

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère De L'enseignement Supérieur Et De La Recherche Scientifique



Université SAAD DAHLEB BLIDA 1
Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales
Département Construction Aérienne



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

MASTER

Filière : Aéronautique

Option : Avionique

Thème

**CONCEPTION ET SIMULATION D'UN MELANGEUR
A DEUX TRANSISTORS HEMT D'ANGELOV**

Présenté et soutenu Par :

M^{lle}. Rayane TRAD

M^{lle}. Rym SOUSSI

Dirigé par:

Promoteur: *M^{er}. Boulenouar KOUIDER ELOUAHED*

Co-promoteur: *M^{er}. Abdelkrim BELMECHERI*

ANNEE 2019/2020

ملخص

يوفر *mélangeur* وظيفة تبديل التردد، وهو مكون أساسي لجميع أجهزة الإرسال والمستقبلات التي تعمل على ترددات الميكروويف. وإنتاج دوائر تناظرية عالية الأداء ومنخفضة التكلفة بترددات عالية بشكل متزايد، فإن تقنية HEMT مطلوبة. العمل الذي نقدمه هنا هو دراسة جدوى تصميم ومحاكاة خلاط ثنائي transistor HEMT d'Angelov.

SUMMARY

Provides a frequency conversion function. The mixer is an important part of all transmitters and receivers operating at microwave frequencies. In order to implement high-performance and low-cost analog circuits at higher and higher frequencies, HEMT transistor technology is required.

The work we have done here is a feasibility study on the design and simulation of a mixer with Angelov HEMT two-transistor.

RESUME

Assurant la fonction de transposition de fréquence, le *mélangeur* est un composant essentiel de tous les émetteurs et les récepteurs fonctionnant aux fréquences micro-ondes. Et pour la réalisation des circuits analogiques hauts performances et bas coût à des fréquences de plus en plus élevée, la technologie de transistor HEMT s'impose.

Le travail que nous présentons ici est l'étude de la faisabilité de la conception et simulation d'un *mélangeur* à deux transistors HEMT d'Angelov.

Remerciements

Ce travail est l'aboutissement d'un dur labeur et de beaucoup de sacrifices ; nos remerciements vont d'abord au Créateur de l'univers qui nous a doté d'intelligence, et nous a gardés en bonne santé malgré les conditions sanitaires difficile actuel du monde pour terminer l'étude de cette année.

Tout d'abord, nous tenons à remercier notre promoteur Mrs B.KOUIDER ELOUAHED. Les mérites du mémoire appartiennent certes à l'auteur, mais aussi au Directeur qui le supervise. Dans notre cas, notre Directeur a été d'un soutien et d'une attention exceptionnels. La confiance qu'il nous a accordée ainsi que le soutien moral qu'il nous a apporté nous a permis d'accumuler une expérience professionnelle et personnelle importante.

Nous tenons également à exprimer nos gratitude au Co-promoteur A.BELMECHERI en saluant son amabilité, sa patience, sa souplesse d'esprit et son savoir.

Nous souhaitons aussi exprimer notre profonde gratitude à la Directrice A.BENKHADA, le Chef de département de construction Avionique Mrs NECHE, et l'ensemble de personnels au sein de l'INSTITUT D'AEONAUTIQUE ET ETUDES SPATIALE.

Nous ne pouvons passer outre notre reconnaissance envers nos familles DAOUD, TRAD, SOUSSI et NACERI auxquels nous disons tout simplement MERCI. Leur présence, leur écoute, leur confiance et leur soutien constant nous assurent des bases solides qui nous permettent de persévérer et de nous surpasser.

Ce travail n'a pu être mené à bien qu'avec le soutien de plusieurs personnes que nous voudrions remercier en particulier le Docteur DAOUD Hayet.

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

TABLE DES MATIERES

Table des matières

La liste des tableaux

La liste des figures

Liste des abréviations

La liste des lettres latines

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I : NITRURE DE GALLIUM.....	3
I.1 INTRODUCTION	4
I.2 NITRURE DE GALLIUM.....	4
I.2.1 HISTORIQUE DE LA TECHNOLOGY NITRURE DEGALLIUM	4
I.2.2 PROPRIETES PHYSIQUES ET ELABORATION	7
I.2.2.1 PROPRIETES CRISTALLOGRAPHIQUES	8
I.2.2.2 PROPRIETES THERMODYNAMIQUES	10
I.2.3 PROPRIETES ELECTRONIQUES	12
I.2.3.1 STRUCTURE DE BANDES ELECTRONIQUES ET RELATIONS DE	12
DISPERSIONS AU POINT Γ	12
I.2.3.2 ENERGIE DE BANDE INTERDITE EN FONCTION DE LA TEMPERATURE ET	14
DE LA PRESSION	14
I.3. TRANSISTOR HEMT	15
I.3.1 STRUCTURE DE TRANSISTOR HEMT	15
I.3.1.1 DESCRIPTION DE LA STRUCTURE	15
I.3.1.2 DESCRIPTION DES COUCHES	15
I.3.2. LES CARACTERISTIQUE ELECTRIQUE DU TRANSISTOR HEMT	16
I.3.2.1 PROPRIETES FONDAMENTALES	16
I.3.2.2 MODELE PETIT-SIGNAL D'UN HEMT	17
I.3.2.3 MODELE GRAND-SIGNAL D'UN HEMT	20
I.3.2.4 CARACTERISTIQUES STATIQUES	21
I.3.2.5 CARACTERISTIQUES DE PUISSANCE HYPERFREQUENCE.....	22
I.4 CONCLUSION	23
CHAPITRE II : LES MELANGEURS	25
II.1 INTRODUCTION.....	26
II.2 PRINCIPES GENERAUX DU MELANGE ET DE LA TRANSPOSITION DE FREQUENCE.....	26
II.2.1 LE MELANGEUR	26
II.2.2 TRANSPOSITION DE FREQUENCE	27
II.2.2.1 DESCRIPTION D'UN MÉLANGEUR IDÉAL	29
II.2.2.2 DESCRIPTION DU MÉLANGE PAR UNE NON-LINÉARITÉ	29
II.3 GRANDEURS CARACTERISTIQUES DES MELANGEURS.....	32
II.3.1 PERTES DE CONVERSION	32
II.3.2 PERTES DE CONVERSION DES MÉLANGEURS RÉSISTIFS	32
II.3.3 ISOLATIONS ET RÉJECTIONS	33
II.3.3.1 LES ISOLATIONS ENTRE LES ACCES.....	33
II.3.3.2 LES REJECTIONS DES SIGNAUX EN SORTIE.....	34

TABLE DES MATIERES

II.3.4 LINÉARITÉ	35
II.3.4.1 LE POINT DE COMPRESSION A 1DB	36
II.3.4.2 POINT D'INTERCEPTION D'ORDRE 3	36
II.3.4.3 RELATION ENTRE LE POINT DE COMPRESSION A 1DB ET LE POINT D'INTERCEPTION D'ORDRE 3	38
II.3.5 FACTEUR DE BRUIT	39
II.4 LES TYPES DE MELANGEURS	41
II.4.1 LES MELANGEURS ACTIFS	41
II.4.2 LES MELANGEURS PASSIFS	43
II.5 CONCLUSION	44
CHAPITRE III : LES MICRORUBANS ET LES PARAMETRES S	44
III.1 INTRODUCTION	45
III.2 MICRORUBANS	45
III.2.1 FORMULES POUR LA CONCEPTION DU MICRORUBAN	45
III.2.1.1 CALCULE DES GRANDEURS Z_0 ET ϵ_{eff}	45
III.2.1.2 CALCUL DES DIMENSIONS DE LIGNE MICRORUBAN Wh	46
III.2.1.3 INFLUENCE DE L'ÉPAISSEUR T DU MICRORUBAN	46
III.2.2 DISPERSION DANS LA LIGNE MICRORUBAN	47
III.2.3 LA LIMITE EN FREQUENCE	48
III.2.4 CORRECTION DES DISCONTINUITES RENCONTREES DANS LA REALISATION DES MICRORUBANS	48
III.2.4.1 LE CIRCUIT OUVERT	49
III.2.4.2 VARIATION SYMETRIQUE DE LA LARGEUR	49
III.2.4.3 LES COUDES	50
III.2.5 INFLUENCE DU BOITIER	50
III.2.6 COMPORTEMENT DU MICRORUBAN COMME UNE INDUCTANCE ET COMME CAPACITANCE	51
III.3 PARAMETRES S	52
III.3.1 DEFINITION DES PARAMETRES S	52
III.3.2 SIGNIFICATION PHYSIQUE DES PARAMETRES S	53
III.3.3 APPLICATION DES PARAMETRES S SUR LES QUADRIPOLES	53
III.3.3.1 SIGNIFICATION PHYSIQUE DES PARAMETRES S	54
III.4 CONCLUSION	54
CHAPITRE IV : CONCEPTION ET SIMULATION DU MELANGEUR A DEUX TRANSISTOR ..56	56
IV.1 INTRODUCTION	56
IV.2 PARTIE A : LA MODELISATION D'UN SEUL TRANSISTOR HEMT	56
IV.2.1 LE MODELE DU COURANT DRAIN-SOURCE I_{Ds} DU TRANSISTOR LARGE SIGNAL	56
IV.2.2 LE MONTAGE SUR ADS POUR LA SIMULATION DES PARAMETRES S D'UN SEUL TRANSISTOR	58
IV.2.3 LE MONTAGE DE LA SIMULATION DE REGIME DYNAMIQUE D'UN SEUL TRANSISTOR SUR ADS	60
IV.3 PARTIE B : L'APPLICATION DU MODELE TRANSISTOR HEMT LARGE SIGNAL D'ANGELOV DANS UN MELANGEUR	63
IV.3.1 LA STRUCTURE GLOBALE DU MELANGEUR A DEUX TRANSISTORS HEMT	63

TABLE DES MATIERES

IV.3.2 LES RESULTATS DE LA SIMULATION	66
PARTIE 01 : MONTAGE SANS FILTRE	66
PARTIE 02 : MONTAGE AVEC FILTRE PASSE-BANDE	67
IV.4 CONCLUSION	69
CONCLUSION GENERALE	70
BIBLIOGRAPHIE	
ANNEXE	

LA LISTE DES TABLEAUX

Chapitre 01

Tableau I-1. Tableau périodique.5
Tableau I-2. Résumé des propriétés électriques de différents semi-conducteurs.7
Tableau I-3. Paramètres de maille à 300 K et groupes de symétrie des différentes structures de GaN.9
Tableau I-4. Valeurs expérimentales de Δ_{so} et Δ_{cr} pour GaNwürtzite.13

Chapitre 02

Tableau II-1. Représentation de la décomposition du signal de sortie d'un mélangeur.29

Chapitre 04

Tableau IV-1. Les valeurs extraites des paramètres optimisés du Modèle Angleov.58
Tableau IV-2. Les valeurs du gain en puissance en (dB) et la puissance de sortie pour plusieurs valeurs de fréquence.62

LA LISTE DES FIGURES

Chapitre 01

Figure I-0. Vue d'ensemble du chapitre NITRURE DE GALLIUM.....	3
Figure I-1. Structure en bandes d'énergie des matériaux ; Isolants, Semi-conducteurs et Métaux. ...	4
Figure I-2. Exemples d'applications des semi-conducteurs grands gaps.....	6
Figure I-3. Comparaison de quelques propriétés physiques de semi-conducteurs.	7
Figure I-4. Différentes structures de GaN: (a) Würtzite, (b) Blende de Zinc et (c) NaCl.	9
Figure I-5. Première zone de Brillouin : (a) Structure würtzite (b) Structure blende de zinc.....	9
Figure I-6. Variation des paramètres de maille d'un monocristal de GaN würtzite en fonction de la température.....	10
Figure I-7. Levée de dégénérescence dans GaN würtzite au point Γ ($k = 0$) de la bande de valence.....	13
Figure I-8. Structure de bande de GaN würtzite calculée par une méthode empirique utilisant les pseudo-potentiels.....	13
Figure I-9. Structure et différentes couches du HEMT AlGaIn/GaN.....	15
Figure I-10. Vue en coupe d'un transistor à haute mobilité électronique (à gauche) et sa schématisation lorsque la grille est polarisée (à droite).....	176
Figure I-11. Origine physique des éléments du modèle électrique petit signal d'un FET.	17
Figure I-12. Modèle électrique petit signal d'un FET.	18
Figure I-13. A gauche se trouve la caractéristique de transfert d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN et à droite la transconductance extrinsèque du HEMT en fonction de la tension appliquée sur la grille.	19
Figure I-14. Schéma équivalent fort-signal du HEMT.	19
Figure I-15. Optimisation de la puissance de sortie.....	20
Figure I-16. Modèle de bande du transistor polarisé à droite, et Réseau de caractéristiques de sortie $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$ d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN à gauche.....	21
Figure I-17. Schéma synoptique des différentes puissances en jeu lors de la mesure de la puissance hyperfréquence.	22

Chapitre 02

Figure II-0. Vue d'ensemble du chapitre LES MELANGEURS.....	25
Figure II-1. Illustration des fonctions Up- et Down- Converter.	26
Figure II-2. Structure d'un émetteur/récepteur.....	27
Figure II-3. Transposition de fréquence.....	28
Figure II-4. Mélangeur idéal.	29
Figure II-5. Sélection des fréquences RF et FI par filtrage.....	29
Figure II-6. Mélangeur réalisé à partir d'un dispositif n_0	30
Figure II-7. Spectre de mélange.....	30
Figure II-8. Principales raies du spectre d'un mélangeur sous-harmonique $\times 2$	30
Figure II-9. Principales isolations d'un mélangeur.....	34
Figure II-10. Visualisation des principales réjections sur un spectre de sortie ($x=1$).....	35
Figure II-11. Conversion de la fréquence image vers la FI.	35
Figure II-12. Point de compression à 1dB d'un mélangeur.....	36
Figure II-13. Intermodulation d'ordre 3 du mélangeur en fonctionnement bi porteuse.....	37
Figure II-14. Détermination du point d'interception d'ordre 3.....	38
Figure II-15. Tête de réception hyperfréquence.	41
Figure II-16. Schéma électrique du mélangeur sur grille.	40
Figure II-17. Schéma électrique du mélangeur sur drain.....	40
Figure II-18. Schéma électrique du mélangeur sur source.	40
Figure II-19. Schéma électrique du mélangeur à deux transistors : structure classique.....	42
Figure II-20. Schéma électrique du mélangeur à diode.	43

Figure II-21. Schéma électrique du mélangeur à transistor série.....43
Figure II-22. Schéma électrique du mélangeur à transistor parallèle.44

Chapitre 03

Figure III-0. Vue d'ensemble du chapitre LES MICRORUBANS ET LES PARAMETRES S.44
Figure III-1. Les paramètres d'une ligne microruban.....45
Figure III-2. Les caractéristiques fréquentielle de la permittivité effective.47
Figure III-3. Les principales discontinuités.....49
Figure III-4. Discontinuité type circuit ouvert et son schéma électrique équivalent.....49
Figure III-5. La discontinuité de variation symétrique de la largeur et son circuit électrique équivalent.50
Figure III-6. Le coude à angle droit et son circuit électrique équivalent.....50
Figure III-7. Schématisation d'un dispositif à N port.....522
Figure III-8. Schématisation d'un quadripôle.....533

Chapitre 04

Figure IV-0. Diagramme pour la conception et simulation d'un mélangeur a deux transistor a l'aide du transistor ANGELOV.....555
Figure IV-1. La courbe de Ids (Vds) mesurée d'un transistor large signal (ligne noir), et du modèle Angelov simulé (pointillé) Vds=0V, Vgs=0V.577
Figure IV-2. Le transistor d'Angelov sur ADS avec implémentation des paramètres optimisés à : Vgs =-3.5V et Vds=30V.588
Figure IV-3. Montage du transistor d'Angelov pour simuler les paramètres [S] : Vgs =-3.5v et Vds=30v.59
Figure IV-4. Les paramètres-S d'un seul transistor en fonction de fréquence de 45MHz à 45GHz à Vgs =-3.5v et Vds=30v.59
Figure IV-5. Le montage de la simulation en régime dynamique d'un seul transistor d'Angelov : Vgs =-3.5v et Vds=30v.60
Figure IV-6. La puissance de sortie Ps(dBm), le gain en puissance (dB), et le rendement PAE en(%) : à Vgs =-3.5v et Vds=30v.....61
Figure IV-7. La variation du gain en puissance en fonction de la puissance de sortie pour des différentes valeurs de fréquence.....62
Figure IV-8. La structure globale de mélangeur à deux transistors HEMT large signal sans le filtre en sortie : Vds=30V et Vgs=-3.5V.....63
Figure IV-9. La structure globale de mélangeur à deux transistors HEMT large signal avec le filtre passe-bande en sortie :Vds=30V et Vgs=-3.5V.655
Figure IV-10. La variation du signal de sorties en fonction du temps du mélangeur sans le filtre en sortie.....666
Figure IV-11. Le spectre du signal de sortie du mélangeur sans le filtre.....66
Figure IV-12. Le filtre passe-bande « butterworth ».....677
Figure IV-13. Signal de sortie en fonction du temps avec filtre passe-bande à la sortie du mélangeur.688
Figure IV-14 Le spectre du signal de sortie du mélangeur avec filtre passe-bande.68

Annexe

Figure 1. Écran principale d'ADS.
Figure 2. Interface pour créer un nouveau projet.
Figure 3. Le choix des bibliothèques.
Figure 4. Nouveau design.
Figure 5. Écran principale du design.
Figure 6. Simulation.

LISTE DES ABRÉVIATIONS

ADS: Advanced Design System.

AlN: Nitrure d'Aluminium.

Al: aluminium.

AlGaN : Nitrure de Gallium-Aluminium.

As : Arséniure.

AsGa : Arséniure de Gallium.

BJT : Les Transistors Bipolaires.

CAO : La conception assistée par ordinateur

dB : décibel

dBm : rapport de puissance en décibels (dB) entre la puissance mesurée et un milliwatt (mW)

FET : transistor à effet de champ

FI : fréquence intermédiaire

FSSB : facteur en bande latérale unique (SSB Single Side Band).

FDSB : facteur en double bande latérale (DSB Double Side Band).

Ga: gallium

GaAs: Gallium d'Arséniure.

GaN : Nitrure de gallium.

GAP: La bande interdite.

Gc : gain de convergence

GPa : giga pascal

HB: Harmonique Balance.

HEMT: High Electron Mobility Transistor.

HH: heavy hole.

InP: Phosphore d'Indium.

Lc : perte de conversion

LED : diode électroluminescente

LH : light hole

LNA : Low Noise Amplifier

N : nitrure

NaCl : chlorure de sodium

OL: oscillateur local

PAE: Power Added Efficiency

RF radio fréquence

Sic : carbure de silicium

SoC : System on Chip

TEC : Les Transistors à Effets de Champ.

TEM : Transverse Electrique et Magnétique.

TM : Transverse Magnétique.

TE : Transverse Electrique).

EH : hybride.

ZnC : blende de zinc

LA LISTE DES LETTRES LATINES

C_g : La capacité de grille. [**pF**]
C_s : La capacité de source. [**pF**]
C_d : La capacité de drain. [**pF**]
C_{gs} : La capacité grille-source. [**pF**]
C_{gd} : La capacité grille-drain. [**pF**]
C_{ds} : La capacité drain-source. [**pF**]
E_g : La largeur de la bande interdite. [**eV**]
E_c : Le Champ Critique. [**V/cm**]
G_p : Le gain en puissance. [**dB**]
g_m : La transconductance intrinsèque.
g_d : La conductance de sortie.
I_{ds} : Le courant drain-source. [**A**]
L_g : L'inductance de grille. [**nH**]
L_s : L'inductance de source. [**nH**]
L_d : L'inductance de drain. [**nH**]
ni : La densité de porteurs intrinsèques. [**cm⁻³**]
P_s : La puissance de sortie. [**dBm ou W**]
P_e : La puissance d'entrée. [**dBm ou W**]
P_{DC} : La puissance de polarisation. [**dBm ou W**]
R_i : La résistance d'entrée. [**Ω**]
R_{gd} : La résistance de grille-drain. [**Ω**]
R_d : La résistance de drain. [**Ω**]
R_s : La résistance de source. [**Ω**]
V : la vitesse des porteuses. [**cm/s**]
V_{gs} : La tension grille-source. [**v**]
V_{ds} : La tension drain-source. [**v**]
V_{gd} : La tension grille-drain. [**v**]
V_{bd} : La tension de claquage breakdown. [**v**]
V_{knee} : La tension de coude. [**v**]
Z_c : L'impédance caractéristique. [**Ω**]

INTRODUCTION

GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le développement de systèmes utilisant des micro-ondes pour les télécommunications militaires ou grand public nécessite des composants discrets et puissants pouvant fonctionner à des fréquences élevées. Ce sont des composants hyperfréquences haute performance pour les systèmes émetteurs-récepteurs.

Les développements technologiques de ces dernières années ont fait des progrès considérables dans les matériaux semi-conducteurs de la série nitrure (tels que AlN, InN et GaN) développés par des composés organométalliques.

Les semi-conducteurs à large bande interdite, en particulier les composés III-V, tels que le nitrure de gallium (GaN) et ses alliages, sont de bons candidats pour la production de composants de puissance haute fréquence pour les raisons suivantes : Leurs propriétés physiques et chimiques, telles que les transistors électroniques à mobilité élevée (HEMT).

Les travaux des laboratoires montrent l'efficacité de ce composant pour les applications hyperfréquences nécessitant une haute tension et une puissance élevée. Les transistors à haute mobilité électronique (HEMT) à base de nitrure de gallium (GaN) présentent désormais des performances élevées qui répondent aux besoins des systèmes radiofréquence RF.

Au cœur de tous ces systèmes de télécommunication est le mélangeur, dont la fonction est d'échanger les fréquences des signaux traités. Puisque, les composants à FET présentent généralement une réponse en fréquence médiocre à cause d'une capacité d'entrée élevée par rapport aux transistors HEMT qui puissent fonctionner à des fréquences très élevées et une meilleure capacité de distribution de puissance. Aussi certains types de FET présentent une faible linéarité et peuvent être endommagés lors de la manipulation en raison de l'électricité statique.

Dans le dernier aspect, nous avons concentré nos travaux sur la technologie globale de l'arséniure de gallium et du nitrure de gallium utilisé dans les radars en bande L.

Nous avons de plus cherché à étudier la faisabilité de concevoir un mélangeur à deux transistor HEMT.

Pour mener le bon déroulement de notre travail, nous l'avons divisé en quatre chapitres tel que le premier chapitre rappelle tout d'abord, les propriétés physiques et électriques du GaN à travers la caractérisation d'autres semi-conducteurs afin de mettre en évidence l'aptitude de ce matériau aux applications d'énergie micro-ondes. Dans ce qui suit, nous présenterons également les paramètres caractéristiques des transistors HEMT.

Sur la base de cette classification, le chapitre deux présente les principes généraux, les principales caractéristiques et les différents types de mélangeurs.

S'appuyant sur cette classification, le troisième chapitre passe brièvement en revue les principales caractéristiques de la structure micro-ruban et des paramètres S.

Enfin le dernier chapitre se concentrera sur l'introduction du modèle de transistor Angelov, révélant toutes les mesures et extractions de ses meilleurs paramètres, ainsi que la conception et la simulation du mélangeur basé sur deux transistors HEMT.

CHAPITRE I :

NITRURE DE GALLIUM

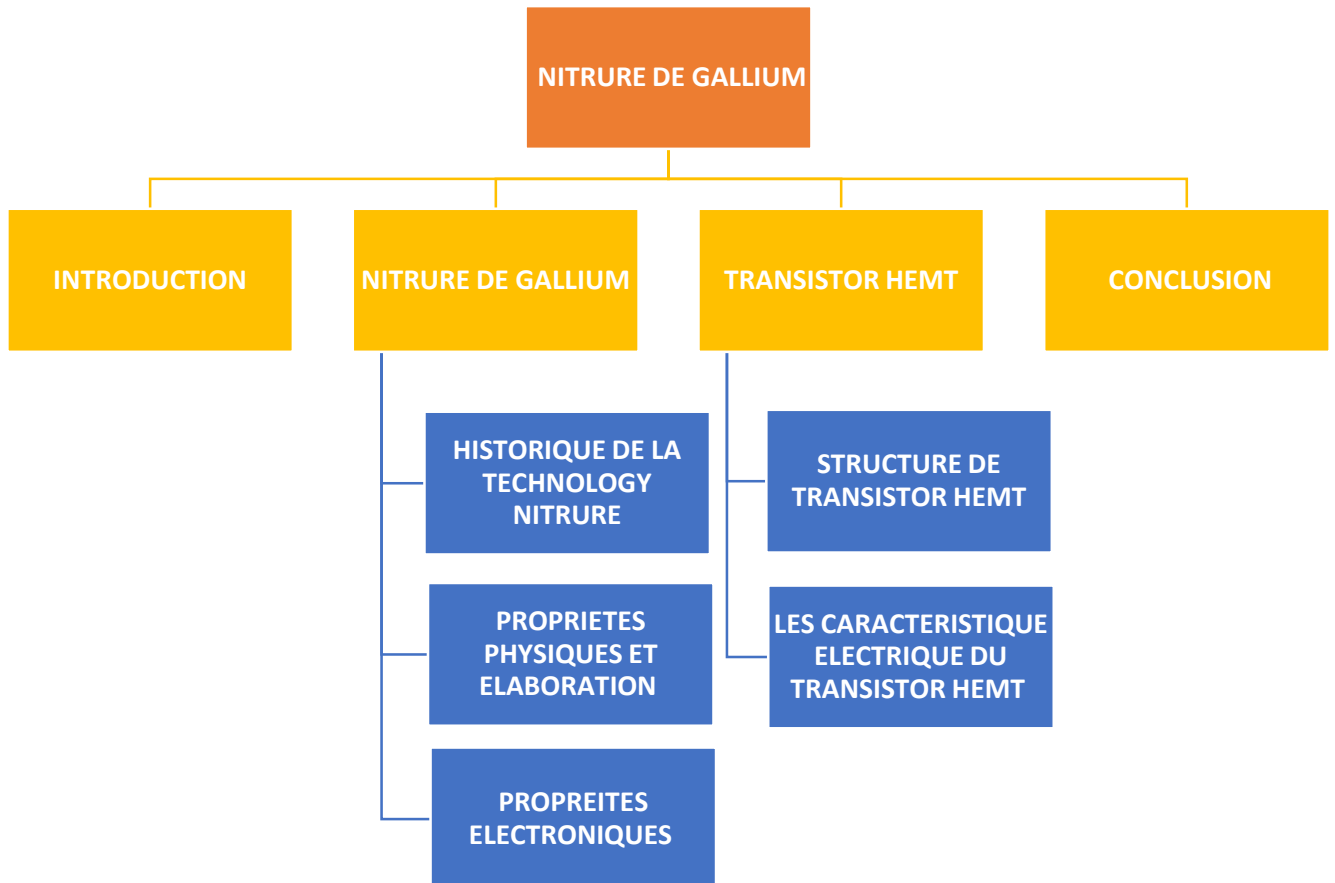


Figure I-0. Vue d'ensemble du chapitre NITRURE DE GALLIUM.

I.1 INTRODUCTION

En effet, la plupart des composants électroniques sont en silicium; bien que le carbure de silicium présente une faible mobilité des porteurs et des problèmes de piège, il a longtemps été un choix idéal. Cependant, les applications dans les domaines civil ou militaire nécessitent l'utilisation d'une puissance haute fréquence accrue.

À cette époque, le nitrure de gallium a concentré ses recherches sur le niveau des composants. Les semi-conducteurs à large bande interdite, en particulier les composés III-V, tels que le nitrure de gallium (GaN) et ses alliages, sont de bons candidats pour la production de composants de puissance à haute fréquence d'utilisation en raison de leurs propriétés physiques et chimiques, comme les transistors électroniques à haute mobilité (HEMT).

Les transistors HEMT résultants sont des composantes hautes performances utilisés dans les systèmes émetteurs-récepteurs et le traitement des signaux hyperfréquences (amplificateurs, mélangeurs et oscillateurs). Dans le domaine civil, l'une des principales applications concerne le domaine des télécommunications, notamment pour l'amplification du signal dans la transmission des stations de base.

Dans ce chapitre, Nous étudierons d'abord les propriétés physiques et électriques du GaN à travers les caractéristiques des autres semi-conducteurs afin de souligner l'adéquation de ce matériau aux applications de puissance micro-ondes. Plus tard, nous présenterons également les paramètres caractéristiques des transistors HEMT.

I.2 NITRURE DE GALLIUM

I.2.1 HISTORIQUE DE LA TECHNOLOGY NITRURE DE GALLIUM

En ce qui concerne le marché, le monde des semi-conducteurs est dominé par le silicium. Ce dernier a un gap indirect de 1,11 eV. Le gap indirect du germanium moins couramment utilisé est également de 0,66 eV. Ces matériaux sont utilisés depuis longtemps et définissent des valeurs de référence pour des gaps de l'ordre de 1 eV. Ensuite, faites la distinction entre les semi-conducteurs à petit gap avec une bande interdite beaucoup plus petite que 1 eV et les semi-conducteurs à grand gap avec une bande interdite beaucoup plus grande que 1 eV: (Figure I-2)

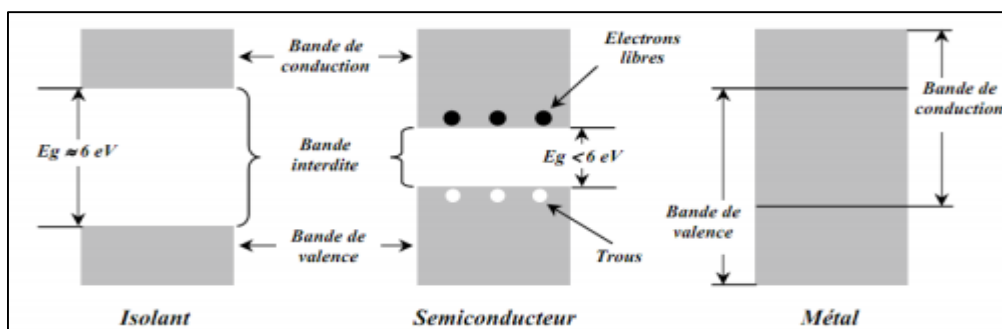


Figure I-1. Structure en bandes d'énergie des matériaux ; Isolants, Semi-conducteurs et Métaux. [01]

Par exemple, le carbure de silicium SiC est un matériau à large gap dont la valeur varie selon le polytype près de 3,3 eV: il présente un gap indirect. Le diamant est un réseau de carbone cubique, le dernier exemple d'un semi-conducteur atomique dans la colonne IV du tableau périodique. Sa valeur du gap indirect est de 5,5 eV. D'autres semi-conducteurs existent ou ont été produits à partir des éléments des colonnes III et V ou même des colonnes II et IV. Les semi-conducteurs III-V sont presque tous des gaps directs et sont des champions de l'optoélectronique et des équipements électroniques haute fréquence.

