent cette phase métastable. [12]

1.5.2. La structure de type Wurtzite

La structure de type Wurtzite est une configuration cristalline thermodynamiquement très stable, composée de deux sous-réseaux hexagonaux compacts, l'un contenant les atomes de gallium (Ga) et l'autre les atomes d'azote (N). Ces sous-réseaux sont interpénétrés et décalés le long de l'axe c de $5/8$ ème de la hauteur de la maille élémentaire.

Cette structure est idéale lorsqu'elle est formée de tétraèdres réguliers, ce qui se produit lorsque le rapport c/a est égal à $\sqrt{8/3} \approx 1,633$ et que le paramètre u est égal à $3/8$. La maille Wurtzite est caractérisée par trois paramètres : a , qui représente la longueur du côté de l'hexagone de base ; c , qui est la hauteur de la maille élémentaire ; et u , qui correspond à la distance de liaison Ga-N le long de l'axe c . [11]

Ces paramètres déterminent la géométrie et la stabilité de la structure, influençant ainsi les propriétés électroniques, optiques et mécaniques du matériau. La structure Wurtzite est particulièrement importante dans le domaine des semi-conducteurs, car elle affecte les bandes d'énergie, les transitions électroniques et la performance des dispositifs, (voir figure 1.3) :

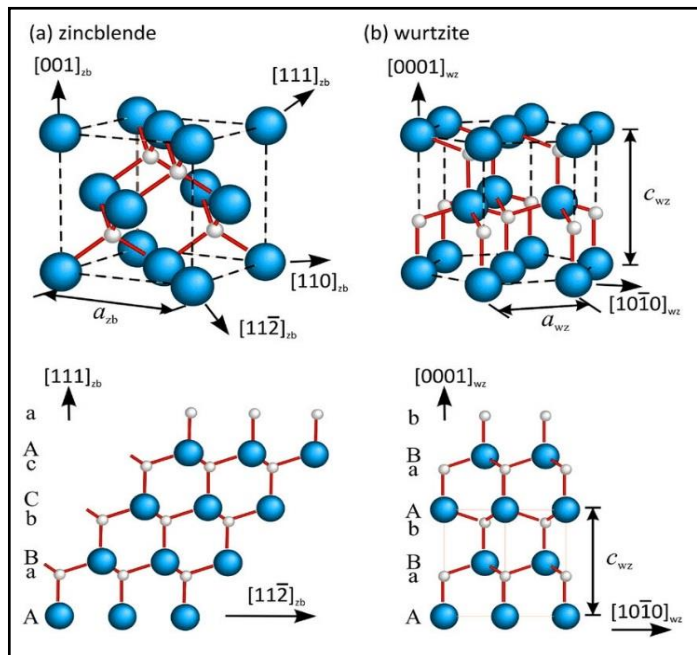


Figure 1.3 : La structure cristalline du GaN de type zinc blende (a) et wurtzite (b), Les projections montrent les différentes séquences d'empilement des plans compacts d'atomes de Ga (bleu) et de N (blanc). [13]

Dans le tableau 1.3 nous montre quelques propriétés des structures du GaN :

Tableau 1.2 : Les propriétés principales des structures du GaN. [1]

	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 [Vcm^{-1}]	$\sim 5 \cdot 10^6$	$\sim 3.3 \cdot 10^6$
Vitesse max de saturation [$cm s^{-1}$]	$\sim 2.5 \cdot 10^7$	$\sim 2.5 \cdot 10^7$

1.6. La saturation de vitesse

La saturation de vitesse se produit de manière différente selon les matériaux. Dans des matériaux tels que le GaAs et l'InP, les électrons peuvent accéder aux minima des vallées satellites, séparées du minimum principal de la bande de conduction par une faible énergie. Cela se produit lorsque les électrons acquièrent de l'énergie par divers mécanismes. En revanche, dans des matériaux comme le GaN, l'énergie de séparation entre ces vallées est beaucoup plus grande, nécessitant l'application d'un champ électrique intense pour que les électrons puissent y accéder.

Prenons par exemple un groupe d'électrons ayant une énergie ε près du minimum principal de la bande de conduction. Leur masse effective est faible dans cette région et leur mobilité est élevée. Lorsqu'ils acquièrent de l'énergie dans un champ électrique intense, ils peuvent monter vers le minimum principal de la bande de conduction et même atteindre des niveaux énergétiques supérieurs. Une collision avec un phonon peut alors transférer ces électrons dans l'une des vallées satellites. Cette transition entraîne une diminution de leur énergie cinétique de l'ordre de $\Delta\varepsilon$ et une augmentation de leur masse effective, ce qui les ralentit brusquement. Ce phénomène est à l'origine de la saturation de la vitesse de déplacement des électrons, observée dans les matériaux de type III-V, lorsque le champ électrique appliqué augmente. [1]

1.7. Les caractéristiques électriques

Le tableau 1.3 répertorie certaines propriétés physiques des principaux matériaux utilisés pour la fabrication de transistors destinés aux applications hyperfréquences :

Tableau 1.3 : Propriétés intrinsèques des semi-conducteurs (Si, AsGa, GaN, SiC, Diamant) pour des applications de puissance haute fréquence à 300K. [14]

	Bande interdite (eV)	Champ de claquage (MV/cm)	Mobilité e ⁻ (cm ² /V.s)	Vitesse saturation des e ⁻ (10 ⁷ cm/s)	Conductivité thermique (W/cm.K)
Si	1.12	0.3	1350	1	1.15
AsGa	1.43	0.4	8000	1	0.5
GaN	3.42	5	900	2	1.9
4H-SiC	3.26	2	720	2	4.5
Diamant	5.5	20	1900	2	24

Parmi les propriétés intrinsèques du matériau GaN présentées dans le tableau 1.3, plusieurs caractéristiques sont d'une importance cruciale pour son utilisation dans les applications de puissance et de haute fréquence :

1.7.1. La hauteur de la bande interdite

La hauteur de bande interdite est une propriété fondamentale des semi-conducteurs utilisés dans les applications de puissance. Elle représente l'énergie requise pour qu'un électron excité passe de la bande de valence à la bande de conduction. Plus cette énergie est élevée, plus le matériau est capable de supporter des puissances élevées. Le GaN se distingue dans ce domaine avec un gap énergétique de 3,42 eV, ce qui en fait un matériau à "grand gap" particulièrement adapté aux applications de puissance.

1.7.2. Le champ de claquage

Le champ de claquage (noté E_c , unité : V/cm) est une caractéristique liée à la bande interdite, étant donné que le champ de claquage E_c est proportionnel à la hauteur du gap E_G . Ce champ de claquage indique la capacité d'un matériau à supporter des tensions élevées. La relation entre le champ de claquage et la hauteur du gap est exprimée par : [1] [14]

$$E_G \propto E_C^{(3/2)} \quad (1-1)$$

Dans ce contexte, le GaN se distingue avec des performances jusqu'à 10 fois supérieures à celles de l'arséniure de gallium (AsGa), lui permettant de supporter des champs électriques importants avant d'atteindre la limite de claquage.

1.7.3. La vitesse de saturation (V_{sat})

Elle représente la vitesse maximale qu'un porteur de charge peut atteindre dans un semi-conducteur sous l'effet d'un champ électrique intense. Elle est mesurée en centimètres par seconde (cm/s) et est généralement notée V_{sat} .

1.7.4. La mobilité des électrons (μ_n)

La mobilité des électrons est une mesure de leur capacité à se déplacer à travers le réseau cristallin d'un matériau semi-conducteur. Elle est notée μ_n et exprimée en centimètres carrés par volt-seconde ($\text{cm}^2/\text{V.s}$). Cette mobilité dépend de la pureté du cristal et de la masse effective des porteurs de charge. Les dopants ajoutés au matériau peuvent également influencer la mobilité des porteurs en perturbant le réseau cristallin. La mobilité des porteurs peut être calculée en utilisant la relation : [15]

$$\mu_n = |V|/E \quad (1-2)$$

Où V représente la vitesse des porteurs et E le champ électrique, avec le temps de relaxation et la masse effective des porteurs de charge.

1.7.5. La conductivité thermique

La conductivité thermique également appelée la diffusivité thermique, mesure la capacité d'un matériau à transférer l'énergie thermique par conduction. Un matériau doté d'une bonne conductivité thermique aura également une bonne conductivité électrique.

Le GaN présente une conductivité thermique suffisamment élevée par rapport à l'arséniure de gallium (AsGa), ce qui le rend plus robuste dans la dissipation thermique associée aux applications de forte puissance. Bien que le gain de conductivité thermique par rapport au silicium (Si) soit moindre, l'utilisation d'un substrat en carbure de silicium (SiC) permet de tirer parti de la bonne conductivité thermique de ce dernier, améliorant ainsi la conductivité thermique globale du composant HEMT GaN sur substrat SiC. [14]

1.7.6. Mobilité et vitesse des porteurs

À l'état d'équilibre thermodynamique d'un semi-conducteur et en l'absence d'une excitation externe, les électrons se déplacent aléatoirement dans le cristal sous l'effet de l'agitation thermique, ce qui ne génère aucun déplacement net de charges. Cependant, l'application d'un champ électrique externe entraîne les porteurs de charges libres avec une énergie suffisante pour que leur vitesse reste proportionnelle au champ électrique appliqué, tant que celui-ci reste faible ($< 10^5 \text{ V/cm}$). Les porteurs se déplacent alors sans subir d'interaction avec le réseau cristallin pendant un temps de relaxation, définissant ainsi la mobilité des porteurs.

Une perturbation du réseau cristallin, telle que l'ajout d'atomes dopants ou l'augmentation de la température, entraîne une diminution de la mobilité des porteurs. Lorsque le champ électrique augmente, la mobilité des porteurs diminue également, conduisant à la saturation de la vitesse, qui tend alors vers la vitesse thermique.

Cette relation est décrite par une variation non linéaire de la vitesse de dérive des porteurs comme suite : [16]

$$v = \pm\mu(E) \tag{1-3}$$

Où v est la vitesse de dérive, $\mu(E)$ est la mobilité des porteurs et E est le champ électrique.

La relation entre la mobilité et le champ électrique diffère d'un matériau à un autre, en raison de la structure de bande spécifique du semi-conducteur, comme illustré dans la figure 1.4 :

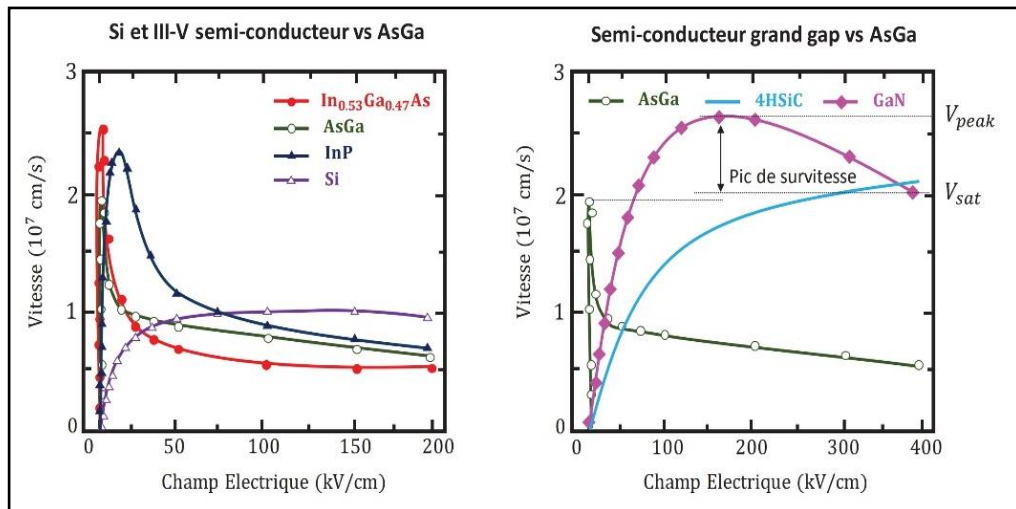


Figure 1.4 : Variation de la vitesse de saturation en fonction du champ électrique pour divers matériaux, comparativement à l'arséniure de gallium (AsGa). [16]

Ces courbes illustrent les avantages et les limitations de chaque matériau pour des applications spécifiques, notamment en termes de haute fréquence et haute puissance, où les semi-conducteurs à large bande interdite comme GaN et SiC sont souvent préférés.

À partir de cette figure, nous pouvons constater que les matériaux appartenant aux colonnes III-V présentent un pic de survitesse, contrairement aux autres matériaux où la vitesse de dérive des porteurs augmente continuellement jusqu'à atteindre la saturation. Par exemple, les pics de survitesse sont observés pour un champ électrique de 5kV/cm pour l'arséniure de gallium (AsGa) et d'environ 200kV/cm pour le nitrure de gallium (GaN).

La mobilité des électrons, qui définit en partie les fréquences maximales atteignables par le matériau, varie en fonction de la structure de bandes du semi-conducteur. Par exemple, les éléments des colonnes III-V présentent un pic de survitesse, contrairement à d'autres matériaux dont la vitesse de dérive des porteurs augmente continuellement jusqu'à la saturation.

L'utilisation d'hétérojonctions dans la structure des HEMTs permet d'augmenter la mobilité des porteurs en les confinant dans un puits de potentiel à l'interface non dopée. Par exemple, dans le cas du GaN, la mobilité des porteurs peut passer de $900 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ dans le matériau épitaxie sans hétérojonction à une valeur d'environ 1500 à $2000 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ dans le puits de potentiel.

1.8. Les Transistors A Haute Mobilité Electronique (HEMTs)

Les HEMT (High Electron Mobility Transistors) sont des transistors à effet de champ horizontaux qui exploitent les propriétés de haute mobilité électronique d'un gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG) formé à l'hétérojonction entre deux semi-conducteurs avec des gaps énergétiques différents. Apparue en 1980, cette technologie a connu un développement significatif avec le HEMT basé sur l'hétérojonction AlGaIn/GaN, grâce aux travaux de Khan et son équipe en 1994. [1]

Le HEMT représente une avancée majeure par rapport au MESFET (Metal Semi-conductor Field Effect Transistor) et a pris le dessus depuis le début des années 1990. Ce composant est désormais largement utilisé pour ses propriétés à faible bruit dans les systèmes de télécommunications terrestres et spatiales, les radiotélescopes, les récepteurs de télévision par satellite, ainsi que dans divers systèmes électroniques tels que les téléphones portables et les véhicules automobiles. [7]

Ce transistor est reconnu pour ses caractéristiques de faible bruit et de faible consommation d'énergie, ce qui le rend essentiel pour les applications d'amplification à haute fréquence. Son principe de fonctionnement repose sur une source de courant contrôlée par une tension appliquée à la grille, qui permet de moduler le courant circulant entre le drain et la source.

Parmi les différents types de transistors disponibles, le HEMT à base de GaN (nitrure de gallium) se distingue par sa capacité à fonctionner à des puissances et des densités de courant élevées, une dissipation thermique supérieure par rapport aux pHEMTs (pseudomorphic High Electron Mobility Transistors) à base de GaAs (arséniure de gallium), ainsi qu'une haute fréquence de travail. Ces caractéristiques font du HEMT à base de GaN un choix privilégié pour les applications nécessitant des performances élevées en termes de fréquence, de puissance et de gestion thermique. [17]

En plus de ses performances supérieures en termes de puissance et de fréquence, le HEMT AlGaN/GaN offre une meilleure robustesse thermique, ce qui permet une utilisation dans des environnements plus sévères et à des températures plus élevées. La haute mobilité des électrons dans le 2DEG contribue également à une faible résistance à l'état passant (RON), réduisant ainsi les pertes et augmentant l'efficacité des dispositifs.

1.9. Structure du HEMT

Le transistor HEMT (High Electron Mobility Transistor) est principalement constitué de trois types de matériaux : un substrat, un matériau à large bande interdite, et un matériau à bande interdite plus étroite. L'intégration de couches additionnelles permet de minimiser les effets indésirables à l'interface entre ces deux couches, tels que les dislocations, qui peuvent compromettre les performances du dispositif. [18]

La juxtaposition de ces deux matériaux à bandes interdites différentes crée un puits de potentiel à l'interface, ce qui entraîne la formation d'un gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG). Ce 2DEG est caractérisé par une mobilité électronique extrêmement élevée, ce qui est crucial pour les applications haute fréquence et haute puissance, La figure 1.5 illustre la structure de base de transistor HEMT, mettant en évidence la disposition des différentes couches de matériaux et l'interface où se forme le 2DEG.

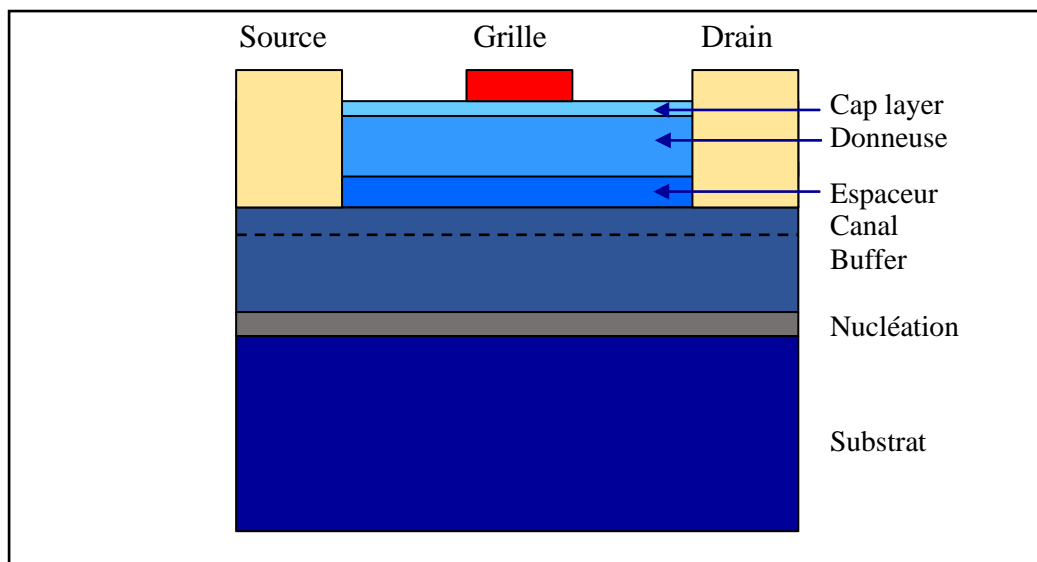


Figure 1.5 : Structure de base d'un HEMT. [18]

Les contacts de source et de drain dans un transistor HEMT (High Electron Mobility Transistor) sont de type ohmique, tandis que le contact de grille est de type Schottky, ce qui permet de moduler la concentration de porteurs dans le canal. Les différentes couches constituant le transistor HEMT sont les suivantes : [1] [18] [19]

La couche protection (cap layer) : Également appelée couche barrière, cette couche superficielle est généralement constituée d'un matériau à faible gap. Elle facilite la réalisation des contacts ohmiques de source et de drain. Elle est dopée pour réduire les résistances d'accès, ce qui améliore la performance globale du dispositif.

La couche donneuse : Cette couche fournit les électrons libres nécessaires à la structure. En étant dopée, elle joue un rôle crucial en augmentant la concentration des électrons dans le canal, contribuant ainsi à la haute mobilité électronique.

L'espaceur (spacer) : Constitué d'un matériau à large gap non intentionnellement dopé, cet espaceur sépare les atomes donneurs d'électrons de la couche donneuse des électrons du canal. Une épaisseur plus grande de l'espaceur augmente la mobilité des électrons dans le canal, tandis qu'un espaceur plus fin favorise une meilleure densité de charges dans le canal.

Le canal : C'est au niveau du canal que se forme le gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG), essentiel pour la haute mobilité électronique caractéristique des HEMT.

La couche buffer : Constituée d'un matériau à faible largeur de bande interdite non intentionnellement dopé, le canal se forme à l'interface entre cette couche et la couche donneuse. Elle joue un rôle crucial dans la formation et la stabilité du 2DEG.

La couche de nucléation (ou couche tampon) : Cette couche de très faible épaisseur est déposée sur le substrat. Elle réduit les contraintes et les dislocations liées au désaccord de maille entre le substrat et la couche buffer, améliorant ainsi la qualité cristalline des couches sus-jacentes.

Le substrat : C'est la couche de base sur laquelle les différentes couches sont épitaxiales. Le choix du substrat est crucial pour les performances du HEMT, influençant la dissipation thermique et la gestion des contraintes mécaniques.

1.10. Fonctionnement du HEMT

Le principe de fonctionnement du HEMT diffère de celui d'un transistor à effet de champ à grille Schottky, de type MESFET (Metal Semi-conductor Field Effect Transistor). Dans un HEMT, le courant est transféré grâce à la formation d'un "puits de potentiel" à l'hétérojonction, jouant le rôle de canal de conduction. L'hétérojonction permet de séparer les atomes donneurs ionisés des électrons libres. Ces électrons se trouvent confinés dans ce puits sous forme d'un gaz bidimensionnel, connu sous le nom de gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG). Ce confinement permet aux électrons d'atteindre des mobilités très élevées, ce qui améliore considérablement la performance du transistor. [20]

La tension de grille V_{GS} influence la position énergétique de la bande de conduction sous la grille par rapport au niveau de Fermi. Pour vider le canal de ses électrons, la tension de grille doit être négative. Cette action régule directement la densité de courant n_s dans le canal, permettant ainsi le contrôle précis du courant de drain.

Lorsqu'il n'y a pas de polarisation ($V_{DS}=0V$ et $V_{GS}=0V$), une zone de charges d'espace se forme sous la grille en raison de la création du contact de type Schottky. En appliquant une tension à la grille (V_{GS}), la couche donneuse se trouve en déplétion totale, ce qui entraîne le transfert des électrons libres séparés de leurs donneurs ionisés vers le canal, où ils forment un gaz d'électrons bidimensionnel à l'interface de l'hétérojonction. [5]

- Si la tension V_{GS} est faible et égale à la tension de pincement V_p (en anglais threshold voltage V_{th}), il n'y a pas de porteurs dans le puits de potentiel, le canal est fermé et le courant de sortie est nul, le transistor est dit bloqué ou pincé.
- Si on augmente la tension V_{GS} jusqu'à $V_{GS} > V_p$, le bas de la bande de conduction se trouve au-dessous du niveau de Fermi, la concentration de porteurs dans le puits augmente, le canal est ouvert, et le transistor conduit (voir figure 1.6.b).

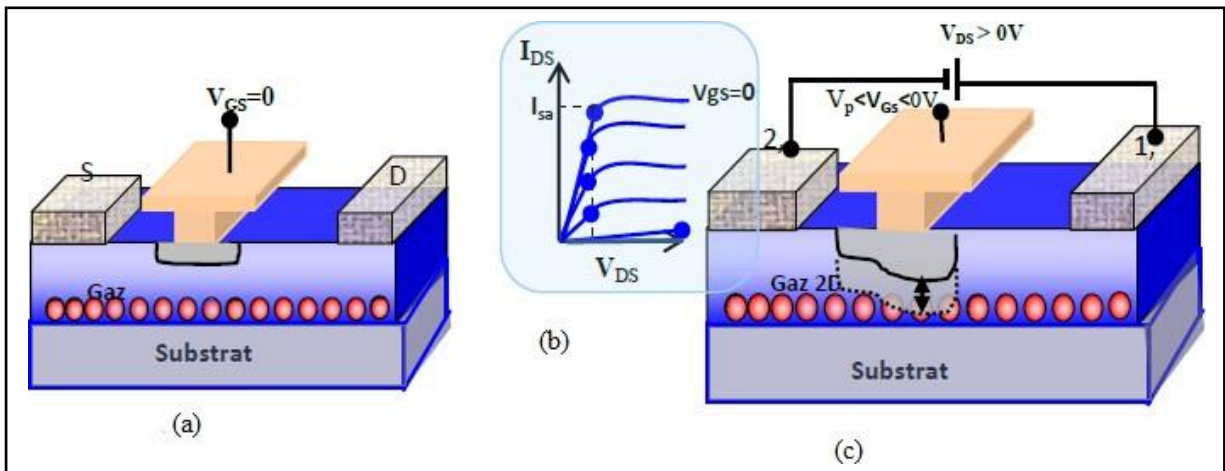


Figure 1.6 : Fonctionnement du HEMT sans polarisation (a), Caractéristiques de sortie du transistor en régime statique (b), En polarisant négativement la grille (c). [5]

1.11. Les caractéristiques électriques du Transistor HEMT

1.11.1. Le modèle petit-signal

Le modèle petit-signal (ou modèle non-linéaire) des transistors HEMTs à base de nitrure de gallium joue un rôle crucial dans la conception assistée par ordinateur (CAO) des fonctions électroniques micro-ondes. En utilisant ce modèle, il devient possible de simuler des conditions extrêmes de fonctionnement des amplificateurs sans risque de dommages matériels. [21]

Cette approche permet aux concepteurs de tester et d'optimiser les performances des circuits à des fréquences élevées, tout en tenant compte des non-linéarités inhérentes au comportement du transistor. Grâce à cette simulation, il est possible d'évaluer précisément la réponse en fréquence, le gain, la linéarité, et d'autres paramètres clés du transistor, ce qui facilite le processus de conception et garantit des performances optimales dans diverses applications micro-ondes.

On présente un exemple d'un modèle électrique en figure 1.7 qui représente l'ensemble des paramètres intrinsèques et extrinsèques d'un transistor HEMT :

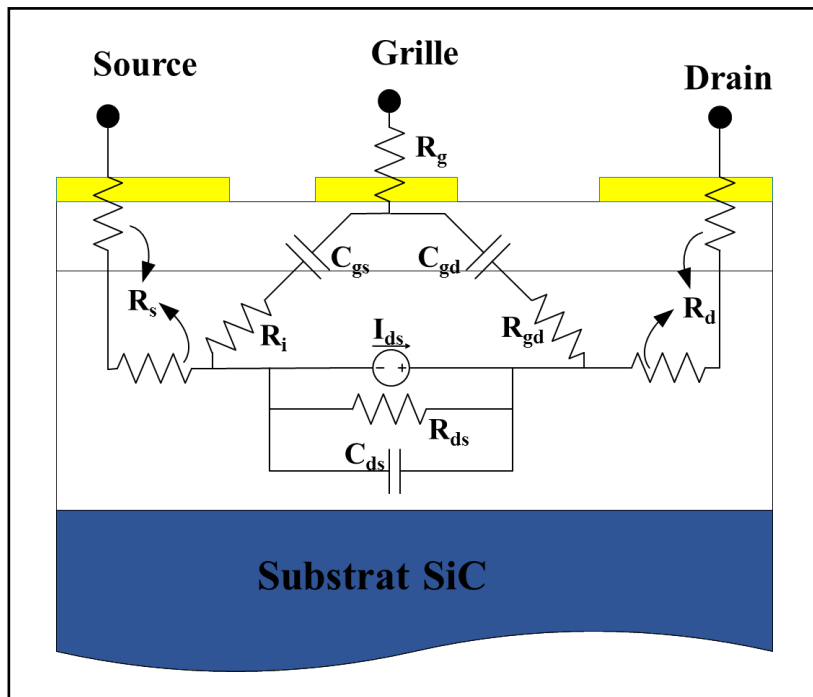


Figure 1.7 : Coupe d'un transistor HEMT GaN et représentation des éléments du modèle électrique petit signal. [14]

La figure 1.8 illustre un modèle électrique petit signal d'un transistor HEMT. Ce modèle se divise en deux parties distinctes : la partie intrinsèque, qui représente la modélisation de la partie active du composant, et la partie extrinsèque, qui dépeint les zones passives d'accès du composant.

