

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية



LA RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Le ministère de l'Enseignement supérieur et de la Recherche scientifique

- Université Saad Dahlab Blida 1 -

- Institut d'études aéronautiques et spatiales « Département de navigation » -

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du Master en Aéronautique

Amélioration, conception et simulation sur ADS d'un amplificateur distribué en cascade utilisé dans une chaîne de réception Radar aux micro-ruban avec un transistor HEMT large signal

Option: CNS/ATM.

Proposé et encadré par:

Dr. BELMECHER Abdelkarim

Présenté par:

Mr. LEBAIR Amin Ramzi

Mr. DAAMACHE Samir

Jury members:

Dr. A BENOURED

Dr. S DAHOUCHE

Président

Examinatrice

2024/2025

Remerciement

À L'issue de l'obtention de notre Master, nous sommes convaincus que notre travail est loin d'être un travail solitaire. En effet, nous n'aurons jamais pu réaliser ce mémoire sans le soutien d'un grand nombre de personnes dont la générosité, la bonne humeur et l'intérêt manifestés à l'égard de notre recherche nous ont permis de progresser dans cette phase d'apprenti-chercheur.

Le travail présenté dans ce manuscrit de mémoire a été réalisé au sein du laboratoire de l'institut d'aéronautique et des études spatiales à l'université de Blida 01.

Nous exprimons une profonde gratitude à notre Encadrant et Directeur de thème, **Mr. BELMECHRI Abdelkrim**, pour ces conseils et son suivi dans les différentes démarches scientifiques et administratives, son aide, sa gentillesse, sa bonne foi, de nous avoir introduit dans le monde passionnant d'électronique hyperfréquences.

Nous tenons vivement à remercier les membres du jury qui ont accepté de lire et juger ce travail, ainsi qu'à l'ensemble du corps enseignant de l'institut d'aéronautique et des études spatiales.

Nous voudrions également remercier très sincèrement nos familles, nos parents, de nous avoir permis de faire nos études dans de bonnes conditions et de nous avoir soutenus de près et de loin dans ces années de parcours universitaire.

Enfin, Un grand merci pour toutes les personnes qui nous ont aidé, soutenu et encouragé pendant ces années universitaires. Nous remercions également toute personne ayant contribué d'une manière ou d'une autre à l'aboutissement de ce travail.

DÉDICACES

Dédicace I

Je dédie ce modeste travail avec grand amour et fierté à mes chers parents Zohra BELHOURI et Hocine. C'est eux, qui m'ont toujours soutenu dans les difficiles moments avec leur amour, patience et beaucoup de courage. Aujourd'hui, grâce à eux je suis que je suis.

Votre sagesse et vos encouragements ont été des guides précieux tout au long de mon parcours.

À mes sœurs et mon frère, qui ont été une source d'inspiration, d'énergie positif, de bonheur et de motivation.

À mes amis, mes partenaires de vie toute ces années, je suis fière de vous de l'heur de notre connaissance, fière infiniment de vous, vous êtes les ingénieurs de demain.

À mon encadrent, Mr. BELMECHRI Abdelkrim, ainsi à mon binôme, mon meilleur ami Mr. LEBAR Amin-Ramzi, et sa famille.

Samir.

Dédicace 2

Je dédie ce modeste travail avec grand amour et fierté à mes chers parents C'est eux, qui m'ont toujours soutenu dans les difficiles moments avec leur amour, patience et beaucoup de courage. Aujourd'hui, grâce à eux je suis que je suis.

Votre sagesse et vos encouragements ont été des guides précieux tout au long de mon parcours.

À mon frère, qui a été une source d'inspiration, d'énergie positif, de bonheur et de motivation.

À mes amis, (Abdo, Riad, Zino) mes partenaires de vie toute ces années, je suis fière de vous de l'heur de notre connaissance, fière infiniment de vous, vous êtes les ingénieurs de demain.

À mon encadrent, Mr. BELMECHARI Abdelkrim, ainsi à mon binôme, mon meilleur ami Mr. Samir Daamache et sa famille.

Amine-Ramzi.

Résumé

Les systèmes radar modernes imposent des exigences de performance rigoureuses, notamment en termes de puissance de sortie élevée et de faible bruit dans les applications à haute fréquence. Dans ce contexte, ce travail est dédié à l'étude approfondie et à la simulation d'un amplificateur faible bruit (LNA) optimisé pour ces applications, en s'appuyant sur l'intégration de lignes micro-ruban pour améliorer les performances de cette amplificateur LNA. Un axe majeur de cette recherche est l'exploitation des transistors à haute mobilité électronique (HEMT) à base de nitrure de gallium (GaN), reconnus pour leurs propriétés électriques supérieures et leurs performances exceptionnelles en haute fréquence. Le travail englobe une analyse détaillée des caractéristiques des HEMT GaN, la conception innovante de l'amplificateur faible bruit, ainsi qu'une investigation exhaustive des effets des lignes micro-ruban sur les performances. Les résultats des simulations démontrent une amélioration significative des performances grâce à l'implémentation de ces technologies de pointe, ce qui renforce considérablement l'efficacité et la fiabilité des systèmes radar.

Summary

Modern radar systems impose stringent performance requirements, particularly concerning high output power and low noise in high-frequency applications. In this context, this work is dedicated to the in-depth study and simulation of a low-noise amplifier (LNA) optimized for these applications, relying on the integration of microstrip lines to enhance the performance of this LNA. A major focus of this research is the exploitation of Gallium Nitride (GaN) High Electron Mobility Transistors (HEMTs), renowned for their superior electrical properties and exceptional high-frequency performance. The work encompasses a detailed analysis of GaN HEMT characteristics, the innovative design of the low-noise amplifier, as well as an exhaustive investigation into the effects of microstrip lines on performance. Simulation results demonstrate a significant improvement in performance through the implementation of these cutting-edge technologies, thereby considerably enhancing the efficiency and reliability of radar systems.

ملخص

تفرض أنظمة الرادار الحديثة متطلبات أداء صارمة، لا سيما من حيث القدرة العالية على الإخراج وانخفاض مستوى الضجيج في مُحسّن (LNA) التطبيقات ذات التردد العالي. وفي هذا السياق، يخصص هذا العمل لدراسة معمقة ومحاكاة لمضخم منخفض الضجيج لهذه التطبيقات، بالاعتماد على دمج الخطوط الميكروية (الميكرو-ربان) (بهدف تحسين أداء هذا المضخم. يشكل استغلال محورياً أساسياً في هذا البحث، نظراً لما تتمتع (GaN) المبنية على نيتريد الغاليوم (HEMT) الترانزستورات ذات التنقل الإلكتروني العالي به من خصائص كهربائية متفوقة وأداء استثنائي في الترددات العالية. يتضمن هذا العمل تحليلاً مفصلاً لخصائص ترانزستورات وتصميماً مبتكراً لمضخم منخفض الضجيج، بالإضافة إلى دراسة شاملة لتأثير الخطوط الميكروية على الأداء العام. وتُظهر HEMT، نتائج المحاكاة تحسناً ملحوظاً في الأداء بفضل تطبيق هذه التقنيات المتقدمة، مما يعزز بشكل كبير من كفاءة وموثوقية أنظمة الرادار.

La table des matières

Résumé.

La table des matières.

Liste des figures.

Liste des tableaux.

Liste des abréviations.

Liste des symboles et unités de mesures.

Introduction générale.....	1
Introduction	4
I.I Les Matériaux Semi-Conducteurs III-V.....	4
I.II Historique de la technologie nitrure de gallium (GaN).....	5
I.III Le nitrure de gallium (GaN)	6
I.IV Pourquoi le nitrure de gallium?.....	7
I.V Propriétés cristallines	8
I.V.I La structure de type zinc blendes	8
I.V.II La structure de type Wurtzite	9
I.VI La saturation de vitesse	10
I.VII Les caractéristiques électriques.....	11
I.VII.I La hauteur de la bande interdite	11
I.VII.II Le champ de claquage.....	12
I.VII.III La vitesse de saturation (Vsat)	12
I.VII.IV La mobilité des électrons (μ_n)	12
I.VII.V La conductivité thermique.....	12
I.VII.VI Mobilité et vitesse de porteurs	13
I.VIII Les transistors à hautes mobilité électronique (HEMTs).....	14
I.IX Structure du HEMT.....	15

I.X Fonctionnement du HEMT.....	17
I.XI Les caractéristiques électriques du Transistor HEMT	18
I.XI.I Le modèle petit-signal	18
I.XI.I.I Éléments Intrinsèques [1] [8] [22].....	20
I.XI.I.II Éléments extrinsèques.....	21
I.XI.II Le Modèle large signal d' un HEMT	22
I.XI.II.I Figure de mérite pour un fonctionnement en puissance	22
I.XI.II.II La fonction de transfert	23
I.XII Les caractéristiques statiques	23
I.XIII Mesure des paramètres -S-	24
I.XIV Quelques effets limitatifs dans les transistors HEMTs GaN	24
I.XIV.I Effets thermiques	24
I.XIV.II Les différents phénomènes de pièges	24
I.XIV.II.I Le phénomène de gate-lag	25
I.XIV.II.II Le phénomène de drain-lag.....	26
I.XV Applications des HEMT en GaAs.....	26
I.XVI Apport du HEMTs GaN pour les applications radar	26
Conclusion.....	26
Introduction	28
II.I L ' amplificateur à faible bruit (LNA).....	29
II.II La procédure de conception de l ' amplificateur à faible bruit	29
II.III Caractéristiques d ' un amplificateur.....	32
II.III.I Les paramètres -S-	32
II.III.II Gain	34
II.III.III L ' adaptation d' impédance	35
II.III.III.I Les différents circuits d' adaptation.....	37
II.III.IV Le facteur de bruit F [33]	40
II.III.V Linéarité.....	41
II.III.VI Stabilité d' un amplificateur [35]	42
II.III.VII Isolation	43
II.IV Différents architectes des amplificateurs [29]	44
II.IV.I Le montage en source commune.....	45
II.IV.II Le montage en grille commune	45

II.IV.III Le montage en drain commun.....	46
II.IV.IV Le montage Cascode.....	46
II.IV.V Amplificateur différentiel	47
II.V Avantages transistors HEMT en GaAs dans les amplificateurs à faible bruit [39].....	48
II.VI La ligne à micro-ruban	49
II.VI.I Description de la ligne a micro-ruban	49
II.VI.II L' approximation Quasi-TEM	50
II.VII Paramètres de la ligne micro-ruban en mode TEM	51
II.VII.I Constante diélectrique effective et impédance caractéristique	51
II.VII.II Synthèse de W/h.....	52
II.VII.III La dispersion dans la ligne micro ruban	52
II.VIII Différents effets sur la ligne micro-ruban	54
II.VIII.I Effets de l' épaisseur t du ruban	54
II.VIII.II Effet de la largeur de ruban [40].....	54
II.VIII.III Effet de blindage [25]	56
II.IX La limite en fréquence [45].....	57
II.X Discontinuités rencontrées dans les micro-rubans	57
II.X.I.I Les principales discontinuités.....	57
II.X.I.II Les circuits ouverts.....	58
II.X.I.III La variation symétrique de la largeur	59
II.X.I.IV Les coudes [26]	59
II.XI Affaiblissements dans les lignes micro-rubans.....	59
II.XII Conclusion	60
Introduction	62
III.I Généralités sur ADS	63
III.II Le Modèle de transistor angelov et ses valeurs optimisées	63
III.II.I Forme générale du courant de drain dans le modèle Angelov	64
III.II.II Le modèle du courant de drain-source I_{ds} du transistor large signal.....	64
III.II.III Le Modèle d' Angelov des Condensateurs non-linéaire C_{gs} et C_{gd}	65
III.I La Modélisation du Condensateur C_{gs}	65
III.II La Modélisation du Condensateur C_{gd}	65
III.III Les conditions de stabilité	67

III.IV Montage sur l'ADS pour la simulation des paramètres -S-	67
III.IV.I Montage sur ADS sans micro ruban (Montage classique)	67
III.IV.II Montage sur ADS avec micro ruban (montage classique)	69
III.IV.III Comparaison entre Montage avec micro ruban et sans micro- ruban (montage classique)	72
III.IV.V Montage améliorée sur ADS avec micro ruban	76
III.IV.VI Comparaison entre Montage améliorée avec micro ruban et sans micro ruban	79
III.VI Intégration d'un amplificateur faible bruit (LNA) à récepteur radar	83
Conclusion	84
Références	86

Liste des figures

Chapitre I

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 [I-8]	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).	10
Figure 1.4: La variation de la vitesse de saturation en fonction du champ électrique pour divers matériaux, comparativement à l'arséniure de gallium	14
Figure 1.4 : Structure de base d'un HEMT	16
Figure 1.5 : Fonctionnement du HEMT sans polarisation (a), Caractéristiques de sortie du transistor en régime statique (b), En polarisant négativement la grille (c)	18
Figure 1.6 : Coupe d'un transistor HEMT GaN et représentation des éléments du modèle électrique petit signal	19
Figure 1.7 : Modèle électrique linéaire ou petit signal d'un transistor HEMT	20
Figure 1.8 : Modèle électrique non linéaire d'un transistor HEMT	22
Figure 1.9 : présente les caractéristiques courant-tension $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$	23
Figure 1.10 : illustre l'impact d'un changement de polarisation sur les bandes d'énergie en présence de pièges	25

Chapitre II

Figure 2.1: Les éléments critique d'un LNA	30
Figure 2.2 : schéma bloc représentant la méthode de conception d'un LNA	31
Figure 2.3 : Paramètres [S] d'un quadripôle définis par des ondes de puissance normalisée	32
Figure 2.4 : réseau à deux portes présentées avec des coefficients de réflexions	34
Figure 2.5 adaptation d'impédance	35

Figure 2.6 : Adaptation d'impédance d'un bloc dans une chaîne	36
Figure 2.7: Adaptation par un circuit de type L	38
Figure 2.8: Adaptation par un circuit de type π	38
Figure 2.9: Circuit d'adaptation de type T	39
Figure 2.10 : Système à n étage en cascade	40
Figure 2.11 : Système pour le calcul du bruit	40
Figure 2.12 : Système non linéaire	41
Figure 2.13 : Schéma bloc d'un circuit d'amplification RF montrant les différents coefficients de réflexion vs impédances Adaptée de Gonzalez (1997).....	42
Figure 2.14 : Problème de la fuite d'oscillateur local (OL) dans une chaîne de réception homodyne	44
Figure 2.15 : Problème de fuite des signaux parasites vers l'oscillateur local (OL) dans une chaîne de réception homodyne.....	44
Figure 2.16 : Montage source commune	45
Figure 2.17 : Montage en grille commune.....	46
Figure 2.18 : Montage drain commun (source suiveuse)	46
Figure 2.19 : Schéma de principe du montage Cascode.....	47
Figure 2.20 : Montage différentiel classique	47
Figure 2.21 : Ligne de transmission micro-ruban et ses lignes de champs électrique et magnétique	50
Figure 2.22 : principe de l'approximation Quasi-TEM.....	51
Figure 2.23 : la dispersion dans une microbande interprété comme une permittivité effective en fonction de la fréquence	53
Figure 2.24 :(a) Micro ruban à bande large (b) Micro ruban à bande étroite	55
Figure 2.25 : ligne micro-ruban avec blindage.....	56
Figure 2.26 : discontinuités de micro-rubans (a) : les circuits ouverts(b) : la variation de la largeur (c) : les coudes coudes.....	58

Chapitre III

Figure 3.3 : représenté Le transistor d'Angelov sur ADS avec les paramètres optimisés à Vgs=-3,5V, Vds=30V.	66
Figure 3.5 : Montage sur ADS sans micro ruban (Montage classique).....	67
Figure 3.6 : Résultat Montage sur l'ADS sans micro ruban (Montage classique).....	68
Figure 3.6 :resultat simulation de Montage sur ADS avec micro ruban (montage classique)	70
Figure 3.7: Comparaison entre Montage avec micro ruban et sans micro- ruban	72
Figure 3.8 : Montage améliorée sur ADS de sans micro-ruban.....	74
Figure 3.9 : Résultats de simulation de Montage améliorée sur ADS sans micro-ruban	75
Figure 3.10 : Montage améliorée sur ADS avec micro-ruban.....	76
Figure 3.11 : resultats de montage améliorée sur ADS avec micro-ruban.....	77
Figure 3.12 : Comparaison entre Montage amélioré avec micro ruban et sans micro ruban	79
Figure 3.13 : Montage améliorée avec micro ruban en régime dynamique	81

Figure 3.14 : résultats montage améliorée avec micro ruban en régime dynamique	82
Figure 3.15 :Schéma synoptique d'une chaine de réception d'un Radar classique	83

Liste des tableaux

Chapitre I :

Tableau 1.1 : Extrait de la classification périodique des éléments formant les composés Intermétalliques étudiés. [4]	5
Tableau 1.2 : Propriétés intrinsèques des semi-conducteurs (Si, AsGa, GaN, SiC, Diamant) pour des applications de puissance haute fréquence à 300K. [I-14]	11
Table 1.3 : Propriétés intrinsèques des semi-conducteurs (Si, AsGa, GaN, SiC, Diamant) pour des applications de puissance haute fréquence à 300K[I-14].....	18

Chapitre III:

Tableau 3.1 : Valeurs extraites des paramètres optimisés du modèle simulé d'Angelov du courant de drain I_{ds}	65
tableau 3.2 : Valeurs des paramètres optimisés de C_{gs} , C_{gd} et du courant de grille I_g du modèle d'Angelov pour : $V_{gs} = -3,5$ V, $V_{ds} = 30$ V.	66
Tableau 3.5 : les valeurs des composants dans notre montage sur l'ADS	68
ableau 3.6 : résultats de simulation l'ADS sans micro ruban	69
Tableau 3.7 : valeurs des composants de montage classique avec micro-ruban	70
Tableau 3.8 : résultats de simulation sur ADS avec micro ruban	72
Table 3.9 : résumé de comparaison entre les deux montages.....	73
tableau 3.10 : valeurs des composants de montage amélioré sans micro-ruban.....	74
tableau 3.11 : valeurs des composants de montage amélioré avec micro-ruban	77

Liste des abréviations

2DEG : Gaz d'électrons bidimensionnel (Two-dimensional Electron Gas).

ADS : Système de conception avancée (Advanced Design System).

AlGaN : Nitrure de gallium-aluminium.

AlInGaN : Nitrure de gallium-indium-aluminium.

AlN : Nitrure d'aluminium.

AsGa : Arséniure de gallium.

CAO : Conception assistée par ordinateur.

FET : Transistor à effet de champ.

GaN : Nitrure de gallium.

HEMT : Transistor à haute mobilité électronique (High Electron Mobility Transistor).

IF : Fréquence intermédiaire (Intermediate Frequency).

InGaN : Nitrure de gallium-indium.

InN : Nitrure d'indium.

InP : Phosphure d'indium.

LDMOS : Transistor à oxyde métallique diffusé latéralement (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor).

LED : Diode électroluminescente.

LNA : Amplificateur à faible bruit.

LO : Oscillateur local (Local Oscillator).

MBE : Épitaxie par jets moléculaires.

MEMS : Systèmes électromécaniques monolithiques (Monolithic Electro Mechanical Systems).

MESFET : Transistor à effet de champ à semi-conducteur métal (Metal Semiconductor Field Effect Transistor).

MMIC : Circuit intégré monolithique hyperfréquence (Monolithic Microwave Integrated Circuit).

MOCVD : Dépôt chimique en phase vapeur assisté par composés organométalliques (Metal Organic Chemical Vapor Deposition).

PAE : Rendement en puissance ajoutée (Power Added Efficiency).

pHEMTs : Transistors à haute mobilité électronique pseudomorphiques (pseudomorphic High Electron Mobility Transistors).

RF : Radiofréquence.

RON : Résistance en conduction (à l'état passant).

SiC : Substrat en carbure de silicium.

TE : Onde transverse électrique.

TEM : Onde transverse électromagnétique.

TM : Onde transverse magnétique.

VSWR : Taux d'ondes stationnaires de tension (Voltage Standing Wave Ratio).

Liste des symboles et unités de mesures

μn : La mobilité des électrons. [**$\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$**]
B : La bande passante du LNA. [**Hz**]
Cds : La capacité drain-source. [**pF**]
Cgd : La capacité grille-drain. [**pF**]
Cgs : La capacité grille-source. [**pF**]
CPD : La capacité provoquée par l'accès du drain. [**pF**]
CPG : La capacité provoquée par l'accès de la grille. [**pF**]
E : Le champ électrique. [**V/cm**]
Ec : Le champ de claquage. [**V/cm**]
Eg : La hauteur de la bande interdite. [**eV**]
gd : La conductance de sortie. [**A/V**]
Gd : Le gain disponible en puissance. [**dB**]
Gi : Le gain d'insertion. [**dB**]
gm : La transconductance. [**A/V**]
Gp : Le gain en puissance. [**dB**]
G τ : Le gain transducique. [**dB**]
h : L'épaisseur du diélectrique solide. [**mm**]
H : Le champ magnétique. [**T**]
Ids : Le courant drain-source. [**A**]
Igs : Le courant grille-source. [**A**]
k : La constante de Boltzmann. [**$1,380\ 658 \times 10^{-23} \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}$**]
K : Le facteur de stabilité de Rollet.
Ld : La bobine de drain. [**nH**]
Lg : La bobine de grille. [**nH**]
Ls : La bobine de source. [**nH**]
NF : Le facteur de bruit.
Pdc : La puissance de polarisation. [**dBm ou W**]
Pe : La puissance d'entrée. [**dBm ou W**]
Ps : La puissance de sortie. [**dBm ou W**]
Rd : La résistance de drain. [**Ω**]
Rds : La résistance de drain-source. [**Ω**]
Rg : La résistance de grille. [**Ω**]
Rgd : La résistance de grille-drain. [**Ω**]
Ri : La résistance d'entrée. [**Ω**]
Rs : La résistance de source. [**Ω**]
SNR : Le rapport Signal/Bruit.
t : L'épaisseur du ruban. [**mm**]

LA LISTE DES ABRÉVIATIONS

T_o : 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]

Introduction générale

Ces dernières années, le domaine de l'électronique de puissance et des systèmes de communication a connu un intérêt croissant pour les transistors à haute mobilité électronique (HEMT), en particulier ceux basés sur les matériaux III-V, tels que le nitrure de gallium (GaN). Ces dispositifs se distinguent par leurs performances remarquables, notamment dans la gestion des puissances élevées et leur capacité à fonctionner à des fréquences très élevées. Grâce à sa large bande interdite, sa forte mobilité électronique et sa robustesse thermique, le GaN a profondément transformé la conception des composants hyperfréquences, permettant ainsi le développement de systèmes radar et de communication plus performants et plus fiables.

La présente thèse porte sur la simulation et l'analyse d'un amplificateur à faible bruit (Low Noise Amplifier, LNA), basé sur un transistor HEMT en technologie GaN, modélisé en régime large signal et intégrant des lignes micro-ruban. Cette étude s'inscrit dans le cadre des applications radar, où les LNAs jouent un rôle fondamental dans l'amplification des signaux faibles tout en réduisant le bruit ajouté, ce qui est crucial pour la détection précise de cibles à grande distance.

Le premier chapitre est consacré à l'étude des matériaux semi-conducteurs de type III-V, avec un accent particulier sur le nitrure de gallium (GaN). L'analyse débute par une rétrospective sur l'évolution technologique du GaN, en mettant en évidence ses propriétés cristallines uniques, notamment les structures zinc blende et Wurtzite, qui lui confèrent une stabilité remarquable et des performances exceptionnelles. Ce chapitre examine également les caractéristiques électriques du GaN, telles que sa large bande interdite, son champ de claquage élevé, ainsi que sa capacité à supporter des courants importants à des fréquences élevées — autant d'atouts qui en font un matériau privilégié pour les transistors HEMT.

Par la suite, nous approfondissons le fonctionnement, la structure et les propriétés électriques des transistors HEMT. Une attention particulière est portée aux modèles de comportement, à la fois en petit-signal et en large-signal, afin de mieux comprendre leur réponse en régime dynamique.

Le deuxième chapitre se concentre sur les amplificateurs à faible bruit (LNA), éléments essentiels dans les systèmes radar et de communication. Nous y abordons les principes fondamentaux de conception des LNAs, en mettant en avant des paramètres clés tels que le gain, le facteur de bruit et la stabilité. Une importance particulière est accordée à l'adaptation d'impédance, dans le but d'optimiser l'efficacité globale et de limiter les pertes de signal.

Ce chapitre examine également différentes topologies de LNAs, en soulignant les avantages spécifiques à chaque architecture selon les applications visées. Enfin, nous nous penchons sur l'intégration des lignes micro-ruban, cruciales pour la réalisation de circuits hyperfréquences. La structure et les propriétés de ces lignes sont détaillées afin d'en illustrer leur impact sur la performance globale des systèmes.

Le troisième et dernier chapitre est dédié à l'amélioration, conception et simulation d'un amplificateur à faible bruit (LNA), en s'appuyant sur le modèle large-signal d'Angelov appliqué aux transistors HEMT en technologie GaN. Ce chapitre présente les paramètres techniques retenus ainsi que les méthodes de simulation utilisées pour évaluer les performances de l'amplificateur, notamment en termes de gain, de facteur de bruit et de stabilité.

Les résultats obtenus sont analysés afin de vérifier la conformité de l'amplificateur aux exigences des systèmes radar, et d'identifier d'éventuelles pistes d'optimisation. Par ailleurs, une attention particulière est portée à l'impact des lignes à micro-ruban sur les performances globales de l'amplificateur. Cette étude fournit ainsi une évaluation complète du comportement du circuit en conditions réelles d'exploitation.

Chapitre I :

LES TRANSISTORS À HAUTE MOBILITÉ ÉLECTRONIQUE (HEMTS)

Introduction

L'optimisation des performances des amplificateurs à faible bruit (LNA) représente un enjeu fondamental dans les systèmes radar modernes, où la sensibilité et la précision de détection sont directement liées à la qualité de l'amplification initiale. Dans ce contexte, les semi-conducteurs de la famille III-V, et en particulier le nitrure de gallium (GaN), occupent une place de plus en plus centrale grâce à leurs propriétés électroniques supérieures.

Ce chapitre s'intéresse aux fondements technologiques et aux applications des dispositifs basés sur le GaN, avec un accent particulier sur les transistors à haute mobilité électronique (HEMT), largement utilisés dans les chaînes de réception radar. Après un retour sur l'évolution historique de la technologie GaN, les raisons de son adoption croissante dans les systèmes de communication à haute fréquence seront détaillées.

Les propriétés cristallographiques du GaN, notamment ses phases wurtzite et zinc blende, lui confèrent une stabilité mécanique et thermique remarquable, essentielle pour les environnements extrêmes. Son large gap énergétique, sa forte tension de claquage, sa vitesse de saturation élevée ainsi que sa capacité à supporter des densités de courant importantes font du GaN un matériau de choix pour les dispositifs à haute puissance et haute fréquence.

Un autre atout majeur du GaN réside dans sa conductivité thermique élevée et la mobilité efficace de ses porteurs majoritaires, qui assurent une dissipation thermique optimisée — un facteur déterminant pour les composants soumis à des régimes intenses.

Les transistors HEMT à base de GaN sont aujourd'hui des composants clés pour la réalisation d'amplificateurs à faible bruit haute performance. Ce chapitre présente leur structure, leur principe de fonctionnement, ainsi que leurs avantages comparatifs vis-à-vis des transistors en GaAs. Une attention particulière est portée à l'analyse de leurs caractéristiques électriques, à travers les modèles petits signaux et large signal, permettant de modéliser avec précision leur comportement en régime dynamique. Enfin, la caractérisation par mesure des paramètres S est abordée comme outil fondamental pour l'optimisation de ces dispositifs dans les applications radar.

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

I.II Historique de la technologie nitrure de gallium (GaN)

La première synthèse du nitrure de gallium (GaN) remonte à 1939. Toutefois, ce n'est qu'en 1969 que Maurska et Tienjen ont réussi à réaliser une croissance épitaxiale du GaN sur un substrat de silicium, marquant un tournant dans l'exploitation de ce matériau. Depuis cette avancée, les recherches sur les semi-conducteurs à large bande interdite, tels que le GaN, se sont intensifiées, avec pour objectif d'améliorer les performances en fréquence et en densité de puissance des dispositifs électroniques.

Une avancée majeure a été apportée par Amono, qui a démontré la possibilité de faire croître du GaN par la méthode MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposition) sur substrat de saphir, en utilisant un procédé en deux étapes. Cette technique a ouvert la voie à des développements industriels à grande échelle. [5] [6]

Au cours des années 1990, l'intérêt pour le GaN s'est considérablement accru, tant dans le domaine de l'optique que dans celui de l'électronique hyperfréquence. En 1991, Asif Khan a observé l'apparition d'un gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG) au sein de l'hétérostructure AlGaIn/GaN, un phénomène crucial pour les dispositifs à haute performance. Deux ans plus tard, en 1993, il a démontré le premier transistor à haute mobilité électronique (HEMT) basé sur cette structure.