L'arséniure de gallium AsGa est le représentant le plus célèbre, avec un écart de 1,41 eV. InP en est un autre, avec un écart de 1,35 eV. Leur forte résistance réside dans le grand nombre d'alliages pouvant exister entre Ga, As, Al, In et P. Cependant, l'écart est toujours inférieur à 2eV, il ne peut donc pas être considéré comme un matériau à grand écart.

Avec l'avènement du nouveau matériau nitride de gallium GaN, cette famille de semi-conducteurs III-V s'est développée. Il est également simple que le gap de GaN atteint 3,43 eV à 300K. Par conséquent, c'est un matériau à large gap qui peut compléter la gamme spectrale de la série III-V, peut rivaliser avec les composés II-VI avec de grands gaps directs dans le domaine de l'optoélectronique et avec des composés indirects à grand gap (tels que SiC et Diamants pour produits électroniques haute température et haute puissance).

Un autre avantage du GaN, en particulier du GaN, est la possibilité de fabriquer des alliages InGaN et AlGaN (l'ajout d'aluminium augmentera le gap, ce qui fera que le gap en AlN atteindra 6,2 eV).

Tableau I-1. Tableau périodique.

Le tableau périodique des éléments chimiques est présenté avec une légende de classification par couleur et état de la matière. Les éléments sont classés en groupes : Métaux alcalins (rouge), Métaux alcalino-terreux (orange), Métaux de transition (rose), Métaux pauvres (jaune), Lanthanides (violet), Actinides (bleu foncé), Métaalloïdes (vert), Non-métaux (bleu clair), Halogènes (jaune), et Gaz rares (bleu). Les états de la matière sont indiqués : Solide (noir), Liquide (bleu), Gazeux (rouge), et Inconnu (gris). La symétrie (Sym) et la masse atomique (Nom, Masse atomique) sont également indiquées.

Le nitruure de gallium GaN n'est en fait pas si nouveau. Dès les années 1970, le potentiel bleu du GaN n'a pas retenu l'attention des chercheurs, en particulier de l'équipe du J. Pankoveà RCA et du laboratoire R. Dingleaux Bell. Même des diodes électroluminescentes bleues ont été fabriquées.

Dans les années 80, Akasaki L. n'a fait qu'un petit effort au Japon. Cet effort a conduit à une technique de croissance au début des années 1990, qui a produit des couches de poules pondeuses de qualité raisonnable. Un chercheur industriel de Nichia Corporation (Japon) a rapidement fait part des efforts de ces universités. Le dopage est amélioré et une diode électroluminescente (LED) est fabriquée. Face à la concurrence féroce des autres semi-conducteurs, les performances se sont rapidement améliorées. Cet incident a eu un impact énorme sur le monde, et de nombreux laboratoires du monde entier ont commencé à travailler très activement sur cette question, qui est devenue le thème de recherche sur les semi-conducteurs le plus actif dans les années 1990. Créez des sources de lumière bleue (LED et laser). Mais l'application de GaN ne se limite pas aux sources bleues: Hughes, Northrop-Grumann, Honeywell, Thomson-CSF, etc. Les entreprises intéressées par l'électronique et l'inspection UV deviennent de nombreuses entreprises comme Thalès ...

La figure I-2 ci-dessous présente une liste non exhaustive des applications envisagées.



Figure I-2. Exemples d'applications des semi-conducteurs grands gaps. [02]

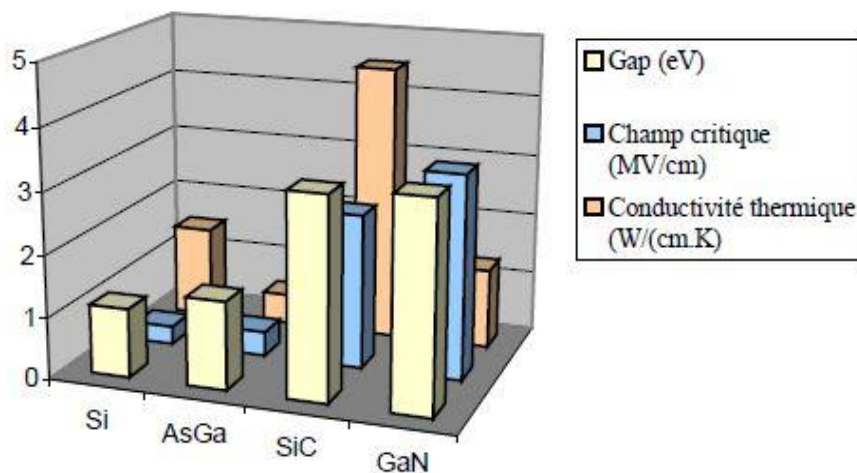
I.2.2 PROPRIETES PHYSIQUES ET ELABORATION

En introduisant les principales caractéristiques du matériau, son potentiel de génération de puissance micro-ondes peut être mis en évidence. Le tableau I-2 répertorie les différents paramètres physiques des semi-conducteurs :

Tableau I-2. Résumé des propriétés électriques de différents semi-conducteurs. [03]

Matériaux	Gap Eg(eV)	Champ critique Ec(MV/cm)	Permittivité ϵ_r	Mobilité des électrons μ_p ($\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{S}^{-1}$)	Mobilité des trous ($\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{S}^{-1}$)	Vitesse de saturation des électrons Vsat ($10^7 \text{cm} \cdot \text{S}^{-1}$)	Conductivité thermique K ($\text{W} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{cm}^{-1}$)
Ge	0.66	0.1	16	3900	1900	0.5	0.6
Si	1.12	0.3	11.8	1400	600	1	1.5
GaAs	1.43	0.4	12.8	8500	400	2	0.5
3C-SiC	2.2	1.5	9.7	900	40	2	4.5
6H-SiC	2.9	2.2	9.7	400	90	2	4.5
4H-SiC	3.26	2.5	10	750	115	2	4.5
GaN	3.36	3.3	9	750	320	205	1.3
C	5.47	10	5.5	2200	1600	207	20

La figure I-3 montre certains de ces attributs sous forme graphique, ce qui facilite la comparaison. En effet, on constate que la conductivité thermique du carbure de silicium est 10 fois supérieure à celle de l'arséniure de gallium, ou le champ critique du nitrure de gallium est environ 10 fois supérieur à celui du silicium.



Figure

Comparaison de quelques propriétés physiques de semi-conducteurs. [04]

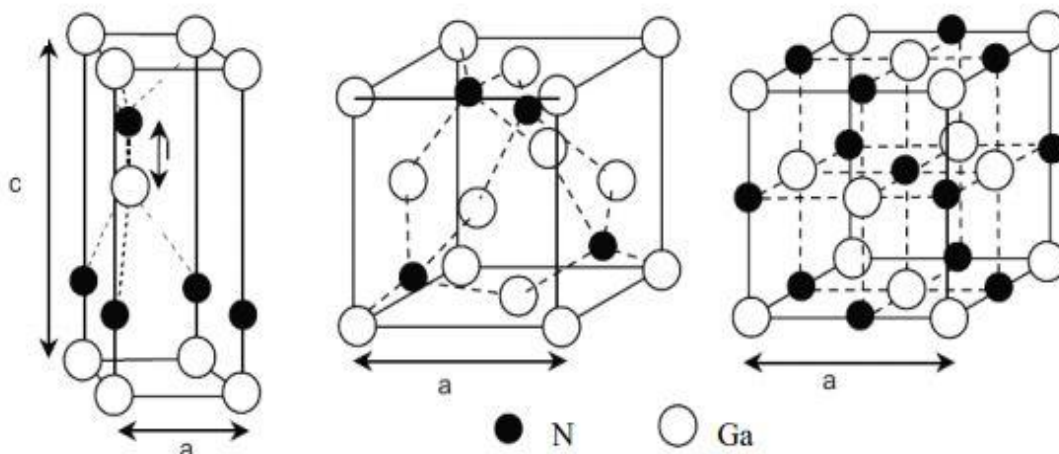
I-3.

I.2.2.1 PROPRIETES CRISTALLOGRAPHIQUES

Le nitrure de gallium (GaN) cristallise sous deux formes différentes à température ambiante: structure hexagonale ou wurtzite et structure cubique ou blende de zinc (ZnS). Sous haute pression, il adopte la structure NaCl.

- ❖ Structure de type wurtzite ou hexagonale (h-GaN): il s'agit d'une structure très thermodynamiquement stable composée de deux sous-réseaux hexagonaux compacts, un sous-réseau contient des atomes de gallium (Ga) et l'autre contient de l'azote atomique (N), interpénétrant et décalé $5/8$ de la maille élémentaire le long de l'axe C. Cette structure est caractérisée par les paramètres de réseau a et c mais $u = 1/c$, où « 1 » est la longueur de la liaison Ga-N le long de c . Dans l'espace équivalent, sa première zone de Brillouin a une section hexagonale.
- ❖ Structure hybride zinc ou cubique (c-GaN): état métastable thermodynamique, composé de deux sous-réseaux cubiques, le plan central des atomes de gallium et d'azote est compensé par un quart de grille par rapport à la diagonale du silicium; cette structure Le réseau mutuel est un octaèdre à face tronquée. Structure NaCl: Il s'agit d'une variante à haute pression de la structure wurtzite, la transition entre les deux structures se fait autour de 50 GPa. Il se compose de deux sous-réseaux cubiques dont les centres sont des atomes de gallium et d'azote, avec des faces séparées de $a/2$.

Sur la figure I-4, les différentes structures de GaN dans l'espace réel sont représentées.



(a) (b) (c)

Figure I-4. Différentes structures de GaN: (a) Würtzite, (b) Blende de Zinc et (c) NaCl. [05]

Sur la figure I-5, la première zone de Brillouin du GaN de wurtzite et blende de zinc est représentée; les symboles A, H, S ... donnent les directions de symétrie élevée correspondant à ces structures.

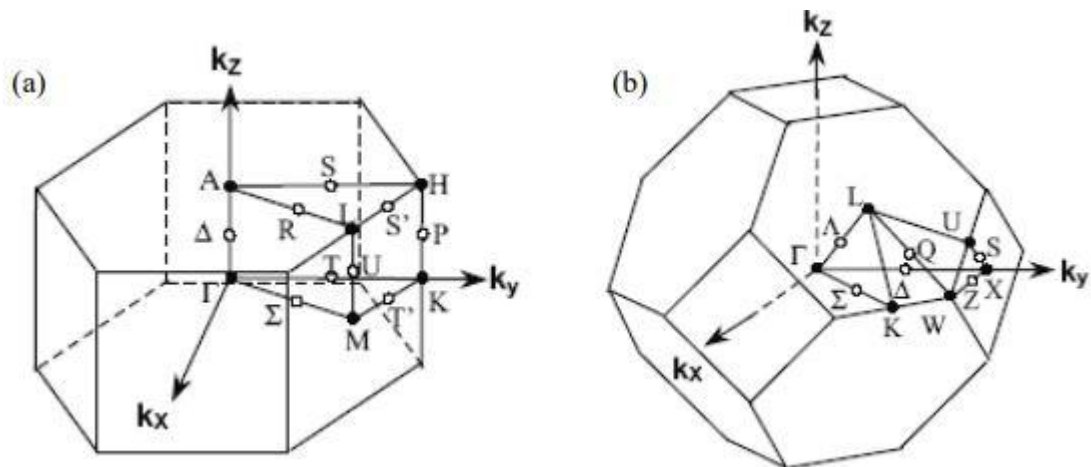


Figure I-5. Première zone de Brillouin :

(a) Structure würtzite (b) Structure blende de zinc. [06]

Le tableau I-3 donne leurs groupes de symétrie ainsi que leurs paramètres de maille à T = 300K.

Tableau I-3. Paramètres de maille à 300 K et groupes de symétrie des différentes structures de GaN. [06]

Structure cristalline	Würtzite		Blende de ZINC	NaCl
Groupe de symetrie	P ₆ 3mc(C _{6v} ⁴)		F $\bar{4}$ 3m(T ² d)	Fm3m
Paramètres de maille	a=3.189	c=5.185	a=4.511	a=3.895
En A °à 300K				

Le nitrure cristallisé selon la structure cubique (ou blende de zinc) n'a pas subi le même développement que la structure **würtzite**. Ce retard est dû à la métastabilité de la phase cubique GaN, il est donc difficile d'obtenir des matériaux de haute qualité sans inclure la phase hexagonale. Il convient également de noter que la production de diodes électroluminescentes, puis de diodes laser à base de **würtzite** GaN, a attiré davantage l'attention sur le type de structure hexagonale.

Cependant, la structure cubique présente certains avantages par rapport à la structure hexagonale. En effet, la propagation des dislocations qui dégradent la qualité des appareils électroniques n'est pas efficace dans une structure cubique avec une direction de (100) car ils peuvent interagir à l'intersection et les éliminer. De plus, la masse effective des porteurs de charges dans la structure cubique est faible, ce qui lui confère une mobilité supérieure à celle obtenue dans

La structure hexagonale, améliorant ainsi les performances de transport d'électrons dans le nitrure. Tous les échantillons étudiés dans ce travail sont de type **würtzite**.

Dans la suite, seuls les paramètres correspondants à ce type de structure seront mentionnés sur la figure I-6, les changements de a et c de la structure de **würtzite** avec la température sont donnés.

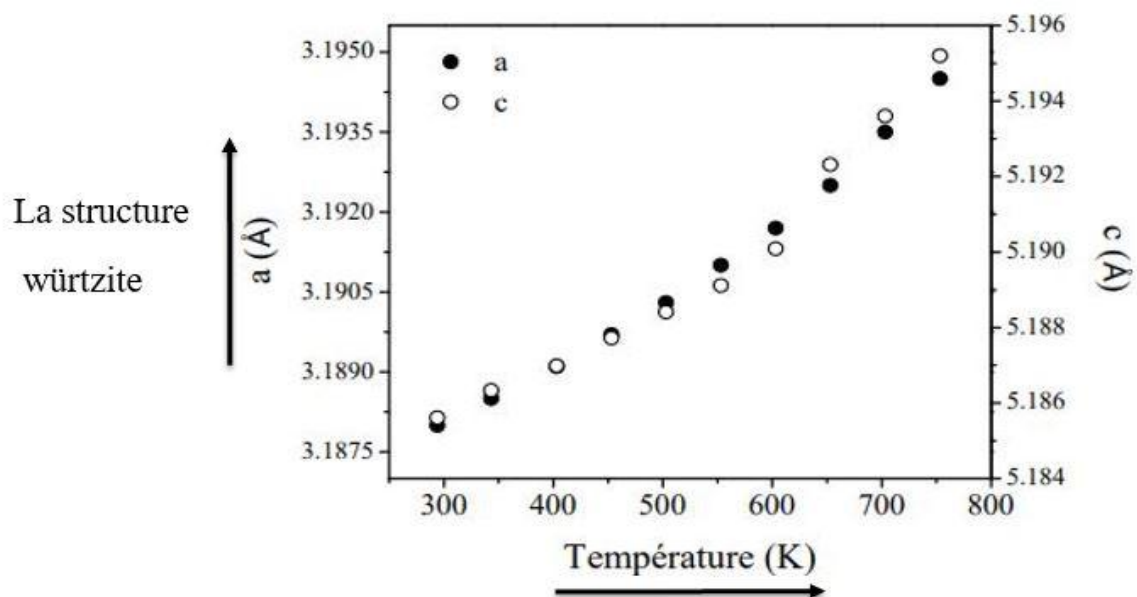


Figure I-6. Variation des paramètres de maille d'un monocristal de GaN würtzite en fonction de la température. [07]

I.2.2.2 PROPRIETES THERMODYNAMIQUES

Le GaN a une énergie de liaison très élevée (9,12 eV / atome) et est un semi-conducteur très solide et chimiquement stable. Cette caractéristique se manifeste par des valeurs élevées de température et de pression de fusion ($T_f = 2800$ K et $P_f = 4,5$ GPa) et une très faible énergie libre de

Gibbs (-210 Kcal / mol). Sous pression ambiante, GaN est stable à des températures de décomposition allant jusqu'à 1200 K.

I.2.2.3 PROPRIETES THERMIQUES

Les caractéristiques thermiques des semi-conducteurs sont principalement déterminées par les caractéristiques suivantes:

1) COEFFICIENT DE DILATATION THERMIQUE

Lorsque la température d'un solide augmente, la distance entre les atomes et la densité du solide changent sous l'action des vibrations. La dilatation thermique est principalement en fonction de l'anharmonicité du potentiel électrique, qui est liée à la distance moyenne entre les atomes à la température T. Le coefficient de dilatation thermique est très important pour comprendre le développement des couches hétéroépitaxiales, mais aussi pour étudier les caractéristiques des semi-conducteurs à différentes températures.

Même si la couche hétéroépitaxiale est complètement détendue à la température de croissance, puisque l'expansion thermique du substrat est différente de celle de la couche, elle peut être contrainte à température ambiante. Selon Maruska et al.

Les valeurs des coefficients de dilatation α_c et α_a de la couche de wurtzite GaN épitaxiée sur saphir sont les suivantes:

- ❖ Pour la plage de température [300-900 K], $\alpha_a = 5,59 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ $\alpha_c = 3,17 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ [300-700 K], $\alpha_c = 7,75 \times 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ [700-900 K]. Cependant, pour obtenir un résultat cohérent, il doit être mesuré sur un monocristal.

Pour cela, Leszczynski et al. ont mesuré ces coefficients pour le gros nitrure de gallium.

2) CHALEUR SPECIFIQUE

La chaleur fournie au semi-conducteur a pour effet de faire vibrer les atomes du réseau et d'augmenter le nombre de phonons. La chaleur spécifique est définie comme la valeur qui relie le changement de température d'un matériau à la chaleur qui lui est fournie

$$C_p = \frac{\partial E}{\partial T} \quad (\text{I. 1})$$

Veillez noter que ce nombre peut être affecté par la concentration de porteurs libres et la présence de défauts ponctuels. La chaleur spécifique de GaN est calculée à partir de la température sous pression constante, soit :

$$C_p = 38,1 + 8,96 * 10^{-3} T \text{ en } \text{J. mol}^{-1} . \text{K}^{-1} \quad (\text{I. 2})$$

Selon la théorie de Debye, l'expression de la chaleur spécifique est donnée par:

$$C_p = (12 \pi^4 R/5) * (T/\theta_D)^3 \quad (\text{I. 3})$$

Avec : $R = 8,3144 \text{ J.mol}^{-1}.\text{K}^{-1}$ et θ_D étant la température de Debye.

3) CONDUCTIVITE THERMIQUE

La conductivité thermique d'un matériau est déterminée par les propriétés dynamiques des degrés de liberté d'électrons, de rotation et de vibration de la molécule. Dans les semi-conducteurs, en raison de la faible densité d'électrons et de trous conducteurs, la principale contribution au transport de chaleur est les phonons.

Parmi toutes les propriétés thermiques, la conductivité électrique est la plus affectée par les défauts de structure. Les valeurs de conductivité thermique mentionnées dans la littérature vont de 1,3 à 1,7 W / mK.

I.2.3 PROPRIETES ELECTRONIQUES

Vous devez comprendre la structure de la bande électronique autour du centre de la zone Brillouin pour comprendre les propriétés optiques et de transmission des semi-conducteurs.

I.2.3.1 STRUCTURE DE BANDES ELECTRONIQUES ET RELATIONS DE DISPERSIONS AU POINT Γ

Dans un atome, les états énergétiques sont discrets, et pour chacun de ces états, nous associons une fonction d'onde orbitale ou électronique à la probabilité de représenter l'existence d'électrons autour du noyau. Tout en respectant le principe de la Pauli, les électrons des atomes sont distribués à différents niveaux d'énergie admissibles.

Dans les solides cristallins, les atomes sont périodiquement répartis sur le réseau. Lorsque la distance entre deux atomes diminue, les interactions électrostatiques peuvent modifier considérablement la forme de l'orbite. Essentiellement, les électrons dans la couche externe assurent des liaisons chimiques solides. Pour des distances interatomiques plus petites, les orbitales résultantes commencent à interagir, toujours en fonction de la proximité ou de la distance du nuage d'électrons et conduisent à la formation d'orbitales liées ou anti-liées, respectivement.

Les niveaux d'énergie associés à ces orbites forment deux niveaux d'énergie très proches, représentés par des bandes d'énergie. Le nombre d'états dans ces bandes d'énergie dépend du nombre d'atomes dans le cristal, et le remplissage de ces états est fonction de l'occupation initiale des orbitales atomiques. À $T = 0 \text{ K}$, la bande entièrement occupée est la bande de valence et la bande partiellement remplie ou complètement vide est appelée bande de conduction.

Le semi-conducteur a une bande de conduction vide à $T = 0 \text{ K}$ et est partiellement rempli lorsque $T > 0$. Entre ces deux bandes, il y a toujours une bande vide appelée " bande interdite " ou "gap". Pour les nitrures et leurs alliages, la bande interdite est directe, c'est-à-dire que les pôles des

bandes de conduction et de valence sont situés au centre de la zone de Brillouin Γ ($k = 0$). Dans GaNwürtzite, le couplage spin-orbite de type p divise le haut de la bande de valence (au point Γ) en deux sous-couches, dont l'une correspond aux trous lourds (HH: heavyhole) et aux trous légers (LH: light hole) dégénérées, l'autre correspond à la bande de trous séparés.

Enfin, le champ de cristallisation dû à la non-cubicité du maillage provoque une dégradation des pores lourds et légers. Il est à noter que l'énergie de ces bandes de fréquences dépend fortement de k et est propre à chaque bande de fréquences. Les effets combinés du couplage spin-orbite et du champ cristallin sont présentés dans la figure I-7 ci-dessous. En raison de l'interaction spin-orbite et du champ cristallin, Δ_{so} et Δ_{cr} sont des paramètres de division:

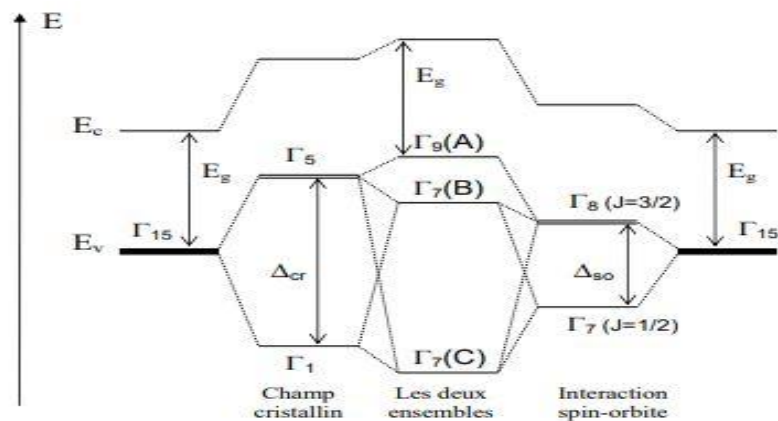


Figure I-7. Levée de dégénérescence dans GaNwürtzite au point Γ ($k = 0$) de la bande de valence. [06]

Dans le tableau I-4, sont répertoriées quelques valeurs de Δ_{so} et Δ_{cr} reportées dans la littérature :

Tableau I-4. Valeurs expérimentales de Δ_{so} et Δ_{cr} pour GaNwürtzite. [08]

Δ_{so} (meV)	Δ_{cr} (meV)
11	22
15.6	72.9
16	21
18	35
15	22
12	16

Comme le montre le tableau, ces valeurs varient considérablement en fonction de l'échantillon analysé. La figure 1-8 illustre la structure électronique des bandes de **würtzite** GaN calculée par Bloom et al.

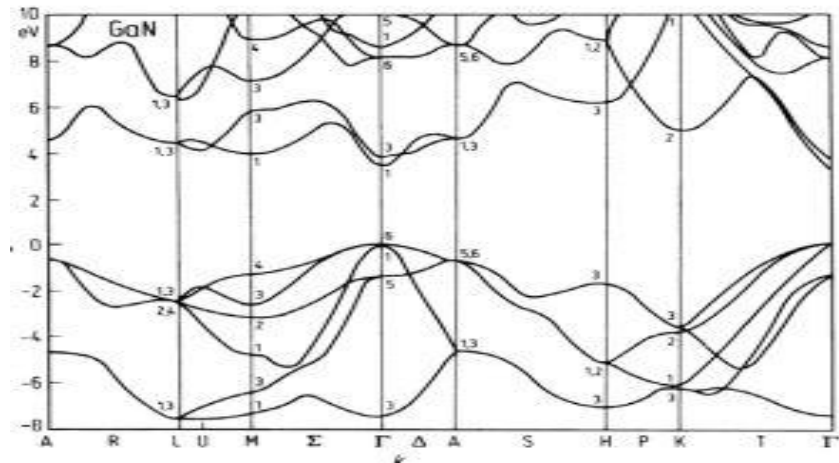


Figure I-8. Structure de bande de GaN würtzite calculée par une méthode empirique utilisant les pseudo-potentiels. [09]

I.2.3.2 ENERGIE DE BANDE INTERDITE EN FONCTION DE LA TEMPERATURE ET DE LA PRESSION

Selon la loi de Viña, l'expression de l'énergie de la bande interdite en fonction de la température s'écrit de la manière suivante:

$$E_g = E_g(0) - \frac{2a_B}{\exp\left(\frac{\theta}{T}\right) - 1} \quad (\text{I.4})$$

- θ est la température de vibration moyenne des phonons.
- a_B est la force d'interaction électron-phonon.

Pour le GaN massif en wurtzite, elles sont respectivement d'environ 316 K et 60 meV. Selon cette équation, l'énergie change selon la statistique de Bose-Einstein qui caractérise l'interaction exciton-phonon.

Selon Varshni, l'expression du gap est en fonction de la température et est écrite du point de vue de la phénoménologie :

$$E_g = E_g(0) - \frac{aT^2}{T - \beta} \quad (\text{I.5})$$

- a, β : des constantes
- Les constantes du GaN solide wurtzite sont respectivement d'environ 1 meV / K et 1000 K

Dans le domaine des basses températures, le comportement de l'énergie peut être mieux décrit par la loi de Viña. Par conséquent, la relation semi-empirique proposée par Varshni est considérée comme une approximation de second ordre de l'équation proposée par Viña.

Le gap dans le GaN massif est exprimé en fonction linéaire de la pression hydrostatique et s'écrit:

Elle est de dans une structure [10].

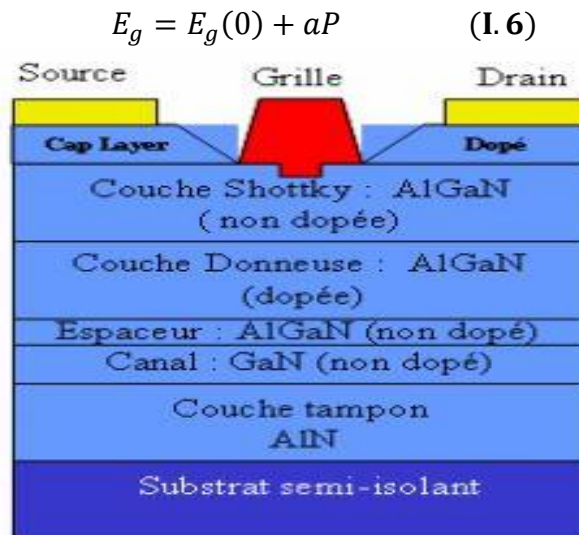
I.3. HEMT

I.3.1 TRANSISTOR

I.3.1.1 LA

La structure de figure I-9. Il se compose des matériaux suivants:

- ❖ le substrat
- ❖ un matériau à grand gap
- ❖ un matériau à petit gap



l'ordre de 4,2 meV/kbar würtzite de GaN massif

TRANSISTOR

STRUCTURE DE HEMT

DESCRIPTION DE STRUCTURE

HEMT est illustrée à la

Figure I-9. Structure et différentes couches du HEMT AlGaIn/GaN. [11]

I.3.1.2 DESCRIPTION DES COUCHES

- ❖ **Couche cap layer** : Il s'agit d'une couche de surface formée de matériaux de faible bande interdite pour former des contacts ohmiques de source et de drain. Dans la plupart des cas, cette couche sera dopée pour réduire la valeur de la résistance de contact et donc la valeur de la résistance d'accès.
- ❖ **Couche SCHOTTKY** : Cette couche à grand gap non dopée réalise le contact Schottky de la grille.

- ❖ **Couche donneuse** : Comme son nom l'indique, elle fournit des électrons libres à la structure, où le dopage par le plan dopé au silicium joue un rôle important car il contribue à augmenter la concentration des électrons fournis.
- ❖ **Espaceur (spacer)** : Cette couche de matériau à grand gap intentionnellement non dopé permet de séparer les atomes donneurs d'électrons des électrons de canal de la couche donneuse. Par conséquent, l'interaction entre les électrons et les impuretés est réduite, et nous remarquons que plus la couche est épaisse, meilleure est la mobilité des électrons dans le canal, tandis que ce dernier est opposé à un espaceur plus fin, qui favorise le transfert d'électrons dans le canal.
- ❖ **Le canal**: C'est la partie la plus importante de HEMT, car c'est ici qu'un canal de réception de gaz d'électrons bidimensionnels est créé, et c'est cette couche qui déterminera les performances du composant à travers les caractéristiques de transmission des électrons dans le matériau.
- ❖ **La couche tampon** : Généralement, cette couche a des propriétés structurales adjacentes au substrat et au matériau du canal. Elle peut améliorer la croissance du GaN, le type de face dépend en partie de cette couche, et peut favoriser le confinement des électrons en gênant l'injection de porteurs dans le substrat.
- ❖ **Le substrat** : Il s'agit de la couche sur laquelle le matériau épitaxial est cultivé. Son choix est essentiel à la qualité des composants et à leur fonctionnement. En fait, une sélection incorrecte du substrat peut provoquer des dislocations pendant le processus de croissance, rendant ainsi le composant non fonctionnel.

I.3.2. LES CARACTERISTIQUE ELECTRIQUE DU TRANSISTOR HEMT

I.3.2.1 PROPRIETES FONDAMENTALES

Le transistor à haute mobilité est un transistor à effet de champ. Il s'agit de contrôler le courant circulant dans le semi-conducteur appelé *canal* entre deux contacts ohmiques (*source* et *drain*). Ce contrôle s'effectue à travers la troisième électrode: *grille*. La polarisation de la grille induira un champ électrique, qui formera une zone d'échappement, modifiant ainsi la partie conductrice du canal (voir figure I.10). La modulation de la tension de grille conduit à la modulation du courant entre la source et le drain I_{DS} : il s'agit d'un effet transistor à effet de champ.

La particularité des transistors à forte mobilité électronique est que le canal est constitué de gaz bidimensionnel (gaz 2D) de porteurs. Le gaz 2D d'électrons (ou de trous) se produit lorsque le semi-conducteur (semi-conducteur qui forme un gaz 2D) se dégrade: la valeur minimale de la bande de conduction (ou la valeur maximale de la bande de valence) a une énergie inférieure (ou supérieure) à l'énergie du niveau de Fermi.

Les HEMT AlGaAs/GaAs ont été étudiés et utilisés pour la limite de fréquence de 50 GHz à 60 GHz.