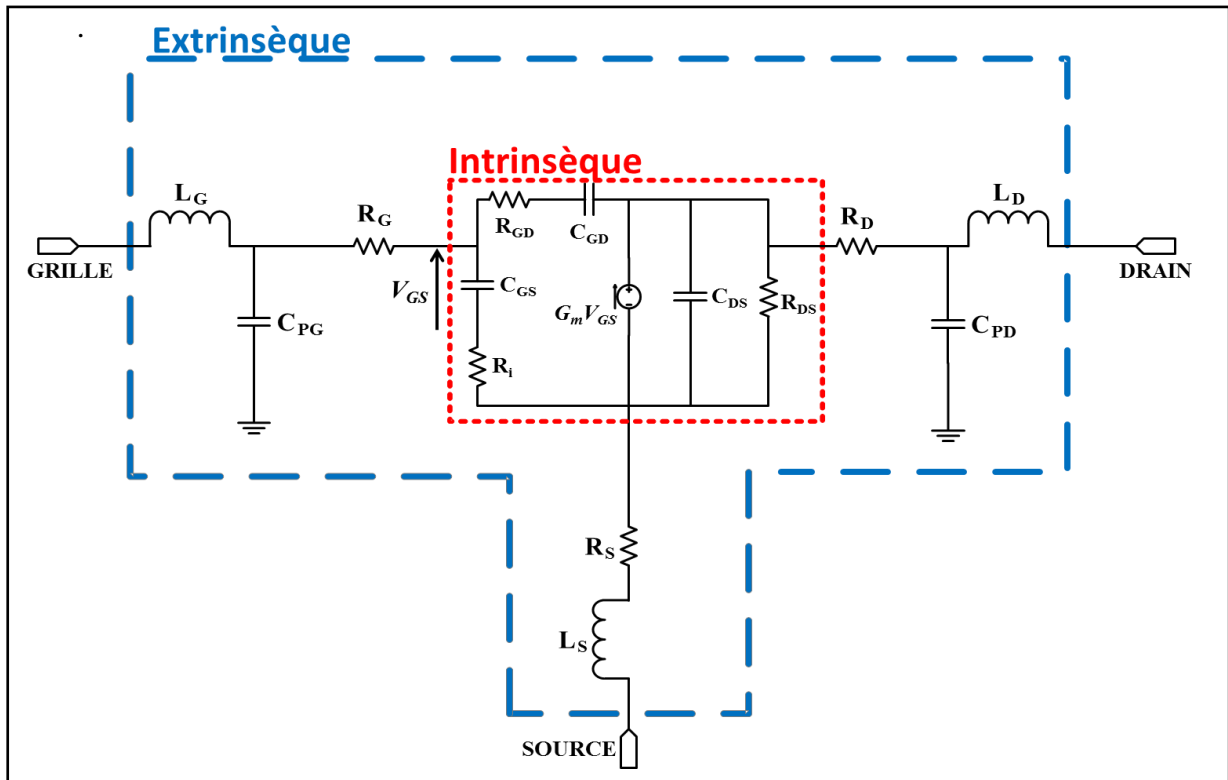


Figure 1.8 : Modèle électrique linéaire ou petit signal d'un transistor HEMT.[14]

1.11.1.1. Eléments Intrinsèques [1] [08] [22]

La transconductance G_m est un paramètre crucial d'un transistor, car elle exprime la capacité de la grille à contrôler le courant du canal. Elle représente le changement du courant de drain I_{ds} par rapport à la variation de la tension de grille V_{gs} tout en maintenant la tension de drain-source V_{ds} constante. Mathématiquement, elle se calcule en divisant le changement infinitésimal du courant de drain par le changement infinitésimal de la tension de grille :

$$G_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=\text{constant}} \tag{1-4}$$

La conductance de sortie G_d est un autre paramètre important d'un transistor, mesurant la facilité avec laquelle le courant de drain peut circuler pour une tension de grille donnée.

Elle représente le rapport entre le courant de drain I_{ds} et la tension de drain-source V_{ds} lorsque la tension de grille V_{gs} est maintenue constante. Mathématiquement, elle se calcule comme suit :

$$G_d = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=\text{constant}} \tag{1-5}$$

La conductance de sortie est un paramètre que l'on cherche souvent à minimiser, car elle indique la perte de contrôle de la tension de grille sur le courant de drain.

Capacité grille-source C_{gs}

$$C_{gs} = \left. \frac{\partial Q_{gs}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gd}=\text{constant}} \quad (1-6)$$

Avec, Q

Capacité grille-drain C_{GD}

$$C_{gd} = \left. \frac{\partial Q_{gd}}{\partial V_{gd}} \right|_{V_{gs}=\text{constant}} \quad (1-7)$$

Capacité drain-source C_{DS} :

La capacité drain-source C_{DS} représente le couplage capacitif entre les contacts de drain et de source d'un transistor. Elle influence les caractéristiques de réponse en fréquence du transistor et peut avoir un impact significatif sur son comportement à haute fréquence.

Résistances R_i et R_{gd} :

Les résistances R_i et R_{gd} décrivent les caractéristiques de distribution du canal du transistor. R_i est la résistance d'entrée, qui peut simuler l'impédance d'entrée du transistor. D'autre part, R_{gd} peut modéliser la rétroaction du composant. Dans certaines applications, la résistance R_{gd} peut être négligée, mais elle est importante pour décrire précisément le comportement du transistor.

1.11.1.2. Éléments extrinsèques [1] [08] [21]

Ce sont des composants parasites qui sont principalement influencés par l'accès à la partie intrinsèque du transistor et sont donc liés à sa géométrie.

- La résistance de source R_s et de drain R_d reflètent le contact ohmique ainsi que l'effet de résistance de la région du substrat entre la source externe ou l'électrode de drain et la région active du canal.
- La résistance de grille R_g représente la perte due à l'influence de la distribution des électrodes de grille le long du signal de commande.
- L_g , L_d , et L_s expriment l'effet inductif de la topologie métallique des contacts.
- Les capacités C_{pg} et C_{pd} sont les capacités provoquées par l'accès de la grille et du drain par rapport au substrat. Elles sont dues à la géométrie du transistor et peuvent avoir un impact sur ses performances à haute fréquence.

1.11.2. Le Modèle large signal d'un HEMT

Pour concevoir des circuits en régime non-linéaire, comme les amplificateurs de puissance fonctionnant en régime fort signal, il est indispensable de caractériser et de modéliser avec précision la variation non-linéaire des composants du schéma électrique équivalent. Cela permet d'obtenir des simulations précises et de garantir le bon fonctionnement des circuits dans des conditions réelles. Le schéma équivalent est illustré à la figure 1.9 :

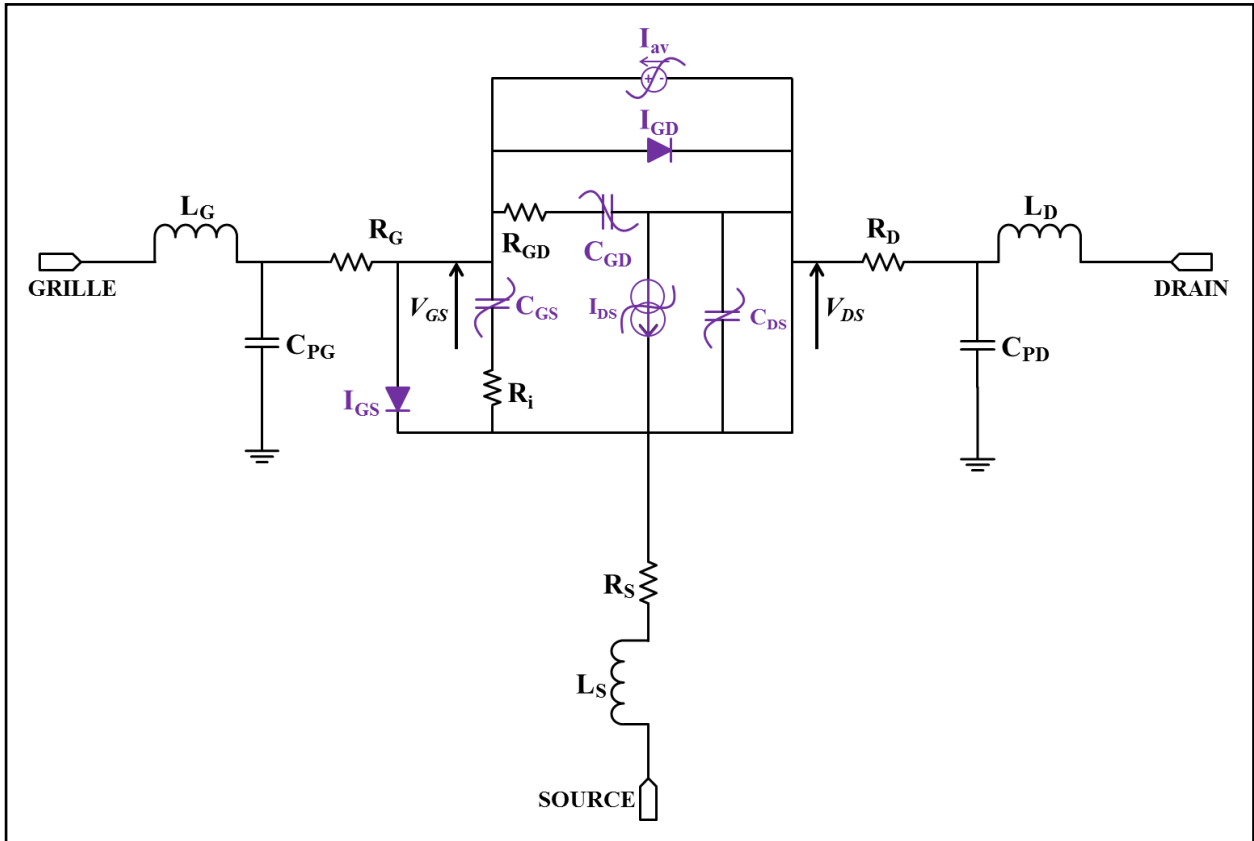


Figure 1.9 : Modèle électrique non linéaire d'un transistor HEMT. [14]

1.11.2.1. Figure de merite pour un fonctionnement en puissance

Nous déterminons principalement trois normes de description pour les transistors utilisés pour le fonctionnement de l'alimentation : [1] [8]

Densité de puissance de sortie: Cette valeur représente la puissance de sortie de chaque longueur de grille du transistor. Il est généralement exprimé en W/mm, de sorte que les transistors de différents développements peuvent être facilement comparés. Selon les paramètres notés sur la caractéristique $I_{ds}(V_{ds})$, estimer la puissance de sortie maximale théorique de la classe A:

$$P_s = \frac{1}{8} I_{ds \max} (V_{bd} - V_{knee}) \tag{1-8}$$

Le gain en puissance : c'est le gain obtenu lorsque le composant est attaqué par la puissance P_e . Cela dépend de la fréquence, du niveau de fonctionnement et du niveau de puissance d'entrée:

$$G_{p_{dB}} = P_{s_{dBm}} - P_{e_{dBm}} \quad (1-9)$$

Le rendement en puissance ajoutée : (appelé également P.A.E. : Power Added Efficiency) ce paramètre représente le pourcentage de puissance de polarisation DC fournie au composant, converti en puissance RF. Cette norme est exprimée comme suit:

$$\eta = \frac{P_s - P_e}{P_{DC}} \quad (1-10)$$

1.11.2.2. La fonction de transfert

La fonction de transfert permet d'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 définie par la formule suivante :

$$g_{m=\frac{\Delta I_{ds}}{\Delta V_{gs}}} \quad (1-11)$$

Cette fonction est essentielle pour caractériser le comportement des transistors, elle permet de déterminer les points de fonctionnement optimaux du transistor, de maximiser son efficacité et de prévoir sa performance dans divers circuits électroniques.

1.12. Les caractéristiques statiques

Les caractéristiques statiques des transistors en mode statique (DC) sont cruciales pour évaluer leurs performances en termes de puissance et de fréquence. La figure 1.10 illustre le réseau des caractéristiques courant-tension I_{ds} (V_{ds} , V_{gs}) observées couramment, qui correspondent aux caractéristiques de sortie. [9] Lorsque la tension V_{ds} augmente avec une tension de grille V_{gs} constante, cela entraîne une variation du courant I_{ds} circulant entre le drain et la source.

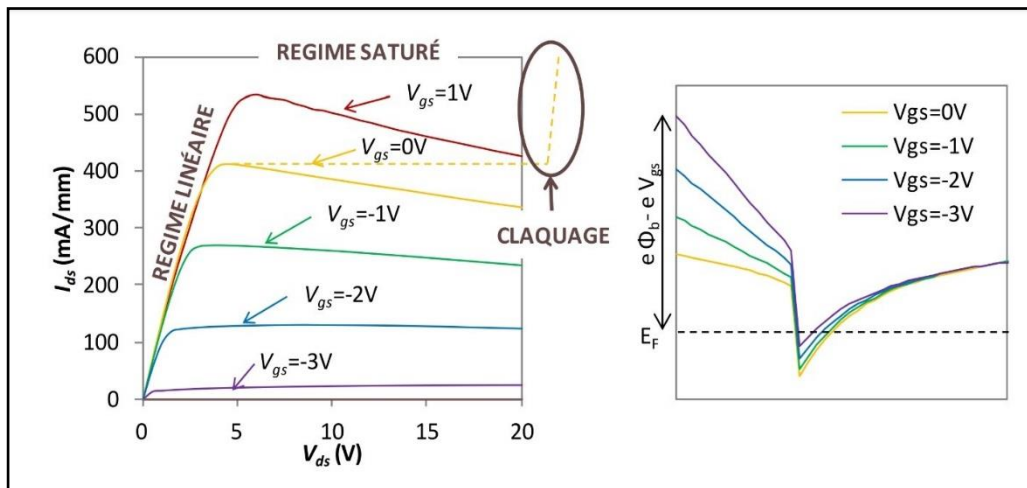


Figure 1.10 : Réseau de caractéristiques de sortie $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$ d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN à droite, et modèle de bande du transistor polarisé à gauche. [9]

Trois régimes de fonctionnement se distinguent sur ces courbes : [8]

Le régime ohmique (a) : Dans cette zone, le courant I_{ds} augmente linéairement avec les tensions V_{ds} et V_{gs} . Ce régime est défini par les valeurs V_{knee} et I_{dsmax} . À faibles tensions drain-source, une augmentation de la tension conduit à une augmentation de la mobilité des électrons dans le canal, et donc du courant I_{ds} . La limite supérieure V_{knee} dépend de la vitesse de saturation des électrons, plus elle est faible, plus V_{knee} est petite dans cette région.

Le régime de saturation (b) : Dans cette région, le courant I_{ds} reste presque constant par rapport à la tension drain-source, mais il augmente avec la tension grille-source. Une fois que la tension V_{ds} dépasse la tension de seuil (V_{knee}), les électrons dans le canal atteignent leur vitesse de saturation. Ainsi, pour une tension de commande donnée, le courant I_{ds} atteint un niveau de saturation.

L'avalanche (c) : Dans cette zone, le courant "disparaîtra" jusqu'à ce que le composant soit détruit. Lorsque le champ dans le canal atteint la valeur critique, un phénomène d'avalanche se produit. À la tension de breakdown (V_{bd}), correspondant à la valeur du champ critique, de plus en plus d'électrons et de trous sont libérés, entraînant une augmentation brutale et irréversible du courant I_{ds} . Cela conduit à la destruction du composant.

1.13. Mesure des paramètres -S-

La mesure des paramètres -S- est réalisée à l'aide d'un analyseur de réseaux, l'instrument principal pour les mesures en hyperfréquences. Il existe deux types d'analyseurs de réseaux : [11]

- Les analyseurs scalaires : ils mesurent uniquement le module des paramètres -S-.
- Les analyseurs vectoriels : ils fournissent à la fois le module et la phase des paramètres-S-.

Avant toute mesure, il est essentiel de calibrer l'analyseur de réseaux pour corriger les erreurs systématiques introduites par l'appareil. Ces erreurs peuvent résulter de la désadaptation de la source et/ou de la charge, d'une directivité imparfaite du système de mesure, de la réponse non constante en fréquence des câbles et des adaptateurs de test, des pertes entre l'analyseur de réseau et le dispositif sous test, etc. Le calibrage se fait en utilisant des standards ou étalons connus, tels qu'une charge adaptée de 50Ω , un court-circuit, un circuit ouvert, ou une ligne adaptée.

1.14. Quelques effets limitatifs dans les transistors HEMTs GaN

1.14.1. Effets thermiques

L'état thermique d'un transistor dépend de la température ambiante et de son auto-échauffement. L'auto-échauffement se traduit par une dissipation de puissance, influencée par la classe de fonctionnement du transistor et ses performances RF par rapport au signal injecté. L'augmentation de la température interne réduit la mobilité des porteurs, ce qui diminue le courant de drain et la transductance de sortie. Ainsi, une élévation de température compromet les performances des transistors. [7]

Étant donné que les HEMTs GaN sont souvent utilisés dans des applications à haute puissance, la gestion thermique est cruciale. Le recours au substrat SiC offre une meilleure dissipation de la chaleur grâce à sa conductivité thermique élevée, comparée par exemple au saphir. Le report flip-chip peut être une solution pour améliorer la dissipation thermique, bien que cette méthode entraîne des coûts supplémentaires lors de la fabrication du composant.

1.14.2. Les différents phénomènes de pièges

La présence d'impuretés ou de défauts dans la structure cristalline et à la surface du matériau entraîne des phénomènes de pièges. Le contrôle des défauts reste un défi pour le nitrure de gallium. Ces pièges altèrent les performances des transistors micro-ondes en retenant temporairement des porteurs dans des niveaux d'énergie, les empêchant ainsi de participer à la conduction. [7]

Les impuretés génèrent des états énergétiques dans la bande interdite du semi-conducteur, piégeant les porteurs pendant un certain temps. Ces phénomènes à basse fréquence impliquent des constantes de temps de capture et d'émission. Dans le cas des HEMTs, les pièges affectent la densité de porteurs, tandis que pour les MESFETs, ils modulent le canal de conduction. Si nous examinons ce phénomène du point de vue des bandes d'énergie, nous obtenons la description illustrée dans la figure 1.11, en supposant que la densité de pièges donneurs est plus élevée que celle des pièges accepteurs :

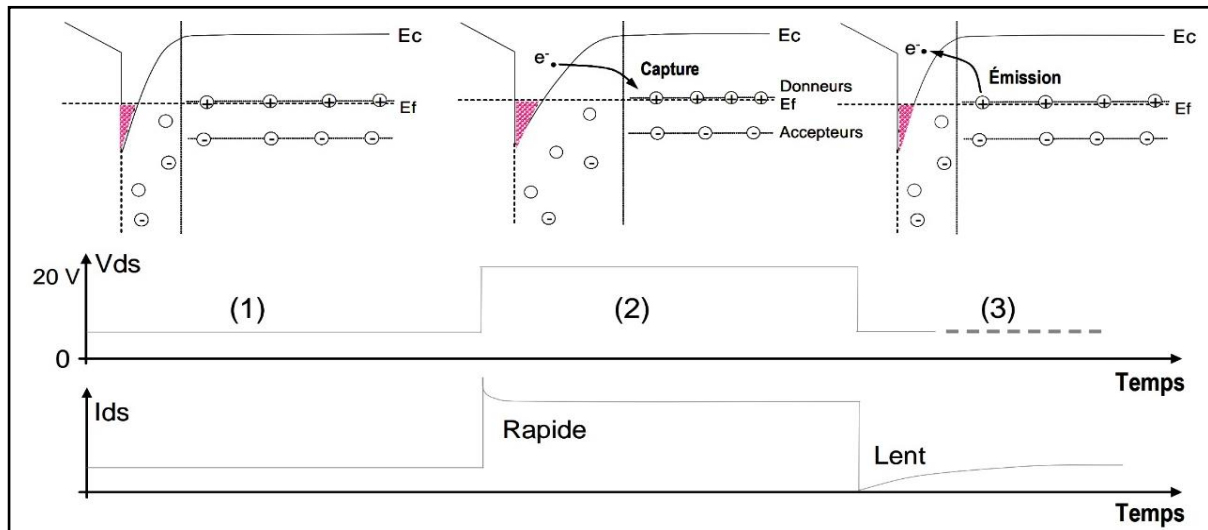


Figure 1.11 : Influence d'un changement de la polarisation de drain sur les bandes d'énergies en présence de pièges de buffer. Observation des phénomènes de capture et d'émission. [7]

Cette figure montre comment les effets de pièges peuvent perturber le comportement transitoire et stable du courant dans un HEMT, divisé en trois phases :

Phase (1) : État Initial

Au départ, lorsque V_{DS} est appliqué (montant rapidement à 20 V), le courant I_{DS} augmente également rapidement. Cela correspond à la partie initiale du graphique, où l'augmentation rapide de I_{DS} est due à l'absence de capture significative des électrons par les pièges (voir figure 1.11).

Phase (2) : Capture Rapide

À mesure que le dispositif continue de fonctionner sous une tension V_{DS} élevée, les électrons peuvent être capturés par les pièges dans le matériau. Cette capture d'électrons réduit la densité de porteurs libres, ce qui peut entraîner une diminution ou une stabilisation du courant I_{DS} . Dans cette phase, le mécanisme de capture est rapide, ce qui est représenté par la transition rapide de I_{DS} dans la figure 1.11.

Phase (3) : Émission Lente

Après un certain temps, certains des électrons capturés peuvent être réémis, mais ce processus est généralement beaucoup plus lent. Cette émission lente des porteurs capturés peut provoquer une augmentation progressive du courant I_{DS} avec le temps, ce qui est illustré par la montée lente de I_{DS} sur la figure 1.11. La réémission des électrons dépend de la profondeur des pièges et de l'énergie thermique disponible pour libérer les électrons capturés.

Les constantes de temps de capture et d'émission diffèrent, entraînant des défaillances électriques observables en mesure, telles que le drain lag et le gate-lag.

La méthode de mesure en régime pulsé permet de distinguer les effets de pièges des effets thermiques. En maintenant le point de polarisation de repos constant, cette méthode révèle directement les effets de pièges lors de la mesure des caractéristiques I [V] à différents points de repos, sans variation de la puissance dissipée.

1.14.2.1. Le phénomène de gate-lag

Le phénomène de gate-lag est principalement causé par des impuretés présentes à la surface du composant et peut être amplifié par des impuretés dans la barrière d'AlGaIn. Il se manifeste par un retard dans l'établissement du courant I_{DS} lorsque la tension V_{GS} est modifiée rapidement. Ce retard est dû à la capture et à la libération lente des porteurs de charge par les pièges de surface situés sous la grille. Ces pièges peuvent être créés par des défauts de fabrication ou par des contaminants environnementaux. [5] [22]

Pour atténuer l'effet du gate-lag, des techniques de passivation de surface sont souvent employées, visant à réduire le nombre de sites de piège disponibles.

1.14.2.2. Le phénomène de drain-lag

Le drain-lag, quant à lui, se manifeste lors d'une variation rapide de la tension de drain V_{DS} . Il se traduit par une réponse lente et transitoire du courant I_{DS} suite à cette variation brusque. Ce phénomène est principalement dû aux électrons chauds piégés dans la couche de buffer de GaN, qui sont incapables de se désemmêler rapidement. Ces électrons chauds peuvent endommager la structure du transistor, réduisant ainsi sa fiabilité et sa performance. [5] [22]

Des améliorations dans la conception des couches de buffer et l'utilisation de matériaux avec moins de défauts peuvent aider à réduire l'impact du drain-lag. De plus, des techniques avancées de gestion thermique sont cruciales pour minimiser la génération d'électrons chauds et améliorer la dissipation de chaleur.

1.15. Applications des transistors HEMT en GaAs

Les transistors HEMT en GaAs sont utilisés dans diverses applications : [21] [23]

Amplificateurs haute fréquence : La technologie GaAs est largement employée dans les amplificateurs haute fréquence, tels que les amplificateurs à faible bruit (LNA), essentiels dans les systèmes de communication sans fil comme les téléphones portables et les récepteurs satellite, offrant des performances supérieures aux amplificateurs à base de Si.

Appareils à micro-ondes : La technologie GaAs est également utilisée dans les dispositifs micro-ondes, comme les transistors et les diodes, jouant un rôle crucial dans des applications telles que les radars et les systèmes de communication par satellite, avec des performances optimales dans la gamme des micro-ondes.

Dispositifs optoélectroniques : GaAs est également employé dans les dispositifs optoélectroniques, tels que les diodes électroluminescentes (DEL) et les cellules solaires, offrant une efficacité supérieure à celle du Si, en particulier dans le cas des LED et des cellules solaires.

Autres applications : Les transistors HEMT trouvent également leur application dans d'autres domaines tels que les télescopes radio, ainsi que dans les amplificateurs linéaires de classe A et AB.

Le GaAs présente également une meilleure performance à des températures élevées par rapport au silicium, ce qui en fait un choix robuste pour les applications spatiales et militaires.

1.16. Apport du HEMT GaN pour les applications radar

Le transistor HEMT GaN présente des avantages significatifs pour les applications radar, grâce à ses capacités en termes de puissance, de fréquence et de gestion thermique. En utilisant le GaN dans les transistors, on peut réaliser des avancées technologiques majeures, permettant la miniaturisation, des densités de puissance élevées et une robustesse accrue. [24]

Ces caractéristiques en font un choix idéal pour répondre aux exigences de puissance élevée des radars. Les transistors HEMT GaN offrent les densités de puissance les plus élevées, des rendements et des gains en puissance exceptionnels, ainsi que des impédances d'entrée et de sortie supérieures à celles des autres technologies, ce qui est crucial pour la conception d'amplificateurs de puissance. De plus, la gestion thermique est améliorée grâce à l'utilisation du carbure de silicium comme substrat, capable de supporter des températures élevées.

Comparativement à d'autres technologies, il est difficile de comparer les performances car elles dépendent des critères spécifiques de chaque application. Cependant, jusqu'à la bande S, le principal concurrent du HEMT GaN est le transistor LDMOS Silicium, qui peut fournir des puissances plus élevées pour des développements équivalents, mais sur une bande de fréquences RF plus restreinte et avec une fréquence maximale limitée.

Le principal inconvénient du GaN réside dans son coût, actuellement plus élevé que celui des autres technologies en raison des coûts élevés de fabrication de la couche active GaN. De plus, des préoccupations subsistent concernant la fiabilité des composants et la présence de pièges, bien que les recherches actuelles sur les technologies AlInGaN laissent entrevoir une amélioration de la fiabilité des dispositifs et une réduction des effets de pièges.

CONCLUSION

Le chapitre explore les défis et les limitations associés aux HEMTs en GaN, tels que les effets thermiques et les phénomènes de pièges, et présente les avantages spécifiques des HEMTs en GaAs pour les amplificateurs à faible bruit. Les applications potentielles de ces technologies dans les systèmes radar et autres dispositifs de communication à haute fréquence sont également discutées, mettant en évidence leur importance pour l'avenir de la technologie des communications.

Chapitre **2**

L'AMPLIFICATEUR A FAIBLE BRUIT ET LES LIGNES A MICRO-RUBAN

INTRODUCTION

L'amplificateur à faible bruit (LNA) joue un rôle fondamental dans les systèmes de communication modernes, notamment dans les récepteurs radar, où une sensibilité élevée et un faible bruit de fond sont essentiels pour détecter des signaux faibles et lointains. Ce chapitre explore en profondeur les aspects critiques des LNAs, depuis les principes de conception jusqu'aux technologies avancées de lignes micro-ruban qui permettent leur intégration efficace dans les systèmes électroniques.

Nous commençons par une introduction générale à l'amplificateur à faible bruit, en abordant les procédures de conception qui permettent d'optimiser les performances en termes de gain, de facteur de bruit, de linéarité et de stabilité. La section sur les caractéristiques des LNAs met en lumière les paramètres $-S-$, qui sont cruciaux pour évaluer les performances des amplificateurs dans des conditions réelles. Nous discutons également de l'importance de l'adaptation d'impédance, qui est essentielle pour maximiser le transfert de puissance et minimiser les pertes de signal.

Le chapitre continue en examinant différentes architectures de LNAs, telles que le montage en source commune, le montage en grille commune, et le montage en drain commun, en passant par le montage Cascode et l'amplificateur différentiel. Chacune de ces configurations présente des avantages spécifiques pour diverses applications, offrant des solutions adaptées aux exigences des systèmes radar et de communication modernes.

En parallèle, l'avenir des amplificateurs à faible bruit en GaAs est abordé, en soulignant les développements technologiques qui promettent de repousser les limites actuelles en termes de performances et de miniaturisation. Le GaAs reste un matériau de choix pour les amplificateurs haute fréquence en raison de ses excellentes propriétés électriques et thermiques.

Une partie significative du chapitre est consacrée aux lignes à micro-ruban, qui sont omniprésentes dans la conception de circuits hyperfréquences en raison de leur simplicité de fabrication et de leur efficacité en termes de coûts. Nous décrivons la structure des lignes à micro-ruban, leurs caractéristiques en mode quasi-TEM, et les paramètres tels que la constante diélectrique effective et l'impédance caractéristique, qui influencent leur comportement en haute fréquence.

La discussion s'étend sur les différents effets qui peuvent altérer les performances des lignes à micro-ruban, notamment l'épaisseur et la largeur du ruban, ainsi que les implications du blindage. La dispersion dans la ligne micro-ruban est également abordée, car elle peut affecter la transmission du signal à des fréquences élevées.

Enfin, nous examinons les limitations de fréquence des lignes à micro-ruban et les discontinuités qui peuvent être rencontrées dans la conception de circuits, en expliquant comment ces lignes peuvent se comporter comme des composants inductifs ou capacitifs en fonction de leur configuration. L'atténuation dans les lignes micro-ruban est également discutée, en mettant en évidence les défis techniques et les solutions possibles pour minimiser les pertes de signal.