Dans le domaine optoélectronique, l'une des figures majeures est Shuji Nakamura, qui a réalisé la première diode électroluminescente bleue, suivie du premier laser bleu à base de GaN, révolutionnant ainsi les technologies d'affichage et de stockage optique. [6] [7]

La figure 1.1 présente une chronologie des principales avancées technologiques dans le domaine du GaN, illustrant les jalons marquants qui ont contribué à son essor industriel et scientifique dans le champ des matériaux à large bande interdite.

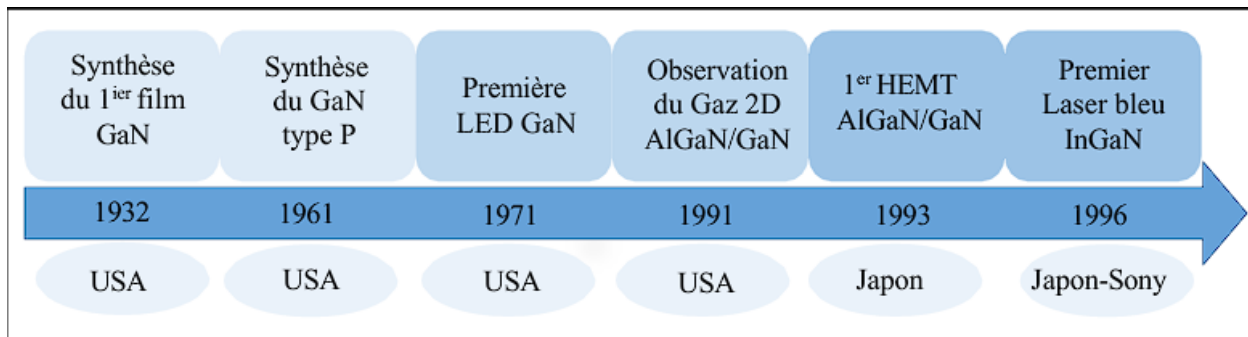


Figure 1.1 : Les principales inventions qui ont marqué l'évolution de la technologie GaN [5]

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.

I.III Le nitrure de gallium (GaN)

Le nitrure de gallium (GaN) est un matériau semi-conducteur appartenant à la famille des composés III-V, caractérisé par une large bande interdite de l'ordre de 3,4 eV. Ce composé binaire présente une semi-conductivité intrinsèque et se distingue par ses excellentes propriétés électroniques. Il est largement exploité en optoélectronique, notamment pour la fabrication de diodes électroluminescentes (LED) et de lasers émettant dans le bleu. Par

ailleurs, le GaN joue un rôle clé dans les dispositifs fonctionnant à haute puissance et 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 :

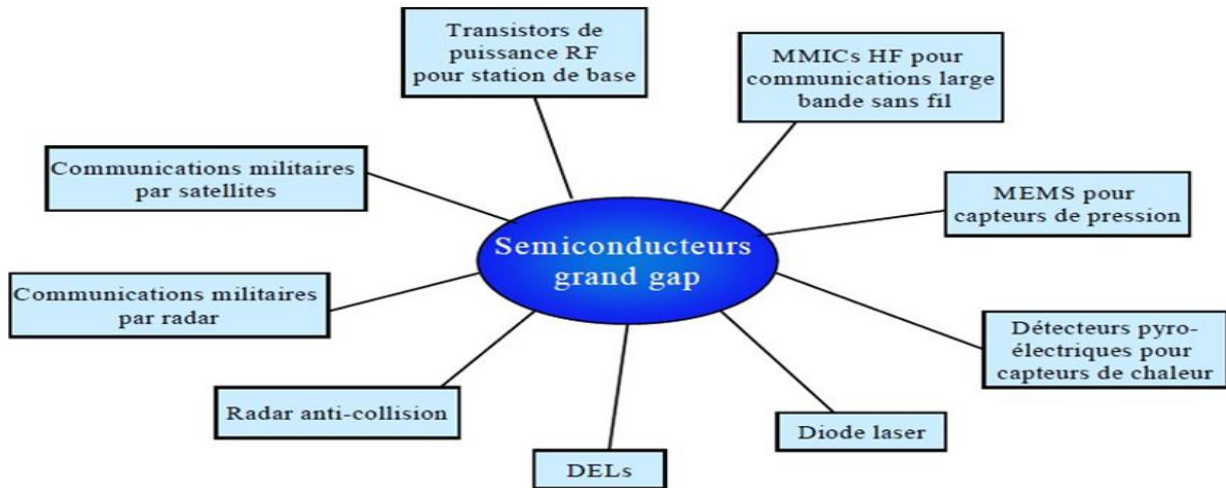


Figure 1.2 : Domaines d'application des transistors HEMTs [8]

I.IV Pourquoi le nitrure de gallium?

Les matériaux semi-conducteurs utilisés dans la fabrication des transistors à effet de champ (FET) se divisent généralement en deux catégories : les matériaux à faible bande interdite tels que le silicium (Si) et le graphène, et les matériaux à large bande interdite, comme le nitrure de gallium (GaN), le nitrure d'aluminium (AlN), et le diamant [1]. Dans les applications à haute puissance et à haute fréquence, le choix du matériau semi-conducteur est déterminé par sa capacité à supporter des courants élevés et des tensions de claquage importantes, lesquelles dépendent fortement de la valeur de la bande interdite (E_g).

Parmi ces matériaux, le GaN se distingue par une grande vitesse de saturation électronique et un facteur de mérite de Johnson élevé, paramètres essentiels pour les dispositifs de commutation à haute fréquence. Ces propriétés confèrent au GaN un net avantage comparatif sur des matériaux comme l'arséniure de gallium (GaAs) ou d'autres semi-conducteurs à bande interdite plus faible [2]. Bien que des matériaux tels que l'AlN ou le diamant présentent également un fort potentiel pour ces applications en raison de leur grande bande interdite et de leur conductivité thermique élevée, leur développement reste limité par des contraintes technologiques, notamment la croissance cristalline et la formation de contacts ohmiques fiables [3].

Le GaN offre également la possibilité de former des hétérojonctions, en particulier avec l'AlGaIn, ce qui permet la génération d'un gaz d'électrons bidimensionnel (2DEG) à forte densité, avec une mobilité électronique améliorée par rapport à celle du carbure de silicium (SiC). Bien que la mobilité électronique dans les hétérostructures AlGaIn/GaN reste inférieure à celle observée dans les structures AlGaAs/GaAs, la densité de porteurs et la vitesse de saturation y sont plus élevées, ce qui est favorable à l'obtention d'une puissance de sortie plus importante [4]. En outre, le GaN dispose d'une conductivité thermique suffisante pour assurer une dissipation thermique efficace, critère crucial dans les dispositifs de puissance fonctionnant à haute température.

I.V Propriétés cristallines

Le nitrure de gallium (GaN) est un composé binaire faisant partie de la famille des nitrures d'éléments du groupe III, aux côtés du nitrure d'aluminium (AlN) et du nitrure d'indium (InN). À l'état solide, les éléments de la colonne III du tableau périodique établissent des liaisons covalentes avec l'azote. En raison de l'électronégativité plus élevée de ce dernier, ces liaisons présentent un caractère polaire, le moment dipolaire étant dirigé de l'élément III vers l'azote.

Les composés III-N adoptent une hybridation sp^3 , conférant aux atomes une configuration tétraédrique. Bien que ces matériaux puissent cristalliser dans une structure cubique de type blende de zinc dans des conditions non thermodynamiques — notamment lors d'une croissance par épitaxie par jets moléculaires assistée par plasma à basse température [9] —, la phase la plus stable et la plus fréquemment observée demeure la structure hexagonale de type wurtzite.

I.V.I La structure de type zinc blendes

La structure de type zinc blende, bien que métastable sur le plan thermodynamique, est constituée de deux sous-réseaux cubiques à faces centrées : l'un formé par les atomes de gallium, l'autre par ceux d'azote. Ces deux réseaux sont décalés l'un par rapport à l'autre d'un quart de la diagonale de la maille cubique. Le réseau réciproque associé à cette configuration cristalline correspond à un octaèdre à faces tronquées [11].

Dans cette structure, chaque atome de gallium est tétraédriquement coordonné à quatre atomes d'azote, et réciproquement. Cette disposition atomique confère au matériau des propriétés électroniques et optiques distinctes de celles de la phase wurtzite, plus stable thermodynamiquement. La formation de la structure zinc blende est généralement favorisée par des techniques de croissance épitaxiale, notamment l'épitaxie par jets moléculaires

(MBE), effectuées à basse température, conditions propices à l'obtention de cette phase métastable [12].

I.V.II La structure de type Wurtzite

La structure cristalline de type Wurtzite, réputée pour sa grande stabilité thermodynamique, se compose de deux sous-réseaux hexagonaux compacts imbriqués : l'un est formé d'atomes de gallium (Ga) et l'autre d'atomes d'azote (N). Ces deux réseaux sont interpénétrés et décalés le long de l'axe cristallographique c d'une distance équivalente à $5/8$ de la hauteur de la maille élémentaire.

Cette configuration atteint sa forme idéale lorsque les tétraèdres Ga-N sont parfaitement réguliers, ce qui se réalise lorsque le rapport c/a est égal à $\sqrt{8/3} \approx 1,633$, et que le paramètre de position u prend la valeur $3/8$. La maille Wurtzite est ainsi définie par trois paramètres structuraux essentiels :

- a , la longueur du côté de l'hexagone de base,
- c , la hauteur de la maille élémentaire,
- u , la position relative des atomes le long de l'axe c , correspondant à la distance de liaison Ga-N projetée sur cet axe.

Ces paramètres structuraux jouent un rôle clé dans la définition de la géométrie cristalline et de la stabilité du réseau, influençant de manière significative les propriétés électroniques, optiques et mécaniques du matériau. En microélectronique et en optoélectronique, la structure Wurtzite revêt une importance particulière, notamment en raison de son impact sur les bandes d'énergie, les mécanismes de transition électronique et les performances des dispositifs à base de semi-conducteurs (**Figure 1.3**).

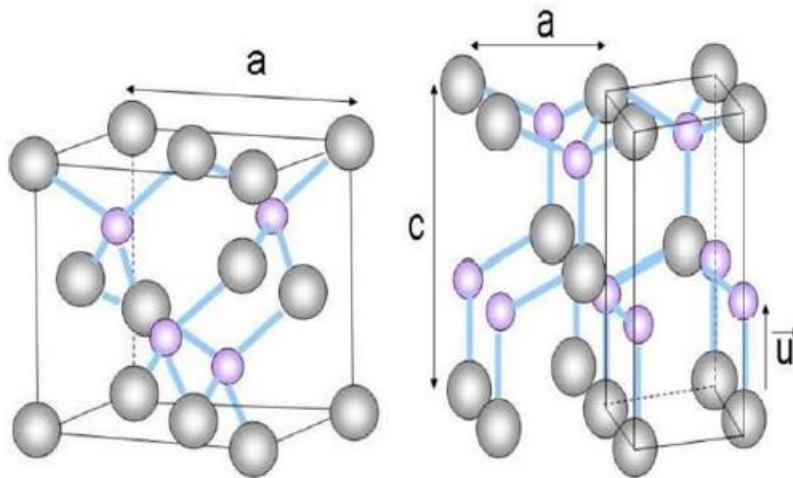


Figure 1.3 : La structure cristalline du GaN de type zinc blende (a) et wurtzite (b), Les projections montrent les différentes séquences d'empilement des plans compacts d'atomes de Ga (bleu) et de N (blanc). [13]

I.VI La saturation de vitesse

Dans les semi-conducteurs de type III-V, la saturation de la vitesse de dérive électronique s'explique par la dynamique des électrons au sein de la bande de conduction, en particulier par les transitions entre les minima d'énergie. Dans des matériaux tels que le GaAs ou l'InP, les électrons peuvent facilement accéder à des vallées satellites situées à une faible énergie au-dessus du minimum principal de la bande de conduction. Cette transition devient possible dès que les électrons, sous l'effet d'un champ électrique élevé, acquièrent une énergie suffisante pour franchir la barrière énergétique séparant ces minima.

À l'inverse, dans les matériaux à large bande interdite tels que le nitrure de gallium (GaN), la séparation énergétique entre le minimum principal et les vallées satellites est significativement plus élevée (de l'ordre de plusieurs centaines de meV), nécessitant ainsi l'application d'un champ électrique beaucoup plus intense pour induire une transition électronique comparable [1].

Considérons un ensemble d'électrons initialement localisés près du minimum principal de la bande de conduction : ceux-ci possèdent une masse effective faible et présentent donc une mobilité électronique élevée. Lorsqu'ils absorbent de l'énergie sous l'effet du champ, leur énergie cinétique augmente jusqu'à permettre une transition inter-vallée assistée par interaction avec un phonon optique. Ce mécanisme transfère les électrons vers une vallée satellite, caractérisée par une masse effective plus élevée et une mobilité réduite. Cette modification brusque du transport électronique conduit à une saturation de la vitesse de dérive, phénomène caractéristique observé dans les matériaux III-V soumis à des champs intenses [1].

I.VII Les caractéristiques électriques

Le **tableau 1.2** répertorie certaines propriétés physiques des principaux matériaux utilisés pour la fabrication de transistors destinés aux applications hyperfréquences. [14]

Tableau 1.2 : Propriétés intrinsèques des semi-conducteurs (Si, AsGa, GaN, SiC, Diamant) pour des applications de puissance haute fréquence à 300K. [14]

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

Parmi les propriétés intrinsèques du matériau GaN présentées dans le **tableau 1.2**, plusieurs caractéristiques sont d'une importance cruciale pour son utilisation dans les applications de puissance et de haute fréquence :

I.VII.I La hauteur de la bande interdite

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

Le matériau sera appelé semi-conducteur si le gap (notée E_g , unité : eV), ou la distance énergétique entre le bas de la bande de conduction et le sommet de la bande de valence, est inférieur à 2eV, **figure 1.3**. C'est le cas des matériaux Ge, Si, GaAs, InP, Si. Le matériau est considéré comme un semi-conducteur grand gap pour des valeurs supérieures à 2eV. [6]

I.VII.II 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.

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.

I.VII.III 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} .

I.VII.IV 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 ($\text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$). 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]

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

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.

I.VII.V La conductivité thermique

La conductivité thermique, parfois désignée sous le terme de diffusivité thermique, traduit l'aptitude d'un matériau à transmettre la chaleur par conduction. En général, un matériau possédant une bonne conductivité thermique présente également de bonnes propriétés de conduction électrique.

Le nitrure de gallium (GaN) affiche une conductivité thermique notablement supérieure à celle de l'arséniure de gallium (GaAs), ce qui constitue un avantage pour la dissipation thermique

dans les applications à forte puissance. Bien que sa conductivité thermique soit inférieure à celle du silicium (Si), l'association du GaN à un substrat en carbure de silicium (SiC), connu pour ses excellentes propriétés thermiques, permet d'améliorer les performances thermiques globales des composants HEMT à base de GaN sur substrat SiC. [14]

I.VII.VI Mobilité et vitesse de porteurs

À l'équilibre thermodynamique et en l'absence d'excitation extérieure, les électrons dans un semi-conducteur se déplacent de manière désordonnée sous l'effet de l'agitation thermique, sans générer de courant net. Lorsqu'un champ électrique est appliqué, les porteurs de charge acquièrent une énergie qui leur permet de se déplacer en moyenne dans la direction du champ. Tant que l'intensité de ce champ reste modérée ($< 10^5$ V/cm), la vitesse des porteurs reste proportionnelle au champ appliqué, ce qui définit leur mobilité.

Toute perturbation du réseau cristallin, telle que le dopage ou l'élévation de température, tend à réduire la mobilité des porteurs. Lorsque le champ électrique augmente au-delà d'un certain seuil, la mobilité décroît, conduisant à une saturation de la vitesse des porteurs, qui tend alors vers une limite appelée vitesse de saturation.

Cette dépendance est décrite par la relation non linéaire suivante :

$$V = \pm \mu(E) \cdot E$$

Où v est la vitesse de dérive, $\mu(E)$ la mobilité dépendante du champ électrique E .

La manière dont la mobilité évolue avec le champ électrique varie selon la nature du matériau, en fonction de sa structure de bande. La figure 1.4 illustre cette variation pour plusieurs matériaux, comparée à celle de l'arséniure de gallium (GaAs). [16]

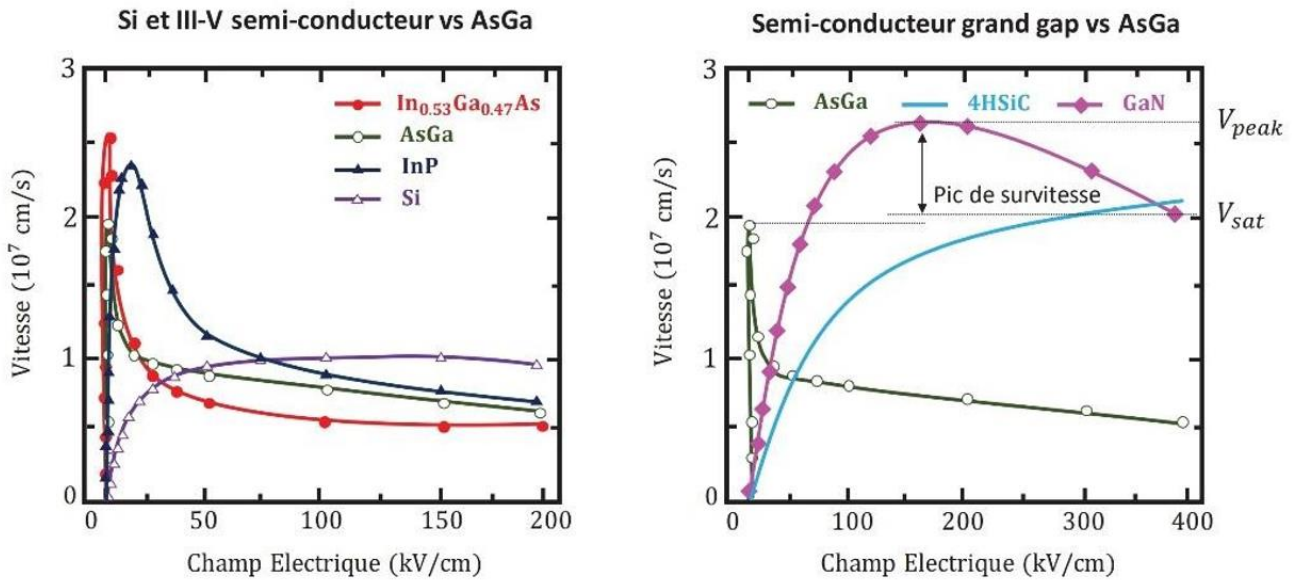


Figure 1.4: La variation de la vitesse de saturation en fonction du champ électrique pour divers matériaux, comparativement à l'arséniure de gallium[16]

Ces courbes mettent en évidence les atouts et les limites de chaque matériau selon les domaines d'application, notamment en haute fréquence et forte puissance, domaines dans lesquels les semi-conducteurs à large bande interdite tels que le GaN et le SiC sont particulièrement performants.

On observe, à partir de la figure, que les matériaux III-V présentent un phénomène de survitesse (overshoot), contrairement aux autres matériaux où la vitesse de dérive croît de manière continue jusqu'à saturation. Par exemple, ce pic de survitesse se manifeste autour de 5 kV/cm pour le GaAs et aux environs de 200 kV/cm pour le GaN

Ces composants parasites sont principalement liés à l'accès à la région intrinsèque du transistor et dépendent fortement de sa géométrie.

I.VIII Les transistors à haute mobilité électronique (HEMTs)

Les transistors à haute mobilité électronique, ou HEMT (High Electron Mobility Transistors), sont des transistors à effet de champ à conduction latérale qui tirent parti de la mobilité exceptionnelle d'un gaz d'électrons bidimensionnel (2DEG), généré à l'hétérojonction de deux semi-conducteurs présentant des largeurs de bande interdite différentes. Introduite au début des années 1980, cette technologie a connu un essor remarquable avec le développement des HEMTs à base d'AlGaIn/GaN, notamment grâce aux travaux pionniers de Khan et de son équipe en 1994 [1].

Par rapport aux transistors MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor), les HEMT constituent une avancée technologique majeure. Depuis le début des années 1990, ils

se sont imposés comme la solution de référence dans de nombreuses applications électroniques. Leur très faible bruit intrinsèque les rend particulièrement adaptés aux systèmes de télécommunications terrestres et spatiales, aux radiotélescopes, aux récepteurs de télévision par satellite, ainsi qu'à divers dispositifs électroniques embarqués, tels que les téléphones portables et les équipements automobiles [7].

Le fonctionnement du HEMT repose sur une commande de courant entre la source et le drain via une tension appliquée à la grille, agissant comme un modulateur. Ce mode de contrôle confère au dispositif des caractéristiques de faible consommation d'énergie et de très faible bruit, en faisant un choix privilégié pour les applications d'amplification en haute fréquence.

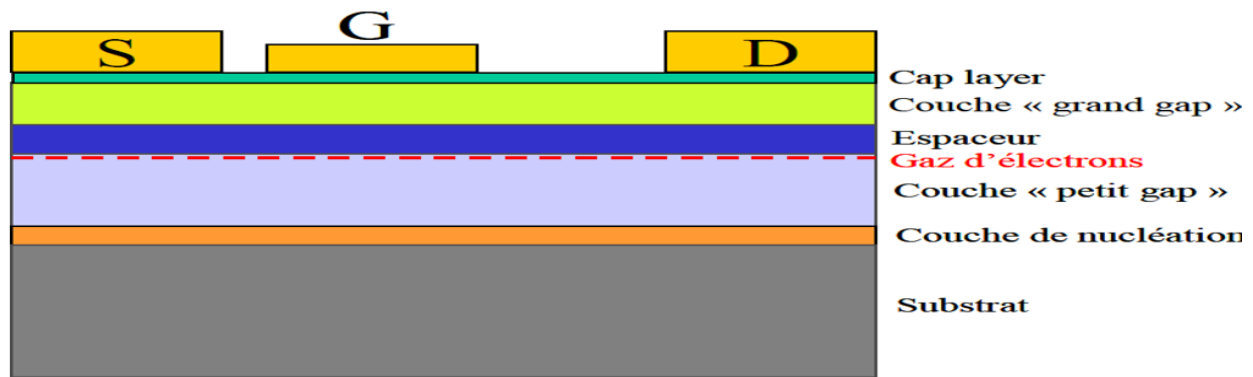
Parmi les diverses variantes de HEMT, ceux construits à partir de nitrure de gallium (GaN) se distinguent nettement. En comparaison avec les pHEMT (pseudomorphiques HEMT) à base de GaAs (arséniure de gallium), les GaN-HEMT présentent une capacité de fonctionnement à haute puissance et à forte densité de courant, ainsi qu'une excellente dissipation thermique et une fréquence de coupure élevée. Ces attributs en font une solution incontournable pour les applications exigeant des performances accrues en fréquence, puissance et gestion thermique [17].

I.IX Structure du HEMT

Le transistor HEMT (High Electron Mobility Transistor) repose sur une architecture constituée principalement de trois types de matériaux : un substrat, une couche de matériau à large bande interdite et une couche de matériau à bande interdite plus étroite. Pour atténuer les effets indésirables à l'interface entre ces couches, tels que les dislocations cristallines susceptibles de dégrader les performances du dispositif, des couches intermédiaires sont généralement ajoutées [18].

L'hétérojonction ainsi formée génère un puits de potentiel à l'interface, favorisant la formation d'un gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG). Ce 2DEG se distingue par une mobilité électronique très élevée, qualité essentielle pour les applications fonctionnant à haute fréquence et à forte puissance.

La **Figure 1.4** présente la structure typique d'un transistor HEMT, en illustrant l'agencement des différentes couches de matériaux et la région d'interface où se développe le 2DEG.



1Figure1.4 : 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 épitaxies. Le choix du substrat est crucial pour les performances du HEMT, influençant la dissipation thermique et la gestion des contraintes mécaniques.

I.X Fonctionnement du HEMT

Le principe de fonctionnement du HEMT se distingue de celui d'un transistor à effet de champ à grille Schottky, tel que le MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor). Dans le cas du HEMT, le transfert de courant s'effectue par l'intermédiaire d'un puits de potentiel formé à l'hétérojonction, qui joue le rôle de canal de conduction. Cette hétérojonction permet de spatialement séparer les atomes donneurs ionisés des électrons libres, lesquels sont confinés dans ce puits sous forme d'un gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG). Ce confinement réduit les mécanismes de diffusion et permet aux électrons d'atteindre une mobilité particulièrement élevée, ce qui se traduit par une amélioration significative des performances du transistor [20]

La commande du courant dans le HEMT repose sur la tension grille-source (V_{GS}), qui influe sur la position de la bande de conduction sous la grille par rapport au niveau de Fermi. Pour évacuer les électrons du canal, il est nécessaire d'appliquer une tension de grille négative, ce qui permet de moduler la densité de porteurs (n_s) dans le canal et donc de contrôler avec précision le courant de drain.

En l'absence de polarisation ($V_{DS} = 0$ V et $V_{GS} = 0$ V), une zone de charges d'espace se forme naturellement sous la grille, en raison du contact de type Schottky. Lorsque l'on applique une tension à la grille, la couche dopée est totalement déplétée, provoquant le transfert des électrons libres vers le canal, où ils se rassemblent à l'interface de l'hétérojonction sous forme d'un 2DEG [5].

Le comportement du transistor dépend alors de la valeur de la tension V_{GS} . Lorsque V_{GS} est faible et atteint la tension de pincement V_P (ou tension de seuil V_{th}), aucun porteur n'est présent dans le puits de potentiel. Le canal est alors fermé, le courant de drain est nul, et le transistor est en régime bloqué ou pincé.

Si V_{GS} devient supérieur à V_P , le bas de la bande de conduction passe sous le niveau de Fermi. La concentration d'électrons dans le canal augmente, ce dernier s'ouvre et le transistor commence à conduire le courant (voir figure 1.5.b).

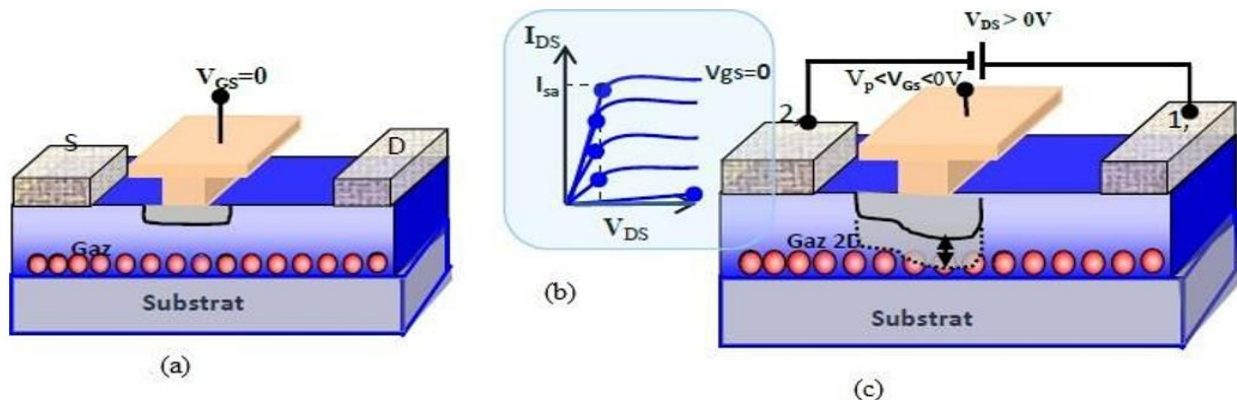


Figure 1.5 : Fonctionnement du HEMT sans polarisation (a), Caractéristiques de sortie du transistor en régime statique (b), En polarisant négativement la grille (c). [5]

I.XI Les caractéristiques électriques du Transistor HEMT

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

Table 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

I.XI.I Le modèle petit-signal

Le modèle petit-signal, également appelé modèle non linéaire, des transistors HEMT à base de nitrure de gallium constitue un outil fondamental dans la conception assistée par ordinateur (CAO) des circuits électroniques fonctionnant en régime micro-ondes. Ce type de modélisation permet de simuler avec précision le comportement du dispositif sous des

conditions de fonctionnement extrêmes, sans exposer les composants physiques à des risques de détérioration [21].

Grâce à ce modèle, les concepteurs peuvent analyser et optimiser les performances des circuits à haute fréquence, tout en intégrant les non-linéarités propres au fonctionnement du transistor. La simulation offre ainsi une évaluation détaillée de paramètres essentiels tels que la réponse en fréquence, le gain, la linéarité, ainsi que d'autres caractéristiques critiques, ce qui facilite considérablement le processus de conception et assure une performance fiable dans les applications micro-ondes.

Figure 1.6 illustre un exemple de modèle électrique représentant les différents paramètres intrinsèques et extrinsèques d'un transistor HEMT, utilisés pour prédire son comportement en régime petit-signal.