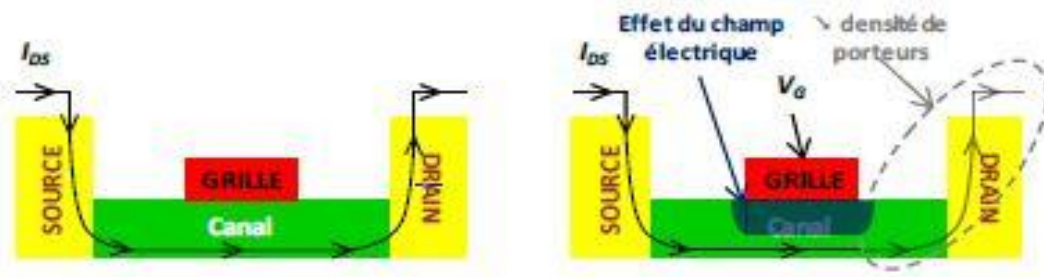


Figure I-10. Vue en coupe d'un transistor à haute mobilité électronique (à gauche) et sa schématisation lorsque la grille est polarisée (à droite).

I.3.2.2 MODELE PETIT-SIGNAL D'UN HEMT

Afin de concevoir et de simuler des circuits basés sur ces composants, un modèle électrique du transistor doit être construit. Les modèles les plus couramment utilisés sont des modèles électriques localisés adaptés à la CAO. La figure I.11 montre l'origine physique du modèle équivalent dans les composants locaux du transistor HEMT.

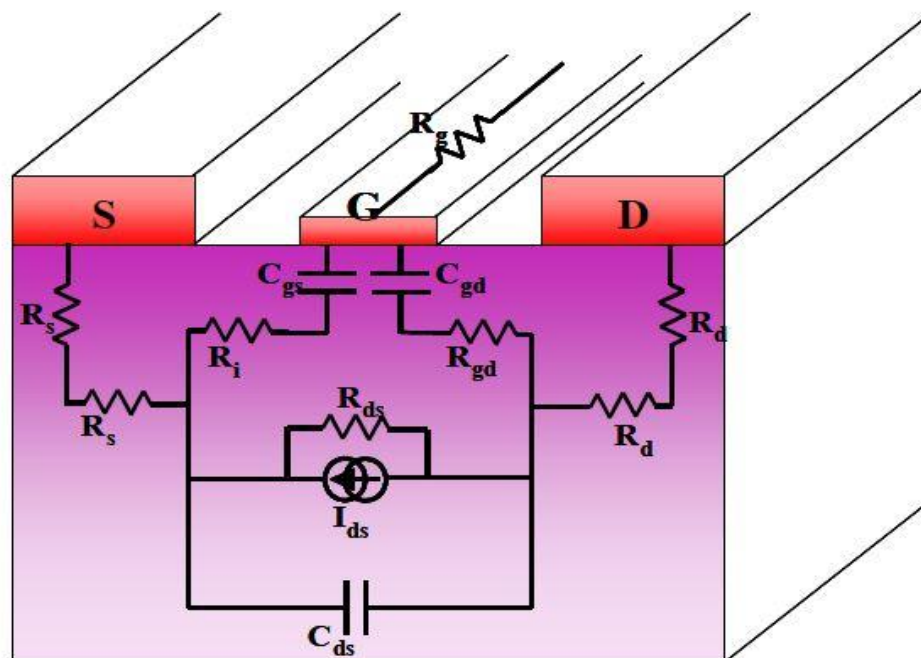


Figure I-11. Origine physique des éléments du modèle électrique petit signal d'un FET. [12]

La figure I.12 montre le modèle tel qu'il peut être utilisé dans la simulation d'un logiciel de CAO.

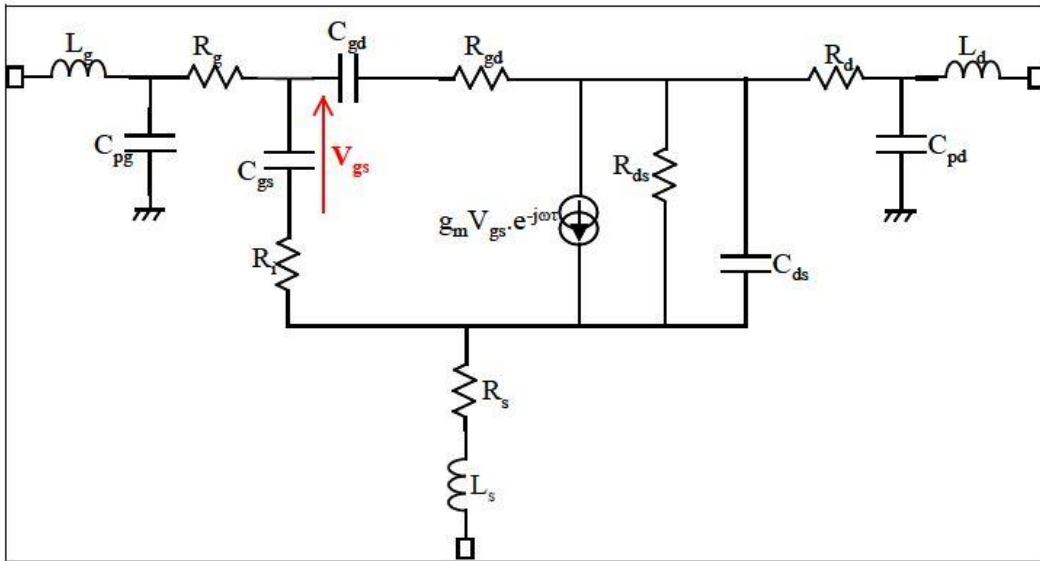


Figure I-12. Modèle électrique petit signal d'un FET.

1) **Eléments Intrinsèques**

Ce sont les éléments qui décrivent les aspects actifs inhérents des transistors:

a. **La Transconductance**

La transconductance G_m est un paramètre clé d'un transistor: elle transforme la capacité de la grille à contrôler le courant du canal. Il s'agit du courant I_{ds} actuel par rapport à la variation de la tension de grille V_{gs} à V_{ds} constante:

$$G_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=\text{constant}} \quad (I.7)$$

Comme le montre la figure I.13, la transconductance n'est pas une constante qui varie avec la tension appliquée au réseau :

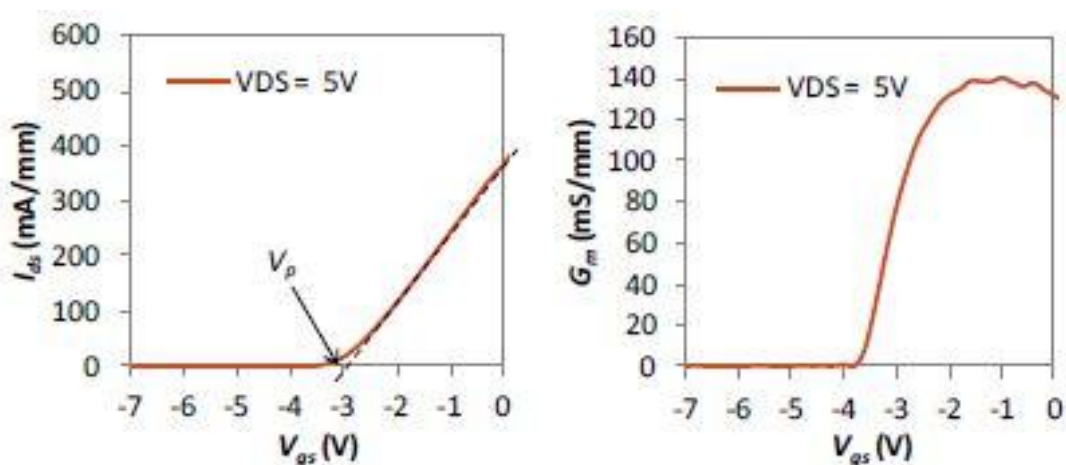


Figure I-13. A gauche se trouve la caractéristique de transfert d'un transistor HEMT AlGaN/GaN et à droite la transconductance extrinsèque du HEMT en fonction de la tension appliquée sur la grille. [13]

b. Conductance de sortie

Pour une tension de grille constante, la conductance de sortie G_d est le rapport du courant I_{ds} à la tension V_{ds} :

$$G_d = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=\text{constant}} \quad (\text{I. 8})$$

Nous allons essayer de minimiser ce paramètre car il est à l'opposé du contrôle actuel de la grille.

c. Capacité grille-source C_{gs}

$$C_{gs} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gd}=\text{constant}} \quad (\text{I. 9})$$

d. Capacité grille-drain C_{GD}

$$C_{gd} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} \right|_{V_{gs}=\text{constant}} \quad (\text{I. 10})$$

e. Capacité drain-SOURCE C_{Ds}

Le condensateur drain-source C_{ds} décrit le couplage capacitif entre les contacts drain et source.

f. Les résistances R_i ET R_{gd}

Les résistances R_i et R_{gd} décrivent les caractéristiques de distribution du canal. La résistance R_i est la résistance d'entrée, qui peut simuler l'impédance d'entrée du transistor.

La résistance R_{gd} peut modéliser la rétroaction du composant, parfois elle est ignorée.

2) Eléments extrinsèques

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

- ❖ La résistance de source R_s et le drain R_d reflètent le contact ohmique et l'effet de résistance de la région du substrat entre la source externe ou l'électrode de drain et la région active du canal.
- ❖ La résistance de grille R_g représente la perte due à l'influence de la distribution des électrodes de grille le long du signal de commande.
- ❖ Les capacités C_{pg} et C_{pd} sont les capacités provoquées par l'accès de grille et de drain par rapport au substrat.

I.3.2.3 MODELE GRAND-SIGNAL D'UN HEMT

Lorsque le transistor HEMT fonctionne dans un état non linéaire, de nouveaux paramètres d'évaluation de signal fort doivent être pris en compte. Le schéma équivalent est illustré à la figure I.14 :

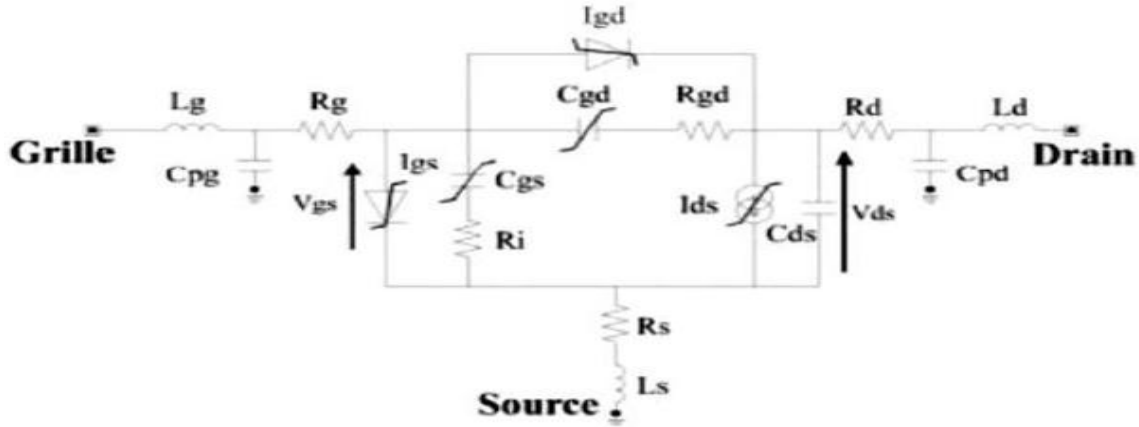


Figure I-14. Schéma équivalent fort-signal du HEMT. [12]

1) Figure de mérite pour un fonctionnement en puissance

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

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

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

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

$$G_{p_{\Delta B}} = P_{S_{\Delta B}} - P_{e_{\Delta B}} \quad (\text{I.12})$$

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

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

2) L'adaptation

Pour que le transistor produise une puissance maximale, le produit de la tension multipliée par le courant de sortie doit être maximisé dans les limites de fonctionnement du transistor. Dans le cas de la polarisation de classe A, si l'impédance de charge est optimale, la puissance de sortie sera la plus élevée (figure I.15).

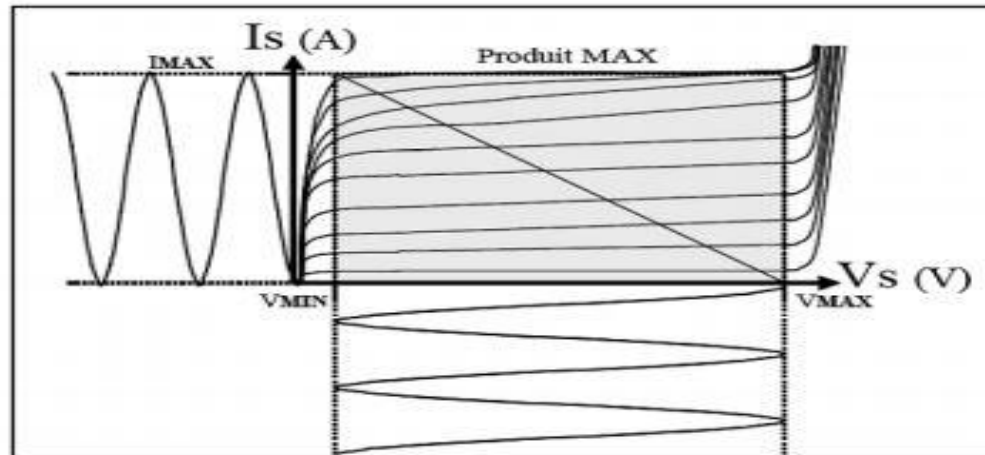


Figure I-15. Optimisation de la puissance de sortie.

Par conséquent, nous voyons que pour un P_{smax} donné, plus la tension V_{max} est élevée, plus le niveau d'impédance est élevé. Par conséquent, l'adaptation sera grandement favorisée (Z_{lopt} est proche de 50Ω).

I.3.2.4 CARACTERISTIQUES STATIQUES

Le fonctionnement des transistors en mode statique (DC) peut déterminer le potentiel des performances de puissance et de fréquence. La figure I.16 montre le réseau des caractéristiques courant-tension I_{ds} (V_{ds} , V_{gs}) qui sont couramment observées. Ce dont nous parlons, ce sont les caractéristiques de sortie. Lorsque la tension V_{ds} augmente et que la tension de grille V_{gs} reste constante, cela donnera la variation du courant I_{ds} circulant entre le drain et la source.

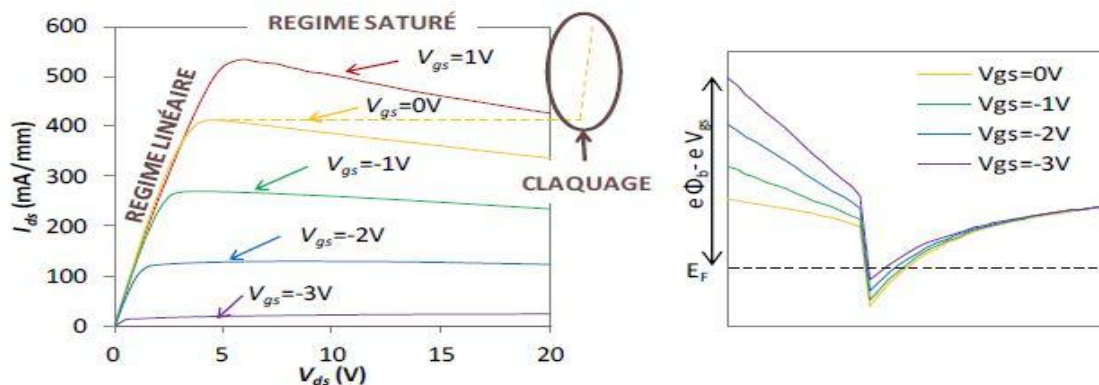


Figure I-16. Modèle de bande du transistor polarisé à droite, et Réseau de caractéristiques de sortie I_{ds} (V_{ds}, V_{gs}) d'un transistor HEMT AlGaN/GaN à gauche. [14]

Sur ces courbes, trois régimes de fonctionnement sont observés :

❖ **Le régime ohmique (a) :**

Le courant I_{ds} augmente linéairement avec les tensions V_{ds} et V_{gs} . Cette zone est définie par les valeurs V_{knee} et I_{dsmax} . Pour les faibles valeurs de tension drain-source, plus cette tension augmente, plus la mobilité des électrons dans le canal augmente, ce qui entraîne une augmentation du courant I_{ds} . Plus la vitesse de saturation des électrons est faible, plus la limite supérieure V_{knee} est petite dans cette région.

❖ **Le régime de saturation (b) :**

Le courant I_{ds} est presque constant par rapport à la tension drain-source, mais augmente avec la tension grille-source. Dépassant la tension $V_{ds} = V_{knee}$ (appelée tension du coude), les électrons dans le canal atteignent leur vitesse de saturation. Par conséquent, pour une tension de commande donnée, le courant I_{ds} atteint un certain niveau de saturation.

❖ **L'avalanche (c) :**

Le courant "disparaîtra" jusqu'à ce que le composant soit détruit. Lorsque le champ dans le canal atteint la valeur du champ de critique, un phénomène d'avalanche se produit. Lorsque le champ atteint cette valeur, correspondant à la tension drain-source V_{bd} (appelée tension de breakdown), de plus en plus d'électrons et de trous sont libérés jusqu'à ce que le courant I_{ds} augmente brutalement et irréversiblement. Le composant a finalement été détruit.

I.3.2.5 CARACTERISTIQUES DE PUISSANCE HYPERFREQUENCE

Lors de la mesure en puissance hyperfréquence du transistor, différentes puissances sont impliquées, comme le montre la figure I.17 :

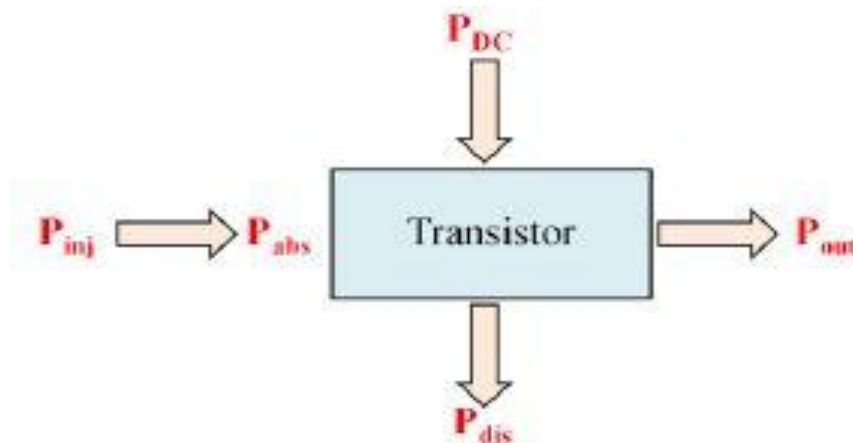


Figure I-17. Schéma synoptique des différentes puissances en jeu lors de la mesure de la puissance hyperfréquence.

La puissance injectée P_{inj} correspond à la puissance hyperfréquence émise à l'entrée du transistor à une fréquence donnée. Elle est différente de la puissance hyperfréquence absorbée P_{abs}

par le transistor d'entrée. En pratique, cela prend en compte la composante réfléchie à l'entrée du transistor en raison de la non-concordance d'impédance d'entrée. La puissance continue d'alimentation du transistor P_{DC} correspond à la somme des puissances continues utilisées pour fournir la grille et le drain, et est liée à la catégorie de fonctionnement du transistor. La puissance dissipée P_{dis} dans le transistor par effet Joule est également liée au niveau de fonctionnement du transistor. Dans notre cas, le transistor sera polarisé en classe AB, correspondant au point de fonctionnement caractérisé par la tension V_{gs0} proche du point de pincement, afin de limiter l'effet d'auto-échauffement du transistor.

De plus, pour ce point de polarisation, la transconductance maximale est obtenue, et donc le gain est obtenu. Enfin, la puissance de sortie P_{out} correspond à la puissance micro-onde absorbée par la charge en sortie du transistor.

I.4 CONCLUSION

Ces matériaux à grand gap se sont maintenant révélés être des matériaux idéaux pour la production de transistors de puissance à haute fréquence.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principales caractéristiques physiques et électriques du nitrure de gallium pour des applications de puissance haute fréquence. Nous avons pu démontrer tout l'intérêt de ce matériau pour des applications de puissance haute fréquence.

Nous avons également étudié le principe de fonctionnement des transistors HEMT à travers le principe de l'hétérojonction et la structure physique de ces composants. A partir du modèle petit signal de HEMT, nous avons étudié ses caractéristiques électriques et ses principaux indicateurs de performance.

CHAPITRE II :

LES MELANGEURS

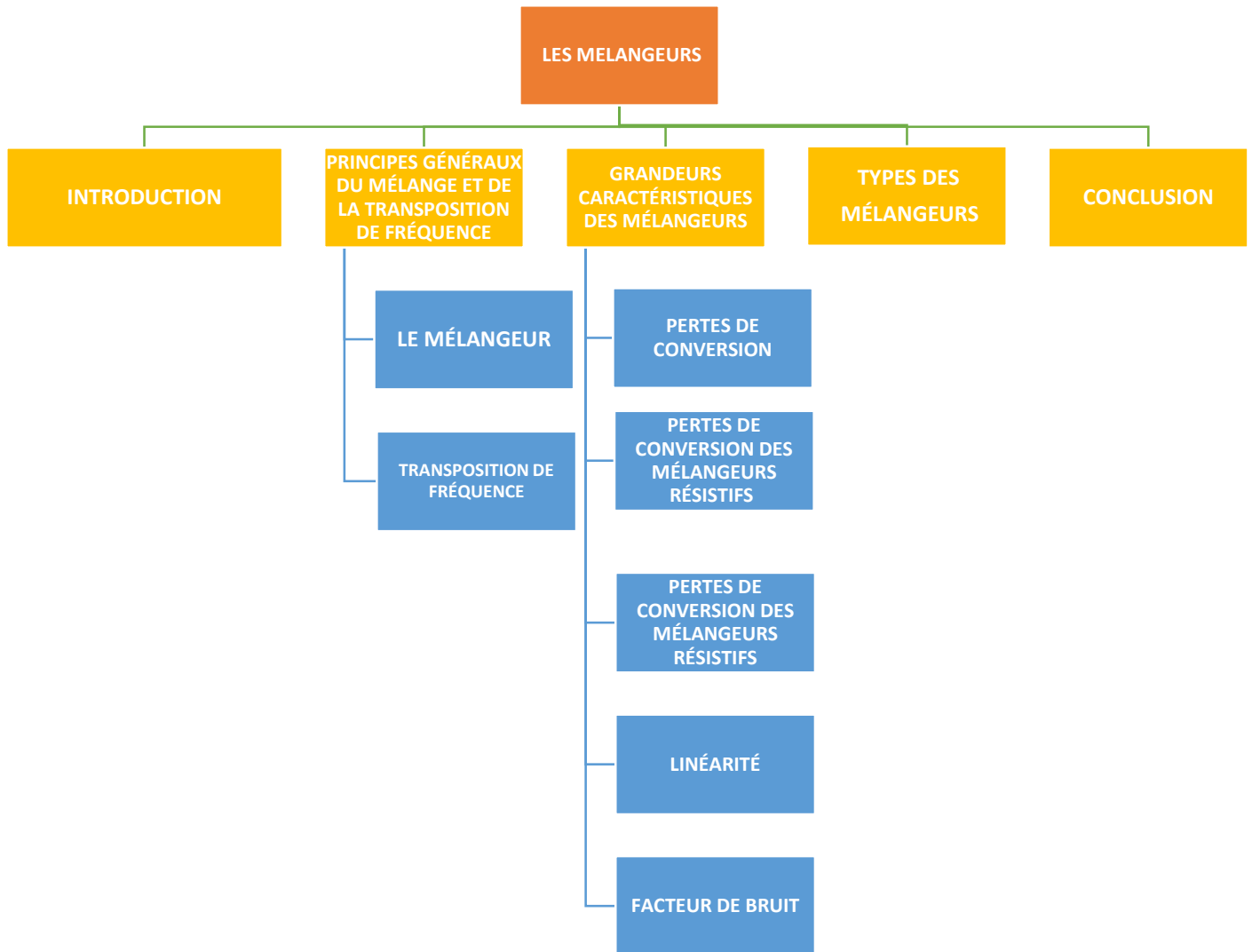


Figure II-0. Vue d'ensemble du chapitre LES MELANGEURS.

II.1 INTRODUCTION

Un mélangeur est un dispositif qui permet la transposition en fréquence d'un signal sans modifier ses informations porteuses. Les mélangeurs sont utilisés dans la plupart des systèmes de communication (télécommunications, guidage, radar, etc.). Dans tous ces systèmes, le signal utile est converti en micro-ondes (RF) pour la transmission dans l'espace libre, et le signal utile est inversé en basse fréquence (IF) pour la réception par un équipement électronique plus conventionnel. Le mélangeur est un lien indispensable dans tout système d'émission / réception fonctionnant à des fréquences micro-ondes.

Dans ce chapitre, nous verrons le principe général du mélangeur, les principales caractéristiques, les différents types de mélangeurs, et concluons par une conclusion.

II.2 PRINCIPES GENERAUX DU MELANGE ET DE LA TRANSPOSITION DE FREQUENCE

II.2.1 LE MELANGEUR

Le mélangeur a deux modes de fonctionnement (convertisseur élévateur et convertisseur abaisseur), qui correspondent respectivement au déplacement de fréquence IF en fréquence RF et à la fréquence RF en déplacement IF en fréquence. Certains mélangeurs sont optimisés pour un fonctionnement avec up-convertter ou down-convertter, tandis que d'autres mélangeurs peuvent fonctionner avec des performances similaires dans les deux modes. Par conséquent, le mélangeur peut :

- ❖ Augmenter la fréquence du signal utile (up-convertter)
- ❖ Réduire la fréquence des signaux utiles (down-convertter)

La figure II-1 illustre ce principe :

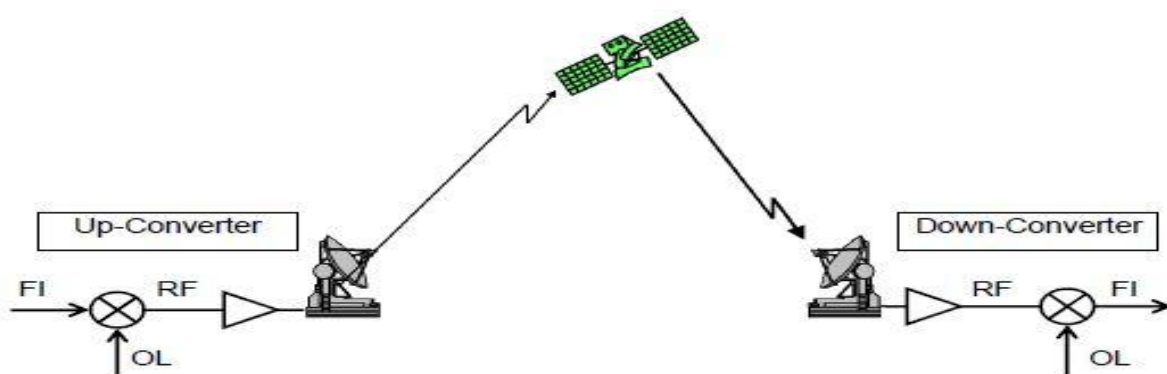


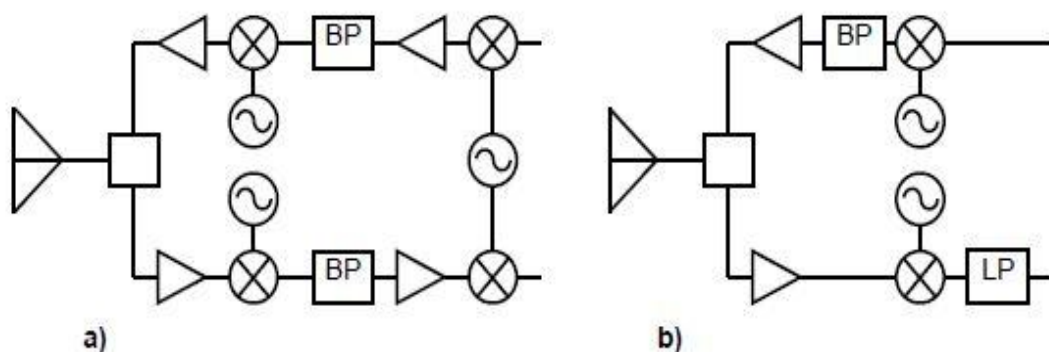
Figure II-1. Illustration des fonctions Up- et Down- Converter.

Le mélangeur possède deux canaux pour accéder aux fréquences utiles (fréquence intermédiaire IF et radiofréquence RF), et un canal pour la fréquence de pompage OL (oscillateur local). Pour assurer la conversion de fréquence entre les ports d'entrée et de sortie (IF et RF), la non-

linéarité fondamentale de l'élément mélangeur doit être excitée à son port OL par un signal avec une amplitude beaucoup plus grande que le signal (FI et RF).

Dans le cadre de ce travail, nous nous concentrerons davantage sur les mélangeurs à basses fréquences IF (jusqu'à quelques GHz) et bien inférieures aux fréquences RF et OL. En fait, cette configuration est généralement utilisée dans un système de communication à architecture superhétérodyne (figure II-2a). Cependant, la fréquence IF de certains mélangeurs utilisés dans l'instrument et les convertisseurs de fréquence utilisés dans le domaine spatial est supérieure à la fréquence OL.

Dans la configuration superhétérodyne, une seconde conversion de fréquence est effectuée à partir de la fréquence IF pour ramener le signal dans la bande de base où il sera traité. Veuillez noter que nous assistons maintenant au développement d'une architecture zéro-IF et homodyne, qui est directement convertie en bande de base (Figure II-2b). Cette architecture est attractive car elle nécessite moins de composants, elle devient donc très intéressante du point de vue d'un système complet sur puce (System on Chip SoC) qui réduit les coûts. Cependant, cela impose des contraintes très strictes sur les performances des composants, notamment au niveau du mélangeur, ce qui rend difficile l'application à des fréquences millimétriques.



a) architecture superhétérodyne classique b) architecture homodyne zéro-FI

Figure II-2. Structure d'un émetteur/récepteur.

II.2.2 TRANSPOSITION DE FREQUENCE

Dans le cas de la réception de canaux dédiés à la transmission numérique, certains traitements (démodulation, décodage, etc.) nécessitent un fonctionnement à une fréquence porteuse inférieure à la fréquence porteuse du signal reçu. Par conséquent, il est recommandé de convertir le signal utile en une bande de fréquence décalée centrée sur la fréquence centrale basse. La conversion de fréquence peut être divisée en deux catégories :

- ❖ La première consiste à multiplier simplement les deux signaux dans le domaine temporel pour réaliser une simple conversion du spectre près des fréquences inférieures. Après avoir filtré le signal de résultat,
- ❖ La deuxième méthode est appelée démodulation en quadrature analogique ou IQ, qui consiste à effectuer une conversion de fréquence dans le domaine fréquentiel et extraire deux signaux orthogonaux en même temps. Ce type de traitement est essentiel pour la modulation numérique, où l'information est contenue en phase et en amplitude.