2.1. L'amplificateur A Faible Bruit (LNA)

Dans la plupart des cas, les spécifications d'un amplificateur à faible bruit (LNA) exigent qu'il possède un gain élevé et un facteur de bruit faible. L'objectif principal est d'augmenter le niveau du signal reçu autant que possible sans dégrader le rapport signal/bruit (SNR). La conception d'un LNA nécessite donc un compromis entre le facteur de bruit et le gain. [25]

Il est également important de noter que, selon les fréquences, l'élément actif d'un LNA peut varier. Pour la bande de fréquence Ka, aux environs de 30 GHz, il est impératif d'utiliser un transistor FET en GaAs (arséniure de gallium) pour garantir un bon fonctionnement du LNA.

Les amplificateurs à faible bruit sont cruciaux dans les applications de réception telles que les communications satellites, les radars, et les systèmes de télédétection, où la qualité du signal est primordiale. Le choix des matériaux et des technologies, comme les transistors HEMT en GaAs, permet d'obtenir un faible bruit tout en maintenant un gain élevé à des fréquences très élevées.

L'utilisation de logiciels de simulation, comme ADS (Advanced Design System), permet aux ingénieurs de modéliser et d'optimiser les LNAs avant leur fabrication, assurant ainsi une meilleure performance et une fiabilité accrue dans des environnements réels.

2.2. La procédure de conception de l'amplificateur A Faible Bruit

La procédure de conception de l'amplificateur est illustrée dans la figure 2.1. Les paragraphes suivants présentent les différentes étapes de la conception du LNA : [19]

Définition des spécifications : Établir les critères de performance, tels que le gain, le facteur de bruit, la bande passante et la stabilité.

Choix du transistor : Sélectionner le type de transistor adapté à la bande de fréquence ciblée. Pour la bande Ka, aux environs de 30 GHz, un transistor FET en GaAs est généralement utilisé pour ses excellentes propriétés à haute fréquence.

Analyse de stabilité : Utiliser les paramètres -S- pour évaluer la stabilité de l'amplificateur. Calculer les critères de stabilité tels que le facteur de stabilité de Rollet (K) et le déterminant de stabilité (Δ).

Conception du réseau d'adaptation : Concevoir des réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie pour maximiser le transfert de puissance et minimiser les réflexions. Ces réseaux assurent également l'optimisation du gain et du facteur de bruit.

Simulation et optimisation : Utiliser des outils de simulation comme ADS (Advanced Design System) pour modéliser le comportement du LNA. Optimiser les paramètres pour atteindre les performances désirées.

Prototype et test : Fabriquer un prototype de l'amplificateur et effectuer des tests pour vérifier que les performances réelles correspondent aux simulations. Ajuster le design si nécessaire.

La figure 2.1 représentant la méthode de conception du LNA à partir d'une schéma bloc :

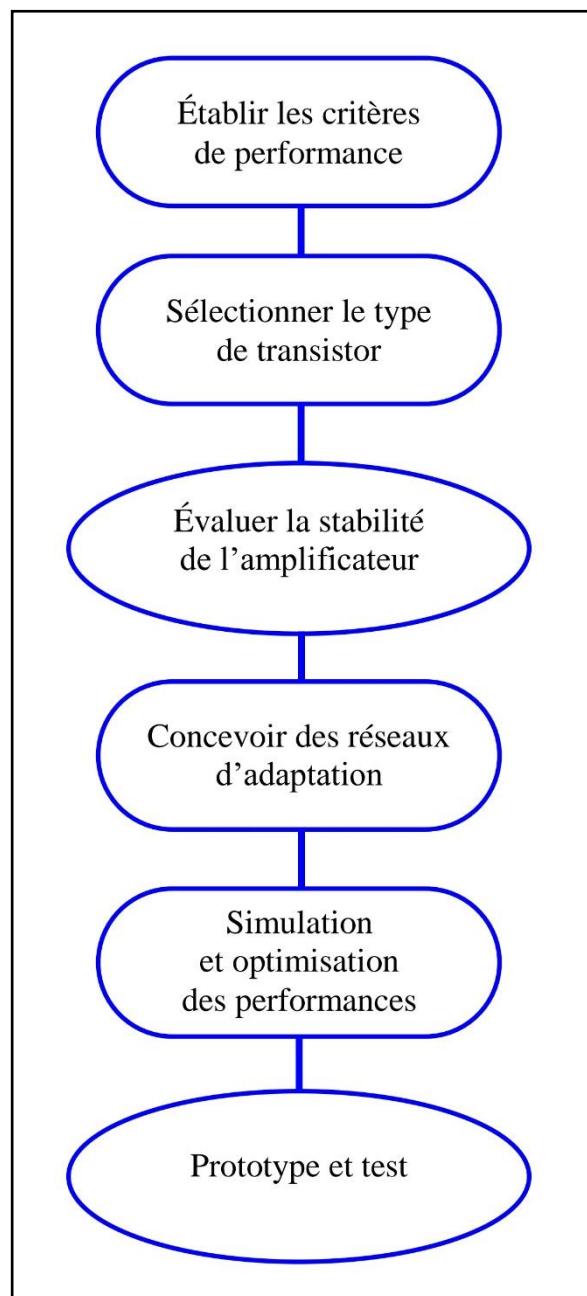


Figure 2.1 : Schéma bloc représentant la méthode de conception du LNA.

2.3. Caractéristiques d'un LNA

Il y a plusieurs critères pour apprécier les performances d'un amplificateur faible bruit. Les plus importants sont généralement : le gain, l'adaptation entrée/sortie, le facteur de bruit, la stabilité et la linéarité.

2.3.1. Les paramètres -S-

La matrice [S], également connue sous le nom de matrice de répartition ("Scattering matrix"), est un outil fondamental pour l'analyse des quadripôles ou des multipôles linéaires en hyperfréquences. La puissance étant une grandeur facile à mesurer en hyperfréquences, les paramètres -S- fournissent un lien direct entre les transferts de puissance entre l'entrée et la sortie d'un quadripôle. [26]

Comme l'illustre la figure 2.2 : a_n est l'onde incidente, b_n est l'onde réfléchie, et n est le numéro du port. Pour un réseau à deux ports (tel un LNA), les paramètres -S- s'écrivent :

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad (2-1)$$

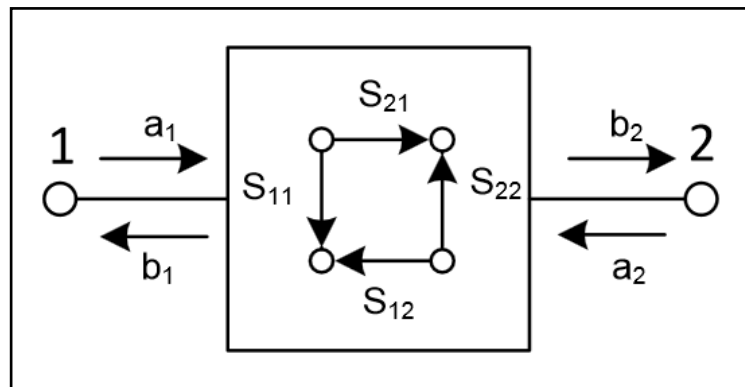


Figure 2.2 : Principe de la mesure de paramètres -S-. [27]

Ces paramètres décrivent les réponses en réflexion et en transmission d'un composant dans les deux sens (direct et inverse), à condition qu'un seul signal d'entrée soit appliqué au système. Les paramètres -S- sont mesurés à l'aide d'analyseurs de réseaux vectoriels, qui permettent de caractériser précisément le comportement des composants en hyperfréquences.

S11 : Coefficient de réflexion à l'entrée, également appelé pertes d'entrée.

S22 : Coefficient de réflexion à la sortie.

S21 : Gain de transmission dans le sens direct.

S12 : Gain de transmission dans le sens inverse (de la sortie vers l'entrée), également appelé isolation.

Les paramètres-*S*- sont des entités vectorielles. En pratique, on utilise des valeurs scalaires dérivées de ces paramètres, souvent exprimées en décibels (dB). Par exemple, on utilise $20\log(|S_{ij}|)$ pour exprimer les paramètres -*S*- en termes plus facilement interprétables.

La mesure la plus courante des paramètres -*S*- est celle du gain. Traditionnellement, mesurer le gain d'un circuit RF implique de mesurer la puissance du signal à l'entrée et à la sortie du circuit.

2.3.2. Gain en puissance

La configuration la plus utilisée pour un quadripôle consiste à connecter un générateur à l'accès 1 (Γ_1) et une charge à l'accès 2 (Γ_2), comme le montre la figure 2.3 : [30]

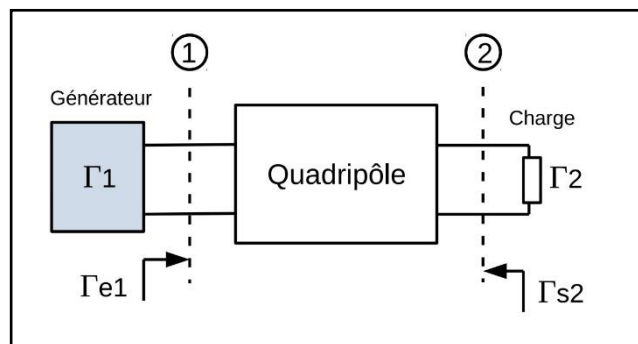


Figure 2.3 : Coefficients de réflexion dans un quadripôle. [30]

Γ_1 : coefficient de réflexion du générateur.

Γ_2 : coefficient de réflexion de charge.

Γ_{e1} : coefficient de réflexion d'entrée.

Γ_{s2} : coefficient de réflexion de sortie.

Il existe plusieurs définitions pour le gain d'un quadripôle, voici les plus utilisées :

• **Gain en puissance :** Dénommé parfois gain opérant, le gain en puissance est défini par :

$$G_p = \frac{\text{Puissance fournie à la charge}}{\text{Puissance entrante à l'accès 1 du quadripôle}} \tag{2-2}$$

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_2|^2)}{(1 - S_{22}\Gamma_2)^2(1 - |\Gamma_{e1}|^2)} \tag{2-3}$$

Ce gain est fréquemment utilisé pour des applications relatives à un amplificateur de puissance. Il ne dépend que de la charge placée à l'accès 2 (Γ_2) du quadripôle.

• **Gain d'insertion :** Le gain d'insertion caractérise la variation de la puissance fournie à la charge liée à l'insertion du quadripôle entre le générateur et la charge :

$$G_i = \frac{\text{Puissance fournie à la charge avec quadripôle}}{\text{Puissance fournie à la charge, sans quadripôle}} \quad (2-4)$$

$$G_i = \frac{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_1 \Gamma_2|^2}{|(1 - S_{11} \Gamma_1)(1 - S_{22} \Gamma_2) - S_{12} S_{21} \Gamma_1 \Gamma_2|^2} \quad (2-5)$$

L'intérêt de ce gain réside dans le fait que sa valeur est directement accessible par la mesure. Il est fonction des charges placées aux accès 1 et 2 du quadripôle.

• **Gain disponible en puissance** : Le gain disponible en puissance est défini comme étant le rapport entre la puissance maximum disponible à la sortie du quadripôle et la puissance maximum disponible aux bornes du générateur :

$$G_d = \frac{\text{Puissance maximum disponible à l'accès 2 du quadripôle}}{\text{Puissance maximum disponible au générateur}} \quad (2-6)$$

$$G_d = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2)}{|1 - S_{11} \Gamma_1|^2 (1 - |\Gamma_{e2}|^2)} \quad (2-7)$$

Il trouve sa principale application dans la résolution des problèmes liés au bruit. Il ne dépend que de la charge à l'accès 1 (Γ_1) du quadripôle.

• **Gain transducique** : Le gain transducique dénommé également gain composite, est défini par :

$$G_T = \frac{\text{Puissance fournie à la charge}}{\text{Puissance maximum disponible au générateur}} \quad (2-8)$$

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2)}{|(1 - S_{11} \Gamma_1)(1 - S_{22} \Gamma_2) - S_{12} S_{21} \Gamma_1 \Gamma_2|^2} \quad (2-9)$$

C'est le gain qui représente le mieux le transfert de puissance entre le générateur et la charge par l'intermédiaire d'un quadripôle.

Il est à noter que le gain transducique prend des valeurs particulières suivant les conditions d'adaptation en puissance aux accès.

◦ **Adaptation conjuguée en entrée** :

$$\Gamma_1 = \Gamma_{e1}^* \rightarrow G_T = G_p \quad (2-10)$$

◦ **Adaptation conjuguée en sortie** :

$$\Gamma_2 = \Gamma_{e2}^* \rightarrow G_T = G_p \quad (2-11)$$

◦ **Adaptation conjuguée en entrée et en sortie** :

$$\Gamma_1 = \Gamma_{e1}^*, \Gamma_2 = \Gamma_{e2}^* \rightarrow G_T = G_p = G_d \quad (2-12)$$

2.3.3. L'adaptation d'impédance

L'adaptation d'impédance est essentielle pour maximiser le gain et la transmission de puissance d'un signal. Cela implique de limiter les réflexions du signal afin de le récupérer correctement. En examinant la figure 2.4, nous pouvons définir l'impédance optimale Z_L qui permet de recueillir le maximum de puissance fournie par la source V_s , en fonction de son impédance Z . [28]

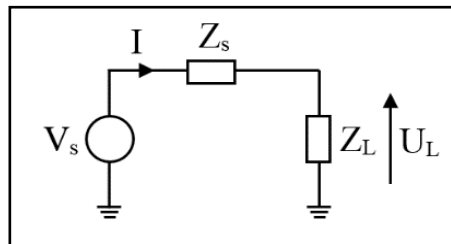


Figure 2.4 : Adaptation d'impédance. [28]

La puissance consommée par la charge dépend de la tension au borne de la charge (U_L) et du complexe conjugué du courant (I^*) (équation 2.13). En développant cette équation, il est possible de constater que l'impédance de charge (Z_L) doit être le conjugué de l'impédance de la source (Z_s) pour transférer le maximum de puissance de la source vers la charge (équation 2.14).

La puissance consommée par la charge s'écrit :

$$P_L = U_L \cdot I^* \tag{2-13}$$

Où I^* est le complexe conjugué du courant I .

La dérivée de cette expression (équation 2.13), on obtient alors les conditions dites d'adaptation d'impédance assurant un maximum de transfert de puissance de la source vers la charge:

$$Z_S = Z_L^* \tag{2-14}$$

En appliquant les principes d'adaptation optimale dans un système à deux ports (voir figure 2.5), on peut déterminer les conditions qui favorisent le transfert maximal de puissance entre deux étages :

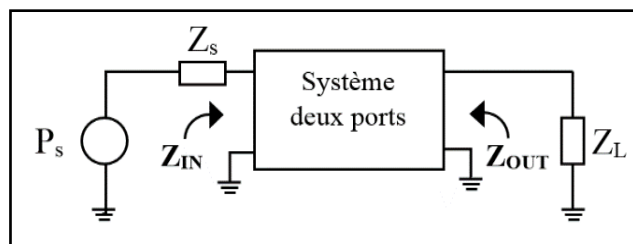


Figure 2.5 : Adaptation d'impédance d'un bloc dans une chaîne. [28]

$$\begin{cases} Z_S = Z_{IN}^* \\ Z_L = Z_{OUT}^* \end{cases} \quad (2-15)$$

Cela implique généralement l'ajustement des impédances d'entrée et de sortie pour minimiser les réflexions et maximiser l'efficacité de transfert de puissance. Ces concepts sont fondamentaux en ingénierie des systèmes de communication et en conception de circuits électroniques pour assurer des performances optimales.

Pour optimiser la transmission de signal dans un système à deux ports (Figure 2.5), il est essentiel que les impédances d'entrée (Z_{IN}) et de sortie (Z_{OUT}) correspondent respectivement aux conjugués des impédances de la source (Z_S) et de la charge (Z_L) (équation 2.15).

2.3.3.1. Les différents circuits d'adaptation [28]

Les circuits d'adaptation revêtent une importance capitale dans la conception des systèmes électroniques. Ils se matérialisent souvent sous la forme de filtres passe-bas ou passe-bande, facilitant ainsi une sélection précise des fréquences. Cependant, leur objectif principal demeure l'adaptation d'impédance, garantissant ainsi un transfert optimal de l'énergie entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur.

Adaptation d'entrée :

Ce circuit vise à harmoniser l'impédance d'entrée du premier étage de l'amplificateur avec celle du générateur ou un standard tel que 50 Ω . Son but est d'atteindre un coefficient de réflexion faible tant pour les signaux forts que pour les signaux faibles, tout en minimisant les pertes d'insertion.

Adaptation inter-étage :

Il s'agit ici de transférer efficacement l'énergie d'un étage amplificateur à un autre, malgré des impédances souvent très différentes. Cette tâche complexe implique une transformation d'impédance entre des valeurs souvent éloignées, ce qui peut entraîner des pertes, particulièrement dans le cas d'une large bande passante.

Adaptation de sortie :

Le circuit d'adaptation de sortie a pour objectif de présenter à l'étage final l'impédance de charge optimale, habituellement de 50 Ω , à partir de l'impédance de charge de l'amplificateur. Il doit également minimiser les pertes, essentielles pour le rendement et la puissance de sortie de l'amplificateur.

2.3.4. Le facteur de bruit F

Le facteur de bruit F (Noise Figure NF) traduit la sensibilité au signal électrique et représente la dégradation du rapport signal/bruit (Signal Noise Ratio : SNR) entre l'entrée et la sortie du transistor. Généralement exprimé en dB, il est défini ainsi : [29]

$$NF = 10 \log(F) \text{ avec } F = \frac{SNR_{\text{entrée}}}{SNR_{\text{sortie}}} = \frac{S_e/B_e}{S_s/B_s} \tag{2-16}$$

Ou bien :

$$F = \frac{B_s}{G_d B_e} = \frac{B_s}{G_d k T_0 B} \tag{2-17}$$

Où :

Se : est la puissance du signal utile à l'entrée du transistor.

Be : est la puissance de bruit à l'entrée du transistor.

Ss : est la puissance du signal utile disponible à la sortie du transistor.

Bs : est la puissance de bruit disponible à la sortie du transistor.

Gd : est le gain disponible en puissance.

k : est la constante de Boltzmann (1,380 658.10-23 J.K⁻¹).

T₀ : est la température de bruit de la source standard (290°K).

B : est la bande passante du LNA.

2.3.5. Linéarité

Les circuits électroniques, en tant que dispositifs physiques, ne sont jamais parfaitement linéaires. Lorsqu'un signal x(t) est appliqué à l'entrée d'un système (voir figure 2.6), la sortie y(t) peut être décrite par l'équation générique suivante (équation 2.18), où les coefficients α_n et les dérivées n^{ièmes} décrivent le caractère non linéaire de la fonction de transfert : [28][30]

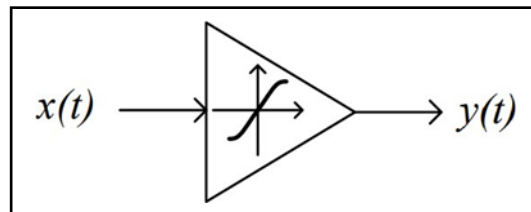


Figure 2.6 : Système non linéaire. [28]

$$y(t) = \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) + \dots \tag{2-18}$$

En fonction de la forme du signal d'entrée $x(t)$, le signal de sortie $y(t)$ peut révéler divers phénomènes non linéaires :

Distorsion du signal : La saturation des composants actifs provoque une compression du gain.

Distorsion harmonique : Caractérisée par la génération d'harmoniques du signal d'entrée présentes dans le signal de sortie.

Distorsion d'intermodulation : La combinaison des signaux d'entrée de différentes fréquences produit des parasites à des fréquences différentes de celles des harmoniques.

Chacune de ces non-linéarités peut être quantifiée par des caractéristiques spécifiques, qui seront ensuite définies et analysées.

2.3.6. Stabilité d'un amplificateur

Les considérations de stabilité dans la conception des amplificateurs sont cruciales pour éviter les oscillations indésirables. Elles reposent sur l'évaluation des paramètres $-S-$, des réseaux d'adaptation et des terminaisons.

Dans un réseau à deux ports, l'oscillation peut survenir lorsque l'un des ports présente une résistance négative. Cela se manifeste lorsque $\Gamma_{IN} > 1$ ou $\Gamma_{OUT} > 1$, ce qui, pour un dispositif unilatéral, correspond à des valeurs de $S_{11} > 1$ ou $S_{22} > 1$. Par exemple, un transistor unilatéral est caractérisé par $S_{12} = 0$. Ainsi, si $S_{11} > 1$, le transistor affiche une résistance négative à l'entrée, tandis que si $S_{22} > 1$, il présente une résistance négative à la sortie. [31]

Un réseau à deux ports est dit stable de manière inconditionnelle à une fréquence donnée lorsque les parties réelles de Z_{IN} et Z_{OUT} sont positives pour toutes les impédances de charge et de source passives. En revanche, s'il n'est pas stable de manière inconditionnelle, cela signifie que certaines terminaisons passives de charge et de source peuvent générer des impédances d'entrée et de sortie avec une partie réelle négative (voir figure 2.7).

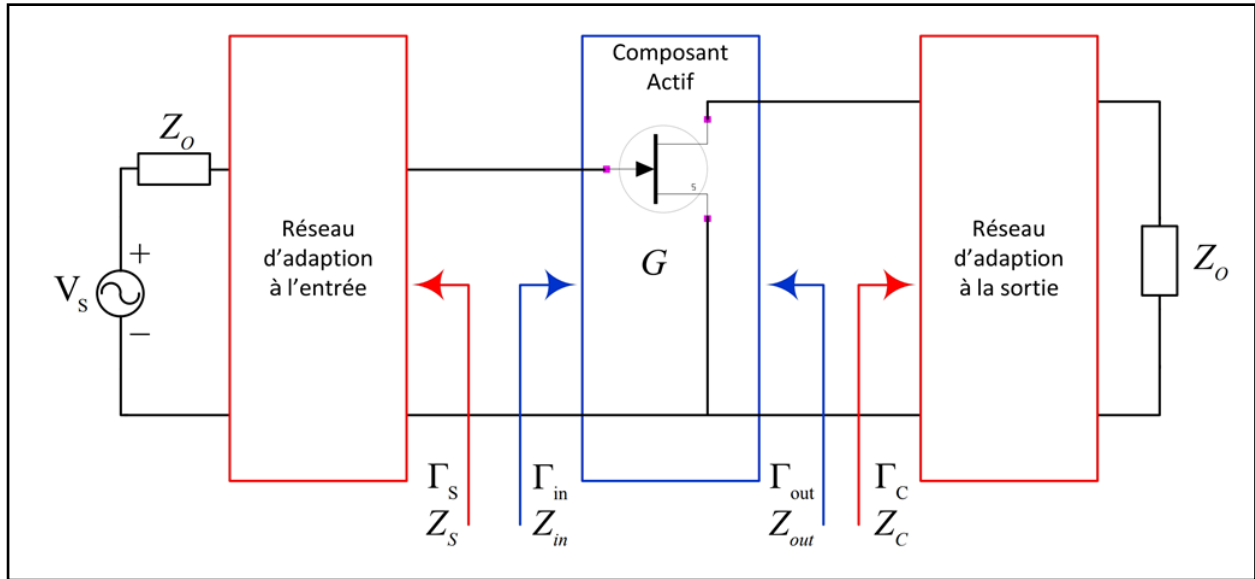


Figure 2.7 : Stabilité d'un amplificateur micro-ondes à deux ports. [31]

En conclusion, pour assurer une stabilité inconditionnelle à une fréquence donnée, il est essentiel que $|S_{11}| < 1$. Cela garantit que les ports d'entrée et de sortie présentent des caractéristiques réfléchissantes appropriées pour éviter les problèmes d'oscillation.

En termes de coefficients de réflexion, les conditions pour une stabilité inconditionnelle à une fréquence donnée sont : [31]

$$|\Gamma_s| \leq 1 \text{ et } |\Gamma_c| \leq 1 \tag{2-19}$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1-S_{22}\Gamma_c} \right| < 1 \tag{2-20}$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_c}{1-S_{22}\Gamma_c} \right| < 1 \tag{2-21}$$

En revanche, un amplificateur est conditionnellement stable si les parties réelles des impédances vues à l'entrée (Z_{IN}) et à la sortie (Z_{OUT}) de l'amplificateur sont positives pour certaines valeurs des impédances de la source (Z_s) et de la charge (Z_c) à une fréquence spécifique. Dans ce cas, le circuit peut ne pas fonctionner correctement ou osciller à une autre fréquence. C'est pourquoi, lors de la conception d'un amplificateur, il est recommandé de s'assurer que le circuit soit stable sur toutes les fréquences d'opération, bien que cela puisse être difficile à obtenir en pratique.

Les conditions nécessaires et suffisantes pour une stabilité inconditionnelle peuvent être énoncées sous la forme des équations suivantes qui sont plus pratiques : [31]

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

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (2-23)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (2-24)$$

$$\text{D'où : } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Ainsi, une manière pratique d'exprimer les conditions nécessaires et suffisantes pour assurer une stabilité inconditionnelle est de s'assurer que les deux conditions suivantes soient satisfaites :

$$K > 1 \quad \text{et} \quad |\Delta| < 1 \quad (2-25)$$

2.3.7. Isolation

L'isolation mesure le niveau de fuites de puissance couplée d'un port à un autre dans les différents éléments d'une chaîne RF. Les fuites peuvent dégrader le signal reçu. Cependant, l'isolation entre le LO (Local Oscillator) et l'IF (Intermediate Frequency) peut être facilement atténuée par un filtre passe-bas, car la fréquence LO sur le port IF est très éloignée de celle de l'IF. Ce n'est pas le cas lorsque la fréquence LO fuit sur le port RF, car ces deux fréquences sont proches. Cette fuite est préoccupante car elle permet une réémission par l'antenne de la fréquence LO, surtout si le mélangeur est utilisé dans le premier étage de mélange d'un récepteur sans fil. [28]

2.4. Différentes architectures des amplificateurs LNA [19]

Les topologies choisies pour la conception des circuits jouent un rôle primordial dans la détermination des performances souhaitées. L'amplificateur à faible bruit (LNA) dépend essentiellement du choix de l'architecture ainsi que du nombre de ses étages. Un LNA est souvent constitué d'un ou plusieurs transistors, mais il existe diverses possibilités pour leur implémentation. Dans ce contexte, nous allons d'abord évoquer les topologies existantes et choisir ensuite l'architecture qui convient le mieux au cahier des charges. Les critères de ce choix sont généralement déterminés par les performances attendues, telles que la consommation de puissance, le gain et le facteur de bruit. Nous allons présenter les principales architectures élémentaires.

2.4.1. Le montage en source commune

Un montage en source commune est un type d'amplificateur utilisant un transistor à effet de champ (FET). Le terme "source commune" vient du fait que l'électrode « source » du transistor est reliée à la masse. Dans ce montage, le signal d'entrée est appliqué à la grille du transistor, et le signal amplifié est récupéré au niveau du drain, ce qui en fait un amplificateur de tension (voir figure 2.8). [19]

Cette structure est la plus couramment utilisée pour obtenir un gain en tension. Elle constitue la brique de base de nombreux autres montages élémentaires à fort gain en tension, tels que le montage cascode et la paire différentielle.