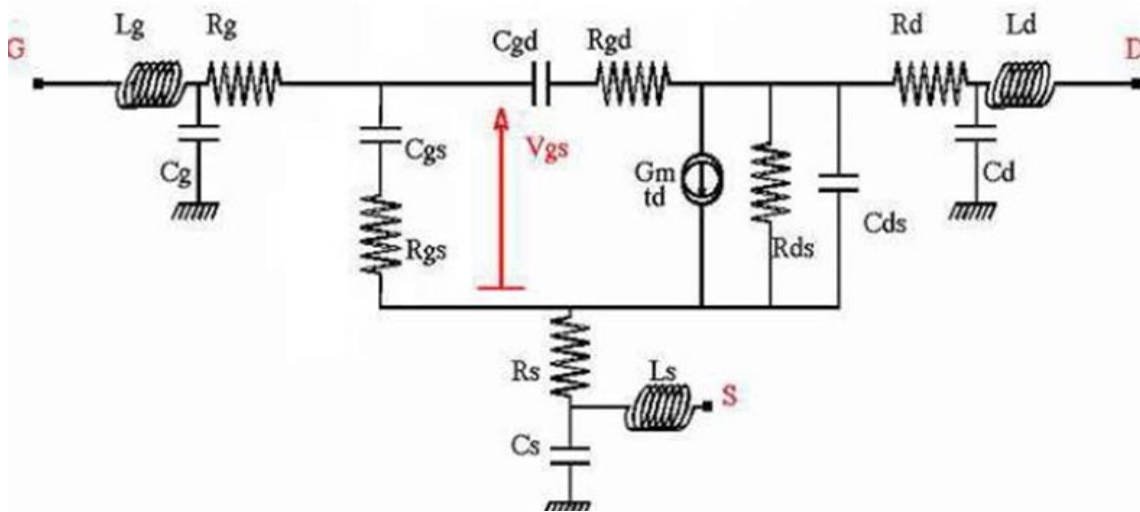


Figure 1.6 : Coupe d'un transistor HEMT GaN et représentation des éléments du modèle électrique petit signal [14]

Figure 1.7 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

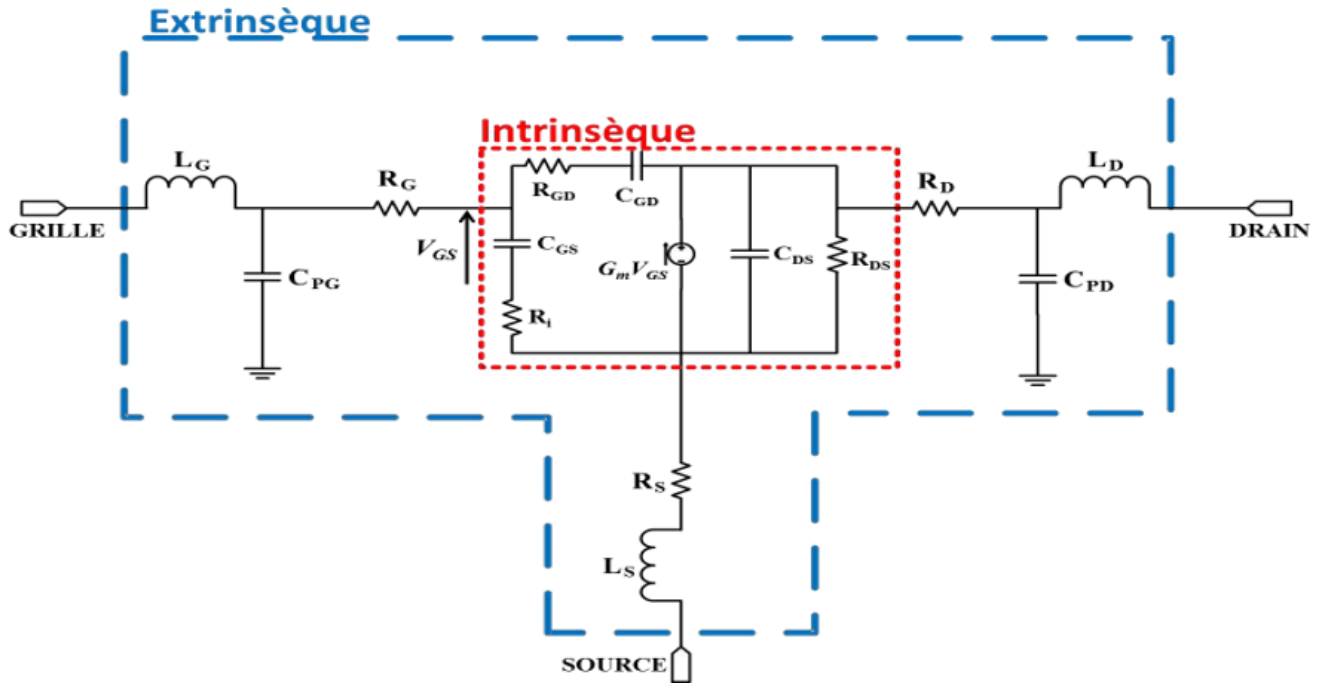


Figure 1.7 : Modèle électrique linéaire ou petit signal d'un transistor HEMT. [14]

I.XI.I.I Éléments Intrinsèques [1] [8] [22]

- La transconductance G_m : est un paramètre essentiel d'un transistor, illustrant l'efficacité de la grille à moduler le courant du canal. Elle quantifie la variation du courant de drain I_{ds} en réponse à une légère modification de la tension grille-source V_{gs} à tension drain-source V_{ds} fixe. Son expression mathématique est :

$$G_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial v_{gs}} \right|_{v_{ds}=\text{constant}} \quad (1-2)$$

- **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 :

$$G_d = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial v_{ds}} \right|_{v_{gs}=\text{constant}} \quad (1-3)$$

- Capacité grille-drain C_{gd}

$$C_{gd} = \left. \frac{\partial I_{gd}}{\partial v_{gd}} \right|_{v_{gs}=\text{constant}} \quad (1-4)$$

- Capacité grille-source C_{gs}

$$C_{gs} = \left. \frac{\partial Q_{gs}}{\partial v_{gs}} \right|_{v_{gd}=\text{constant}} \quad (1-5)$$

- **Capacité drain-source C_{ds}** : La capacité C_{ds} caractérise le couplage capacitif entre les électrodes de drain et de source d'un transistor. Ce paramètre joue un rôle important dans la réponse en fréquence du composant et peut affecter de manière notable ses performances en régime haute fréquence.
- **Résistances R_i et R_{gd}** : Les résistances R_i et R_{gd} modélisent la répartition des résistances dans le canal du transistor. La résistance R_i correspond à la résistance d'entrée, représentant l'impédance vue par le signal appliqué à la grille. Quant à R_g elle reflète l'effet de rétroaction entre le drain et la grille. Bien qu'elle puisse être négligée dans certaines configurations, cette résistance

I.XI.I.II Éléments extrinsèques

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

- La résistance de source R_s et la résistance de drain R_d traduisent à la fois les pertes associées aux contacts ohmiques et la résistance de la zone du substrat située entre les électrodes externes (source ou drain) et la région active du canal.
- La résistance de grille R_g est associée aux pertes engendrées par la répartition des électrodes de grille, influençant la propagation du signal de commande.
- Les inductances L_g , L_d et L_s représentent les effets inductifs introduits par la structure métallique des contacts source, drain et grille.
- Les capacités parasites C_{pg} (grille-substrat) et C_{pd} (drain-substrat) résultent de la configuration géométrique du transistor. Ces capacités d'accès peuvent altérer significativement les performances du dispositif, en particulier à haute fréquence.

I.XI.II 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 dans la figure 1.8

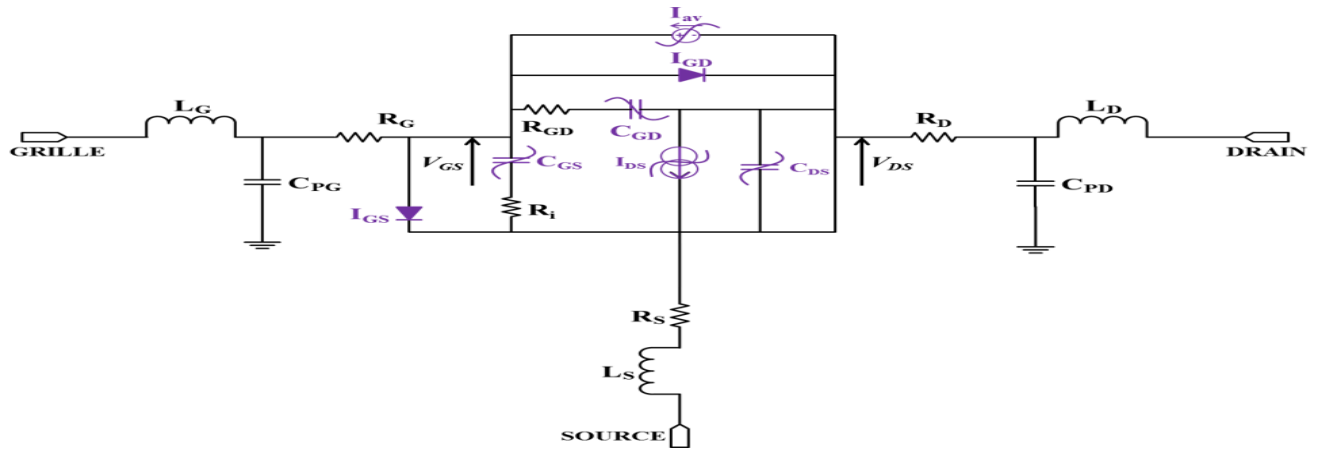


Figure 1.8 : Modèle électrique non linéaire d'un transistor HEMT[14]

I.XI.II.I Figure de mérite pour un fonctionnement en puissance

Trois principales figures de mérite sont utilisées pour caractériser les transistors en régime de puissance : [1] [8]

Densité de puissance de sortie : elle indique la puissance de sortie rapportée à la longueur de grille du transistor, généralement exprimée en W/mm. Cela permet de comparer facilement des transistors de dimensions différentes. En se basant sur les paramètres issus de la caractéristique $I_{ds}(V_{ds})$, la puissance de sortie maximale théorique en classe A peut être estimée par la relation:

$$P_s = \frac{1}{2} \times I_{ds_max} \times (V_{bd} - V_{knee}) \quad (1-6)$$

- Gain en puissance : il s'agit du gain obtenu lorsque le transistor est alimenté par une puissance d'entrée P_e . Ce gain dépend de la fréquence, du point de polarisation et du niveau de puissance appliqué. Il est défini par :

$$G_p \text{ (dB)} = P_s \text{ (dBm)} - P_e \text{ (dBm)} \quad (1-7)$$

- Rendement en puissance ajoutée (PAE) : ce paramètre évalue le pourcentage de puissance DC converti en puissance RF utile. Il est défini comme suit :

$$\eta = (P_s - P_e) / P_{DC} \quad (1-8)$$

I.XI.II.II La fonction de transfert

La fonction de transfert permet de décrire l'évolution du courant drain-source I_{ds} en fonction de la tension grille-source V_{gs} , pour une tension drain-source V_{ds} fixée. Elle est exprimée par la relation :

$$g = \Delta I_{ds} / \Delta V_{gs} \quad (1-9)$$

Cette fonction est essentielle pour analyser le comportement dynamique du transistor. Elle permet d'identifier les points de fonctionnement optimaux, d'estimer l'efficacité du dispositif et de prévoir ses performances dans divers circuits électroniques.

I.XII Les caractéristiques statiques

Les caractéristiques statiques des transistors, observées en régime continu (DC), sont fondamentales pour l'évaluation de leurs performances en termes de puissance et de fréquence : présente les caractéristiques courant-tension I_{ds} (V_{ds} , V_{gs}), couramment appelées caractéristiques de sortie. [9] Lorsqu'on augmente V_{ds} à tension de grille constante V_{gs} , le courant I_{ds} évolue en conséquence.

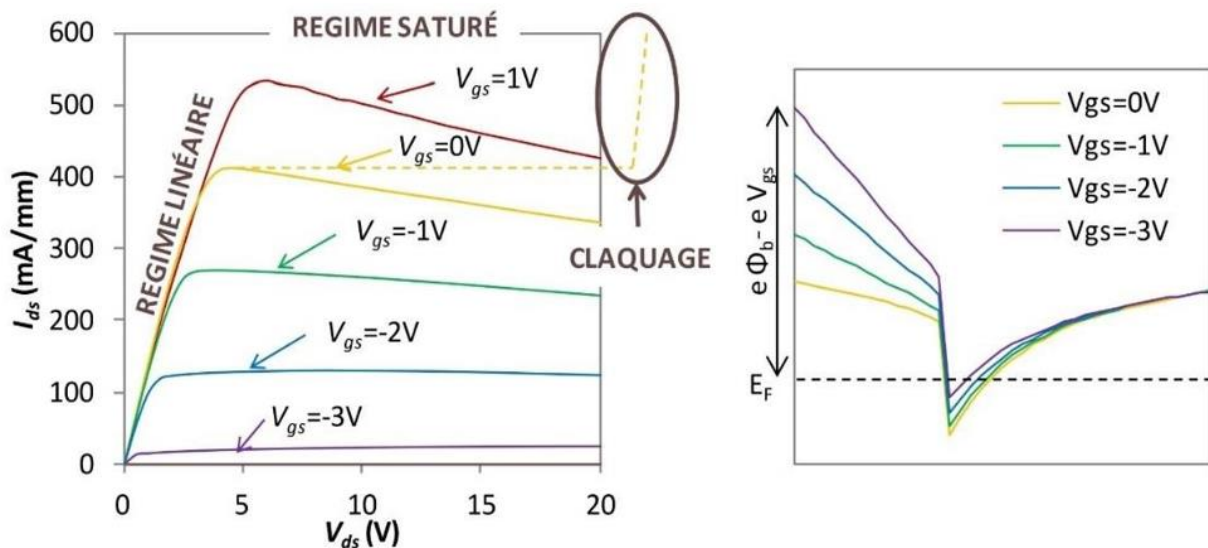


Figure 1.9 : présente les caractéristiques courant-tension $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$

Trois régimes de fonctionnement se distinguent :

- **Régime ohmique (a) :** Le courant I_{ds} croît linéairement avec V_{ds} et V_{gs} . Ce régime est délimité par les valeurs V_{knee} et $I_{ds\ max}$. Pour de faibles tensions V_{ds} , l'augmentation de V_{ds} accroît la mobilité des électrons, augmentant ainsi I_{ds} . La valeur de V_{knee} est fonction de la vitesse de saturation des électrons.

- **Régime de saturation (b)** : Ici, I_{ds} devient quasi constant malgré une variation de V_{ds} , mais augmente avec V_{gs} . Dès que V_{ds} dépasse V_{knee} , les électrons atteignent leur vitesse de saturation et I_{ds} plafonne.
- **Régime d'avalanche (c)** : Dans cette zone critique, un champ électrique élevé déclenche un phénomène d'avalanche. À la tension de claquage V_{bd} , un grand nombre de porteurs sont libérés, provoquant une augmentation incontrôlée de I_{ds} , menant à la destruction du composant.

I.XIII Mesure des paramètres -S-

La caractérisation des composants en hyperfréquence repose sur la mesure des paramètres -S- via un analyseur de réseau. Deux types existent :

- **Analyseur scalaire** : mesure uniquement le module des paramètres -S-.
- **Analyseur vectoriel** : fournit le module et la phase.

Une étape préalable essentielle est la calibration de l'instrument afin de corriger les erreurs systématiques (réflexions, pertes, directivité imparfaite, etc.), à l'aide d'étalons tels qu'une charge de 50 Ω , un court-circuit, un circuit ouvert, ou une ligne adaptée.

I.XIV Quelques effets limitatifs dans les transistors HEMTs GaN

I.XIV.I Effets thermiques

Les performances d'un transistor sont sensibles à la température ambiante et à l'auto-échauffement. Ce dernier, lié à la dissipation de puissance, altère la mobilité des porteurs, diminuant ainsi le courant I_{ds} et la transconductance. La gestion thermique devient essentielle, notamment en haute puissance. Le substrat SiC, grâce à sa haute conductivité thermique, constitue une solution efficace. Le report flip-chip peut aussi être utilisé pour améliorer la dissipation, bien qu'il engendre un surcoût de fabrication.

I.XIV.II Les différents phénomènes de pièges

Les impuretés et défauts cristallins ou de surface engendrent des pièges qui capturent temporairement des porteurs, modifiant la densité de conduction et perturbant les performances. Ces pièges induisent des états dans la bande interdite et affectent différemment

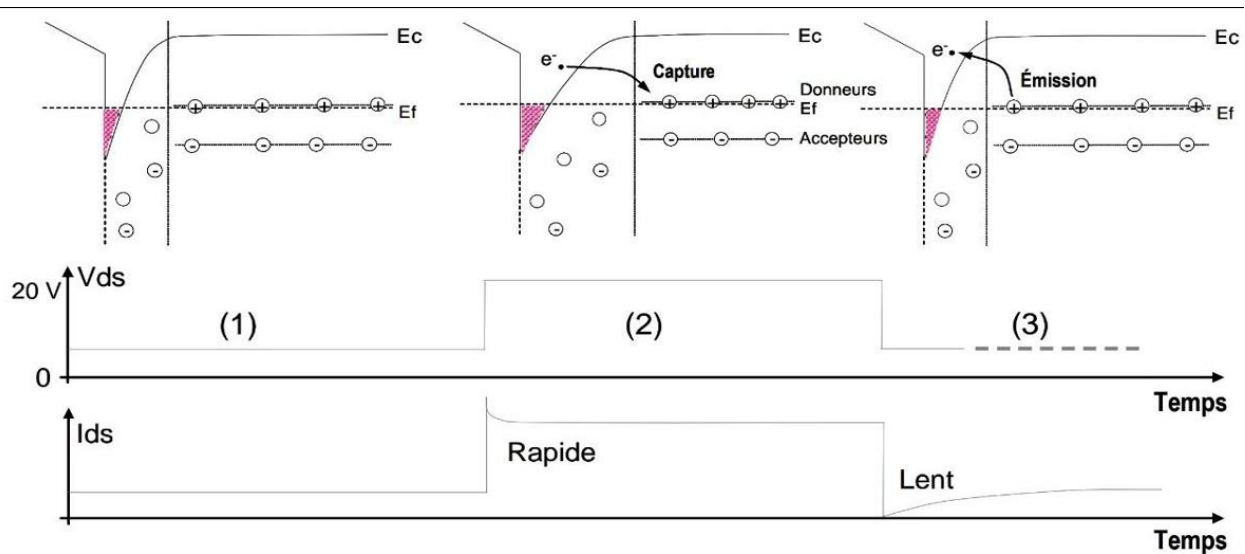


Figure 1.10 : illustre l'impact d'un changement de polarisation sur les bandes d'énergie en présence de pièges

HEMTs et MESFETs. Leur effet se traduit par des constantes de temps différentes pour la capture et l'émission.

- **Phase 1 : État initial** : I_{ds} augmente rapidement avec V_{ds} car les pièges ne sont pas encore activés.
- **Phase 2 : Capture rapide** : Les électrons sont capturés, stabilisant ou réduisant I_{ds} .
- **Phase 3 : Émission lente** : Les porteurs sont lentement réémis, provoquant une augmentation progressive de : I_{ds} .

Ces phénomènes génèrent des effets comme le **gate-lag** et le **drain-lag**, analysables par des mesures pulsées, permettant de dissocier les effets thermiques des pièges.

I.XIV.II.I Le phénomène de gate-lag

Ce phénomène résulte de pièges situés sous la grille, provoquant un retard de réponse du courant I_{ds} à une variation rapide de V_{gs} . Il est amplifié par les impuretés dans la couche AlGaIn. Pour y remédier, des techniques de passivation de surface sont appliquées afin de réduire les pièges.

I.XIV.II.II Le phénomène de drain-lag

Lors d'une variation brusque de V_{ds} , le courant I_{ds} répond lentement en raison d'électrons chauds piégés dans le buffer de GaN. Cela nuit à la fiabilité du composant. Améliorer la qualité des couches de buffer et la gestion thermique permet de limiter ce phénomène.

I.XV Applications des HEMT en GaAs

Les HEMTs en GaAs sont utilisés dans :

- **Amplificateurs haute fréquence** : Tels que les LNA pour les récepteurs satellites et la téléphonie mobile.
- **Dispositifs micro-ondes** : Pour radars, communications satellites, etc.
- **Optoélectronique** : LED, cellules solaires.
- **Autres** : Amplificateurs linéaires, télescopes radio.

Le GaAs offre une meilleure performance à haute température, le rendant adapté aux environnements spatiaux et militaires.

I.XVI Apport du HEMTs GaN pour les applications radar

Les transistors HEMT GaN sont bien adaptés aux radars en raison de leurs performances en puissance, fréquence et robustesse thermique. Ils permettent la miniaturisation des systèmes, avec des densités de puissance et des gains élevés. Le substrat SiC assure une bonne dissipation thermique.

Comparativement au LDMOS silicium, le HEMT GaN offre de meilleures performances jusqu'à la bande S, mais à un coût plus élevé et avec des enjeux de fiabilité à résoudre. Les avancées dans les alliages AlInGaN ouvrent toutefois des perspectives prometteuses

Conclusion

Ce chapitre a présenté les caractéristiques, les limitations et les perspectives d'utilisation des transistors HEMT en GaN et en GaAs. Les problèmes thermiques, les effets de pièges et les techniques de caractérisation ont été abordés. Les applications dans les systèmes radar et de communication montrent l'importance de ces technologies pour l'avenir des composants à haute fréquence.

Chapitre II:

L'AMPLIFICATEUR À FAIBLE BRUIT distribué en cascade ET LES LIGNES À MICRO-RUBAN

Introduction

L'amplificateur faible bruit (LNA) est un composant fondamental et stratégique dans les systèmes de transmission radiofréquences (RF). Positionné en tête de la chaîne de réception, sa fonction première est d'optimiser le rapport signal/bruit en sortie, facilitant ainsi le traitement ultérieur du signal RF par les composants en aval. La conception des LNAs est une tâche complexe qui requiert une attention particulière à la linéarité, la sélectivité et la stabilité.

Ce chapitre se propose d'explorer en profondeur les aspects essentiels des LNAs, depuis leurs principes de conception fondamentaux jusqu'aux applications pratiques des technologies avancées de micro-ruban qui permettent leur intégration efficace dans les systèmes électroniques modernes.

Nous débuterons par une présentation générale des LNAs, en mettant l'accent sur leurs domaines d'application, notamment dans le domaine radar. Nous aborderons ensuite les méthodologies de conception permettant d'optimiser leurs performances en termes de gain, de facteur de bruit, de linéarité et de stabilité. Une attention particulière sera portée aux paramètres S , indispensables à l'évaluation des amplificateurs en conditions réelles, ainsi qu'à l'importance cruciale de l'adaptation d'impédance pour un transfert de puissance maximal et une minimisation des pertes.

Le chapitre détaillera ensuite les différentes architectures de LNAs, telles que les montages en source commune, grille commune, drain commun, cascode et différentiels. Chaque configuration sera analysée pour ses avantages spécifiques et ses applications, en proposant des stratégies adaptées aux exigences des systèmes radar et des communications modernes. Nous évoquerons également les avancées futures des amplificateurs en GaAs, soulignant les développements technologiques prometteurs pour repousser les limites actuelles de performance et de miniaturisation, grâce aux propriétés électriques et thermiques supérieures de ce matériau.

Parallèlement, une section significative du chapitre sera consacrée aux lignes micro-ruban, éléments cruciaux dans la conception de circuits hyperfréquences en raison de leur simplicité de fabrication et de leur efficacité économique. Nous décrirons leur structure, leurs caractéristiques en mode quasi-TEM, ainsi que les paramètres clés tels que la constante diélectrique effective et l'impédance caractéristique, qui régissent leur comportement à haute fréquence. Nous examinerons également les facteurs susceptibles d'altérer leurs performances, notamment l'épaisseur et la largeur du ruban, les implications du blindage, et la dispersion du signal à des fréquences élevées.

Enfin, nous analyserons les limitations de fréquence des lignes micro-ruban et les discontinuités couramment rencontrées en conception. Nous expliquerons comment ces lignes peuvent se comporter comme des composants inductifs ou capacitifs selon leur configuration, et

nous discuterons de l'atténuation, en présentant les défis techniques et les solutions possibles pour minimiser les pertes de signal.

II.I L'amplificateur à faible bruit (LNA)

Les amplificateurs à faible bruit (LNA) sont un composant crucial des systèmes électroniques modernes. Ils sont conçus pour amplifier les signaux de faible niveau avec un minimum de bruit ajouté, ce qui peut être critique dans les applications où de petits signaux doivent être détectés.

Les LNA sont utilisés dans diverses applications, notamment les systèmes de communication sans fil, les communications par satellite, les systèmes radar et les équipements médicaux. La fonction principale d'un LNA est d'amplifier les signaux faibles reçus de l'antenne ou du capteur, sans ajouter de bruit supplémentaire au signal.

Il est également important de noter que 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 galium) pour garantir un bon fonctionnement. En outre, pour avoir des meilleurs résultats notamment un faible bruit et un gain élevé à des fréquences très élevés, il est crucial d'utiliser les transistor HEMT en GaAs.

L'utilisation des logiciels de simulations, comme ADS (Advanced Design Simulation), permet aux ingénieurs de domaine de simuler, optimiser et améliorer leurs montages en LNAs avant leur fabrication, en assurant une meilleure performance et une fiabilité accrue dans les environnements réels.

II.II La procédure de conception de l'amplificateur à faible bruit

L'amplificateur à faible bruit ou LNA (Low Noise Amplifier) constitue l'amplificateur de tête de la chaîne de réception. Les amplificateurs à faible bruit sont utilisés pour augmenter la puissance de signal RF tout en diminuant le bruit. L'amplificateur à faible bruit (LNA) est un des blocs fonctionnels de base du système de communication. Le but de LNA est d'amplifier le signal reçu aux niveaux acceptables tout en réduisant au minimum le bruit qu'il s'ajoute. La formule de **FRIIS (2-1)** montre que plus un amplificateur est en amont et plus fort est son gain, plus son influence sur le bruit global est significative. La conception donc doit être un compromis entre le gain et le bruit. [25]

$$NF = NF1 + \sum_{k=2}^n \frac{F_k - 1}{\prod_{i=1}^{k-1} G_i} \quad (2-1)$$

Afin de traiter correctement cette information, le LNA doit donc :

- Amplifier le signal reçu.
- Générer peu de bruit.

- Être le plus linéaire possible.

La première chose à faire lors de la conception d'un amplificateur est de choisir un composant ayant des performances en bruit et en gain appropriées à l'application finale dans laquelle il sera utilisée. La conception d'un LNA doit donc assurer un meilleur compromis entre le facteur de bruit et le gain.

Toutefois dans la conception d'un LNA large bande et faible bruit nous garderons en ligne de mire les éléments critiques de la **figure 2.1**.

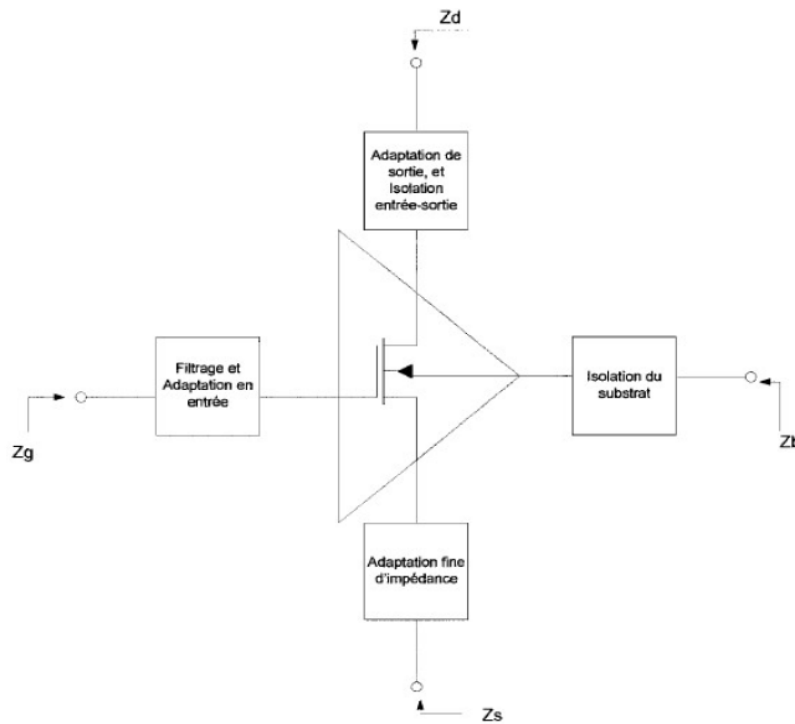


Figure 2.1: Les éléments critique d'un LNA

Lors de la conception d'un amplificateur à faible bruit, plusieurs facteurs doivent être pris en compte pour garantir des *performances optimales* (le gain, facteur de bruit, stabilité, linéarité, fréquence centrale et la bande passante, la dynamique).

La procédure de conception de l'amplificateur est illustrée dans la **figure 2.2**. Les paragraphes suivants présentent les différentes étapes de la conception de l'amplificateur faible bruit (LNA) : [27]

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 de l'amplificateur faible bruit (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 la conception si nécessaire.