Dans tout système de communication par radiofréquence, la fréquence spectrale du signal d'information doit être convertie en une fréquence supérieure ou inférieure à la fréquence d'origine, comme l'indique la figure (II-3). La première raison de cette traduction est basée sur l'incompatibilité entre les deux signaux d'information (tels que la voix humaine) et canaux de transmission de radiofréquences (tels que l'espace). La deuxième raison est basée sur les interférences causées entre des signaux de même fréquence.

Lors de la transmission, la translation est effectuée vers des fréquences supérieures à l'original. Selon le nom anglo-saxon, cette opération s'appelle "Up Conversion". Sinon, cela s'appelle «down conversion».

Puisque le signal quittant FSK (le signal de fréquence moyenne f) est simplement multiplié par le signal sinusoïdal de fréquence F , cette opération peut être effectuée. Dans le cas d'une conversion en mode "up conversion", la fréquence centrale du signal de sortie est égale à $F + f$, et dans le cas d'une conversion en mode "down conversion", la fréquence centrale est $F-f$.

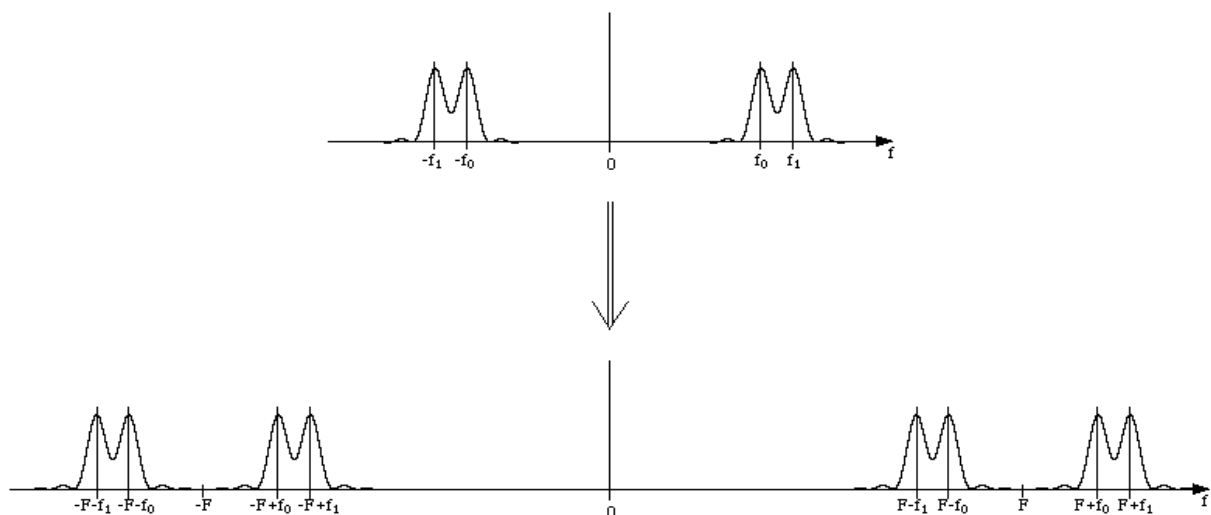


Figure II-3. Transposition de fréquence. [15]

II.2.2.1 DESCRIPTION D'UN MÉLANGEUR IDÉAL

Un mélangeur idéal est un multiplicateur analogique (figure II-4) :

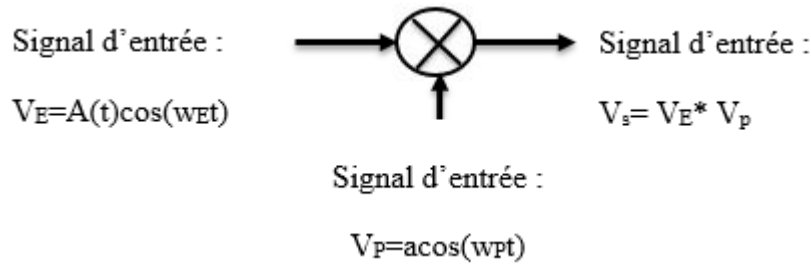


Figure II-4.

Mélangeur

idéal.

Soit $V_E(t)$, le signal d'entrée constitué d'une porteuse à la pulsation W_E dont l'amplitude est modulée par l'information $A(t)$.

Soit $V_P(t)$, le signal de référence (dit de pompe) à W_P issu d'un oscillateur local, le signal de sortie s'écrit :

$$V_S(t) = V_E(t) \cdot V_P(t) \quad (II.1)$$

D'où :

$$V_S(t) = 2\alpha A(t) [\cos(w_E - w_P)t + \cos(w_E + w_P)t] \quad (II.2)$$

Après avoir multiplié ensemble $V_E(t)$ et $V_P(t)$, deux nouvelles fréquences seront générées en tant que somme et différence des deux premières fréquences. Chaque signal de sortie transporte les informations du signal d'entrée $A(t)$. Vous pouvez choisir en filtrant les fréquences hautes ou basses, selon le type de conversion de fréquence à effectuer (Figure II-5).

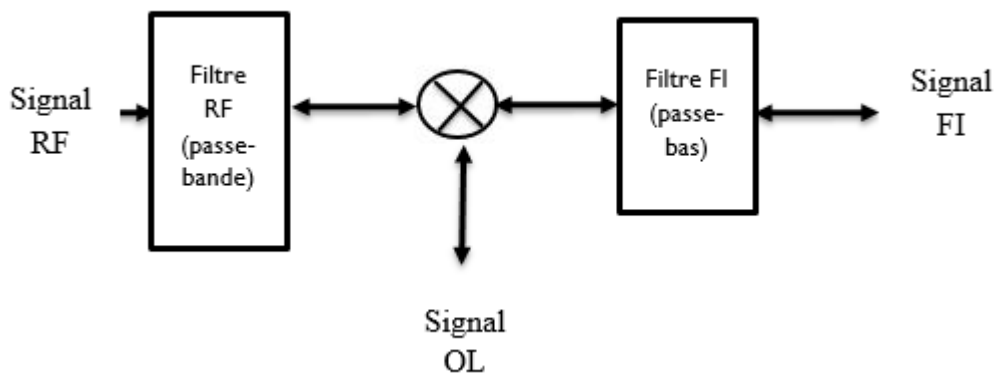


Figure II-5. Sélection des fréquences RF et FI par filtrage.

II.2.2.2 DESCRIPTION DU MÉLANGE PAR UNE NON-LINÉARITÉ

En fait, l'opération de mélange est réalisée à l'aide de composants non linéaires. De plus, malgré la simplicité mathématique, il s'avère qu'il est presque impossible de réaliser une multiplication de manière idéale.

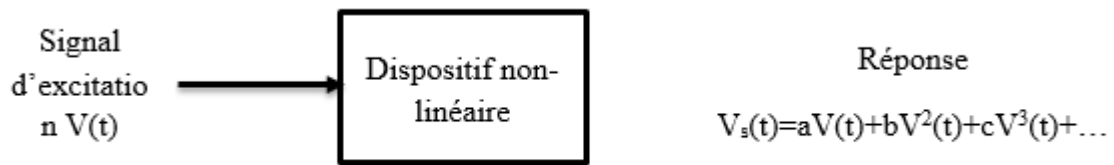


Figure II-6. Mélangeur réalisé à partir d'un dispositif n0.

Soit un dispositif non-linéaire dont la réponse peut être mise sous la forme :

$$V_S(t) = aV(t) + bV^2(t) + cV^3(t) + \dots \quad (\text{II. 3})$$

Excité par la somme de deux signaux sinusoïdaux $V_E(t)$ et $V_{OL}(t)$ aux pulsations ω_E et ω_{OL} :

$$V(t) = V_E \cos(\omega_E \cdot t) + V_{OL} \cos(\omega_{OL} \cdot t) \quad (\text{II. 4})$$

La réponse des dispositifs non linéaires évolue avec les changements de fréquence ω_E et ω_{OL} (Figure II-6), ce qui montre que nous avons obtenu des harmoniques de ces fréquences et d'autres fréquences de battement de ce type en sortie :

$$\pm m\omega_{OL} \pm n\omega_E \text{ (avec m et n entiers positifs)} \quad (\text{II. 5})$$

Tableau II-1. Représentation de la décomposition du signal de sortie d'un mélangeur.

1 ^{er} ordre : aV(t)	2 ^{eme} ordre : bV ² (t)	3 ^{eme} ordre : cV ³ (t)
$aV_E \cos(\omega_E t) +$ $aV_{OL} \cos(\omega_{OL} t)$	$b/2(V_E^2 + V_{OL}^2)$ $+b/2V_E^2 \cos(2\omega_E t)$ $+b/2V_{OL}^2 \cos(2\omega_{OL} t)$ $+bV_E V_{OL} \cos(\omega_E + \omega_{OL})t$ $+bV_E V_{OL} \cos(\omega_E - \omega_{OL})t$	$3c/4(V_E^2 + V_{OL}^2 V_E) \cos(\omega_E t)$ $+3c/4(V_{OL}^2 + V_{OL} V_E^2) \cos(\omega_{OL} t)$ $+c/4((V_E^3 \cos(\omega_E t) + V_{OL}^3 \cos(3\omega_{OL} t))$ $+3c/4(V_{OL}^2 V_E [\cos(2\omega_E + \omega_{OL})t + \cos(2\omega_E - \omega_{OL})t])$ $+3c/4(V_E^2 V_{OL} [\cos(\omega_E + 2\omega_{OL})t + \cos(2\omega_{OL} - \omega_E)t])$

En utilisant la formule trigonométrique, nous montrons que chaque terme $V_{OLm}(t)$ produit un $m\omega_{OL}$ harmonique, chaque terme $V_E n(t)$ produit un $n\omega_E$ harmonique, et enfin chaque terme croisé

$K.V_{OLm}(t) \cdot V_{En}(t)$ génère une somme Fréquence ($mF_{OL} + nF_E$) et différence de fréquence ($mF_{OL} - nF_E$) ou ($-mF_{OL} + nF_E$) (avec m et n entiers positifs).

Par conséquent, contrairement à un multiplicateur idéal, un élément non linéaire génère un grand nombre de signaux à des fréquences de mélange, mais lorsque l'ordre m et n augmente, leur amplitude diminue (figure II-7). Afin de supprimer la ligne parasite, elle peut être supprimée par filtrage ou en utilisant la caractéristique inverse de phase de la topologie équilibrée.

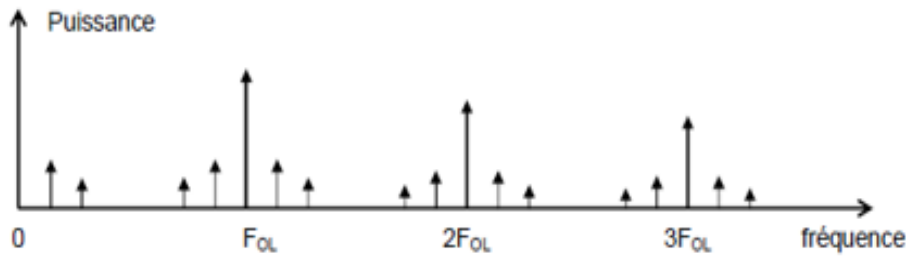


Figure II-7. Spectre de mélange.

La fréquence de la raie du spectre peut être exprimée en fonction des fréquences OL et FI :

$$m_1 F_{OL} \pm n_1 F_{FI} \text{ avec } m_1 \text{ et } n_1 \text{ entiers positifs, si } F_{OL} > F_{FI} \quad (\text{II. 6})$$

Qui s'écrit de manière équivalente en fonction de la fréquence RF :

$$\pm m_2 F_{OL} \pm n_2 F_{RF} \text{ avec } m_2 \text{ et } n_2 \text{ entiers positifs} \quad (\text{II. 7})$$

Dans le cas d'un mélangeur de base, le mélange est effectué à la fréquence de base du LO, et la fréquence RF est donnée par :

$$F_{RF} = F_{OL} \pm F_{FI} \quad (\text{II. 8})$$

Plus généralement, lorsque le mélange s'effectue avec l'harmonique x de l'OL, on a :

$$F_{RF} = x F_{OL} \pm F_{FI} \quad (\text{II. 9})$$

Si ($x > 1$, x entier), alors nous parlons du mélangeur harmonique d'ordre x . La figure II-8 montre la ligne principale du spectre du mélangeur harmonique du second ordre, qui est généralement plus simplement appelé "mélangeur harmonique x^2 ". Le tableau II-1 met en évidence les termes correspondant aux signaux utiles du mélangeur de base et du mélangeur sous-harmonique x^2 :

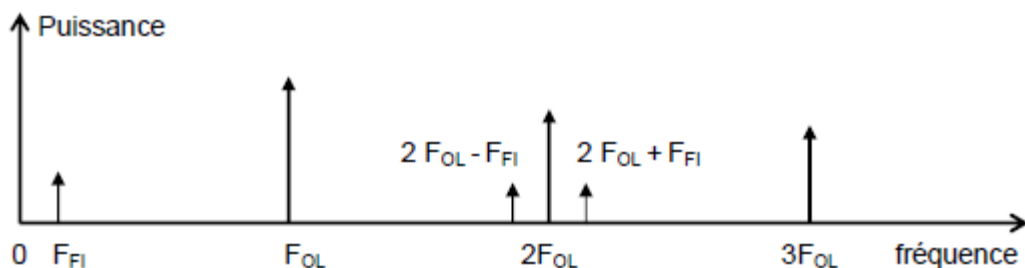


Figure II-8. Principales raies du spectre d'un mélangeur sous-harmonique x^2 .

Les fréquences de signal dans la bande latérale supérieure USB ($x.F_{OL} + F_{FI}$) et la bande latérale inférieure LSB ($x.F_{OL} - F_{FI}$) sont symétriques par rapport à la fréquence des harmoniques OL ($x.F_{OL}$), réalisant ainsi le mélange. Dans le cas le plus courant, une seule des deux bandes de fréquences est utilisée à la fois (fonctionnement SSB à bande latérale unique). Le signal souhaité est appelé le signal RF et les autres fréquences sont appelées la fréquence d'image. Comme nous le verrons, cette fréquence parasite a une influence importante sur le fonctionnement du mélangeur.

II.3 GRANDEURS CARACTERISTIQUES DES MELANGEURS

Dans cette section, nous introduisons la définition des principales grandeurs caractéristiques utilisées pour mesurer les performances du mélangeur.

II.3.1 PERTES DE CONVERSION

Le mélangeur convertit la puissance d'une fréquence à une autre. L'amplitude de transfert de puissance entre la fréquence d'entrée du mélangeur et sa fréquence de sortie est caractérisée par le gain de conversion noté G_c . Dans le cas le plus courant où le processus de mélange entraîne une perte, la perte de conversion exprimée en L_c est définie comme le rapport de la puissance du signal d'entrée à la puissance du signal de sortie à la fréquence correspondante :

$$L_c = \frac{\text{Puissance à l'accès de sortie à la fréquence de sortie}}{\text{Puissance à l'accès d'entrée à la fréquence d'entrée}} \quad (\text{II. 10})$$

En mode up-converter, L_c est défini comme le rapport entre la puissance du signal d'entrée à la fréquence IF et la puissance de sortie à la fréquence RF :

$$L_c = \frac{P \text{ à l'accès FI}}{P \text{ à l'accès RF}} \quad (\text{II. 11})$$

Soit en débit :

$$L_c = 10 \log \left(\frac{P \text{ à l'accès FI}}{P \text{ à l'accès RF}} \right) \text{ [dB]} \quad (\text{II. 12})$$

Ou encore :

$$L_{c_{dB}} = P_{FI(\text{dBm})} + P_{RF(\text{dBm})} \quad (\text{II. 13})$$

La relation entre les gains de conversion et les pertes de conversion est la suivante :

$$G_{c(\text{dB})} = -L_{c(\text{dB})} \quad (\text{II. 14})$$

II.3.2 PERTES DE CONVERSION DES MÉLANGEURS RÉSISTIFS

Étant donné que les mélangeurs à résistance ne peuvent pas prendre de valeurs négatives basées sur l'utilisation d'une conductance variable, ils génèrent essentiellement des pertes de conversion. La recherche théorique montre que la perte de conversion minimale d'un mélangeur à résistance avec terminaison de résistance est de 3,9 dB. Les techniques connues sous le nom de récupération de fréquence d'image incluent la charge réactive de la fréquence d'image pour permettre

à L_c d'être augmentée d'environ 2 dB, et la puissance non dissipée dans l'image est réinjectée dans le mélangeur. Si la terminaison de réactance est utilisée à toutes les fréquences de mélange indésirables, la limite théorique de la perte de conversion devient 0 dB. En effet, la perte de conversion habituellement obtenue pour les mélangeurs résistifs est supérieure à 6 dB.

Par conséquent, la perte de conversion dépend de :

- ❖ La courbe caractéristique courant / tension de l'élément non linéaire utilisé. Cette caractéristique courant / tension doit permettre le changement maximal de la résistance de bas niveau. Lorsque la diode ou le FET froid est à l'état désactivé, la limite supérieure de ce changement est atteinte. La résistance est de plusieurs kilowatts. A l'inverse, la valeur de résistance minimale dépend de l'élément parasite et de la taille du composant.
- ❖ Signal de pompe de haut niveau. La forme d'onde de tension de commande de haut niveau affecte directement la forme d'onde de conductance de la pompe $g(t)$. C'est donc le paramètre de base pour la conception et l'optimisation du mélangeur.
- ❖ Un ensemble de 2 impédances fermées non linéaires générées à la fréquence de mélange. En fait, le processus de conversion de fréquence implique toutes les fréquences de mélange en même temps, rendant ainsi leurs niveaux respectifs interdépendants. Par conséquent, par exemple, l'impédance fermée à la fréquence d'image aura une influence décisive sur le niveau de sortie à la fréquence RF.

II.3.3 ISOLATIONS ET RÉJECTIONS

II.3.3.1 LES ISOLATIONS ENTRE LES ACCES

Les mesures d'isolation prennent la forme d'une perte d'insertion, transférant une puissance inutile entre deux canaux à une fréquence donnée. Une isolation adéquate garantit qu'il n'interférera pas avec les signaux provenant d'autres accès, donc :

$$\text{Isolation } \frac{OL}{RF} (\text{dB}) = P_{OL} \text{ à l'accès OL (dBm)} - P_{OL} \text{ à l'accès RF (dBm)} \quad (\text{II. 15})$$

L'isolation OL / RF reflète la capacité de l'appareil à empêcher les signaux OL de fuir vers le port RF.

Il s'agit généralement de l'isolation la plus critique car le signal de pompe a une amplitude élevée et la fréquence est proche du signal RF. Enfin, le signal OL qui existe au point d'accès RF peut être rayonné par l'antenne, entraînant un rayonnement parasite.

La figure II-9 montre les principales isolations d'un mélangeur :

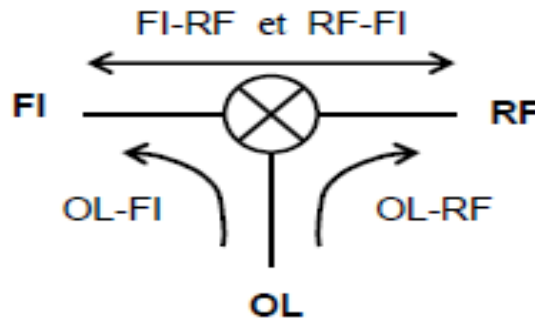


Figure II-9. Principales isolations d'un mélangeur.

Dans le cas des mélangeurs sous-harmoniques d'ordre x , on définit parfois des quantités telles que l'isolement soit égal à $x \cdot OL / R$. La définition d'un mélangeur sous-harmonique est donnée par :

$$\frac{OL}{RF} \text{ (dB)} = P_{OL} \text{ à l'accès OL (dBm)} - P_{x \cdot OL} \text{ à l'accès RF (dBm)} \quad \text{(II. 16)}$$

Notez qu'il ne s'agit pas d'un isolement à proprement parler car les signaux sur les deux ports n'ont pas la même fréquence. La puissance générée en $x \cdot OL$ n'est pas forcément directement déterminée par le niveau de puissance OL, le paragraphe suivant définit le rejet ($x \cdot OL / RF$) qui est une grandeur plus représentative pour ($x > 1$).

II.3.3.2 LES REJECTIONS DES SIGNAUX EN SORTIE

Les rejections sont caractérisés par la différence de niveau de puissance entre deux lignes de spectre à un accès donné. Les écarts par rapport au signal de sortie utile sont particulièrement importants car ils déterminent le masque du spectre de sortie. Pour les systèmes de radiodiffusion, les niveaux de puissance des signaux parasites hors bande sont étroitement réglementés.

Les rejections les plus critiques concernent des signaux d'amplitude considérable et proches de la bande utilisable, car celle-ci ne peut pas être facilement filtrée.

En transmission, les principales lignes à rejeter sont généralement la fréquence OL et la fréquence d'image IM et la figure (II-10) montre les rejections F_{IM} et F_{OL} . Pour les mélangeurs sous-harmoniques, les harmoniques de l'oscillateur local pour le mélange doivent également être prises en compte :

$$\text{Réjection } x \cdot \frac{OL}{RF} \text{ (dB)} = [P_{RF} \text{ (dBm)} - P_{x \cdot OL} \text{ (dBm)}] \text{ à l'accès RF} \quad \text{(II. 17)}$$

$$\text{Réjection IM - RF (dB)} = [P_{RF} \text{ (dBm)} - P_{IM} \text{ (dBm)}] \text{ à l'accès RF} \quad \text{(II. 18)}$$

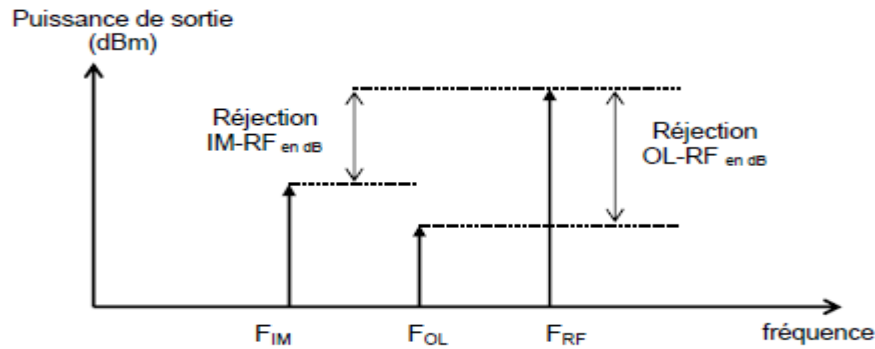


Figure II-10. Visualisation des principales réjections sur un spectre de sortie ($x=1$).

Remarque :

Dans le mode signal bas du mélangeur, le signal de pompe OL a une amplitude particulièrement importante par rapport aux signaux utiles IF et RF. En raison de la fuite OL du mélangeur, le niveau OL à la sortie est susceptible d'être supérieur au niveau de signal utile. Nous obtiendrons donc une suppression inférieure à 0 dB. Généralement, il convient de noter que le niveau de suppression dépend du niveau de puissance d'entrée.

Lors de la réception, le signal parasite à la fréquence image est converti en fréquence IF de la même manière que le signal utile RF (figure II-11). Par conséquent, il est important de rejeter la contribution de la fréquence d'image à la puissance FI.

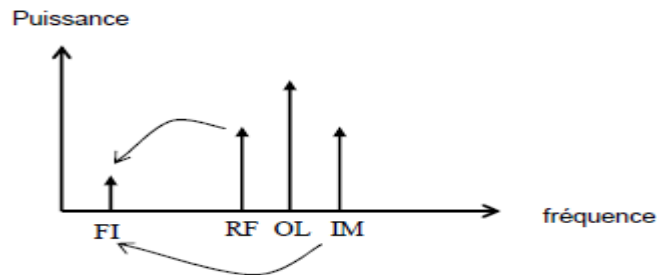


Figure II-11. Conversion de la fréquence image vers la FI.

La définition de la suppression de la fréquence d'image sera différente de la précédente. Il caractérise la différence de puissance entre la puissance FI (équation I-19) entre la contribution du signal RF et le signal d'image IM sur le port FI :

$$\text{Réjection IM (dB)} = [P_{FI} [\text{RF}] (\text{dBm}) - P_{FI} [\text{IM}] (\text{dBm})] \text{ à l'accès FI (II. 19)}$$

II.3.4 LINÉARITÉ

Le fonctionnement linéaire du mélangeur est limité par des phénomènes de distorsion non linéaire dans les signaux forts, tels que la saturation de la puissance de sortie et la distorsion d'intermodulation. Nous introduisons ici les deux grandeurs les plus couramment utilisées pour évaluer la linéarité des mélangeurs (le point de compression à 1 dB, le point d'interception du 3ème ordre) et la relation entre ces deux grandeurs.

II.3.4.1 LE POINT DE COMPRESSION A 1DB

Comme les autres appareils non linéaires, les mélangeurs sont également sujets à une saturation de la puissance de sortie à une puissance d'entrée élevée. Le point de compression de 1 dB représente la limite du fonctionnement linéaire du circuit en fonctionnement mono-porteuse. Le point de compression de 1 dB ($P_{1\text{ dB}}$) est défini comme le point de puissance auquel la différence entre la puissance de sortie et son petit signal d'extrapolation linéaire atteint 1 dB (Figure II-12). Elle peut être référencée comme puissance d'entrée ou de sortie ($P_{in_{1\text{ dB}}}$ ou $P_{out_{1\text{ dB}}}$), et ces deux grandeurs sont liées entre elles par la perte de conversion (II-20). Cependant, pour les mélangeurs, $P_{in_{1\text{ dB}}}$ est généralement spécifié.

$$P_{in_{1\text{ dB}}} - LC_{1\text{ dB}} = P_{out_{1\text{ dB}}} \quad (\text{II. 20})$$

Il est également possible de déterminer le point de compression lorsque le taux de compression est de 1 dB sur la courbe montrant l'évolution de la perte de conversion avec la puissance d'entrée, car à ce stade, la perte de conversion augmente de 1 dB par rapport à sa faible valeur de signal.

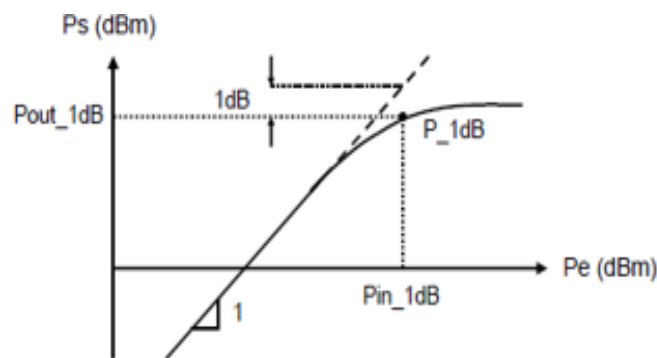


Figure II-12. Point de compression à 1dB d'un mélangeur.

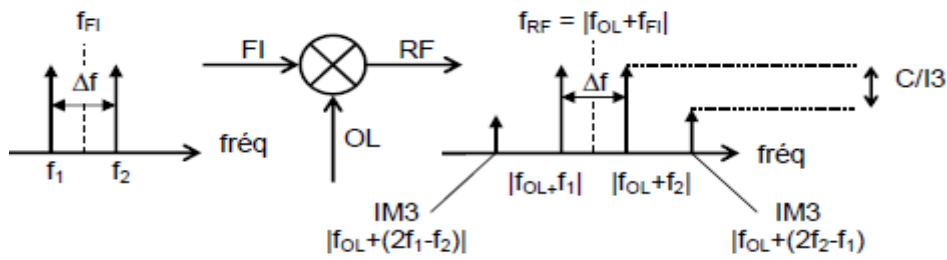
Il convient de noter que l'augmentation de la perte de conversion du mélangeur entraîne une augmentation de la puissance d'entrée en unités de compression dB, et de la puissance de sortie en unités de compression dB, qui sont les données les plus importantes pour que les applications restent inchangées. Par conséquent, la puissance d'entrée en dB seule n'est pas suffisante pour évaluer la linéarité de sortie du mélangeur.

II.3.4.2 POINT D'INTERCEPTION D'ORDRE 3

Dans les systèmes de télécommunications, les mélangeurs n'en font généralement pas l'expérience, mais un ensemble complet de signaux RF avec des fréquences proches et des amplitudes similaires.

Le mélangeur doit être capable de traiter ces signaux utiles simultanément et clairement sans distorsion.

La
habituelle
considérer
de bas
l'entrée du
dont les



méthode
consiste à
deux lignes
niveau à
mélangeur,
fréquences

f_1 et f_2 sont séparées par un écart fréquentiel Δf faible. Le spectre de sortie comprend un grand nombre de lignes dont les fréquences sont :

$$m \cdot f_{OL} \pm n_1 \cdot f_1 \pm n_2 \cdot f_2 \text{ avec } (m, n_1, n_2) \text{ entiers positifs} \quad (\text{II. 21})$$

La fréquence produite par le battement entre les fréquences f_1 et f_2 est appelée le produit d'intermodulation de l'ordre $(n_1 + n_2)$, (figure II-13). Les produits d'intermodulation d'ordre impair sont généralement les plus gênants, car ils se trouvent être très proches du signal utile dans la bande de fréquences de fonctionnement et ne peuvent donc pas être filtrés. Puisque l'amplitude du produit d'intermodulation diminue lorsque l'ordre d'intermodulation augmente, le produit d'intermodulation du troisième ordre exprimé en IM3 est le plus critique.

Figure II-13. Intermodulation d'ordre 3 du mélangeur en fonctionnement bi porteuse.

Tant que la puissance d'entrée appliquée au mélangeur est suffisamment faible, la courbe de la puissance de la ligne d'intermodulation du troisième ordre représentée par PIM3 à la sortie du mélangeur avec la puissance d'entrée est linéaire, avec une pente de 3dB / 1dB. La puissance de sortie du signal utile suit également la loi linéaire, qui est fonction de la puissance d'entrée, mais la pente est de 1 dB / 1dB, comme le montre la figure II-14. L'intersection de l'extrapolation de la ligne PIM3 et de la puissance de sortie du signal utile est appelée point d'interception (IP3) d'ordre 3. Il peut être appelé entrée ou sortie (IIP3 et OIP3). Ces deux amplitudes sont liées entre elles par la perte de conversion du mélangeur. Pour le point de compression de 1 dB, pour la même raison, la sortie IP3 est la sortie la plus importante.

Plus le point de puissance OIP3 est élevé, plus les produits d'intermodulation sont bas, donc meilleure est la linéarité.

