

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Mention Électronique
Spécialité Traitement de l'Information et Systèmes Électroniques

présenté par

REBHI ZIANE EL-ABIDINE

Etude Conception Et simulation D'un Amplificateur De Puissance Radio Fréquence Hyper Fréquence Pour Les Télécommunications Numériques 2.4 GHZ

Proposé par : Dr.Samir Dahmani

Année Universitaire 2015-2016

Remerciements

Ces travaux de recherche ont été effectués au sein de laboratoire d'électronique de l'université Saad-dahleb Blida

Mon travail de thèse touche à sa fin et c'est pour moi l'occasion de remercier toutes les personnes qui ont contribué à son aboutissement.

En premier lieu, je tiens à remercier le Docteur SAMI DAHMANI pour sa confiance et l'opportunité qu'il m'a donnée de travailler dans son laboratoire. Je remercie également M.Sidahmed Bengana qu'il m'a donné l'opportunité de l'accès a un stage au niveau de l'ARPT, comme j'oublié pas Mlle.Boutana Fouzia qui ma dirigé au sein de la société de l'ARPT, sans oublié Mlle.Rafia Barkat qui prend l'engagement de m'encadrer, Mohamed Boukassi qui m'aider a comprend une partie de ma thèse

Mes remerciements s'adressent aussi aux collègues de section TISE et SVR et qui par leur bonne humeur ont contribué à maintenir une bonne ambiance de travail. Je pense à Walid Diffallah que je remercie aussi pour ses conseils linguistiques. Je ne manquerai pas de citer tous les autres collègues qui m'ont aidé par une aide ponctuelle ou un soutien moral, en particulier, Hamza Zmmori, Kamel Messahel, Karim Meraga, et EL-mahdi Irain.

Je voudrais également remercier très sincèrement toute ma famille pour leurs encouragements, leur soutien et leur gentillesse tout au long de ces années.

Je dédie cette thèse à ma chère mère et mon cher père.

Résumé

Dans ce mémoire, la conception d'un amplificateur de classe AB est présentée avec un rendement élevé dans une bande passante de 700 MHz et la fréquence centrale à 2,4 GHz. L'accord harmonique est fait en utilisant un load pull banc d'essai de l'Agilent ADS. Les impédances optimales à f_0 et aux harmoniques $2f_0$ et $3f_0$, ce qui donne les meilleures performances se trouve en utilisant le banc d'essai. Ces impédances sont réalisées en correspondance des réseaux avec des composants passifs, des lignes micro-ruban des circuits ouverts microstrip Stub. Deux amplificateurs identiques ont été fabriqués et caractérisés par petit signal, grand signal. La conception est basée autour d'un polyfet 10 W transistors GaN et imprimé sur un substrat FR-4.

Les mesures ont conclu que la bande passante la plus optimale de fonctionnement est de 1,8 à 2,5 GHz. Les résultats des mesures montrent une efficacité de drain 26-44% de la largeur de bande et un PAE supérieur à 36%, la puissance de sortie délivrant un 25 W, fonctionnant à -1 dB de compression.

Mots-clés :

Amplificateur de puissance, méthode load-pull, classes de fonctionnement, hyperfréquences, puissance ajoutée, rendement en puissance ajoutée, optimisation, transistor à effet de champ.

Abstract

In this thesis, the design of a class-AB amplifier with high efficiency in a 700 MHz bandwidth and center frequency at 2.4 GHz is presented. The harmonic tuning is done by using a load pull test bench in Agilent ADS. The optimal impedances at f_0 , and at the harmonics $2f_0$ and $3f_0$, which gives the best performance is found by using the test bench. These impedances are realized in matching networks with passive components, microstrip lines and open circuit stubs. Two identical amplifiers were manufactured and characterized with small signal, large signal. The design is based around a polyfet 10 W GaN transistor and printed on a FR-4 substrate.

The measurements concluded that the most optimal bandwidth of operation is from 1.9 - 2.5 GHz. The measurements results show a drain efficiency from 45-70% in the bandwidth and a PAE higher than 50%, delivering an output power of 25 W operating at -1 dB compression.

Keywords:

Power amplifier, load-pull method, amplifier classes, microwaves, added power, power-added efficiency, optimization, field - effect transistor.

ملخص

في هذه المذكرة، تصنيع مضخم في القسم AB هو ممثل، مع عائد مرتفع في رقعة الذبذبات العابرة من أجل 700 ميغاهرتز مع ذبذبة رئيسية ل 2.4 جيجاهرتز. يقام التحكّم التوافقي باستعمال سرير التجارب المسمى ب "جذب الشحنة load-pull" من طرف المحاكي Agilent ADS. المقاومة الأحسن عند الذبذبة 0 و في الذبذبات التوافقية 2 و 3، الذي يعطي أفضل أداء عند استعمال سرير التجارب هذا. هذه المقاومات تحقّق شبكة بالتوافق مع المركبات الإلكترونية، خطوط البث "micro-ruban" ، و دارة مفتوحة " microstrip Stub ". في هذا العمل قمنا ببناء مضخّمان متطابقان مميّزان ب'إشارة صغيرة" و "إشارة كبيرة". الفكرة تستند حول الترانزستور " polyfet 10 W " الذي استعمل فيه تكنولوجيا HEMT " الترانزستور ذو الحركية المرتفعة للإلكترون" مع استخدام قاعدة " gallium de nitruce " GAN المطبوعة على أساس FR-4.

الحسابات المستخلصة تدل على أن رقعة الذبذبات العابرة الأحسن في الأداء هو من 1.8 إلى 2.5 جيجاهرتز. نتائج القياسات تؤكد أنّ فعالية " drain " هي من 26-44%، و العائد PAE هو أكبر من 36%، و القوة الموزعة في المخرج هي 25 واط، عند نقطة الضغط 1 dB - طبعاً.

مفاتيح الكلمات:

مضخّم القوة، طريقة "جذب الشحنة load-pull"، أقسام العمل، الترددات العالية، الطاقة المضافة، العائد في الطاقة المضافة، التقريب، الترانزستور ذو المفعول الحقلي

Table des Matières

Liste des figures	8
Liste des tableaux.....	10
Abréviations.....	11
Introduction générale	12
Chapitre 1 : Les Caractéristique De L'Amplification De Puissance.....	15
1. Introduction.....	16
2. Les amplificateurs de puissance RF.....	17
2.1. Généralité sur Les amplificateur de puissance.....	17
2.1.1. Rôle de l'amplificateur de puissance RF dans un système de transmission RF.....	17
2.1.2. Evolutions requises pour la partie émission des systèmes de transmission.....	18
2.1.2.1. La miniaturisation.....	18
2.1.2.2. La flexibilité	18
2.1.2.3. La sobriété énergétique.....	18
2.1.3. Caractéristiques principales et problématiques de l'amplification de puissance RF.....	19
2.1.3.1. Présentation générale.....	19
2.1.3.2. Représentation du fonctionnement et caractéristiques de puissance.....	20
2.2. Paramètres principaux des Pas.....	22
2.2.1. Définition des gains en puissance.....	23
2.2.2. Le rendement.....	24
2.2.3. La linéarité.....	24
2.3. Stabilité du circuit.....	25
2.3.1. Analyse linéaire.....	26
2.3.2. Analyse non-linéaire.....	27
2.3.3. Techniques de stabilisation.....	27
2.4. Classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance.....	28
2.4.1. Les classes de fonctionnement traditionnelles.....	28
2.4.1.1. Présentation des classes de fonctionnement.....	28
2.4.2. Classes commutées.....	31
2.5. Etat de l'art des amplificateurs de puissance millimétriques.....	33
2.5.1. Les amplificateurs millimétriques.....	33
2.5.1.1. PA à base de lignes de transmission.....	33
2.5.1.2. PA à base d'éléments localisés.....	34
2.5.1.3. PAs à base de transformateurs.....	35
3. Techniques de Linéarisation et d'Amélioration du Rendement au Niveau Système.....	35
3.1. Techniques de linéarisation.....	35
3.1.1. Feedback	35
3.1.2. Feedforward	36
3.1.3. Prédistorion.....	36
3.2. Techniques d'amélioration du rendement.....	37
3.2.1. La polarisation dynamique.....	37
3.2.2. L'augmentation du rendement : modulation à enveloppe variable.....	38
3.2.2.1. La technique Doherty.....	39
3.2.2.2. Le principe LINC.....	41

3.2.2.3.	Le principe EER.....	42
3.2.2.4.	Le principe de l'adaptation dynamique de l'alimentation d'un PA linéaire « enveloppe tracking »	43
3.2.3.	Le traitement des harmoniques.....	44
4.	Conclusion.....	45

Chapitre 2 : Technologies utilisées pour l'amplification de forte puissance.....	46
1. Introduction.....	47
2. Transistors utilisés en amplification de puissance à hautes fréquences.....	48
2.1. Transistors bipolaires.....	48
2.1.1. Généralités sur le transistor bipolaire.....	48
2.2. Transistors à effet de champ.....	50
2.2.1. Historique et principes de fonctionnement.....	52
2.2.2. Le transistor MESFET.....	51
2.2.3. Le transistor LDMOS.....	52
2.2.4. Le transistor HEMT.....	53
2.2.5. Le transistor pHEMT.....	54
3. Propriétés intrinsèques du matériau GaN.....	56
3.1. Largeur de bande interdite (E_g)	56
3.2. Champ critique (Ecrit)	57
3.3. Mobilité et vitesse des porteurs.....	57
3.4. Densités de porteurs et de courant.....	58
3.5. Conductivité thermique (K_{th})	59
4. Choix du schéma équivalent.....	60
4.1. Schéma équivalent électrique petit-signal.....	61
4.2. Eléments Intrinsèques.....	62
4.3. Eléments Extrinsèques.....	62
4.4. Eléments du boîtier.....	63
5. Conclusion.....	64

Chapitre 3 : METHODOLOGIE DE REALISATION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

DANS LE SIMULATEUR	66
I. Introduction.....	67
1.1. Objet des réalisations.....	68
1.1.1. Présentation du transistor de puissance utilisé.....	68
1.1.2. Caractéristiques du transistor G21001 intrinsèque.....	68
1.1.2.1. Modèle non-linéaire.....	68
1.1.2.2. Modèle du transistor encapsulé et caractéristiques statiques.....	70
1.2. Principe de réalisation.....	72
1.2.1. Choix propres à la conception.....	72
➤ La classe de fonctionnement.....	73
➤ Le substrat.....	73
1.2.2. Méthodologie de conception.....	75
II. REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE UN ETAGE.....	75
2.1. Circuit de polarisation et de stabilisation.....	75
2.2. Circuits d'adaptation.....	77
2.3. Démarche de conception.....	78

2.4. Utilisation de « Agilent-ADS »	79
a) Mettre le transistor entre la source de puissance et impédance de la charge en sortie du PA	79
b) Met la polarisation de grille et de drain	80
c) Mettre l'adaptation d'entrée et sortie	80
1. ouvrir la commande 'smith chart utility' et construire le circuit d'adaptation par des lignes de transmission T-line.	80
2. utilisé la commande LineCalc	81
3. fait l'optimisation du circuit de l'adaptation	82
4. ajouté les lignes au circuit et présenter le structure globale d'amplificateur	84
5. les commandes de simulation (S, HB, Opti, Goal, Var, Eqs, MSub)	85
III. Conclusion	85

Chapitre 4 : Analyse Et Interprétation Des Résultats De Simulation D'amplificateur D'un Class AB

Sur Logiciel Agilent	87
1. Introduction	88
2. La méthode de simulation	89
3. Simulation sans pertes (sans lignes de transmission)	89
3.1. Puissance de sortie (la linéarité)	90
3.2. Le gain ou (gain de transducteur)	91
3.3. Le rendement ($\eta\%$)	92
3.4. Le rendement en puissance ajouté	93
3.5. Gain de compression	94
3.6. Puissance ajouté (La consommation sur puissance de DC)	95
3.7. Le courant maximum d'alimentation	96
3.8. La puissance de dissipation	97
3.9. Tableau des résultats obtenus	97
4. Simulation finale	98
4.1. Simulation petit signale	98
4.2. Simulation a grand signal	98
4.2.1. Puissance de sortie (la linéarité)	99
4.2.2. Le gain	101
4.2.3. Le rendement ($\eta\%$)	101
4.2.4. Le rendement en puissance ajouté	102
4.2.5. Gain de compression	103
4.2.6. Puissance ajouté (La consommation sur puissance de DC)	104
4.2.7. Le courant maximum d'alimentation	105
4.2.8. La puissance de dissipation	106
4.2.9. Tableau des résultats obtenus	106
4.2.10. Simulation en toute la plage de fréquence	107
5. discussion	107
5.1. Conception	107
5.2. Simulations	108
5.3. Application	109
6. conclusion	109
Conclusion générale	111
Bibliographie	114

LISTE DES FIGURES

Figure I-1 : Structure simplifiée d'une chaîne de transmission radiofréquence.....	17
Figure I-2 : Schéma bloc d'un amplificateur de puissance microonde	19
Figure I-3 : Représentation simplifiée du modèle équivalent et des caractéristiques I/V statiques d'un transistor de puissance à effet de champ.	20
Figure I-4 : Représentation des différents courants et tensions mis en jeu dans un amplificateur de puissance.	21
Figure I-5 : Bilan de puissance d'un PA.....	22
Figure I-6 : <i>P_{out}</i> en fonction de <i>P_{in}</i> pour un signal CW.....	24
Figure I-7: Conversions AM/AM et AM/PM.....	25
Figure I-8 : Techniques de stabilisation.....	27
Figure I.9: Schéma de principe pour un fonctionnement en classe A, AB, B ou C.....	29
Figure I.10 : Amplificateurs à classe commutée.....	33
Figure I.11 : PA basé sur des lignes de transmission.....	34
Figure I.12 : PA à 60GHz à base d'éléments localisés.....	34
Figure I.13 : PA 65nm à base de transformateurs polarisé en classe A	35
Figure I.14 : Principe de la technique feed-back.....	36
Figure I.15 : Principe de la technique feedforward.....	36
Figure I.16 : Principe de la technique de prédistorsion.....	37
Figure I-17 : Variation du point de polarisation par les méthodes DCB et DVB.....	38
Figure I-18 : Circuit d'analyse de la technique DOHERTY.....	40
Figure I.19 : Schéma de base de l'amplificateur Doherty.....	40
Figure I.20 : Principe de fonctionnement de l'amplificateur Doherty.....	41
Figure I.21 : Le principe LINC.....	42
Figure I.22 : Le principe EER.....	43
Figure I.23 : amélioration de la linéarité du principe EER.....	43
Figure I.24 : adaptation dynamique de l'alimentation d'un PA linéaire.....	44
Figure II.1 – Gammes et appellations des différentes bandes radio fréquences (RF) et micro-ondes.	47
Figure II.2 – Montage élémentaire et polarisation a) d'un transistor bipolaire « émetteur commun », b) d'un transistor à effet de champ.....	48
Figure II.3 – Schéma de structure d'un transistor bipolaire (NPN) récapitulant le bilan des porteurs intervenant dans un montage « émetteur commun ».....	49
Figure II.4 – Exemple de coupe d'un transistor bipolaire à hétérojonction GaInP/GaAs.....	50
Figure II.5 – Schéma de fonctionnement d'un transistor à effet de champ de type MESFET (contrôle de la largeur de canal par la grille Schottky métal-semi-conducteur)	51
Figure II.6 – Exemple de coupe d'un transistor MESFET sur substrat GaAs.	52
Figure II.7 – Exemple de coupe d'un transistor LDMOS.	53
Figure II.8 – Exemple d'épitaxie d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN.	54
Figure II.9 – Exemple d'épitaxie d'un transistor pHEMT GaAs.	55
Figure II.10 – Graphe recensant les matériaux existants utilisés pour l'amplification de puissance en hyperfréquences.	55
Figure II-11 : Comparaison des propriétés électriques pour différents semi-conducteurs.....	60
Figure II-18 : Modèle petit-signal pour les transistors HEMT, incluant les éléments du boîtier.	62
Figure II.19. Schéma équivalent électrique petit-signal de la partie intrinsèque d'un transistor HEMT.....	62
Figure II.20 - Signification physique des éléments intrinsèques et extrinsèques du schéma équivalent.....	63

Figure II.21 - Photo du boîtier G2 utilisé pour les transistors G21001.....	64
Figure II.22 - Origine physique des éléments du boîtier.....	64
Figure III.1 : Schéma équivalent grand signal d'un FET.....	69
Figure III.2 : a. le transistor G21001, b. Schéma équivalent du boîtier G2 et du transistor GaAsFET en puce nue.	71
Figure III.3 : Caractéristiques statiques simulées du transistor G21001.....	71
Figure III.4 : Lignes micro-ruban (micro strip)	74
Figure III.5 : Méthode de mesure des paramètres S large signaux.....	75
Figure III.6 : Schéma de principe d'un amplificateur.....	76
Figure III.7 : Un model pour circuit de polarisation et de stabilisation.....	76
Figure III.8 : Vérification de la stabilité de l'amplificateur à un étage par le facteur K.....	77
Figure III.9 : Structure globale de l'amplificateur un étage.....	78
Figure III.10.a. Transistors GAN.....	79
Figure III.10.b. Schéma des transistors avec la polarisation de grille a gauche et polarisation du drain a droit.....	80
Figure III.10.c.1. Smith Chart Utility.....	81
Figure III.10.c.2. La commande <i>LineCalc</i>	82
Figure III.10.c.3. Les paramètres nécessaire pour optimisée les circuits adapté.....	82
Figure III.10.c.4. La Fenêtre qui affiche au cours de l'optimisation les composantes du circuit adapté.....	83
Figure III.10.c.5. La commande ' <i>Simulation variable setup</i> '.....	84
Figure III.11. Structure globale de notre amplificateur réalisée de classe AB.....	84
Figure III.12 : les commandes de simulation utilisée.....	85
Figure IV.1.a: Puissance de sortie en fonction de P entrée avec des bancs d'essai sans perte.	90
Figure IV.1.b: Puissance de sortie en fonctionne de Vlow avec des bancs d'essai sans perte.	91
Figure IV.2: Le gain en fonctionne de P entrée avec des bancs d'essai sans perte.	92
Figure IV.3.: Le $\eta(\%)$ en fonctionne de P entrée avec des bancs d'essai sans perte.....	93
Figure IV.4.a: Le PAE en fonctionne de P entrée avec des bancs d'essai sans perte.	93
Figure IV.4.b: Le PAE en fonctionne de Vlow avec des bancs d'essai sans perte.	94
Figure IV.5: Le gain et le gain de compression en fonctionne de P sortie avec des bancs d'essai sans perte.	95
Figure IV.6: La puissance ajoutée en fonctionne de P sortie avec des bancs d'essai sans perte.	96
Figure IV.7: Le courant maximum en fonctionne de P sortie avec des bancs d'essai sans perte.	96
Figure IV.8: La puissance de la chaleur dissipée en fonctionne de P sortie avec des bancs d'essai sans perte.	97
Figure IV.9: simulation petit signal après l'adaptation du circuit.	98
Figure IV.10.a: Puissance de sortie en fonctionne de P entrée avec des bancs d'essai avec perte.	99
Figure IV.10.b: Puissance de sortie en fonctionne de Vlow avec des bancs d'essai avec perte.	100
Figure IV.10.C: la zone du gain de compression a -1dB.	100
Figure IV.11: Le gain en fonctionne de P entrée avec des bancs d'essai avec perte.	101
Figure IV.12: le rendement $\eta\%$ en fonctionne de Vlow avec des bancs d'essai avec perte.	102
Figure IV.13.a: Le PAE % en fonctionne de Pe avec des bancs d'essai avec perte.	102
Figure IV.13.b: Le PAE % en fonctionne de Vlow avec des bancs d'essai avec perte.	103
Figure IV.14: le gain de compression en fonctionne de P entée avec des bancs d'essai avec perte.	104
Figure IV.15: La puissance ajoutée en fonctionne de P sortie avec des bancs d'essai avec perte.	105
Figure IV.16: Le courant maximum fourni par la polarisation de drain en fonctionne de P sortie avec des bancs d'essai avec perte.	105
Figure IV.17: La puissance de la chaleur dissipée en fonctionne de P sortie avec des bancs d'essai avec perte.	106