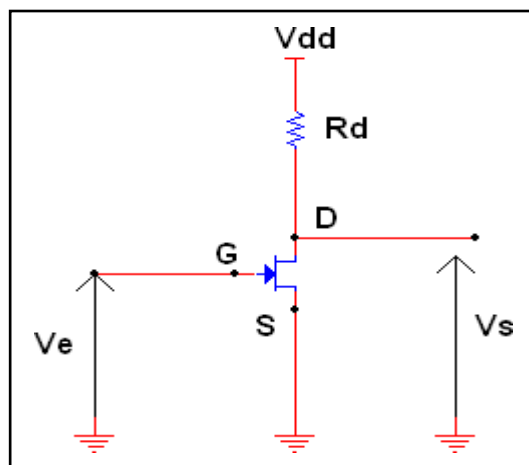


Figure 2.8 : Montage source commune. [19]

2.4.2. Le montage en grille commune

Le montage en grille commune est l'un des trois types de base d'amplificateur utilisant un transistor à effet de champ (FET), notamment le HEMT (High Electron Mobility Transistor). Ce montage est typiquement utilisé comme buffer de courant ou amplificateur de tension. [19]

Dans ce circuit, le signal d'entrée est appliqué à la source, et le signal de sortie est récupéré au niveau du drain, avec la grille servant de point commun. La figure 2.9 illustre le montage en grille commune en hautes fréquences :

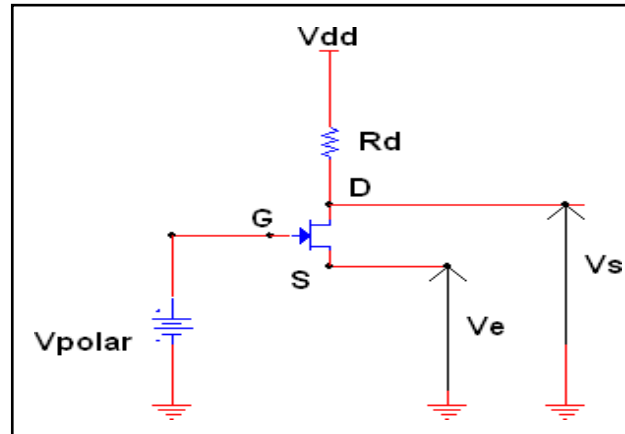


Figure 2.9 : Montage en grille commune. [19]

2.4.3. Le montage en drain commun

La figure 2.10 représente le schéma de principe du montage en drain commun, également connu sous le nom de suiveur de source. Ce montage est souvent utilisé comme adaptateur d'impédance. [19]

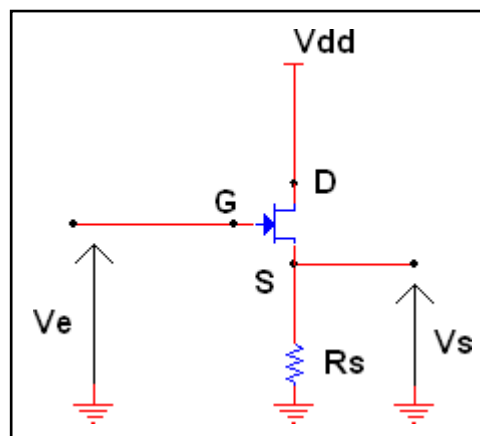


Figure 2.10 : Montage drain commun (source suiveuse). [19]

2.4.4. Le montage Cascode

Un montage cascode est une configuration qui combine deux transistors : le premier en source commune et le second en grille commune (figure 2.11).

Ce montage permet de doubler théoriquement la tension de sortie par rapport à un transistor seul, puisque la tension de sortie V_s est égale à la somme des tensions drain-source des deux transistors ($V_s = V_{ds1} + V_{ds2}$), il assure une bonne isolation entre l'entrée et la sortie. [19]

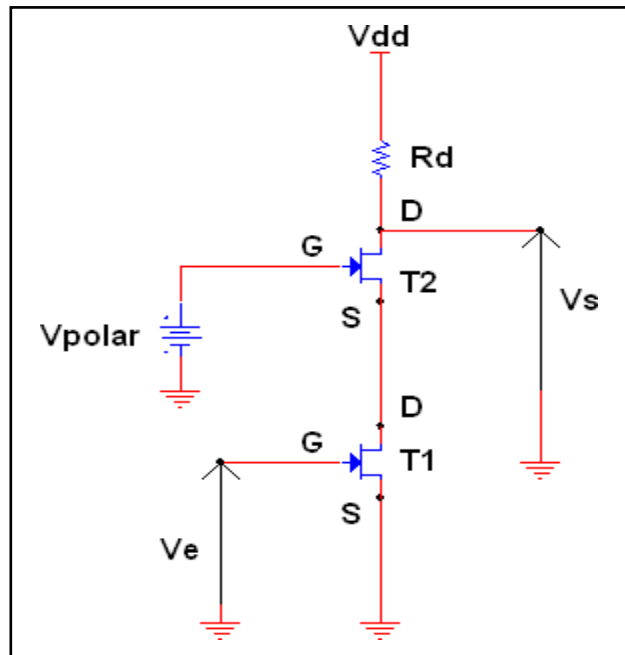


Figure 2.11 : Schéma de principe du montage Cascode. [19]

2.4.5. Amplificateur différentiel

L'amplificateur différentiel met en œuvre deux transistors connectés par leurs sources et polarisés par une source de courant. Par définition, tous les éléments sont assemblés symétriquement. Ce montage est souvent utilisé en basse fréquence. La figure 2.13 représente le schéma d'une paire différentielle. [19]

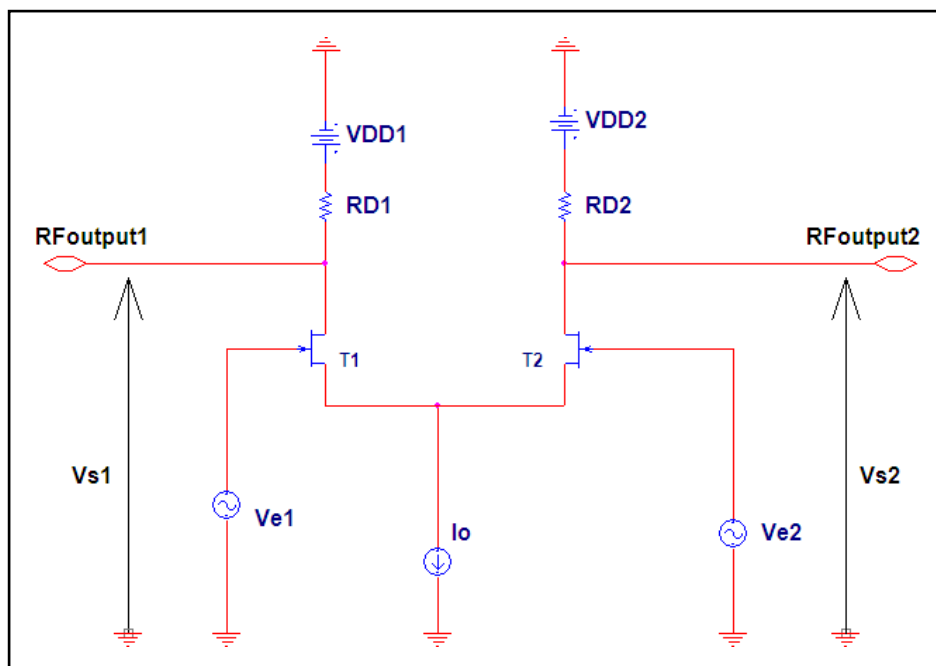


Figure 2.12 : Montage différentiel classique. [19]

L'amplification différentielle offre plusieurs avantages par rapport à l'amplification directe, comme celle utilisée dans un étage à source commune. Tout d'abord, elle réduit les effets des variations globales de tension sur les signaux, ce qui améliore la stabilité et la linéarité du circuit. De plus, en mode différentiel, le courant de commutation des alimentations reste constant, contrairement aux étages à source commune où il varie avec le signal, réduisant ainsi les problèmes de découplage et de distorsion. Enfin, l'amplification différentielle permet de générer deux signaux en opposition de phase à partir d'un seul signal d'entrée, ce qui est utile dans de nombreuses applications telles que les communications différentielles et les circuits de détection de signaux faibles.

Cependant, la configuration différentielle présente quelques inconvénients, notamment un encombrement accru en raison de la nécessité de composants supplémentaires tels que des transistors complémentaires, une conception plus complexe en raison des exigences de symétrie et de compensation des déséquilibres, et une consommation électrique plus élevée en raison de la présence de deux chemins de signal. Pour atténuer ces inconvénients, des techniques de conception avancées, telles que la mise en œuvre de topologies différentielles équilibrées et l'utilisation de composants haute performance, sont souvent employées.

2.5. Avantages des Transistors HEMT en GaAs dans les Amplificateurs à Faible Bruit

Les transistors HEMT en GaAs offrent plusieurs avantages dans les amplificateurs à faible bruit : [21] [23]

Faible bruit : Le GaAs présente un faible niveau de bruit, crucial pour les applications sensibles nécessitant un faible bruit.

Mobilité électronique élevée : La mobilité électronique élevée du GaAs permet une amplification efficace des signaux, surtout à haute fréquence.

Large bande passante : Les amplificateurs en GaAs offrent une large bande passante, adaptée à des applications nécessitant une réponse en fréquence étendue.

Linéarité élevée : Le GaAs assure une amplification précise sans distorsion, crucial pour maintenir la qualité du signal.

Faible consommation d'énergie : Les amplificateurs en GaAs sont conçus pour une consommation d'énergie minimale, adaptés aux applications mobiles et aux appareils alimentés par batterie.

2.6. LA LIGNE A MICRO-RUBAN

2.6.1. Description de la ligne a Micro-ruban

La structure micro-ruban réalisée sous forme de circuit imprimé se compose d'un plan de masse, constitué par une face cuivrée de la plaquette diélectrique, et un mince ruban conducteur, situé sur la face opposée. Les caractéristiques géométriques du système sont : (voir la figure 2.13)

- La largeur W du ruban.
- Son épaisseur t .
- L'épaisseur h du diélectrique solide.
- Le plan de masse dont la largeur est supposée beaucoup plus grande que celle du ruban.

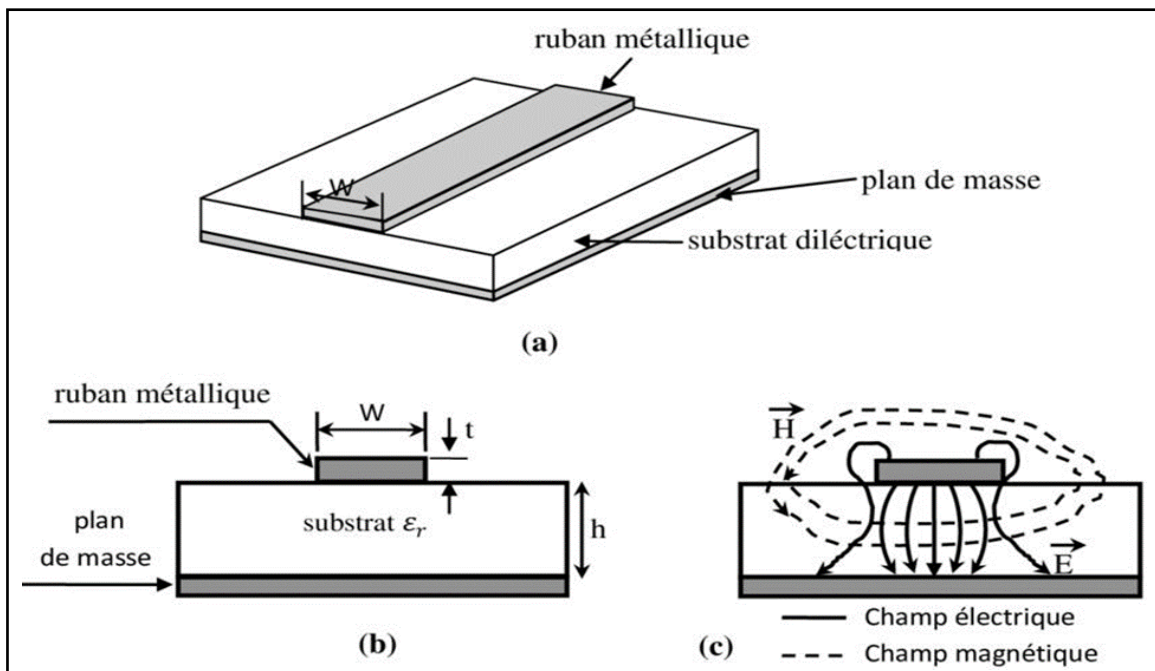


Figure 2.13 : Structure d'une ligne à Micro-ruban (a) vue d'en haut (b) vue en coupe (c) vue en coupe représentant les champs magnétique \vec{H} et électrique \vec{E} . [32]

Electriquement, la liane à micro-ruban se caractérise par:

- La nature du ruban conducteur (généralement en cuivre) et du plan de masse
- La nature de l'isolant (verre, époxy, téflon...), caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r .

On notera que le diélectrique entre les deux conducteurs est hétérogène les lignes des forces du champ électrique résultant de l'application d'une différence de potentiel entre les deux conducteurs, passent partiellement dans l'air et partiellement dans le diélectrique solide (voir fig. 2.14.c).

2.6.2. L'approximation quasi-TEM

Lorsque les composantes longitudinales des champs pour le mode dominant d'une ligne micro-ruban sont nettement plus petites que les composantes transversales et peuvent être négligées, le mode dominant se comporte alors comme un mode TEM (Transverse Electro Magnetic). Dans cette situation, la théorie des lignes de transmission TEM devient applicable à la ligne micro-ruban. Cette approximation, connue sous le nom d'approximation quasi-TEM, est valide pour la plupart des gammes de fréquences de fonctionnement de la ligne micro-ruban.

Ainsi, pour simplifier l'analyse, une ligne micro-ruban peut être modélisée par une ligne homogène équivalente (comme illustré dans la figure 2.14) entourée d'un milieu diélectrique avec une permittivité effective (ϵ_{eff}). [33]

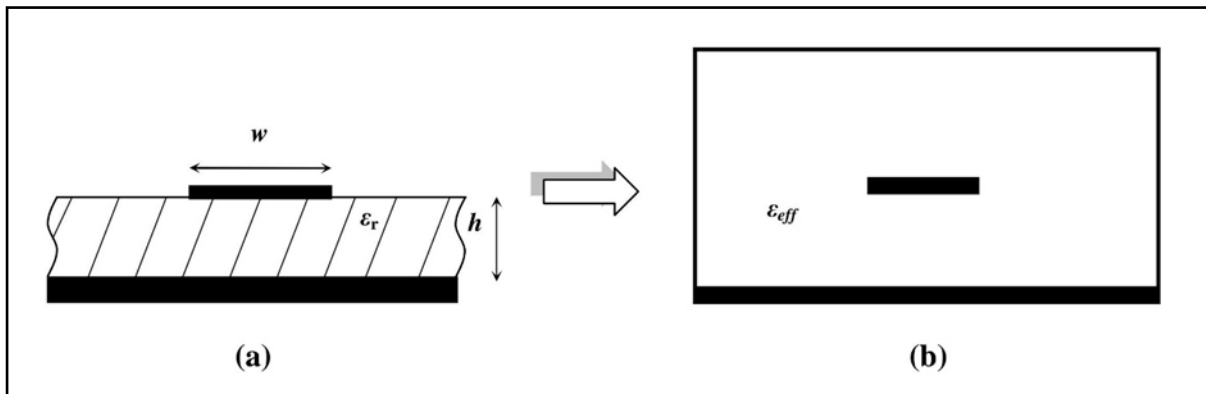


Figure 2.14 : Principe de l'approximation Quasi-TEM. [33]

L'approximation quasi-TEM est particulièrement utile car elle simplifie l'analyse et la conception des circuits en permettant l'utilisation des équations plus simples des lignes de transmission TEM.

2.7. Paramètres de la ligne micro-ruban en mode TEM

2.7.1. Constante diélectrique effective et impédance caractéristique

Dans l'approximation quasi-TEM, un matériau diélectrique homogène avec une permittivité diélectrique effective remplace le mélange inhomogène de diélectrique et d'air présent dans une ligne micro-ruban. [34] Les caractéristiques de transmission de la ligne micro-ruban sont alors décrites par deux paramètres principaux : la permittivité effective ϵ_{eff} et l'impédance caractéristique Z_C .

On commence 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 : [1]

$$Z_C \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & \text{si } W/h \leq 1 \\ \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} = 1.4444 \right)} & \text{si } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (2-26)$$

Avec :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2-27)$$

Ces paramètres sont cruciaux pour le design et l'analyse des lignes micro-ruban, car ils influencent directement les pertes de signal, la bande passante et la performance globale du circuit.

2.7.2. Synthèse de W/h

Puisque ces lignes sont essentielles pour la conception des filtres micro-ruban, [35] il est également crucial de savoir calculer les dimensions des lignes micro-ruban en fonction de Z_C et ϵ_r à l'aide des formules de synthèse approximatives.

Les expressions approximatives pour le rapport w/h en termes de Z_C et ϵ_{eff} sont : [8]

$$W/h = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{Pour : } A > 1.52 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right] & \text{Pour : } A \leq 1.52 \end{cases} \quad (2-28)$$

La valeur de A selon l'impédance caractéristique Z_0 :

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) ; \quad B = \frac{60\pi^2}{Z_C \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-29)$$

Ces formules permettent de déterminer les dimensions physiques des lignes micro-ruban pour atteindre une impédance caractéristique spécifique et une constante diélectrique effective donnée.

2.7.3. La dispersion dans la ligne micro ruban

L'augmentation de la fréquence entraîne une concentration accrue des champs dans le substrat. On définit donc une permittivité effective de la microbande qui dépend de la fréquence. La relation (2.30) s'écrit alors comme suit : [36]

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \left(\frac{c}{v_p(f)} \right)^2 \tag{2-30}$$

Lorsqu'on prend en compte la dispersion des vitesses de propagation en fonction de la fréquence, il est nécessaire de recourir aux équations de Maxwell. Ces calculs sont très complexes et leur interprétation physique est délicate. Les formules suivantes sont approximatives pour quantifier l'effet de dispersion : [1]

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}}}{1 + (f/f_p)} \quad \text{Avec : } f_p = \frac{Z_C}{2\mu_0 h} \tag{2-31}$$

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

$G = 0.6 + 0.009 Z_C$; quand $h = 0.635$ mm.

Lorsque la fréquence augmente, $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ augmente également et tend vers ϵ_r . Lorsque f tend vers zéro, $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ tend vers ϵ_{eff} (voir la figure 2.15).

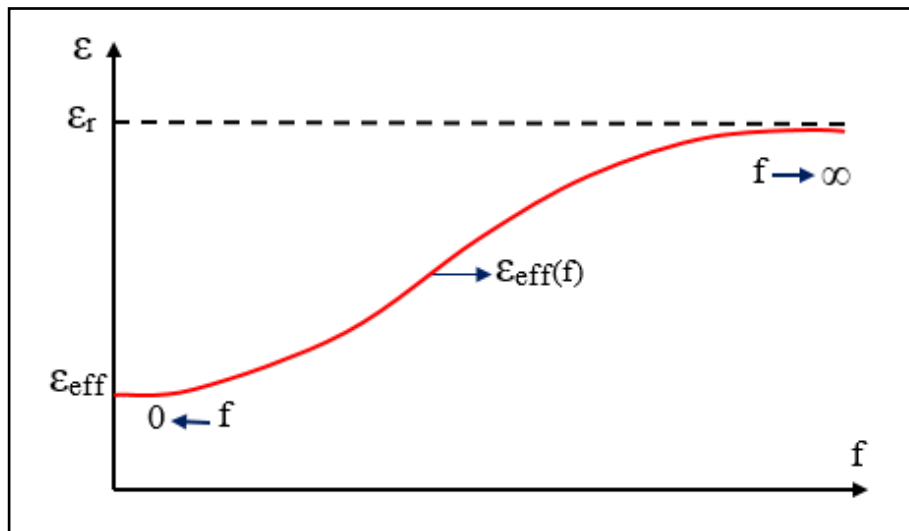


Figure 2.15 : Dispersion dans la microbande interprétée comme une permittivité effective en fonction de la fréquence.

Le phénomène de dispersion dont il vient d'être question a également un effet sur l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban :

$$Z_C(f) = \frac{377h}{W_e(\sqrt{\epsilon_{eff}(f)})} \tag{2-32}$$

Où : $W_e(f) = W + \frac{W_e(0)-W}{1+(f/f_p)^2}$ Et $W_e(0) = \frac{377h}{Z(0)(\sqrt{\epsilon_{eff}(0)})}$

La vitesse de phase d'une micro-onde est :

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{2-33}$$

La longueur d'onde λ est :

$$\lambda = \frac{V_p}{f} = \frac{300}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{2-34}$$

D'où : λ en mm et f en GHz.

2.8. Différents effets sur la ligne micro-ruban

2.8.1. Effet de l'épaisseur t du ruban

L'épaisseur t est habituellement très faible lorsque la ligne micro-ruban est réalisée en couches minces. [8]

Donc, son effet peut souvent être négligé. Néanmoins, l'effet de cette épaisseur sur l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective peut être inclus dans les calculs pour une plus grande précision.

Mais il est évident que l'épaisseur t d'une ligne micro-ruban influence la distribution du champ électrique, comme illustré dans la figure 2.16 :

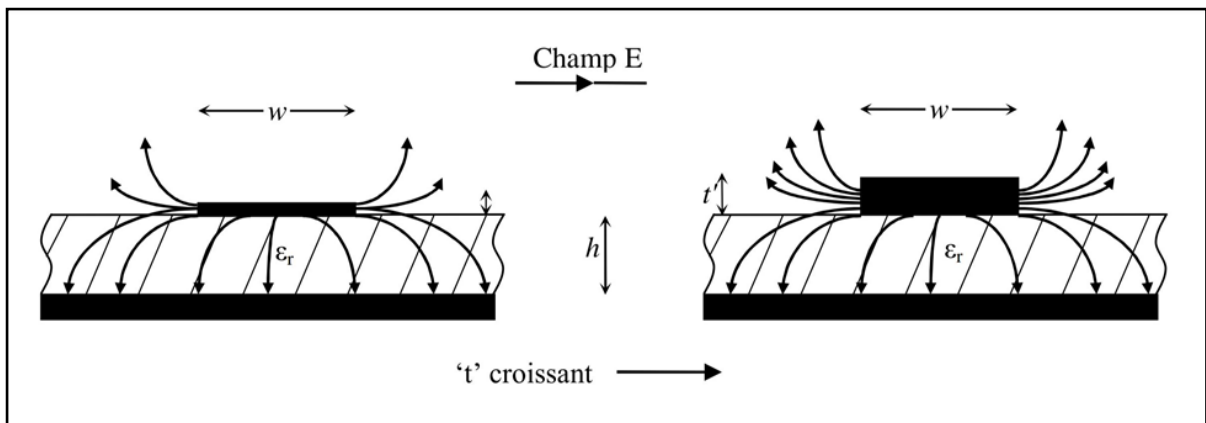


Figure 2.16 : Modification dans la distribution du champ électrique en fonction de l'épaisseur du ruban. [33]

La largeur W sera renouvelée par la largeur effective comme suit : [1]

$$W_{\text{eff}} = W + \Delta W \quad \text{avec } t \neq 0 \quad (2-35)$$

ΔW est présentée par :

$$\Delta W = \begin{cases} \frac{1.25}{\pi} t \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \\ \frac{1.25}{\pi} t \left(1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right) \end{cases} \quad (2-36)$$

L'expression de ϵ_{eff} devient :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{W}}} - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (2-37)$$

Inclure l'épaisseur t dans les calculs permet de modéliser plus précisément les propriétés de la ligne micro-ruban, surtout dans des applications où la précision est critique. Cependant, pour des applications standard, la simplification sans t est souvent suffisante.

2.8.2. Effet de la largeur du ruban

L'effet de la largeur w du ruban se manifeste par des modifications de la permittivité effective et de l'impédance caractéristique. Dans le domaine statique des fréquences, deux cas se distinguent : [36]

Pour les lignes à ruban très larges $w \gg h$, comme illustré dans la figure 2.17.a, la majeure partie du champ électrique est confinée dans le substrat diélectrique. Dans cette configuration, la structure ressemble à un condensateur, et donc, dans la limite, la permittivité effective tend vers la permittivité relative du substrat, $\epsilon_{\text{eff}} \rightarrow \epsilon_r$.

Pour les lignes à ruban très étroites $w \ll h$ comme montré dans la figure 2.17.b, les lignes de champ sont réparties entre l'air et le substrat. Dans ce cas, la permittivité effective peut être approximée par $\epsilon_{\text{eff}} \approx \epsilon_r + 1/2$.

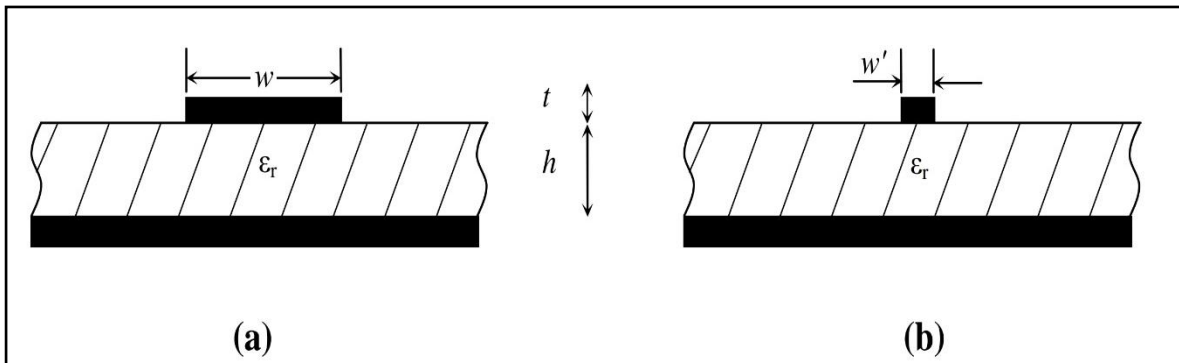


Figure 2.17 : Ligne micro-ruban avec ruban très large ($w \gg h$) (a), et très étroit ($w \ll h$) (b). [33]

2.8.3. Effet du blindage

Le blindage des dispositifs intégrés micro-ondes présente plusieurs avantages significatifs, notamment : [37]

- Réduction des pertes par rayonnement, ce qui améliore les performances globales des circuits.
- Protection des microcircuits contre les chocs physiques et les interférences externes, assurant ainsi une meilleure fiabilité et durabilité.
- Facilitation du maniement des éléments et de l'installation des connecteurs, simplifiant ainsi les processus d'assemblage et de maintenance.

La présence du blindage diminue l'impédance caractéristique Z_C en augmentant la proportion du champ électrique dans l'air, modifiant ainsi la distribution du champ et réduisant l'impédance. De plus, la permittivité ϵ_{eff} diminue également, car une plus grande partie du champ électrique traverse l'air, ce qui affecte la vitesse de propagation du signal et les caractéristiques d'adaptation. Le blindage modifie la distribution du champ électrique autour de la ligne microruban, influençant les paramètres de couplage et l'isolation entre différentes parties du circuit (voir la figure 1.18). Des formules finales permettent de quantifier comment ces deux paramètres sont modifiés par rapport aux expressions données en mode quasi-TEM et en l'absence de blindage.

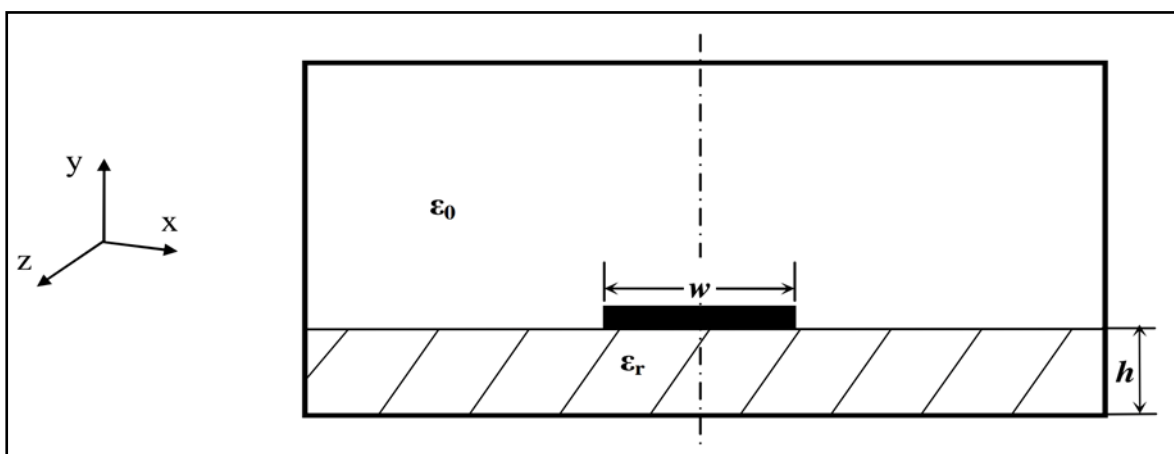


Figure 2.18 : Ligne micro-ruban avec blindage. [33]

L'impédance caractéristique Z_C est donnée par :

$$Z_{C(\text{avec boitier})} = Z_{C(\text{sans boitier})} - \Delta Z_{C1} \quad \text{Pour : } \frac{W}{h} \leq 1 \quad (2-38)$$

$$Z_{C(\text{avec boitier})} = Z_{C(\text{sans boitier})} - \Delta Z_{C2} \quad \text{Pour : } \frac{W}{h} \geq 1 \quad (2-39)$$

$$\Delta Z_{C1} = 270 \left\{ 1 - \tan \left(0.28 + \sqrt{h'/h} \right) \right\} \quad (2-40)$$

$$\Delta Z_{C2} = \Delta Z_{C1} \left\{ 1 - \tan \left(1 + \frac{0.48\sqrt{(W/h)-1}}{(1+h'/h)^2} \right) \right\} \quad (2-41)$$

Où h' est la hauteur du boitier.