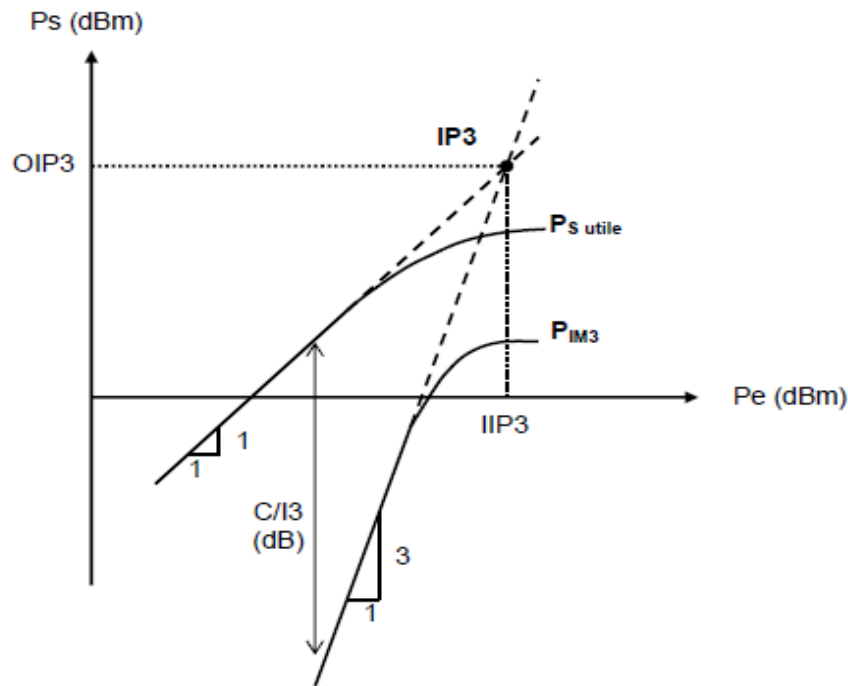


Figure II-14. Détermination du point d'interception d'ordre 3.

$$OIP3 \text{ dB} = IIP3 \text{ dB} - Lc0 \text{ dB} \quad (\text{II. 22})$$

Où $Lc0$ est la perte de conversion de bas niveau. La détermination expérimentale d'IP3 est basée sur la mesure de la puissance du signal utile et de la puissance de l'intermodulation PIM3 dans le fonctionnement à deux porteuses de bas niveau. Cela suffit pour mesurer $C / I3$ au point de puissance d'entrée Pe et utiliser la formule (II-23) pour extrapoler la valeur de la puissance d'entrée IIP3 au point d'interception du troisième ordre.

$$IIP3 \text{ dB} = \frac{C/I3}{2} + Pe \text{ [dB]} \quad (\text{II. 23})$$

Avec :

$C/I3 \text{ dB}$

= Puissance dBm du signal de sortie utile - Puissance dBm d'intermodulation d'ordre 3

II.3.4.3 RELATION ENTRE LE POINT DE COMPRESSION A 1DB ET LE POINT D'INTERCEPTION D'ORDRE 3

Il n'y a pas de relation générale stricte entre le point de compression de 1 dB et le point d'interception de 3e ordre. Néanmoins, ces deux grandeurs caractérisent toutes les deux la linéarité du mélangeur en fonctionnement mono-porteuse par le point de compression à 1dB et en

fonctionnement bi-porteuse par le point d'interception d'ordre 3. Par conséquent, il est naturel d'établir une relation entre eux.

Si nous considérons la non-linéarité du troisième ordre de type I (V) = $BV + CV^2 + DV^3$, nous montrons qu'il existe la relation suivante entre P_{1dB} et le point IP3 :

$$OIP3 \text{ (dBm)} = P_{out_{1dB}} \text{ (dBm)} + 10.63 \text{ (dB)} \quad (\text{II. 24})$$

$$IIP3 \text{ (dBm)} = Pin_{1dB} \text{ (dBm)} + 9.63 \text{ (dB)} \quad (\text{II. 25})$$

En fait, ces relations ne sont qu'indicatives dans un appareil complexe comme un mélangeur. Cependant, la valeur obtenue par expérience confirme que IIP3 est généralement de 8 à 10 dB plus élevé que Pin_{1dB} . Compte tenu de la difficulté de mesurer ou même de simuler précisément l'intermodulation, ces formules sont généralement utilisées pour extrapoler IP3 à partir du point de compression de 1 dB. Notons enfin que dans les applications, par rapport au fonctionnement mono-porteuse, le fonctionnement bi-porteuse n'est plus utilisé, donc IP3 ne peut pas mesurer parfaitement la distorsion non linéaire du système. Par conséquent, dans les applications pratiques, des grandeurs plus avancées sont nécessaires pour approcher la linéarité du circuit non linéaire.

II.3.5 FACTEUR DE BRUIT

Nous venons d'étudier les problèmes de saturation et d'intermodulation des mélangeurs, qui limitent les caractéristiques dynamiques de ces appareils à forte puissance d'entrée. Au contraire, le facteur de bruit caractérise la limite inférieure de la dynamique. Cette amplitude quantifie la diminution du rapport signal sur bruit entre l'entrée et la sortie du mélangeur et détermine donc sa capacité à gérer des signaux d'entrée de faible puissance.

Comme tout type de circuit électronique, le mélangeur génère du bruit. Cela peut provenir de différentes sources :

- ❖ Bruit thermique généré par l'agitation thermique des porteurs dans un conducteur électrique. Cette agitation thermique peut provoquer des collisions aléatoires, affectant ainsi la trajectoire du porteur. En l'absence de champ électrique appliqué au conducteur, le bruit thermique existe toujours. Ce bruit est généré par tous les éléments de résistance.
- ❖ Bruit de grenaille est lié à l'émission discrète de porteurs à travers la barrière de potentiel. Ce bruit existe dans les jonctions Schottky.
- ❖ Bruit de scintillement ou "bruit 1 / f". Ce bruit prédominant en basse fréquence est caractérisé par le spectre de fréquences, avec une variation d'amplitude linéaire de 1 / f. Cependant, ce bruit affecte le signal à la fréquence de mixage car il sera converti par le mixeur de la même manière que le signal.

On peut définir deux types de facteur de bruit pour les mélangeurs :

- ❖ FSSB en bande latérale unique (SSB Single Side Band).
- ❖ FDSB en double bande latérale (DSB Double Side Band).

La différence entre ces deux facteurs de bruit réside dans le principe de savoir si la fréquence d'image est considérée comme la source RF du mélangeur. Si les pertes de conversion à la fréquence RF et à la fréquence d'image sont les mêmes, alors nous avons :

$$FDSB \text{ (dB)} = FSSB \text{ (dB)} - 3 \quad \text{(II. 26)}$$

Dans le cas des mélangeurs FET froids, le bruit est essentiellement du bruit thermique. Par conséquent, le facteur de bruit SSB est en fait égal à la perte de conversion. Pour le mélangeur à diodes, le facteur de bruit est légèrement supérieur à la perte de conversion due au bruit de grenaille généré par la jonction Schottky.

$$FSSB \geq L_c \quad \text{(II. 27)}$$

Pour les mélangeurs actifs, il n'y a pas de relation générale entre le gain du mélangeur et son facteur de bruit. La valeur du facteur de bruit obtenue en pratique varie considérablement, mais elle est rarement inférieure à 5 dB.

Le facteur de bruit est un facteur important pour les récepteurs car ces derniers fonctionnent à un faible niveau de puissance d'entrée. Le facteur de bruit global d'un système composé de N quadripôles en cascade est donné par la formule FRIIS :

$$F_g = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \dots \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad \text{(II. 28)}$$

Où :

- F_g = facteur de bruit global de la chaîne,
- F_i = facteurs de bruit respectifs de chaque étage,
- G_i = gain en puissance de l'étage i.

Remarque :

Les grandeurs intervenant dans la formule (II.28) sont des grandeurs linéaires. Comme on peut le voir, les caractéristiques du premier élément de chaîne (F_1, G_1) déterminent de manière écrasante le facteur de bruit global du système. Pour cette raison, un amplificateur à faible bruit (LNA) est généralement placé en amont de la chaîne de réception (figure II-15). Si ce dernier a un très faible facteur de bruit F_1 et un gain G_1 élevé, il masque largement le plancher de faible bruit et augmente l'efficacité du mélangeur de réception.

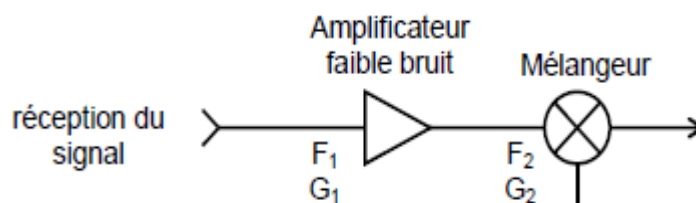
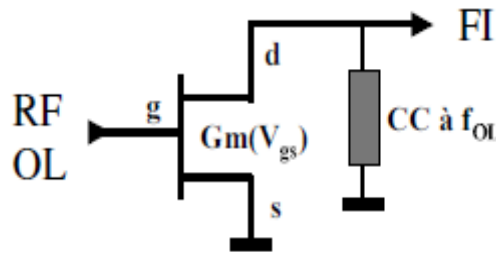


Figure II-15. Tête de hyperfréquence.

II.4 LES TYPES DE

II.4.1 LES ACTIFS

Les mélangeurs
éléments actifs (transistors



réception

MELANGEURS [16]
MELANGEURS

actifs utilisent des
polarisés comme

amplificateurs) et ont un potentiel d'amplification. Le gain de conversion de ces mélangeurs peut être supérieur à 0 dB. Par conséquent, pour les transistors à effet de champ, le signal d'entrée RF (comme un amplificateur) doit être appliqué à la grille du transistor, tandis que le signal de sortie IF doit être collecté sur le drain. La non-linéarité utilisée est la transconductance du transistor, et le mélangeur résultant est appelé «mélangeur de transconductance». La fonction du signal OL est de moduler cette non-linéarité et peut être injecté dans la grille, le drain ou la source du transistor.

❖ Injection de l'OL sur la grille

Cette topologie est représentée sur la figure II- 16 et est la première topologie à mettre en œuvre un transistor à effet de champ pour exécuter une fonction hybride. Ce paramètre est souvent appelé «mélangeur de grille» pour vous rappeler d'injecter des signaux OL dans la grille.

Figure II-16. Schéma électrique du mélangeur sur grille.

❖ Injection de l'OL sur le drain

La figure II-17 représente la topologie communément appelée "mélangeur de drain". Le signal OL modulera la transconductance par la tension V_{ds} . Du fait qu'il y a un filtre sur la grille, sa fréquence f_{OL} est court-circuitée à la masse, donc la tension V_{gs} reste constante.

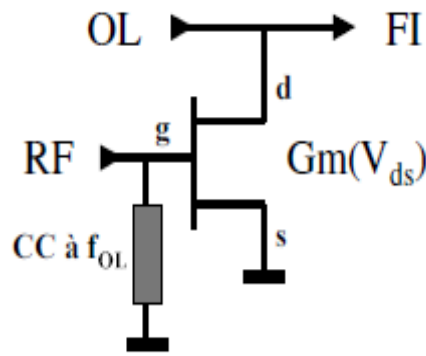


Figure II-17. Schéma électrique du mélangeur sur drain.

❖ Injection de l'OL sur la source

La topologie générée est représentée sur la figure II-18. Communément appelé "mélangeur source". Le signal OL module la transconductance par les tensions V_{gs} et V_{ds} .

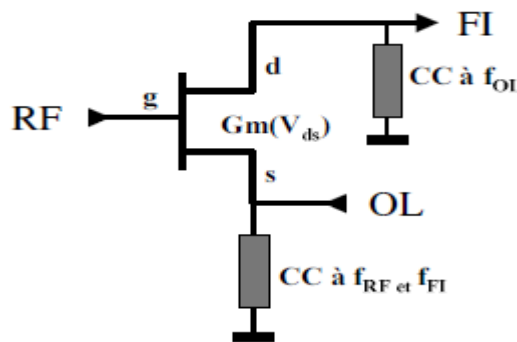


Figure II-18. Schéma électrique du mélangeur sur source.

❖ Mélangeur à deux transistors : structure classique

Comme le mélangeur de source, le mélangeur décrit dans cette section est une amélioration par rapport au mélangeur de drain à transistor unique. Met en œuvre deux transistors connectés comme indiqué sur la figure II-19 Cette configuration est appelée transistor à double grille car historiquement cette topologie ne nécessitait qu'un seul transistor pour intégrer la deuxième grille.

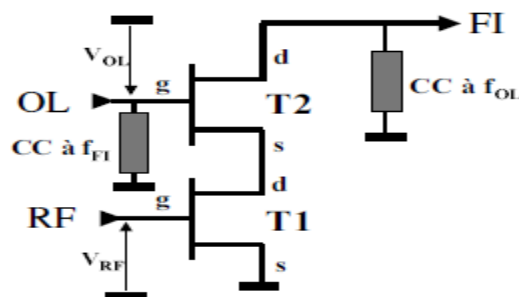


Figure II-19. Schéma électrique du mélangeur à deux transistors : structure classique.

II.4.2 LES MELANGEURS PASSIFS

Mélangeurs passifs utilisant des composants passifs (diodes) ou des composants actifs, dont les capacités d'amplification ne sont pas utilisées (transistors non-polarisés sur le drain, par exemple). Ce mode de fonctionnement ne peut pas obtenir un gain de conversion supérieur à 0 dB et produit souvent une perte de conversion de 6 à 10 dB. La non-linéarité peut idéalement être modélisée par des commutateurs, faisant du mélangeur passif un simple modulateur. Dans le domaine des micro-ondes, cette représentation devient très imprécise, il est donc préférable de modéliser des composants non linéaires avec une conductance variable basée sur le signal OL, ou de modéliser des diodes et des transistors avec des diagrammes totalement équivalents.

❖ Mélangeur à diode

Historiquement, il s'agissait des premiers mélangeurs hyperfréquences, en raison du bon comportement en fréquence des diodes dans cette gamme de fréquences. Dans ce type de mélangeur comme le montre la figure II.20, le filtre court-circuitera la cathode de la diode à la masse pour la fréquence f_{OL} , permettant à la tension d'entrée OL d'être pleinement appliquée à la borne de la diode.

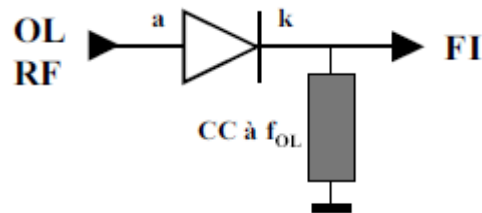


Figure II-20. Schéma électrique du mélangeur à diode.

❖ Mélangeur à transistor série : interrupteur analogique

Le principe de fonctionnement de ce type de mélangeur est le même que celui d'un mélangeur à diodes. Ce transistor est idéalement utilisé pour la commutation, comme le montre la figure II.21, le signal OL est appliqué sur la grille de ce transistor.

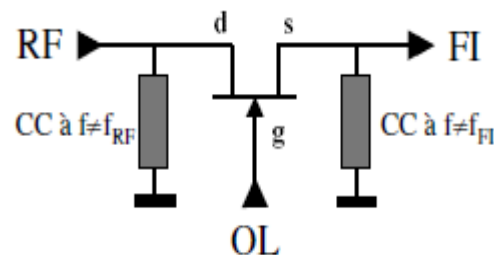


Figure II-21. Schéma électrique du mélangeur à transistor série.

❖ Mélangeur à transistor parallèle : mélangeur résistif

L'ensemble peut être étudié en considérant le transistor de commutation. comme le montre la figure II.22. Cependant, pour ce type de mélangeur, on considérera directement que la non-linéarité

utilisée est la conductance du canal drain-source, qui est en fonction de la tension grille-source (ie, le signal OL).

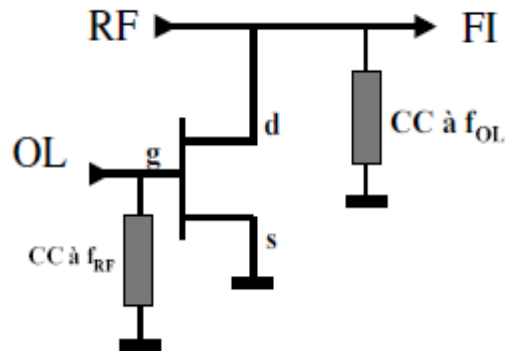


Figure II-22. Schéma électrique du mélangeur à transistor parallèle

II.5 CONCLUSION

Les mélangeurs sont des composants essentiels en radiocommunication, ils peuvent être utilisés dans tous les étages d'une chaîne d'émission ou de réception. Dans les récepteurs, ils seront utilisés dans les étages d'entrée en changeur de fréquence et dans les étages à la fréquence intermédiaire, comme détecteurs ou démodulateurs. Dans les émetteurs, ils seront utilisés dans les étages de sortie en changeur de fréquence et éventuellement dans les étages d'entrée, comme modulateurs.

Comme nous avons vu deux types de mélangeurs ; actifs et passifs, les mélangeurs passifs (à diodes) ont des pertes de conversion, et mélangeurs actifs (à transistors) présentent l'intérêt d'avoir un *gain de conversion*. Nous nous intéressons dans notre recherche à des mélangeurs actifs plus particulièrement à transistors HEMT.

Nous allons aborder, dans le chapitre suivant, la définition et des caractéristiques les lignes microrubans.

CHAPITRE III :

LES MICRORUBANS ET LES PARAMETRES S

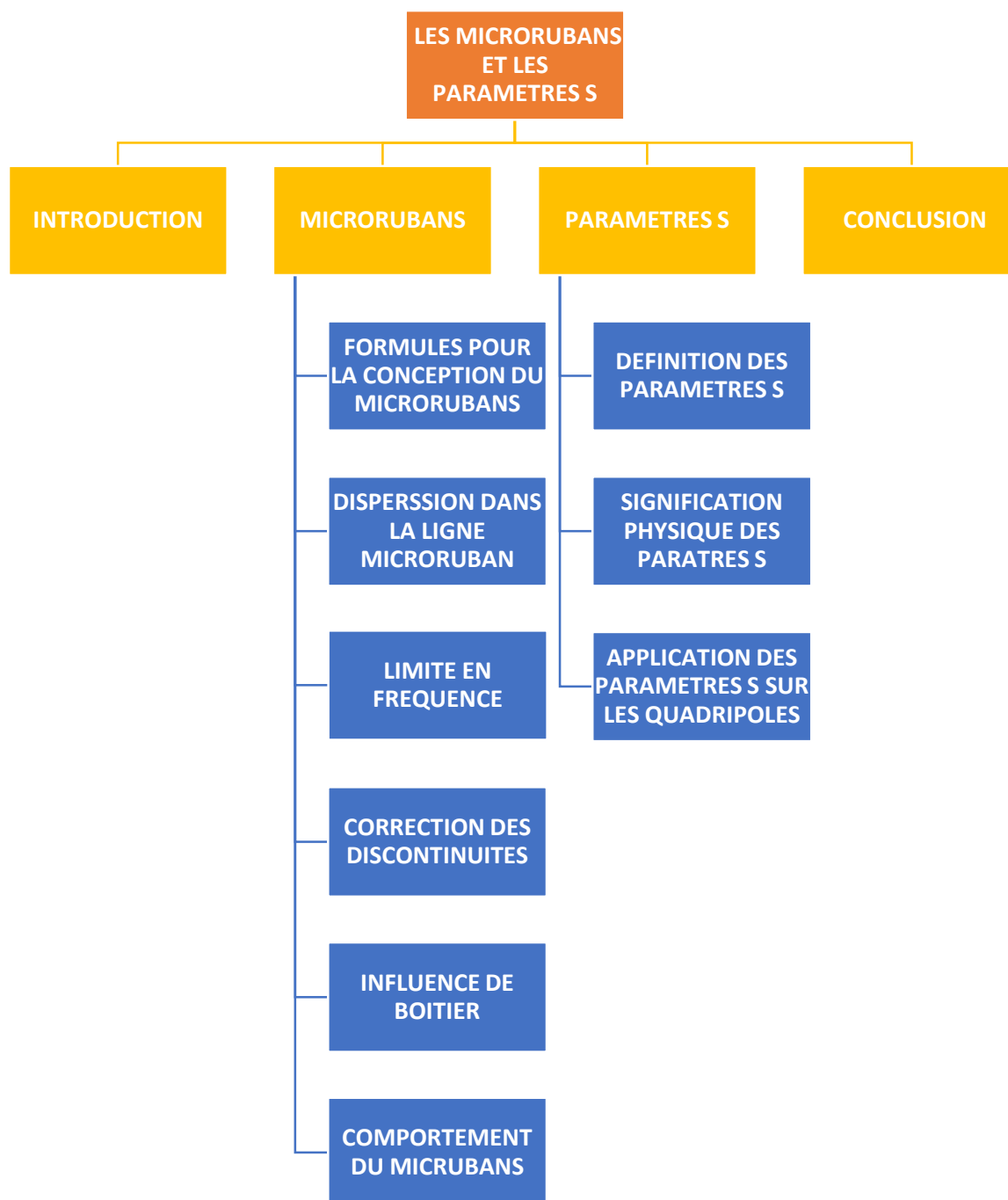


Figure III-0. Vue d'ensemble du chapitre LES MICRORUBANS ET LES PARAMETRES S.

III.1 INTRODUCTION

Les lignes de transmission sont des structures pour guider des ondes électromagnétiques et permettent le transfert des informations. Les lignes de transmission les plus courantes sont les câbles coaxiaux, les paires torsadées..., et sur les circuits intégrés et imprimés on trouve les lignes coplanaires et les lignes micro-rubans...

La ligne microruban (ou microstrip) est composée d'un ruban conducteur mince et étroit déposé sur une face du substrat diélectrique et l'autre face constitue un plan de masse (Figure III-1).

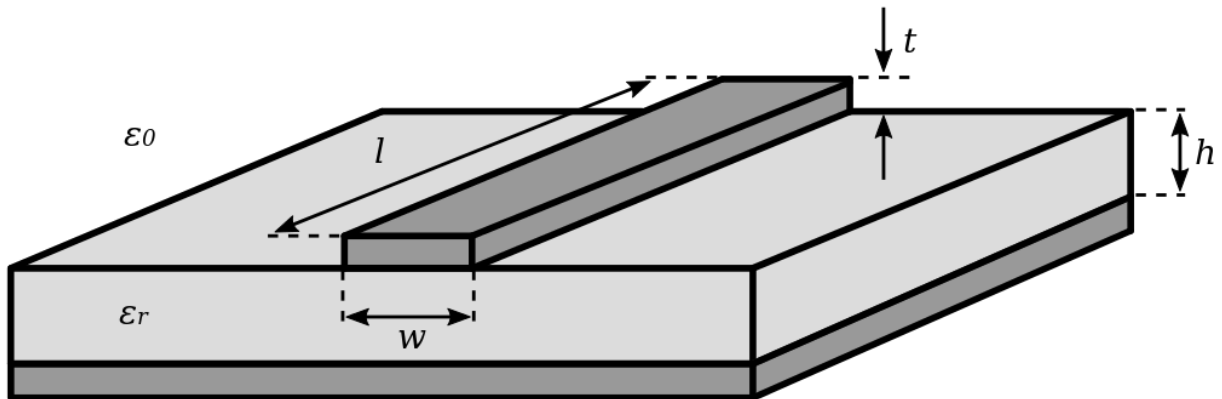


Figure III-1. Les paramètres d'une ligne microruban.

Les ondes électromagnétiques guidées ne sont pas toujours transverses, il faut estimer plusieurs modes de propagation pour certaine valeur de la fréquence :

- ❖ Mode TEM (Transverse Electric et Magnétique).
- ❖ Mode TM (Transverse Magnétique).
- ❖ Mode TE (Transverse Electric).
- ❖ Mode EH (hybride).

Une ligne microruban ne supporte pas un mode TEM pur parce que les lignes des champs électromagnétiques sont concentrées dans le diélectrique entre le ruban et le plan de masse et une faible portion se trouve dans l'air au-dessus de substrat, pour cela le mode dominant se comporte comme un mode TEM. C'est ce qu'on appelle approximation quasi-TEM.

III.2 MICRORUBANS

III.2.1 FORMULES POUR LA CONCEPTION DU MICRORUBAN

III.2.1.1 CALCULE DES GRANDEURS Z_0 ET ϵ_{eff}

Dans l'approximation quasi-TEM les media inhomogène diélectrique-air de microruban sont remplacées par un matériau diélectrique homogène avec permittivité diélectrique effective. La ligne microruban est caractérisée par son impédance sa constante diélectrique effective dont on peut les calculer si on connaît les dimensions de ligne par ces deux équations selon la valeur de W/R :

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

Avec :

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

ϵ_{eff} : Constante diélectrique effective.

III.2.1.2 CALCUL DES DIMENSIONS DE LIGNE MICRORUBAN W/h

Il y a deux méthodes à suivre pour exprimer le rapport W/h et pour réaliser l'impédance caractéristique Z_0 selon la valeur de A :

$$\begin{aligned} & W/h \\ & = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{pour: } A > 1.52 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right] & \text{pour: } A \leq 1.52 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III. 3})$$

Ou :

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

III.2.1.3 INFLUENCE DE L'ÉPAISSEUR t DU MICRORUBAN

On suppose que l'effet de l'épaisseur t est très faible (habituellement, t est très petite quand la ligne du microruban est réalisée en couche mince donc son effet peut souvent être négligé) [17] par contre son effet peut être compté sur l'impédance Z_0 et la permittivité effective. Donc la largeur W sera renouvelée par la largeur effective comme suit :

$$W_{eff} = W + \Delta W \quad (\text{III. 4})$$

- ΔW est présentée par :

$$\Delta W = \begin{cases} \frac{1.25}{\pi} t \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) & \text{Si } W/h \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{1.25}{\pi} t \left(1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right) & \text{Si } W/h \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (\text{III. 5})$$

- l'expression de ϵ_{eff} devient :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{W}}} - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \cdot \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \quad (\text{III. 6})$$

III.2.2 DISPERSION DANS LA LIGNE MICRORUBAN

D'une façon générale, la vitesse de phase de la dispersion dans les microrubans n'est pas constante, elle dépend de la fréquence. Le constant diélectrique effectif ϵ_{eff} est donc en fonction de la fréquence. Pour tenir compte de l'effet de la dispersion la formule de ϵ_{eff} est :

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}{1 + \left(\frac{f}{f_p}\right)^2} \cdot G \quad (\text{III. 7})$$

Avec : $f_p = \frac{Z_0}{2\mu_0 h}$

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

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

La figure III-2 suivante énonce la constante diélectrique effectif ϵ_{eff} en fonction de la fréquence :

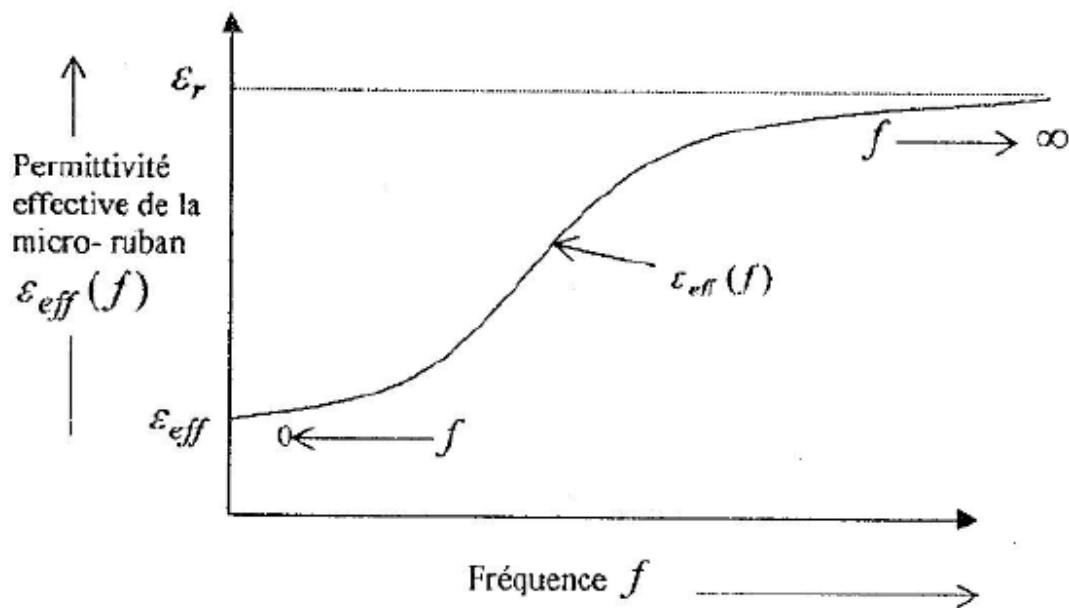


Figure III-2. Les caractéristiques fréquentielles de la permittivité effective. [18]

La figure ci-dessus prouve que ϵ_{eff} augmente avec la fréquence :

- ❖ Pour $f \ll f_p$ très petite, $\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_{eff}$
- ❖ Pour $f \rightarrow \infty$, $\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r$

L'effet de la dispersion sur l'impédance caractéristique peut être donné par :

$$Z_0(f) = \frac{377h}{W_e(\sqrt{\epsilon_{eff}(f)})} \quad (\text{III. 8})$$

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

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

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{III. 9})$$

La longueur d'onde λ est :

$$\lambda = \frac{V_p}{f} = \frac{300}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{III. 10})$$

D'où : λ en *mm* et f en *GHz*.

III.2.3 LA LIMITE EN FREQUENCE

L'utilisation des lignes microrubans est limitée par la largeur maximale et l'épaisseur maximale du substrat :

❖ L'épaisseur du substrat :

Couplage avec un mode TM (mode de surface) si la fréquence est trop élevée :

$$f_e = \frac{c}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (\text{III. 11})$$

c : la vitesse de la lumière dans le vide.

❖ La largeur du conducteur :

Couplage avec un mode TE (mode transversal) si la fréquence est trop élevée :

$$f_{CT} = \frac{c}{(2W - 0.8h)\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{III. 12})$$

Comme on le sait qu'il n'existe pas de mode de propagation pur (la totalité de l'énergie de l'onde se propage dans un seul mode), parce que les lignes microrubans opèrent dans un mode quasi-statique. Si on respecte les contraintes précédentes, on peut s'assurer d'avoir la quasi-totalité de l'énergie dans un mode dominant.

III.2.4 CORRECTION DES DISCONTINUITES RENCONTREES DANS LA REALISATION DES MICRORUBANS [19]

Les lignes de transmission comportent généralement des discontinuités. Elles ne sont jamais uniformes dans les circuits.

La figure III.3 suivante montre les principales discontinuités :

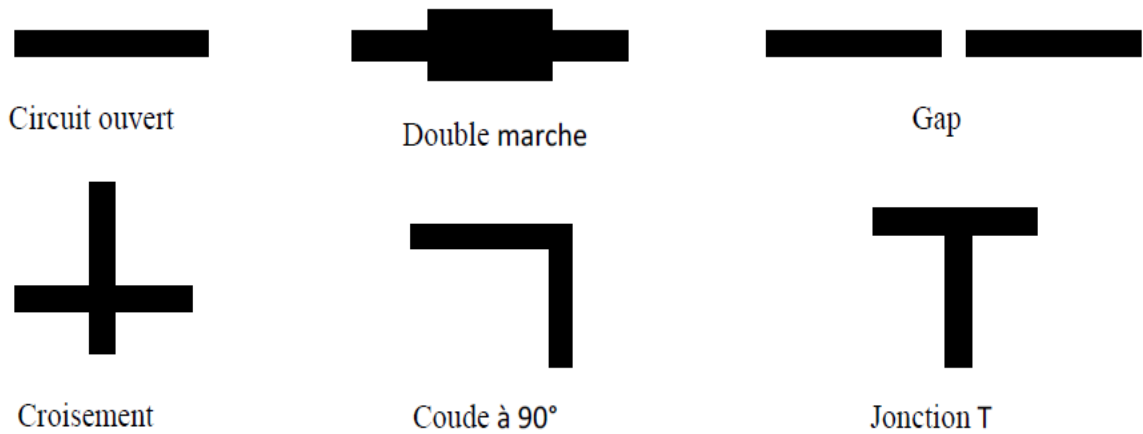


Figure III-3. Les principales discontinuités.