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1 : Condition de stabilité suivant les valeurs de K et Δ	26
Tableau I-2: Formes temporelles du courant et de la tension aux bornes du transistor et angle de conduction pour les classes de fonctionnement A, AB, B et C.....	31
Tableau. I.3 : Principales techniques d'augmentation du rendement.....	39
Figure II.1 : Gammes et appellations des différentes bandes radio fréquences (RF) et micro-ondes.....	56
Tableau II-2 : Largeur de bandes interdites pour différents semi-conducteurs.....	57
Tableau II-3 : Champ de claquage pour différents semi-conducteurs.	58
Tableau II-4 : Mobilité et vitesse de saturation des porteurs pour différents semi-conducteurs.	59
Tableau II-5 : Conductivité thermique pour différents semi-conducteurs.....	60
Tableau III.1 : Paramètres du modèle non-linéaire de type tatz pour le transistor HEMT.....	69
Tableau III.2 : Paramètres du substrat micro-ruban.....	74
Tableau IV.1: les valeurs extraire lors de la simulation sans lignes de transmission.....	97
Tableau IV.2: les valeurs extraire lors de la simulation avec lignes de transmission.....	106
Tableau IV.3: les valeurs extraire lors de la simulation dans toute la plage de fréquence.....	107

Abréviations

AM = amplitude modulation

ADS = Advanced Design Systems

CMOS = Complementary Metal Oxide Semiconductor

DUT = device under test

GaAs = Gallium Arsenide

GaN = Gallium Nitride

GFET = graphene based Field Effect Transistor

HB = harmonic balance

HEMT = high electron mobility transistor

IMD = intermodulation distortion

LNA = Low Noise Amplifier

MAG = maximum available gain

MOSFET = Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

LDMOS = Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor

PA = power amplifier

PAE = power added efficiency

PCB = printed circuit board

Pdc = Puissance consommée en statique

Pout = Puissance de sortie

PSAT = Puissance de saturation

PM = phase modulation

PNA = programmable network analyzer

RF = radio frequency

RFPA = radio frequency power amplifier

Si = Silicon

WLAN = Wireless Local Area Network

Introduction générale

Les systèmes d'amplification, pour les télécommunications ou les radars, fournissent aujourd'hui de fortes puissances à haute fréquence. Que ce soit dans le domaine civil ou militaire, l'augmentation des puissances d'émission permet des transmissions sur de plus longues distances et avec une plus grande efficacité [5].

Les transistors à haute mobilité électronique (HEMT) à base de nitrure de gallium (GaN) présentent maintenant des performances élevées qui répondent aux exigences des systèmes radiofréquences. Des industriels (UMS, Cree, Sumitomo ...) produisent ainsi des transistors et des amplificateurs à base de HEMT AlGaN/GaN destinés à la génération d'ondes RADAR ou à l'amplification de signaux de télécommunications.

De nouvelles contraintes énergétiques apparaissent. En effet, bien que les niveaux de puissance des amplificateurs aient atteint les attentes d'hier, il n'en demeure pas moins que les systèmes génèrent beaucoup de chaleur qu'il faut dissiper. Ces pertes thermiques sont proportionnelles aux niveaux de puissance générés. Les améliorations de ces dernières années ont donc conduit à concevoir des systèmes devant dissiper de fortes pertes thermiques.

La gestion de la température dans les circuits est alors assurée par des systèmes de refroidissement d'autant plus volumineux et gourmands en énergie qu'il faut extraire la chaleur depuis les zones actives des amplificateurs.

Dans le domaine des télécommunications, la réduction des coûts de fabrication et d'exploitation est le moteur du développement des nouvelles technologies. La réalisation d'importants systèmes de refroidissement augmente le prix total de chaque antenne. De plus, l'énergie nécessaire au fonctionnement de ces systèmes contribue d'autant plus aux frais de fonctionnement des stations de base.

L'augmentation du rendement des amplificateurs permet alors de réduire les pertes thermiques et participe au développement des nouvelles générations d'antennes.

De la même manière, dans le domaine militaire, la génération des ondes RADAR a souvent lieu au sein de systèmes mobiles (avion, camion transportant une antenne, bateau, ...). Ces

véhicules disposent de réserves d'énergie limitées. L'utilisation d'une part importante de cette énergie pour refroidir les systèmes d'amplification des ondes RADAR, ou de télécommunications, réduit leur rayon d'action. De plus, ces systèmes de refroidissement occupent de la place et rajoutent du poids à des véhicules cherchant à être les plus mobiles possibles.

En augmentant le rendement des amplificateurs, les systèmes militaires s'en retrouvent plus efficaces pour assurer leur fonction de sécurité.

Ainsi, afin de profiter pleinement des niveaux de performances pouvant être générés par les amplificateurs utilisant des HEMT à base de GaN, il apparaît nécessaire d'améliorer le rendement en puissance de ces circuits [5].

Le travail présenté dans ce mémoire se décompose en quatre chapitres:

Dans le premier chapitre, nous abordons le sujet par une analyse théorique portant sur les caractéristiques d'un amplificateur de puissance microonde en présentons les notions fondamentales concernant les PAs RF tels que le gain en puissance, la linéarité, le rendement et les classes d'amplification dites linéaires. On expose aussi une synthèse de l'état de l'art à propos de la gestion de la ressource énergétique des amplificateurs de puissance hyper fréquence en se focalisant sur trois techniques d'amélioration du rendement énergétique, associé avec les techniques de linéarisation.

Dans la seconde partie nous allons présenter l'aspect physique et électrique des différentes technologies existantes des transistors qui permettant de réaliser de l'amplification forte puissance à partir de composants à l'état solide, dans la deuxième partie on détaille et compare les caractéristiques fondamentales du matériau GAN, a la fin nous avons présenté les schémas intrinsèque et extrinsèque et les éléments du boîtier de transistor.

Dans la troisième partie nous présenterons la conception et la réalisation d'un amplificateur de puissance à 2.4GHz à partir de transistors à base GaN, d'outre nous présentons une étude succincte sur le simulateur Agilent ADS, étapes de simulation, modèles implanter, caractéristiques de ce simulateur.

Enfin, le dernier chapitre est consacré à la simulation de deux amplificateurs de puissance en bande S à partir de transistors GaN. Il décrit les résultats de simulation ainsi que la

caractérisation expérimentale de ces amplificateurs. Ces réalisations ont permis de confirmer la validité de la méthode de conception développée au chapitre 3.

Chapitre 1

Les Caractéristique De L'Amplification De Puissance

1. Introduction

L'évolution constante des systèmes de transmission de l'information et des systèmes de télécommunication requiert une compacité des segments analogiques, une flexibilité en fréquence et en puissance, ainsi qu'une minimisation de l'énergie consommée sous contrainte d'une intégrité acceptable des signaux utiles transmis. Pour la partie émission d'un système de transmission qui constitue le contexte général de ce travail de thèse, on peut relever trois aspects fondamentaux caractéristiques des évolutions incontournables [2].

La miniaturisation en présence de niveaux de puissance importants (*de l'ordre de la dizaine de watt*) induit un facteur essentiel qui est la densité de puissance et l'accroissement des fréquences de fonctionnement. La technologie GaN offre des propriétés exceptionnelles en ce sens.

La flexibilité d'un émetteur sous-entend un fonctionnement relativement large bande ou multi-bandes pour adresser des applications multi-standards ou multi-fonctions. Elle induit la nécessité de prendre en compte conjointement différentes fonctions telles que l'amplification, le filtrage, les alimentations et le conditionnement des signaux pour la conception de la fonction génération de puissance RF en émission.

La minimisation de l'énergie consommée sous contrainte de la linéarité requiert une prise en compte des caractéristiques de variations de puissance des signaux modulés utiles afin d'adapter la consommation DC au minimum nécessaire pour chaque niveau de puissance RF requis.

Dans ce contexte général, ce premier chapitre propose en premier lieu une présentation synthétique de la position de l'amplificateur de puissance au sein d'une chaîne de transmission et illustre par quelques points importants les enjeux essentiels attendus pour l'évolution vers les générations futures de systèmes de transmission RF.

Ensuite, les caractéristiques principales et les critères de performances de l'amplificateur de puissance et de sa cellule active (*qui est le transistor*) seront présentés. La problématique de l'antagonisme entre les performances en efficacité énergétique et la linéarité sera exposée.

Finalement, on parle sur la linéarité et city les différentes techniques d'amélioration le rendement.

2. Les amplificateurs de puissance

2.1. Généralité sur Les amplificateur de puissance

2.1.1. Rôle de l'amplificateur de puissance RF dans un système de transmission RF

La chaîne de transmission radiofréquence est l'élément central des systèmes de communication. Elle permet l'échange d'information à travers un canal de transmission, qui est l'espace libre dans le cadre de communications sans fil. Cette chaîne de transmission, présente dans de nombreux systèmes électroniques embarqués, couvre un large spectre d'applications (*Radiocommunications, Télécommunications, Spatiales, Radar, Médical, Réseaux de capteurs...*) et comprend une partie émission et une partie réception [2].

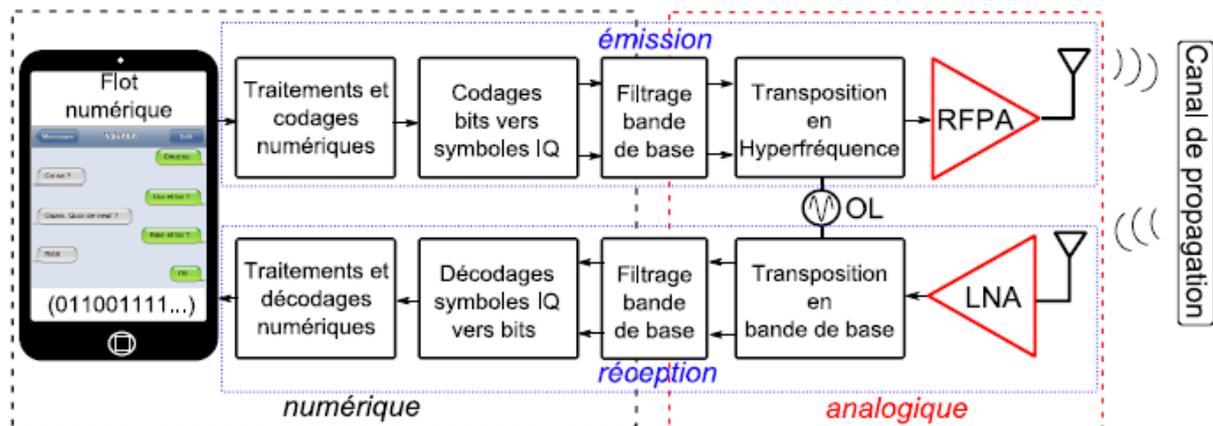


Figure I-1 : Structure simplifiée d'une chaîne de transmission radiofréquence [2].

Comme on peut le constater dans la Figure I-1, l'amplificateur de puissance haute fréquence (*RFPA*) est le dernier élément actif et analogique de la chaîne d'émission. Son rôle est de fournir suffisamment de puissance au signal contenant l'information pour qu'il puisse être émis par l'antenne, se propager à travers le canal, être détecté et reconnu par le récepteur.

De par son rôle et sa position dans la chaîne d'émission, l'amplificateur de puissance constitue un sujet de recherche à part entière car la fonction amplification de puissance haute fréquence reste aujourd'hui une fonction très contraignante et limitant des systèmes de communication, en termes de miniaturisation, de gestion thermique, d'agilité et de consommation énergétique.

Le contexte de ces travaux de recherche concerne uniquement la partie émission et plus particulièrement l'amplificateur de puissance, qui est l'élément critique du point de vue de la

consommation d'énergie. Il fait l'objet de nombreuses études afin d'optimiser globalement le compromis rendement électrique / linéarité / le gain [2].

2.1.2. Evolutions requises pour la partie émission des systèmes de transmission

2.1.2.1. La miniaturisation

Aujourd'hui, le marché du « *tout intégré et tout connecté* », est la principale cause de la miniaturisation des systèmes de transmission. Comme le représente la Figure I-2, les dimensions des composants ne cessent de diminuer, permettant ainsi une augmentation des fréquences de coupure et donc une montée en fréquence d'utilisation [2].

2.1.2.2. La flexibilité

La reconfigurabilité des dispositifs est un critère essentiel pour la compétitivité des systèmes de transmission modernes. Afin de réduire les coûts d'exploitation, les systèmes de transmission doivent être flexibles en termes d'applications (« systèmes *multi-standard* » pour les télécommunications, « systèmes *multi-fonctions* » pour les radars ...). Par ailleurs, les systèmes de télécommunications spatiaux embarqués doivent être conçus pour répondre aux évolutions de marché au cours de leur période d'exploitation (*typiquement quinze ans*) [2].

2.1.2.3. La sobriété énergétique

L'augmentation massive des échanges de données a aujourd'hui un impact énergétique non-négligeable. Les télécommunications représentaient une consommation de 6,7 TWh/an en France en 2010. L'efficacité énergétique des dispositifs devient par conséquent un enjeu économique et écologique de premier plan [2].

2.1.3. Caractéristiques principales et problématiques de l'amplification de puissance RF

2.1.3.1. Présentation générale

L'amplificateur de puissance considéré comme un quadripôle est composé de différents éléments comme illustré dans la Figure I-2. Il comprend une cellule active (*transistor de puissance*), ainsi que des réseaux passifs d'adaptation et de polarisation [2].

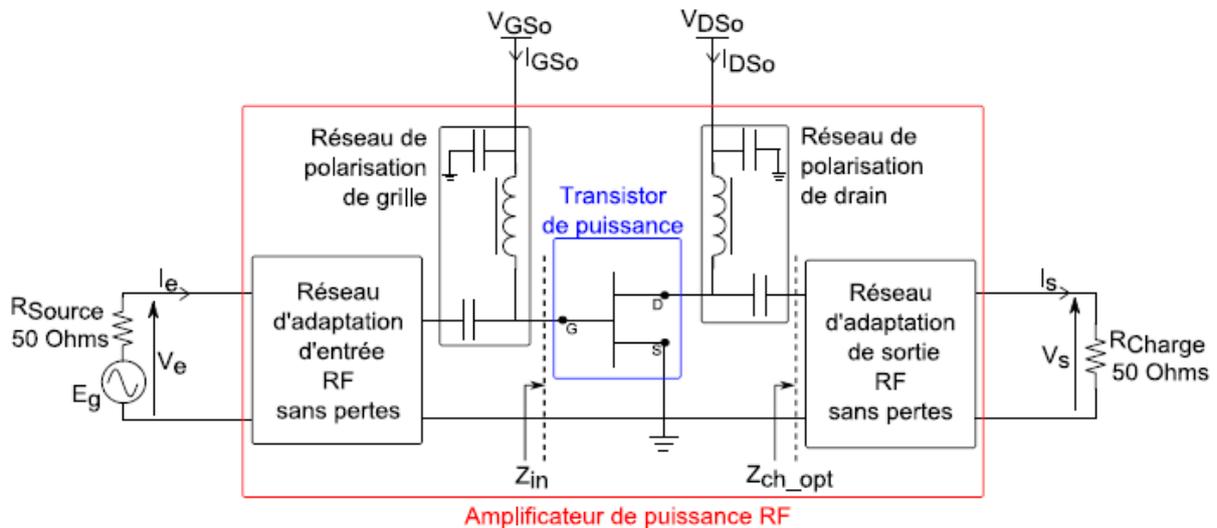


Figure I-2 : Schéma bloc d'un amplificateur de puissance microonde [2].

L'amplificateur de puissance est inséré entre une source de f.e.m (E_g) d'impédance interne R_{source} et une charge R_{charge} toutes deux égales à 50Ω .

Les réseaux de polarisation sont nécessaires pour imposer les tensions d'alimentation du dispositif (V_{GS0} et V_{DS0}) et pour découpler efficacement les signaux d'alimentations (DC) des signaux utiles (RF).

Le réseau d'adaptation d'entrée doit transformer l'impédance d'entrée (Z_{in}) du transistor de puissance en impédance 50Ω . Le réseau d'adaptation de sortie est également fermé sur une impédance 50Ω et doit présenter en sortie du transistor l'impédance de charge optimale (Z_{ch_opt}) pour un fonctionnement en fort niveau. Il doit également assurer la suppression de puissance aux fréquences harmoniques transmises à la charge (R_{charge}). En résumé, il doit y avoir le transfert optimal de puissance entre la source et la charge, tout en respectant une absence de puissance aux fréquences harmoniques [2].