La permittivité effective d'une ligne micro-ruban blindée peut être exprimée comme suit :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} R \right) \tanh \left(0.18 + 0.237 \left(\frac{h'}{h} \right) - \frac{0.415}{(h'/h)^2} \right) \quad (2-42)$$

Où :

$$R = \begin{cases} \left(1 + 12 \left(\frac{h}{W} \right) \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 & \text{Pour : } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \left(1 + 12 \left(\frac{h}{W} \right) \right)^{-0.5} & \text{Pour : } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2-43)$$

2.9. La limite en fréquence

Les lignes micro-ruban ont deux principales fréquences de coupure qui limitent leur fonctionnement : [1]

Fréquence de coupure pour le mode TM d'ordre le plus bas est donnée par l'équation suivante :

$$f_{eTM} = \frac{c}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (2-44)$$

Fréquence de coupure due à la résonance transverse d'ordre le plus bas est déterminée comme suit :

$$f_{CTR} = \frac{c}{(2W - 0.8h)\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-45)$$

2.10. Discontinuités Rencontrées Dans Les MICRO-RUBANS

2.10.1. Les principales Discontinuités

Plusieurs types de discontinuités dans les lignes micro-ruban sont dus aux exigences du circuit, telles que les jonctions en T et croisées, les rainures transversales, les angles droits et coudés, les court-circuits à travers le plan de masse, les trous de couplage série, les variations de largeur, les circuits ouverts brusquement arrêtés et les transitions. Pour chaque discontinuité, il existe un circuit équivalent défini entre deux ou plusieurs plans de référence, [8] Comme le montre la figure 1.2.

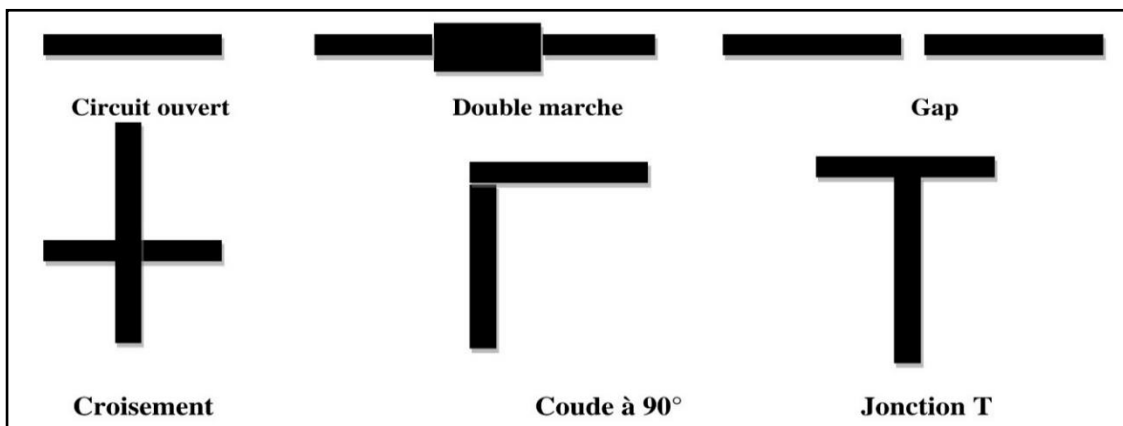


Figure 2.19 : Principales discontinuités. [38]

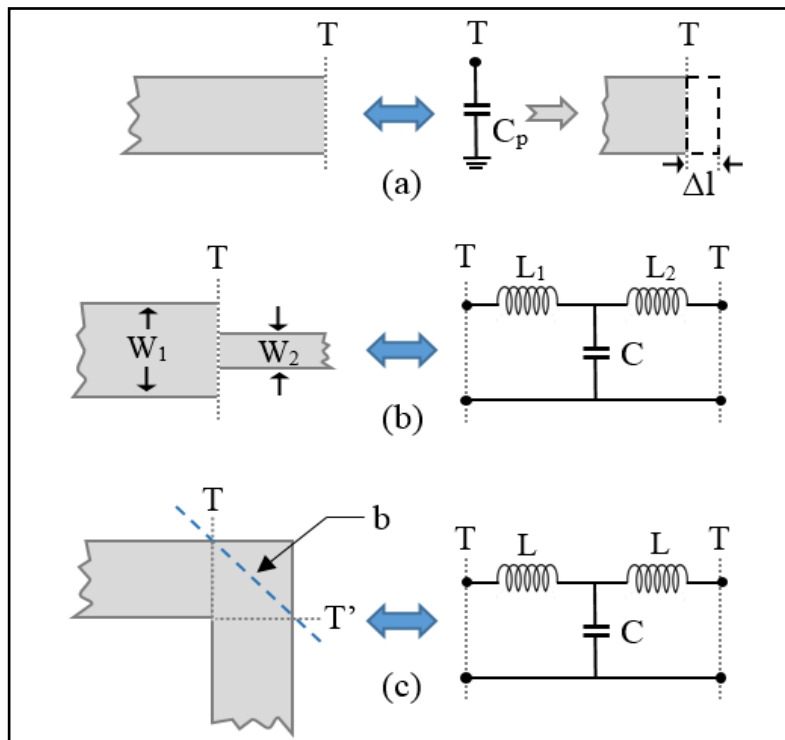


Figure 2.20 : Discontinuités de micro-ruban (a) les circuits ouvertes (b) la variation de la largeur (c) les coudés.

2.10.1.1. Le circuit ouvert

Le circuit ouvert représente l'extrémité non connectée de la ligne, à cette extrémité les champs électriques ne s'arrêtent pas brusquement mais s'étendent légèrement plus loin en raison de l'effet du champ frangeant. Ce phénomène est souvent modélisé par une capacité parallèle équivalente C_p , ou une longueur équivalente Δl , comme le montre la figure 2.20.(a). Leur expression est donnée par : [36]

$$\Delta l_0 = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{\text{eff}} + 0.3}{\epsilon_{\text{eff}} - 0.258} \right) \left(\frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.8} \right) \quad (2-46)$$

Pour corriger cela, il est essentiel de minimiser la longueur du circuit ouvert Δl .

2.10.1.2. La variation symétrique de la largeur

Pour une variation symétrique, la capacité et l'inductance du circuit équivalent indiqué à la figure 2.20.(b), Pour corriger cette discontinuité, il faut réduire la longueur de la ligne la plus longue d'une longueur Δl_s : [36]

$$\Delta l_s = \Delta l_0 \left(1 - \frac{W_1}{W_2} \right) \quad (2-47)$$

Avec $W=W_1$ la plus large piste.

2.10.1.3. Les coudes

Les coudes à angle droit des lignes micro-ruban peuvent être représentés par un réseau en T équivalent, comme illustré dans la figure 2.20.(c).

Pour corriger cette discontinuité, on utilise un frein avec $b= 0.57W$. Il est démontré qu'un coude biseauté offre une meilleure efficacité qu'un coude arrondi.

2.11. Affaiblissement dans les lignes micro-ruban

Les lignes micro-ruban subissent principalement trois types de pertes : les pertes dans les conducteurs, les pertes dans les diélectriques et les pertes par rayonnement. L'atténuation des signaux au cours de leur propagation dans les circuits micro-ruban est principalement due à quatre causes : [39]

Pertes ohmiques du conducteur (ou pertes par effet Joule) : Ces pertes sont dues à la résistance électrique des conducteurs, provoquant un échauffement et une dissipation de puissance en chaleur.

Pertes diélectriques : Elles sont causées par la dissipation d'énergie dans le matériau diélectrique du substrat en raison des courants de déplacement.

Pertes par rayonnement : Ces pertes se produisent lorsque l'énergie électromagnétique rayonne hors de la ligne micro-ruban, souvent au niveau des discontinuités comme les angles, les coudes, et les jonctions.

Pertes par ondes de surface : Les ondes de surface se propagent le long de l'interface entre le conducteur et le diélectrique et sont partiellement piégées dans le matériau.

En plus de ces pertes principales, d'autres facteurs plus difficiles à maîtriser et à évaluer affectent également le comportement des lignes micro-ruban :

Les tolérances de fabrication : Les variations dans les dimensions des conducteurs et des diélectriques dues aux tolérances de fabrication peuvent entraîner des variations dans les caractéristiques d'impédance et d'atténuation.


Les états de surface de ces matériaux : Les imperfections de surface, telles que la rugosité ou l'oxydation, peuvent augmenter les pertes par effet de peau et les pertes ohmiques.

Le vieillissement des matériaux : Les matériaux utilisés peuvent se dégrader avec le temps en raison de facteurs environnementaux, tels que l'humidité, la température et l'oxydation.

La conception et la fabrication des lignes micro-ruban nécessitent une attention particulière pour minimiser les différentes sources de pertes.

CONCLUSION

En conclusion, ce chapitre a exploré en profondeur les aspects critiques des amplificateurs à faible bruit (LNA) et des lignes à micro-ruban, essentiels pour les systèmes de télécommunication et les applications radar modernes. Nous avons examiné les différentes architectures de LNAs, leurs caractéristiques de performance, et l'importance de l'adaptation d'impédance pour maximiser l'efficacité et minimiser les pertes. En parallèle, l'étude des lignes à micro-ruban a mis en lumière leur rôle crucial dans la transmission des signaux haute fréquence, en abordant les effets des paramètres physiques et des discontinuités sur leurs performances. Ces connaissances sont fondamentales pour concevoir des systèmes électroniques avancés, capables de répondre aux exigences croissantes en termes de sensibilité et de précision dans les applications de détection et de communication.

Chapitre **3** 

CONCEPTION ET SIMULATION D'UN
AMPLIFICATEUR FAIBLE BRUIT
SANS ET AVEC MICRO-RUBAN POUR
APPLICATION RADAR

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous nous pencherons sur la simulation et l'analyse d'un amplificateur à faible bruit (Low Noise Amplifier, LNA) en deux étages, destiné à des applications radar. La conception d'un tel amplificateur revêt une importance cruciale dans le domaine des systèmes de communication et de détection, où la précision et la sensibilité des signaux jouent un rôle déterminant. Le LNA est une composante essentielle de la chaîne de réception, notamment dans les récepteurs radar, car il permet d'amplifier les signaux faibles reçus par l'antenne tout en minimisant l'ajout de bruit.

L'amplificateur doit satisfaire à plusieurs critères de performance pour être adapté à une utilisation dans des environnements de détection radar, qui exigent une grande fiabilité, une faible distorsion, et une efficacité énergétique optimale. Les simulations réalisées dans ce chapitre visent à évaluer les caractéristiques électriques de l'amplificateur à travers une série de paramètres clés, tels que le gain, le facteur de bruit, la stabilité, l'adaptation d'impédance et le rendement en puissance ajoutée (PAE).

Les principaux objectifs de cette étude sont de vérifier la conformité de l'amplificateur aux spécifications radar et de proposer des améliorations potentielles pour optimiser ses performances. La simulation en régime statique nous permettra de comprendre le comportement de l'amplificateur en fonction de la fréquence, tandis que la simulation en régime dynamique mettra en lumière la réponse de l'amplificateur aux variations de la puissance d'entrée, offrant ainsi une vue d'ensemble de sa performance dans des conditions réelles d'exploitation.

Le chapitre commence par une description des paramètres techniques étudiés et des méthodes de simulation employées. Ensuite, les résultats des simulations seront présentés et analysés en détail, couvrant la réponse en fréquence, la stabilité, et les performances dynamiques de l'amplificateur.

Enfin, nous concluons par une discussion sur l'aptitude de l'amplificateur à être intégré dans un système radar, en mettant l'accent sur les points forts de sa conception ainsi que sur les aspects susceptibles d'être optimisés.

3.1. Généralité sur l'ADS

L'Advanced Design System (ADS) représente un pilier essentiel dans l'arsenal des ingénieurs spécialisés dans la conception et la simulation de circuits RF et micro-ondes. Grâce à sa suite complète d'outils, l'ADS permet une modélisation précise et une analyse approfondie des systèmes électroniques, couvrant une vaste gamme de fréquences allant des signaux de radiofréquence aux micro-ondes.

Les fonctionnalités avancées de simulation électromagnétique, la conception de circuits imprimés intégrée et les capacités d'analyse de la linéarité et de la non-linéarité font de l'ADS un choix de prédilection pour les ingénieurs qui cherchent à développer des produits innovants dans des domaines tels que les télécommunications, les radars, les systèmes de navigation et bien d'autres encore.

Dans notre étude, nous utilisons ADS, qui offre des fonctionnalités spécifiques facilitant la conception, la simulation et l'optimisation des performances du LNA pour atteindre les objectifs de gain, de facteur de bruit et de stabilité, en ajustant automatiquement les paramètres du circuit.

3.2. Le Modèle de transistor Angelov et ses Valeurs Optimisées

Le modèle de transistor à large signal proposé par Angelov est couramment utilisé pour caractériser les LNA. Ce modèle comprend plusieurs paramètres critiques qui doivent être optimisés pour obtenir une représentation précise des caractéristiques du transistor :

3.2.1. Le modèle du courant de drain-source I_{ds} du transistor large signal

La formule empirique d'Angelov de notre transistor HEMT est exprimé par : [40]

$$I_{ds} = I_{pk}(1 + \tanh(\psi_p))(1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha_p V_{ds}) \quad (3-1)$$

Où : I_{pk} : Le courant de drain pour une transconductance maximale G_m .

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 : [40]

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

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

V_{pk0} : La tension de grille pour une transconductance maximale G_m .

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 (3-1 et 3-2) proposée par Angelov et optimisés par le logiciel Matlab pour des valeurs I_{ds} , sont illustrées dans le tableau 3.1 :

Tableau 3.1 : Valeurs extraites des paramètres optimisés du modèle simulé d'Angelov du courant de drain I_{ds} [40]

I_{pk} (A)	V_{pk} (V)	λ	α_p	P1	P2	P3
0.39	-0.96	1.10^{-5}	0.25	0.20	0.061	0.051

3.2.2. Le Modèle d'Angelov des Condensateurs non-linéaire C_{gs} et C_{gd}

3.2.2.1. La Modélisation du Condensateur C_{gs} :

Pour calculer les paramètres optimisés de l'équation (3-3) 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 : [40]

$$C_{gs} = C_{gs\pi} + C_{gs0}(1 + \tanh(\psi_1))(1 + \tanh(\psi_2)) \quad (3-3)$$

Avec, Ψ_1 et Ψ_2 sont présentés par : $\psi_1 = P_{10} + P_{11}V_{gs} + P_{111}V_{ds}$

$$\psi_2 = P_{20} + P_{21}V_{ds}$$

3.2.2.2. La Modélisation du Condensateur C_{gd} :

Pour calculer les paramètres optimisés de l'équation (3-4) 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 définit par : [40]

$$C_{gd} = C_{gd\pi} + C_{gd0}(1 - P_{111} + \tanh(\psi_3))(1 + \tanh(\psi_4)) + 2P_{111} \quad (3-4)$$

Avec, Ψ_1 et Ψ_2 sont présentés par : $\psi_3 = P_{30} + P_{31}V_{ds}$

$$\psi_4 = P_{40} + P_{41}V_{gs} + P_{111}V_{ds}$$

Les valeurs optimisées par le logiciel Matlab des paramètres du transistor Angelov, à savoir les condensateurs non-linéaires intrinsèques C_{gs} ($C_{gs\pi}$, C_{gs0} , P_{10} , P_{11} , P_{111} , P_{20} , P_{21}), et C_{gd} ($C_{gd\pi}$, C_{gd0} , P_{30} , P_{31} , P_{40} , P_{41} , P_{111}) et le courant de grille I_g , pour $V_{gs} = -3,5$ V et $V_{ds} = 30$ V, sont illustrées dans le tableau 3.2 :

Tableau 3.2 : Valeurs des paramètres optimisés de Cgs , Cgd et du courant de grille Ig du modèle d'Angelov pour : Vgs= -3,5 V, Vds = 30 V. [40]

Optimized parameters of Cgs	Values	Optimized parameters of Cgd	Values	Optimized parameters of the gate current Ig	Values
Cgs _{pi} (pF)	-1.5638	Cgd _{pi} (pF)	0.13	Ig ₀ (mA)	0.53925
Cgs ₀ (pF)	1.2094	Cgd ₀ (pF)	0.0195	Ig ₁ (mA)	0.46799
P10	0.098224	P30	0.0967	A	- 0.46469
P11	0.35761	P31	0.1981	B	0.11756
P111	0.043191	P10	0.1000
P20	0.10116	P41	0.1000
P21	0.13063

La Figure 3.1 représente Le transistor d'Angelov sur ADS avec les paramètres optimisés à Vgs=-3,5V, Vds=30V :

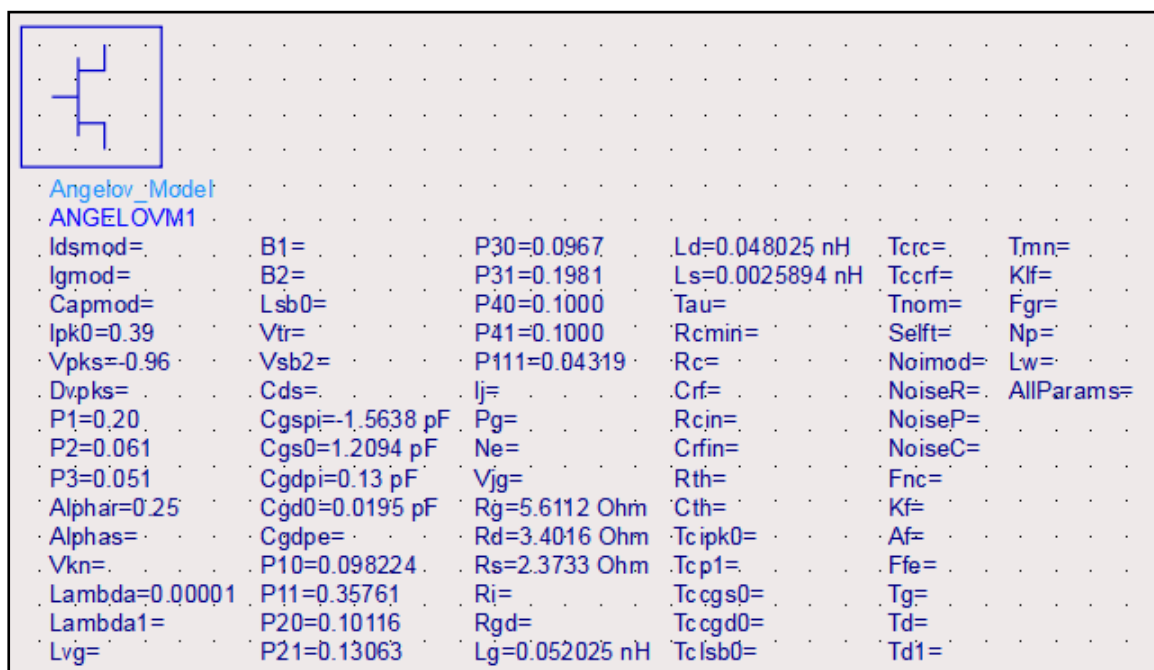


Figure 3.1 : Le transistor d'Angelov sur ADS avec les paramètres optimisés à Vgs=-3,5V, Vds=30V.

3.3. Les conditions de stabilité [41]

La stabilité de l'amplificateur à faible bruit est évaluée à l'aide du test $K-|\Delta|$, où K est appelé le facteur de stabilité de Rollet. Ce facteur est déterminé par l'équation suivante :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3-5)$$

Un autre paramètre est calculé pour vérifier la stabilité, qui est censé avoir une valeur positive. Ce paramètre est donné par :

$$B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3-6)$$

La valeur de B est dérivée en utilisant la formule suivante :

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3-7)$$

Un quatrième paramètre est introduit pour évaluer la stabilité, et il doit dépasser 1 pour que l'amplificateur à faible bruit (LNA) fonctionne de manière stable.

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} \quad (3-8)$$

La condition de stabilité est que l'amplificateur à faible bruit (LNA) soit inconditionnellement stable lorsque $K > 1$, $|B| < 1$, $\mu > 1$ et B est positif pour un fonctionnement stable. À l'inverse, si $K < 1$, alors le LNA est instable.

L'évaluation de la stabilité est essentielle pour garantir la performance et la fiabilité des amplificateurs à faible bruit (LNAs) dans les systèmes de communication. Les paramètres S jouent un rôle crucial dans cette évaluation, car ils représentent les caractéristiques de transmission et de réflexion de l'amplificateur.

En pratique, pour assurer la stabilité de l'amplificateur, des techniques supplémentaires telles que la mise en œuvre de réseaux de stabilisation peuvent être employées. Ces réseaux sont conçus pour ajuster les paramètres S afin de satisfaire les conditions de stabilité, notamment dans des applications à large bande où les conditions peuvent varier en fonction de la fréquence.

3.4. Montage sur l'ADS pour la simulation des paramètres -S- d'un seul étage

Avant d'aborder la conception de notre amplificateur en micro-ruban, nous allons vérifier le fonctionnement du transistor Angelov en large signal en utilisant les paramètres -S- sur l'ADS, pour les tensions $V_{gs}=-3,5v$ et $V_{ds}=30v$:

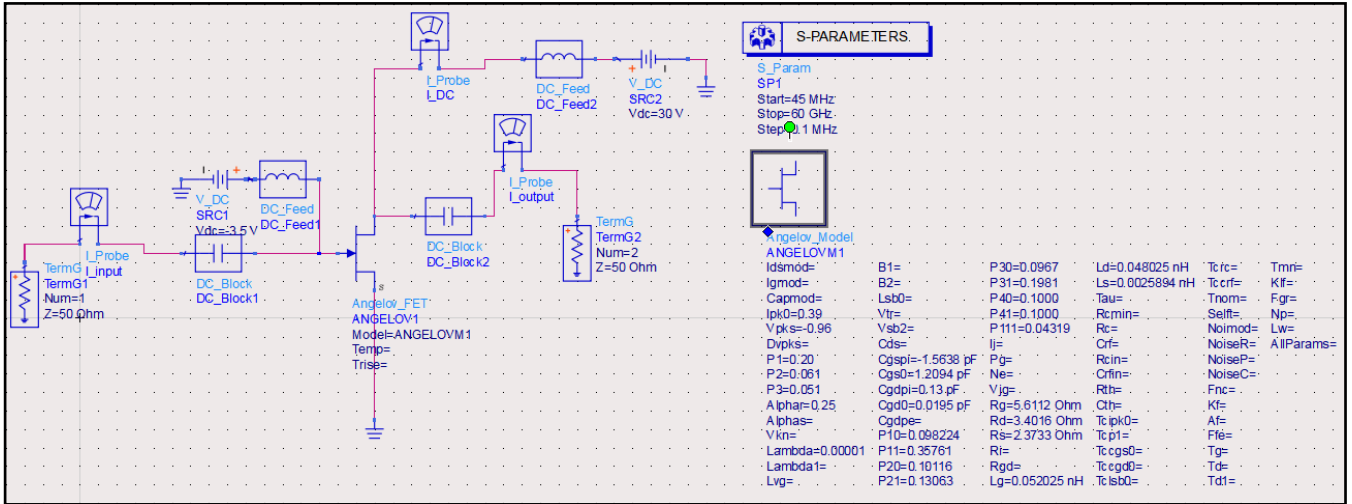


Figure 3.2 : Le montage du circuit d'un seul transistor d'Angelov à $V_{gs}=-3,5v$, $V_{ds}=30v$.

La figure 3.3 illustre les paramètres -S- du transistor Angelov en fonction de la fréquence, couvrant une plage allant de 45 MHz à 60 GHz, avec une tension de grille V_{gs} de -3,5 V et une tension drain-source V_{ds} de 30 V. Les paramètres -S- présentent un centrage optimal et une adaptation appropriée dans cette plage de fréquences, ce qui est idéal pour des applications à large bande passante, telles que notre amplificateur à faible bruit :

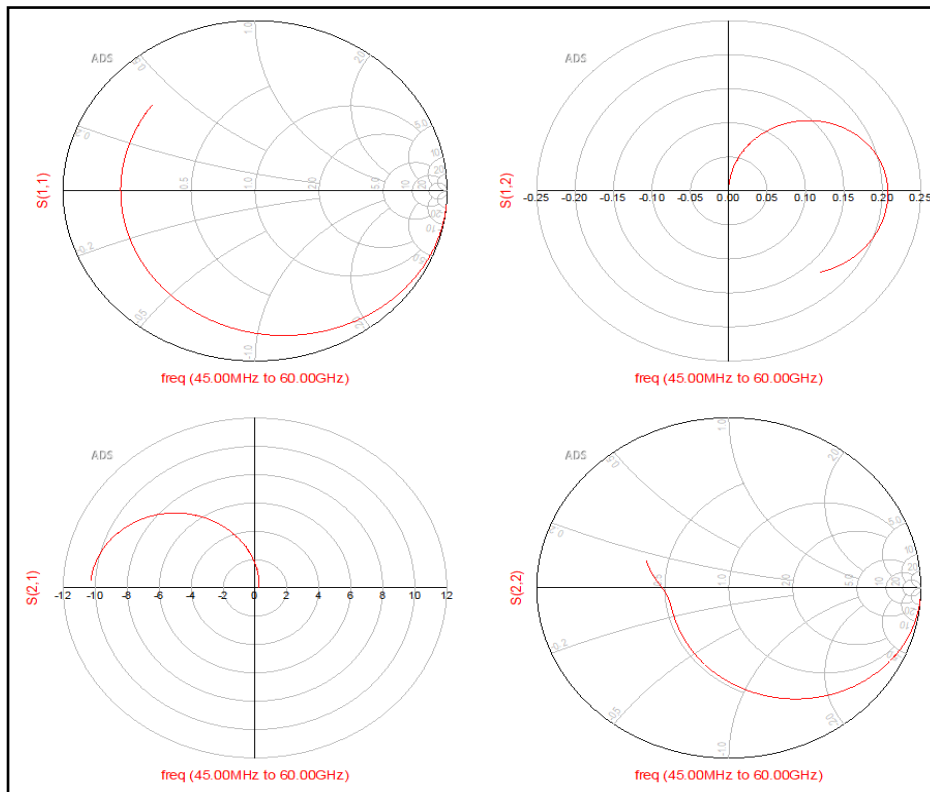


Figure 3.3 : Les paramètres -S- du transistor Angelov en fonction de la fréquence de 45MHz à 60GHz pour $V_{gs}=-3,5v$, $V_{ds}=30v$.

3.5. Le montage sur l'ADS pour la simulation en régime dynamique du Transistor Angelov

Pour étudier les puissances du Transistor Angelov, On a injecté un générateur à l'entrée avec une impédance de sortie de 50Ω, en utilisant la méthode d'analyse par Harmonique Balance sur l'ADS :

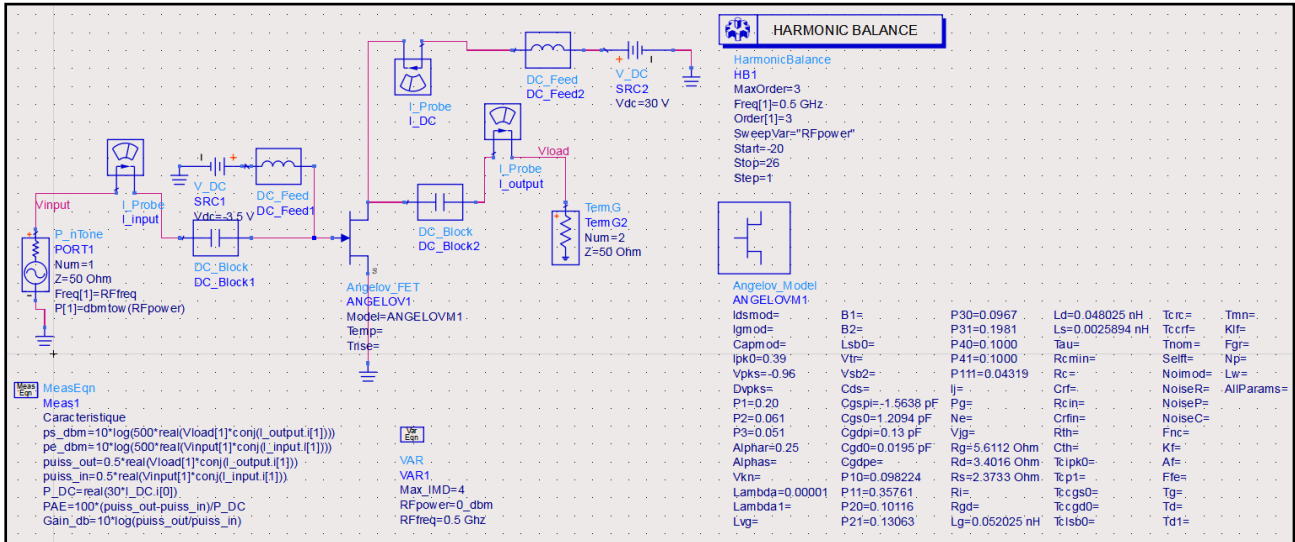


Figure 3.4 : Le montage du circuit d'un seul transistor modèle d'Angelov en régime dynamique À $V_{gs}=-3,5v, V_{ds}=30v$.