III.2.4.1 LE CIRCUIT OUVERT

Le circuit ouvert et son circuit électrique équivalent sont représentés dans la figure III-4.

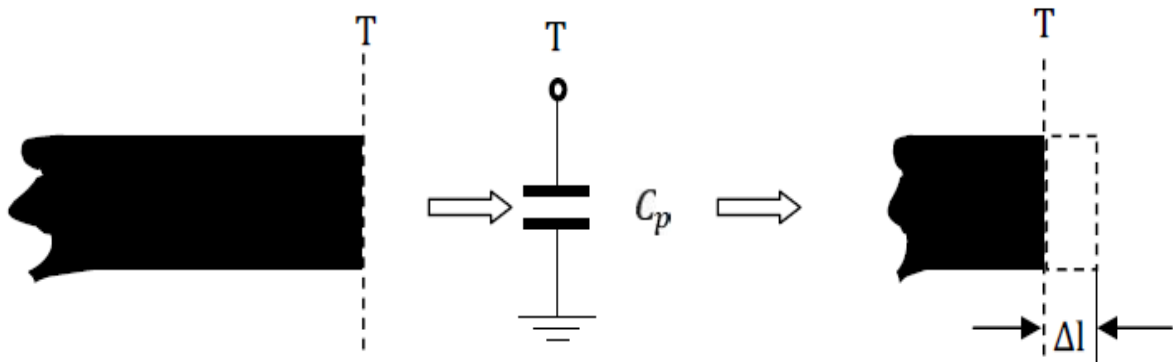


Figure III-4. Discontinuité type circuit ouvert et son schéma électrique équivalent.

$$\Delta l_0 = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) \cdot \left(\frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.8} \right) \quad (III. 13)$$

Il faut que le circuit ouvert d'une longueur Δl_0 soit minimisé pour que la discontinuité soit corrigée.

III.2.4.2 VARIATION SYMETRIQUE DE LA LARGEUR

La discontinuité de variation symétrique de la largeur et aussi dit discontinuité de type « step » et son circuit électrique équivalent est représenté par la figure III-5.

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

$$\Delta l_s = \Delta l_0 \left(1 - \frac{W_1}{W_2} \right) \quad (III. 14)$$

Avec $W=W_1$ la plus large piste.

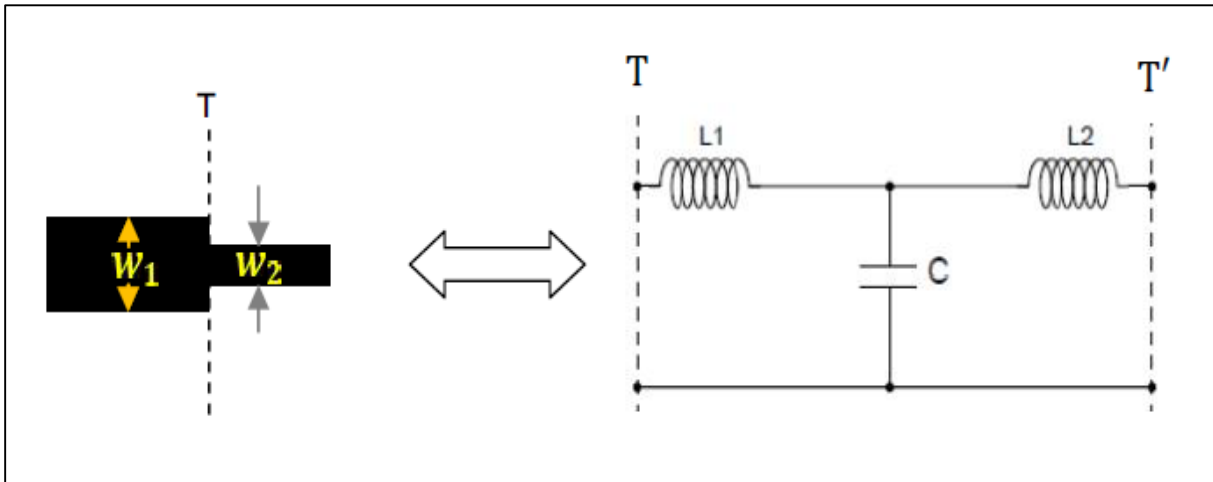


Figure III-5. La discontinuité de variation symétrique de la largeur et son circuit électrique équivalent.

III.2.4.3 LES COUDES

Le coude à angle droit et son circuit électrique équivalent est représenté dans la figure III-6.

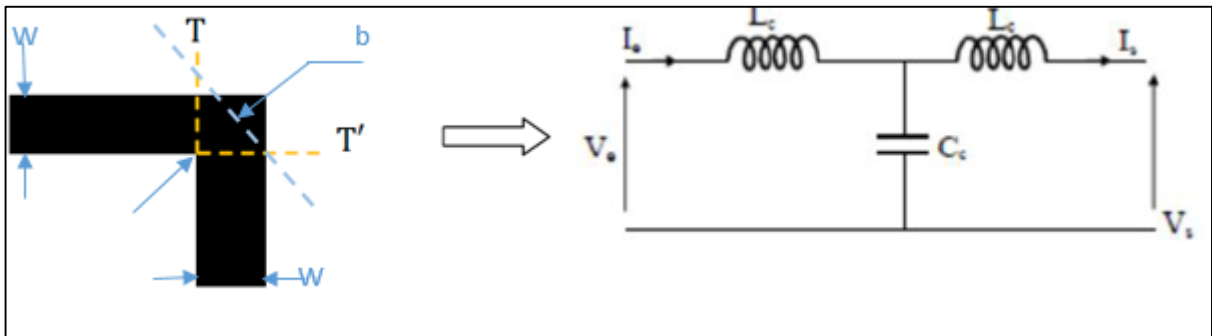


Figure III-6. Le coude à angle droit et son circuit électrique équivalent.

On corrige cette discontinuité à l'aide d'un frein avec $b \approx 0.57W$.

Il est présenté qu'un coude biseauté a un bon rendement qu'un coude arrondi.

III.2.5 INFLUENCE DU BOITIER

Mettre les dispositifs intégrés dans un boitier procure plusieurs avantages :

- ❖ Il diminue les pertes par rayonnement.
- ❖ Il protège les microcircuits contre les chocs.
- ❖ Il facilite le traitement et l'installation des dispositifs.

Et cet utilisation du boitier fait modifier la répartition des champs (flux électrique dans l'air) donc diminuer Z_0 et ϵ_{eff} :

$$Z_{0(avec\ boitier)} = Z_{0(sans\ boitier)} - \Delta Z_{01} \quad ,\text{ pour } \frac{W}{h} \leq 1 \quad \text{(III. 15)}$$

$$Z_{0(avec\ boitier)} = Z_{0(sans\ boitier)} - \Delta Z_{02} \quad ,\text{ pour } \frac{W}{h} \geq 1 \quad \text{(III. 16)}$$

$$\Delta Z_{01} = 270 \left\{ 1 - \tanh \left(0.28 + 1.2 \sqrt{\frac{h'}{h}} \right) \right\} \quad (\text{III. 17})$$

$$\Delta Z_{02} = \Delta Z_{01} \left\{ 1 - \tanh \left(1 + \frac{0.48 \sqrt{\left(\frac{W}{h}\right) - 1}}{(1 + h'/h)^2} \right) \right\} \quad (\text{III. 18})$$

Où h' est la hauteur du boitier.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{2} R \right) \tanh \left(0.18 + 0.237 \left(\frac{h'}{h} \right) - \frac{0.415}{\left(\frac{h'}{h} \right)^2} \right) \quad (\text{III. 19})$$

Où :

$$R = \begin{cases} \left(1 + 12 \left(\frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \left(\frac{W}{h} \right) \right)^2 \right) & \text{pour } W/h \leq 1 \\ \left(1 + 12 \left(\frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right) & \text{pour } W/h \geq 1 \end{cases} \quad (\text{III. 20})$$

« $Z_{0(\text{sans boitier})}$ est donnée par les équations »

Les dimensions du boitier influence sur la fréquence de résonance f_R , où cette dernière translate vers les basses fréquences avec l'augmentation des dimensions du boitier :

$$f_R = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a} \right)^2 + \left(\frac{n}{b} \right)^2 + \left(\frac{l}{h} \right)^2} \quad (\text{III. 21})$$

m, n, l : entiers.

a, b, h' : dimensions du boitier.

c : vitesse de la lumière dans le vide.

III.2.6 COMPORTEMENT DU MICRORUBAN COMME UNE INDUCTANCE ET COMME CAPACITANCE

Dans les lignes microrubans à épaisseur constante, on distingue deux comportements :

- ❖ Ligne faible impédance caractéristique aura un comportement plutôt capacitif.
- ❖ Ligne à impédance caractéristique élevée aura un comportement plutôt inductif.

On peut alors réaliser des condensateurs et des inductances à l'aide des tronçons des microrubans. On obtient la valeur de l'inductance L et de la capacité C équivalente à un tronçon microruban à partir de l'équation des lignes de transmission :

$$Z_0 = v_p L = \frac{1}{v_p C} \quad (\text{III. 22})$$

v_p : vitesse de phase.

On en déduit les relations donnant l'inductance et la capacité équivalente à un tronçon de ligne de longueur l :

$$L = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} l \quad (\text{III. 23})$$

$$C = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{Z_0 c} l \quad (\text{III. 24})$$

→ Ces formules sont valable pour des petites longueurs ($l < \frac{\lambda_g}{8}$) à cause des effets d'extrémité de la ligne.

III.3 PARAMETRES S

III.3.1 DEFINITION DES PARAMETRES S

Les paramètres S sont utilisés dans les équipements hyperfréquences, électriques ou électroniques pour décrire le comportement électrique d'une grille linéaire en fonction du signal d'entrée. Les paramètres S se réfèrent aux ondes incidentes avec des ondes réfléchies par les ports d'équipement comme le montre la figure III.7. Pour certains composants ou circuits, les paramètres S peuvent être calculés avec techniques analytiques pour l'analyse de réseau ou mesurées avec un analyseur de réseau vecteur.

L'équipement micro-ondes est calqué sur un groupe de "ports". Chaque port correspond à la ligne de transmission ou à la ligne de transmission équivalente du mode de propagation du guide d'ondes.

Ces paramètres S peuvent être placés sous forme matricielle. Par exemple, pour un appareil micro-ondes avec N ports:

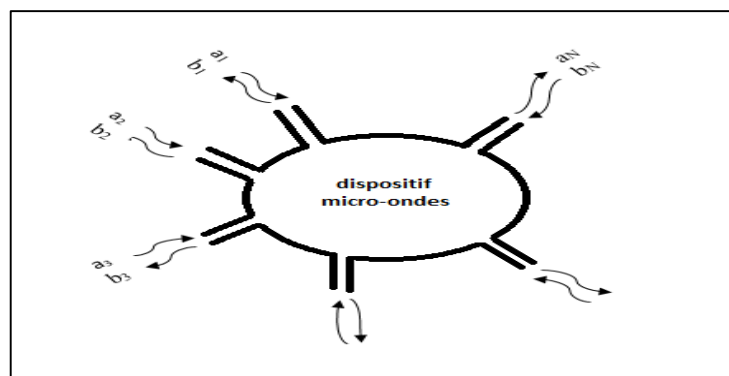


Figure III-7. Schématisation d'un dispositif à N port.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix} \quad (\text{III. 25})$$

Les éléments spécifiques de la matrice S peuvent être déterminés de la manière suivante:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0 \text{ pour } k \neq j} \quad (\text{III. 26})$$

C'est-à-dire qu'un élément S_{ij} de la matrice est déterminé en introduisant une onde incidente a_j sur le port "j" et en mesurant l'onde transmise b_i sur le port "i". Toutes les autres ondes incidentes sont nulles et tous les ports doivent être terminés avec une charge appropriée pour éviter les réflexions.

Les paramètres a_i et b_i représentent des tensions incidentes et réfléchies normalisées complexes, parfois également appelées ondes de puissance. Ils peuvent être exprimés en fonction de la tension et du courant mesurés sur le i-ème port par les relations suivantes:

$$a_i = \frac{V_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{|R(Z_0)|}} \quad (\text{III. 27})$$

et

$$b_i = \frac{V_i - Z_0^* I_i}{2\sqrt{|R(Z_0)|}} \quad (\text{III. 28})$$

Il est généralement admis que l'impédance de référence est la même pour tous les ports réseau (l'impédance caractéristique Z_0 , qui est positive et réelle).

III.3.2 SIGNIFICATION PHYSIQUE DES PARAMETRES S

- ❖ S_{ii} correspond au coefficient de réflexion mesuré sur le port i lorsque tous les autres ports se terminent par une charge appropriée.
- ❖ S_{ij} correspond au coefficient de transmission entre le port i et le port j lorsque tous les autres ports se terminent par une charge appropriée.

III.3.3 APPLICATION DES PARAMETRES S SUR LES QUADRIPOLES

L'utilisation la plus fréquente des paramètres S est liée aux quadripôles, tels que les amplificateurs comme le montre la figure III.8. Dans ce cas, la relation entre l'onde incidente, l'onde réfléchie et l'onde transmise est décrite par la relation suivante (N=2):

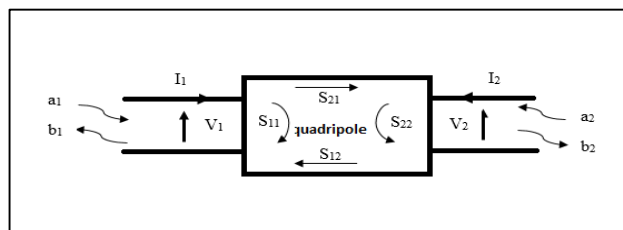


Figure III-8. Schématisation d'un quadripôle.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III. 29})$$

III.3.3.1 SIGNIFICATION PHYSIQUE DES PARAMETRES S

$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$: coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée.

$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$: coefficient de transmission « gain » inverse lorsque l'entrée est adaptée.

$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$: coefficient de transmission « gain » direct lorsque la sortie est adaptée.

$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$: coefficient de réflexion à la sortie lorsque l'entrée est adaptée.

III.4 CONCLUSION

Ce chapitre passe brièvement en revue les principales caractéristiques de la structure microruban et des paramètres S. En concluant que les lignes microrubans ou lignes imprimés sur substrat sont utilisées jusqu'à des fréquences de l'ordre de 10 GHz. Au-delà, les pertes dans le diélectrique deviennent excessives et nous préférons utiliser un guide d'onde.

Dans le chapitre suivant, nous allons formuler les étapes de conception du mélangeur à deux transistors.

CHAPITRE IV :

**CONCEPTION ET SIMULATION DU MELANGEUR A
DEUX TRANSISTOR**

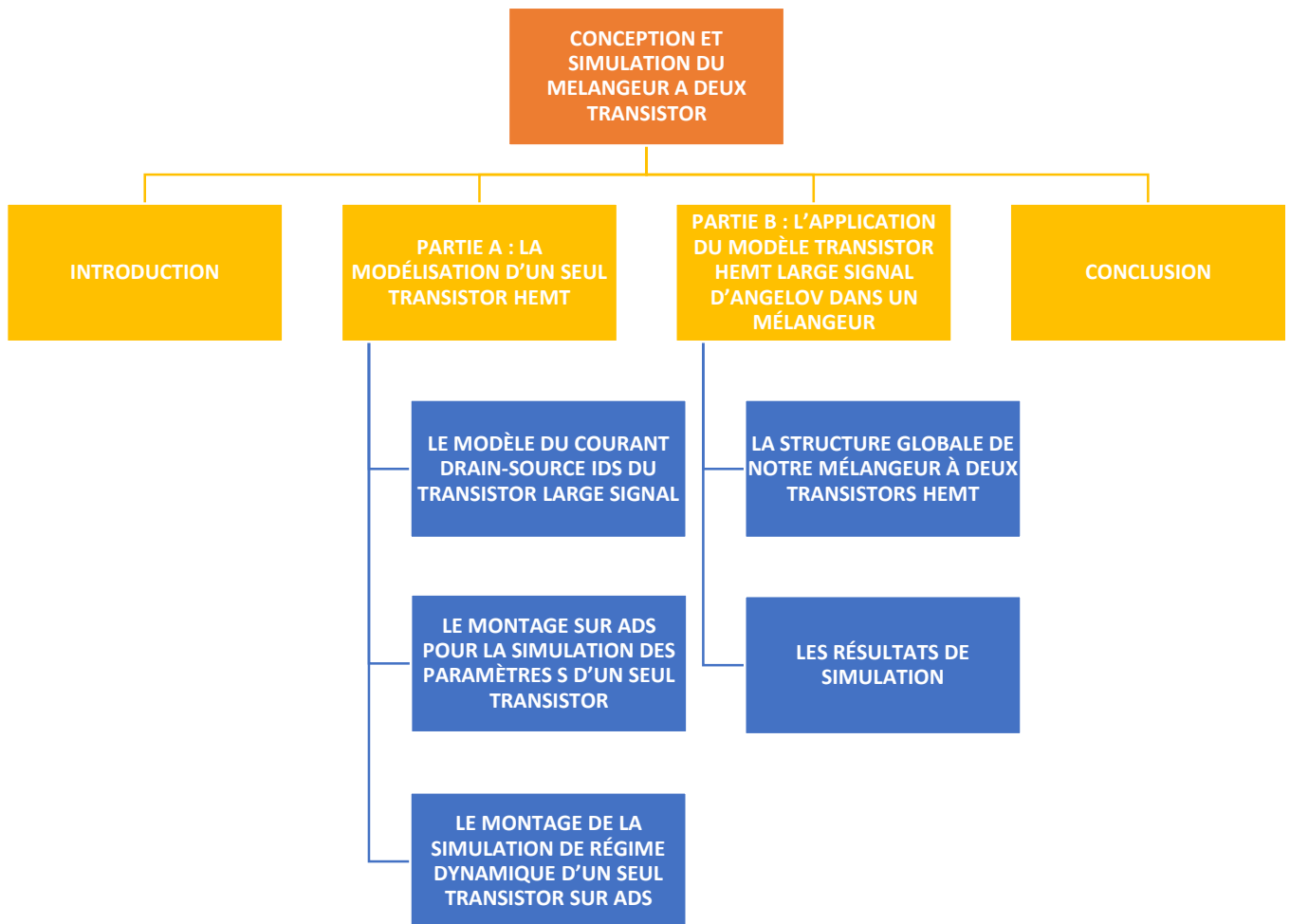


Figure IV-0. DIAGRAMME POUR LA CONCEPTION ET SIMULATION D'UN MELANGEUR A DEUX TRANSISTOR A L'AIDE DU TRANSISTOR ANGELOV.

IV.1 INTRODUCTION

L'optimisation des performances de puissance fournies par le mélangeur dans le système de télécommunication est un enjeu principal dans les domaines civil et militaire. Pour cette raison, l'utilisation de matériaux avec une largeur de bande interdite plus importante constitue l'axe moteur de ce développement. Dans le cadre de la recherche, nous nous intéressons aux performances des transistors HEMT en utilisant d'outils de simulation ADS "Advanced Design System".

La première partie de ce chapitre se concentrera sur les résultats de la modélisation des transistors HEMT basée sur les paramètres S du large-signal statique. Pour une tension drain-source $V_{ds}=30$ V.

Dans la deuxième partie, nous appliquerons ces paramètres optimisés du transistor HEMT d'ANGELOV à la conception du mélangeur.

IV.2 PARTIE A : LA MODELISATION D'UN SEUL TRANSISTOR HEMT

IV.2.1 LE MODELE DU COURANT DRAIN-SOURCE I_{DS} DU TRANSISTOR LARGE SIGNAL [20]

La figure IV-1 montre le modèle de simulation des I_{DS} de courant en fonction de la tension drain-source V_{ds} , exprimée par la formule d'Angelov de notre expérience de transistor HEMT

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

Ou :

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 et V_{gs} centré sur V_{pk} est exprimée par :

$$\psi_p = P1(V_{gs} - V_{pk}) + P2(V_{gs} - V_{pk})^2 + P3(V_{gs} - V_{pk})^3 \dots \quad (\text{IV. 2})$$

Avec : $V_{pk} = V_{pk0} + y \cdot V_{gs}$

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

Le régime impulsionnel pour les valeurs de $V_{ds} = 0$ V et $V_{gs} = 0$ V

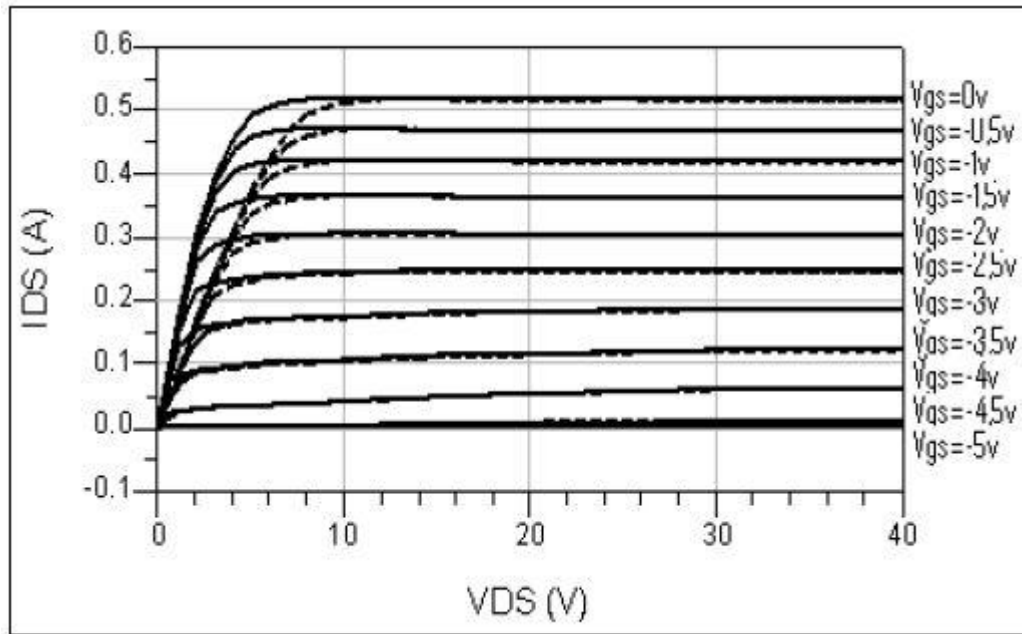


Figure IV-1. La courbe de I_{ds} (V_{ds}) mesurée d'un transistor large signal (ligne noire), et du modèle Angelov simulé (pointillé) $V_{ds}=0V$, $V_{gs}=0V$.

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

Pour que nous puissions utiliser notre transistor HEMT dans la conception de notre montage en hyperfréquence, nous implémentons les paramètres indiqués sur le tableau (IV-1) en utilisant le logiciel ADS. La figure IV-2 montre les valeurs extraites des paramètres optimisés du modèles d'Angelov à $V_{gs} = -3.5V$ et $V_{ds}=30V$. (a) courant de drain I_{ds} , (b) les éléments extrinsèques du transistor, (c) les paramètres optimisés du condensateur non-linéaire C_{gs} du transistor, (d) paramètres optimisés du condensateur non-linéaire C_{gd} .

Tableau IV-1. Les valeurs extraites des paramètres optimisés du Modèle Angelov.

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

(a)

R_g (Ω)	R_d (Ω)	R_s (Ω)	L_g (nH)	L_d (nH)	L_s (nH)	C_{pga} (pF)	C_{pgi} (pF)	C_{pda} (pF)	C_{pdi} (pF)	C_{gda} (pF)	C_{gdi} (pF)
5.611	3.401	2.3733	0.0520	0.0480	0.002	0.020008	0.10627	0.016743	0.084639	0.0022	0.0085

(b)

C _{gs_{pi}} (pF)	C _{gs0} (pF)	P ₁₀	P ₁₁	P ₁₁₁	P ₂₀	P ₂₁
-1.5638	1.2094	0.098224	0.35761	0.043191	0.10116	0.13063

(c)

C _{gd_{pi}}	C _{gd0} (pH)	P ₃₀	P ₃₁	P ₄₀	P ₄₁	P ₁₁₁
0.13	0.0195	0.0967	0.1981	0.1000	0.1000	0.04319

(d)

❖ Figure IV-2 illustre le modèle d'Angelov sur ADS.



Angelov_Model
ANGELOVM1
 Idsmod= B1= P30=0.0967 Ld=0.048025 nH Tcrc= Tmn=
 Igmod= B2= P31=0.1981 Ls=0.0025894 nH Tccrf= Klf=
 Capmod= Lsb0= P40=0.10000 Tau= Tnom= Fgr=
 Ipk0=0.39 A Vtr= P41=0.1000 Rcmin= Selft= Np=
 Vpks=-0.96 V Vsb2= P111=0.04319 Rc= Noimod= Lw=
 Dvpks= Cds= Ij= Crf= NoiseR= AllParams=
 P1=0.20 Cgs_{pi}=-1.5638 pF Pg= Rcin= NoiseP=
 P2=0.061 Cgs0=1.2094 pF Ne= Crfin= NoiseC=
 P3=0.051 Cgd_{pi}=0.13 pF Vjg= Rth= Fnc=
 Alphas=0.25 Cgd0=0.0195 pH Rg=5.6112 Ohm Cth= Kf=
 Alphas= Cgdpe= Rd=3.4016 Ohm Tcipk0= Af=
 Vkn= P10=0.098224 Rs=2.3733 Ohm Tc1= Ffe=
 Lambda=0.00001 P11=0.35761 Ri= Tccgs0= Tg=
 Lambda1= P20=0.10116 Rgd= Tccgd0= Td=
 Lvg= P21=0.13063 Lg=0.052025 nH Tclsb0= Td1=

Figure IV-2. Le transistor d'Angelov sur ADS avec implémentation des paramètres optimisés à : $V_{gs} = -3.5V$ et $V_{ds} = 30V$.

IV.2.2 LE MONTAGE SUR ADS POUR LA SIMULATION DES PARAMETRES S D'UN SEUL TRANSISTOR

Nous avons fait la conception électrique pour faire la simulation des paramètres S comme le montre la figure IV-3

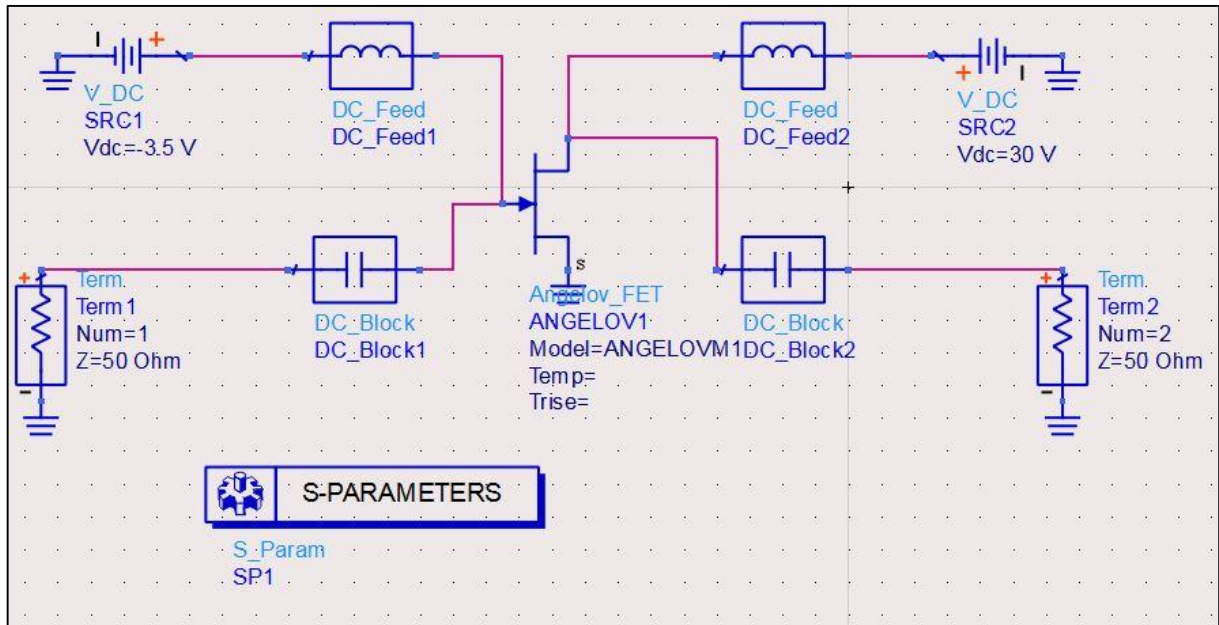


Figure IV-3. Montage du transistor d'Angelov pour simuler les paramètres [S] : $V_{gs} = -3.5V$ et $V_{ds} = 30V$.

La figure IV-4 montre que les paramètres S de transistor Angelov en fonction de fréquence sont centrés bien adaptés.

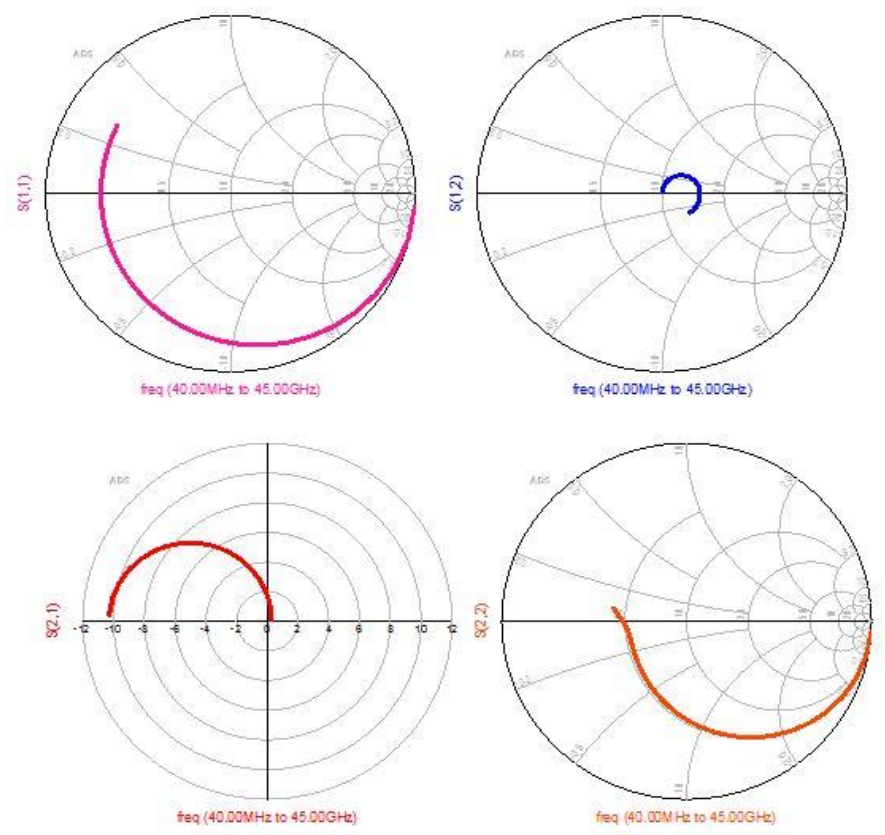


Figure IV-4. Les paramètres-S d'un seul transistor en fonction de fréquence de 40MHz à 45GHz à $V_{gs} = -3.5V$ et $V_{ds} = 30V$.