La cellule active qui est dans la plupart des applications, un transistor à l'état solide monté en source commune est l'élément principal de l'amplificateur de puissance. Elle va avoir pour rôle d'amplifier le signal d'entrée en convertissant de manière optimale l'énergie

d'alimentation DC en énergie RF. Le fonctionnement d'un transistor à effet de champ (FET) peut être modélisé par une source de courant non-linéaire contrôlée en tension et peut être exprimé par l'expression générale suivante :

$$I_D(t) = f_{NL}(V_{GS}(t), V_{DS}(t)) \quad (\text{I-1})$$

Un modèle équivalent simplifié ainsi que le réseau des caractéristiques statiques DC I/V d'un transistor de puissance caractérisant l'effet fondamental sont représentés dans la Figure I-3.

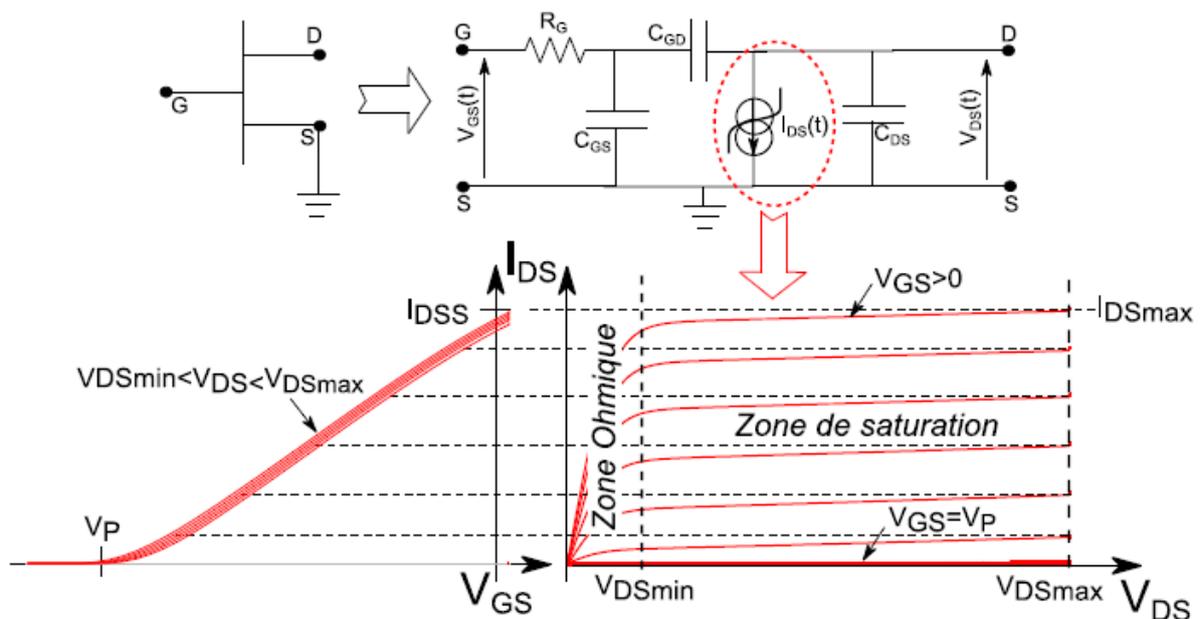


Figure I-3 : Représentation simplifiée du modèle équivalent et des caractéristiques I/V statiques d'un transistor de puissance à effet de champ.

2.1.3.2. Représentation du fonctionnement et caractéristiques de puissance.

En régime établi, les formes d'ondes non-modulées d'un amplificateur sont périodiques à la fréquence centrale de travail (f_0) et sont représentatives de la porteuse (*Régime CW*). La Figure I-4 représente la répartition des différents courants et tensions mis en jeu dans un amplificateur de puissance.

En considérant que le signal fourni par le générateur $E_g(t)$ est sinusoïdal :

$$V_e(t) = V_e \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta_e) \quad (\text{I-2})$$

$$I_e(t) = I_e \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_e) \quad (\text{I-3})$$

Et en supposant qu'il n'y ait pas d'élément non-linéaire en entrée (*typiquement CGS est supposée linéaire*) et que le composant soit fortement unilatéral (*aucun effet Miller : CGD négligée*), la tension grille-source aux bornes du transistor est la somme de la composante continue V_{GS0} et de la composante fondamentale V_{GS1} on a :

$$V_{GS}(t) = V_{GS0} + V_{GS1} \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (\text{I-4})$$

La référence de phase est prise ici sur ce signal qui commande la source de courant contrôlée.

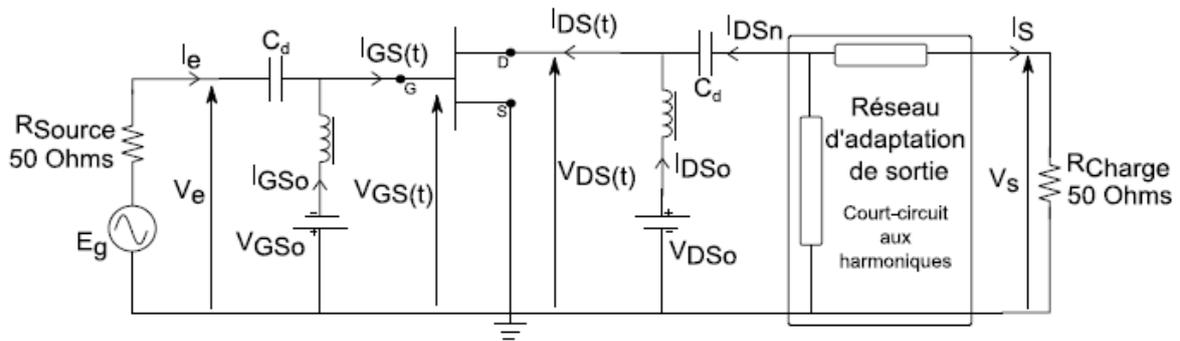


Figure I-4 : Représentation des différents courants et tensions mis en jeu dans un amplificateur de puissance.

A fort niveau, la source de courant de drain du transistor est non-linéaire et engendre une réponse multi-harmonique qui peut être exprimée par une décomposition en série de Fourier :

$$I_{DS}(t) = I_{DS0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{DSn} \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) \quad (\text{I-5})$$

$$V_{DS}(t) = V_{DS0} + \sum_{n=1}^{\infty} V_{DSn} \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t + \Psi_n) \quad (\text{I-6})$$

Idéalement, les réseaux de polarisation et d'adaptation de sortie vont supprimer les composantes continue et harmoniques des tensions et courants présentes sur la charge, ne laissant apparaître que la composante fondamentale. Par conséquent, les formes d'ondes de sortie peuvent s'exprimer sur une charge purement résistive par:

$$I_s(t) = I_s \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta_s) \quad (\text{I-7})$$

$$V_s(t) = V_s \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \theta) \quad (\text{I-8})$$

Dans ce cas, on définit les puissances moyennes d'entrée et de sortie aux accès de l'amplificateur à la fréquence centrale (f_0) par les expressions suivantes :

$$P_e (W) = 1/2R (V_e \tilde{\cdot} I_e^*) \quad P_e (dBm) = 10. \log (1000. P_e (W)) \quad (I-9)$$

$$P_s (W) = 1/2. Re(V_s \tilde{\cdot} I_s^*) \quad P_s (dBm) = 10. \log (1000. P_s (W)) \quad (I-10)$$

Où V_e, I_e, V_s, I_s , sont les amplitudes complexes des signaux d'entrée et de sortie [2].

2.2. Paramètres principaux des Pas :

La conception d'un amplificateur de puissance nécessite la prise en compte de plusieurs paramètres caractérisant le fonctionnement du circuit. Ceux-ci servent de facteurs de mérite et permettront de situer les performances des circuits développés dans l'état de l'art. On y trouve notamment la puissance saturée, la linéarité, le rendement, le gain, la stabilité, la bande passante et la surface occupée [9].

En partant du schéma-bloc de la Figure I-5, ces différents paramètres peuvent être retrouvés.

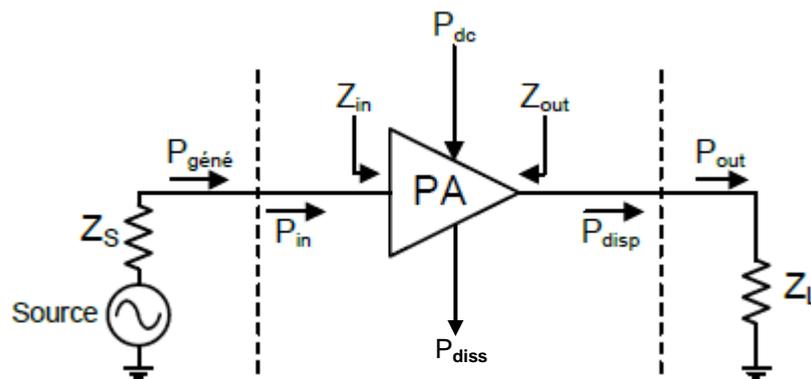


Figure I-5 : Bilan de puissance d'un PA [9]

Avec :

P_{in} et P_{out} : Puissance d'entrée du PA et puissance délivrée à la charge

P_{diss} : puissance dissipée par l'amplificateur ($P_{dissipée} = P_{DC} - P_{OUT} + P_{IN}$)

Z_{in} et Z_{out} : Impédances d'entrée et de sortie du PA

Z_s : Impédance interne du générateur (généralement 50Ω)

Z_L : Impédance de la charge en sortie du PA

2.2.1. Définition des gains en puissance

Le gain en puissance correspond au facteur d'amplification d'un signal d'entrée sur la charge en sortie du PA. Les désadaptations d'impédance en entrée et sortie l'amplificateur amènent à définir plusieurs types de gain (des compléments sont donnés en annexe B) :

- Le gain en puissance opérant G_p défini par l'équation (I-11) :

$$G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (I-11)$$

- Le gain en puissance disponible G_{disp} défini par l'équation (I-12) :

$$G_{disp} = \frac{P_{disp}}{P_{géné}} \quad (I-12)$$

Où $P_{géné}$ la puissance maximale disponible au générateur

- Le gain transducique G_{tr} défini par l'équation (I-13) :

$$G_{tr} = \frac{P_{out}}{P_{géné}} \quad (I-13)$$

Le gain transducique permet de prendre en compte les désadaptations en entrée et en sortie du PA. Les autres gains sont plutôt utilisés pour évaluer la stabilité et les pertes des réseaux d'adaptation lors d'analyses petits-signaux.

2.2.2. Le rendement

L'autonomie limitée des terminaux mobiles requiert des amplificateurs de puissance ayant le maximum d'efficacité et consommant le moins possible à leur puissance moyenne de fonctionnement. C'est pourquoi le paramètre de rendement est primordial dès lors que l'on conçoit un PA pour ces applications. Deux définitions de rendement existent : le rendement de drain (η_d ou DE) (I-14) et le rendement en puissance ajoutée PAE (I-15).

$$\eta_d = DE = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \quad (I-14)$$

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{géné}}{P_{dc}} \quad (I-15)$$

Le rendement de drain est surtout utilisé dans le cadre des amplificateurs commutés.

2.2.3. La linéarité

La linéarité transcrit la capacité d'un PA à amplifier un signal d'entrée avec un minimum de distorsions. Ce paramètre impose un compromis vis-à-vis du rendement.

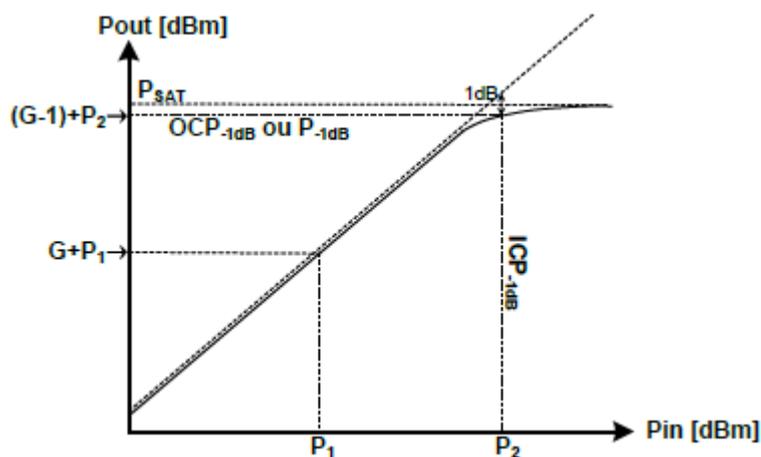


Figure I-6 : P_{out} en fonction de P_{in} pour un signal CW [9]

La première étape de conception d'un amplificateur consiste à appliquer un signal sinusoïdal CW (Carrier Wave) en entrée tout en effectuant un balayage en puissance (P_{in}) comme montré sur Figure I-6. Dans un fonctionnement linéaire, la puissance de sortie est proportionnelle à celle d'entrée d'un facteur G (I-16) :

$$P_{out} = G P_{in} \text{ (ou } P_{out} \text{ (dBm)} = G \text{ (dB)} + P_{in} \text{ (dBm))} \quad (I-16)$$

Le fonctionnement non-linéaire apparaît lorsque le gain G commence à décroître. La zone où le gain chute de 1dB par rapport au gain linéaire est connue sous le nom de point de compression à -1dB et est noté sous la forme P_{-1dB} ou OCP_{-1dB} pour la puissance en sortie du PA et ICP_{-1dB} en entrée.

Ces non-linéarités d'amplitude peuvent également être désignées par le terme de conversion de gain AM/AM (Figure I-7.a)). En traçant la phase du signal de sortie en fonction

de la puissance d'entrée, une deuxième caractéristique de non-linéarité de l'amplificateur est mise en évidence : la conversion amplitude-phase AM/PM (Figure I-7.b)).

Les non-linéarités créent une déformation du signal qui se répercute sur l'EVM (Error Vector Magnitude) et l'ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio), paramètres utilisés dans le cadre de signaux à modulation complexe.

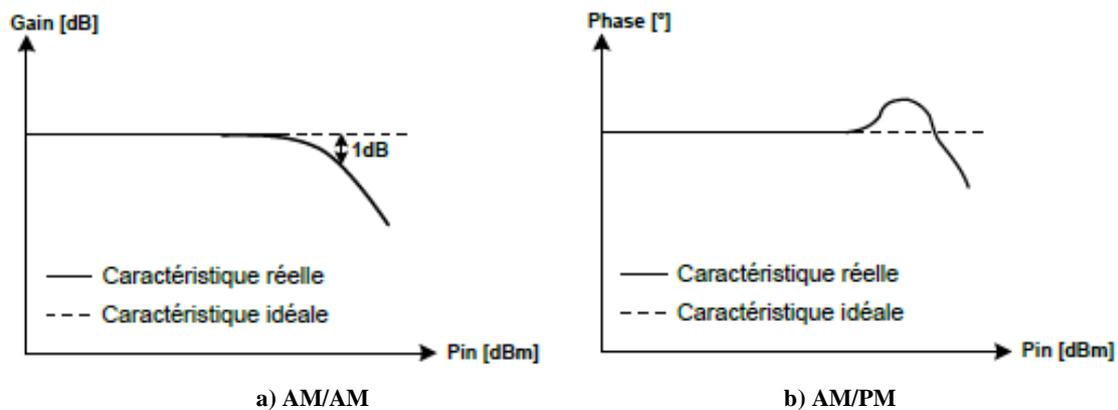


Figure I-7: Conversions AM/AM et AM/PM [9]

2.3. Stabilité du circuit

L'analyse de la stabilité permet de prévenir le circuit contre d'éventuelles oscillations pouvant entraîner un dysfonctionnement, voire sa destruction.

Deux études sont à mener. La première s'effectue lors des simulations en régime linéaire, principalement à l'aide des paramètres S, où chaque étage est étudié séparément. La deuxième consiste en une analyse temporelle du système à fort signal en injectant des impulsions sur différents nœuds du circuit.

2.3.1. Analyse linéaire

Plusieurs paramètres peuvent être utilisés pour estimer la stabilité d'un circuit (quadripôle) en petit signal. Le plus connu est le facteur de Rollet K , exprimé à l'aide des paramètres S par l'équation (I-11)

:

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

Le Tableau I-3 ci-dessous résume les états de stabilité suivant les valeurs que peuvent prendre K et Δ .

$ K = 1$	$K = \pm 1$		Instable
$ K > 1$	$K > 1$	$ \Delta < 1$	Inconditionnellement stable
		$ \Delta > 1$	Conditionnellement stable
	$K < -1$		Instable
$ K < 1$			Conditionnellement stable

Tableau I-1 : Condition de stabilité suivant les valeurs de K et Δ

Au final, un quadripôle sera inconditionnellement stable s'il respecte l'ensemble des contraintes (I-12) :

$$\begin{cases} |S_{11}| < 1 \\ |S_{22}| < 1 \\ K > 1 \\ |\Delta| < 1 \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

A noter que l'on peut trouver dans la littérature des paramètres complémentaires au facteur de Rollet nommés $B1$ et $B2$ définis tels que :

$$B1 = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0$$

(I-13)

$$B2 = 1 - |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 > 0$$

(I-14)

Les paramètres de Edwards-Sinsky μ et μ' peuvent aussi être employés. Ils effectuent une mesure géométrique de la distance entre le centre de l'abaque et le point le plus proche de ce dernier situé sur le cercle de stabilité. Ainsi, si cette distance est supérieure à 1, alors le composant est inconditionnellement stable. On se trouve dans la configuration où le cercle de stabilité se trouve déporté à l'extérieur de l'abaque.

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^*| + |S_{12} \cdot S_{21}|} > 1 \quad (\text{I-15})$$

$$\mu' = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^*| + |S_{12} \cdot S_{21}|} > 1 \quad (\text{I-16})$$

2.3.2. Analyse non-linéaire

Comme expliqué dans, le facteur K représente une condition nécessaire, mais pas suffisante. Cela suppose, en effet, que les impédances de référence utilisées pour le calcul des paramètres S soient constantes et indépendantes de la fréquence, ce qui n'est quasiment jamais le cas dans la pratique.

Une autre méthode met en œuvre une étude temporelle après injection d'une perturbation sur un nœud du circuit. Si le circuit est stable, cette perturbation sera amortie.

Dans le cas contraire, des oscillations seront observées. La principale difficulté de cette méthode réside dans la détermination du pas de simulation qui doit être inversement proportionnel au coefficient de qualité des réseaux résonants.