La figure 3.5 présente les caractéristiques de sortie dynamiques d'un seul transistor en fonction de la puissance d'entrée P_e (dBm) à une fréquence de 0.5 GHz, avec une polarisation V_{ds} de 30 V et V_{gs} de -3,5 V. Les paramètres incluent la puissance de sortie P_s (dBm), le gain en puissance (dB) et le rendement PAE (%) en fonction de P_e , avec une charge en sortie Z_{Charge} de 50Ω, on observe que pour une puissance d'entrée P_e est de 26 dBm la puissance de sortie maximale P_s est de 36,319 dBm, le gain en puissance est de 28.238 dB et le rendement maximal PAE atteint 44.397% :

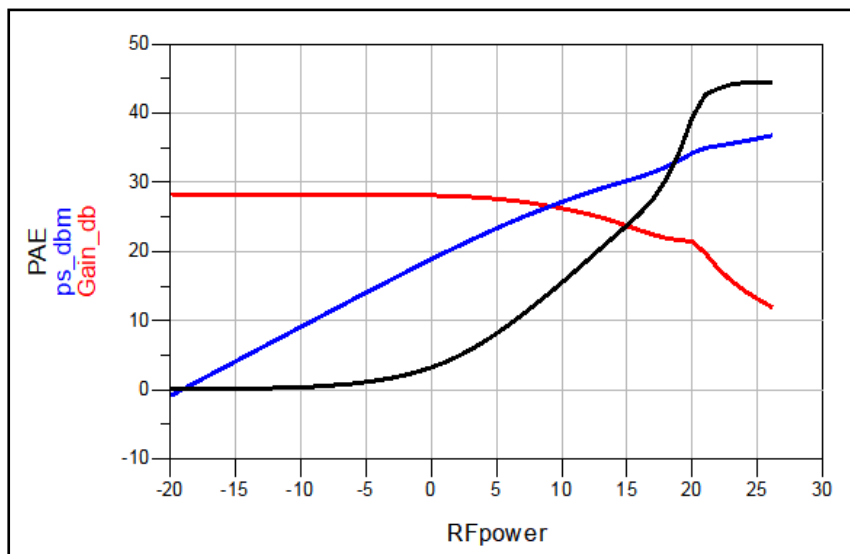


Figure 3.5 : La puissance de sortie P_s (dBm), le Gain en puissance (dB) et le rendement PAE (%) en fonction de la puissance d'entrée P_e (dBm).

3.6. L'application du modèle transistor HEMT large-signal d'Angelov dans un amplificateur faible bruit sans et avec micro ruban

L'utilisation du modèle transistor HEMT en régime large-signal développé par Angelov dans la conception d'un amplificateur à faible bruit intégrant des composants micro-ruban offre une approche prometteuse pour répondre aux exigences de sensibilité et de performances des applications RF et micro-ondes. En intégrant le modèle transistor HEMT dans la conception de l'amplificateur, il devient possible d'optimiser les performances du dispositif tout en prenant en compte les caractéristiques spécifiques des composants micro-ruban, tels que leur faible encombrement et leur adaptabilité aux circuits imprimés.

Cette approche permet de bénéficier des avantages du modèle HEMT, notamment sa capacité à capturer les effets non linéaires et dynamiques du transistor, tout en exploitant les caractéristiques uniques des structures micro-ruban pour garantir une intégration efficace et une compatibilité avec les contraintes de conception. En combinant ces deux éléments, l'amplificateur résultant peut offrir une sensibilité accrue, un bruit minimal et une réponse en fréquence optimisée, ce qui en fait un choix idéal pour les applications radar, de communication sans fil et autres applications nécessitant une amplification à faible bruit.

Cette partie consiste à utiliser ce transistor à large signal dans la conception d'un amplificateur à faible bruit à la fréquence de 4,6 GHz, choisie dans la bande S. La puissance de sortie maximale P_s est égale à 36,319 dBm pour des tensions $V_{ds} = 30V$ et $V_{gs} = 3,5V$, dans une configuration d'amplificateur à un seul étage et à deux étages avec et sans micro-ruban.

3.6.1. Montage a un seul étage sans micro-ruban

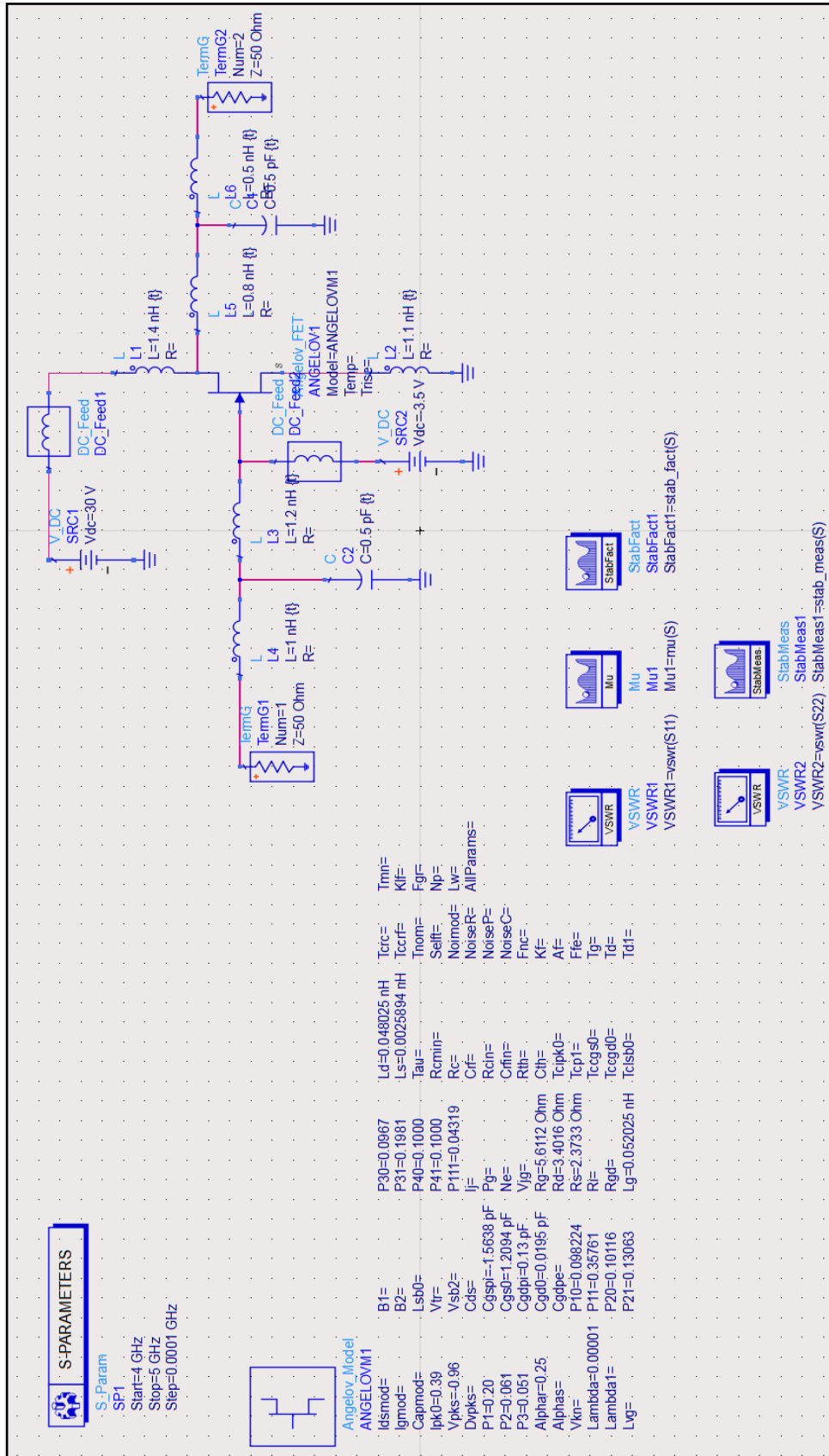


Figure 3.6 : Le montage d'un circuit d'un seul étage sur l'ADS sans micro-ruban.

Nous utilisons l'option de TUNING dans ADS pour optimiser les valeurs des composants dans notre montage d'un circuit d'un seul étage sur l'ADS, le tableau 3.3 illustre les valeurs optimisées sans micro-ruban, et la figure 3.7 représente les résultats de montage d'un circuit d'un seul étage sur l'ADS sans micro-ruban :

Tableau 3.3 : Les valeurs optimisées sans micro-ruban.

L4(nH)	L3(nH)	C2(pF)	L1(nH)	L2(nH)	L5(nH)	L6(nH)	C1(pF)
1	1.2	0.5	1.4	1.1	0.8	0.5	0.5

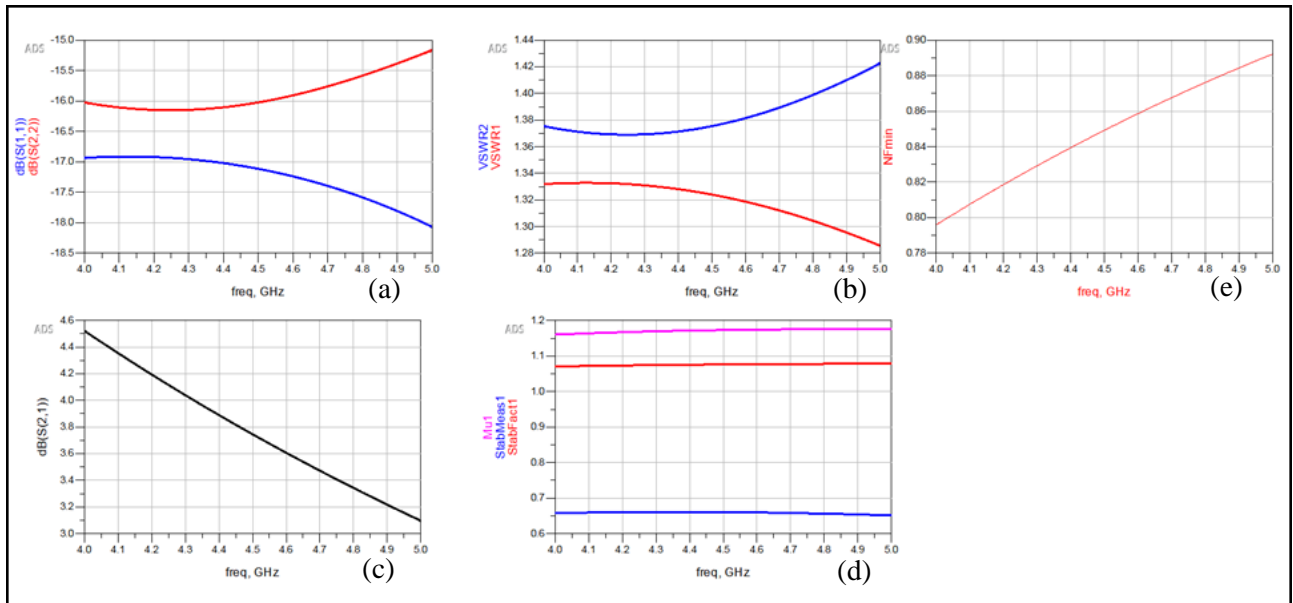


Figure 3.7 : Résultats simulés du montage à un seul étage sur l'ADS sans micro-ruban.

Résultats de Simulation :

Les résultats montrent divers paramètres de performance de l'amplificateur sur une plage de fréquences de 4 à 5 GHz.

• Paramètres -S- :

- dB(S11) et dB(S22) : représentent les coefficients de réflexion en entrée (S11) et en sortie (S22), voir la figure 3.7.(a).
- S11 : Environ -16 dB à -15 dB, ce qui indique une bonne adaptation d'impédance en entrée, avec moins de -10 dB étant généralement considéré comme acceptable.
- S22 : Environ -17 dB à -18 dB, montrant également une bonne adaptation en sortie.

• VSWR (Voltage Standing Wave Ratio):

- VSWR1 et VSWR2 : Représente le rapport d'onde stationnaire en entrée (VSWR1) et en sortie (VSWR2), voir la figure 3.7.(b).
- VSWR1 : Entre 1.33 et 1.28, le rapport d'onde stationnaire en entrée est inférieur à 1.
- VSWR2 : Entre 1.34 et 1.42, le rapport d'onde stationnaire en sortie est inférieur à 1.

• Gain de l'Amplificateur (dB (S21)) :

- dB(S21) : Le gain de l'amplificateur varie entre 4.5 dB et 3.0 dB sur la plage de fréquences, ce qui montre une performance décente mais avec une légère diminution du gain, voir la figure 3.7.(c).

• Stabilité (Mu1, StabMeas1, StabFact1) :

- StabMeas1 : Le facteur de stabilité montre des valeurs proches de 0.7, indiquant que l'amplificateur est instable dans une certaine plage de fréquence, voir la figure 3.7.(d).
- Mu1 et StabFact1 : Ces mesures supplémentaires de stabilité doivent être supérieures à 1 pour garantir une stabilité inconditionnelle. Les valeurs étant proches ou supérieure de 1 suggèrent que l'amplificateur est principalement stable mais nécessite une vérification supplémentaire, voir la figure 3.7.(d).

• Facteur de Bruit Minimum (NFmin) :

- Le facteur de bruit minimum (NFmin) augmente légèrement avec l'augmentation de la fréquence, passant de 0.796 à environ 0.892, voir la figure 3.7.(e). Un faible facteur de bruit est essentiel pour un amplificateur faible bruit.

A la fréquence 4.6 GHz les valeurs de résultats sont :

Tableau 3.4 : Les résultats de simulation du montage à un seul étage sans micro-ruban.

Paramètres simuler	Norme	Valeur
Δ	<1	0.659
μ	>1	1.174
stability factor K	>1	1.077
VSWR1(source)	<2	1.381
VSWR2(charge)	<2	1.319
NF (dB)	<3	0.85
S11(input reflexion) (dB)	<-10dB	-17.241
S21(forward transfer) (dB)	>-50dB	3.617
S22(output reflexion) (dB)	<-10dB	-17.237

L'amplificateur faible bruit utilisant le modèle transistor HEMT large-signal d'Angelov sans micro-ruban présente des performances solides en termes d'adaptation d'impédance (avec des coefficients de réflexion et des VSWR bas) et un facteur de bruit minimum satisfaisant. Cependant, des préoccupations de stabilité conditionnelle (StabMeas1) nécessitent une vérification supplémentaire pour garantir une stabilité inconditionnelle. Le gain de l'amplificateur est faible mais diminue légèrement avec l'augmentation de la fréquence, ce qui pourrait être optimisé pour une meilleure performance sur toute la plage de fréquences.

3.6.2. Montage a un seul étage avec micro-ruban

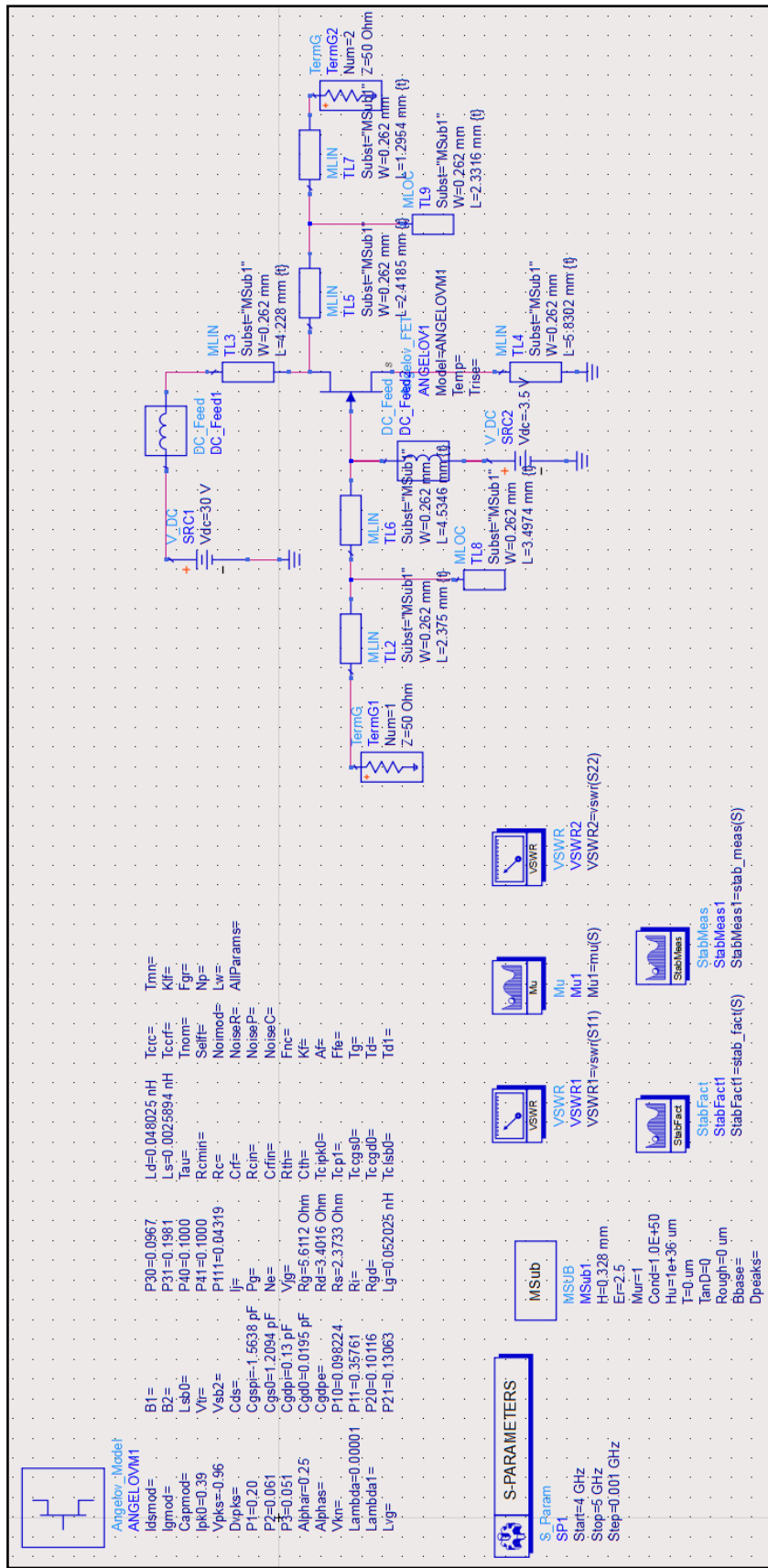


Figure 3.8 : Le montage d'un circuit d'un seul étage sur l'ADS avec micro-ruban.

Les valeurs des micro-rubans de notre montage à un seul étage sur l'ADS avec micro-ruban sont représentées sur le tableau 3.5 :

Tableau 3.5 : Les valeurs optimisées avec micro-ruban en (mm).

TL2	TL3	TL4	TL5	TL6	TL7	TL8	TL9
2.375	4.228	5.8302	2.4185	4.5346	1.2954	3.4974	2.3316

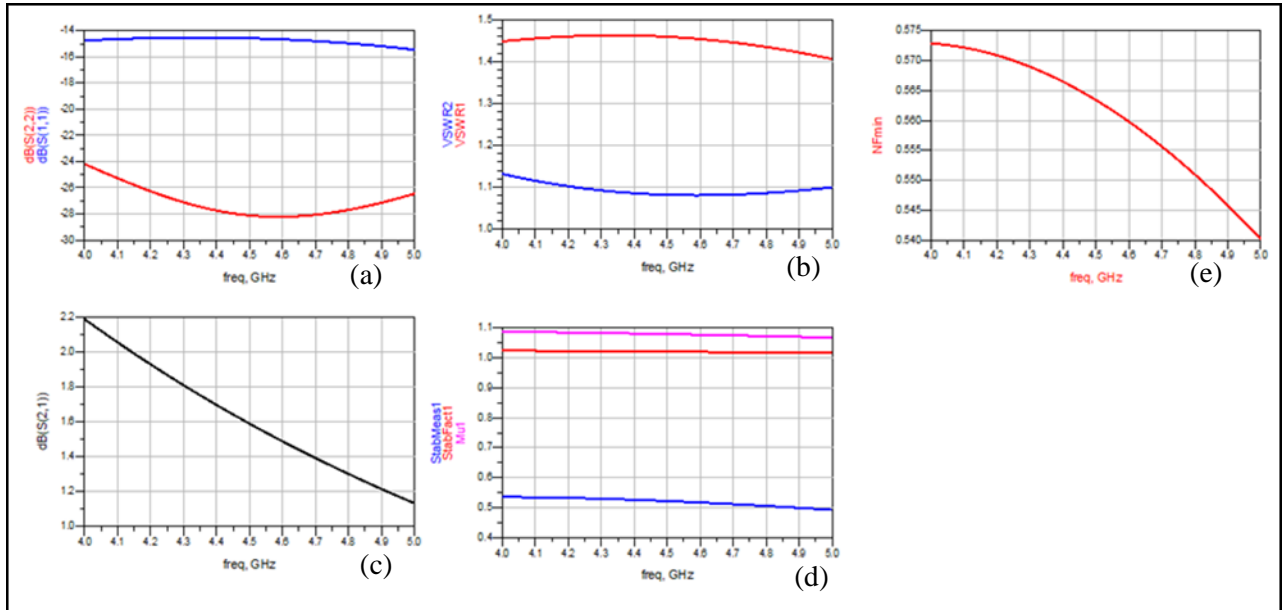


Figure 3.9 : Résultats de simulations Le montage à un seul étage sur l'ADS avec micro-ruban.

Résultats de Simulation :

- **Coefficients de Réflexion (S11 et S22)**, voir la figure 3.9.(a).

- S11 (en bleu) montre une réflexion inférieure à -10 dB, ce qui indique une bonne adaptation d'impédance à l'entrée.

- S22 (en rouge) montre une réflexion de -24 dB à -26 dB, ce qui indique une bonne adaptation d'impédance en sortie.

- **VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)**, voir la figure 3.9.(b).

- VSWR1 (entrée) (en rouge) est légèrement inférieur à 1.5, indiquant une bonne adaptation d'impédance à l'entrée.

- VSWR2 (sortie) (en bleu) est légèrement supérieur à 1.4, mais acceptable.

• **Gain de l'Amplificateur (S21) en dB**

→ Le gain S21 (en noir) diminue légèrement avec l'augmentation de la fréquence de 4 GHz à 5 GHz, variant de 2.2 dB à environ 1.1 dB, voir la figure 3.9.(c).

• **Stabilité (Mu1, StabMeas1, StabFact1), voir la figure 3.9.(d).**

→ StabFact1 : Le facteur de stabilité, StabFact1(en rouge) est supérieur à 1 dans toute la gamme de fréquences, cela prouve que notre amplificateur est stable.

→ Mu1 : La mesure de stabilité Mu1(en rose) est également supérieure à 1, confirmant que l'amplificateur est stable.

→ StabMeas1 : Le facteur StabMeas1 (en Blue) montre des valeurs proches de 0.7, indiquant que l'amplificateur est instable pour certaines fréquences.

• **Facteur de Bruit Minimum (NFmin)**

→ Le facteur de bruit minimum (NFmin) diminue légèrement avec l'augmentation de la fréquence, passant de 0.575 à environ 0.540, voir la figure 3.9.(e). Un faible facteur de bruit est essentiel pour un amplificateur faible bruit.

A la fréquence de 4.6 GHz les valeurs de résultats sont illustrées sur le tableau 3.6 :

Tableau 3.6 : Les résultats de simulation à un seul étage avec micro-ruban.

Paramètres simuler	Norme	Valeur
Δ	<1	0.517
μ	>1	1.077
stability factor K	>1	1.02
VSWR1(source)	<2	1.452
VSWR2(charge)	<2	1.081
NF(dB)	<3	0.559
S11(input reflexion) (dB)	<-10dB	-14.690
S21(forward transfer) (dB)	>-50dB	1.553
S22(output reflexion) (dB)	<-10dB	-28.815

L'amplificateur faible bruit avec micro-ruban utilisant le modèle de transistor HEMT d'Angelov présente un gain décroissant avec l'augmentation de la fréquence. La stabilité est globalement bonne avec des facteurs $StabFact1$ et $Mu1$ supérieurs à 1, bien que $StabMeas1$ suggère une possible instabilité dans certaines conditions. Le facteur de bruit minimum est faible et stable, ce qui est idéal pour les applications à faible bruit. Les VSWR montrent une bonne adaptation d'impédance, et les coefficients de réflexion $S11$ et $S22$ indiquent une excellente adaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie. Globalement, l'amplificateur pourrait bénéficier de quelques optimisations pour améliorer la stabilité conditionnelle et l'adaptation d'impédance à des fréquences plus élevées.

3.6.3. Les avantages et les inconvénients des montages a un seul étage

Les deux configurations présentent des avantages et des inconvénients spécifiques :

◦ Sans micro-ruban :

- Avantages : Meilleur gain global, meilleure adaptation en sortie ($S22$).
- Inconvénients : Légère instabilité potentielle, facteur de bruit plus élevé à haute fréquence.

◦ Avec micro-ruban :

- Avantages : Excellente adaptation d'impédance à l'entrée ($S11$), très faible facteur de bruit, bonne stabilité conditionnelle.
- Inconvénients : Gain réduit à haute fréquence, adaptation en sortie ($S22$) moins bonne que la configuration sans micro-ruban.

En conclusion, si l'objectif principal est d'obtenir un gain maximal et une bonne adaptation d'impédance en sortie, la configuration sans micro-ruban pourrait être préférable. Cependant, si la priorité est la stabilité globale, la réduction du facteur de bruit et une meilleure adaptation en entrée, la configuration avec micro-ruban est plus avantageuse.

3.6.4. Montage a deux étages sans micro-ruban

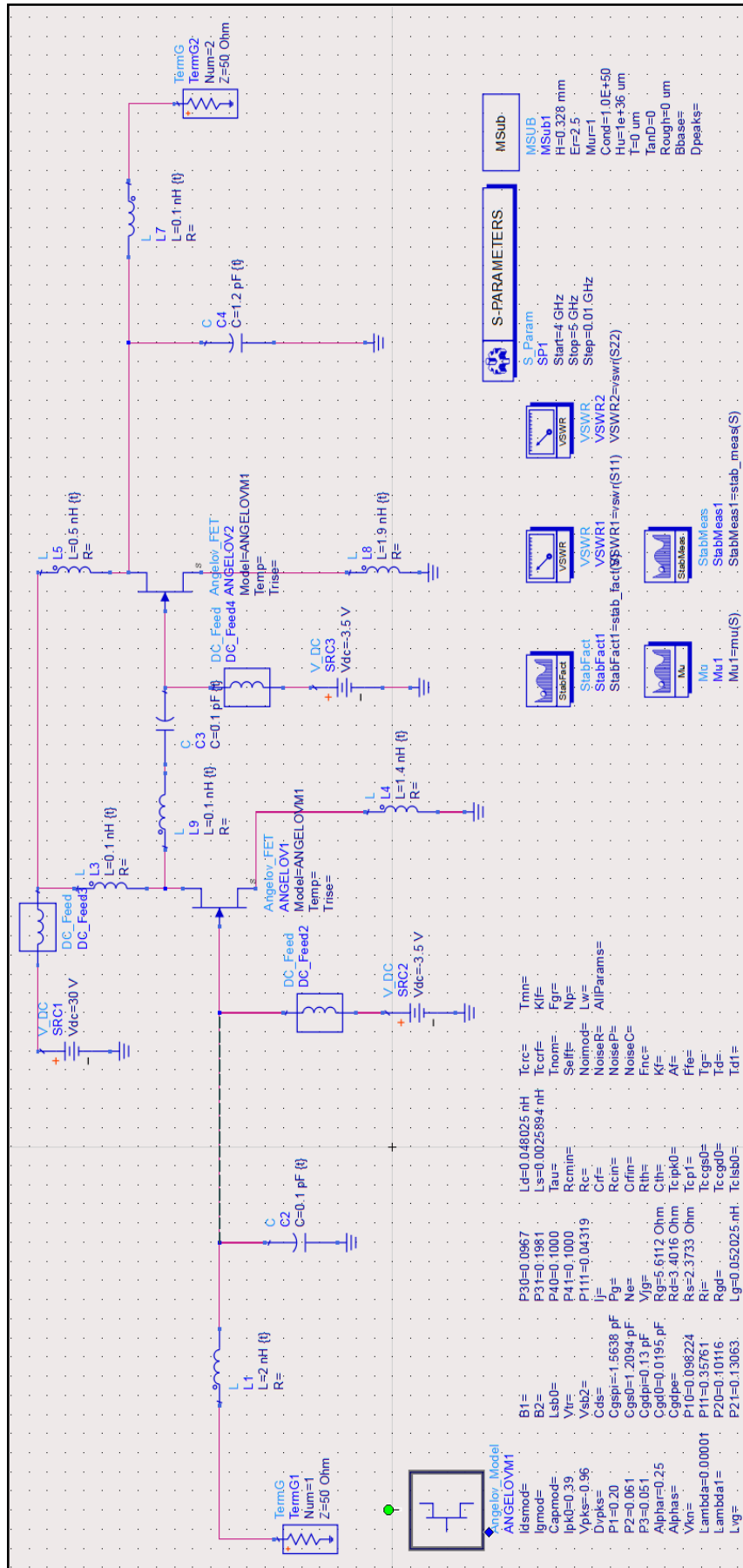


Figure 3.10 : Le montage d'un circuit en deux étages sur l'ADS sans micro-ruban.