IV.2.3 LE MONTAGE DE LA SIMULATION DE REGIME DYNAMIQUE D'UN SEUL TRANSISTOR SUR ADS

La figure IV-5 montre le montage de la simulation de régime dynamique d'un seul transistor HEMT polarisé par une tension drain-source $V_{ds}=30V$ et une tension grille source $V_{gs}=-3.5V$.

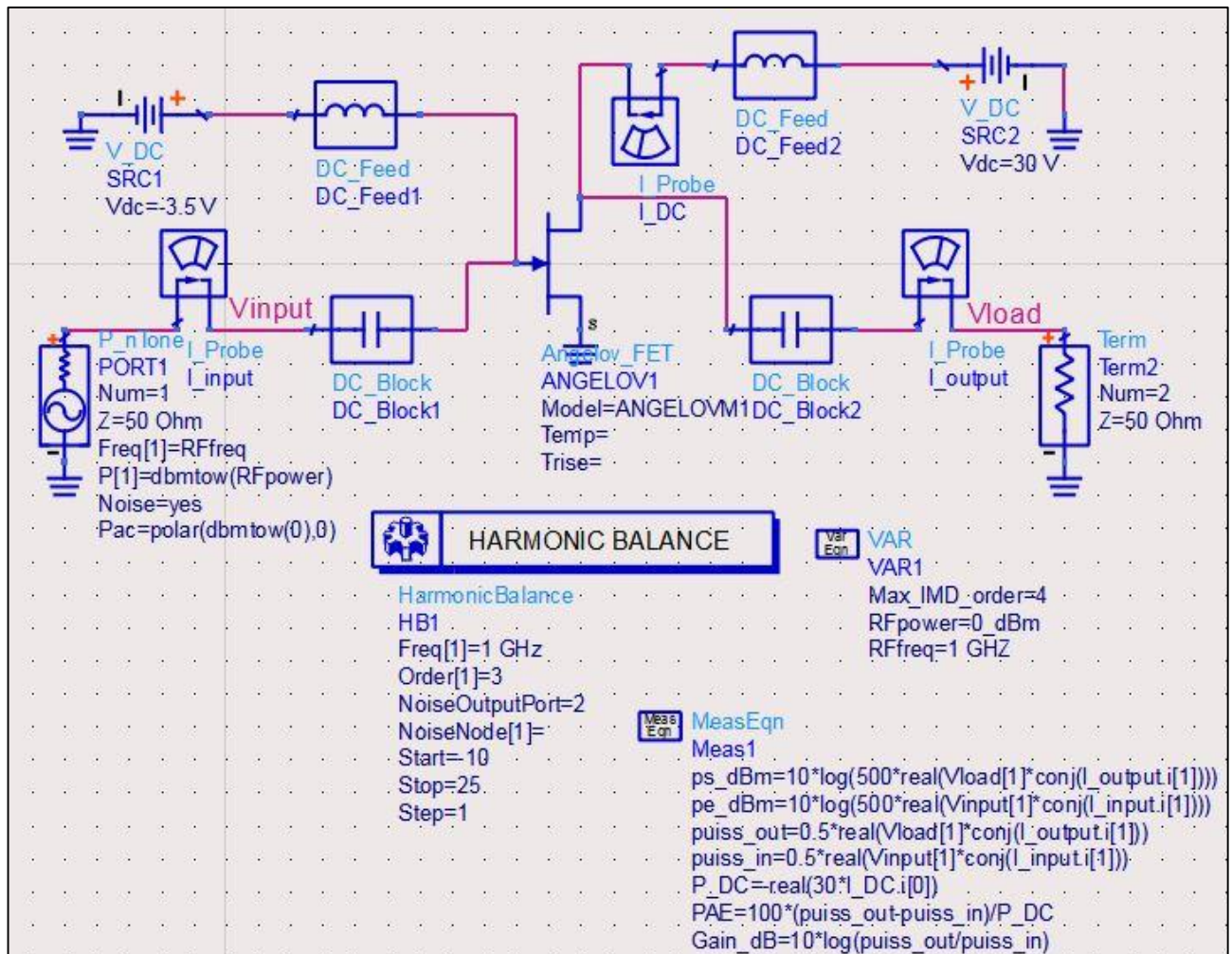


Figure IV-5. Le montage de la simulation en régime dynamique d'un seul transistor d'Angelov : $V_{gs} = -3.5v$ et $V_{ds}=30v$.

- ❖ La figure IV-6 illustre la puissance de sortie en (dBm), le gain en puissance en (dB) et le rendement PAE en (%) pour un seul transistor HEMT en régime dynamique en fonction de la puissance d'entrée en (dBm) polarisé par une tension $V_{gs} = -3.5V$ et $V_{ds}=30V$ à la fréquence $f=1GHz$ pour une valeur de charge en sortie $Z_{charge}= 50\Omega$.
- ❖ Nous remarquons que pour une puissance d'entrée de 23.382 dBm la puissance de sortie P_s est maximale est égale à 36.027 dBm avec un gain égale à 12.645 dB et un rendement de 43.886%.

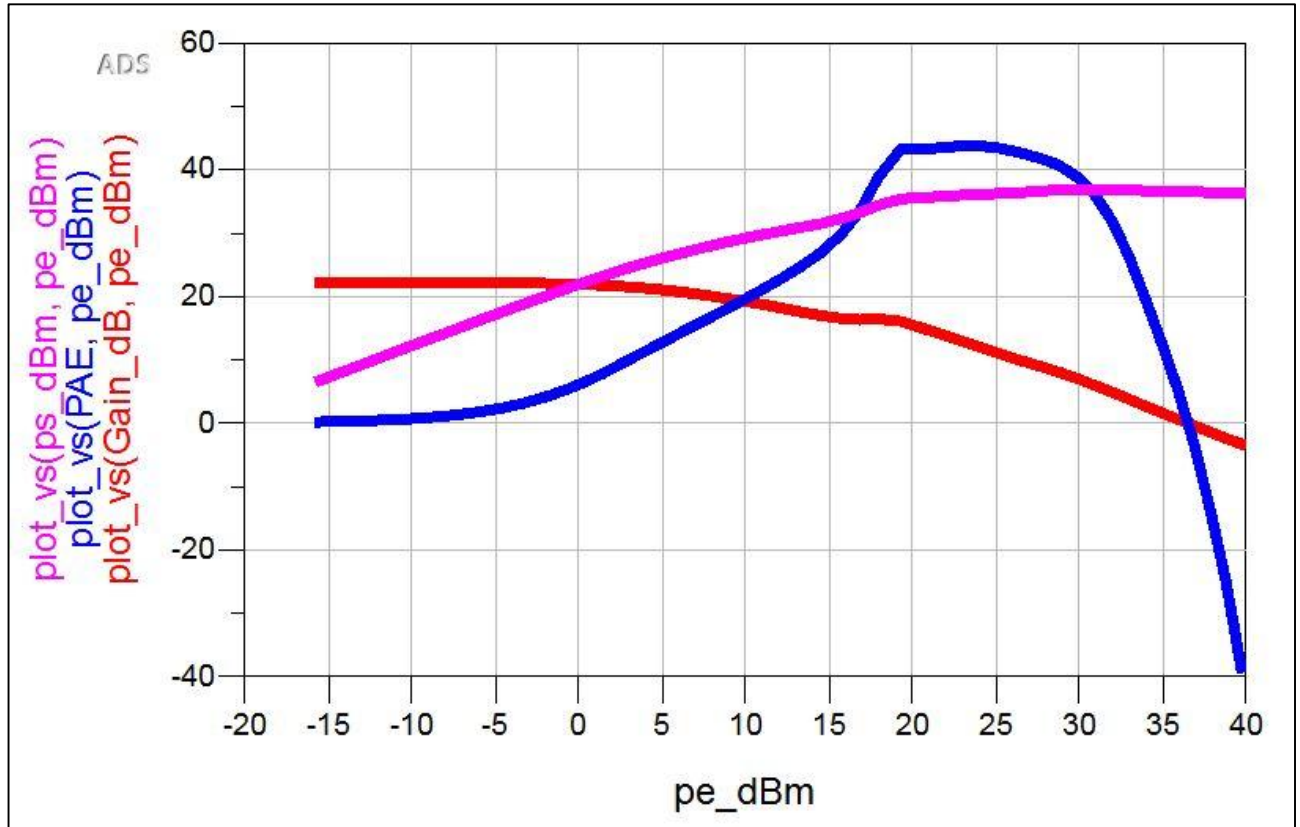


Figure IV-6. La puissance de sortie Ps (dBm), le gain en puissance (dB), et le rendement PAE en(%) : à $V_{gs} = -3.5v$ et $V_{ds} = 30v$.

1) L'étude du gain en puissance

❖ Le tableau IV-2 représente la variation du gain en puissance de transistor large signal en fonction de la puissance de sortie pour plusieurs valeurs de fréquence :

Tableau IV-2. Les valeurs du gain en puissance en (dB) et la puissance de sortie pour plusieurs valeurs de fréquence.

F= 1GHz	Ps(dBm)	7.77	15.69	22.30	26.362	29.087	31.473	35.401
	Gain(dB)	22.25	22.19	21.886	20.924	19.312	17.004	16.73
F=1.5GHz	Ps(dBm)	7.59	15.447	22.134	26.366	29.848	32.567	35.040
	Gain(dB)	18.737	18.687	18.431	17.735	15.548	13.279	13.884
F= 2GHz	Ps(dBm)	7.554	15.498	22.217	26.528	29.500	34.633	32.346
	Gain(dB)	16.241	16.139	15.946	15.336	13.934	11.489	11.402
F= 3GHz	Ps(dBm)	7.471	15.423	22.18	26.589	29.835	32.144	34.400

	Gain(dB)	12.726	12.68	12.448	11.87	10.873	9.011	8.726
F= 4GHz	Ps(dBm)	7.143	6.008	21.980	26.37	29.816	33.277	34.642
	Gain(dB)	10.236	10.182	9.984	9.438	8.628	6.738	6.866
F= 5GHz	Ps(dBm)	7.292	15.25	22.038	26.539	30.063	32.585	35.501
	Gain(dB)	8.309	8.266	8.049	7.500	6.646	5.233	4.858
F= 6GHz	Ps(dBm)	7.762	15.715	252.483	26.095	29.721	32.192	35.243
	Gain(dB)	6.738	6.690	6.449	6.015	5.299	3.962	3.789
F= 10GHz	Ps(dBm)	7.456	15.414	22.207	25.875	29.634	32.102	35.242
	Gain(dB)	2.379	2.335	2.114	1.726	1.115	0.175	0.383

❖ La figure IV-7, illustre que le gain en puissance est constant pour une puissance de sortie qui varie entre **5 et 23 dBm**.

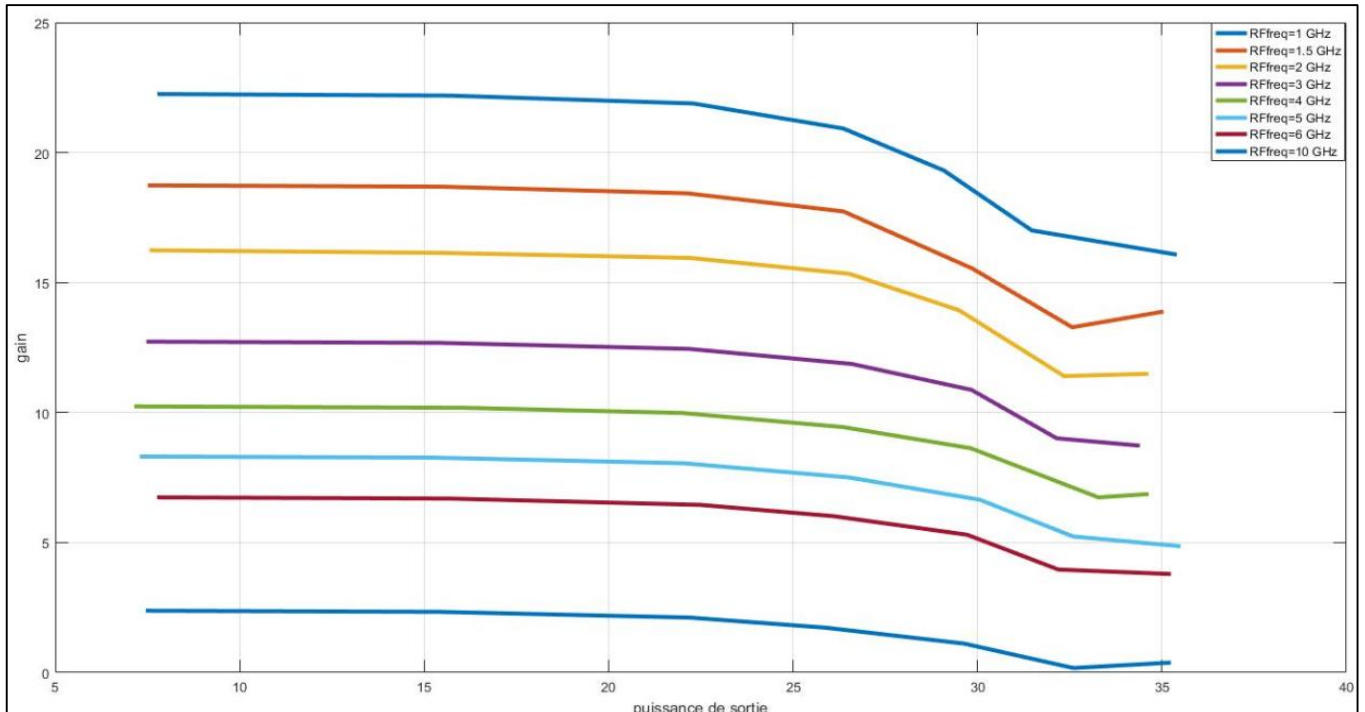


Figure IV-7. La variation du gain en puissance en fonction de la puissance de sortie pour des différentes valeurs de fréquence.

IV.3 PARTIE B : L'APPLICATION DU MODELE TRANSISTOR HEMT LARGE SIGNAL D'ANGELOV DANS UN MELANGEUR

IV.3.1 LA STRUCTURE GLOBALE DU MELANGEUR A DEUX TRANSISTORS HEMT

La structure du mélangeur conçu est illustrée à les figure IV-8 et IV-9, qui est un mélangeur à deux transistors HEMT avec et sans filtre passe-bande. Polarisé par une tension drain-source $V_{ds}=30V$ et une tension grille source $V_{gs}=-3.5V$.

La fréquence radio RF et les fréquences de l'oscillateur local LO sont de 1.4 GHz et 1.34 GHz avec une fréquence intermédiaire égale à 60 MHz.

Remarque :

La fréquence intermédiaire représente la différence de la fréquence de l'oscillateur local FLO et la fréquence du signal radio FRF, la fréquence intermédiaire est égale à $|FLO - FRF| = |1340MHz - 1400MHz| = 60MHz$.

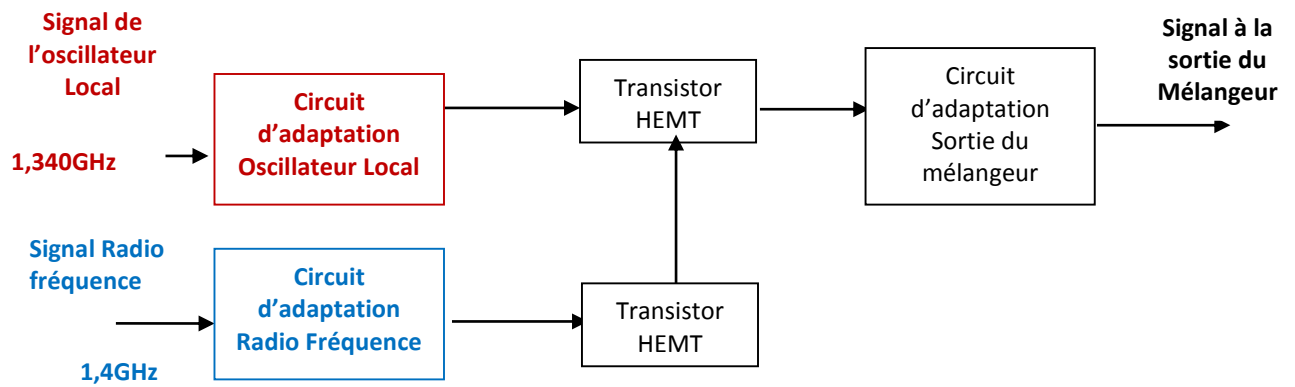


Figure IV-8. La structure globale de mélangeur à deux transistors HEMT large signal sans le filtre en sortie : $V_{ds}=30V$ et $V_{gs}=-3.5V$.

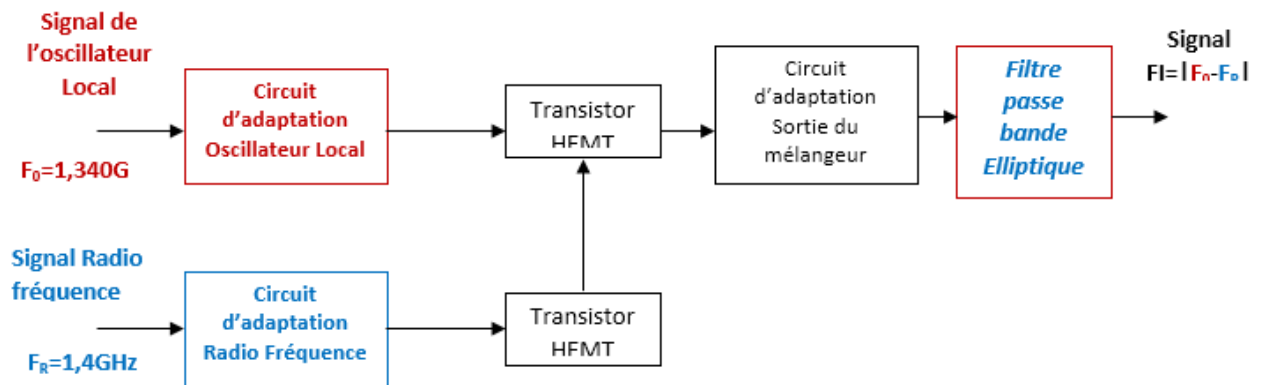


Figure IV-9. La structure globale de mélangeur à deux transistors HEMT large signal avec le filtre passe-bande en sortie : $V_{ds}=30\text{V}$ et $V_{gs}=-3.5\text{V}$.

IV.3.2 LES RESULTATS DE LA SIMULATION

PARTIE 01 : MONTAGE SANS FILTRE

- ❖ La figure IV-10 illustre la forme du signal en fonction du temps, qui représente le mélange des deux signaux LO et RF.

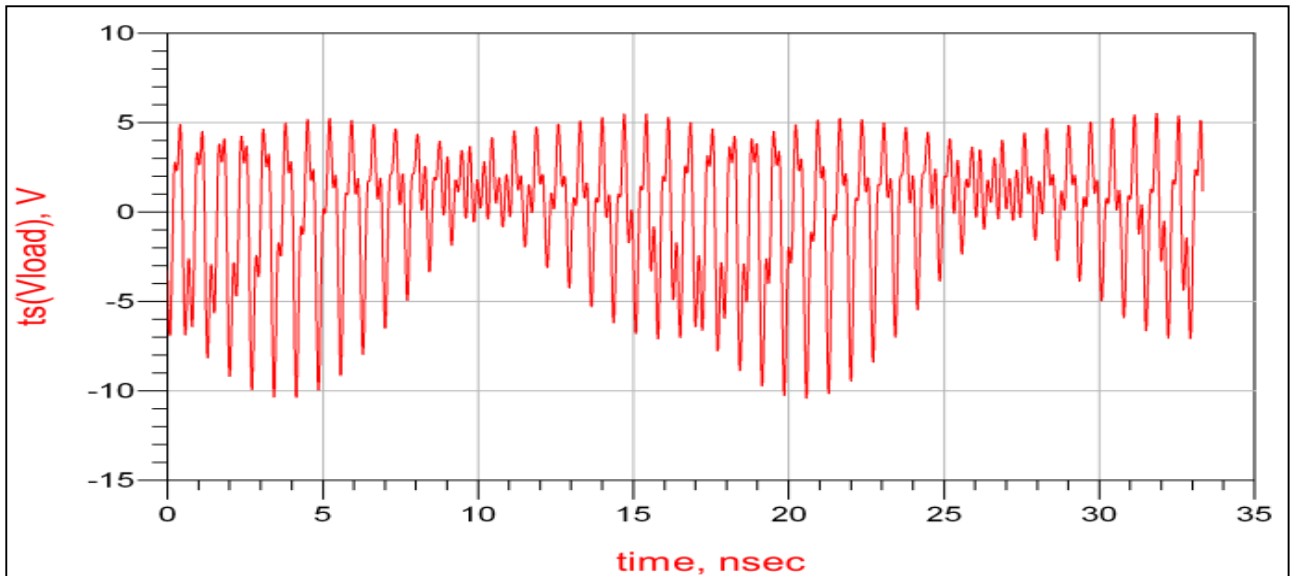


Figure IV-10. La variation du signal de sortie en fonction du temps du mélangeur sans le filtre à la sortie.

- ❖ La figure IV-11 illustre le spectre du signal. Il est composé avec les fréquences fondamentales F_{LO} et de F_{RF} , plus leurs Harmoniques $2F_{RF}$, $3F_{RF}$, et $2LO$, $3LO$.

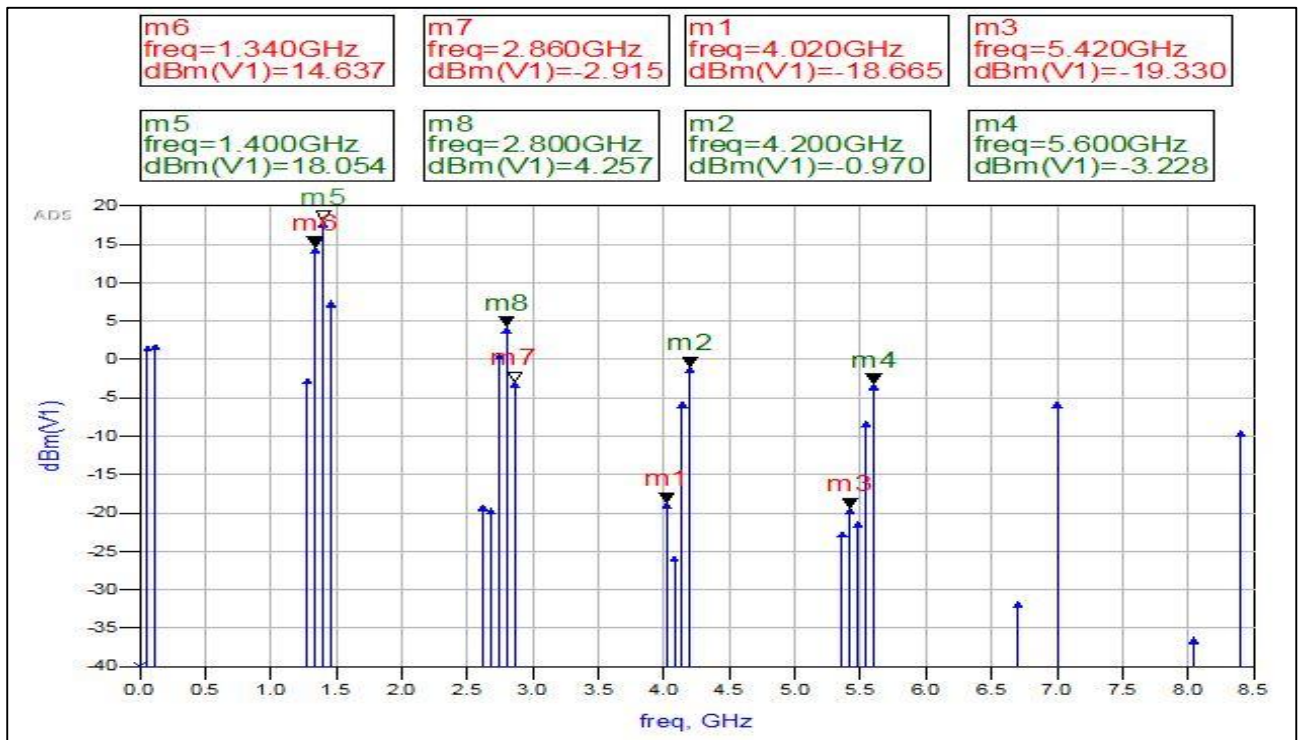


Figure IV-11. Le spectre du signal de sortie du mélangeur sans le filtre.

- ❖ Sur le signal de sortie, nous constatons alors la présence de composants de signaux à la fréquence fondamentale, d'harmoniques $p \cdot F_{RF}$ ou $q \cdot F_{LO}$ et de produits d'intermodulation $n \cdot f_1 + m \cdot f_2$, (m , n et p et q étant des entiers naturels).

$F1=1 \cdot F_{RF}=1.4\text{GHz} \rightarrow V1=18.054 \text{ dBm}$	$F5=1 \cdot F_{LO}=1.34 \text{ GHz} \rightarrow V5=14.637 \text{ dBm}$
$F2=2 \cdot F_{RF}=2.8\text{GHz} \rightarrow V2=4.257 \text{ dBm}$	$F6=2 \cdot F_{LO}=2.38 \text{ GHz} \rightarrow V6=-19.356 \text{ dBm}$
$F3=3 \cdot F_{RF}=4.2\text{GHz} \rightarrow V3=-0.970 \text{ dBm}$	$F7=3 \cdot F_{LO}=4.02 \text{ GHz} \rightarrow V7=-18.665 \text{ dBm}$
$F4=4 \cdot F_{RF}=5.6\text{GHz} \rightarrow V4=-3.228 \text{ dBm}$	$F8=4 \cdot F_{LO}=5.36\text{GHz} \rightarrow V8=-22.346 \text{ dBm}$

PARTIE 02 : MONTAGE AVEC FILTRE PASSE-BANDE

- ❖ Dans cette partie, nous plaçons un filtre passe bande à la fin du mélangeur centré 60MHz.

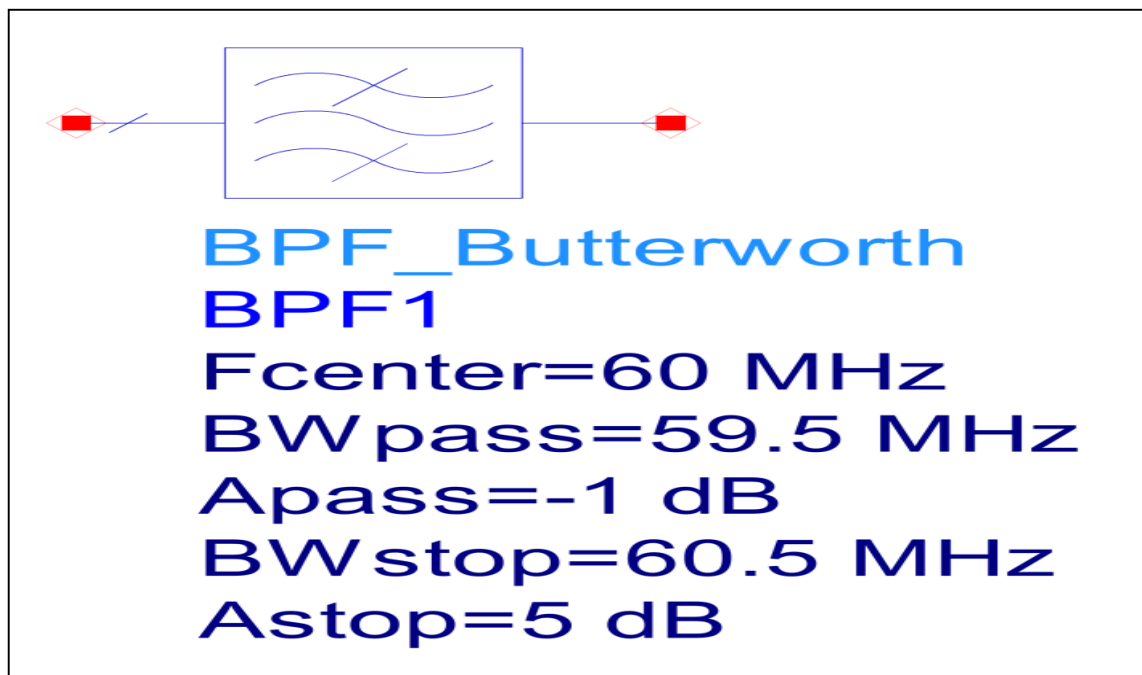


Figure IV-12. Le filtre passe-bande « butterworth ».

La figure IV-13 montre que la forme du signal en sortie est un signal sinusoïdal à 60MHz d'amplitude égale à 0.38V (389 mV).

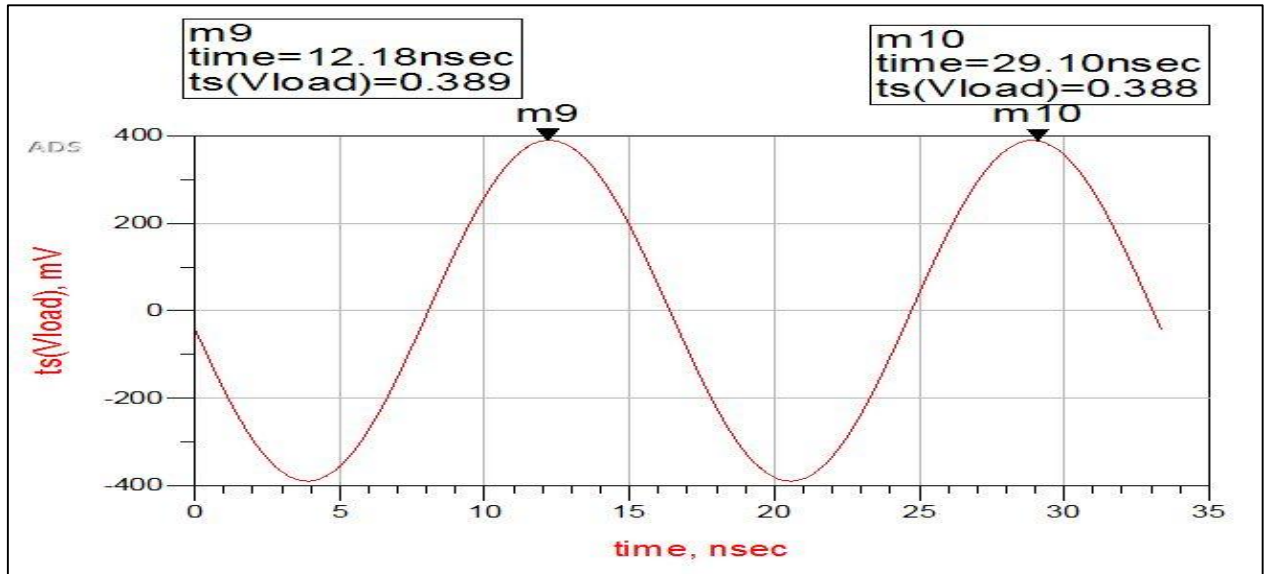


Figure IV-13. Signal de sortie en fonction du temps avec filtre passe-bande à la sortie du mélangeur.