2.3.3. Techniques de stabilisation

Si les pertes introduites par les réseaux d'adaptation ne suffisent pas à stabiliser un circuit, plusieurs techniques sont envisageables.

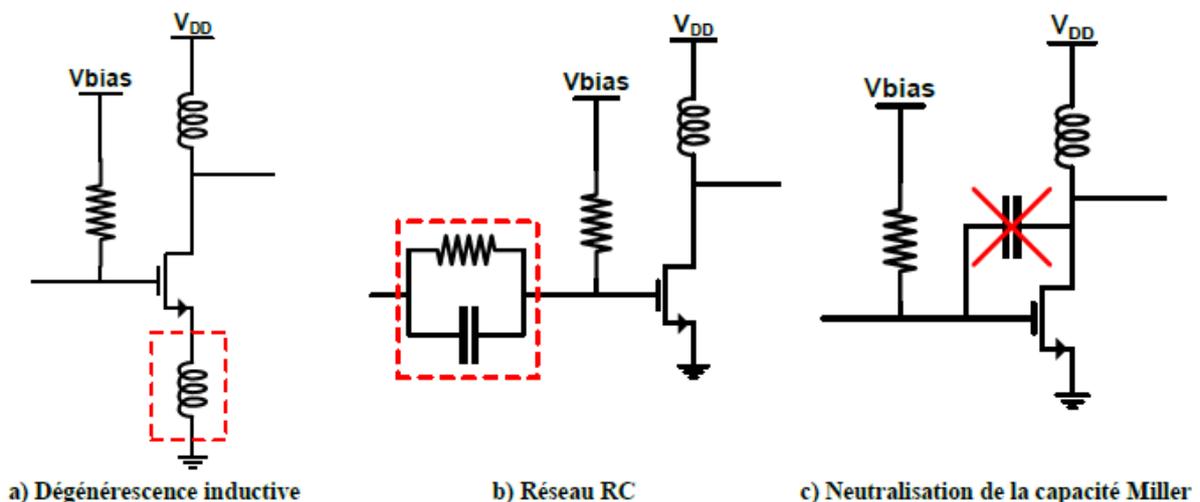


Figure I-8 : Techniques de stabilisation

Dégénérescence inductive :

La dégenérescence inductive (Figure I-8.a)) améliore la stabilité dans la bande de fréquences utile au détriment du gain de l'amplificateur.

Réseau RC sur la grille :

Un réseau RC (Figure I-8.b)) sur la grille du transistor permet de réduire le gain en basses fréquences, tout en gardant un bon gain avec un minimum de pertes d'insertion aux fréquences désirées.

Réduction de l'effet Miller :

Une trop grande capacité grille-drain C_{gd} d'un transistor a pour impact de diminuer l'isolation entre l'entrée et la sortie, pouvant ainsi conduire à une instabilité (Figure I-8.c)).

Plusieurs solutions existent pour compenser cette capacité, telles que le montage cascode et la neutralisation capacitive (ou neutrodynage).

2.4. Classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance

À l'heure de la prise de conscience collective des bienfaits de la réduction de la consommation énergétique, l'amélioration du rendement énergétique devient une priorité. Cette amélioration est mise en avant pour différents objectifs comme l'économie financière réalisée par la réduction de consommation d'énergie, les idées écologistes, l'augmentation de l'autonomie des systèmes mobiles ou l'augmentation des performances des systèmes en conservant une consommation énergétique équivalente [5].

2.4.1. Les classes de fonctionnement traditionnelles

Pour l'amplification de signaux radiofréquences, c'est-à-dire pour des fréquences allant jusqu'à plusieurs dizaines de gigahertz, la façon de choisir le point de polarisation du composant et les impédances présentées à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur conditionne le comportement du transistor. Ces conditions permettent de classer son fonctionnement suivant plusieurs régimes appelés "classes de fonctionnement". Il en existe quatre traditionnelles : les classes A, AB, B et C.

Dans cette partie, nous présentons leurs avantages et leurs inconvénients.

2.4.1.1. Présentation des classes de fonctionnement

Les classes A, AB, B et C possèdent le même schéma de principe. Il est représenté sur la figure I.4.

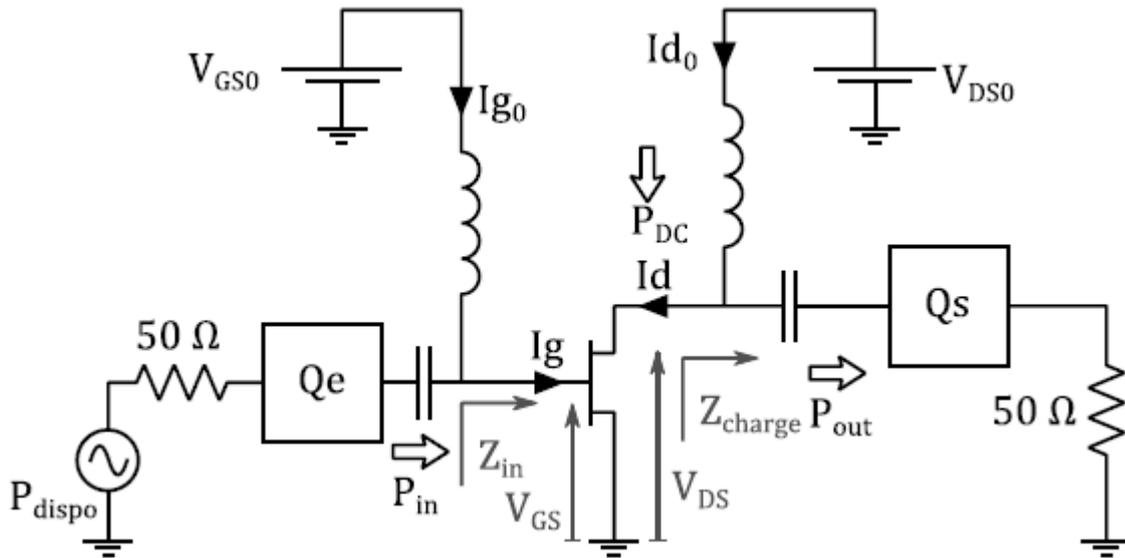


Figure I.9: Schéma de principe pour un fonctionnement en classe A, AB, B ou C [5]

Sur la figure I.9, les tensions V_{GS0} et V_{DS0} représentent respectivement les tensions de polarisation de la grille et du drain. Les courants I_{g0} et I_{d0} correspondent respectivement aux courants statiques qui traversent les inductances de lissage (*choke* en anglais) et qui alimentent le transistor. Celui-ci reçoit de la part des sources de tension une puissance statique PDC. Le composant reçoit aussi de la part d'un générateur de signal à la fréquence f_0 une puissance P_{in} . Il fournit à la charge 50Ω une puissance P_{OUT} . Un circuit d'adaptation d'impédance Q_e permet de transmettre l'intégralité de la puissance disponible P_{dispo} du générateur de signal vers le transistor, qui lui présente une impédance Z_{in} . De la même manière, un circuit d'adaptation d'impédance Q_s permet de présenter une impédance Z_{charge} au transistor et de transmettre la puissance reçue à une charge 50Ω .

Une première approche de qualification des performances de l'amplificateur consiste à les exprimer à l'aide de plusieurs gains ou rendements. Le gain en puissance correspond au rapport $G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}}$. Le rendement de drain correspond au rapport $\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}}$.

Le rendement en puissance ajoutée, noté *PAE* pour l'anglais "Power Added Efficiency", correspond au rapport $PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}}$.

Cependant, la définition théorique des classes de fonctionnement A, AB, B et C se fait par la forme temporelle de la tension V_{ds} aux bornes du transistor et la forme temporelle du courant I_d traversant le transistor [5].

Pour un fonctionnement en classe A, le courant de drain I_d possède une forme sinusoïdale (voir tableau I.2). Pour un fonctionnement en classe AB, le courant I_d correspond à une forme sinusoïdale tronquée. L'angle de conduction est alors supérieur à 90° , mais toujours inférieur à 180° . Cette dernière valeur correspond à un fonctionnement en classe A. Pour la classe B, l'angle de conduction vaut exactement 90° , le transistor conduit exactement pendant la moitié de la période du signal. En classe C, l'angle de conduction est compris entre 0° et 90° , car le transistor conduit pendant un temps inférieur à la moitié de la période du signal (voir tableau I.2).

Dans la pratique, la détermination du type de classe de fonctionnement se fait à l'aide de la valeur de la tension de polarisation de grille V_{GS} par rapport à la tension de pincement V_p . Ainsi, le fonctionnement de tout transistor polarisé par une tension V_{GS} comprise entre celle de la classe A $\frac{V_{GS\text{MAX}}+V_p}{2}$ et celle de la classe B (V_p) est communément appelé fonctionnement en classe AB. Le fonctionnement est alors considéré en classe AB même pour les faibles puissances d'entrée pour lesquelles les formes temporelles ressemblent à celles de la classe A.

Enfin, quand $V_{GS0} \leq V_p$, ce qui correspond à un fonctionnement en classe B ou C, s'il n'y a pas de puissance en entrée, il n'y a pas d'amplitude de courant et le courant statique de drain I_{d0} est nul. Ce comportement est intéressant car il permet de ne pas consommer d'énergie en l'absence de puissance du signal d'entrée. Mais, il engendre un gain en puissance nul pour les faibles puissances d'entrée. Ce type de fonctionnement est utilisé, par exemple, dans certaines applications radar où les besoins en linéarité ne sont pas critiques [5].

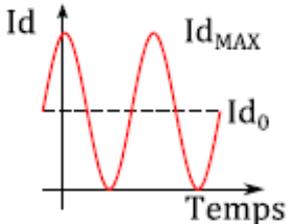
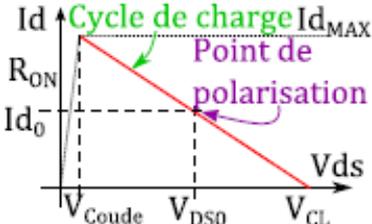
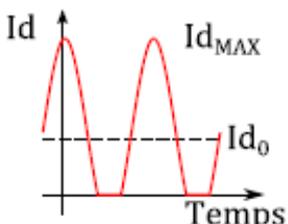
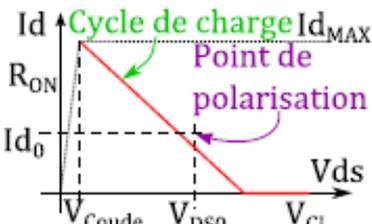
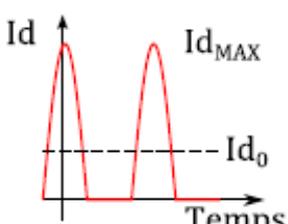
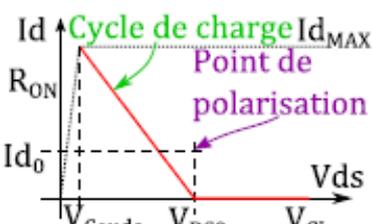
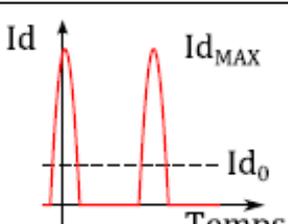
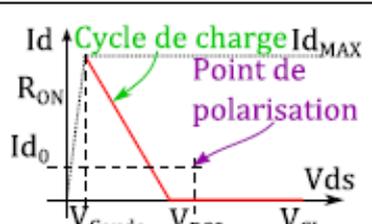
Classe	Forme temporelle du courant Id	Cycle de charge Id - Vds	Angle de conduction φ
A			$\varphi = 180^\circ$ $V_{GS0} = \frac{V_{GS}^{MAX} + V_p}{2}$
AB			$90^\circ < \varphi < 180^\circ$ $V_p \leq V_{GS0}$ et $V_{GS0} \leq \frac{V_{GS}^{MAX} + V_p}{2}$
B			$\varphi = 90^\circ$ $V_p = V_{GS0}$
C			$0^\circ < \varphi < 90^\circ$ $V_{GS0} \leq V_p$

Tableau I-2: Formes temporelles du courant et de la tension aux bornes du transistor et angle de conduction pour les classes de fonctionnement A, AB, B et C [5]

2.4.2. Classes commutées

Les classes de fonctionnement commutées permettent d'optimiser le rendement avec des transistors de puissance utilisés comme des interrupteurs et comportent notamment les classes D, E et F. Elles sont privilégiées pour l'amplification à enveloppe constante pour laquelle aucune contrainte en linéarité ne se pose [9].

Classe D :

L'amplificateur en classe D est composé de deux transistors conduisant alternativement afin de minimiser la puissance consommée. Des résonateurs LC sont associés à ces interrupteurs afin de retrouver la fréquence fondamentale sur la charge et éliminer les harmoniques. Etant donné que les formes d'onde du courant et de la tension de sortie ne se chevauchent pas, un rendement théorique de 100% peut être atteint.

$$\eta_{\text{class_D}} = \frac{P_{\text{out_class_D}}}{P_{\text{dc}}} = \frac{\frac{1}{\pi} \cdot V_{\text{DD}} \cdot I_{\text{max}}}{\frac{1}{\pi} \cdot V_{\text{DD}} \cdot I_{\text{max}}} = 100\% \quad (\text{I-17})$$

Cette classe n'est fonctionnelle qu'à très basse fréquence lorsque l'impact de la capacité parasite de drain des transistors est négligeable. En effet, outre le fait que la puissance dissipée lors de la charge de cette capacité augmente avec la fréquence, les formes d'onde sont lissées et un chevauchement entre le courant et la tension de drain apparaît.

Classe E :

Un PA en classe E a l'avantage d'absorber la capacité parasite de drain à travers son réseau d'adaptation en sortie. Quand le transistor (utilisé en l'interrupteur) est éteint, aucun courant ne circule et une tension est présente en sortie de l'amplificateur. L'interrupteur commence à conduire un instant après l'annulation de la tension de drain. Le chevauchement des formes d'onde du courant et de la tension ainsi que les pertes de charge dans les capacités parasites sont évités. Le PA peut donc fonctionner à de plus hautes fréquences et présente un rendement théorique de 100%. Un résonateur LC est généralement utilisé afin que l'impédance de charge soit uniquement vue à la fréquence fondamentale. Seule la capacité parasite de drain est vue pour les autres harmoniques.

Classe F :

L'amplificateur en classe F est polarisé comme un circuit en classe B. Le réseau d'adaptation en sortie est constitué de résonateurs afin de récupérer les harmoniques impaires et générer une tension de sortie carrée. Ces résonateurs doivent être placés en série afin de présenter un circuit ouvert au transistor pour les harmoniques impaires et absorber les harmoniques paires. La zone de chevauchement entre la tension et le courant de drain est ainsi réduite et le rendement peut être amélioré bien au-delà de 78,5% avec un maximum théorique

à 100%. Toutefois, le rendement se dégrade facilement à cause de la capacité parasite de drain et les nombreux filtres requis introduisent d'importantes pertes d'insertion.

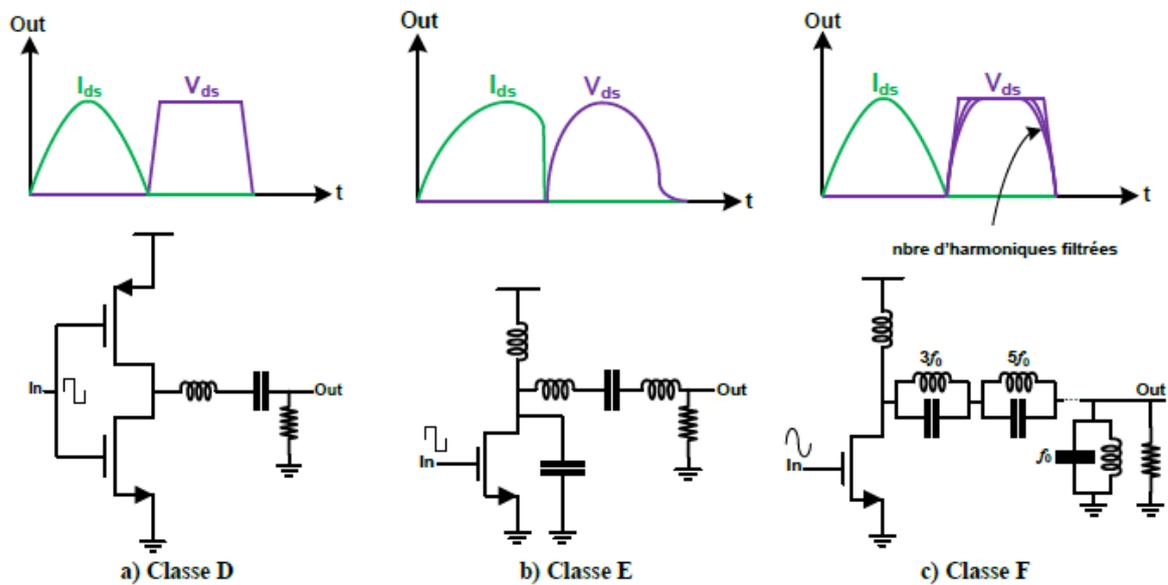


Figure I.10 : Amplificateurs à classe commutée [9]

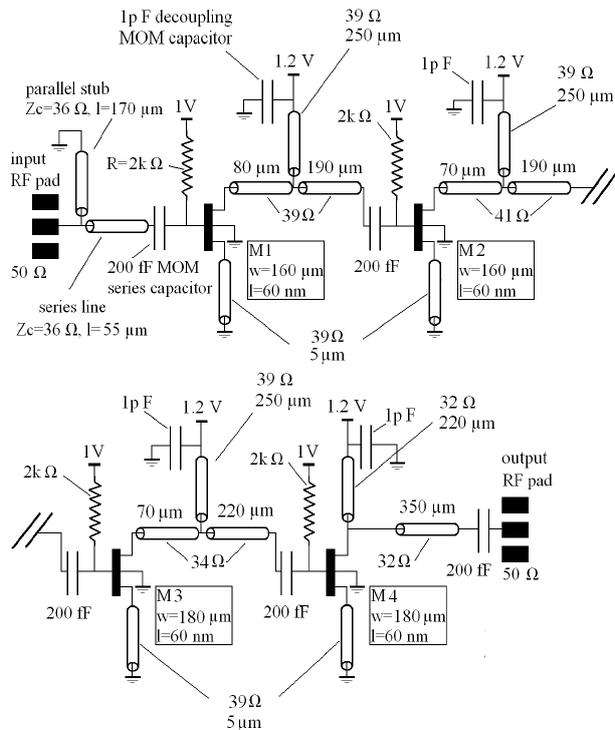
2.5. Etat de l'art des amplificateurs de puissance millimétriques

L'analyse de quelques PAs doit être menée afin d'identifier les verrous technologiques pouvant limiter les performances de ces circuits. De prime abord, deux architectures d'amplificateurs se dégagent de l'état de l'art : les amplificateurs millimétriques et les PA-DAC contrôlés de manière numérique.