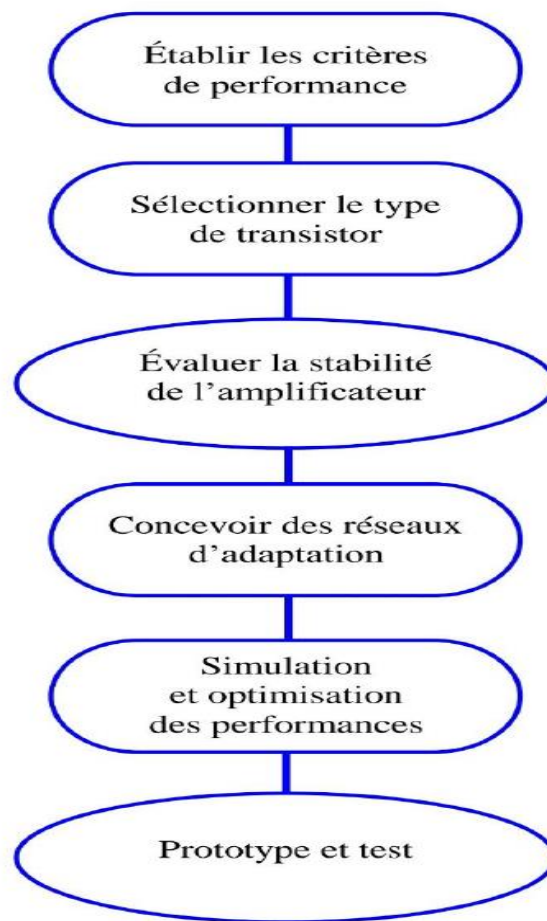


Figure2.2 : schéma bloc représentant la méthode de conception d'un LNA [27]

II.III Caractéristiques d'un amplificateur

Il existe plusieurs critères pour apprécier les performances d'un LNA, les plus importants sont généralement : le gain, le facteur de bruit, la stabilité et la linéarité.

II.III.I Les paramètres -S-

Les paramètres S (pour scattering : dispersion) sont les éléments d'une matrice également connue sous le nom de matrice de répartition. Ces paramètres permettent de décrire pleinement le comportement électrique des réseaux électroniques à des fréquences plus ou moins élevées (radiofréquences, micro-ondes), en fonction des signaux d'entrée. D'où leur importance. [28]

Ils répondent essentiellement à un problème classique (impédance, admittance, transmittance...etc.) nécessite la réalisation d'un court-circuit ou d'un circuit ouvert pour leur détermination. Ces situations étant très difficiles à réaliser en hautes fréquences, on préférera effectuer les mesures avec des quadripôles adaptés à une résistance de normalisation (en général 50 Ω).

La figure 2.3 présente un quadripôle Q piloté par un générateur de tension E_g avec une impédance de source Z_s et chargé par une impédance Z_L . Les ondes de courant I_1 et I_2 ainsi que les ondes de tension V_1 et V_2 sont également représentées sur la figure ci-dessous.

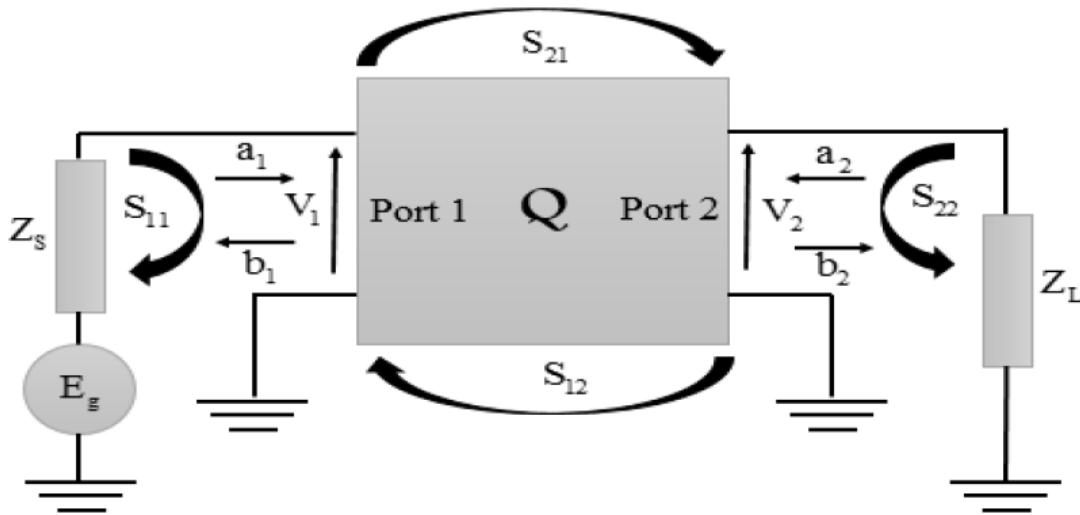


Figure 2.3 : Paramètres [S] d'un quadripôle définis par des ondes de puissance normalisée [28]

Les ondes de propagation utilisées dans la théorie des lignes de transmission sont définies par les ondes de puissance incidentes normalisées a_n et réfléchies b_n qui s'expriment comme suit [II-3]:

$$a_n = \frac{V_n + Z_c^* I_n}{2 \sqrt{(Z_c) R_e}} \quad (2-2)$$

$$b_n = \frac{V_n - z_c^* I_n}{2 \sqrt{(Z_c) R_e}} \quad (2-3)$$

Où l'indice n désigne le numéro d'un port ($n=1$ ou 2) et z_c^* est l'expression conjuguée de l'impédance caractéristique de la ligne de transmission.

La matrice $[S]$ d'un circuit à deux ports peut être exprimée comme suit :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2-4)$$

D'après l'équation (2-4) nous pouvons encore écrire :

$$\begin{cases} b_1 = s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2 \\ b_2 = s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2 \end{cases} \quad (2-5)$$

Les paramètres S sont mesurés à l'aide d'analyseurs de réseaux vectoriels, qui permet de caractériser précisément le comportement des composants hyperfréquences. Ils s'écrivent comme suivant :

$$s_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad (2-6)$$

$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0, Z_L=Z_c^*}$: est le coefficient de réflexion en entrée lorsque le quadripôle est adapté en sortie, c'est-à-dire lorsque l'impédance de charge Z_L est égale au conjugué de l'impédance caractéristique Z_c de la ligne ($Z_L = Z_c^*$). Dans ce cas, l'onde réfléchie a_2 est nulle car elle est absorbée par la charge Z_L .

$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0, Z_s=Z_c^*}$: est le coefficient de réflexion en sortie du quadripôle lorsque le quadripôle est adapté en entrée, c'est-à-dire lorsque l'impédance de source Z_s est égale au conjugué de l'impédance caractéristique Z_c de la ligne ($Z_s = Z_c^*$). Dans ce cas, $a_i = 0$. L'onde de puissance incidente est complètement absorbée par l'impédance source Z_s .

$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$: est le coefficient de transmission de l'entrée vers la sortie (c'est le gain en puissance)

$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$: gain de transmission dans le sens inverse (de la sortie vers l'entrée), également appelé isolation.

À base de ces paramètres (les paramètres S), nous allons étudier les caractéristiques essentielles d'amplificateurs faible bruit tel que les gains, la stabilité...etc.

II.III.II Gain

Suivant que l'on considère les puissances injectées réelles ou disponibles, plusieurs définitions de gain sont possibles. La figure 2.4 présente un réseau RF à deux portes.

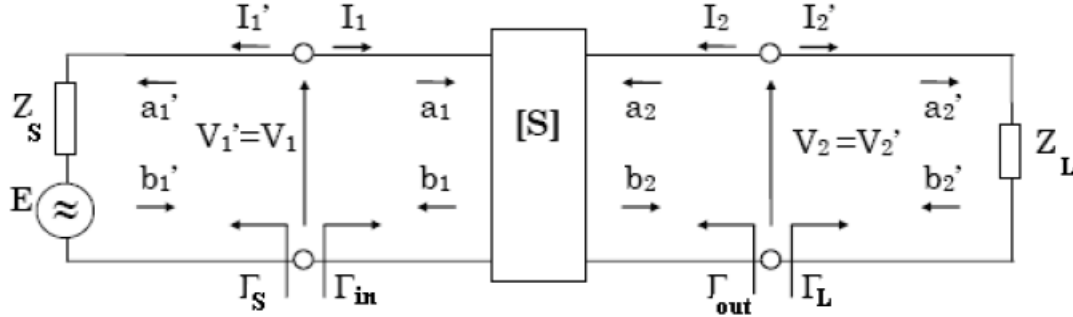


Figure 2.4 : réseau à deux portes présentées avec des coefficients de réflexions [29]

Γ_S : coefficient de réflexion de la source.

Γ_L : coefficient de réflexion de la charge.

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

Γ_{Out} : coefficient de réflexion de la sortie.

- **Gain en puissance**

C'est le rapport entre la puissance délivrée par le transistor et la puissance délivrée par la source d'excitation (Dénommé par fois gain opérant), ce gain est indépendant de l'adaptation d'entrée, mais ne dépend que de l'adaptation de sortie. Le gain en puissance s'écrit comme suivant : [29]

$$G_P = \frac{|s_{21}|^2(1-|\Gamma_L|^2)}{(1-|\Gamma_{in}|^2)|1-s_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2-7)$$

- **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 [29]:

$$G_i = \frac{|s_{21}|^2|1-\Gamma_S\Gamma_L|^2}{(1-s_{11}\Gamma_S)(1-s_{22}\Gamma_L)-s_{12}s_{21}\Gamma_S\Gamma_L} \quad (2-8)$$

- **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 de générateur :

$$G_P = \frac{|s_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2(1-|\Gamma_{int}|^2)} \quad (2-9)$$

- **Gain transducique**

C'est le rapport entre la puissance délivrée par le transistor et la puissance réellement injectée (ou puissance incidente), dénommé aussi gain composite. Il dépend donc de l'adaptation d'entrée et l'adaptation de sortie, est définie par [29] :

$$G_T = \frac{|s_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{|(1-s_{11}\Gamma_S)(1-s_{22}\Gamma_L)-s_{12}s_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (2-10)$$

NB : le gain transducique prend des valeurs particulières suivant les conditions d'adaptation en puissance aux accès.

- **Adaptation conjuguée en entrée :**

$$\Gamma_S = \Gamma_{int}^* \rightarrow G_T = G_P \quad (2-11)$$

- **Adaptation conjuguée en sortie :**

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^* \rightarrow G_T = G_P \quad (2-12)$$

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

$$\Gamma_S = \Gamma_{int}^*, \Gamma_L = \Gamma_{out}^* \rightarrow G_T = G_P = G_d \quad (2-13)$$

II.III.III L'adaptation d'impédance

La notion de gain est liée à la transmission de puissance et donc à l'adaptation d'impédance. Intuitivement, si l'on veut amplifier un signal, il convient d'abord de le récupérer correctement.

En prenant l'exemple de la **figure 2.5**, nous allons définir l'impédance optimale Z_L permettant de recueillir le maximum de puissance fournie par la source V_s , en fonction de son impédance Z_s .

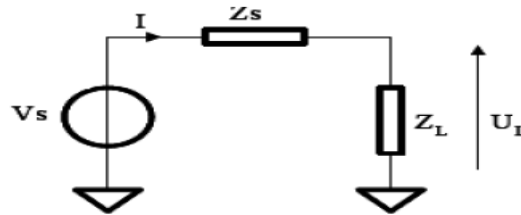


Figure 2.5 adaptation d'impédance [30]

La puissance consommée par la charge s'écrit:

$$P_L = U_L \cdot I^* \quad (2-14)$$

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

En dérivant cette expression (2-14), nous obtenons alors les conditions dites d'adaptation d'impédance assurant un maximum de transfert de puissance de la source vers la charge :

$$Z_S = Z_L^* \quad (2-15)$$

En appliquant ce résultat à un système deux ports (figure 2.6), on obtient les conditions d'adaptations optimales permettant un maximum de transfert de puissance entre deux étages :

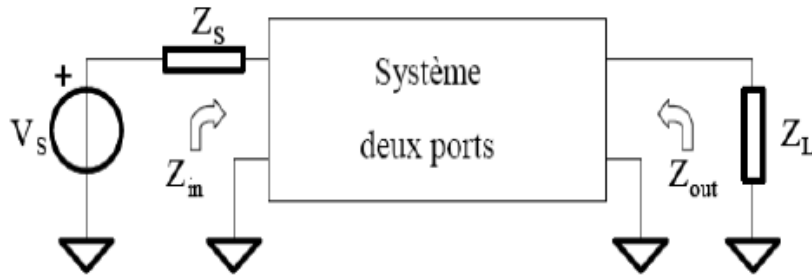


Figure 2.6 : Adaptation d'impédance d'un bloc dans une chaîne [30]

$$Z_S = Z_{in}^* \quad (2-16)$$

$$Z_L = Z_{out}^* \quad (2-17)$$

Généralement, les impédances des sources extérieures telles celles des filtres et antennes présentent une impédance faible et différente de l'impédance d'entrée des blocs de type LNA. Ainsi, il va donc falloir réaliser des adaptations d'impédance de surcroît, ne seront valables d'une part qu'à une certaine fréquence et d'autre part de la nature des impédances d'entrée liée à la topologie des blocs RF. Cette étape de conception est d'autant plus importante qu'elle va conditionner l'optimisation du gain de l'étage mis en cause. Prenons le système à deux ports de la figure 2.5 avec P_{imax} comme puissance maximale que délivre la source, et P_{omax} comme puissance maximale en sortie, le gain en Puissance se définit comme suit :

$$G_p = \frac{P_{omax}}{P_{imax}} \quad (2-18)$$

Si les entrées et sorties sont parfaitement adaptés, alors le maximum de puissance est délivré Et s'écrit :

$$G_p = \frac{P_o}{P_i} \quad \text{Avec} \quad R_i = R_s \quad \text{Et} \quad R_o = R_L \quad (2-19)$$

R_i : résistance d'entrée du bloc.

R_s : résistance de la source.

R_o : résistance de sortie.

R_L : résistance de la charge.

$$G_P = \left(\frac{V_{orms}}{V_{irms}} \right)^2 \frac{R_S}{R_L} \quad (2-20)$$

Avec rms = root mean square = valeur efficace.

Ainsi si $R_S = R_L$, le gain de conversion en puissance peut s'écrire au moyen du gain en tension G_V du système :

$$G_V = \frac{V_o}{V_i} \Rightarrow G_{dB} = 20 \log G_V \quad (2-21)$$

$$G_P = \left(\frac{V_o}{V_i} \right)^2 \Rightarrow (G_P)_{dB} = 10 \log \left(\frac{V_o}{V_i} \right)^2 = 20 \log G_V \quad (2-22)$$

$$(G_P)_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_o}{V_i} \right) \quad (2-23)$$

Il faut noter que ce genre d'écriture est obtenu grâce à une parfaite adaptation d'impédance qui n'est jamais réellement atteinte.

II.III.III.I Les différents circuits d'adaptation

La transformation d'impédance ou l'adaptation d'impédance est une partie essentielle dans le processus de conception d'un amplificateur de puissance hyperfréquences. En fait, en hyperfréquences, nous cherchons à transférer une puissance maximale depuis le générateur (source) vers la charge. Alors, lorsqu'il y a une désadaptation entre la source et la charge, la puissance disponible au niveau de la source ne sera pas fournie à la charge, ce qui entraîne une perte de puissance. Cette désadaptation peut être résolue en utilisant un circuit d'adaptation [31]. La fonction de ce dernier est de transformer l'impédance de charge en une impédance qui correspond à l'impédance de la source. Il existe plusieurs types de circuits d'adaptation qui peuvent être utilisés à cet effet. Par conséquent, la sélection de circuit d'adaptation adéquat dépend de plusieurs facteurs parmi lesquels la fréquence ou la bande de fréquence de fonctionnement, la complexité et la facilité de l'implémentation. Cette dernière dépend également de la technologie de fabrication (PCB, hybride, MMIC). Dans cette section, les circuits d'adaptation les plus connus sont :

- **Adaptation par un circuit de type L**

La **figure 2.7** Montre un circuit d'adaptation de type L. Dans cette figure, R_L est supposée plus grande que R_S . Le circuit d'adaptation de type L inséré dans la zone ombrée transformera la résistance R_L en R_S . La réactance parallèle X_2 est ajoutée dans le but de diminuer la valeur de la résistance de la source R_S . Par conséquent, la réactance parallèle ajoutée est considérée comme un transformateur d'impédance à bande étroite. Noter que si un condensateur est utilisé comme X_2 , le circuit d'adaptation se comporte comme un filtre passe-bas, tandis que si une inductance est choisie, le circuit d'adaptation agit comme un filtre passe-haut. [32]

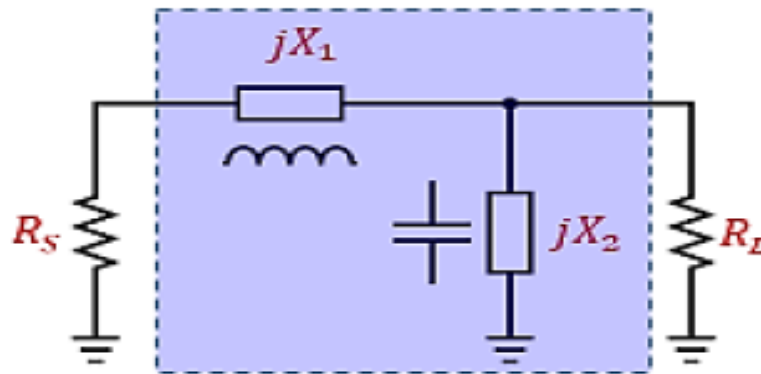
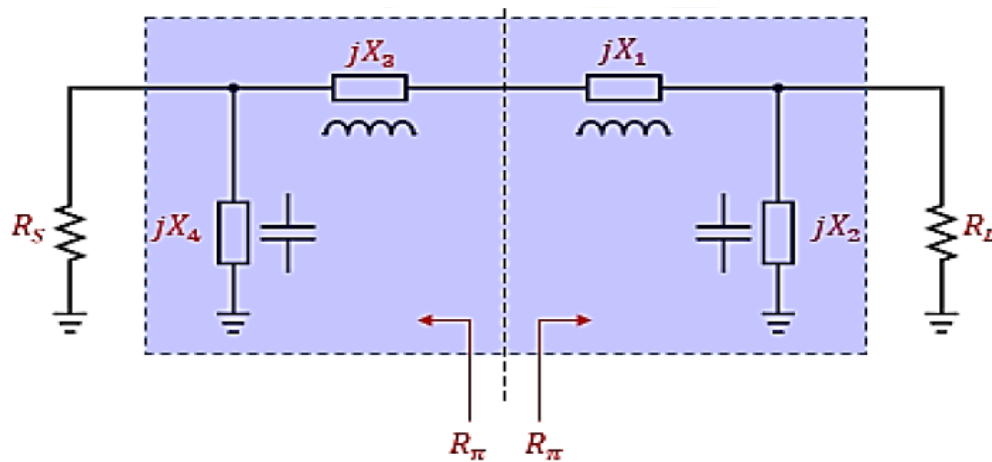


Figure 2.7: Adaptation par un circuit de type L [32]

- **Adaptation par un circuit de type π**

La **figure 2.8** montre un circuit d'adaptation de type π . Ce dernier peut être vu comme deux circuits d'adaptation de type L qui se font face. Nous désignons les impédances regardant la source et la charge à partir du plan de référence comme R_π , la valeur de cette dernière s'avère être plus petite que les résistances de source et de charge R_S et R_L .

Figure 2.8: Adaptation par un circuit de type π [32]

Sur la **figure 2.8**, l'impédance de charge R_L est abaissée par la réactance ajoutée jX_2 , et cette impédance est adaptée à R_π en utilisant la réactance série jX_1 . Ainsi, la valeur de R_π est inférieure à celle de R_L . Nous utilisons le même raisonnement, la valeur de R_π est plus petite que R_S . Par conséquent, puisque R_π est plus petite que R_L et R_S , la valeur de R_π doit être sélectionnée en premier pour concevoir un circuit d'adaptation de type π . Par la suite, les impédances de source et de charge peuvent être adaptées à la valeur sélectionnée de R_π en

utilisant les deux circuits d'adaptation de type L. Si jX_2 et jX_4 sont implémentées avec un condensateur. [32]

- **Adaptation par un circuit de type T**

La **figure 2.9** montre un circuit d'adaptation de type T. Comme dans le circuit d'adaptation de type π , un circuit d'adaptation de type T peut être vu comme deux sections de type L se faisant face.

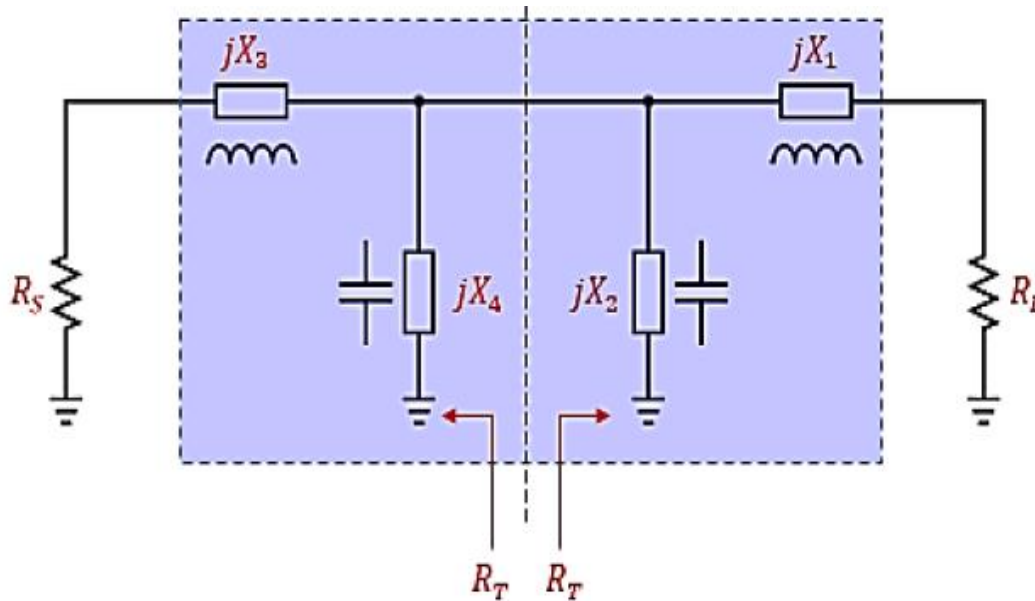


Figure 2.9: Circuit d'adaptation de type T [32]

En désignant les impédances regardant la source et la charge à partir du plan de référence comme R_T . En utilisant le même raisonnement discuté ci-dessus, la valeur de l'impédance R_T est donc supérieure à la fois aux résistances de source et de charge. Dans le cas d'une adaptation par un circuit de type T, une valeur de R_T supérieure aux R_S et R_L est sélectionnée en premier, et par la suite, la source et la charge peuvent être adaptées à l'aide de deux circuits d'adaptation de type L. Supposons que jX_2 et jX_4 , qui agissent comme des transformateurs d'impédance dans le circuit d'adaptation de type T, sont implémentés avec des condensateurs. [32]

II.III.IV Le facteur de bruit F [33]

En radiofréquence, la quantification pure du bruit (N) n'est pas considérée mais plutôt son niveau par rapport au signal utile (S). Le bruit d'un circuit est déterminé par le facteur de bruit (ou NF : noise figure), défini à partir du facteur de bruit F (2-24).

$$NF = 10 \log (f) = 10 \log \left(\frac{(S/N)_{\text{entré}}}{(S/N)_{\text{sortie}}} \right) \quad (2-24)$$

Pour un système entier constitué de n blocs en cascade (Figure 2.9) de gain G_i et de facteur de bruit F_i , l'étude du bruit menée par FRIIS permet de définir le bruit global d'un système avec l'équation (2-25).

$$F_{\text{totale}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \cdot G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2-25)$$

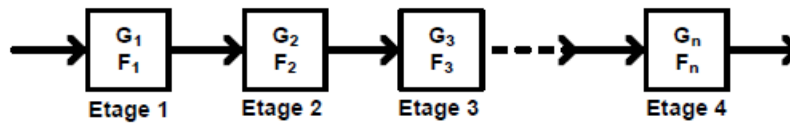


Figure 2.10 : Système à n étage en cascade

Pour un circuit considéré comme un système à deux portes (Figure 2.10), on utilise la méthode de calcul du facteur de bruit de FRIIS (équation 2-26). Cette analyse ramène à l'entrée les différentes sources de bruit du système. On obtient alors les sources I_N et V_N correspondantes au bruit en courant et en tension du système. L'impédance de la source est représentée avec son admittance Y_S . A partir de ces sources de bruit, la formule de FRIIS (équation 2-27) permet d'obtenir directement le facteur de bruit du système. Cette présentation du calcul du facteur de bruit reste générale ; en première approximation il est possible de considérer que les source I_N et V_N ne soient pas corrélées, ce qui n'est pas le cas dans la réalité.

$$F = \frac{\text{Bruit en puissance total en sortie}}{\text{Bruit en sorti de la source}} \quad (2-26)$$

$$F = 1 + \frac{I_n^2 + Y_S^2 \cdot V_n^2}{I_S^2} \quad (2-27)$$

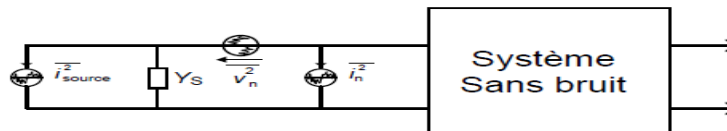


Figure 2.11 : Système pour le calcul du bruit [33]

II.III.V Linéarité

Les circuits électroniques sont des dispositifs physiques, par conséquent ils ne sont jamais parfaitement linéaires. En appliquant un signal $x(t)$ à l'entrée d'un système, **Figure 2.12**, la sortie $y(t)$ s'écrit génériquement sous la forme proposée dans **l'équation 2.28** dans laquelle les coefficients n et dérivées nième décrivent le caractère non linéaire de la fonction de transfert.

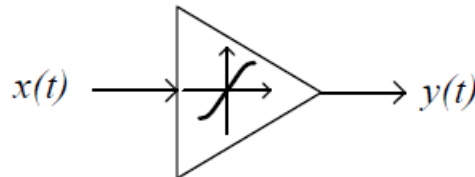


Figure 2.12 : Système non linéaire [34]

Un amplificateur est soumis à des non-linéarités dès qu'on lui applique un niveau de signal important en entrée. Il existe deux types de distorsion d'amplitude [34] :

- Distorsion créant un effet de compression sur la puissance du signal (compression point à 1 dB).
- Distorsions dues aux interférences entre deux signaux dont la fréquence est proche de l'harmonique Fondamentale, la combinaison de ces différentes fréquences crée des produits d'intermodulation.

Les distorsions dues aux interférences impactent uniquement la chaîne de réception. Ces distorsions seront présentées à titre informatif, afin d'évaluer la qualité de l'amplificateur conçu. Afin de caractériser ces deux types de distorsion deux tests doivent être réalisés :

Test du simple ton, le spectre du signal injecté en entrée de l'amplificateur est constitué d'une seule raie.

Test du double ton, le spectre du signal injecté en entrée de l'amplificateur est cette fois composé de deux raies de puissance identique.

En effet, la linéarité et le gain sont fortement liés au courant de polarisation qui traverse les transistors et l'on doit comparer les performances en linéarité pour la même consommation.

II.III.VI Stabilité d'un amplificateur [35]

La stabilité est l'un des critères les plus importants à considérer durant la conception d'un circuit d'amplification RF. La Stabilité d'un amplificateur représente sa résistance à l'oscillation. Elle peut être déterminée à partir des paramètres S, du réseau d'adaptation à l'entrée et à la sortie et des terminaisons du circuit. On définit deux types de stabilité Conditionnelle et inconditionnelle. Un réseau à deux ports, tel qu'illustré par la **Figure 2.13**, est dit inconditionnellement stable à une fréquence donnée (f), si les parties réelles des impédances (ou résistances) vues à l'entrée (Z_{in}) et à la sortie (Z_{out}) du circuit sont positives pour les terminaisons passives de la source (Z_S) et de la charge (Z_C).

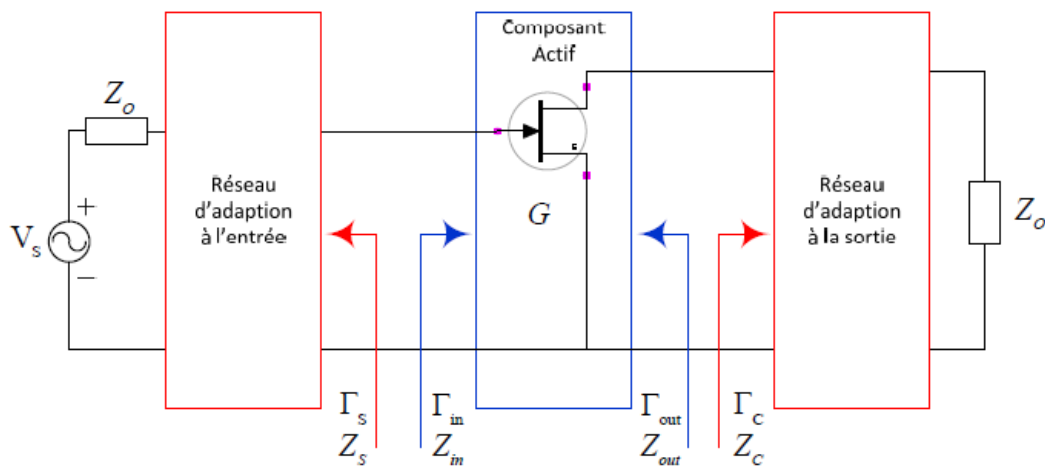


Figure 2.13 : Schéma bloc d'un circuit d'amplification RF montrant les différents coefficients de réflexion vs impédances
Adaptée de Gonzalez (1997) [35]

Les exigences de la stabilité inconditionnelle sont résumées par les équations de (Chang et Knovel (Firme), 2005, p. 2373) :

$$|\Gamma_L| \leq 1 \text{ et } |\Gamma_L| \leq 1 \quad (2-29)$$

$$|\Gamma_{In}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_C}{1 - S_{22}\Gamma_C} \right| < 1 \quad (2-30)$$

$$|\Gamma_{Out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_C}{1 - S_{22}\Gamma_C} \right| < 1 \quad (2-31)$$

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 supérieures à zéro pour certaines valeurs positives des parties réelles des impédances de la source (Z_S) et de la charge (Z_C), à une fréquence spécifique. Dans ce cas-ci, il est possible que le circuit d'amplification ne fonctionne pas correctement, ou qu'il oscille à une autre fréquence. C'est pour cela que lors de la conception d'un amplificateur, il est recommandé de s'assurer que le circuit soit stable pour toutes les fréquences, ce qui peut être difficile à obtenir en pratique.