❖ Calcul de la fréquence intermédiaire :

$$FI = 1 / (ts_2 - ts_1) = 1 / ((28.97 - 12.25) * 10^{-9})$$

$$FI = 59.9 \text{ MHz} = 60 \text{ MHz}$$

❖ La figure IV-14 illustre le spectre de du signal sortie qui représente seulement la fréquence intermédiaire égale à 60MHz (1.802dBm).

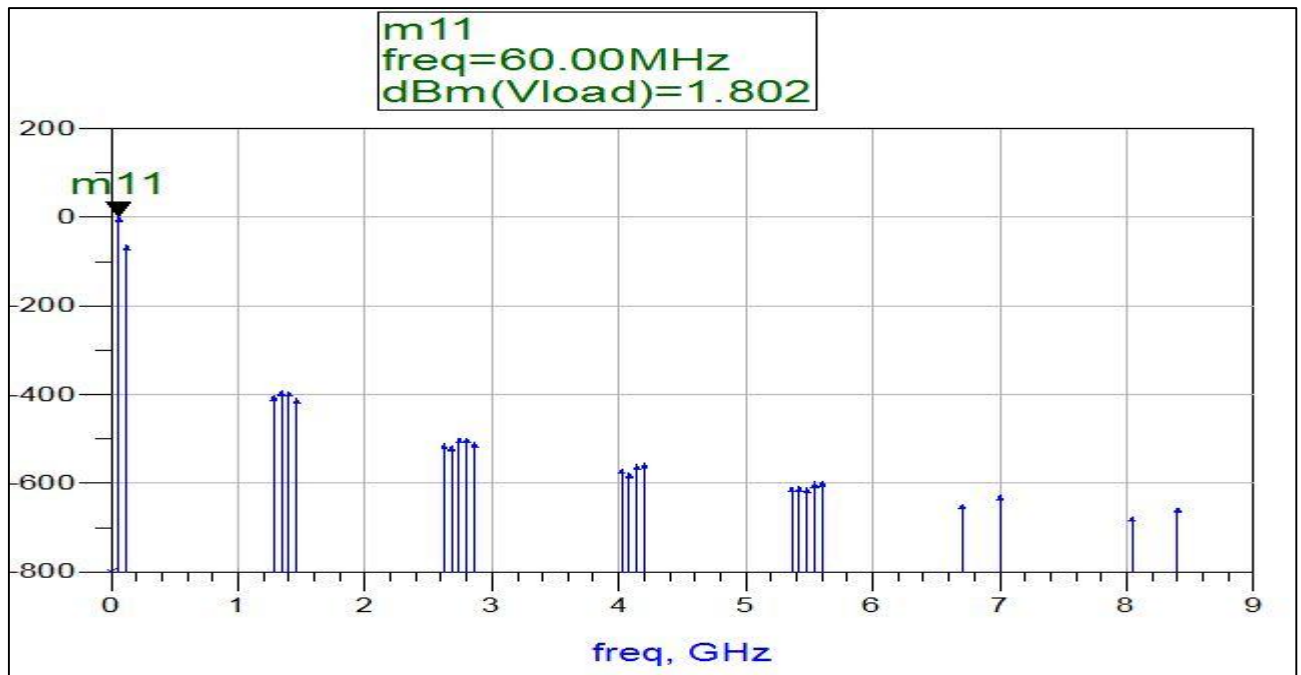


Figure IV-14. Le spectre du signal de sortie du mélangeur avec filtre passe-bande.

- ❖ Un filtre passe-bande permet le passage d'une plage de fréquences RF. Cette plage est connue comme la bande passante du filtre.
- ❖ Nous remarquons bien que le filtre centré sur 60MHz est placé à la sortie du mélangeur. Ce dernier élimine les fréquences indésirables de façon à éviter que des signaux éventuels de forte amplitude ne saturent le mélangeur. Il nous reste seulement la fréquence intermédiaire FI de 60MHz.

IV.4 CONCLUSION

Les résultats obtenus des paramètres optimisés des équations large signal pour le modèle d'Angelov présentent des performances très admissibles dans une large bande de fréquences.

Par la suite, le modèle a été utilisé pour concevoir un mélangeur avec deux transistors HEMT d'Angelov sans et avec filtre passe-bande, et ses paramètres ont été optimisés à la tension drain-source $V_{ds} = 30v$ (les paramètres ou la puissance de sortie du transistor d'Angelov est maximale)

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le rapport a identifié les différents flux de composants utilisés dans l'amplification à l'état solide, en particulier le HEMT en nitrure de gallium. Leur hauteur de bande interdite est très importante, ce qui leur apportera naturellement une densité de courant et une tension de claquage élevées, ce qui est actuellement le plus important.

Dans un premier temps, nous avons vu les propriétés physiques et électriques du GaN à travers les caractéristiques d'autres semi-conducteurs afin de souligner l'applicabilité de ce matériau dans les applications de puissance micro-ondes.

Ensuite, nous avons présenté le mélangeur, son principe général, les principales caractéristiques et les différents types de mélangeurs. Avec une brève étude sur les microrubans et la possibilité de son utilisation pour notre étude qui nous a menées à conclure que le microruban est le meilleur choix.

Une analyse en large signal pour une valeur de tension drain-source de 30V sur la sensibilité des éléments extrinsèques et intrinsèques a été réalisée en marge de cette modélisation. Toute cette démarche était indispensable pour arriver à une compréhension globale du fonctionnement de ce transistor HEMT et à une modélisation de bonne qualité.

Enfin, nous avons présenté les différents résultats simulés de la conception et la simulation de mélangeur à deux transistors HEMT pour confirmer la faisabilité de cette conception.

Nous concluons que notre rapport a approuvé cette réalisation destinée à démontrer l'efficacité du transistor HEMT pour des applications hyperfréquences nécessitant des tensions et des puissances élevées.

Nous souhaiterons que le signal de sortie de 60MHz soit converti en un signal numérique et qui sera traité par des logiciels adéquats.

BIBIOGRAPHIE

BIBIOGRAPHIE

- [01]: **Dr.AH.SOUICI**, « Cours : Physique des semi-conducteurs, Université de Béjaia, 2013-2014. ».
- [02]: **S. DE MEYER**, « Étude d'une filière de composants HEMT sur technologie nitrure de gallium. Conception d'une architecture flip-chip d'amplificateur distribué de puissance à très large bande. », Thèse de doctorat n° 26-2005 soutenue le 12 Septembre 2005, université de Limoges.
- [03]: **H. BOUSBIA**, « Analyse et développement de la caractérisation en puissance, rendement et linéarité de transistors de puissance en mode impulsionnel », Thèse de doctorat n°77-2006 soutenue le 18 Décembre 2006, Université de Limoges.
- [04]: Étude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium. Conception et réalisation d'amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules cascades en montage flip-chip et technologie MMIIC, Thèse de doctorat N° : 71-2007 soutenue le 6 Décembre 2007 Université de Limoges.
- [05]: **I. Akasaki and H. Amano**, Properties of group III nitride, édité par J. Edgar, p 3, 1994.
- [06]: **L. C. Lew Yen Voon, M. Willatzen, M. Cardona, and N.E. Christensen**, Phys.Rev. B 53, 10703 (1996).
- [07]: **M. Leszczynski, T. Suski, H. Teisseyre, P. Perlin, I. Grzegory, J. Jun, and S. Porowski, J**, Appl. Phys. 76, 4909 (1994).
- [08]: **H. P. Maruska and J.J. Tietjen**, Appli. Phys. Lett. 15, 327 (1969).
- [09]: **S. Bloom, G. Harbeke, E. Meier, and I.B. Ortenburger**, Phys. Stat. Sol. (a) 66, 161 (1974).
- [10]: **Landolt-Bornstein**, Édité par O. Harbek, MadelungetRössler, Springer, Berlin, p 178, 1982.
- [11]: **K. Kim, R.L. Lambrecht, and B. Segall**, Phys, Rev. B 53, 16310 (1996).
- [12]: **P.Chevalier**, “Transistors à effet de champ à hétéro jonction sur matériaux III-V pour application hyperfréquences”, Ecole Polytechnique Universitaire de Lille, 1999.
- [13]: **TAHRAOUI SAFIA**, Modélisation d'un transistor HEMT gan large signal par la méthode d'ANGELOV, thèse de MASTER Institut d'Aéronautique et Etudes Spatiales 2016.
- [14]: **Stephanie Rennesson**, Développement de nouvelles hétérostructures HEMTs à base de nitrure de gallium pour des applications de puissance en gamme d'ondes millimétriques. Science des matériaux. Université Nice Sophia Antipolis, 2013. Français. tel-00943619v1.
- [15]: <http://denis.arnaud.free.fr/trex/report/node22.html>
- [16] : **David DUBUC**, mémoire de doctorat, Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes du CNRS, contribution à la conception de convertisseurs de fréquence. Intégration en technologie arséniure de gallium et silicium germanium, 19 Décembre 2001.

BIBLIOGRAPHIE

[17]: **HATHAT Ahmed**, Mémoire de magister, Université ZIANE ACHOUR DJELFA, Etude des techniques de conception des filtres micro-ondes, 2010-2011.

[18]: **T.C.Edward**, « conception des circuits microondes », Masson 1984, livre.

[19]: **BENCHERIF Karima**, Mémoire de magister, Université Hadj Lakhdar Batna, Caractérisation des filtres micro ruban à couplage capacitif et/ou parallèle par une formulation en ondes transverses, 2014-2015.

[20]: **J. Alberto Zamoudio, Samir Dahmani, Gunter Kompa**, « Large-signal Modeling of Large Size GaN HEMTs with a comprehensive Extrinsic elements Algorithm International journal of Micro wave and wireless Technologies», 23 Mars 2010.

ANNEXE

ANNEXE

Logiciel ADS :

1. Définition :

Advanced Design System (ADS) est un système logiciel d'automatisation de conception électronique produit par Keysight EEsof EDA, une branche de Keysight Technologies, et sa fonction est au cœur du développement des systèmes électroniques hybrides analogiques modernes à micro-ondes et numériques. Grâce à une interface compacte, il possède de nombreux modules.

Ces derniers permet de :

- ❖ fournir un environnement de conception intégré pour les concepteurs de produits électroniques RF, tels que les téléphones mobiles, téléavertisseurs, les réseaux sans fil, les communications par satellite, les systèmes radar et les liaisons de données à haut débit.
- ❖ prendre en charge toutes les étapes du processus de conception (capture schématique, mise en page, vérification des règles de conception, simulation de circuit dans le domaine fréquentiel et temporel et simulation du champ électromagnétique).
- ❖ effectuer la caractérisation et la conception entièrement optimisées sans changer d'outils.

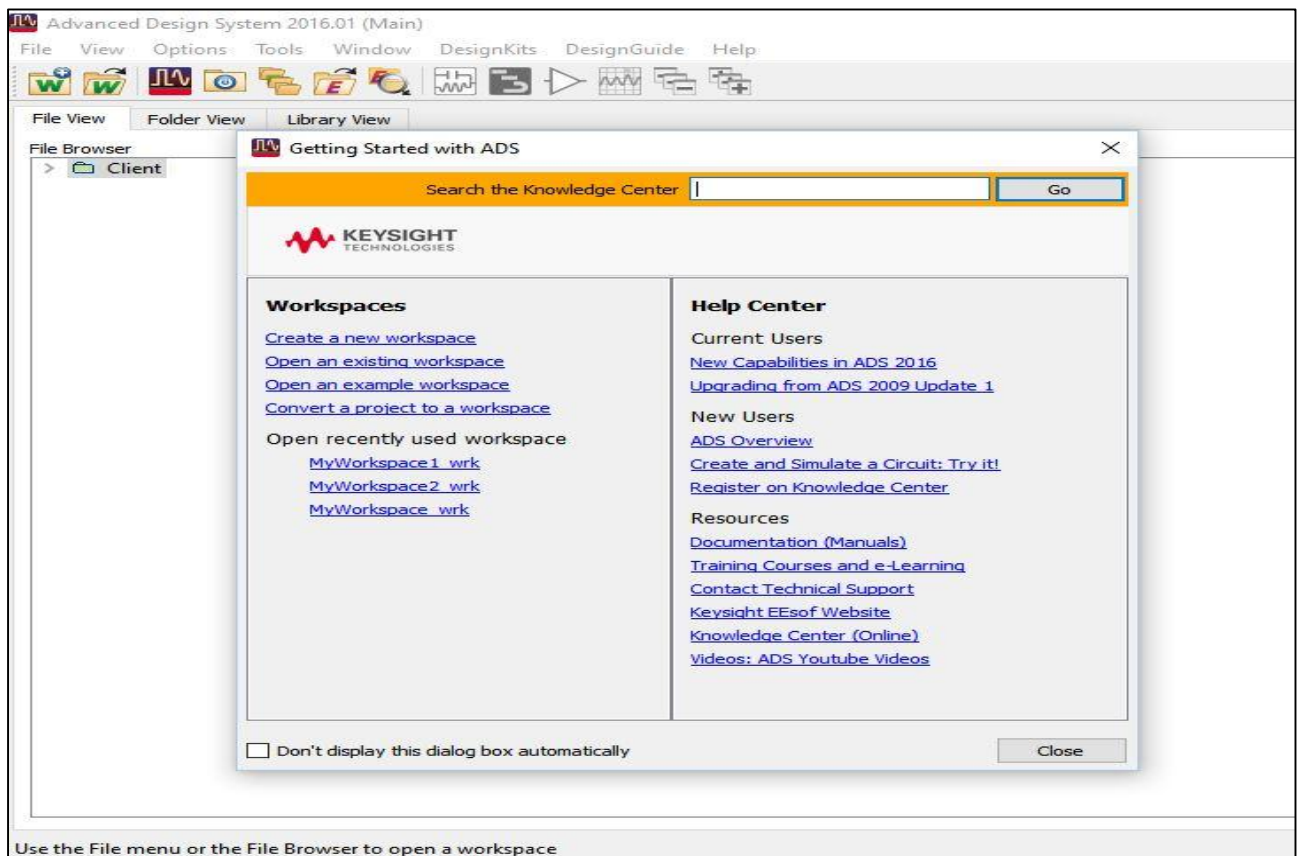


Figure 1. Écran principale d'ADS.

2. Créer un nouveau projet

- a. Pour créer un nouveau projet, sur le menu **file** choisissez **New workspace** et donner un nom et une location à ce projet.

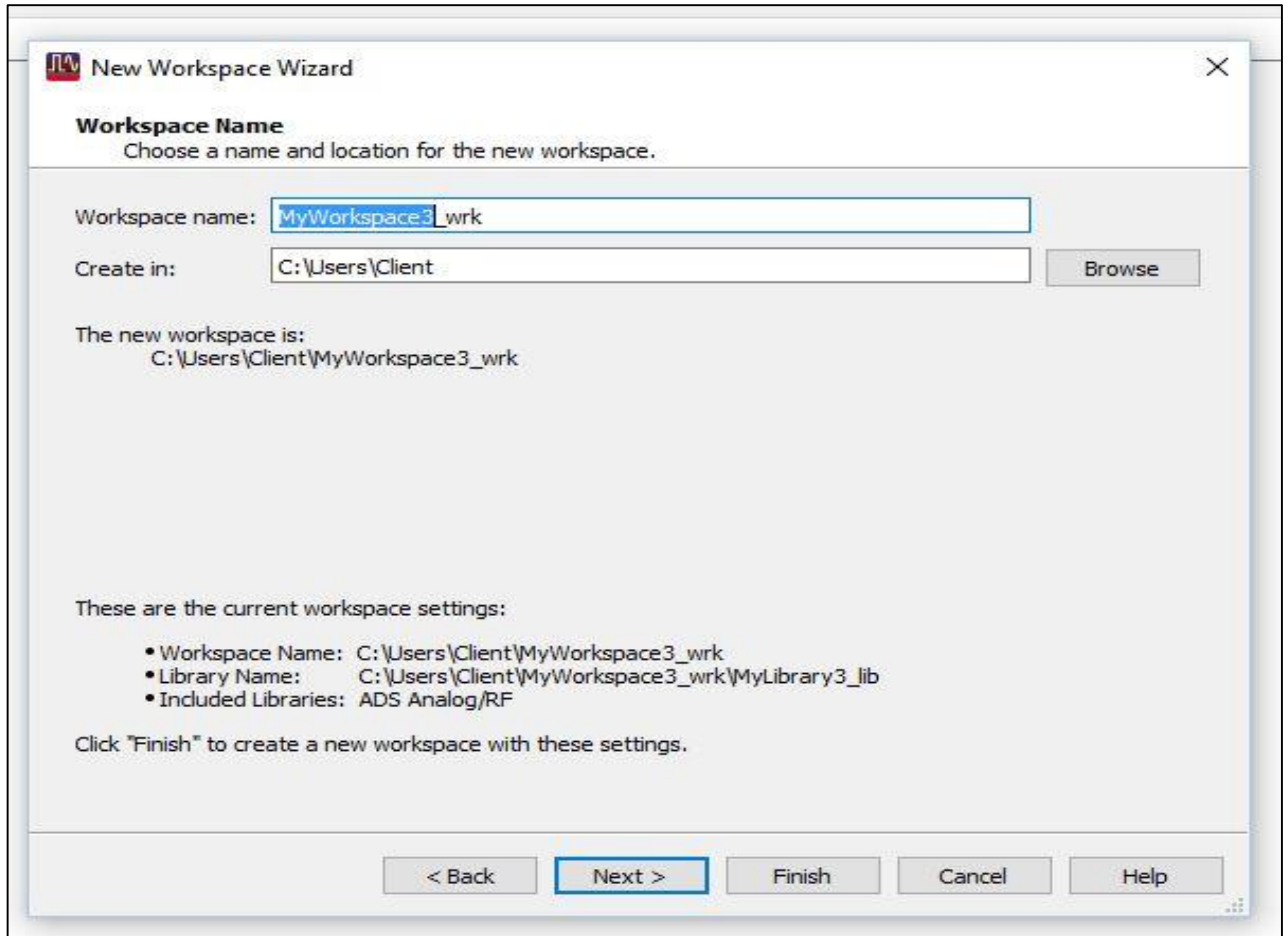


Figure 2. Interface pour créer un nouveau projet.

- b. Après vous choisissez la bibliothèque à inclure dans le projet et son nom.

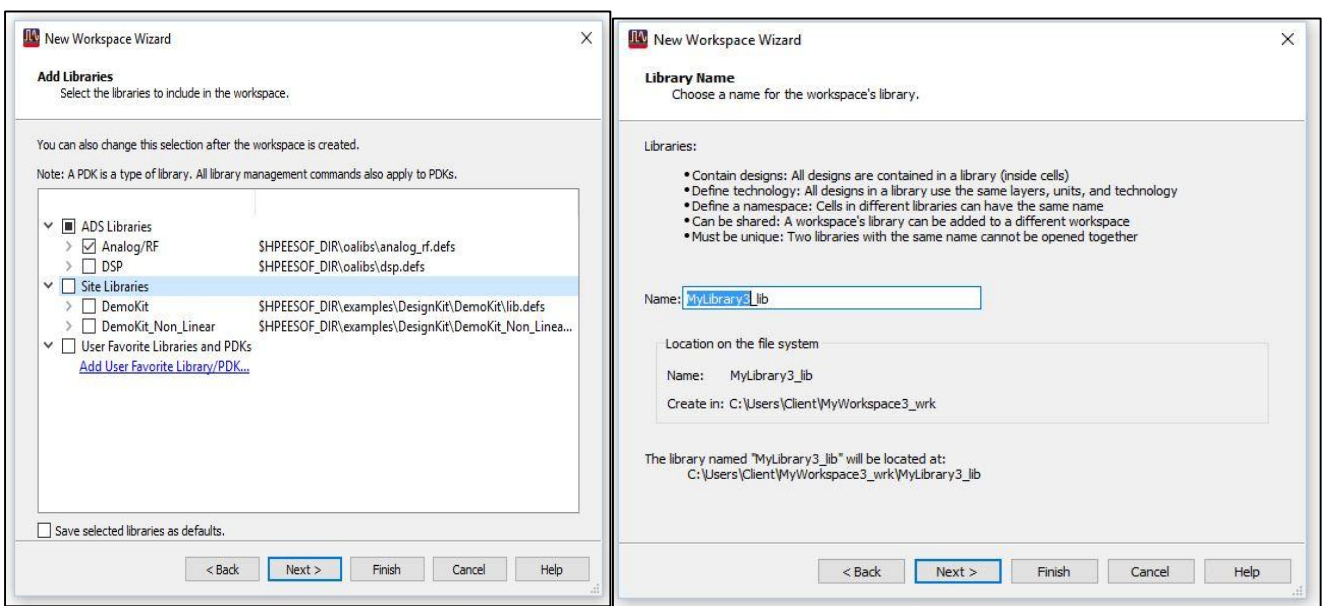


Figure 3. Le choix des bibliothèques.

- c. Une fois que le projet est ouvert ; vous pouvez ouvrir votre design en choisissant **new schematic** sur menu **window**, ensuite vous spécifiez son nom.

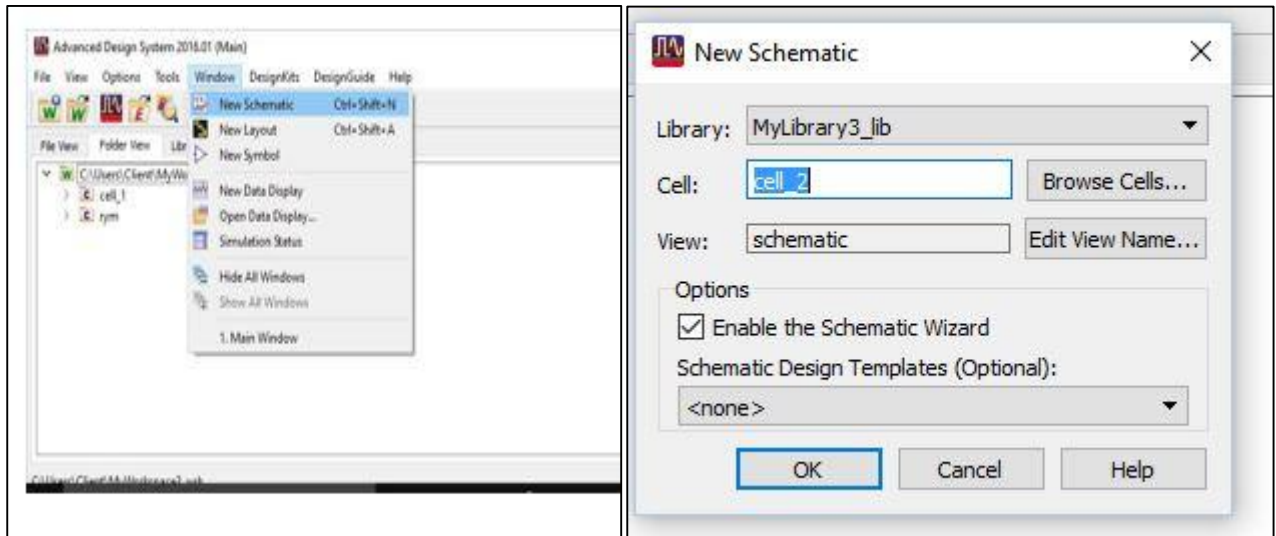


Figure 4. Nouveau design.

- d. Et bien sur vous terminez l'opération en cliquant sur **OK**, et vous obtenez votre nouveau design.

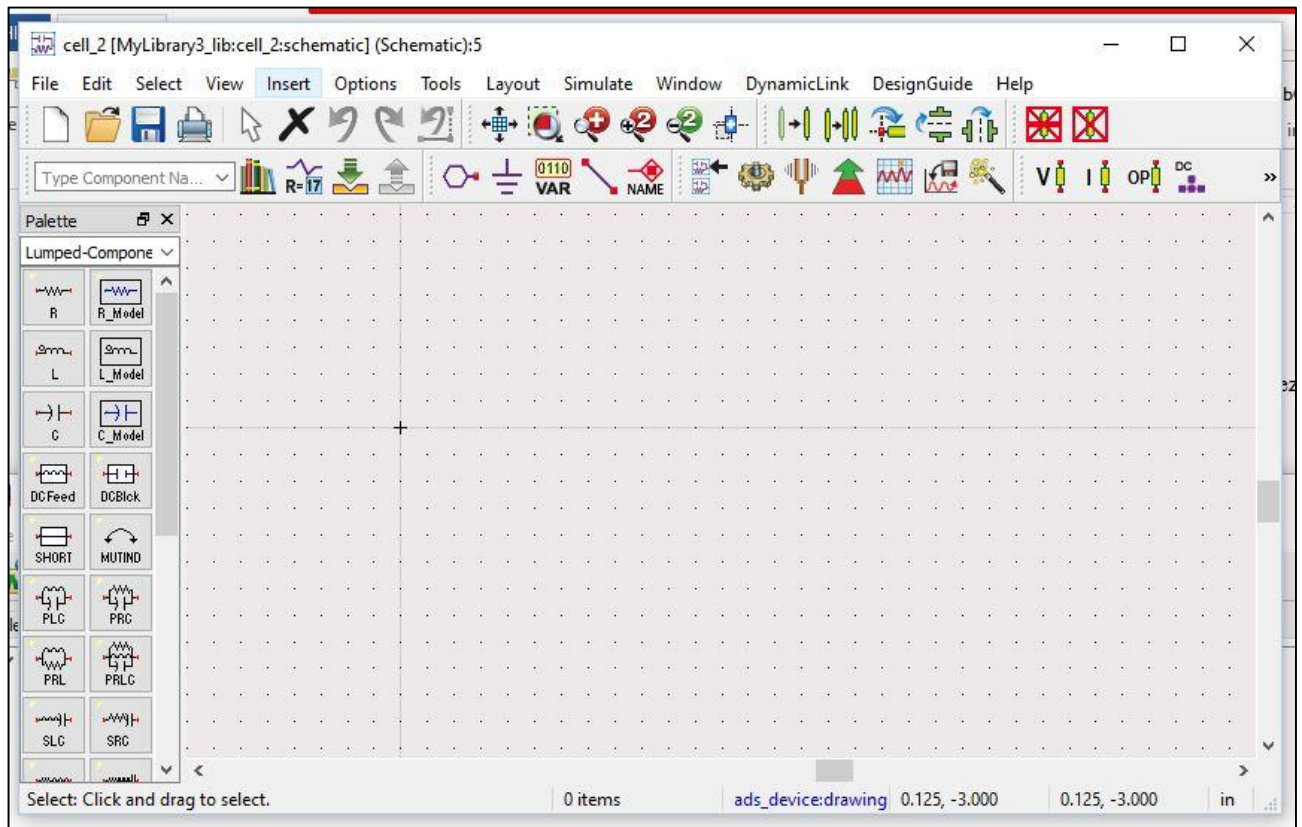


Figure 05. Écran principale du design.

- e. Après les dernières opérations, votre interface est prête pour synthétiser votre design (schéma électrique).
- f. Et pour simuler, sur menu **SIMULATE** vous cliquez sur **SIMULATE**.

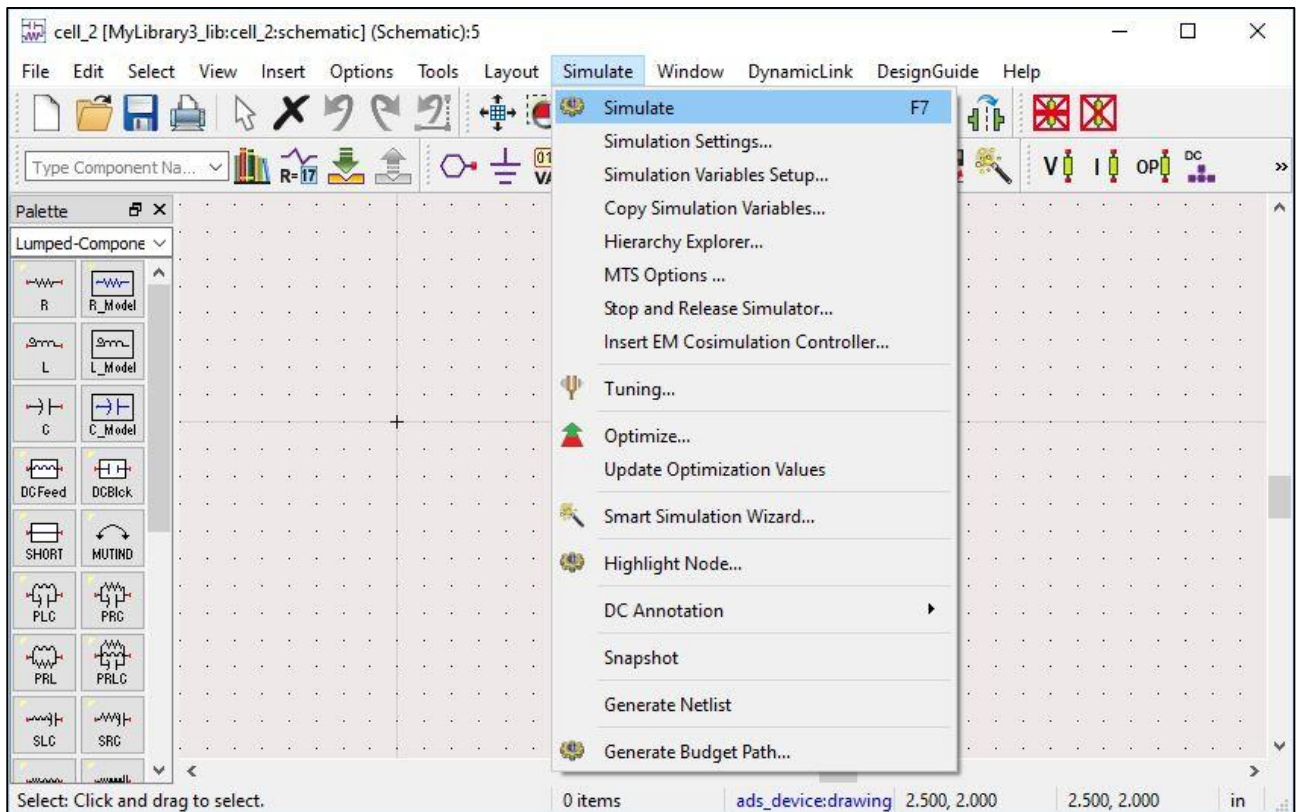


Figure 6. Simulation.