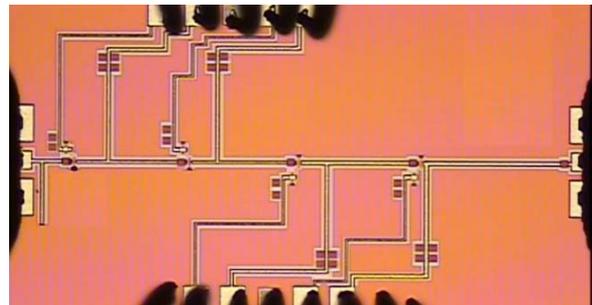
2.5.1. Les amplificateurs millimétriques

2.5.1.1. PA à base de lignes de transmission :

Le PA en mode commun, conçu dans la technologie CMOS 65nm, est montré sur la Figure I-11. Des lignes de transmission microstrip permettent d'adapter le transistor de puissance sur l'impédance du plot RF chargé par 50Ω . De part leur facilité de modélisation, ces lignes garantissent une conception rapide et aisée de l'amplificateur [9].



a) Schéma électrique



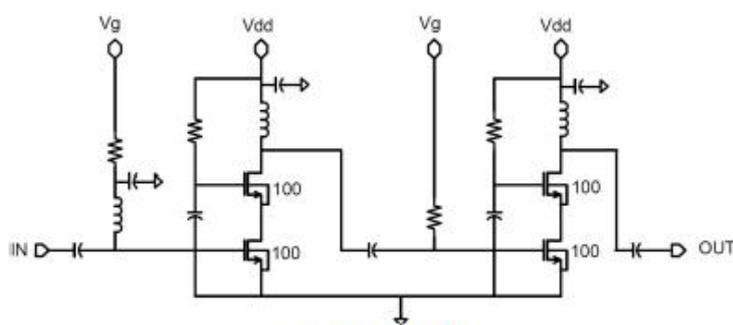
b) Photographie

Figure I.11 : PA basé sur des lignes de transmission [9]

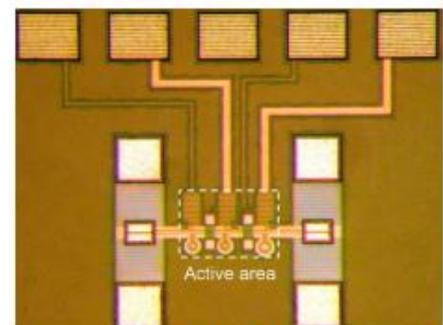
2.5.1.2. PA à base d'éléments localisés :

Une autre approche consiste à utiliser des éléments localisés à la place des lignes de transmission. Le PA sur la (Figure I-12) est implémenté dans la technologie CMOS 45nm Bulk.

Des inductances et des capacités sont utilisées pour adapter chaque étage. Ces éléments localisés permettent de réduire de manière considérable la partie active du circuit comme en témoigne la photographie du circuit qui occupe seulement 0,018mm².



a) Schématique



b) Photographie

Figure I.12 : PA à 60GHz à base d'éléments localisés [9]

2.5.1.3. PAs à base de transformateurs :

Le circuit en 65nm proposé sur la Figure I-13 utilise un DAT (Distributed Active Transformer) afin de combiner quatre transistors « General Purpose » (GP) de $140\mu\text{m}$.

Le combineur est conçu afin de présenter les impédances optimales aux transistors tout en ayant seulement 0,6dB de pertes. La taille du PA est optimisée grâce à l'utilisation des transformateurs comme circuit d'adaptation entre chaque étage [9].

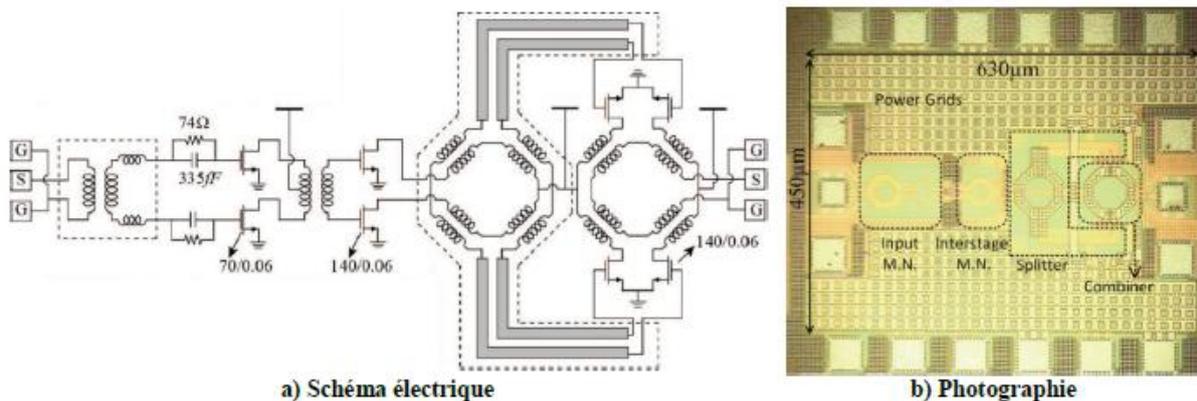


Figure I.13 : PA 65nm à base de transformateurs polarisé en classe A [9]

3. Techniques de Linéarisation et d'Amélioration du Rendement au Niveau Système

3.1. Techniques de linéarisation

Cette section présente les techniques de linéarisation classiques. Le trait commun de ces techniques est qu'elles supposent l'existence d'un amplificateur assez linéaire (*Classe A* ou *AB*), et les critères de délité du signal et d'élimination des distorsions hors bande prédominent sur les aspects de rendement dans leurs méthodologies et principes de fonctionnement [13].

Il existe de nombreuses techniques de linéarisation, les plus utilisées sont les suivantes :

3.1.1. Le feedback

Cette méthode consiste à appliquer une contre-réaction sur l'amplificateur. Le principe de base est présenté Figure I.13. Cela peut passer par une contre-réaction série ou parallèle, par exemple une résistance et une capacité en série entre la base et le collecteur, ou par des architectures plus complexes, comme la boucle cartésienne : dans ce cas, la contre-réaction est appliquée sur les coordonnées cartésiennes de l'enveloppe complexe du signal, en bande de base.

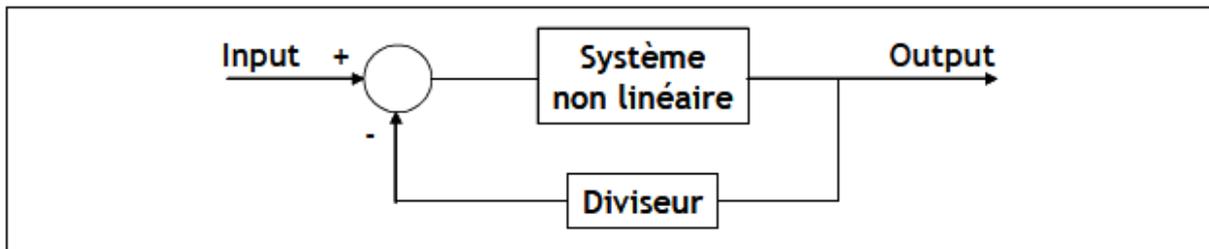


Figure I.14 : Principe de la technique feed-back [13]

3.1.2. Le feedforward

Cette technique, présentée Figure I.14, utilise deux amplificateurs. Le principe est le suivant: une partie du signal issu du premier PA est atténuée puis soustraite au signal initial. En prenant la différence de ces deux signaux, les distorsions sont isolées. Elles sont alors présentées en entrée du second PA, identique au premier. En soustrayant le signal obtenu en sortie du premier PA et les distorsions amplifiées par le second, nous obtenons un signal amplifié linéaire.

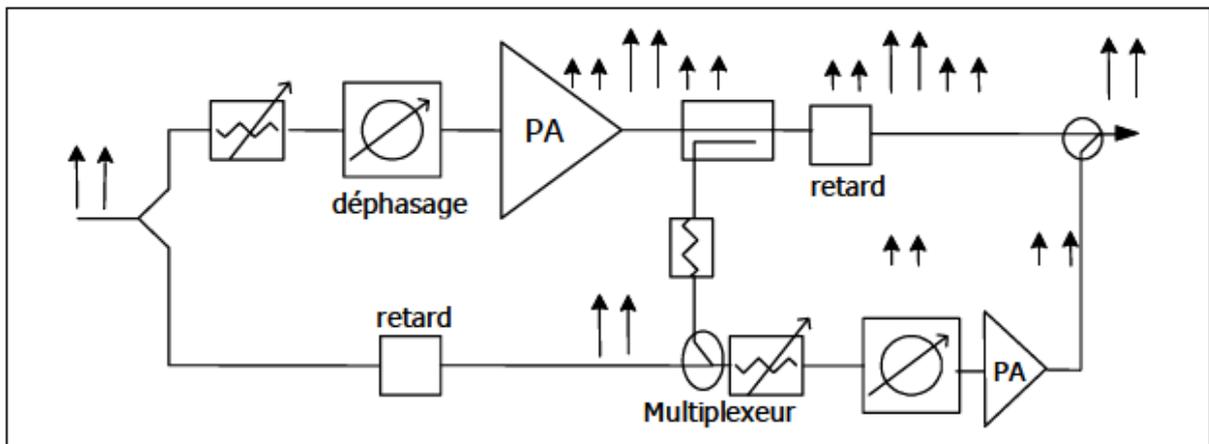


Figure I.15 : Principe de la technique feedforward

3.1.3. La prédistorsion

Elle peut être de deux sortes : numérique ou analogique. La linéarisation s'opère en aval de l'amplificateur : une caractéristique de distorsion est créée, complémentaire à celle résultant de l'amplification. En cascade les deux étages, le signal en sortie du PA ne comporte plus de distorsion, comme le montre la Figure I.15.

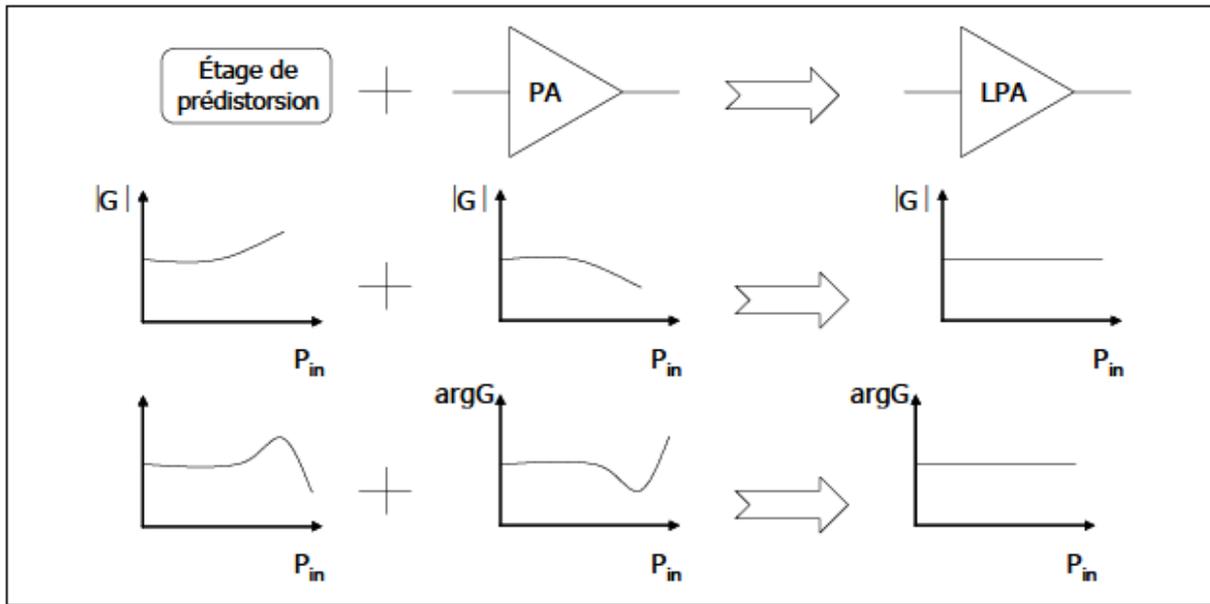


Figure I.16 : Principe de la technique de prédistorcion

3.2. Techniques d'amélioration du rendement

3.2.1. La polarisation dynamique

Une première approche pour augmenter le rendement d'un amplificateur de puissance consiste à faire évoluer le point de polarisation en fonction de la puissance de sortie requise, ceci afin de diminuer la puissance consommée. Il s'agit plus exactement d'améliorer le rendement moyen de l'amplificateur puisque celui-ci ne délivre pas en permanence sa puissance maximale [13].

Il existe deux moyens pour modifier la puissance consommée en fonction de la puissance de sortie nécessaire :

- Modifier le courant de repos du transistor, cette technique est nommée DCB (Dynamic Current Bias).
- Modifier la tension d'alimentation, on parle alors de DVB (Dynamic Voltage Bias).

Le principe de ces deux techniques est illustré Figure I-17.

Une troisième voie consiste à mélanger ces deux techniques. Dans leurs travaux, *Fowler et al.* Estiment qu'une diminution de la puissance consommée de l'ordre de 75% peut être

réalisée dans le cadre de signaux CDMA. Pour obtenir ce résultat remarquable, ils utilisent une méthode supplémentaire qui consiste à faire varier l'impédance de sortie.

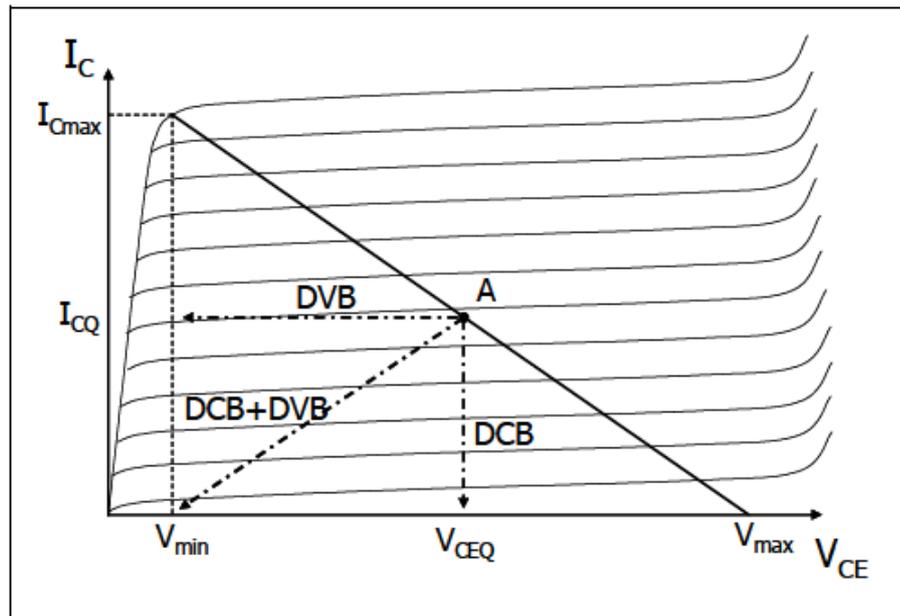


Figure I-17 : Variation du point de polarisation par les méthodes DCB et DVB [13]

Le principal désavantage de cette technique reste la modification du gain qui l'accompagne, provenant de la modification de la densité de courant, de la fréquence de transition du ou des transistors, de l'impédance d'entrée équivalente, etc. La variation de gain peut atteindre plus de 10 dB. Ceci engendre une distorsion supplémentaire sur les signaux qui peut avoir des conséquences plus ou moins importantes sur le message à transmettre, suivant si nous traitons des signaux à enveloppe constante ou non-constante.

3.2.2. L'augmentation du rendement : modulation à enveloppe variable

L'augmentation du rendement d'un PA pour des enveloppes variables est confrontée directement au compromis qui existe entre le rendement, la linéarité et le gain d'un PA. Autant la non linéarité harmonique n'a que peu d'importance lorsque l'enveloppe est constante, autant les produits d'intermodulation générés par la non linéarité sont pénalisants en présence d'enveloppe variable.

Comme il est généralement difficile, voire impossible, d'améliorer le rendement d'un PA sans dégrader sa linéarité ou son gain, il est généralement nécessaire d'augmenter la complexité du PA. Le tableau I.2 récapitule les principales méthodes connues pour augmenter le rendement d'un PA sans compromettre la linéarité [13].

méthode	principe	# PAs	dispositif supplémentaire
Doherty	charge active variable	2	diviseur et combineur de puissance, déphaseur
LINC	amplification linéaire avec des éléments non linéaires	2	modulateur AMPM, combineur de puissance
EER	élimination et restauration de l'enveloppe	1	détecteur d'enveloppe, limiteur, modulateur BF
Adaptation Dynamique	saturation de sortie contrôlée	1	détecteur d'enveloppe, modulateur BF

Tableau. I.3 : Principales techniques d'augmentation du rendement

3.2.2.1. La technique Doherty

Il est possible d'utiliser une variation de l'impédance de charge de l'amplificateur en fonction du niveau du signal et ainsi d'augmenter le rendement sur une plage de variation importante de la puissance de sortie, ce principe est la technique Doherty. Les amplificateurs utilisant cette technique ont des topologies différentes de celles couramment utilisées pour les amplificateurs conventionnels telles que la mise en parallèle de cellules amplificatrices et/ou l'utilisation de plusieurs étages.

Les performances d'un amplificateur sont généralement déterminées par l'impédance de charge présentée en sortie des transistors. La technique Doherty permet de modifier cette impédance de charge en fonction du niveau de puissance d'entrée, grâce à la combinaison de deux amplificateurs, un principal et un auxiliaire, ainsi que de deux lignes quart d'ondes d'impédances caractéristiques Z_C et Z_{CIN} . Cette technique était utilisée à l'origine pour moduler un signal en amplitude dans les amplificateurs à tubes. La Figure I-18 représente le schéma de principe d'un amplificateur Doherty.