Les conditions nécessaires et suffisantes pour une stabilité inconditionnelle peuvent être énoncées sous la forme des équations suivantes (Gonzalez, 1997, p. 221), qui sont plus pratiques :

$$K = \left| S_{22} + \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \right| > 1 \quad (2-32)$$

$$1 - |S_{11}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (2-33)$$

$$1 - |S_{22}|^2 > |S_{12}S_{21}| \quad (2-34)$$

$$\text{Ou } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

On peut démontrer que de façon équivalente, il faudrait que les deux conditions suivantes soient satisfaites :

$$K > 1 \quad \text{et} \quad \Delta < 1 \quad (2-35)$$

II.III.VII Isolation

L'isolation caractérise la -fuite- de signal présent à l'un des accès du mélangeur vers les autres accès. Il est important de minimiser les interactions entre les ports FI, RF et OL. L'isolation est mesurée en dB, l'obtention d'une meilleure isolation repose sur le choix de la topologie du mélangeur. [36] La génération de composantes continues ou DC offset est une problématique très courante dans les récepteurs homodynes. Ces composantes apparaissent d'une manière directe dans la bande utile comme des signaux parasites.

Ce phénomène est généralement le résultat de deux principaux facteurs, le premier, est le niveau d'isolations entre l'OL (Oscillateur Local), les entrées du mélangeur et le LNA. En effet, Cette isolation n'est pas idéale, et par conséquent, une fuite provenant de l'OL peut avoir lieu. Cette dernière est généralement due au couplage direct ou indirect par le substrat et elle peut apparaître également à l'entrée du LNA et même parfois à l'entrée du mélangeur.

Ce problème est représenté dans la **figure 2.14** où uniquement la voie Q est considérée. Cette fuite liée à l'OL est présentée à l'entrée du LNA et du mélangeur, est par la suite mélangée avec le signal provenant de l'OL lui-même, pour générer une composante parasite autour de la fréquence zéro (DC composante)

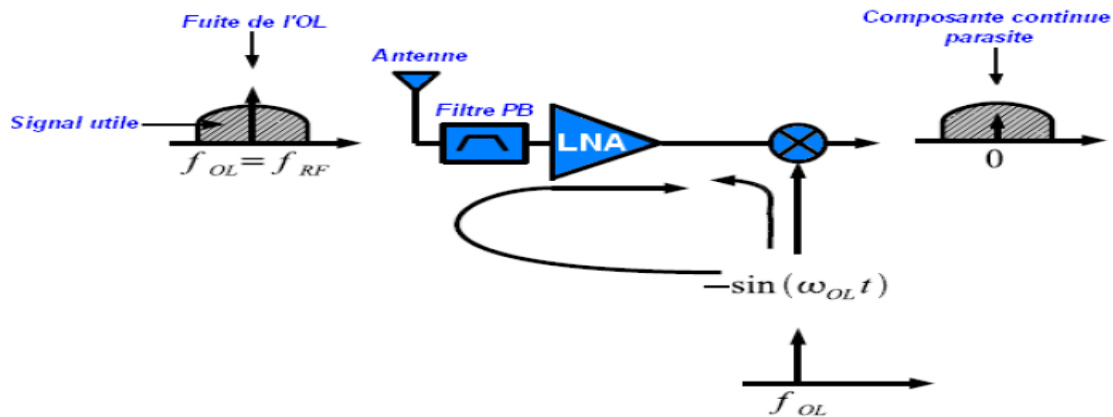


Figure 2.14 : Problème de la fuite d'oscillateur local (OL) dans une chaîne de réception homodyne [37]

Par ailleurs, le même phénomène peut se reproduire quand les fortes interférences présentes sur l'antenne peuvent traverser le LNA pour se rendre aux entrées du mélangeur et ensuite se multiplier avec lui-même la figure 2.15 illustre bien ce phénomène, où qu'une seule voie Q est considérée.

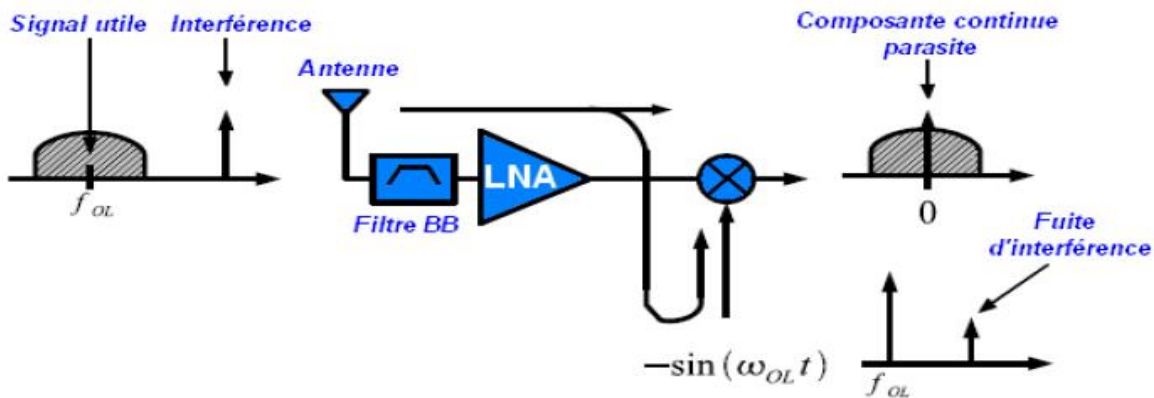


Figure 2.15 : Problème de fuite des signaux parasites vers l'oscillateur local (OL) dans une chaîne de réception homodyne [37]

II.IV Différents architecteurs des amplificateurs [29]

Les topologies choisies pour la conception des circuits jouent un rôle primordial dans la détermination des performances voulues. Cet effet, l'amplificateur à faible bruit est l'un des circuits qui dépendent essentiellement du choix de l'architecture ainsi que du nombre de ses étages. Il est souvent constitué d'un transistor ou mêmes plusieurs, mais il reste différentes possibilités pour leurs implémentations. Pour water, in va tout d'abord évoquer les topologies existantes et choisir par la suite l'architecture qui convient le mieux au cahier de charge. Les critères de ce choix sont généralement déterminés par sur ces performances tels que la

consommation de puissance, le gain et le facteur de bruit. Nous allons présenter les principaux élémentaires.

II.IV.I Le montage en source commune

Un montage source commune est un type d'amplificateur utilisant un transistor à effet de champ. Le terme de 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 au niveau de la grille et récolté de son drain, utilisé ainsi comme amplificateur de tension (**Figure 2.16**). [38]

C'est la structure de base la plus utilisée pour obtenir du gain en tension. C'est la brique de base d'autres montages élémentaires à fort gain en tension (cascode, paire différentielle).

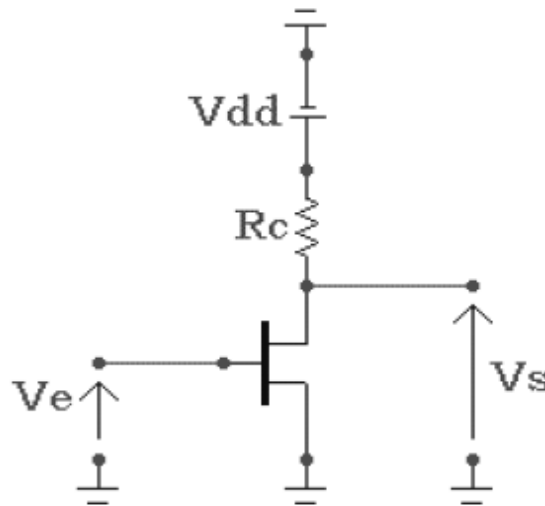


Figure 2.16 : Montage source commune [38]

II.IV.II Le montage en grille commune

Le montage du HEMT en grille commune est l'un des trois types de base d'amplificateur utilisant un transistor à effet de champ. Il est typiquement utilisé comme buffer de courant ou amplificateur de tension. Dans ce circuit, le signal d'entrée est appliqué à la source et sa sortie est au niveau du drain laissant la grille comme le point commun. **Figure 2.17** montre le montage Grille Community en hautes fréquences [38] :

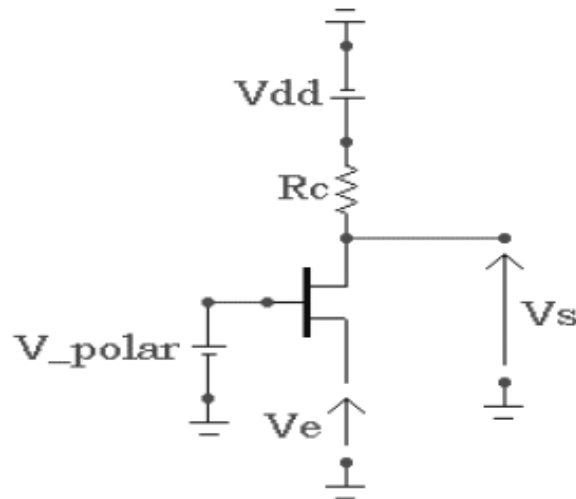


Figure 2.17 : Montage en grille commune [38]

II.IV.III Le montage en drain commun

La **Figure 2.18** représente le schéma de principe du montage drain commun. Ce montage est souvent utilisé comme adaptateur d'impédance.

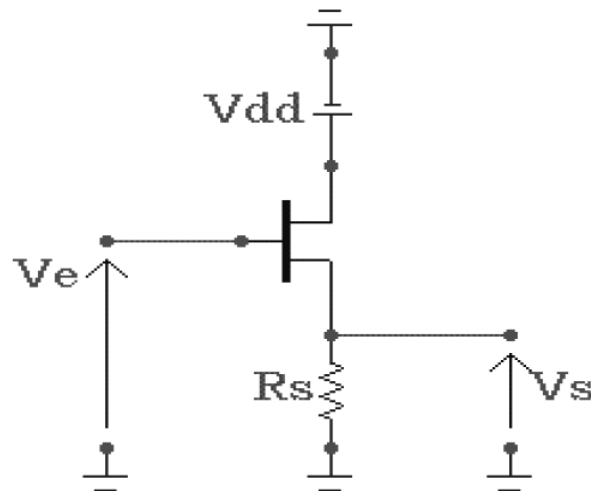


Figure 2.18 : Montage drain commun (source suiveuse). [38]

II.IV.IV Le montage Cascode

Un montage cascode est un montage de deux transistors dont le premier est en source commune et le deuxième en Grille commune (**Figure 2.19**). 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 dual transistor ($V_s = V_{ds1} + V_{ds2}$) et assure une bonne isolation entrée-sortie. [38]

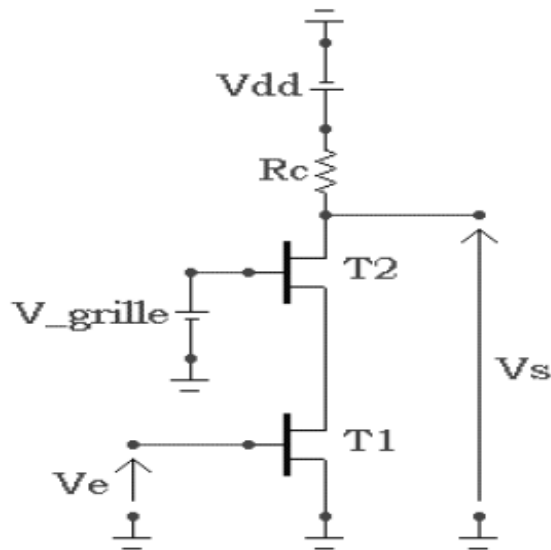


Figure 2.19 : Schéma de principe du montage Cascode [38]

II.IV.V Amplificateur différentiel

La paire différentielle 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 2.20** représente le schéma d'une paire différentielle.

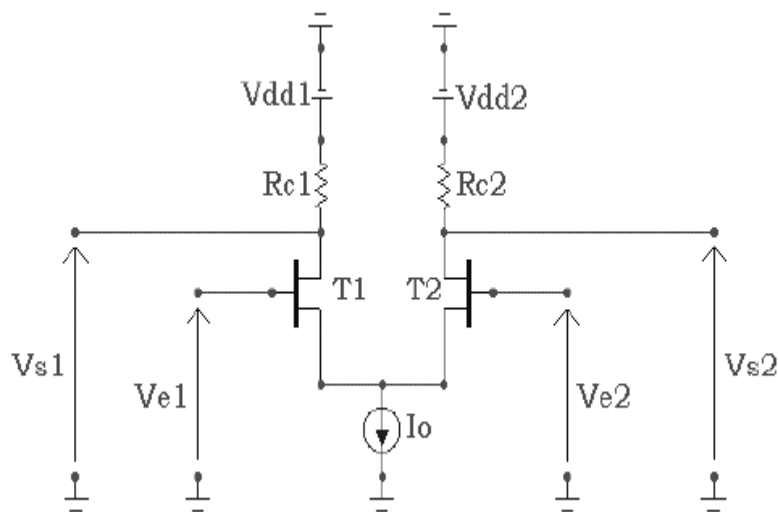


Figure 2.20 : Montage différentiel classique [38]

L'amplification différentielle offre trois avantages par rapport à l'amplification directe, comme par exemple un étage source Community. Tout d'abord un décalage global en tension sur les signaux aura des conséquences plus faibles. Par ailleurs en régime différentiel le courant

de Commutation des alimentations est constant, alors qu'il varie avec le signal dans les étages à source Community. Le découplage est donc moins critiqué. Enfin l'amplification différentielle permet d'avoir, à partir d'un seul signal d'entrée, deux signaux opposition de phase. [38]

La paire différentielle présente par contre quelques inconvénients: un encombrement important, une conception difficile due aux contraintes de symétrie et une consommation en puissance accrue. L'adoption de topologies différentielles pour les blocs d'émission et de réception permet d'atténuer l'impact de ce bruit.

II.V Avantages transistors HEMT en GaAs dans les amplificateurs à faible bruit [39]

Avantages du GaAs dans les amplificateurs à faible bruit L'arséniure de gallium (GaAs) est un matériau semi-conducteur qui a gagné en popularité dans le domaine des amplificateurs à faible bruit (LNA) en raison de ses propriétés uniques. Il s'agit d'un matériau à bande interdite directe, ce qui signifie qu'il présente une mobilité électronique élevée et un faible bruit par rapport aux autres matériaux. Cela en fait un matériau idéal pour une utilisation dans les LNA, où un faible bruit et un gain élevé sont essentiels. Dans cette section, nous explorerons en détail les avantages du GaAs dans les LNA.

- **Chiffre à faible bruit**

L'un des principaux avantages de l'utilisation du GaAs dans les LNA est son faible bruit. Le facteur de bruit est une mesure de la quantité de bruit que l'amplificateur ajoute au signal. Plus le facteur de bruit est faible, meilleur est l'amplificateur. Le GaAs a un faible bruit par rapport aux autres matériaux, ce qui en fait un choix idéal pour les LNA. Par exemple, les LNA GaAs peuvent atteindre des niveaux de bruit aussi faibles que 0,5 dB, ce qui est bien inférieur à celui d'autres matériaux tels que le silicium (Si) et le phosphore d'indium (InP).

- **Mobilité électronique élevée**

Un autre avantage du GaAs est sa grande mobilité électronique. La mobilité électronique est une mesure de la vitesse à laquelle les électrons peuvent se déplacer à travers le matériau. Plus la mobilité des électrons est élevée, plus les électrons peuvent se déplacer rapidement, ce qui conduit à un gain plus élevé et à un bruit plus faible. GaAs a une mobilité électronique plus élevée que Si et InP, ce qui en fait un matériau idéal pour les LNA.

- **Large bande passante**

Le GaAs possède une large bande passante, ce qui signifie qu'il peut fonctionner sur une large gamme de fréquences. Ceci est essentiel pour les LNA, qui doivent amplifier les signaux sur une large gamme de fréquences. Les LNA GaAs peuvent fonctionner du courant continu jusqu'à plus de 100 GHz, ce qui les rend adaptés à une large gamme d'applications.

- **Haute linéarité**

Le GaAs possède une linéarité élevée, ce qui signifie qu'il peut amplifier les signaux sans les déformer. Ceci est essentiel pour les LNA, qui doivent amplifier les signaux faibles sans ajouter de distorsion. Les LNA GaAs peuvent atteindre une linéarité élevée, ce qui en fait un choix idéal pour des applications telles que les systèmes de communication sans fil.

- **Faible consommation d'énergie**

Les LNA GaAs consomment moins d'énergie que d'autres matériaux, ce qui les rend idéaux pour les applications alimentées par batterie. En effet, GaAs a une mobilité électronique plus élevée, ce qui signifie qu'il peut fonctionner à des tensions plus faibles tout en atteignant un gain élevé. Cela conduit à une consommation d'énergie inférieure et à une durée de vie plus longue de la batterie.

- Ces avantages font du GaAs un matériau idéal pour les LNA dans une large gamme d'applications.

II.VI La ligne à micro-ruban

II.VI.I Description de la ligne a micro-ruban

La ligne micro-ruban est la plus utilisée parmi toutes les lignes de transmission planaires. Elle était conçue durant les années 1950 par Grieg et Engelmann. Elle est composée d'un substrat sur lequel est implanté sous la face arrière un plan de masse et sur la face avant un ruban métallique. Sur cette ligne, le mode de propagation est de type quasi-TEM. Son impédance caractéristique, pour une permittivité donnée, est déterminée principalement par le rapport w/h (avec w : largeur de la ligne et h : hauteur du diélectrique). [37]. Voir la figure 2.21

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.

La ligne micro-ruban est très utilisée pour la fabrication de circuits hyperfréquences, principalement parce qu'elle s'apprête bien à une fabrication par procédé photo-lithographique,

et également parce qu'elle permet une intégration simple des composantes passives et actives par montage en surface. [37].

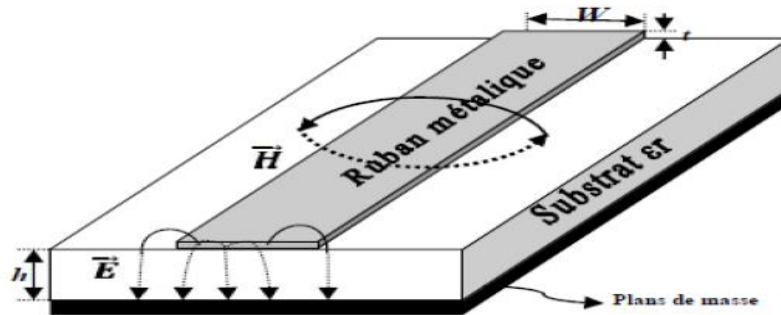


Figure 2.21 : Ligne de transmission micro-ruban et ses lignes de champs électrique et magnétique [37]

- La largeur W du ruban qui détermine son impédance caractéristique.
- L'épaisseur h du substrat, généralement de l'ordre d'une fraction de millimètre.
- La permittivité relative du substrat ϵ_r doit être élevée afin de concentrer le champ électromagnétique, réduisant ainsi les pertes par rayonnement.
- L'épaisseur t du ruban, généralement très petite ($t/h \ll 1$), elle peut souvent être négligée.

II.VI.II L'approximation Quasi-TEM

La ligne micro ruban est constituée d'un milieu non homogène parce qu'elle est constituée de deux milieux de propagation qui sont l'air et le substrat. Le mode de propagation dominant dans cette structure est un mode très proche du mode TEM appelé mode Quasi-TEM. Les composantes longitudinales des champs peuvent être négligées puisque les amplitudes de ces composantes sont nettement plus petites par rapport aux amplitudes des champs transverses. Le mode hybride dominant est alors remplacé par un mode Quasi-TEM[37]. Dans ce cas, le mode dominant se comporte comme un mode TEM et la théorie des lignes de transmission TEM est applicable pour la ligne micro ruban. On peut utiliser l'approximation Quasi-TEM sur la plupart des gammes de fréquences de fonctionnement de la ligne micro ruban [29]. Par la méthode de la transformation conforme, Hammerstad en 1975 et Wheeler en 1977 ont établi des formules explicites pour le calcul des permittivités relatives et les impédances caractéristiques.

Pour simplifier l'analyse, une ligne micro-ruban peut être modélisée par une ligne homogène équivalente (**figure 2.22**) entourée d'un milieu diélectrique avec une permittivité effective (ϵ_{eff}).

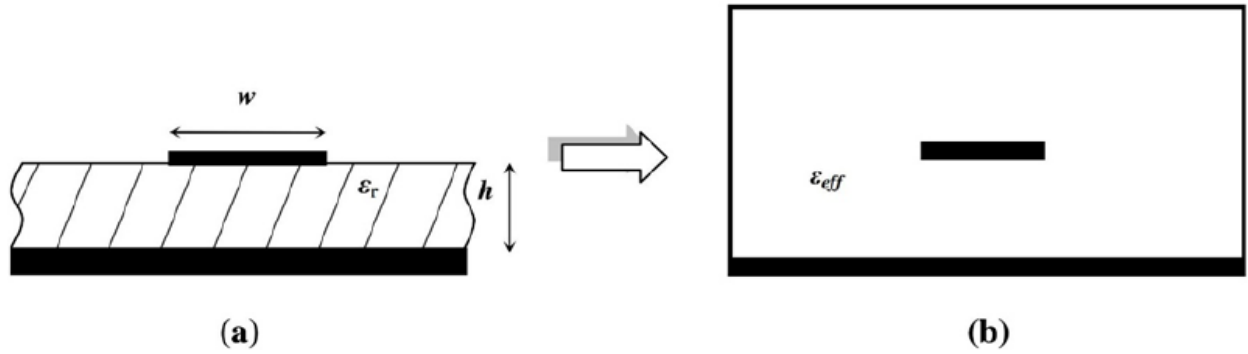


Figure 2.22 : principe de l'approximation Quasi-TEM[40].

II.VII Paramètres de la ligne micro-ruban en mode TEM

II.VII.I Constante diélectrique effective et impédance caractéristique

Dans l'approximation quasi-TEM, un matériau diélectrique homogène avec une permittivité diélectrique effective remplace les médias inhomogènes diélectrique-air du micro ruban. Les caractéristiques de transmission de la ligne micro ruban sont décrites par les deux paramètres suivants : la constante diélectrique effective ϵ_{re} et l'impédance caractéristique z_c [II-18]. Ces deux paramètres du micro ruban sont alors déterminés à partir des valeurs de deux capacités C_d et C_a .

$$\epsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \quad (2-36)$$

$$Z_c = \frac{1}{c \sqrt{C_a C_d}} \quad (2-37)$$

Avec :

C_d : Capacité par unité de longueur avec la présence du substrat diélectrique.

C_a : Capacité par unité de longueur avec le substrat diélectrique remplacé par l'air.

C : vitesse des ondes électromagnétiques dans l'espace libre ($3 \cdot 10^8$ m/s).

Pour les conducteurs très minces (c.-à-d. t presque nul), les expressions de l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective sont calculées comme suit:

Pour $W/h \leq 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ V \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 \right\} \quad (2-38)$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi \sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right) \quad (2-39)$$

Où $\eta=120 \pi$ ohms est l'impédance caractéristique dans l'espace libre.

Pour $w/h \geq 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-0.5} \quad (2-40)$$

$$Z_C = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \frac{w}{h} + 1.393 + 0.677 \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right) \right\}^{-1} \quad (2-41)$$

II.VII.II Synthèse de W/h

Puisque ces lignes sont importantes pour la conception des filtres micro ruban [29]. Alors il est évident aussi de savoir calculer les dimensions des lignes micro-ruban en fonction de Z_C et ϵ_{re} par les formules approximatives de synthèse.

Les expressions approximatives pour w/h en termes de Z_C et ϵ_{re} dérivées par Wheeler et Hammerstad, sont :

Pour $w/h \leq 2$:

$$\frac{w}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2-42)$$

Avec :

$$A = \frac{Z_C}{60} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right)^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \quad (2-43)$$

Pour $w/h \geq 2$:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2-44)$$

Avec :

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_C \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-45)$$

Ces formules permettent de déterminer les dimensions physiques des lignes micro-rubans pour atteindre une caractéristique spécifique et une constantes diélectrique effectives donnée.

II.VII.III La dispersion dans la ligne micro ruban

L'accroissement de la fréquence a pour conséquence une concentration plus importante des champs au sein du substrat. Par conséquent, on établit une permittivité effective de la microbande qui est fonction de la fréquence. La relation (2-46) peut alors être exprimée comme suit [31] :

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \frac{c}{v_p(f)} \quad (2-46)$$

La dispersion des vitesses de propagation en fonction de la fréquence exige l'utilisation des équations de Maxwell. Ces calculs sont très complexes et leur interprétation physique est délicate. Pour quantifier l'effet de dispersion, les formules qui suivent sont approximatives.

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}}}{1 + (f/f_p)^2} \quad \text{Avec : } f_p = \frac{Z_C}{2\mu_0 h} \quad (2-47)$$

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

$G = 0,6 + 0,009Z_C$; lorsque $h = 0.635$ mm

Plus la fréquence augmente, plus $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ s'accroît et tend vers ϵ_r . Inversement, lorsque la fréquence s'approche de zéro, $\epsilon_{\text{eff}}(f)$ tend vers $\epsilon_{\text{eff}}(0)$ (voir **Figure 2.23**).

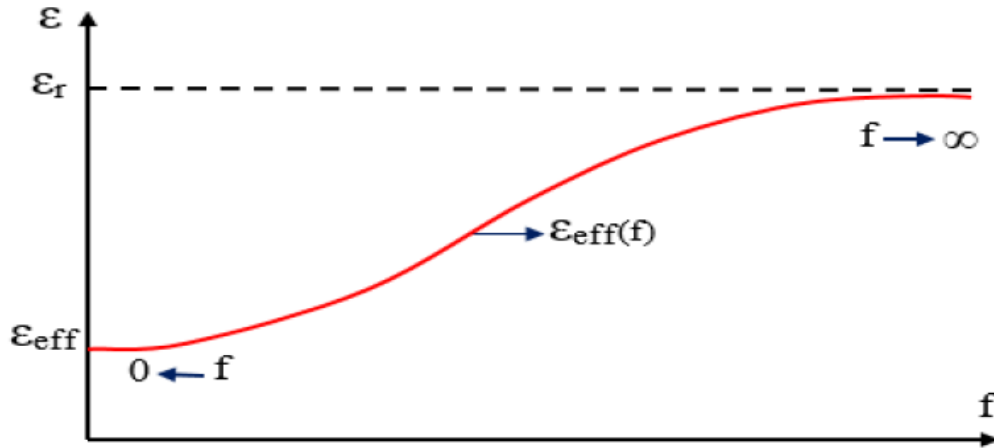


Figure 2.23 : la dispersion dans une microbande interprété comme une permittivité effective en fonction de la fréquence [42]

L'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban est également affectée par le phénomène de dispersion que nous venons d'aborder :

$$Z_C(f) = \frac{337h}{W_e(\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(f)})} \quad (2-48)$$

$$\text{Où : } W_e(f) = w + \frac{W_e(0) - w}{1 + (f/f_p)^2} \quad \text{et} \quad W_e(0) = \frac{337h}{Z_C(\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(0)})}$$

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

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2-49)$$

La longueur d'onde λ :

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{300}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2-50)$$

II.VIII Différents effets sur la ligne micro-ruban

II.VIII.I Effets de l'épaisseur t du ruban

L'épaisseur t est habituellement très petite quand la ligne du micro ruban est réalisée en couches minces. Donc, son effet peut souvent être négligé. Néanmoins, son effet sur l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective peut être inclus. [32]

Pour $w/h \leq 1$

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left\{ \frac{8}{w_e(t)/h} + 0,25 \frac{w_e(t)}{h} \right\} \quad (2-51)$$

Pour $w/h \geq 1$

$$Z_c(t) = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left\{ \frac{w_e(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w_e(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (2-52)$$

Où

$$\begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \left(\frac{4\pi w}{t} \right) \right) & w/h \leq 0.5\pi \\ \frac{W}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right) & w/h \geq 0.5\pi \end{cases} \quad (2-53)$$

$$\epsilon_{re}(t) = \epsilon_v - \frac{\epsilon_{re}-1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (2-54)$$

Dans les expressions ci-dessus, ϵ_{re} est la constante diélectrique effective pour $t=0$. On peut observer que l'effet de l'épaisseur du ruban sur l'impédance caractéristique et la constante diélectrique effective est insignifiant pour de petites valeurs de t/h .