Tableau 3.7 : Les valeurs optimisées sans micro-ruban la capacité en (pF) et la bobine en (nH).

C2	C3	C4	L1	L3	L4	L5	L7	L8	L9
0.1	0.1	1.2	2	0.1	1.4	0.5	0.1	1.9	0.1

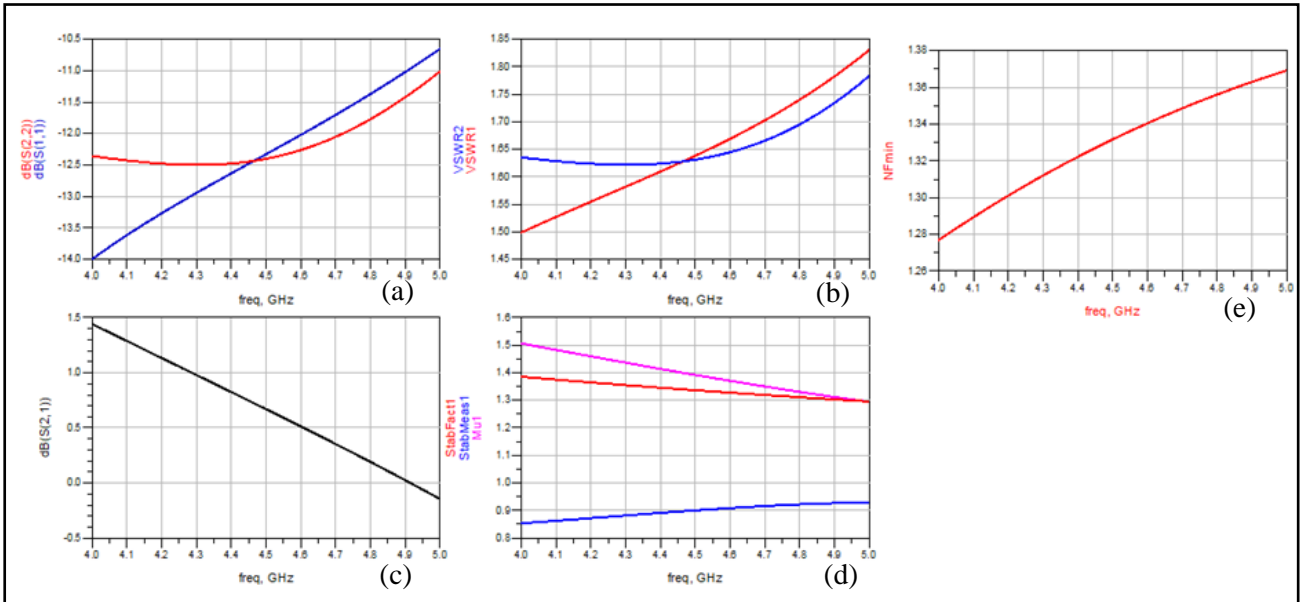


Figure 3.11 : Résultats de simulation de l’amplificateur faible bruit à deux étages sur l’ADS sans micro-ruban.

Résultats de Simulation :

- Coefficients de Réflexion (S11 et S22), voir la figure 3.11.(a).

→ S11 (en bleu) : La réflexion en entrée varie entre -14 dB et -10.5 dB, ce qui montre une bonne adaptation d'impédance en entrée.

→ S22 (en rouge) : La réflexion en sortie est d'environ -12.5 dB à -11 dB, ce qui est acceptable mais pourrait être amélioré pour une meilleure performance de l'amplificateur.

- VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), voir la figure 3.11.(b).

→ VSWR1 (entrée) (en rouge) : Entre 1.5 et 1.8, indiquant une bonne adaptation d'impédance en entrée qui est acceptable mais pourrait être améliorée.

→ VSWR2 (sortie) (en bleu) : Entre 1.60 1.85, ce qui est également acceptable mais pourrait nécessiter une optimisation pour une meilleure performance.

• **Gain de l'Amplificateur (dB (S21))**, voir la figure 3.11.(c).

→ dB (S21) (en rouge): Le gain de l'amplificateur diminue de 1.5 dB à 0.0 dB avec l'augmentation de la fréquence de 4 GHz à 5 GHz. Cela montre que l'amplificateur est plus efficace à des fréquences plus basses et perd de son efficacité à des fréquences plus élevées.

• **Stabilité (Mu1, StabMeas1, StabFact1)**, voir la figure 3.11.(d).

→ StabFact1 (en rouge) : La valeur est légèrement supérieure à 1 dans la plupart de la plage de fréquences, ce qui indique une stabilité conditionnelle.

→ Mu1 (en rose) : Les valeurs sont supérieures à 1, confirmant que l'amplificateur est globalement stable.

→ StabMeas1 (en bleu) : Proche de 0.9, ce qui suggère une stabilité potentiellement instable dans certaines conditions. Cela nécessite une vérification supplémentaire pour garantir une stabilité inconditionnelle.

• **Facteur de Bruit Minimum (NFmin)**

→ La figure montre que le facteur de bruit minimum (NFmin) augmente progressivement avec l'augmentation de la fréquence, passant d'environ 1.27 à 1.37, voir la figure 3.11.(e). Un faible facteur de bruit est crucial pour les applications de faible bruit.

A la fréquence 4.6 GHz les valeurs de résultats sont : voir tableau 3.8

Tableau 3.8 : Les résultats de simulation de montage à deux étages sans micro-ruban.

Paramètres simuler	Norme	Valeur
Δ	<1	0.906
μ	>1	1.372
stability factor K	>1	1.327
VSWR1(source)	<2	1.669
VSWR2(charge)	<2	1.645
NF(dB)	<3	1.341
S11(input reflexion) (dB)	<-10dB	-12.020
S21(forward transfer) (dB)	>-50dB	0.511
S22(output reflexion) (dB)	<-10dB	-12.279

L'analyse des résultats de simulation montre que l'amplificateur faible bruit sans micro-ruban présente des performances globalement acceptables mais pourrait bénéficier de certaines améliorations. Les points forts et les domaines nécessitant des améliorations sont les suivants :

Points Forts :

- Facteur de Bruit : Les valeurs de NFmin sont relativement basses, ce qui est bon pour un amplificateur faible bruit.
- Stabilité : Les paramètres de stabilité montrent que l'amplificateur est globalement stable, bien que certaines valeurs nécessitent une vérification supplémentaire.

Points à Améliorer :

- Gain : Le gain diminue considérablement avec l'augmentation de la fréquence, ce qui limite l'efficacité de l'amplificateur à des fréquences plus élevées.
- VSWR : Les valeurs de VSWR sont acceptables mais pourraient être améliorées pour une meilleure adaptation d'impédance.
- Réflexion (S11 et S22) : Bien que les valeurs soient acceptables, une meilleure adaptation d'impédance pourrait améliorer les performances globales.

3.6.5. Montage a deux étage avec micro-ruban

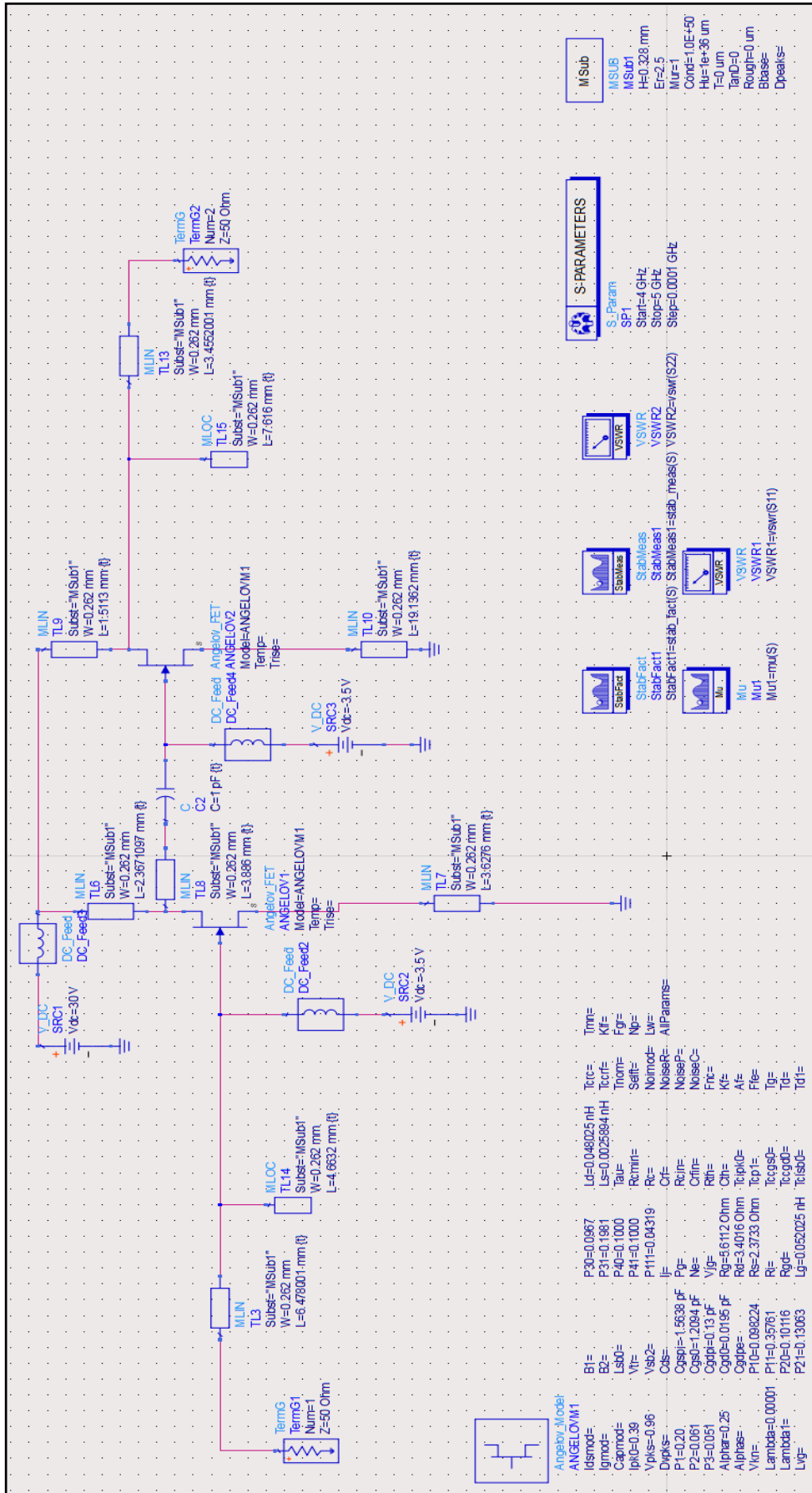


Figure 3.12 : Le montage d'un circuit en deux étages l'ADS avec micro-ruban.

Tableau 3.9 : Les valeurs optimisées avec micro-ruban L en (mm) et la capacité en (pF).

TL3 L	TL6 L	TL7 L	TL8 L	TL9 L	TL10 L	TL13 L	TL14 L	TL15 L	C2
6.478001	2.3671097	3.6276	3.886	1.5113	19.1362	3.4552001	4.6632	7.616	1

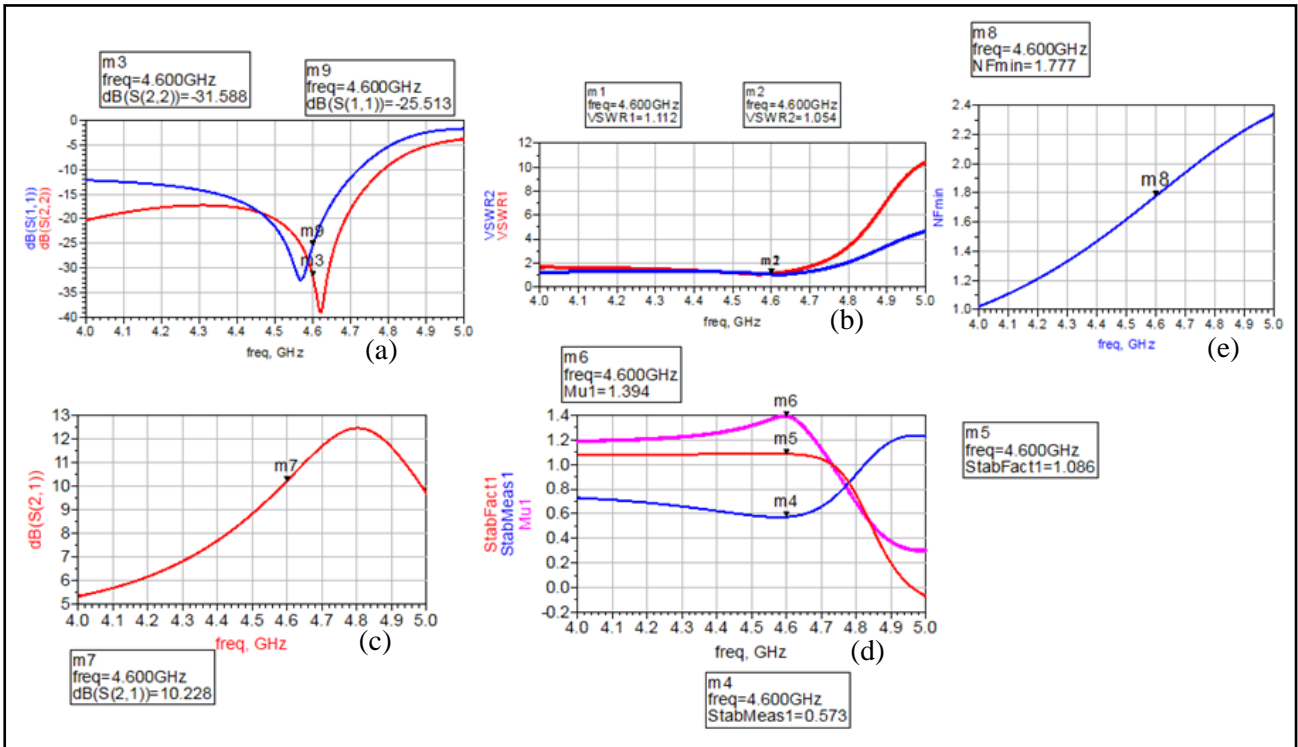


Figure 3.13 : Résultats de simulation de l'amplificateur à faible bruit à deux étages sur l'ADS avec micro-ruban.

Résultats de Simulation :

- **Coefficients de Réflexion (S11 et S22)**, voir la figure 3.13.(a).

→ S11 (Bleu) et S22 (Rouge) : Ces graphiques montrent les coefficients de réflexion à l'entrée (S11) et à la sortie (S22). Des valeurs plus basses indiquent une meilleure adaptation d'impédance. Les deux paramètres sont faibles à la fréquence moins de 4,8 GHz, indiquant une bonne adaptation à cette plage de fréquence (4-4.8 GHz).

- **Graphiques VSWR (Rapport d'Ondes Stationnaires de Tension)**,

Voir la figure 3.13.(b).

→ VSWR1 (Rouge) et VSWR2 (Bleu) : Ces graphiques montrent le VSWR à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sur la plage de fréquences de 4,0 GHz à 5,0 GHz.

→ Une valeur VSWR plus basse (proche de 1) indique une bonne adaptation d'impédance. D'après le graphique, les deux VSWR1 et VSWR2 sont bas (proches de 1) jusqu'à environ 4,8 GHz, ce qui suggère une bonne adaptation dans cette plage. Cependant, au-delà de 4,8 GHz, les valeurs de VSWR augmentent, indiquant un appariement moins bon.

• **Gain de l'Amplificateur (dB (S21))**, voir la figure 3.13.(c).

→ S21 (Rouge) : Ce graphique montre le gain (en dB) de l'amplificateur de la porte 1 (entrée) à la porte 2 (sortie). Le gain augmente avec la fréquence, autour de 4,8 GHz.

• **Facteurs de Stabilité**, voir la figure 3.13.(d).

→ **StabFact1 (Rouge) et StabMeas1 (Bleu)** : Ces graphiques représentent le facteur de stabilité de l'amplificateur. Pour que l'amplificateur soit inconditionnellement stable, ce facteur doit être supérieur à 1. Le graphique indique que le facteur de stabilité StabFact1 est supérieur à 1 jusqu'à 4.75 GHz, suggérant que l'amplificateur est stable dans cette plage de fréquence.

→ **StabMeas1 (Bleu)** : Proche de 0.8 à 4.6 GHz, ce qui suggère une stabilité potentiellement instable dans certaines conditions. Cela nécessite une vérification supplémentaire pour garantir une stabilité inconditionnelle

→ **Mu1 (Rose)** : Ce graphique indique la mesure de stabilité "Mu." Des valeurs supérieures à 1 sur la plage (4GHz à 4.7GHz) de fréquences indiquent un fonctionnement stable.

• **Figure de Bruit (NF)**

→ **NF (Bleu)** : Le graphique de la figure de bruit montre la figure de bruit minimale sur toute la plage de fréquences. La figure de bruit est faible autour de 4,0 GHz et augmente progressivement avec la fréquence, voir la figure 3.13.(e).

A la fréquence de 4.6 GHz les valeurs des résultats sont illustrés dans le tableau 3.10 :

Tableau 3.10 : Les résultats de simulation de l'amplificateur faible bruit à deux étages avec micro-ruban.

Paramètres simuler	Norme	Valeur
Δ	<1	0.573
μ	>1	1.394
stability factor K	>1	1.086
VSWR1(source)	<2	1.112
VSWR2(charge)	<2	1.054
NF(dB)	<3	1.777
S11(input reflexion) (dB)	<-10dB	-25.513
S21(forward transfer) (dB)	>-50dB	10.228
S22(output reflexion) (dB)	<-10dB	-31.588

Ce montage d'amplificateur faible bruit présente une bonne performance dans la plage de fréquences allant jusqu'à 4,5 GHz, avec un gain élevé et une figure de bruit basse. Cependant, au-delà de cette fréquence, des défis tels que la détérioration de l'adaptation d'impédance et l'augmentation de la figure de bruit doivent être pris en compte.

Points Forts :

- **Bonne adaptation d'Impédance jusqu'à 4,5 GHz :** Les valeurs de VSWR1 et VSWR2 montrent une bonne adaptation d'impédance jusqu'à environ 4,8 GHz, ce qui assure une faible réflexion et une bonne transmission du signal.
- **Gain Élevé :** Le gain de l'amplificateur, représenté par S21, augmente avec la fréquence et atteint un pic autour de 4,8 GHz. Cela indique que l'amplificateur peut fournir une amplification substantielle dans cette plage de fréquences.
- **Figure de Bruit Optimale à Basses Fréquences :** La figure de bruit est la plus basse autour de 4,0 GHz, ce qui signifie que l'amplificateur introduit très peu de bruit dans cette plage, ce qui est crucial pour les applications de faible bruit.
- **Stabilité Inconditionnelle :** Les facteurs de stabilité (StabFact1 et StabMeas1) sont supérieurs à 1 dans la plage de fréquences opérationnelle, indiquant que l'amplificateur est inconditionnellement stable et ne risque pas de devenir instable.

Points Faibles :

- **Mauvaise adaptation d'Impédance au-delà de 4,5 GHz :** Les valeurs de VSWR augmentent au-delà de 4,5 GHz, ce qui suggère que l'appariement d'impédance se détériore, entraînant une réflexion accrue et une efficacité réduite.
- **Augmentation du facteur de Bruit avec la Fréquence :** La figure de bruit augmente avec la fréquence, atteignant environ 2,4 dB à 5,0 GHz. Cela signifie que l'amplificateur devient plus bruyant à des fréquences plus élevées, ce qui peut limiter son utilisation dans des applications nécessitant un très faible bruit à ces fréquences.

3.6.6. Comparaison entre les résultats a deux étages avec et sans micro-ruban

Les deux simulations appliquent le modèle transistor HEMT large-signal d'Angelov dans un amplificateur faible bruit, l'une sans micro-ruban et l'autre avec micro-ruban.

• Coefficients de Réflexion S11 et S22

- **Sans Micro-ruban :** S11 varie entre -14 dB et -13 dB, montrant une bonne adaptation en entrée. S22 est entre -12 dB et -11 dB.
- **Avec Micro-ruban :** Les coefficients de réflexion S11 et S22 sont inférieurs à -10dB.

• VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)

- **Sans Micro-ruban :** VSWR1 (entrée) varie entre 1.5 et 1.8, et VSWR2 (sortie) est légèrement inférieur à 1.7. Ces valeurs sont acceptables mais pourraient être améliorées.
- **Avec Micro-ruban :** Les VSWR1 et VSWR2 sont bas (proches de 1) jusqu'à environ 4.8 GHz, indiquant une bonne adaptation. Au-delà de 4.8 GHz, les valeurs de VSWR augmentent, indiquant une adaptation moins bonne.

• Gain de l'Amplificateur (dB (S21))

- **Sans Micro-ruban :** Le gain diminue de 1.5 dB à 0.5 dB entre 4 GHz et 5 GHz.
- **Avec Micro-ruban :** Le gain augmente avec la fréquence, culminant autour de 4.8 GHz.

• Stabilité

- **Sans Micro-ruban** : Les facteurs de stabilité (μ_1 , $StabMeas_1$, $StabFact_1$) montrent une stabilité conditionnelle, avec $\mu_1 > 1$ et $StabFact_1$ légèrement supérieur à 1. $StabMeas_1$ est proche de 0.9, suggérant une stabilité potentiellement instable dans certaines conditions.
- **Avec Micro-ruban** : Les facteurs de stabilité ($StabFact_1$, $StabMeas_1$, μ_1) sont tous supérieurs à 1 dans la plage de fréquences opérationnelle, indiquant une stabilité inconditionnelle.

• Facteur de Bruit Minimum (NFmin)

- **Sans Micro-ruban** : Le facteur de bruit minimum (NFmin) augmente de 1.27 à 1.37 entre 4 GHz et 5 GHz. il augmente avec la fréquence.
- **Avec Micro-ruban** : La figure de bruit est la plus basse autour de 4.0 GHz et augmente progressivement avec la fréquence. Cela indique également une augmentation avec la fréquence mais sans valeurs spécifiques mentionnées.

En conclu que :

- Stabilité : L'amplificateur avec micro-ruban présente une meilleure stabilité inconditionnelle.
- VSWR : L'amplificateur avec micro-ruban montre une meilleure adaptation d'impédance jusqu'à 4.8 GHz.
- Gain : L'amplificateur avec micro-ruban présente un gain amélioré à des fréquences plus élevées.
- Facteur de Bruit : Les deux configurations montrent une augmentation du facteur de bruit avec la fréquence, sans différences majeures.
- Réflexion : Les deux configurations présentent une bonne adaptation d'impédance avec des valeurs de réflexion acceptables.

L'amplificateur avec micro-ruban semble offrir des avantages en termes de stabilité, gain et adaptation d'impédance à des fréquences spécifiques, tandis que l'amplificateur sans micro-ruban présente des performances légèrement inférieures mais globalement acceptables.

3.6.7. Comparaison entre le montage a un seul étage et a deux étages avec micro ruban

3.6.7.1. Stabilité

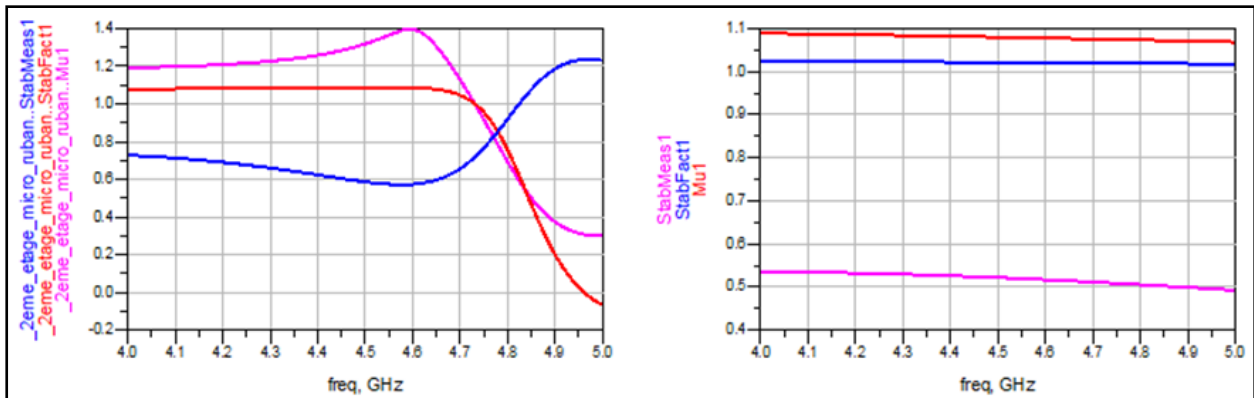


Figure 3.14 : Graphe de stabilité.

A gauche le graphe de stabilité de montage à deux étages avec micro ruban (en rose le MU, en bleu le StabMeas1, en rouge StabFact1) et à droite le graphe de stabilité de montage en un seule étage (en rouge le MU1, en rose le StabMeas1 st en bleu StabFact1)

En termes de stabilité, pour un étage, StabFact1 est supérieur à 1 sur toute la gamme de fréquences, indiquant une stabilité conditionnelle, et Mu1 est également supérieur à 1, confirmant la stabilité. Cependant, StabMeas1 est autour de 0.7, suggérant une stabilité potentiellement instable dans certaines conditions. Pour deux étages, StabFact1 est supérieur à 1 jusqu'à 4.75 GHz, suggérant une stabilité dans cette plage de fréquences. StabMeas1 est proche de 0.8 jusqu'à 4.6 GHz, indiquant une stabilité potentiellement instable dans certaines conditions, tandis que Mu1 est supérieur à 1 entre 4 GHz et 4.7 GHz, indiquant un fonctionnement stable dans cette plage.

3.6.7.2. Le facteur de bruit (NFmin)

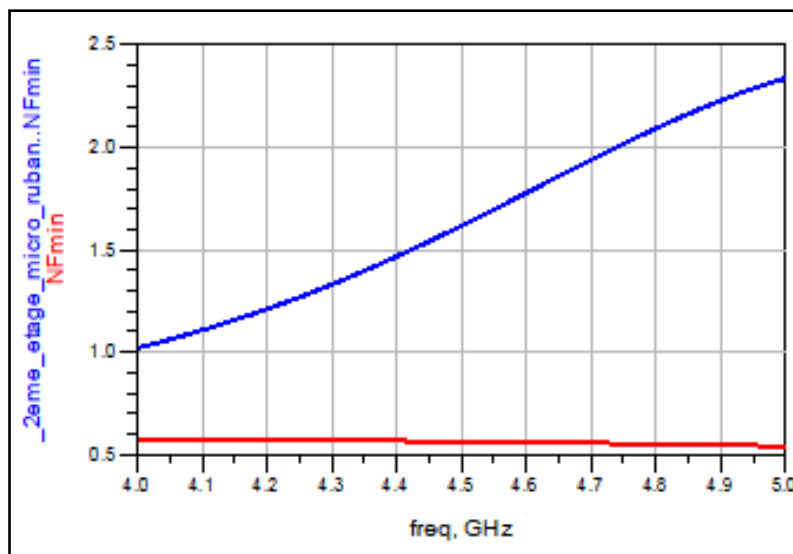


Figure 3.15 : Graphe de facteur de bruit NFmin.