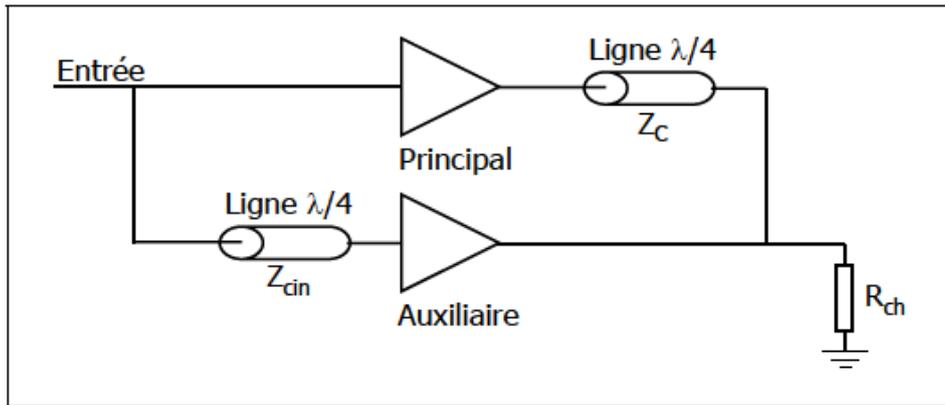


Figure I-18 : Circuit d'analyse de la technique DOHERTY

Le premier quart d'onde placé en sortie de l'amplificateur principal est indispensable pour réaliser la transformation d'impédance nécessaire au maintien du rendement sur une plage de variation importante de la puissance de sortie. Par contre, il introduit un déphasage de 90° qu'il va falloir compenser. Le second quart d'onde placé en entrée de l'amplificateur auxiliaire permet de compenser le déphasage entre les signaux des deux amplificateurs. Ce quart d'onde peut être remplacé par un coupleur hybride $0-90^\circ$. Ainsi la recombinaison en phase des signaux de sortie des deux amplificateurs est possible [13].

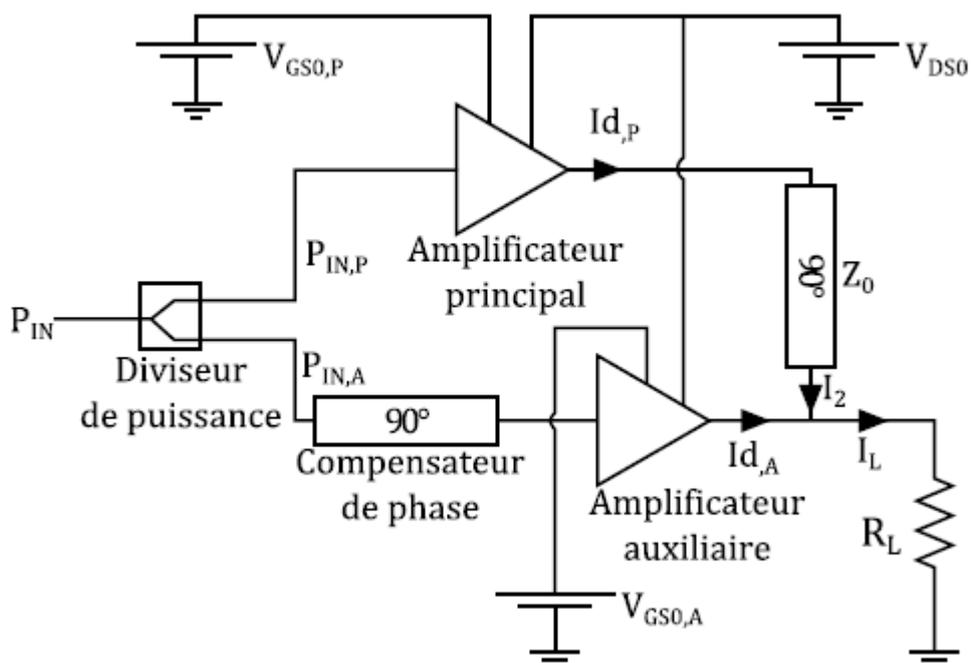


Figure I.19 : Schéma de base de l'amplificateur Doherty

Le principe de fonctionnement est le suivant :

- à faible niveau de puissance d'entrée, seul l'amplificateur principal fournit de la puissance, l'amplificateur auxiliaire est éteint,
- à niveau de puissance moyen, l'amplificateur auxiliaire commence à conduire et fournit de la puissance, alors que l'amplificateur principal devient de plus en plus saturé. La mise en conduction de l'amplificateur auxiliaire permet une modification de l'impédance de charge présentée à l'amplificateur principal,
- à fort niveau les deux amplificateurs sont saturés.

Cette structure intéressante présente néanmoins l'inconvénient de nécessiter la mise en œuvre de deux amplificateurs de puissance, ce qui limite le degré d'intégration.

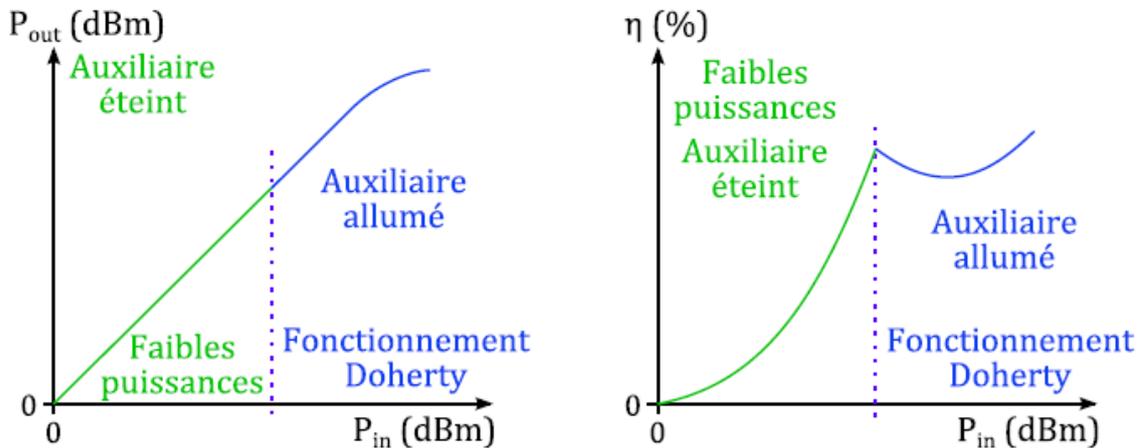


Figure I.20 : Principe de fonctionnement de l'amplificateur Doherty

3.2.2.2. Le principe LINC

Le principe LINC (Linear amplification using Non linear Components) reporte la complexité d'un PA linéaire et à haut rendement sur un modulateur AM-PM. Le principe LINC (figure I-21) consiste à transformer l'information d'amplitude en deux modulations de phase de signe opposé par un modulateur AM-PM, l'utilisation de deux PAs à rendement élevé avec une linéarité faible devient ainsi possible. Chaque PA travaille à amplitude constante où son rendement est maximum par conséquent le rendement global d'un PA LINC n'est amélioré que pour des niveaux d'amplitude d'entrée élevés. D'autre part la sommation de la sortie des deux PAs n'est pas simple puisque les signaux en sortie sont déphasés et ainsi leur charge varie dynamiquement, les PAs doivent donc posséder une faible sensibilité à la variation dynamique de la charge (pulling).

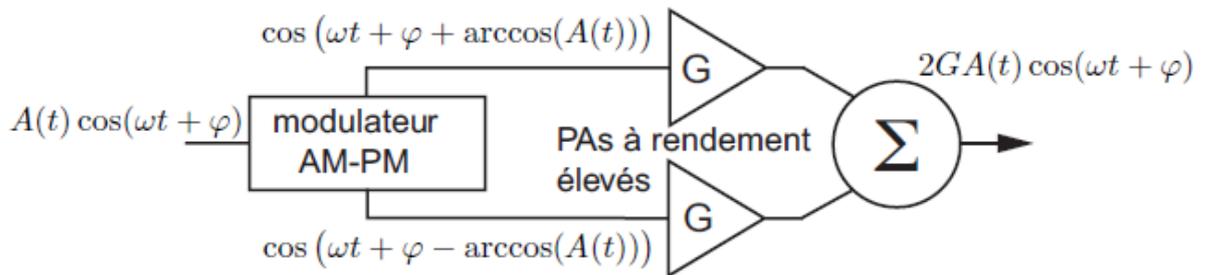


Figure I.21 : Le principe LINC

3.2.2.3. Le principe EER

Le principe de l'EER (Envelope Elimination and Restoration) consiste à séparer l'information de phase et d'amplitude, de les traiter séparément puis finalement de les recombinaison. La figure 2.2 représente une configuration simple du système EER. Le PA RF fonctionne en mode tout ou rien, son rendement est élevé (>50%) et l'amplitude de sortie est alors proportionnelle voire égale à son alimentation si les transistors de sortie peuvent être considérés comme des commutateurs idéaux. Grâce à l'utilisation d'un PA idéal en mode tout ou rien, la recombinaison amplitude-phase est une opération simple. La linéarité AM-AM et le gain en puissance du PA dépendent alors uniquement du modulateur. L'augmentation de rendement du système EER provient de l'efficacité du mode tout ou rien du PA et du rendement de conversion du modulateur. D'autre part, la linéarité AM-PM dépend principalement du limiteur et de sa faculté à extraire l'information de phase indépendamment de l'amplitude d'entrée afin de fournir un niveau constant au PA de sorte que lui-même ne génère pas de distorsion AM-PM.

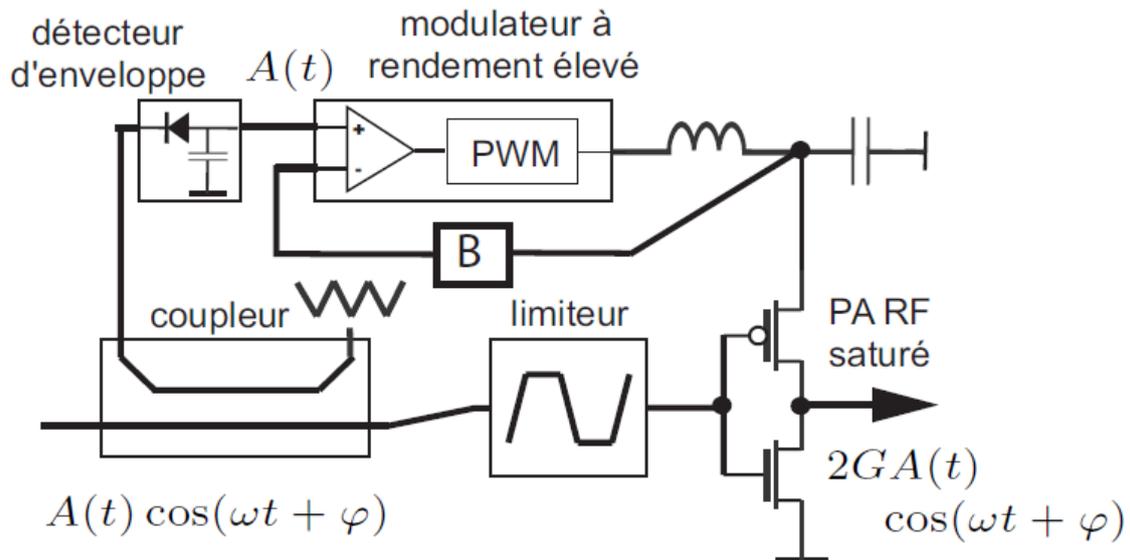


Figure I.22 : Le principe EER

Le système EER représenté à la figure I.22 ne permet pas d'atteindre des performances suffisantes en termes de distorsion AM-AM. A part le cas idéal, l'ensemble limiteur-PA ne permet pas de rejeter complètement les variations d'amplitude en sortie provoquées par des variations d'amplitude en entrée car la caractéristique de compression n'est pas plate. Ces fluctuations d'amplitude non désirées en sortie ne peuvent pas être corrigées par le système EER décrit à la figure I.22. le schéma de principe de la figure I.23 est donc préféré. La contre-réaction provient de la sortie du PA ce qui permet de corriger les fluctuations d'amplitude générées par le comportement non idéal de l'ensemble limiteur-PA et ainsi d'atteindre des performances de linéarité supérieures.

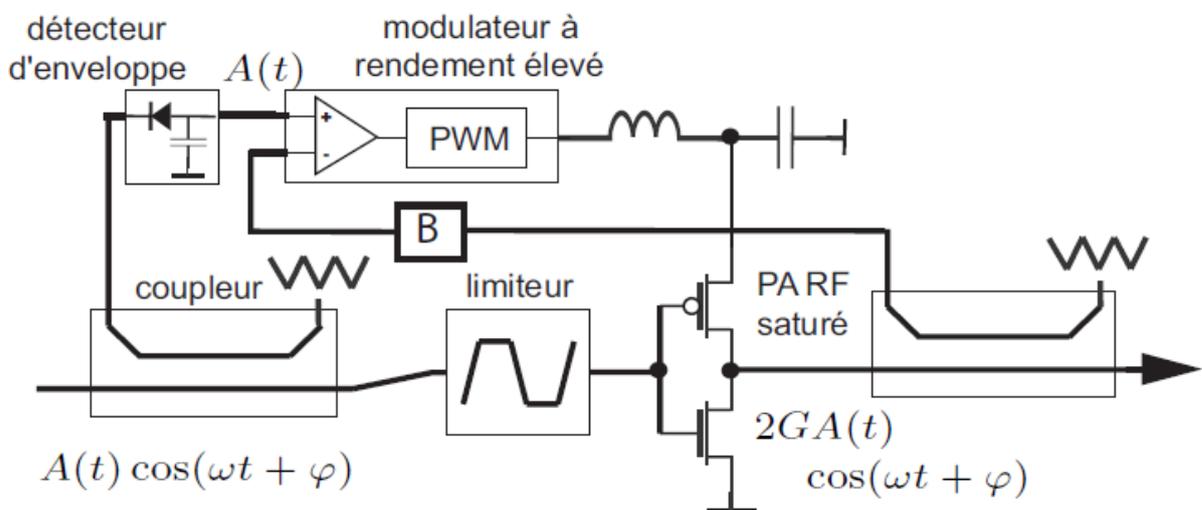


Figure I.23 : amélioration de la linéarité du principe EER

3.2.2.4. Le principe de l'adaptation dynamique de l'alimentation d'un PA linéaire « *enveloppe tracking* »

La dernière technique d'augmentation du rendement de PA, connue dans la littérature, est la catégorie des PAs dont l'alimentation est dynamiquement adaptée. L'adaptation est proportionnelle à l'enveloppe du signal RF de sorte que le signal de sortie de l'amplificateur RF linéaire ne subisse pas de compression. Dans la littérature, cette même technique d'augmentation du rendement est nommée *dynamic power supply PA*, ou *bias adaptation* et *enveloppe tracking*.

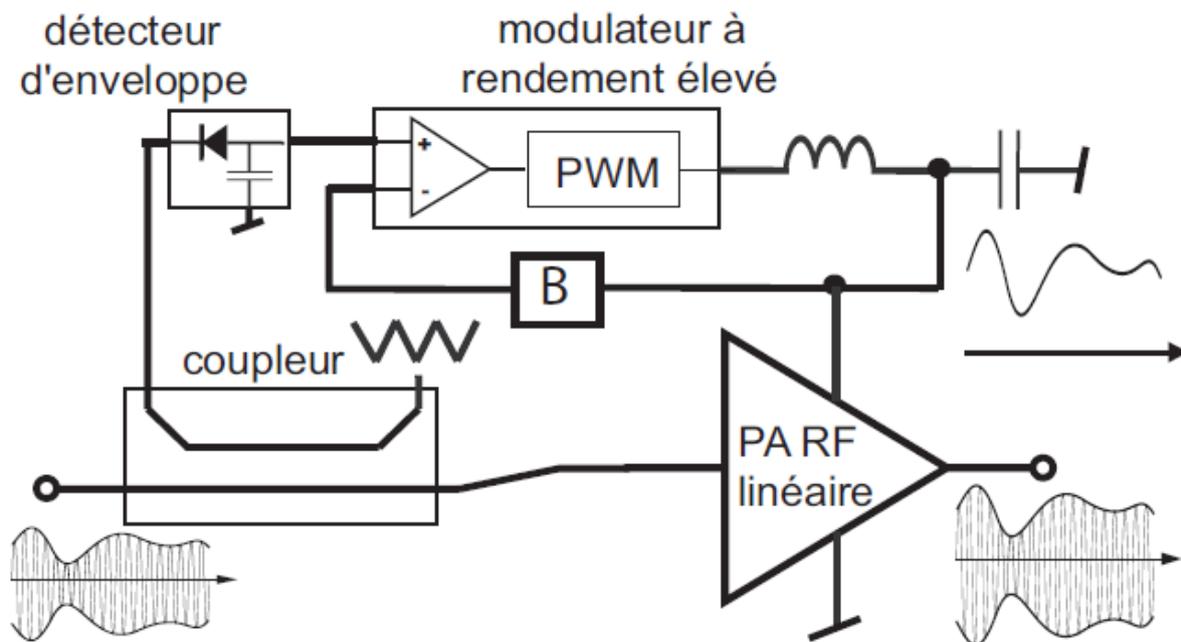


Figure I.24 : adaptation dynamique de l'alimentation d'un PA linéaire

3.2.3. Le traitement des harmoniques

L'amélioration du rendement peut être obtenue en écrêtant la forme d'onde du courant, de la tension ou des deux. Les classes de fonctionnement du dispositif, dépendantes des conditions de polarisation mais également de la charge de sortie et donc des impédances aux harmoniques présentées en sortie du dispositif. La linéarité et le rendement d'un amplificateur sont donc directement liés aux impédances présentées en sortie du dispositif à la fréquence de fonctionnement et aux fréquences harmoniques [13].

Avoir la possibilité de contrôler le réseau de sortie et par conséquent le niveau des harmoniques du signal d'entrée, peut nous permettre d'améliorer le rendement et la linéarité ou de privilégier un critère par rapport à l'autre suivant le besoin.

4. Conclusion :

Dans ce chapitre s'intéressant tout particulièrement à la définition d'un amplificateur de puissance reconfigurable, nous avons présenté les principales caractéristiques d'un amplificateur de puissance et mis en évidence l'importance des notions telles que la puissance de sortie, le point de compression à 1 dB et le rendement et le rendement en puissance ajoutée.