II.VIII.II Effet de la largeur de ruban [40]

L'effet de la largeur W du ruban se manifeste par des modifications de la permittivité effective et de l'impédance caractéristique comme suivant :

- Plus W est large, plus l'impédance Z_0 est faible, et inversement. Pour une ligne sur un substrat de permittivité relatif ϵ_{re} , l'impédance peut être approximée par :

Pour $w/h \leq 1$:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) \quad (2-55)$$

h : l'épaisseur du substrat.

ϵ_{eff} : la permittivité effective.

Donc lorsque on augmente W , l'impédance caractéristique se diminue, ce qui utile pour adapter une ligne à 50Ω , 75Ω .

- La largeur du ruban affecte aussi la permittivité effective ϵ_{eff} , une ligne plus large entraîne un champ électromagnétique plus confiné dans le substrat. Ce que veut dire une augmentation légère dans la permittivité effective. Dans ce cas la vitesse de propagation devient alors un peu plus lente. Tous cela affecte aussi la longueur d'onde de ligne :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2-56)$$

- Une ligne plus large affecte moins de résistance, plus de surface pour le courant et moins de pertes par conduction.

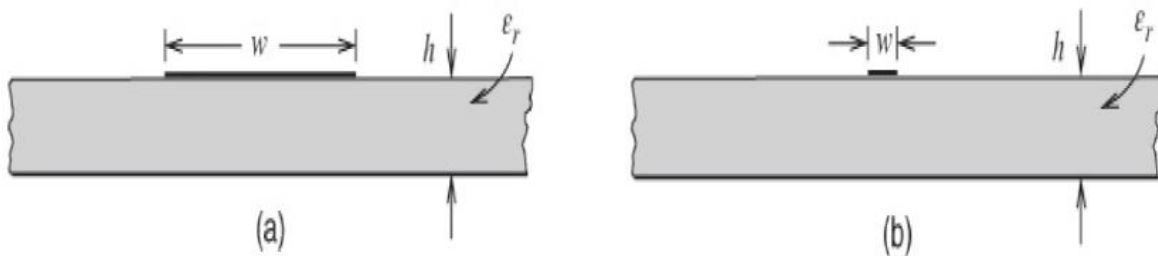


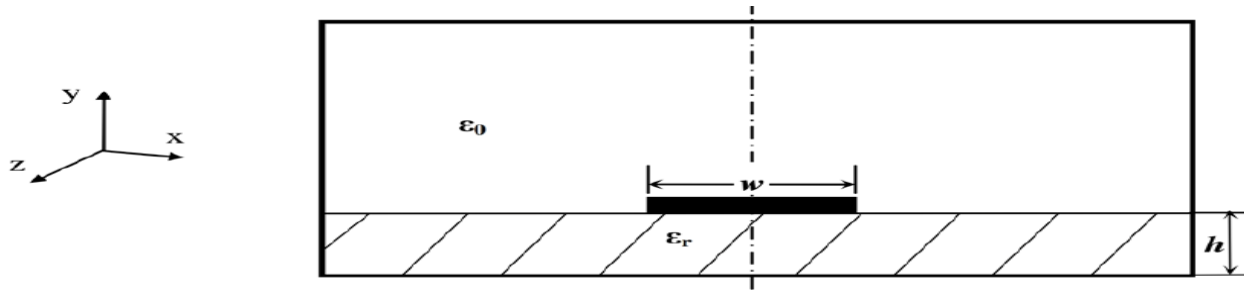
Figure 2.24 :(a) Micro ruban à bande large (b) Micro ruban à bande étroite [44]

II.VIII.III Effet de blindage [25]

Le blindage des dispositifs intégrés micro-ondes offre plusieurs avantages majeurs, notamment :

- **Réduction des pertes par rayonnement** : Ceci améliore directement les performances globales des circuits.
- **Protection physique et contre les interférences externes** : Le blindage assure une meilleure fiabilité et durabilité des microcircuits en les protégeant des chocs et des perturbations extérieures.
- **Facilitation de la manipulation et de l'installation** : Le blindage simplifie l'assemblage et la maintenance des composants et des connecteurs.

La présence du blindage diminue l'impédance caractéristique Z_C en augmentant la proportion du champ électrique dans l'air, ce qui modifie la distribution du champ et réduit l'impédance. De plus, la permittivité effective ϵ_{eff} diminue également. Cela s'explique par le fait qu'une plus grande partie du champ électrique traverse l'air, influençant ainsi la vitesse de propagation du signal et les caractéristiques d'adaptation. Le blindage modifie la distribution du champ électrique autour de la ligne micro-ruban, ce qui affecte les paramètres de couplage et d'isolation entre les différentes parties du circuit (voir **figure 2.25**). Des formules finales permettent de quantifier ces deux paramètres, qui sont modifiés par rapport aux expressions établies en mode quasi-TEM et en l'absence de blindage.



3Figure 2.25 : ligne micro-ruban avec blindage [25]

L'impédance caractéristique Z_C est donnée par :

$$Z_{C(\text{avec boîtier})} = Z_{C(\text{sans boîtier})} - \Delta Z_{C1} \quad \text{Pour : } w/h \leq 1 \quad (2-57)$$

$$Z_{C(\text{avec boîtier})} = Z_{C(\text{sans boîtier})} - \Delta Z_{C2} \quad \text{Pour : } w/h \geq 1 \quad (2-58)$$

$$\Delta Z_{C1} = 270 \left\{ 1 - \tan\left(0,28 + \sqrt{h'/h}\right) \right\} \quad (2-59)$$

$$\Delta Z_{C2} = \Delta Z_{C1} \left\{ 1 - \tan \left(1 + \frac{\sqrt{(w/h)-1}}{(1+h'/h)^2} \right) \right\} \quad (2-60)$$

Où :

h' : hauteur du boîtier

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

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} R \right) \tan h \left(0,18 + 0,237 \left(\frac{h'}{h} \right) - \frac{0,415}{h'/h} \right) \quad (2-61)$$

Où :

$$R = \begin{cases} \left(1 + 12 \left(\frac{h}{w} \right) \right)^{-0.5} + 0,4 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 & \text{Pour : } w/h \leq 1 \\ \left(1 + 12 \left(\frac{h}{w} \right) \right)^{-0.5} & \text{Pour : } w/h \geq 1 \end{cases} \quad (2-62)$$

II.IX La limite en fréquence [45]

On peut limiter par deux fréquences de coupure :

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

$$f_{\text{eTM}} = \frac{c}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (2-63)$$

C : la vitesse de la lumière dans le vide.

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

$$f_{\text{cTM}} = \frac{c}{(2W - 0.8h)\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-64)$$

II.X Discontinuités rencontrées dans les micro-rubans

II.X.I.1 Les principales discontinuités

Les lignes de transmission dans les circuits ne sont jamais droites ou uniformes. Elles comportent des discontinuités comme des changements de direction, de largeur, des intersections. Les discontinuités micro-rubans couramment rencontrées dans les filtres et dans la pratique elles comprennent le « pas » (step), les extrémités ouvertes (open-ends), les coudes (bends), les lacunes (gaps) et les jonctions (junctions). La **figure 2.25** illustre certaines discontinuités typiques et leurs circuits équivalents. Les expressions caractérisant ces discontinuités sont utilisées dans de nombreux programmes d'analyse de circuit basés sur l'approche d'onde unique. [47]

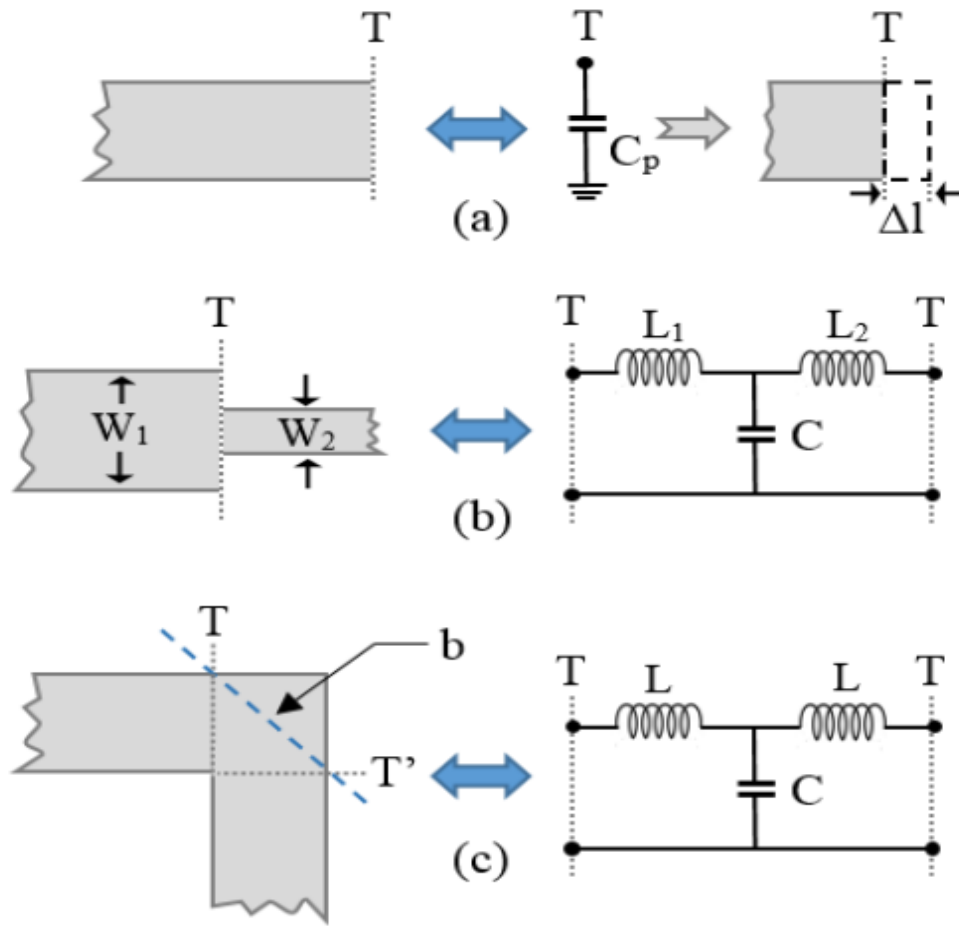


Figure 2.26 : discontinuités de micro-rubans (a) : les circuits ouverts (b) : la variation de la largeur (c) : les coudes [47]

II.X.I.II Les circuits ouverts

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 : [46]

$$\Delta l_0 = 0,412h \left(\frac{\epsilon_{\text{eff}}}{\epsilon_{\text{eff}}} \right) \left(\frac{w/h+0.264}{w/h+0.8} \right) \quad (2-65)$$

Pour corriger cela il est nécessaire de minimiser la longueur de circuit ouvert Δl .

II.X.I.III La variation symétrique de la largeur

Pour une variation symétrique, la capacité et l'inductance du circuit équivalent indiqué à la **figure 2.25.(b)**. Pour corriger cette discontinuité, il faut réduire la longueur de la ligne la plus longue d'une longueur ΔI_s : [46]

$$\Delta I_s = \Delta I_0 \left(1 - \frac{w_1}{w_2} \right) \quad (2-66)$$

Avec $w=w_1$ la plus large piste

II.X.I.IV Les coudes [26]

Coudes à angle droit de micro ruban peuvent être modélisées par un réseau en T équivalent, comme le montre la **figure 2.25 (c)**

Pour corriger cette discontinuité. On utilise un frein avec $b=0.75W$. il est démontré qu'un coude biseauté offre une meilleure efficacité qu'un coude arrondi

II.XI Affaiblissements dans les lignes micro-rubans

Il y a trois principaux types de pertes dans les lignes micro-ruban : dans les conducteurs, dans les diélectriques et par rayonnement. L'atténuation des signaux au cours de leur propagation sur les circuits micro-ruban est principalement due à quatre causes: [48]

- Les pertes ohmiques du conducteur (ou pertes par effet joule)
- Les pertes diélectriques
- Les pertes par rayonnement principalement dues aux discontinuités
- Les pertes par ondes de surface : (piégées dans le diélectrique).

D'autres pertes, beaucoup plus difficiles à maîtriser et à évaluer, affectent aussi le comportement des lignes micro-ruban : [48]

- Les tolérances de fabrication sur les différents matériaux constituant les lignes
- Les états de surface de ces matériaux
- Le vieillissement des matériaux.

II.XII Conclusion

En somme, ce chapitre a permis d'approfondir les éléments fondamentaux liés aux amplificateurs à faible bruit (LNA) et aux lignes à micro-ruban, deux composants clés dans les systèmes de télécommunication et les technologies radar modernes. L'analyse des différentes architectures de LNAs et de leurs performances a mis en évidence l'importance cruciale de l'adaptation d'impédance pour optimiser l'efficacité et réduire les pertes. Parallèlement, l'étude des lignes à micro-ruban a souligné leur rôle central dans la transmission des signaux haute fréquence, tout en exposant l'impact des paramètres physiques et des discontinuités sur leur fonctionnement. Les connaissances acquises dans ce chapitre constituent une base solide pour le développement de systèmes électroniques avancés, capables de satisfaire les exigences croissantes en matière de sensibilité, de précision et de fiabilité dans les domaines de la détection et de la communication.

Chapitre III:

AMÉLIORATION, CONCEPTION

Introduction

Dans ce chapitre, nous abordons la simulation et l'analyse d'un amplificateur à faible bruit (Low Noise Amplifier, LNA) à deux étages, conçu pour des applications radar. La conception d'un tel composant revêt une importance stratégique dans les systèmes de communication et de détection, où la précision et la sensibilité des signaux reçus sont des facteurs déterminants. Le LNA, élément clé de la chaîne de réception, joue un rôle crucial en amplifiant les signaux de très faible amplitude captés par l'antenne, tout en limitant l'introduction de bruit supplémentaire.

Pour répondre aux exigences des environnements radar, l'amplificateur doit satisfaire à plusieurs critères de performance, incluant une faible distorsion, une grande fiabilité, ainsi qu'une efficacité énergétique optimale. Les simulations menées dans ce chapitre ont pour objectif d'évaluer les performances électriques de l'amplificateur à travers des paramètres essentiels tels que le gain, le facteur de bruit, la stabilité, l'adaptation d'impédance et le rendement en puissance ajoutée (PAE).

L'étude vise principalement à valider la conformité du LNA aux spécifications requises pour une application radar, tout en explorant des pistes d'optimisation pour améliorer ses performances. La simulation en régime statique permet d'analyser le comportement de l'amplificateur en fonction de la fréquence, tandis que la simulation en régime dynamique examine sa réponse face aux variations de la puissance du signal d'entrée, offrant ainsi une vision globale de ses performances en conditions réelles d'exploitation.

Le chapitre débute par une présentation des paramètres techniques évalués ainsi que des outils de simulation utilisés. Les résultats obtenus sont ensuite détaillés et analysés, en mettant en évidence la réponse fréquentielle, la stabilité et les performances dynamiques de l'amplificateur.

Enfin, une discussion critique vient conclure cette étude, en évaluant l'aptitude de l'amplificateur à être intégré dans une architecture radar. Cette analyse mettra en lumière les atouts de la conception proposée, tout en identifiant les axes d'amélioration envisageables pour une performance optimale.

III.I Généralités sur ADS

Advanced Design System (ADS) constitue un outil incontournable dans le domaine de la conception et de la simulation de circuits RF et micro-ondes. Grâce à sa suite intégrée de fonctionnalités avancées, ADS permet une modélisation précise et une analyse détaillée des systèmes électroniques, couvrant un large spectre de fréquences allant des radiofréquences jusqu'aux bandes micro-ondes.

Ce logiciel se distingue notamment par ses capacités de simulation électromagnétique, son environnement de conception de circuits imprimés (PCB) intégré, ainsi que ses outils d'analyse des comportements linéaires et non linéaires des composants. Ces atouts en font une plateforme privilégiée pour les ingénieurs développant des solutions dans des domaines exigeants tels que les télécommunications, les radars, les systèmes de navigation, ou encore les capteurs de haute fréquence.

Dans le cadre de notre étude, ADS est utilisé comme environnement principal pour la conception, la simulation et l'optimisation d'un amplificateur à faible bruit (LNA). Le logiciel permet notamment d'atteindre les objectifs de performance fixés, en termes de gain, de facteur de bruit et de stabilité, grâce à ses fonctionnalités d'ajustement automatique des paramètres du circuit et à ses outils de caractérisation fine du comportement du système.

III.II Le Modèle de transistor angelov et ses valeurs optimisées

Dans les simulations de dispositifs RF et micro-ondes, le choix d'un modèle de transistor précis et adapté aux conditions de fonctionnement est essentiel pour garantir la validité des résultats. Le modèle d'Angelov est l'un des modèles physiques les plus utilisés pour représenter le comportement non linéaire des transistors à effet de champ de type HEMT (High Electron Mobilité Transistor), en particulier ceux basés sur des matériaux III-V comme le GaN (nitrure de gallium).

Ce modèle est reconnu pour sa capacité à décrire avec précision la dépendance du courant de drain par rapport à la tension grille-source et à la tension drain-source, même dans les régimes fortement non linéaires, typiques des amplificateurs de puissance ou à faible bruit. Il intègre des équations analytiques continues et différentiables, permettant une convergence rapide et stable lors des simulations harmoniques ou transitoires dans ADS.

Le modèle d'Angelov est basé sur une expression empirique du courant de drain I_{DS} , incluant:

- Une fonction de transfert non linéaire en fonction de la tension V_{GS} .
- Une modélisation de l'effet de pincement (pinch-off)

- L'inclusion des effets de saturation, d'écroûtage et de self-heating
- Et une dépendance explicite aux fréquences élevées via des éléments capacitifs et résistifs distribués.

III.II.I Forme générale du courant de drain dans le modèle Angelov

$$IDS = IPK \cdot (1 + \tanh(\alpha(VGS - VPK)))_m \cdot f(VDS) \quad (3-1)$$

Où :

- IPK est le courant de crête,
- α et mmm sont des paramètres d'ajustement,
- VPK est la tension correspondant au courant maximal,
- $f(VDS)$ est une fonction empirique modélisant la dépendance au drain.

III.II.II 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]

$$I_{ds} = I_{pk}(1 + \tanh(\psi_p))(1 + \lambda V_{ds})\tanh(\alpha_p V_{ds}) \quad (3-2)$$

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 :

$$\psi_p = P1(VGS - VPK) + P2(VGS - VPK)^2 + P3(VGS - VPK)^3 + \dots \quad (3-3)$$

Avec : $V_{pk} = V_{pk0} + \gamma V_{ds} \quad (3-4)$

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

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

I_{pk} (A)	V_{pk} (V)	λ	α_p	P1	P2	P3
0.39	- 0.96	1.10 -5	0.2 5	0.2 0	0.061	0.051

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

III.I La Modélisation du Condensateur C_{gs}

Pour calculer les paramètres optimisés de l'équation 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 :

$$C_{gs} = C_{gs0} + C_{gs1}(1 + \tanh(\psi_1))(1 + \tanh(\psi_2)) \quad (3-5)$$

Avec, Ψ_1 et Ψ_2 sont présentés par :

- $\psi_1 = P_{10} + P_{11}V_{gs} + P_{111}V_{ds}$
- $\psi_2 = p_{20} + p_{21} + v_{ds}$

III.II La Modélisation du Condensateur C_{gd}

Pour calculer les paramètres optimisés de l'équation 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 :

$$C_{gd} = C_{gd0} + C_{gd1}(1 - P_{111} + \tanh(\psi_3))(1 + \tanh(\psi_4)) + 2P_{111} \quad (3-6)$$

Avec, Ψ_3 et Ψ_4 sont présentés par :

- $\psi_3 = P_{30} + P_{31}V_d$

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

Dans le tableau suivant les valeurs des paramètres optimisés de C_{gs} , C_{gd} , et du courant de grille I_g , du modèle d'Angelov : $V_{ds} = 30$ V.

tableau 3.2 : Valeurs des paramètres optimisés de C_{gs} , C_{gd} et du courant de grille I_g du modèle d'Angelov pour : $V_{gs} = -3,5$ V, $V_{ds} = 30$ V.

Optimized parameters of C_{gs}	Values	Optimized parameters of C_{gd}	Values	Optimized parameters of the gate current I_g	Values
C_{gs1} (pF)	-1.5638	C_{gd1} (pF)	0.13	I_{g0} (mA)	0.53925
C_{gs0} (pF)	1.2094	C_{gd0} (pF)	0.0195	I_{g1} (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 3.3 représenté Le transistor d'Angelov sur ADS avec les paramètres optimisés à $V_{gs} = -3,5$ V, $V_{ds} = 30$ V.



Figure 3.3 : représenté Le transistor d'Angelov sur ADS avec les paramètres optimisés à $V_{gs} = -3,5$ V, $V_{ds} = 30$ V.

III.III Les conditions de stabilité

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 :

$$K = \left| S_{22} + \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \right| > 1 \quad (3-7)$$

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

$$B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

III.IV Montage sur l'ADS pour la simulation des paramètres -S-

III.IV.I Montage sur ADS sans micro ruban (Montage classique)

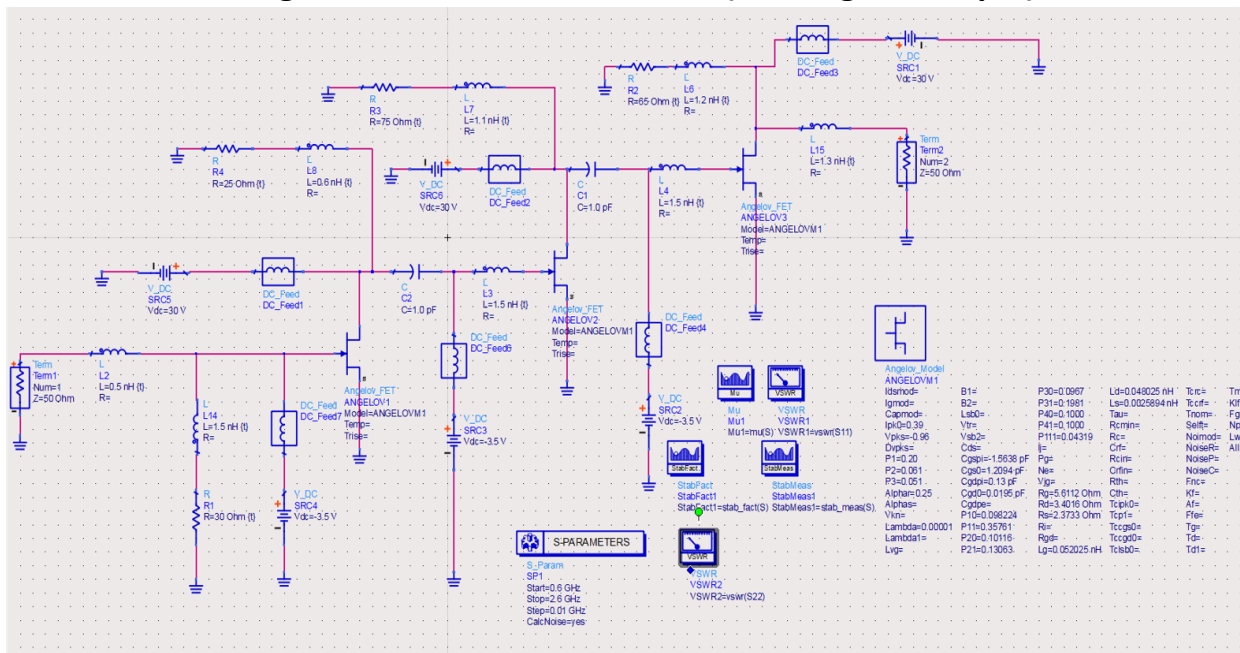


Figure 3.5 : Montage sur ADS sans micro ruban (Montage classique)

Nous utilisons l'option de TUNING dans ADS pour optimiser les valeurs des composants dans notre montage sur l'ADS le tableau :

1Tableau 3.5 : les valeurs des composants dans notre montage sur l'ADS

C1(pf)	C2(pf)	L2(nH)	L3(nH)	L4(nH)	L6(nH)	L7(nH)	L8(nH)	L14(nH)	L15(nH)
1.0	1.0	0.5	1.5	1.5	1.2	1.1	0.6	1.5	1.3

Résultat de simulation :

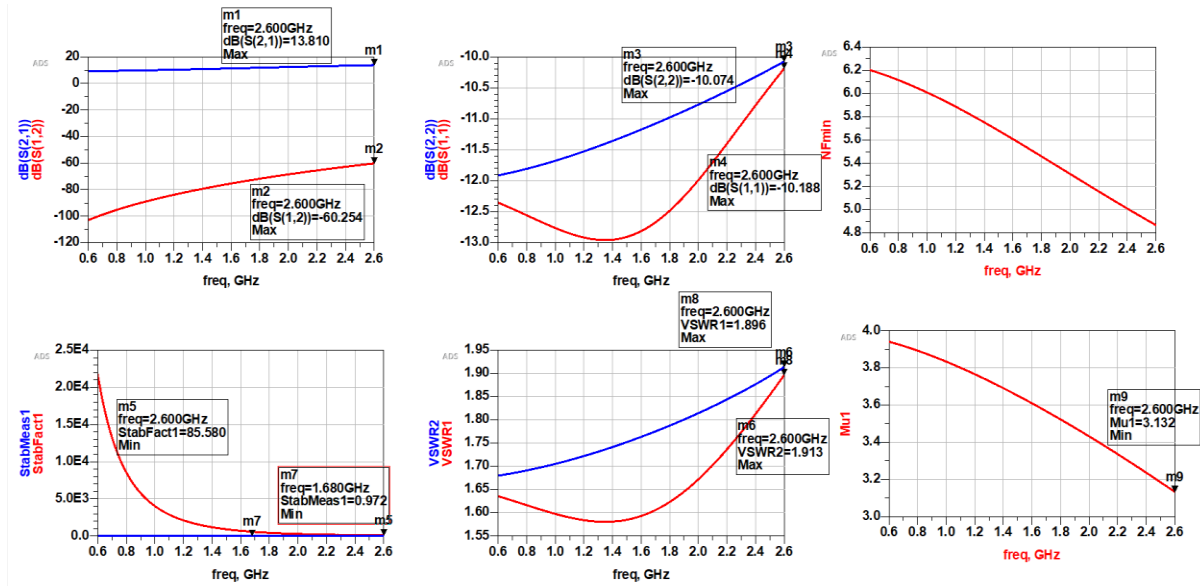


Figure 3.6 : Résultat Montage sur l'ADS sans micro ruban (Montage classique)

Le gain en S21 à 2.6 GHz est de 13.81 dB, ce qui montre que l'amplificateur fournit une amplification satisfaisante.

L'isolation S12 est très faible, à -60.25 dB, ce qui indique que le signal réfléchi de la sortie vers l'entrée est négligeable. Cela témoigne d'un excellent découplage entre l'entrée et la sortie.

Les valeurs de **S11** et **S22** sont respectivement de -10.18 dB et -10.07 dB à 2.6 GHz. Ces résultats montrent que l'adaptation d'impédance est correcte mais pourrait être améliorée. Des valeurs inférieures à -15 dB seraient préférables pour une adaptation plus efficace.

Le facteur de bruit minimal est d'environ 4.8 dB à 2.6 GHz. Cette valeur est relativement élevée pour un amplificateur faible bruit (LNA), où l'on attend en général un NF_{min} inférieur à 2 dB. Il y a donc une marge d'amélioration importante sur ce plan.

La **stabilité** mesurée (**StabMeas1**) atteint un minimum de 0.972 à 1.68 GHz, ce qui est inférieur à 1. Cela indique une région potentiellement instable, qu'il faut traiter pour garantir une stabilité en bande large. À 2.6 GHz, le facteur Mu est de 3.13, ce qui signifie que le circuit est bien stable à cette fréquence.

Les valeurs de **VSWR** à 2.6 GHz sont de 1.896 pour l'entrée et 1.913 pour la sortie. Ces valeurs montrent une adaptation correcte, mais une amélioration des réseaux d'adaptation permettrait de se rapprocher de l'idéal (VSWR = 1).