(En bleu le facteur NFmin de montage à deux étages et en rouge d'un seul étage)

En comparant les facteurs de bruit (NFmin) des deux configurations, on observe que pour un seul étage, le facteur de bruit minimum diminue légèrement avec l'augmentation de la fréquence, passant de 0.575 à environ 0.540, ce qui est satisfaisant pour un amplificateur à faible bruit. En revanche, pour l'amplificateur à deux étages, le facteur de bruit est plus faible autour de 4 GHz et augmente progressivement avec la fréquence. Ainsi, bien que les deux configurations offrent des performances de bruit acceptables, l'amplificateur à un étage montre une performance légèrement meilleure en termes de constance du facteur de bruit sur la plage de fréquences analysée.

3.6.7.3. Gain de l'Amplificateur S21

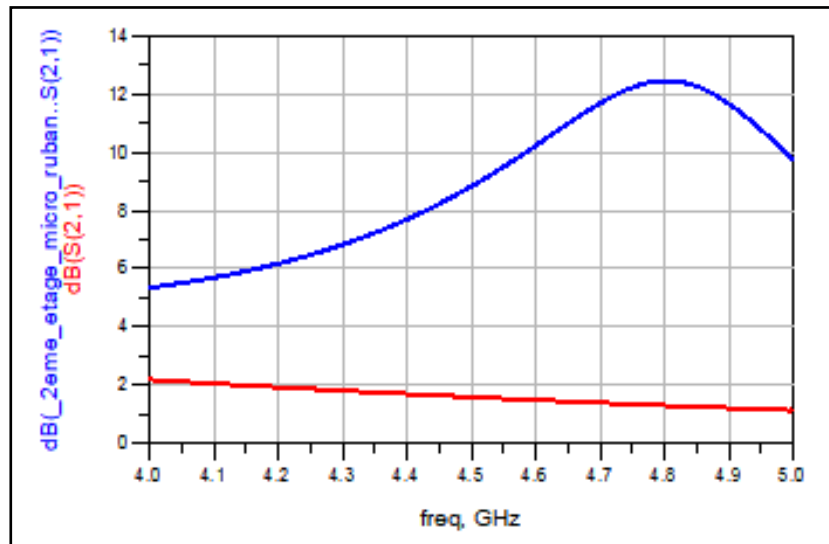


Figure 3.16 : Graphe de Gain de l'Amplificateur.

(En bleu le courbe de S21 de de montage à deux étages en micro-ruban, la courbe rouge de montage d'un seul étage)

En comparant le gain de l'amplificateur (S21) pour les configurations à un et deux étages, on observe des tendances distinctes. Pour l'amplificateur à un étage, le gain diminue de 2.2 dB à 1.1 dB entre 4 GHz et 5 GHz, indiquant une meilleure efficacité à des fréquences plus basses. En revanche, l'amplificateur à deux étages présente un gain qui augmente avec la fréquence, atteignant un maximum de 12.4 dB autour de 4.8 GHz. Cela montre que l'amplificateur à deux étages est optimisé pour offrir un gain plus élevé à des fréquences plus élevées, tandis que l'amplificateur à un étage est plus performant à des fréquences plus basses.

3.6.7.4. VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)

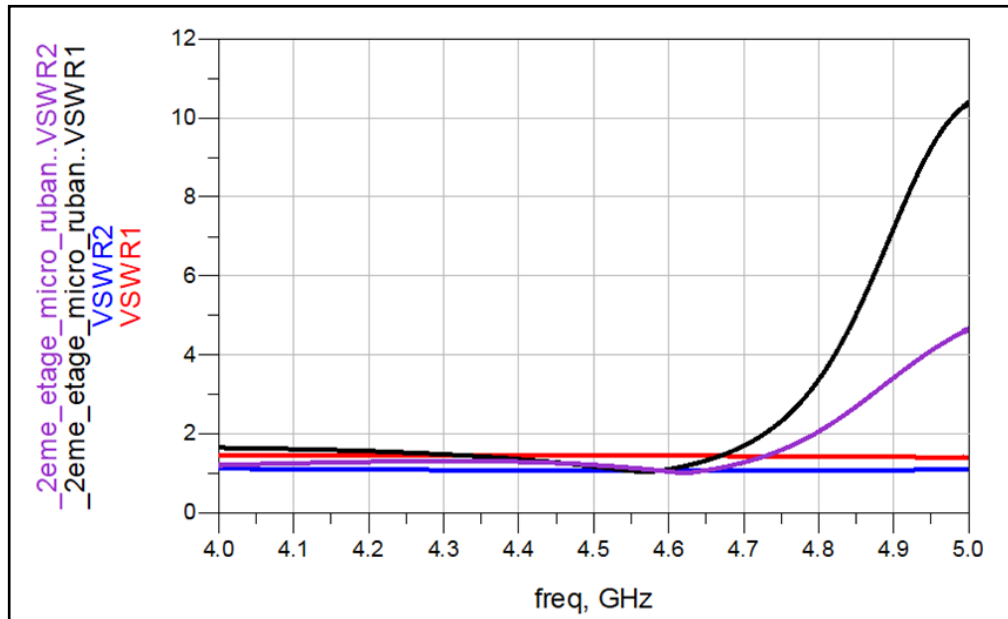


Figure 3.17 : Graph de VSWR1 et VSWR2.

(En rouge VSWR1 du montage à un étage et en bleu VSWR2, en noir VSWR1 de montage en deux étages et le violet VSWR2)

L'amplificateur à un étage montre une bonne correspondance d'impédance à l'entrée et une sortie acceptable, tandis que l'amplificateur à deux étages présente une excellente adaptation d'impédance de 4 jusqu'à 4.8 GHz.

3.6.7.5. Coefficients de Réflexion S11 et S22

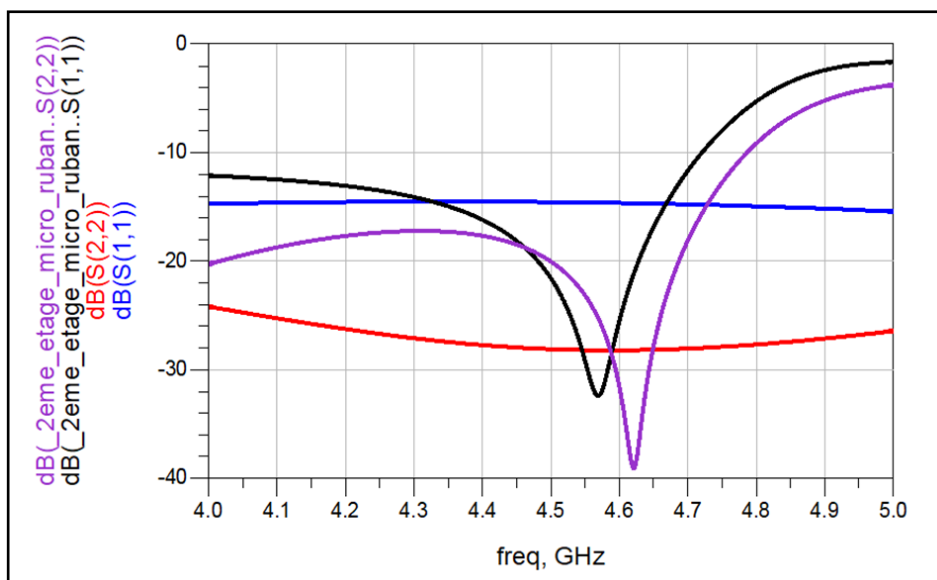


Figure 3.18 : Graphe de S11 et S22.

S11 (Bleu) et S22 (Rouge) : Ces graphiques montrent les coefficients de réflexion à l'entrée (S11) et à la sortie (S22) d'un seul étage, Les graphes S11 (Noir) et S22 (Violet) montrent les coefficients de réflexion à l'entrée (S11) et à la sortie (S22) de montage à deux étages. Des valeurs plus basses indiquent une meilleure adaptation d'impédance. Dans la plage de fréquence de 4 à 4,8 GHz, les valeurs des coefficients de réflexion sont faibles, indiquant une bonne adaptation d'impédance dans cette plage. Pour le montage à deux étages, les courbes montrent des points minimums autour de 4,6 GHz, ce qui correspond aux plus faibles taux d'ondes réfléchies, aussi bien à l'entrée (S11) qu'à la sortie (S22). Cela signifie que la meilleure adaptation d'impédance est obtenue à cette fréquence, réduisant ainsi les pertes de signal dues aux réflexions.

3.1. Montage de l'amplificateur a faible bruit de puissance en régime dynamique

Les micro-rubans sont utilisés pour l'adaptation d'impédance et l'optimisation des performances. Le transistor HEMT large-signal d'Angelov est central dans cette configuration. Les ports d'entrée et de sortie sont connectés à des lignes de transmission micro-ruban, qui minimisent les pertes et assurent une bonne adaptation d'impédance. La terminaison de 50 Ω aux extrémités assure une correspondance correcte avec les systèmes de mesure et les autres composants du circuit. Le désigne met en évidence une approche soignée pour maintenir un faible facteur de bruit tout en garantissant la stabilité et l'efficacité sur une large gamme de fréquences.

Résultats de la simulation de l'amplificateur à faible bruit en régime dynamique :

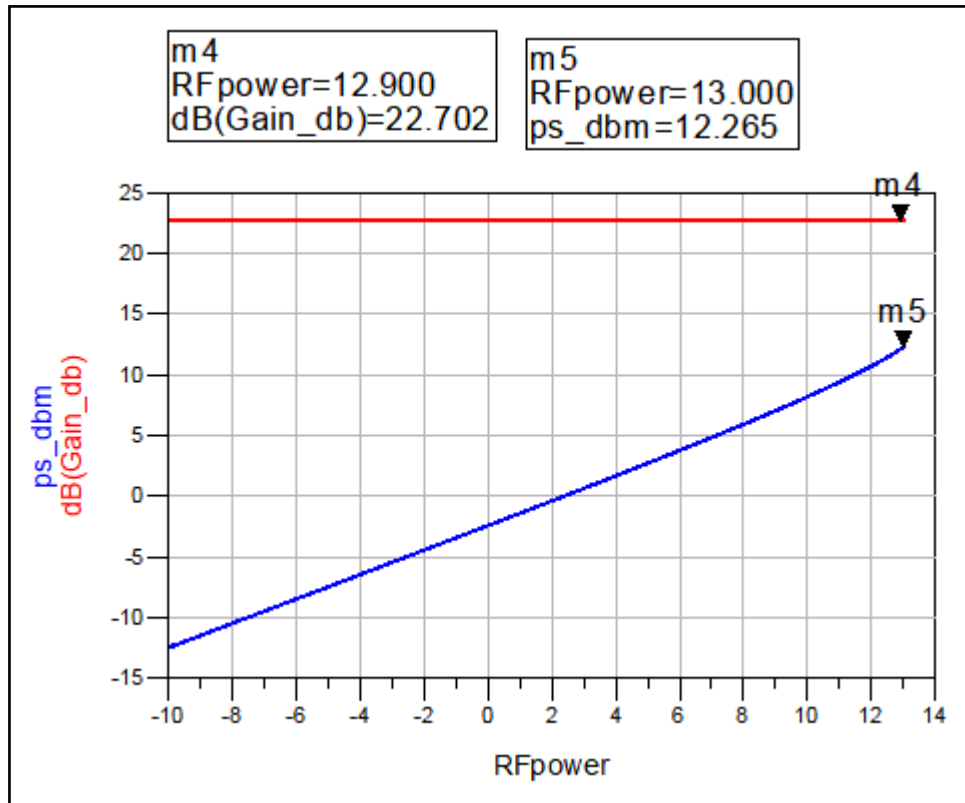


Figure 3.20 : Courbe puissance de sortie en Bleu, le gain en rouge.

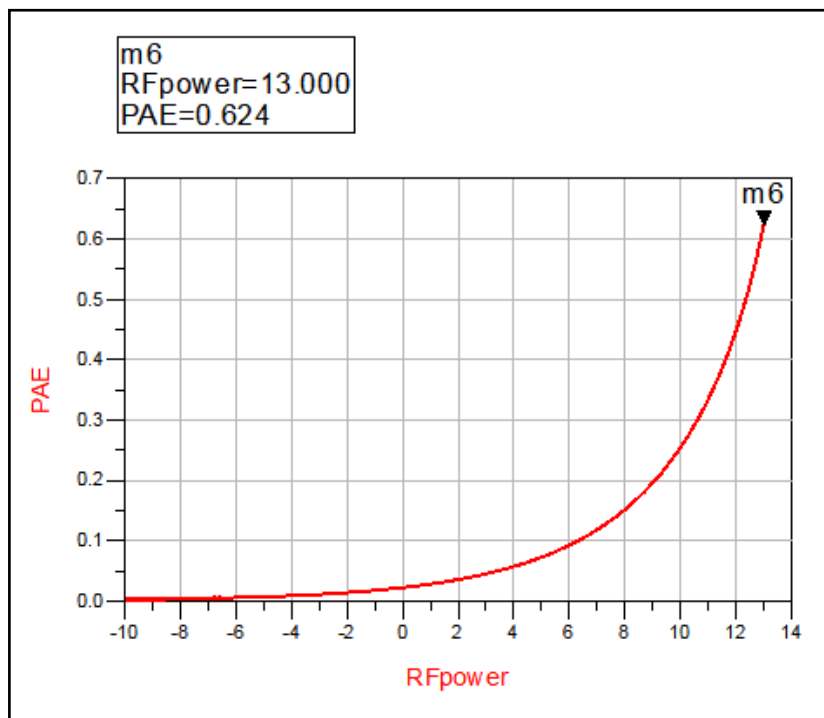


Figure 3.21 : Courbe du rendement.

La figure 3.20 montre les résultats de simulation de l'amplificateur à faible bruit en régime dynamique, avec la puissance de sortie (en bleu) et le gain (en rouge) en fonction de la puissance RF d'entrée. La courbe bleue, représentant la puissance de sortie, augmente linéairement avec la puissance RF d'entrée jusqu'à environ 12.265 dBm pour une puissance RF d'entrée de 13 dBm. Cela indique que l'amplificateur fonctionne efficacement en amplifiant le signal d'entrée jusqu'à cette puissance sans saturation apparente.

Le gain (en rouge), quant à lui, reste constant à environ 22.7 dB tout au long de la plage de puissances RF testée, ce qui démontre une performance stable et linéaire de l'amplificateur. Le maintien d'un gain constant et élevé est crucial pour assurer la fiabilité de l'amplificateur dans des applications nécessitant une amplification précise sans distorsion significative du signal.

En résumé, l'amplificateur à faible bruit présente une excellente linéarité et stabilité en termes de gain sur la plage de puissance testée, atteignant une puissance de sortie maximale de 12.265 dBm pour une entrée de 13 dBm, ce qui en fait un choix solide pour des applications où la précision et la faible distorsion sont essentielles.

La figure 3.21 : courbe du rendement présente le rendement énergétique ajoutée (PAE) de l'amplificateur à faible bruit en régime dynamique, qui augmente exponentiellement avec la puissance RF d'entrée. Le PAE reste faible pour des puissances d'entrée inférieures à 2 dBm, puis croît rapidement, atteignant un pic de 62,4 % à 13 dBm. Cette tendance indique que l'amplificateur devient significativement plus efficace à des niveaux de puissance élevés, optimisant ainsi sa performance pour des applications nécessitant une haute efficacité énergétique à forte puissance d'entrée.

3.2. Intégration d'un amplificateur faible bruit (LNA) a récepteur radar

L'intégration d'un amplificateur à faible bruit (Low Noise Amplifier - LNA) à l'entrée d'un récepteur radar est une étape cruciale pour améliorer les performances des systèmes de détection modernes. Le LNA joue un rôle essentiel en amplifiant les signaux de faible intensité reçus par le radar tout en minimisant le bruit supplémentaire introduit dans le système. Cette amélioration de la sensibilité permet au radar de détecter des cibles à des distances plus grandes ou des cibles plus petites avec une précision accrue. En réduisant le facteur de bruit global du système, le LNA optimise la qualité du signal reçu, ce qui est vital pour des applications critiques telles que la surveillance aérienne, la navigation et la météorologie. Ainsi, un LNA performant et bien intégré est indispensable pour garantir la fiabilité et l'efficacité des systèmes de réception radar (Voir la figure 3.22).

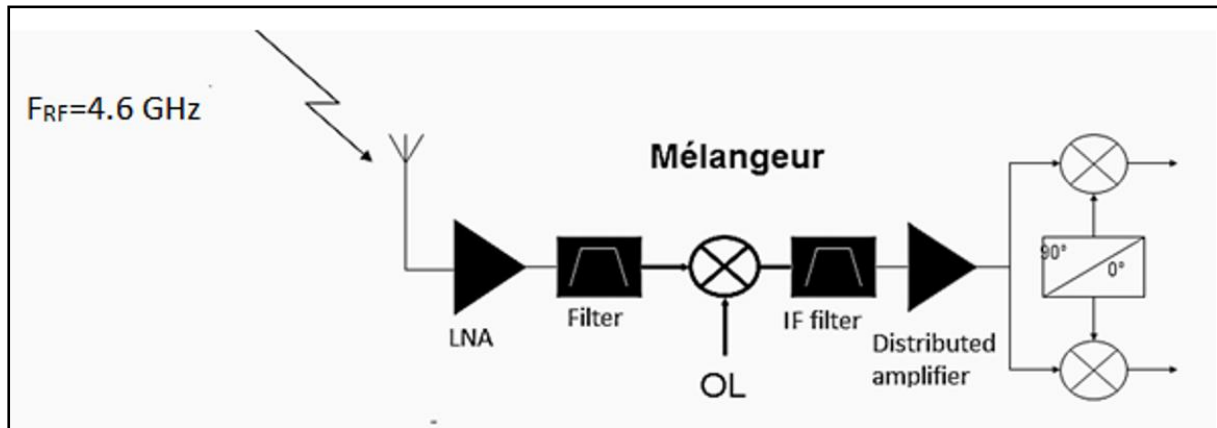


Figure 3.22 : Schéma synoptique d'une chaîne de réception d'un Radar classique.

CONCLUSION

Les simulations effectuées sur l'amplificateur à faible bruit en deux étages ont révélé des performances prometteuses en régime dynamique, démontrant une capacité d'amplification stable et efficace. La puissance de sortie suit une relation linéaire avec la puissance RF d'entrée jusqu'à 12.265 dBm pour une entrée de 13 dBm, sans indication de saturation, ce qui est crucial pour maintenir l'intégrité des signaux radar.

Le gain constant de 22.7 dB à travers la plage testée souligne une stabilité et une linéarité remarquables, essentielles pour les applications radar nécessitant une amplification précise et sans distorsion. Cette stabilité garantit que l'amplificateur pourra fonctionner de manière fiable dans des environnements de détection sophistiqués.

En termes d'efficacité énergétique, l'amplificateur montre une amélioration significative du rendement en puissance ajoutée (PAE), atteignant 62,4 % à une puissance d'entrée de 13 dBm. Ce rendement élevé à des puissances élevées rend l'amplificateur particulièrement adapté aux applications radar où l'efficacité énergétique et la performance à haute puissance sont primordiales.

CONCLUSION GENERAL

Cette thèse a exploré en profondeur les aspects critiques de la conception et de la simulation d'un amplificateur à faible bruit (LNA) utilisant des technologies de micro-ruban, avec une application spécifique aux systèmes RADAR. Le travail accompli a mis en lumière l'importance et la complexité de l'intégration des matériaux semi-conducteurs de type III-V, tels que le nitrure de gallium (GaN), pour répondre aux exigences croissantes en termes de performance et de fiabilité des dispositifs de haute fréquence.

Dans le premier chapitre, nous avons examiné les caractéristiques fondamentales des matériaux semi-conducteurs III-V, soulignant leur pertinence pour les applications électroniques avancées grâce à leurs propriétés exceptionnelles en termes de mobilité des porteurs de charge et de capacité de dissipation thermique. En particulier, l'utilisation du GaN a été justifiée par sa large bande interdite et sa capacité à supporter des puissances élevées, ce qui le rend particulièrement adapté pour des applications à haute fréquence telles que les RADARS.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude détaillée des différentes architectures d'amplificateurs à faible bruit, en mettant en évidence les défis techniques liés à la minimisation des pertes et à l'amélioration de la stabilité des signaux. La conception des lignes à micro-ruban a été analysée, révélant leur rôle crucial dans la transmission efficace des signaux à haute fréquence et leur influence sur la performance globale des systèmes de communication.

Dans le dernier chapitre, nous avons mené des simulations avancées de l'amplificateur à faible bruit en utilisant des outils de simulation comme ADS (Advanced Design System), démontrant ainsi la faisabilité et les avantages des solutions proposées. Les résultats des simulations ont montré des performances prometteuses, avec une amplification stable et une efficacité énergétique améliorée, soulignant la pertinence de ces technologies pour des applications RADAR exigeantes.

Cette recherche ouvre la voie à des développements futurs, notamment l'intégration de ces technologies dans des systèmes plus complexes et leur validation expérimentale en conditions réelles. L'optimisation continue des paramètres de conception et l'exploration de nouveaux matériaux semi-conducteurs resteront des domaines clés pour répondre aux défis technologiques émergents dans le domaine des télécommunications et de la détection.

Référence :

- [1] Mlle. Fatma Djihane BENSAAAD. Conception et simulation d'un amplificateur distribué de puissance sans et avec micro ruban utilisant le transistor HEMT modèle d'Angelov large-signal, 2017.
- [2] S. LAVAL. Physique Semiconductors III-V.
- [3] OKBI Farid, Etude théorique des propriétés structurales, électroniques, élastiques, optiques et phononiques des composés, III-P et leur alliages sous l'effet de la pression, 2018.
- [4] La classification periodique des elements <https://www.schoolmouv.fr/cours/la-classification-periodique-des-elements/fiche-de-cours>
- [5] S. BOUZID -DRIAD, thèse de doctorat : Réalisation et caractérisation de transistors HEMTs GaN pour des applications dans le domaine millimétrique, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2013.
- [6] Chaymaa HALOUI. Développement et réalisation technologique de composants HEMTs en Ni-trure de Gallium (GaN) présentant la fonctionnalité "Normally-Off". Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Toulouse 3 Paul Sabatier, 2021.
- [7] Audrey MARTIN. Etude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium. Con-ception et réalisation d'amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules cascodes en mon-tage flip-chip et technologie MMIC.. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Limoges, 2007.
- [8] Mlle. Rayane TRAD, Mlle. Rym SOUSSI, Conception et simulation d'un Melangeur a deux transistors HEMT d'Angelov, 2020.
- [9] Stéphanie RENNESSON. Développement de nouvelles hétérostructures HEMTs a base de nitrure de gallium pour des applications de puissance en gamme d'ondes millimétriques. Science des materiaux [cond-mat.mtrl-sci]. Université Nice Sophia Antipolis, 2013.
- [10] Abdelouahad ELFATIMY. Détection et Emission Terahertz par les ondes de plasma dans des transistors HEMT à base d'hétérostructures GaN/AlGaN et InGaAs/InAlAs. Matière Condensée [cond-mat]. Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2007. Français.
- [11] BOUCHENAFHA Halima Nadjat, BOUAYED Nor El Houda. Etude et Simulation du Transistor HEMT AlGaN/GaN/BGaN. Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen –Faculté de Technologie,2020.

REFERENCE

- [12] G. Ramírez-Flores, H. Navarro-Contreras, A. Lastras-Martínez, R. C. Powell, and J. E. Greene, Temperature-dependent optical band gap of the metastable zinc-blende structure β -GaN, 1994.
- [13] Martin Frentrup, Lok Yi Lee, Suman-Lata Sahonta, Menno J Kappers, Fabien Massabuau, Priti Gupta, Rachel A Oliver, Colin J Humphreys and David J Wallis. X-ray diffraction analysis of cubic zincblende III-nitrides.
- [14] Julien Delprato, Analyse de la stabilité d'impulsion a impulsion des amplificateurs de puissance HEMT GaN pour applications radar en bande S. Autre. Université de Limoges, 2016.
- [15] Saleem Hamady. New concepts for normally-off power Gallium Nitride (GaN) High Electron Mobility Transistor (HEMT). Micro and nanotechnologies/Microelectronics. Université Toulouse III Paul Sabatier, 2014.
- [16] F. Schwierz, "Wide Bandgap and Other Non-III-V RF Transistors : Trends and Prospects," ASU Tempe-25March 2004.
- [17] 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.
- [18] BENYAHYA Nawal. Caractérisation et simulation des transistors HEMTs de la filière InAlN/GaN. Université Djillali LIABES De Sidi Bel Abbes Faculté de Génie Electrique,2017.
- [19] LAIB Abdelmounaim, KIHAL Fouad. Conception d'un amplificateur faible bruit (LNA) a base du transistor GaN HEMT sous ADS (Advanced Design system) [20] Mustafa AVCU. Caractérisation des effets parasites dans les HEMTs GaN : développement d'un banc de mesure 3ω , 2014.
- [21] HAMADOUCHE Kenza, HAMADOUCHE Salma. Modélisation petit-signal du transistor HEMT à base de GaN utilisé dans les systèmes de télécommunications, 2022.
- [22] SAMIRA BOUZID. Realisation Et Caracterisation De Transistors Hemts Gan Pour Des Applications Dans Le Domaine Millimetrique, 2013.
- [23] Low Noise Amplifiers: Silencing the Noise: GaAs Low Noise Amplifiers
<https://fastercapital.com/content/Low-Noise-Amplifiers--Silencing-the-Noise--GaAs-Low-Noise-Amplifiers.html>

REFERENCE

- [24] Seifeddine Fakhfakh. Nouvelles méthodes de caractérisation et de modélisation non-linéaire élec-trothermique des effets de piège dans la technologie HEMT GaN pour l'étude de la stabilité pulse à pulse dans les applications radar. Electronique. Université de Limoges, 2018.
- [25] G. Gonzalez, « Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design » New Jersey: Prentice Hall, 1997.
- [26] J. Tongbong, Conception et évaluation d'une technique de DfT pour un amplificateur faible bruit RF. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2009.
- [27] Contribution on the characterization of sub THz components. Potereau Manuel. https://www.researchgate.net/publication/295121602_Contribution_on_the_characterization_of_sub_THz_components
- [28] BENANIBA. A, Conception d'un amplificateur à faible bruit à faible tension d'alimentation CMOS 65n.2022.
- [29] TAIBI. A, Conception d'Amplificateurs RF Faible Bruit en Technologie CMOS, ENP d'Alger.2017.
- [30] Liang ZHOU, Architecture d'amplificateur faible bruit large bande multistandard avec gestion optimale de la consommation.2015.
- [31] Gonzalez, Guillermo. 1997. Microwave transistor amplifiers: analysis and design, 2nd. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall.
- [32] Les filtres microondes à base des jumelles du méta-ligne de transmission(CRLH) https://www.researchgate.net/publication/295121602_Contribution_on_the_characterization_of_sub_THz_components
- [33] BOUKREDINE SALAH EDDINE. ETUDED'UN GUIDE D'ONDESMULTICOUCHES AVEC SUBSTRAT CHIRAL –CHIROFERRITE – FERRITE, 2009.
- [34] Keteb Asmaa, Saibi yousra. conception et simulation d'un filtre passe bande micro ruban en bande C, UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA,2022.
- [35] BOUZIANE Amira Isra, MECHE Noussaiba. ETUDE D'UNE LIGNE DE TRANSMISSION MICRO-RUBAN COUPLLEE EN PARALLELE, 2020.

REFERENCE

- [36] T.C. Edwards, "Conception des circuits micro ondes", Collection Technologies, série électronique, Masson, 1984.
- [37] K.C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, "Microstrip Lines and Slotlines", Artech House, Boston•London, (2^{ème} éd 1996).
- [38] OTMANI FATIMA, ABU MATTLEQ AHMED. Analyse et conception de filtres micro-ondes planaires en technologie ligne micro-ruban, 2021.
- [39] ROUIBAH Ammar. ETUDE D'UNE ANTENNE MICRORUBAN DE FORME ARBITRAIRE PAR LA METHODE FDTD, 2009.
- [40] A. Belmecheri, M. Djebari "A large signal GaN HEMT transistor based on the Angelov model parameters extraction applied to single stage low noise amplifier". Transaction on electrical and electronic materials. <https://doi.org/10.1007/s42341-022-00390-z> (2022).
- [41] A. Laxmi Divy , M. Mudavath , C. Ranadheer , M. Afzal, and R.Venkateswarlu " Low Noise Amplifier Design and Performance Analysis of RF Front-End for Narrow Band Receivers" Journal of Physics: Conference Series 1817, (2021) 012007 IOP Publishing doi:10.1088/1742-6596/1817/1/012007.