Nous avons ensuite défini la notion de classe de fonctionnement et présenté les classes sinusoïdales A, AB, B et C ainsi que les classes de fonctionnement commutées E et F.

Au travers de cette étude, nous avons mis en évidence que rechercher une bonne linéarité se fait au détriment du rendement et vice-versa. Nous devons dès lors, en fonction de l'application visée, déterminer une priorité entre ces deux critères.

Nous avons présenté aussi les différentes méthodes d'adapté les amplificateurs tel à la base de ligne de transmission, à base de transformateur, à base d'éléments localisés (Des inductances et des capacités) ou par utilisée des topologies de transistors empilés sur substrat. A la fine on parle sur Techniques de Linéarisation et d'Amélioration du Rendement.

Le chapitre suivant est consacré à l'étude sur les différents types de transistor a effet de champ nous avant basé particulièrement sur la technologie HEMT à base de GaN.

Chapitre 2

Technologies utilisées pour l'amplification de forte puissance

1. Introduction

Dans cette partie nous allons présenter l'aspect physique et électrique des différentes technologies existantes permettant de réaliser de l'amplification forte puissance à partir de composants à l'état solide. Peu de transistors associent, à l'heure actuelle, une forte densité de puissance et une fréquence de travail élevée. En effet les technologies existantes permettent généralement de réaliser un compromis entre ces paramètres [04].

Nous nous attarderons particulièrement sur la technologie HEMT à base de GaN sur laquelle beaucoup de travaux de recherche et développement sont en cours dans la communauté scientifique et dont les propriétés pourront permettre l'amplification de puissance en bande K et Ka (26 – 40GHz voire au delà). Dans ces bandes de fréquences les applications les plus courantes sont dédiées à la communication satellite civile. Afin d'expliquer de manière théorique l'intérêt de ce type de composant, nous présenterons les propriétés physiques, chimiques, électriques et thermiques relatives aux HEMTs utilisant les hétérostructures AlGaN/GaN ou InAlN/GaN. Nous aborderons également les effets limitatifs basses fréquences connus, inhérents à ce type de composants, qui restreignent les performances en puissances et impactent la fiabilité des composants [04].

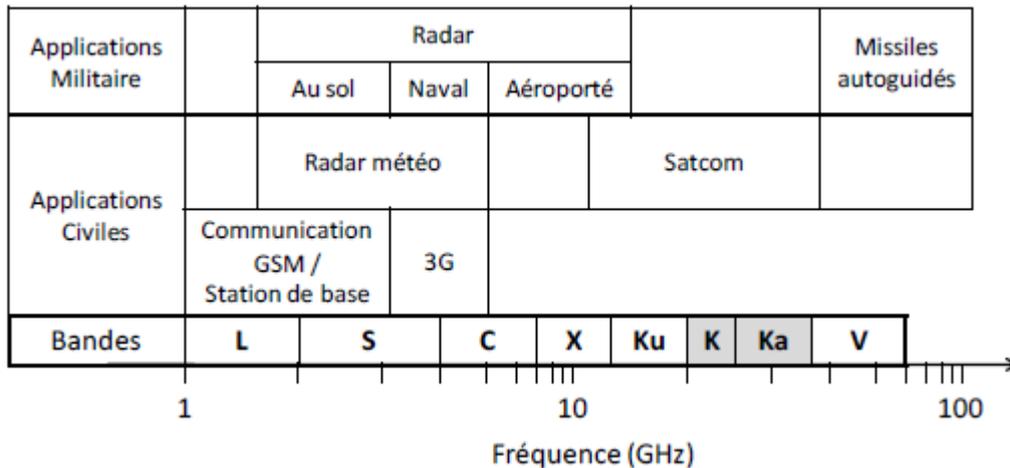


Figure II.1 – Gammes et appellations des différentes bandes radio fréquences (RF) et micro-ondes [04].

2. Transistors utilisés en amplification de puissance à hautes fréquences

Les transistors sont des éléments actifs essentiels de l'électronique qu'il est possible de distinguer selon deux principales catégories, les transistors bipolaires, ainsi que les transistors à effets de champ (TEC). Tous deux permettent une régulation du courant de sortie, par une modulation de courant pour le transistor bipolaire, ou une modulation de tension pour le TEC. Le schéma d'utilisation est présenté en figure 2.

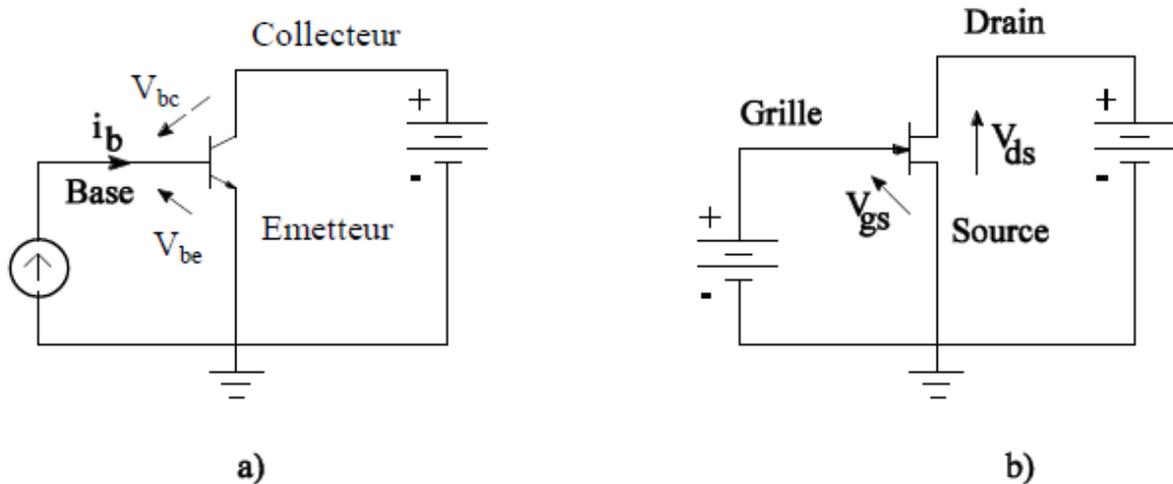


Figure II.2 – Montage élémentaire et polarisation a) d'un transistor bipolaire « émetteur commun », b) d'un transistor à effet de champ [04]

Nous détaillerons par la suite les différents types de transistors existants pour chacune de ces deux familles, ainsi que les applications pour lesquelles ils sont principalement utilisés de nos jours.

2.1. Transistors bipolaires

2.1.1. Généralités sur le transistor bipolaire

La notion de transistor bipolaire à homojonction a été introduite par Shockley et son équipe en 1948. Faute de moyens techniques, il s'est contenté de mettre en évidence les potentialités de ce composant. Ce n'est que trois ans plus tard que le premier transistor fut créé. Le principe du transistor bipolaire à homojonction repose sur l'association de deux jonctions PN tête-bêche donnant naissance à un composant comportant trois électrodes dénommées émetteur (E), base (B) et collecteur (C) [04].

Le principe de fonctionnement du transistor bipolaire dans le mode de fonctionnement amplificateur repose sur l'injection de porteurs de charge majoritaires depuis l'émetteur dans la base grâce à une jonction EB maintenue en direct. Les porteurs injectés devenant minoritaires dans la base diffusent à travers celle-ci pour être finalement accumulés dans le collecteur grâce à la jonction BC polarisée en inverse.

Un courant parasite important est également présent dans ce type de transistor. Celui-ci provient des recombinaisons des porteurs minoritaires dans la base mais également d'un courant de trous de la base vers l'émetteur car cette jonction est en direct. Aucun courant ne traverse la jonction BC puisque celle-ci est bloquée. Ce phénomène est une perte sur l'efficacité de commande de l'électrode de base sur le courant transitant entre l'émetteur et la base. Un bilan des porteurs porté en figure 3.

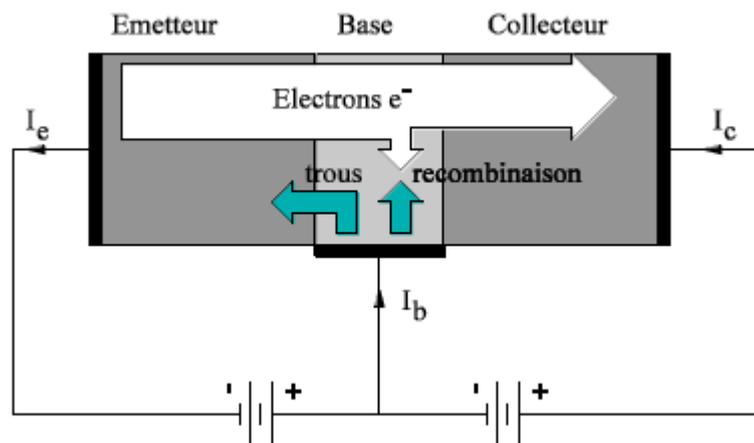


Figure II.3 – Schéma de structure d'un transistor bipolaire (NPN) récapitulatif du bilan des porteurs intervenant dans un montage « émetteur commun ».

L'efficacité de l'injection dépend du rapport des dopages de l'émetteur et de la base. Augmenter le dopage de l'émetteur permet donc de limiter la proportion de porteurs venant de la base et donc du courant consommé par l'électrode de base.

Le gain en courant β , paramètre important pour l'utilisateur, est le rapport entre le courant collecteur et le courant de base. Moins la base est dopée, plus le gain est élevé. Ceci s'explique par une plus faible probabilité de recombinaison des porteurs minoritaires ainsi que la limitation de l'injection des porteurs depuis la base vers l'émetteur.

Hélas, la base étant faiblement dopée, cela induit des résistances d'accès et de couche élevées qui limitent les performances hyperfréquences des composants.

L'utilisation d'une hétérojonction émetteur-base mettant en contact deux matériaux semi-conducteurs de grande et petite bandes d'énergie interdites permet d'en améliorer notablement les performances. Ce type de composant est dénommé Transistor Bipolaire à Hétérojonction (TBH) ou Heterojunction Bipolar Transistor (HBT) en anglais.

Le TBH InGaP/GaAs est un transistor bipolaire dont l'émetteur en $\text{In}_{0,49}\text{Ga}_{0,51}\text{P}$ possède une bande interdite (1,89 eV) plus grande que celle de la base en GaAs (figure 1.4).

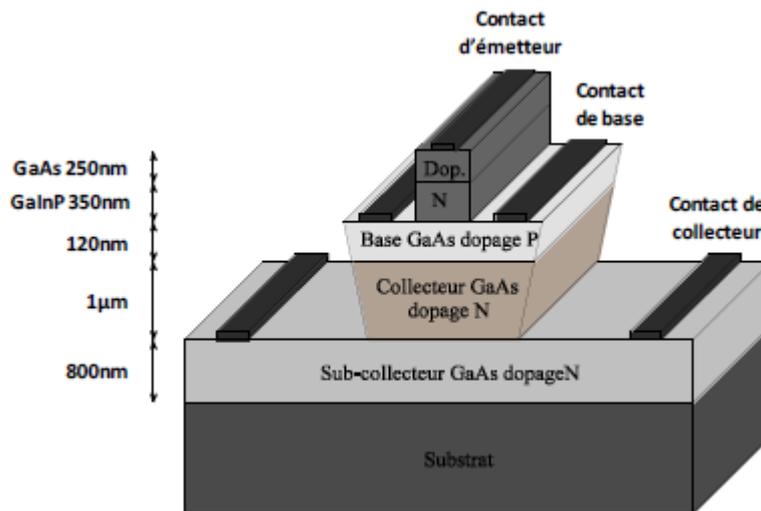


Figure II.4 – Exemple de coupe d'un transistor bipolaire à hétérojonction GaInP/GaAs

2.2. Transistors à effet de champ

Une alternative au transistor bipolaire pour des applications requérant des fréquences de fonctionnement élevé est le transistor à effet de champ (TEC). Dans cette partie, nous présenterons différentes variantes de cette famille de transistors, nous verrons leurs spécificités ainsi que les différentes applications pour lesquelles ils sont communément utilisés.

Le transistor à effet de champ a été inventé à la fin des années 1920 par J. E. Lilienfeld, mais n'a pu être réalisé avant la fin des années 1950 [04]. Son principe repose sur l'utilisation d'un champ électrique pour contrôler la conductivité d'un canal dans un matériau semi-conducteur. Contrairement au transistor bipolaire, le transistor à effet de champ présente une structure horizontale, ce qui signifie que les contacts ohmiques se trouvent sur le même plan. Un TEC peut reposer sur deux principes différents. Il peut être constitué d'un simple canal

dopé négativement N dont la largeur dépend de la zone désertée sous la grille (transistors type MESFET). Dans le cas des transistors HEMTs, le canal de conduction est créé grâce à la formation d'un gaz d'électrons à 2 dimensions (2DEG) à l'aide d'une hétérojonction. Dans chacun des cas le flux d'électrons est contrôlé par la section du canal et la densité de porteurs. Il est contrôlé par la tension appliquée à la grille Schottky (VGS), la tension VDS permet de déterminer la puissance qui sera disponible. Un schéma représentatif du montage, pour le cas d'un transistor MESFET [04], est présenté en figure 5.

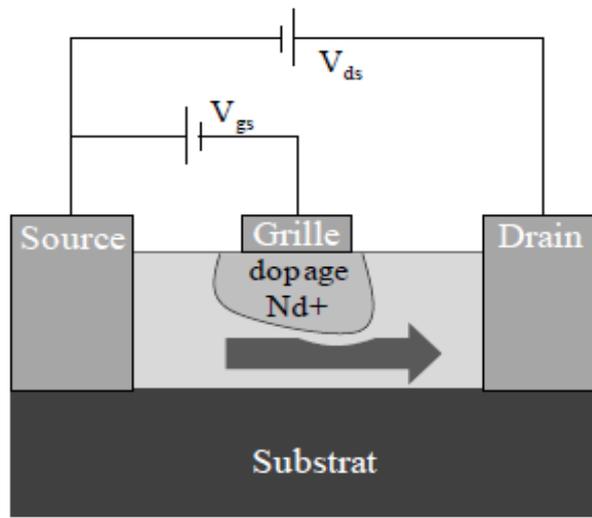


Figure II.5 – Schéma de fonctionnement d'un transistor à effet de champ de type MESFET (contrôle de la largeur de canal par la grille Schottky métal-semi-conducteur)

Chaque TEC repose sur ce principe de base, cependant il a été mis en œuvre de manière distincte pour les différents transistors à effet de champs existants. Ici nous choisirons de présenter quelques uns des plus couramment utilisés pour des applications d'amplification de puissance à hautes fréquences, en exposant leurs spécificités ainsi que leurs domaines d'applications. Nous présenterons donc dans les paragraphes suivants les MESFET, LDMOS, HEMT et PHEMT.

2.2.1. Le transistor MESFET

La technologie MESFET (MEtal Semi-conducteur Field Effect Transistor) a pour principale particularité de présenter une grille métallique dont le contact avec le semi-conducteur est réalisé par une diode Schottky. Historiquement le MESFET est un des premiers à avoir été fabriqué à partir d'un composé III-V.

La technologie la plus couramment utilisée actuellement est celle à base d'arséniure de gallium (GaAs). Son principe de fonctionnement repose sur le contrôle de la zone de déplétion située sous le contact métallique qui module l'épaisseur du canal de conduction et donc le courant. Selon le principe de fonctionnement résumé précédemment, la largeur de la zone appauvrie dépend directement de la tension appliquée sur la grille. La technologie MESFET GaAs présente de bonnes performances pour des applications de puissance jusqu'en bande X, (pouvant aller jusqu'à 5W). Cependant, le champ de claquage étant lié à l'hétérostructure utilisée, cette technologie est limitée par de faibles tensions de claquages ainsi que par ses fréquences de transitions ($\approx 30\text{GHz}$) [04].

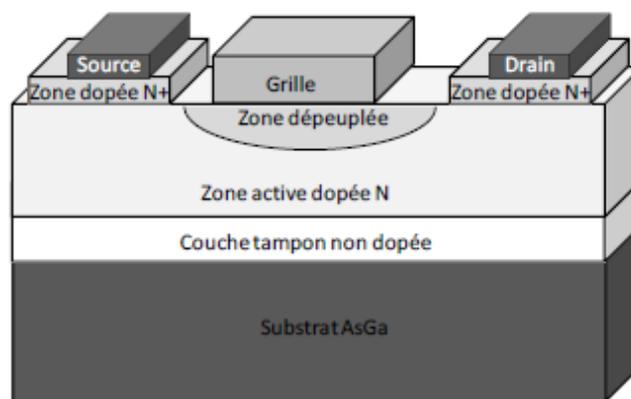


Figure II.6 – Exemple de coupe d'un transistor MESFET sur substrat GaAs.

2.2.2. Le transistor LDMOS

Les transistors LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor) sont largement utilisés pour les applications d'amplification de puissance. Ils présentent la particularité d'être naturellement déserté (normally OFF). Il existe néanmoins des composants LDMOS normally ON. Le canal d'électron est engendré sous la grille par l'agencement de couches dopées positivement et négativement comme le montre la figure 7. Le contrôle du canal est réalisé latéralement par l'établissement d'une tension de grille positive.

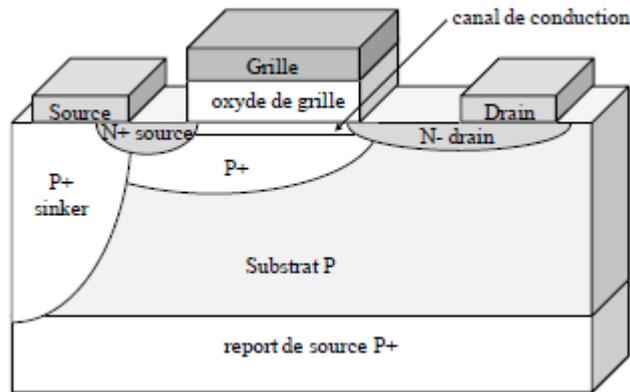


Figure II.7 – Exemple de coupe d'un transistor LDMOS.

Contrairement aux transistors présentés précédemment, le transistor LDMOS a la particularité de supporter des tensions de claquage importantes pouvant aller jusqu'à plusieurs dizaines de volts en bande L ($\approx 60V$). Ses fréquences d'utilisation couvrent majoritairement les bandes L et S (0,9 GHz à 4 GHz). En raison de ses bonnes performances (2W à 2 GHz [9]) et de son coût raisonnable il est principalement utilisé dans les amplificateurs des stations de bases en télécommunications GSM ainsi que pour les récentes applications utilisant la norme WiMAX. Cependant ses performances sont limitées à des fréquences de travail basses (quelques GHz) [04].