➤ Les résultats :

tableau 3.6 : résultats de simulation l'ADS sans micro ruban

Paramètres simulés	Norme	Valeur (nouvelle)
Δ (Delta)	< 1	0.659
μ (Mu)	> 1	3.13
Facteur de stabilité K	> 1	1.077
VSWR1 (source)	< 2	1.896
VSWR2 (charge)	< 2	1.913
NF (dB)	< 3	4.8
S11 (réflexion à l'entrée) (dB)	< -10 dB	-10.18
S21 (gain en transmission) (dB)	> -50 dB	13.81
S12 (isolation) (dB)	<< -50dB	-60.25
S22 (réflexion à la sortie) (dB)	< -10 dB	-10.07

III.IV.II Montage sur ADS avec micro ruban (montage classique)

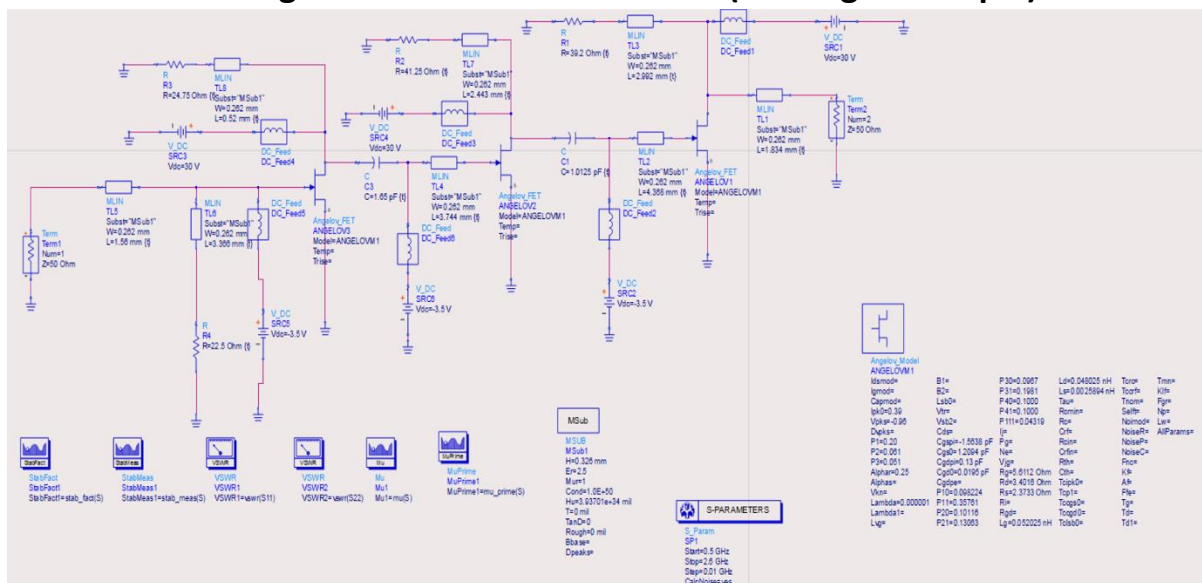


Figure 3.5 : Montage sur ADS avec micro ruban (montage classique)

Nous utilisons l'option de TUNING dans ADS pour optimiser les valeurs des composants dans notre montage sur l'ADS le tableau :

Tableau 3.7 : valeurs des composants de montage classique avec micro-ruban

TL5(L)	TL6(L)	TL8(L)	TL7(L)	TL4(L)	TL2(L)	TL1(L)	TL3(L)
1.56	3.366	0.52	2.443	3.744	4.368	1.834	2.992

Résultat de simulation :

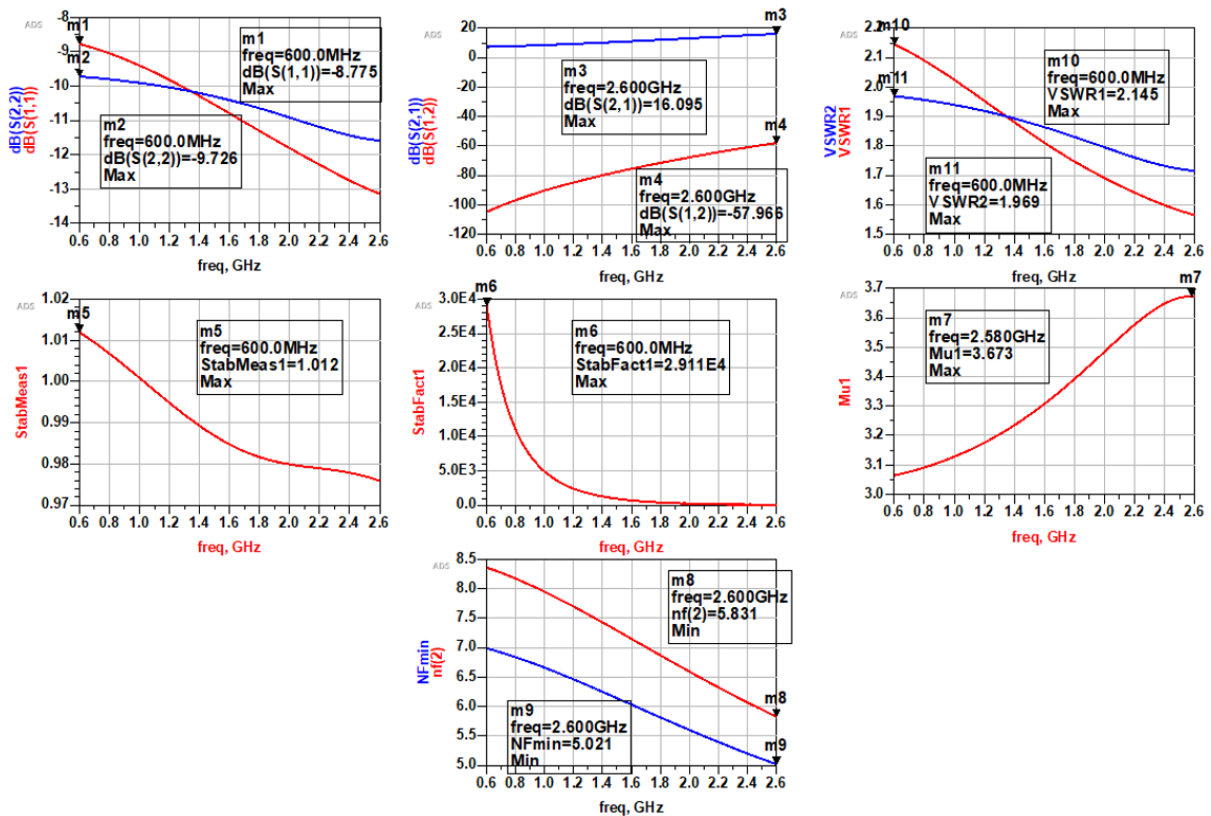


Figure 3.6 :resultat simulation de Montage sur ADS avec micro ruban (montage classique)

Les résultats montrent divers paramètres de performance de l'amplificateur sur une plage de fréquences de 0,6 GHz à 2,6 GHz.

➤ Paramètres S :

dB(S11) et dB(S22) représentent les coefficients de réflexion en entrée (S11) et en sortie (S22), voir les figures

S11 : À 600 MHz, on observe une valeur de -8,776 dB, ce qui indique une adaptation modérée à l'entrée (généralement, une valeur inférieure à -10 dB est préférable).

S22 : Atteint -16,095 dB à 2,6 GHz, ce qui indique une très bonne adaptation en sortie.

➤ VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) :

VSWR1 et VSWR2 représentent respectivement les rapports d'onde stationnaire en entrée et en sortie, voir figure

VSWR1 : À 600 MHz, 1,913, ce qui est supérieur à la valeur idéale ($<1,5$), indiquant une adaptation partielle.

VSWR2 : À 600 MHz, 2,145, ce qui est également supérieur aux valeurs optimales, nécessitant une amélioration de l'adaptation de sortie.

➤ Gain de l'amplificateur (dB(S21)) :

Le gain en puissance dB(S21) varie entre environ -1,5 dB et 0,2 dB sur la plage de fréquences, atteignant son maximum de 0,297 dB à 2,6 GHz (voir figure 3.6). Ce gain faible voire négatif montre que l'amplificateur n'amplifie pas efficacement dans cette plage.

➤ Stabilité (StabMeas1, StabFact1, Mu1) :

StabMeas1 affiche une valeur maximale de 1,012 à 600 MHz (voir figure m5), ce qui indique une stabilité proche de la limite de l'instabilité.

StabFact1 atteint 2,911 à 600 MHz (figure m6), une valeur supérieure à 1, indiquant une stabilité inconditionnelle à cette fréquence.

Mu1 montre une valeur maximale de 3,873 à 2,6 GHz (figure m7), ce qui confirme une bonne stabilité sur la plage analysée.

➤ Facteur de bruit minimum (NFmin) :

Le facteur de bruit minimum NFmin varie de 0,631 à 0,921, augmentant avec la fréquence (voir figure m8). Ces valeurs restent faibles, indiquant que le bruit est bien maîtrisé, un point positif pour un amplificateur faible bruit (LNA).

2Tableau 3.8 : résultats de simulation sur ADS avec micro ruban

Paramètre simulé	Condition attendue	Valeur observée (nouvelle)
Δ (Delta)	< 1	—
μ (Mu1)	> 1	3,873 (à 2,6 GHz)
Facteur de stabilité StabFact1	> 1	2,911 (à 600 MHz)
StabMeas1	> 1	1,012 (à 600 MHz)
VSWR (min.)	< 2	1,913 (VSWR1, à 600 MHz)
VSWR (max. observé)	< 2	2,145 (VSWR2, à 600 MHz)
NFmin (dB)	< 3	0,631 (à 2,6 GHz)
S11 (réflexion à l'entrée)	< -50dB	-8,776 (à 600 MHz)
S21 (gain en transmission)	> 0 dB	0,297 (à 2,6 GHz)

III.IV.III Comparaison entre Montage avec micro ruban et sans micro- ruban (montage classique)

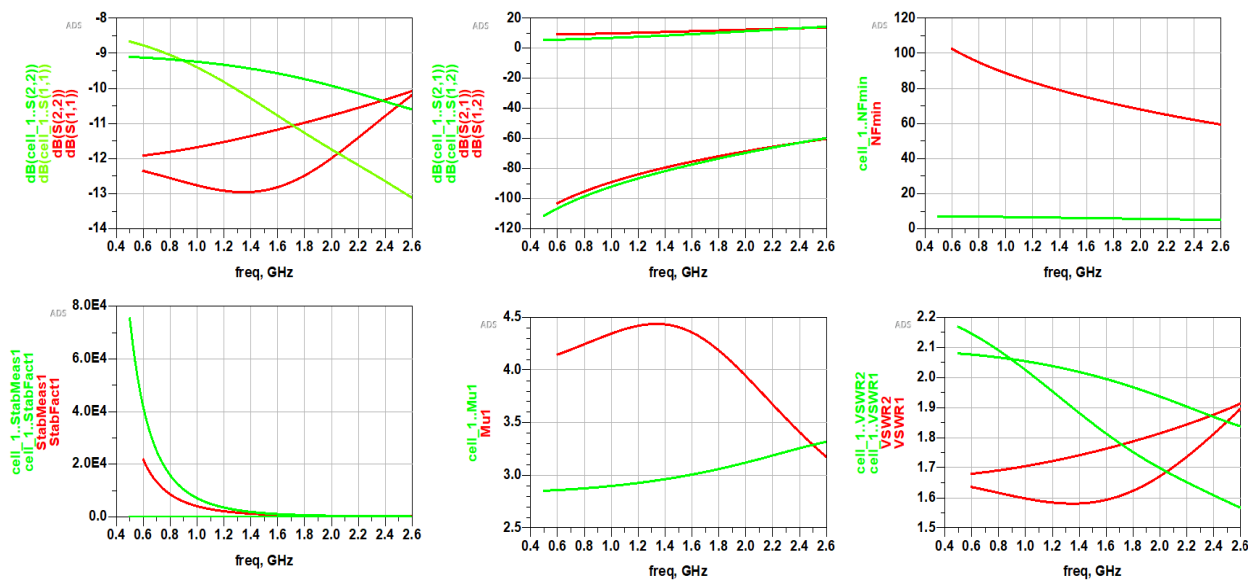


Figure 3.7: Comparaison entre Montage avec micro ruban et sans micro- ruban

Comparaison entre les deux montages (avec et sans micro-ruban)

➤ Coefficients de réflexion **S11** et **S22**

Courbes bleues (sans micro-ruban) : **S11** varie entre -13.2 dB et -11.5 dB, **S22** entre -12 dB et -10 dB. Ces valeurs indiquent une adaptation correcte mais légèrement dégradée en sortie.

Courbes vertes (avec micro-ruban) : **S11** descend jusqu'à -14 dB et reste en dessous de -10 dB sur toute la bande. **S22** suit une évolution similaire. L'adaptation d'impédance est meilleure.

- **VSWR** (Voltage Standing Wave Ratio)
 Courbes bleues : VSWR1 (entrée) varie entre 1.6 et 1.9, VSWR2 (sortie) entre 1.7 et 2.0. Ces valeurs sont acceptables mais pourraient être améliorées.
 Courbes vertes : VSWR1 descend sous 1.5, et VSWR2 reste entre 1.6 et 1.8. Cela indique une très bonne adaptation d'impédance, surtout en entrée.
- **Gain (S_{21} en dB)**
 Courbe bleue : le gain varie de 4 dB à 4.4 dB avec un maximum vers 1.5 GHz. Le gain reste limité sur la bande utile.
 Courbe verte : le gain est supérieur à 4.3 dB sur une large plage jusqu'à 2.5 GHz. Le gain est donc plus élevé et plus étendu en fréquence.
- **Stabilité (μ_1 , $StabMeas1$, $StabFact1$)**
 Courbes bleues : μ_1 est supérieur à 1.5, $StabMeas1$ et $StabFact1$ sont juste au-dessus de 1. La stabilité est conditionnelle.
 Courbes vertes : tous les facteurs de stabilité sont bien supérieurs à 1 (jusqu'à 10^4 pour $StabFact1$). Le montage est donc inconditionnellement stable.
- **Facteur de bruit minimum (NF_{min})**
 Courbe bleue : NF_{min} commence vers 1.5 dB et augmente avec la fréquence. Le bruit devient plus important aux hautes fréquences.
 Courbe verte : NF_{min} est initialement plus faible (autour de 1.2 dB) et croît plus lentement. La performance en bruit est donc meilleure.

Table 3.9 : résumé de comparaison entre les deux montages

Critère	Sans micro-ruban	Avec micro-ruban
Stabilité	Satisfaisante	Inconditionnelle et constante
VSWR	Acceptable	Optimisée jusqu'à 2.6 GHz
Gain	Légèrement supérieur	Plus stable et maîtrisé
Facteur de bruit	Moins favorable	Meilleure performance
Adaptation	Moyenne	Améliorée (entrée et sortie)

III.IV.IV Montage améliorée sur ADS sans micro ruban

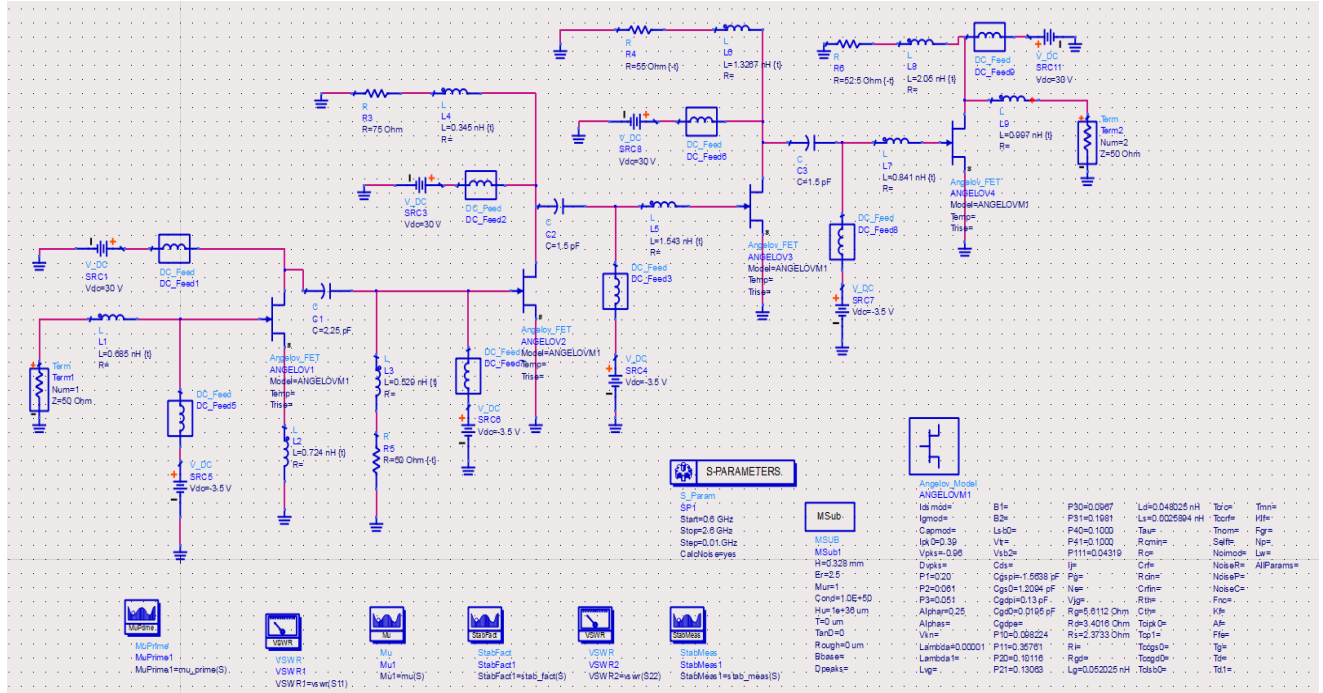


Figure 3.8 : Montage améliorée sur ADS de sans micro-ruban

Nous utilisons l'option de TUNING dans ADS pour optimiser les valeurs des composants dans notre montage sur l'ADS le tableau :

tableau 3.10 : valeurs des composants de montage amélioré sans micro-ruban

L1(nH)	L2(nH)	L3(nH)	L5(nH)	L7(nH)	L4(nH)
0.685	0.724	0.529	1.543	0.941	0.345
L6(nH)	L8(nH)	L9(nH)	C1 pF	C2 pF	C3 pF
1.3267	2.06	0.997	2.25	1.5	1.5

Résultat de simulation :

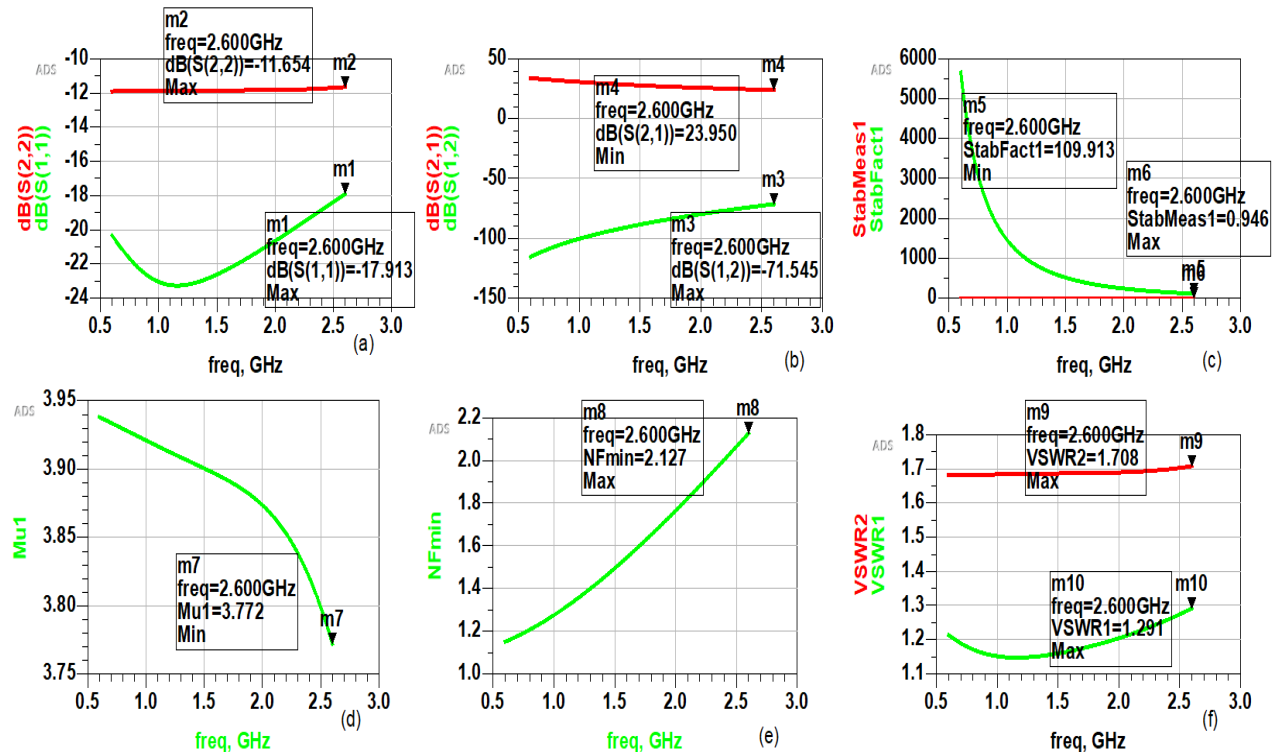


Figure 3.9 : Résultats de simulation de Montage améliorée sur ADS sans micro-ruban

- Coefficients de réflexion (**S11** et **S22**) – Figure (a)
 - S11** (vert) : La réflexion en entrée varie de -24 dB à -17.91 dB, avec une valeur maximale à 2.6 GHz. Cela indique une très bonne adaptation d'impédance en entrée sur toute la bande simulée.
 - S22** (rouge) : La réflexion en sortie reste quasi constante autour de -11.65 dB. Ces valeurs restent acceptables mais peuvent être optimisées pour une meilleure adaptation de sortie.
- **VSWR** (Voltage Standing Wave Ratio) – Figure (f)
 - VSWR1** (vert) : Les valeurs varient de 1.13 à 1.291, avec un maximum à 2.6 GHz. Cela montre une excellente adaptation en entrée.
 - VSWR2** (rouge) : Les valeurs restent autour de 1.708 à 2.6 GHz, indiquant une adaptation convenable mais légèrement moins performante en sortie.
- Gain de l'amplificateur – Figure (b)
 - dB(S21)** (rouge) : Le gain est stable autour de 11.65 dB avec une valeur maximale à 2.6 GHz. Cela montre un gain relativement constant dans la bande observée.

dB(S12) (vert) : L'isolement inverse atteint une valeur très faible de -71.54 dB à 2.6 GHz, ce qui garantit une excellente isolation entre l'entrée et la sortie.

➤ Stabilité – Figures (c) et (d)

StabFact1 (vert, figure c) : À 2.6 GHz, la valeur est de 109.913, largement supérieure à 1, ce qui indique une stabilité inconditionnelle.

StabMeas1 (rouge, figure c) : La valeur maximale est de 0.946 à 2.6 GHz, ce qui est proche du seuil de stabilité, suggérant une attention particulière.

Mu1 (vert, figure d) : La valeur minimale est de 3.772 à 2.6 GHz, confirmant une bonne stabilité globale.

➤ Facteur de bruit minimum (**NFmin**) – Figure (e)

NFmin (vert) : Croît progressivement de 1.15 à 2.127 dB entre 0.5 et 2.6 GHz, avec une valeur maximale à 2.6 GHz. Cela montre une légère dégradation du facteur de bruit avec la fréquence, mais les valeurs restent adaptées pour les applications sensibles au bruit.

- Le circuit présente une très bonne adaptation en entrée (S11 vert et VSWR1 vert), une stabilité inconditionnelle assurée par des valeurs élevées de Mu1 et StabFact1 (verts), et un isolement parfait entre les ports (S12 vert). Le gain (S21 rouge) est modéré mais constant. Le facteur de bruit minimum (NFmin vert) augmente avec la fréquence mais reste dans une plage acceptable. L'adaptation en sortie (S22 rouge et VSWR2 rouge) peut être légèrement améliorée.

III.IV.V Montage améliorée sur ADS avec micro ruban

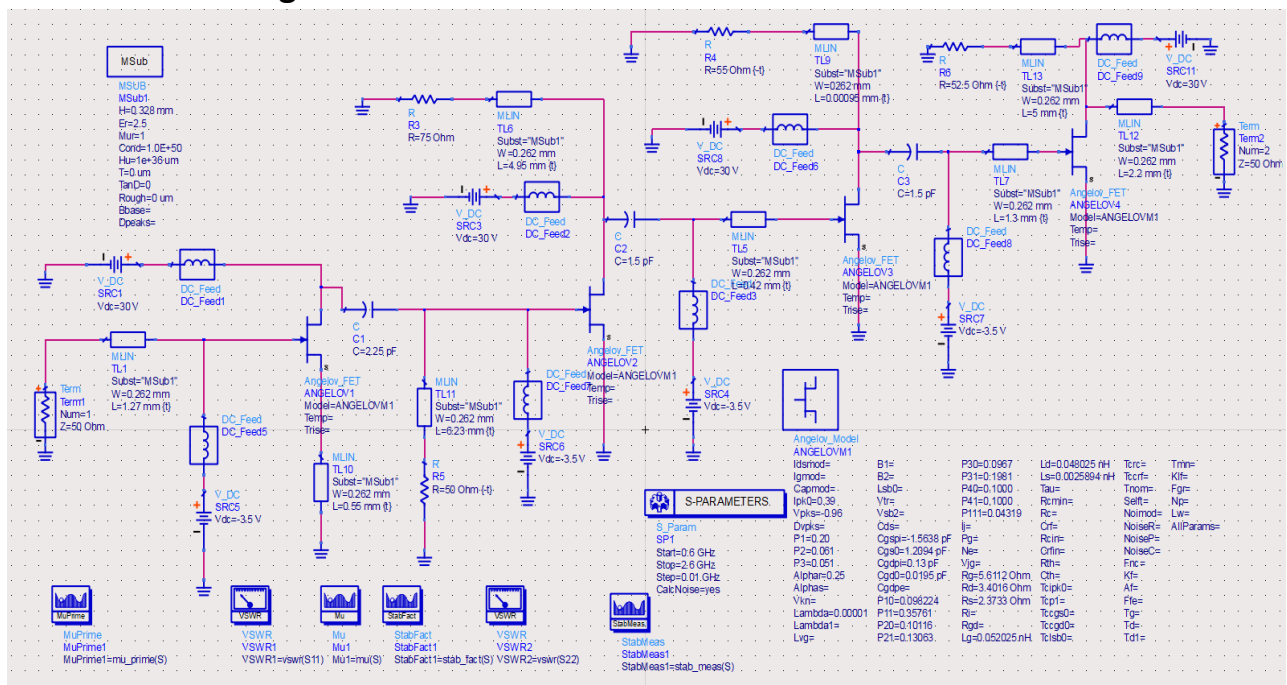


Figure 3.10 : Montage améliorée sur ADS avec micro-ruban

Nous utilisons l'option de TUNING dans ADS pour optimiser les valeurs des composants dans notre montage sur l'ADS le tableau :

tableau 3.11 : valeurs des composants de montage amélioré avec micro-ruban

TL1	TL10	TL6	TL11	TL5	TL9	TL13	TL7	TL12
1.27	0.55	4.95	6.23	0.42	0.00095	5	1.3	2.2

Résultat de simulation :

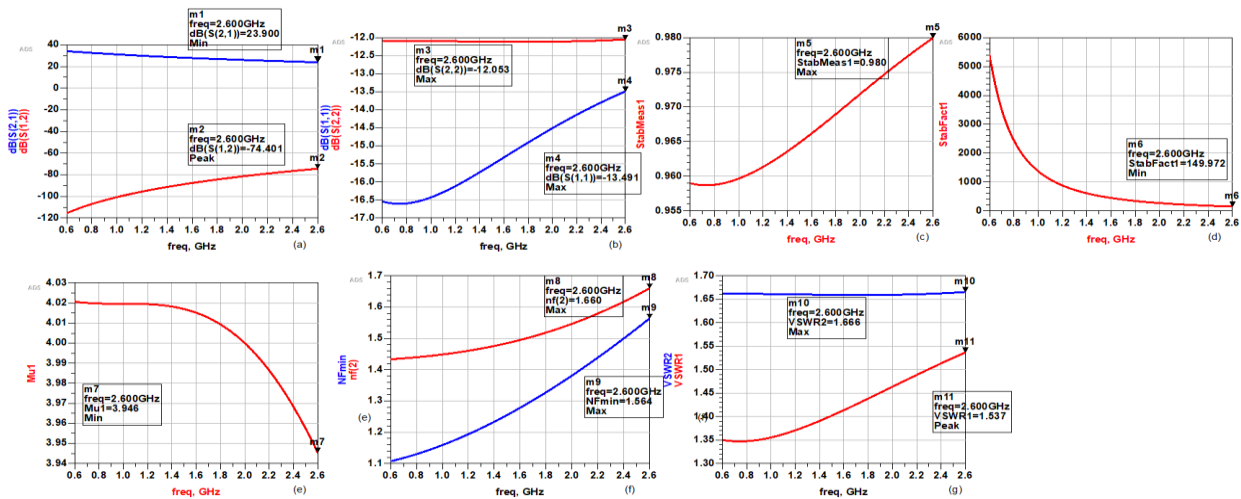


Figure 3.11 : resultats de montage améliorée sur ADS avec micro-ruban

Paramètres S :

Les coefficients de réflexion dB(S11) (bleu) et dB(S22) (rouge) sont illustrés en **figure 3.11** :

- **S11** : À 2,6 GHz, on observe une valeur de -13,491 dB, ce qui indique une bonne adaptation d'impédance à l'entrée (valeur inférieure à -10 dB).
- **S22** : À 2,6 GHz, atteint -12,053 dB, ce qui montre également une bonne adaptation à la sortie.

VSWR (Voltage Standing Wave Ratio):

Les rapports d'onde stationnaire VSWR1 (rouge) et VSWR2 (bleu) sont donnés en figure (g) :

- **VSWR1** : À 2,6 GHz, la valeur est de 1,537, ce qui est proche de l'idéal (<1,5).

- **VSWR2** : À 2,6 GHz, la valeur est de 1,666, légèrement au-dessus de la limite optimale, ce qui indique une adaptation modérée en sortie.

Gain de l'amplificateur dB(S21) : Voir figure 3.11 (a)

- À 2,6 GHz, le gain en puissance est de 23,900 dB, ce qui est excellent et indique que l'amplificateur fonctionne efficacement à cette fréquence.

Isolement inverse dB(S12) : Figure 3.11 (a)

- À 2,6 GHz, la valeur est de -74,401 dB, ce qui indique un excellent isolement inverse entre la sortie et l'entrée, un point crucial pour éviter les instabilités.

Stabilité :

- **StabMeas1** ; figure 3.11 (c) : Valeur de 0,980 à 2,6 GHz, proche de la limite de stabilité (≥ 1), donc l'amplificateur reste stable.
- **StabFact1** ; figure 3.11 (d) : Atteint une valeur de 149,972 à 2,6 GHz, bien au-dessus de 1, ce qui indique une stabilité inconditionnelle.
- **Mu1** ; figure 3.11 (e) ; À 2,6 GHz, la valeur est de 3,946, bien supérieure à 1, donc l'amplificateur est stablement conditionné sur toute la bande.

Facteur de bruit minimum (NFmin) et facteur de bruit réel (nf (2)) : Figure 3.11(f) :

- **NFmin** : À 2,6 GHz, valeur de 1,564, ce qui est modérément bas, montrant une bonne performance en bruit.
- **nf (2)** : À 2,6 GHz, valeur de 1,660, légèrement supérieure au minimum, ce qui reste acceptable pour un LNA.

III.IV.VI Comparaison entre Montage améliorée avec micro ruban et sans micro ruban

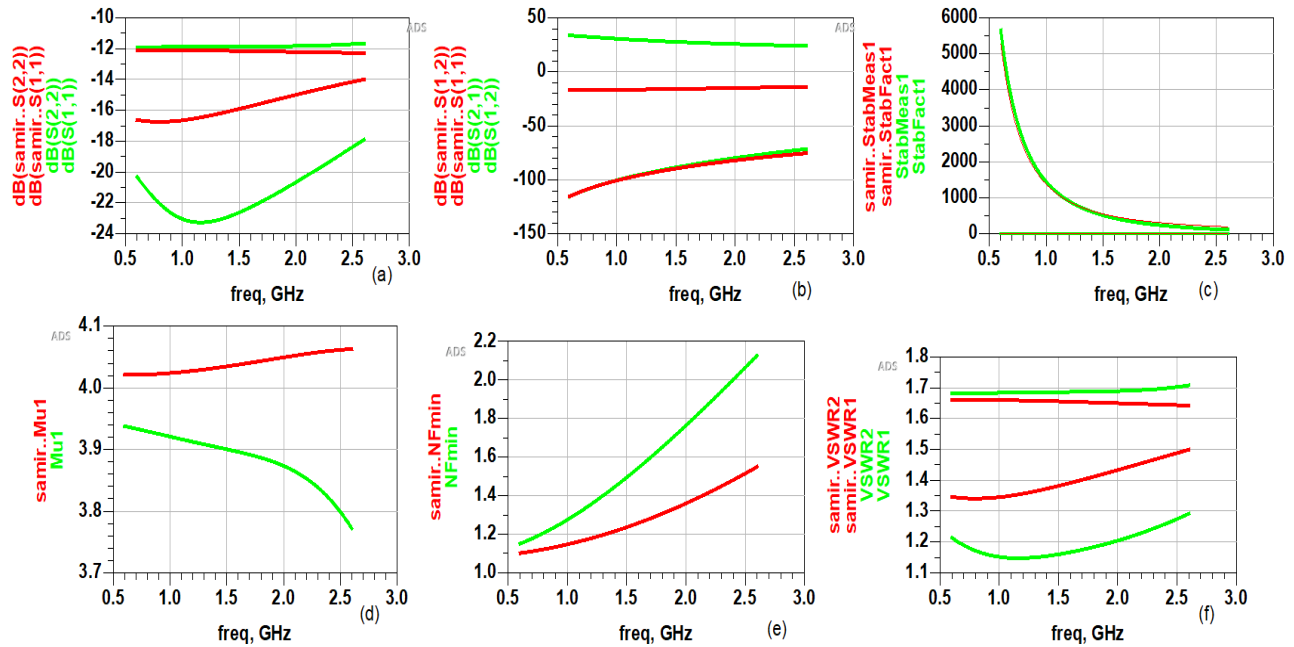


Figure 3.12 : Comparaison entre Montage amélioré avec micro ruban et sans micro ruban

Coefficients de réflexion S11 et S22

Les coefficients de réflexion sont illustrés en figure 3.12 (a).

- **Sans micro-ruban** (courbes rouges) :
S11 varie entre environ -12 dB et -13 dB, tandis que S22 reste légèrement inférieur à -13 dB sur l'ensemble de la bande jusqu'à 2,6 GHz. Ces valeurs traduisent une adaptation correcte, mais non optimale, tant à l'entrée qu'à la sortie.
- **Avec micro-ruban** (courbes vertes) :
S11 atteint environ -22 dB vers 1,2 GHz, indiquant une excellente adaptation à l'entrée. S22 reste également amélioré avec des valeurs proches de -14 dB sur la même bande. Ces résultats montrent une nette amélioration de l'adaptation d'impédance avec l'ajout des lignes micro-ruban.

Gain de l'amplificateur ($|S21|$ en dB)

En figure (b), on observe les courbes de gain :

- **Sans micro-ruban** (courbe rouge) : le gain S_{21} reste stable aux environs de 23,9 dB sur l'ensemble de la plage.
- **Avec micro-ruban** (courbe verte) : le gain atteint également 23,9 dB, montrant que l'intégration du micro-ruban n'altère pas significativement le niveau de gain, mais permet une meilleure stabilité de la réponse.

Stabilité

Les indicateurs de stabilité sont donnés en figures (b), (c) et (d) :

- **Sans micro-ruban** (courbes rouges) :
 - ❖ StabMeas1 est stable à 0,98 sur toute la bande.
 - ❖ StabFact1 atteint environ 150 à 2,6 GHz.
 - ❖ Mu1 reste supérieur à 4,03 à 2,6 GHz.
- **Avec micro-ruban** (courbes vertes) :
 - ❖ StabMeas1 conserve des valeurs supérieures à 0,955, confirmant une stabilité marginale mais acceptable.
 - ❖ StabFact1 atteint 149,972 à 2,6 GHz, assurant une stabilité inconditionnelle.
 - ❖ Mu1 est de 3,946 à 2,6 GHz, ce qui reste bien au-dessus du seuil critique de 1.

Dans l'ensemble, les deux configurations garantissent une stabilité inconditionnelle, mais celle avec micro-ruban présente un comportement légèrement plus contrôlé.

VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)

La figure 3.12 (f) présente l'évolution du VSWR :

- **Sans micro-ruban** (courbes rouges) :
 - ❖ VSWR1 atteint 1,537 à 2,6 GHz.
 - ❖ VSWR2 atteint 1,666 à 2,6 GHz.
- **Avec micro-ruban** (courbes vertes) :
 - ❖ VSWR1 est de 1,3 à 0,6 GHz, puis augmente à 1,537 à 2,6 GHz.
 - ❖ VSWR2 démarre à 1,2 et monte jusqu'à 1,666 également.

L'adaptation est globalement améliorée avec les lignes micro-ruban, notamment aux basses fréquences.

Facteur de bruit minimum (NFmin) En figure 3.12 (e) :

- **Sans micro-ruban** (courbe rouge) : NFmin atteint 1,660 à 2,6 GHz.
- **Avec micro-ruban** (courbe verte) : NFmin atteint 1,564 à 2,6 GHz.

L'architecture avec micro-ruban permet une réduction du facteur de bruit sur toute la bande de fréquence étudiée.

III.V Montage améliorée avec micro ruban en régime dynamique

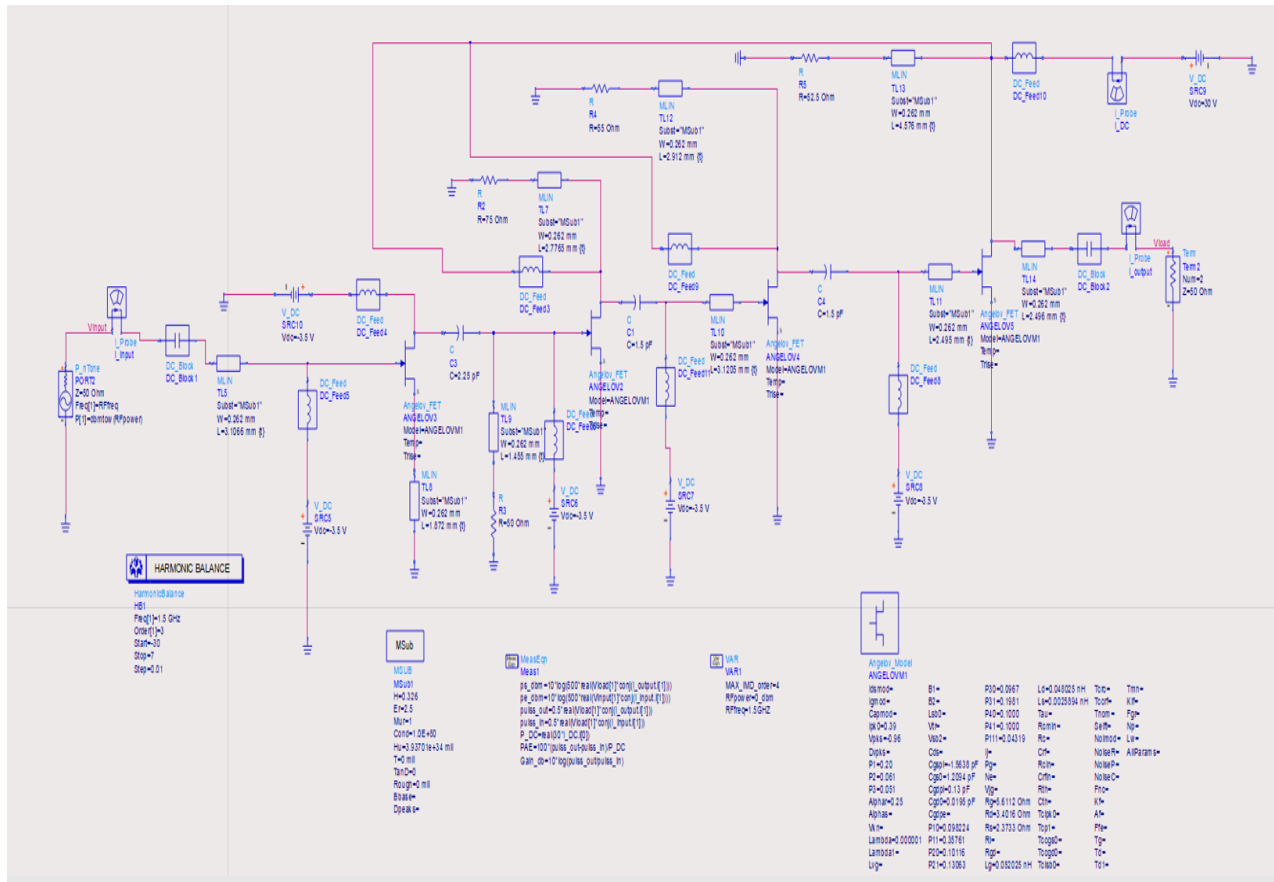


Figure 3.13 : Montage améliorée avec micro ruban en régime dynamique

Résultat de simulation :

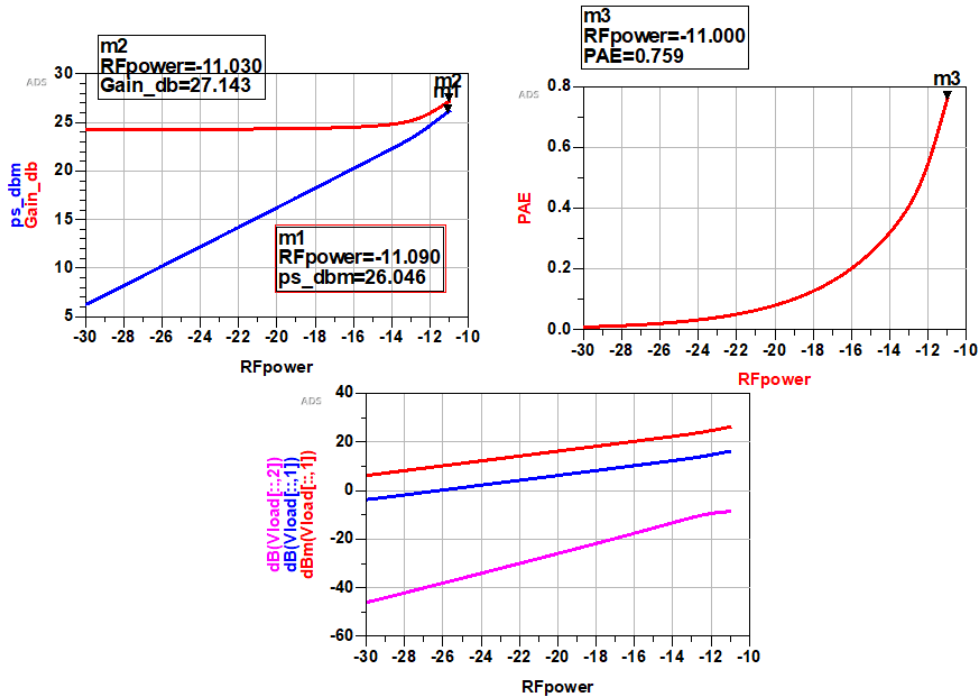


Figure 3.14 : résultats montage améliorée avec micro ruban en régime dynamique

La première figure présente la réponse dynamique de l'amplificateur à faible bruit en fonction de la puissance RF d'entrée. On y observe que la puissance de sortie suit une évolution linéaire croissante avec l'augmentation de la puissance d'entrée. À une puissance d'entrée de -14 dBm, la puissance de sortie atteint environ 22,3 dBm. Le gain reste quant à lui stable à 24,8 dB pour cette même puissance, ce qui indique un fonctionnement linéaire sans compression notable dans cette plage. Cette stabilité du gain démontre une capacité de l'amplificateur à conserver ses performances dans un régime linéaire, critère essentiel pour le traitement des signaux faibles en réception.

La deuxième figure illustre le rendement énergétique ajouté (PAE) de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée. Le PAE reste extrêmement faible pour les faibles niveaux de puissance, ce qui est caractéristique d'un fonctionnement en classe A. À -14,1 dBm d'entrée, le PAE atteint seulement 0,759 %. Ce faible rendement énergétique reflète une conception axée sur la linéarité et la fidélité du signal plutôt que sur l'efficacité énergétique, ce qui est généralement recherché dans les applications de réception sensibles.

La troisième figure montre l'évolution de la puissance de sortie, ainsi que des niveaux du deuxième et du troisième harmonique (H2 et H3). Le deuxième harmonique atteint un plateau autour de -20 dBm, tandis que le troisième harmonique reste inférieur à -35 dBm, y compris à des puissances d'entrée élevées. Ces niveaux très bas d'harmoniques traduisent une distorsion harmonique minimale, gage d'une bonne pureté spectrale du signal amplifié. Cela confirme la linéarité de l'amplificateur et sa capacité à amplifier le signal sans générer de distorsion significative.

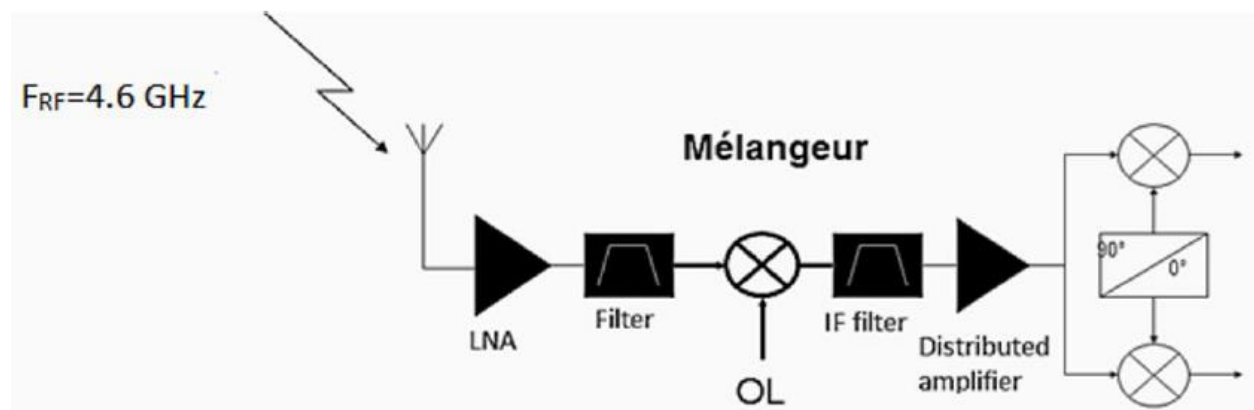
En résumé, les résultats obtenus mettent en évidence que l'amplificateur étudié présente une excellente linéarité sur une large plage de puissance d'entrée, un rendement énergétique faible typique d'un fonctionnement en classe A, ainsi qu'une distorsion harmonique très limitée. Ces caractéristiques font de cet amplificateur un candidat particulièrement adapté aux applications radiofréquences où la priorité est donnée à la linéarité et à la qualité spectrale du signal, au détriment de l'efficacité énergétique.

III.VI Intégration d'un amplificateur faible bruit (LNA) à récepteur radar

L'intégration d'un amplificateur à faible bruit (Low Noise Amplifier - LNA) en amont d'un récepteur radar constitue une étape déterminante pour optimiser les performances des systèmes de détection modernes.

Le LNA joue un rôle clé en amplifiant les signaux de faible intensité captés par le radar, tout en limitant l'introduction de bruit additionnel dans le système. Cette amélioration directe de la sensibilité permet au radar de détecter des cibles plus éloignées ou de plus petite taille avec une précision accrue.

En réduisant le facteur de bruit global, le LNA contribue de manière significative à la qualité du signal reçu, un paramètre crucial pour des applications sensibles telles que la surveillance aérienne, la navigation ou encore la météorologie. Ainsi, un LNA performant et correctement intégré s'avère indispensable pour garantir la fiabilité et l'efficacité des chaînes de réception radar (voir figure 3.15).



4Figure 3.15 :Schéma synoptique d'une chaîne de réception d'un Radar classique

Conclusion

Les simulations réalisées sur l'amplificateur à faible sans et avec micro-ruban illustre le rôle crucial de cette technologie pour l'amélioration des performances de LNAs en suite l'assurance d'une bonne détection couverture radar. D'autre part les simulations en régime dynamique, illustrant une capacité d'amplification à la fois stable et efficace. La puissance de sortie présente une relation linéaire avec la puissance RF d'entrée, atteignant jusqu'à 22.295 dBm pour une entrée de -14 dBm, sans signe de saturation un critère essentiel pour préserver l'intégrité des signaux radar.

Par ailleurs, le gain constant de 24,811 dB observé sur l'ensemble de la plage testée témoigne d'une remarquable stabilité et d'une excellente linéarité. Ces caractéristiques sont déterminantes pour les applications radar, où une amplification précise, fiable et sans distorsion est indispensable. Cette stabilité assure un fonctionnement cohérent de l'amplificateur même dans des environnements de détection complexes.

Sur le plan de l'efficacité énergétique, l'amplificateur affiche une nette amélioration du rendement en puissance ajoutée (PAE), atteignant 31.1 % pour une puissance d'entrée de -14 dBm. Ce faible rendement énergétique reflète une conception axée sur la linéarité et la fidélité du signal plutôt que sur l'efficacité énergétique, ce qui est généralement recherché dans les applications de réception sensibles.

Conclusion générale :

Cette thèse a permis d'approfondir les aspects essentiels liés à la conception et à la simulation d'un amplificateur à faible bruit (LNA) intégrant des technologies à lignes micro-ruban, dans le cadre d'une application dédiée aux systèmes RADAR. Le travail mené a mis en évidence l'importance stratégique et la complexité de l'intégration des matériaux semi-conducteurs de type III-V, en particulier le nitrure de gallium (GaN), afin de répondre aux exigences croissantes en termes de performance, de fiabilité et d'efficacité dans les dispositifs fonctionnant à haute fréquence.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié les caractéristiques fondamentales des matériaux III-V, en soulignant leur pertinence pour les applications électroniques avancées. Ces matériaux se distinguent par leurs propriétés exceptionnelles, notamment une forte mobilité des porteurs de charge et une excellente dissipation thermique. L'utilisation du GaN s'est révélée particulièrement judicieuse en raison de sa large bande interdite et de sa capacité à supporter des puissances élevées, le rendant ainsi parfaitement adapté aux applications en hyperfréquence, telles que les RADAR.

Le deuxième chapitre a porté sur une analyse approfondie des différentes architectures d'amplificateurs à faible bruit. L'accent a été mis sur les enjeux techniques liés à la réduction des pertes et à l'optimisation de la stabilité des signaux amplifiés. Une attention particulière a été portée à l'intégration des lignes micro-ruban, dont l'étude a permis de mettre en lumière leur rôle déterminant dans la transmission efficace des signaux en haute fréquence, ainsi que leur impact direct sur les performances globales des systèmes de communication.

Dans le dernier chapitre, des simulations avancées de l'amplificateur à faible bruit ont été réalisées à l'aide de la plateforme ADS (Advanced Design System), validant ainsi la faisabilité des approches proposées et mettant en lumière leurs avantages. Les résultats obtenus ont révélé des performances prometteuses, avec une amplification stable et une efficacité énergétique optimisée, confirmant la pertinence de ces technologies pour des applications RADAR à haute exigence.

Cette étude ouvre la voie à de nouvelles perspectives de recherche, notamment en intégrant ces technologies dans des systèmes plus complexes et en validant leur comportement en conditions réelles. L'optimisation continue des paramètres de conception, couplée à l'exploration de nouveaux matériaux semi-conducteurs, constitue une piste essentielle pour répondre aux défis technologiques émergents dans les domaines des télécommunications et de la détection radar.

Références

- [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, Étude théorique des propriétés structurales, électroniques, élastiques, optiques et photoniques des composés, III-P et leur alliage sous l'effet de la pression, 2018.
- [4] La classification périodique des éléments <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 Nitrure de Gallium (GaN) présentant la fonctionnalité "Normally-Off". Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Toulouse 3 Paul Sabatier, 2021.
- [7] Audrey MARTIN. Étude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium. Conception et réalisation d'amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules cascodes en montage flip-chip et technologie MMIC.. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Limoges, 2007
- [8] Mlle. Rayane TRAD, Mlle. Rym SOUSSI, Conception et simulation d'un Mélangeur 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 matériaux [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/AlGaIn 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. Étude et Simulation du Transistor HEMT AlGaIn/GaN/BGaIn. Université Aboubakr Belkaid– Tlemcen –Faculté de Technologie, 2020.
- [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 -GaIn, 1994.

- [13] 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 Mobil-ity Transistor (HEMT). Micro and nanotechnologies/Microelectronics. Universite Toulouse III Paul Sabatier, 2014.
- [16] F. Schwierz, "Wide Bandgap and Other Non-III-V RF Transistors: Trends and Prospects," ASU Tempe-25March 2004.
- [18] DE MEYER. S, Étude 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
- [19] 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.
- [20] 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. Réalisation Et Caractérisation De Transistors Hemts Gan Pour Des Applications Dans Le Domaine Millimétrique, 2013.
- [23] <https://fastercapital.com/content/Low-Noise-Amplifiers--Silencing-the-Noise--GaAs-Low> Seifeddine Fakhfakh. Nouvelles méthodes de caractérisation et de modélisation non-linéaire électrothermique des effets de piège dans la technologie HEMT GaN pour l'étude de la stabilité pulse à pulse dans les applications radar. Électronique. Université de Limoges, 2018.

- [24] : Hamaizia Zahra, Conception d'un amplificateur faible bruit LNA à base d'un transistor à effet de champ à hétérojonction pHEMT, thèse de doctorat, université de Biskra, page 42.
- [25] REBOUH Amine, DJEBOUB Khaled, conception et simulation d'un amplificateur faible bruit avec micro-ruban pour application radar, mémoire fin d'étude pour obtention du diplôme de master, université de blida 01.
- [26] Amine Rechakh, étude et conception de nouvelles structures d'amplificateurs de puissance hyperfréquences, thèse de doctorat, Université Hassan 1er, Centre d'Études Doctorales 2020.
- [27] LAIB Abdlmounaim, KIHAL Fouad, conception d'un amplificateur faible bruit à base d'un transistor GaN HEMT sous ADS, Mémoire de master, université bordj Bou Arreridj.
- [28] BOUCHIREB Mohamed Lamine, contribution à la conception d'un amplificateur à faible bruit pour les applications WLAN 802.11, mémoire fin d'étude pour obtention de diplôme d'état en électronique, Université SAAD Dahleb blida 01, page 17.
- [29] R. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd edition. John Wiley and Sons Inc, 2005.
- [30] RIBATE Mohamed, étude et conception des amplificateur de puissance à bande étroite et large bande en utilisant la technologie Micro-Ruban, thèse de doctorat, université Hassan 1^{er}.
- [31] François FADHUILE-CREPY, Méthodologie de conception de circuits analogiques pour des applications radiofréquences à faible consommation de puissance, thèse de doctorat, université de Bourdeau, 2015.
- [32] M. Devulder, Étude et faisabilité d'un système Ultra large Bande ULB en Gamme millimétrique en technologie Silicium avancée, Thèse de Doctorat Université des Sciences et de Technologies de Lille, Décembre 2008.
- [33] Nouria BELAMRI, Conception et intégration en technologie LTCC d'un amplificateur faible bruit à structure balancé dans la bande C, mémoire présenté à l'école de technologie supérieur pour l'obtention de La maîtrise en génie électrique, université DU QUÉBEC, 2012.

- [34] Abdelhak GOUDJIL, Stratégie de conception d'un amplificateur faible bruit LNA, Mémoire de Master, École Nationale Polytechnique, Algérie.
- [36] Chaouki Hannachi, CONCEPTION DE NOUVEAUX COMPOSANTS EN TECHNOLOGIE HYBRIDE POUR LES COMMUNICATIONS À HAUT DÉBIT EN BANDE MILLIMÉTRIQUE, thèse présentée pour l'obtention du grade de Philosophie doctor (PhD.) en Télécommunications.
- [37] Chafik MELIANI, Circuits intégrés amplificateurs à base de transistors HEMT pour les transmissions numériques à très haut débit (≥ 40 Gbit/s), thèse doctorat, université PARIS VII DENIS DIDEROT, 2003.
- [38] <https://fastercapital.com/fr/contenu/Amplificateurs-a-faible-bruit---reduire-le-bruit-au-silence---amplificateurs-a-faible-bruit.>
- [39] BENAÏSSA Fatima, Étude et simulation de la propagation des ondes électromagnétiques dans les guides à cristaux photoniques application aux fibre optiques, Magister en physique, Université Aboubaker Belakaid Tlemcen, 2013.
- [40] Bouziane Amira Isra, Meche Noussaiba, Étude d'une ligne micro-ruban coupelle en parallèle, Master en Télécommunication, Université de Ouargla, 2020
- [41] BOUKREDINE SALAH EDDINE. ÉTUDE D'UN GUIDE D'ONDES MULTICOUCHES AVEC SUBSTRAT CHIRAL – CHIROFERRITE – FERRITE, 2009
- [42] R. Garg and I. J. Bahl, "Caractéristiques of coupled micro strip-lines," IEEE Trans., MTT- 27, July 1979, 700–705. Corrections in IEEE Trans., MTT-28, March 1980, p. 272
- [43] T.C. Edwards, "Conception des circuits micro-ondes", Collection Technologies, série électronique, Masson, 1984.
- [44] Pozar, Microwave Engineering, chapitre 4 et 6 (microstrip losses)
- [45] Nahal Sabrine, Belouidiane Asma, CARACTERISATION DE LA LIGNE DE TRANSMISSION MICRO RUBAN PAR L'APPROCHE QUASI-STATIQUE, mémoire master académique, université de KASDI MERBAH Ouargla.

[46] REBOUH Amine, DJEBOUB Khaled, conception et simulation d'un amplificateur faible bruit avec micro-ruban pour application radar, mémoire fin d'étude pour obtention du diplôme de master, université de blida 01.

[47] BENSaad Fatma, Conception et simulation de l'amplificateur distribué de puissance sans et avec micro-rubans utilisant le transistor HEMT modèle d'Angelove large signal, mémoire fin d'études master, université de blida 01.

[48] AISSA ATTOUI, Contribution A L'étude Des Déphaseurs Micro-Rubans Applications Aux Réseaux D'antennes Imprimées, thèse de doctorat, université de Guelma.

[49] ROUIBAH Ammar, ETUDE D'UNE ANTENNE MICRORUBAN DE FORME ARBITRAIRE PAR LA METHODE FDTD, mémoire pour l'obtention de titre magister en électronique, Université Ferhat ABBAS Sétif 01.