2.2.3. Le transistor HEMT

Les transistors HEMT sont aujourd'hui les composants ayant connu la plus grande évolution. Contrairement aux autres transistors à effet de champ, dans le HEMT le transfert de courant se fait grâce à la formation, à l'hétérojonction, d'un « puits de potentiel » qui tiendra le rôle de canal. L'hétérojonction permet la séparation des atomes donneurs ionisés (dopants) des électrons libres. Ces électrons sont alors confinés dans le puits sous forme d'un gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG), où ils peuvent atteindre des mobilités importantes. Son nom HEMT (High Electron Mobility Transistor) provient de cette propriété. Les temps de transition très courts ont pour principale conséquence sa capacité de travail à des fréquences élevées [04].

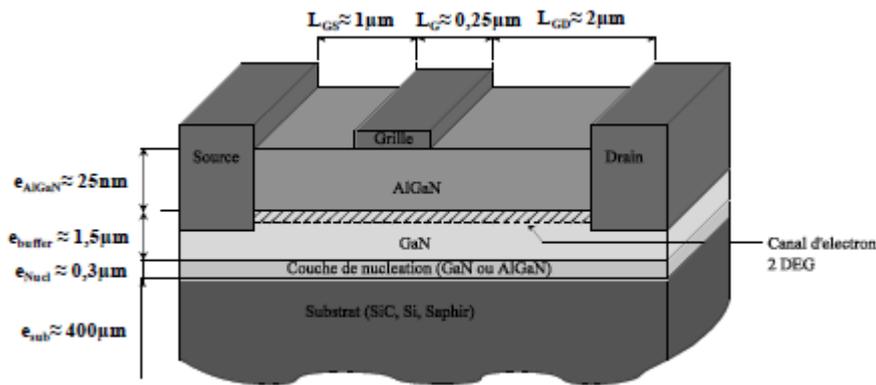


Figure II.8 – Exemple d’epitaxie d’un transistor HEMT AlGaIn/GaN.

Ce concept de composants est utilisé principalement avec des technologies dites «III-V» car elles sont réalisées à partir des éléments provenant de la 3ème et de la 5ème colonne de la classification périodique des éléments. La technologie la plus mature existant actuellement est celle à base d’arséniure de gallium qui permet des applications de puissances jusqu’à 94GHz (avec des champs de claquage de l’ordre de 20 V). Cependant depuis les années 2000 les technologies à base de nitrure de gallium connaissent un fort développement du à leur capacité à supporter des champs plus importants que les composants à base de GaAs. Cette dernière spécificité en fait un candidat idéal pour des utilisations dans la conception de systèmes radars de très forte puissance. Les développements actuels laissent penser que des démonstrations jusqu’à 100GHz seront faites dans les cinq années à venir.

2.2.4. Le transistor pHEMT

Dans les structures HEMT pseudomorphiques (pHEMT), la hauteur du puits quantique est augmentée sans que cela nécessite la présence de couches trop fortement dopées. Ce résultat est obtenu grâce à l’utilisation d’un matériau semi-conducteur de bande interdite plus faible que l’arséniure de gallium (GaAs), tel que l’InGaAs. La différence de structure cristallographique et physique entraîne des phénomènes spécifiques tels que l’augmentation de la mobilité mais également des risques quand à la qualité cristalline [04].

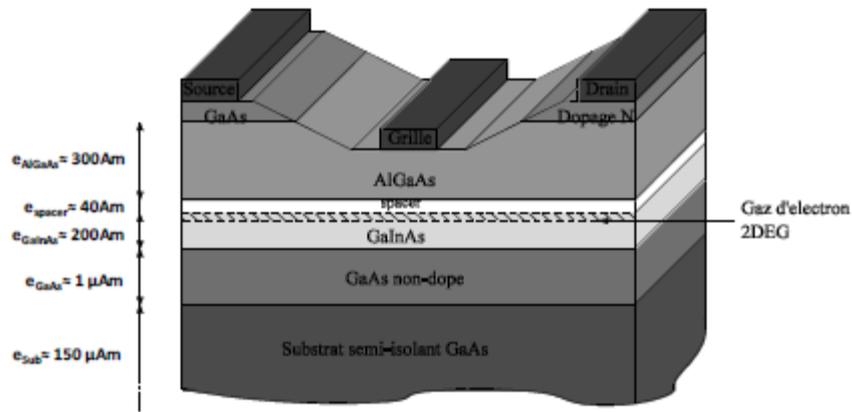


Figure II.9 – Exemple d'épitaxie d'un transistor pHEMT GaAs.

Il est cependant intéressant de noter que pour une variation de seulement 1% du paramètre de maille, la hauteur du puits de potentiel du pHEMT peut augmenter de 30% par rapport à une structure HEMT classique [10]. Une augmentation du puits de potentiel peut permettre une importante élévation de la fréquence de transition (supérieures à 600GHz). De par son faible niveau de bruit, le pHEMT à base de GaAs est un composant privilégié pour l'amplification faible bruit. Cependant sa tension de claquage se trouve réduite par rapport aux technologies grands gaps.

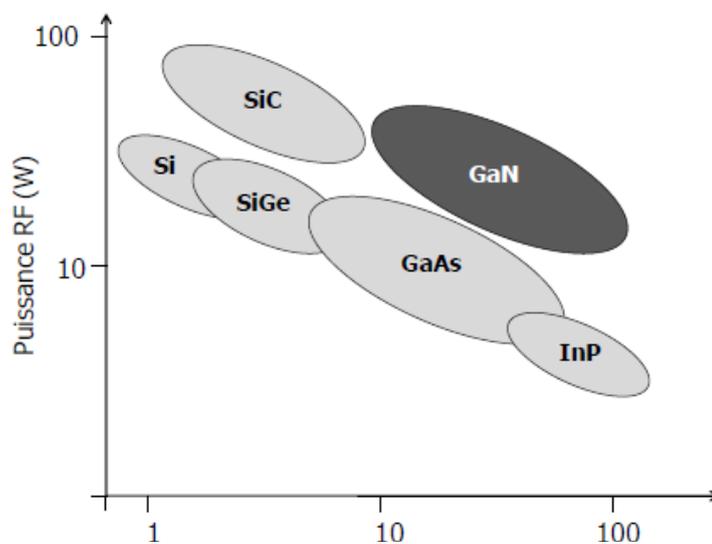


Figure II.10 – Graphe recensant les matériaux existants utilisés pour l'amplification de puissance en hyperfréquences [04].

3. Propriétés intrinsèques du matériau GaN

L'effervescence existante autour de la technologie GaN découle de ses propriétés intrinsèques exceptionnelles. De façon à traduire les caractéristiques de base de ce matériau et de le comparer avec d'autres semi-conducteurs, nous allons énoncer ses propriétés essentielles et présenter ses performances maximales théoriques réalisables. Dans la section suivante, cinq caractéristiques fondamentales seront détaillées et comparées.

3.1. Largeur de bande interdite (E_g)

La largeur de bande interdite (*ou gap*) représente l'énergie (E_g) qui sépare la bande de valence de la bande de conduction. En chauffant le matériau, en lui appliquant un champ électromagnétique, ou encore dans certains cas en l'illuminant, l'électron peut recevoir une énergie suffisante lui permettant de passer de la bande de valence à la bande de conduction, et donc de pouvoir créer un courant électrique dans le matériau. La largeur de la bande interdite découle de l'interaction coulombienne qui existe entre les électrons de conduction et le réseau cristallin du matériau. Plus le gap est important, plus l'énergie nécessaire à un électron pour passer d'une bande à l'autre est importante.

Matériaux	Si	AsGa	InP	4H-SiC	GaN
E_g (eV) @300K	1.12	1.43	1.35	3.25	3.4

Tableau II-1 : Largeur de bandes interdites pour différents semi-conducteurs [02].

Parmi les semi-conducteurs des colonnes III-V du tableau périodique de Mendeleïev, le GaN à une largeur de bande interdite nettement supérieure aux autres semi-conducteurs (Tableau II-1), on parle alors de matériaux « *grand gap* ». Le gap est la caractéristique la plus importante pour définir un semi-conducteur car de nombreuses autres propriétés, comme le champ critique, en dépendent.

3.2.Champ critique (*Ecrit*)

Une caractéristique directement liée à la largeur de la bande interdite, est le champ critique. Plus la bande interdite est large, plus le champ nécessaire pour initier un phénomène d’avalanche est important. Le champ critique (*Ecrit*), qui est la valeur du champ entraînant le claquage et donc la destruction du composant, peut être approximé par la formule suivante:

$$E_{Crit} \propto E_g^{3/2} \quad (\text{II-1})$$

Plus la largeur de bande interdite est importante, plus le champ critique est important, plus les courants de fuite intrinsèques sont faibles et plus les températures de fonctionnement peuvent être élevées. Un fort champ de claquage permet de supporter de fortes polarisations, de fortes excursions dynamiques de tension de sortie et donc de fortes puissances [2].

Matériaux	Si	AsGa	InP	4H-SiC	GaN
E_{crit} (MV/cm)	0.3	0.4	0.5	3	5

Tableau II-2 : Champ de claquage pour différents semi-conducteurs [2].

Avec un champ de claquage environ dix fois supérieur à celui du silicium (Tableau II- 2), le SiC et le GaN surpassent leurs concurrents, et sont propices aux applications de fortes puissances. Par ailleurs, l’utilisation de transistors à forte tension de polarisation de drain facilite l’adaptation d’impédance de sortie à faible perte.

3.3.Mobilité et vitesse des porteurs

La mobilité des porteurs de charge est une notion qui caractérise un milieu lorsqu’il conduit un courant électrique. Lorsqu'on soumet un matériau à un champ électrique, les électrons sont accélérés par ce champ. Mais ils sont également soumis aux interactions avec les atomes du matériau et perdent de la vitesse lors de chocs avec ces mêmes atomes. La mobilité est liée au libre parcours sans choc dans le semi-conducteur. Elle varie fortement avec la température, la conductivité électrique et les impuretés présentes dans le milieu. La mobilité notée μ , relie la vitesse moyenne d'un porteur de charge électrique du milieu (*électron, trou*) au champ électrique qu'il subit via la relation :

$$v = \mu(E). E \quad (\text{II-2})$$

Où v est la vitesse de dérive, $\mu(E)$ la mobilité des porteurs et E le champ électrique. Comme le montre le Tableau II-3, les éléments des colonnes III-V du tableau périodique présentent une mobilité des porteurs bien supérieure à celle du silicium [2].

Matériaux	Si	AsGa	InP	4H-SiC	GaN
Mobilité des électrons ($\text{cm}^2/\text{V.s}$)	1450	8500	5400	900	2000
Mobilité des trous ($\text{cm}^2/\text{V.s}$)	480	400	200	120	200
Vitesse de saturation des électrons (10^7 cm/s)	1	1.2	1.4	2	1.5

Tableau II-3: Mobilité et vitesse de saturation des porteurs pour différents semi-conducteurs [2].

La mobilité et la vitesse des porteurs sont des caractéristiques intrinsèques du matériau qui ont une influence directe sur la densité de courant dans le semi-conducteur comme nous allons le décrire dans le paragraphe suivant. Dans un transistor HEMT, ces grandeurs impactent la valeur de la tension de coude qui définit la limite de la zone ohmique et par conséquent la résistance à l'état saturé (R_{DSon}) qui est d'autant plus petite que la mobilité des porteurs est importante. On observe dans le Tableau II-3 que la mobilité des porteurs est plus faible dans le GaN que dans l'AsGa. Néanmoins, l'utilisation de la structure HEMT GaN permet d'atteindre la mobilité maximale théorique du GaN. Cette caractéristique est donc primordiale pour les applications à haut rendement, haute fréquence et favorise aussi les applications à fort gain.

3.4. Densités de porteurs et de courant

La densité intrinsèque de porteurs dans un semi-conducteur dépend de la largeur de la bande interdite et de la température selon la relation suivante :

$$\eta = A \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{E_g(0)}{k \cdot T}} \quad (\text{II-3})$$

La largeur de bande interdite étant quasi constante en fonction de la température, la densité de porteurs est donc principalement fonction de la température. La densité de courant est reliée à la densité de porteurs par :

$$J = q \cdot \eta \cdot v \quad (\text{II-4})$$

Avec q la charge de l'électron, η la densité de porteurs et v la vitesse de dérive.

Les matériaux à grand gap sont particulièrement adaptés pour les applications à haute température. La forte densité de courant qui découle de cette propriété favorise la miniaturisation des dispositifs.

3.5. Conductivité thermique (K_{th})

La conductivité thermique d'un matériau traduit sa capacité à transporter la chaleur créée par effet joule lors du fonctionnement du composant. Cette caractéristique est essentielle car elle est liée à la mobilité des porteurs. En effet, plus la conductivité thermique est faible plus la température de fonctionnement augmente. Par conséquent et comme expliqué précédemment, la densité de porteurs diminue et engendre une réduction des performances.

Matériaux	Si	AsGa	InP	4H-SiC	GaN
Conductivité thermique (W/cm.K) @ 300K	1.5	0.55	0.68	4.9	1.3

Tableau II-4 : Conductivité thermique pour différents semi-conducteurs [2].

Avec une conductivité thermique nettement supérieure (Tableau II-4) à celle de l'AsGa et de l'InP, le GaN est largement plus attractif pour les applications de forte puissance. Cependant, le SiC a une conductivité thermique encore plus importante que celle du GaN. Pour cette raison, le SiC peut constituer un excellent substrat pour les structures GaN, d'autant que ces deux matériaux ont des structures cristallines proches, permettant un bon accord de maille.

Pour conclure et en comparaison avec le silicium, le GaN offre des caractéristiques électriques uniques en termes de température maximale de travail, de fréquence de coupure, de tension d'avalanche, de densité de courant et de puissance. L'ensemble de ces caractéristiques est principalement lié à sa forte largeur de bande interdite. Comme le résume la Figure II-11, le GaN surpasse ses concurrents dans plusieurs domaines.

Propriétés intrinsèques	Propriétés électriques	Applications
Largeur de bande interdite élevée	Fort champ de claquage	Circuits d'alimentations (MHz)
Hautes mobilité et vitesse des porteurs	Haute fréquence de transition	Circuits RF (GHz)
Conductivité thermique	Haute température de travail	Circuits d'alimentations (MHz)
Densité de porteurs	Forte densité de courant	Circuits d'alimentations (MHz)
Conductivité électrique	Faible pertes	Circuits RF (GHz)

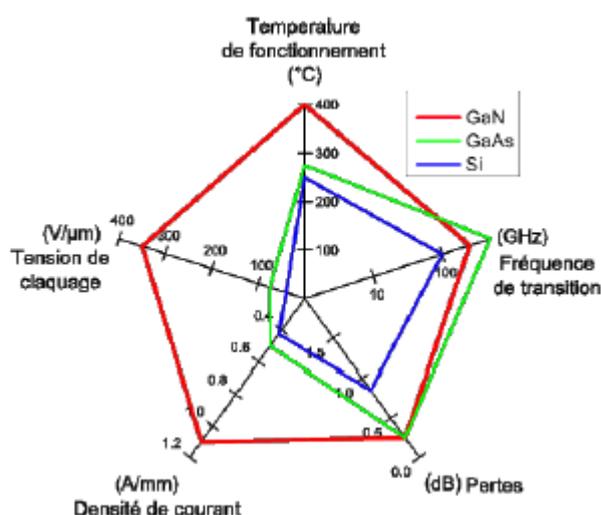


Figure II-11 : Comparaison des propriétés électriques pour différents semi-conducteurs [2].

De par ces caractéristiques hors normes, une multitude d'applications se voient frappées par la « fièvre GaN ». Les transistors HEMT GaN deviennent alors la brique de base pour exploiter au maximum les performances théoriques proposées par le matériau GaN.

4. Choix du schéma équivalent

Un modèle électrique grand-signal de transistor se base sur une approche de type schéma équivalent électrique. Les éléments grand-signal sont déterminés à partir de mesures donnant leurs variations en fonction des potentiels appliqués. Avant de passer dans les détails de l'élaboration d'un modèle grand-signal pour GAN, il est important de rappeler le schéma équivalent petit-signal qui est intimement lié au modèle grand-signal. Un schéma équivalent

électrique petit signal (linéarisation autour d'un point de polarisation) représente le fonctionnement dynamique d'un transistor autour d'un point de polarisation.

Dans ce paragraphe, nous allons présenter en détail le schéma équivalent électrique petit-signal, utilisé pour la modélisation de notre transistor en hyperfréquences.

4.1. Schéma équivalent électrique petit-signal

Nous nous sommes basés sur un schéma équivalent (SE) petit-signal, hérité de la culture des transistors FET, Il est défini selon une approche non-quasi statique pour une topologie à source commune et un potentiel de substrat nul (connecté à la source). Les différents éléments électriques constituant le schéma équivalent représentent les diverses parties du transistor et leurs mécanismes physiques.

D'après sa structure et son fonctionnement physique, le transistor (sans boîtier) est divisé en deux parties : sa partie intrinsèque et sa partie extrinsèque. La partie intrinsèque correspond à la partie active du transistor, c'est-à-dire au canal. La partie extrinsèque correspond aux zones reliant la partie active du composant avec les métallisations de contact. De même, le schéma équivalent est constitué par ses éléments extrinsèques et ses éléments intrinsèques.

Les enjeux du packaging sont principalement :

- La tenue mécanique, le package doit supporter les contraintes dues aux variations de température, et offrir une protection contre les chocs et la corrosion qui conduisent à une altération du scellement entre le substrat et le capot.
- La protection thermique.
- L'herméticité.
- La transmission de l'information et de l'énergie avec le MEMS, et donc les questions de connectique, électrique ou optique.

Que ce soit pour l'une ou l'autre des parties, le schéma équivalent repose sur l'hypothèse que ses éléments sont indépendants de la fréquence jusqu'à la fréquence de coupure du transistor. En d'autres termes, le schéma équivalent utilisé est suffisant pour décrire le comportement du transistor tant que ses éléments sont constants en fonction de la fréquence

[2]. Cette hypothèse est primordiale pour l'extraction des éléments du schéma équivalent à partir des mesures.

Le schéma équivalent petit-signal tel qu'il est usuellement utilisé est illustré sur la figure II.18.

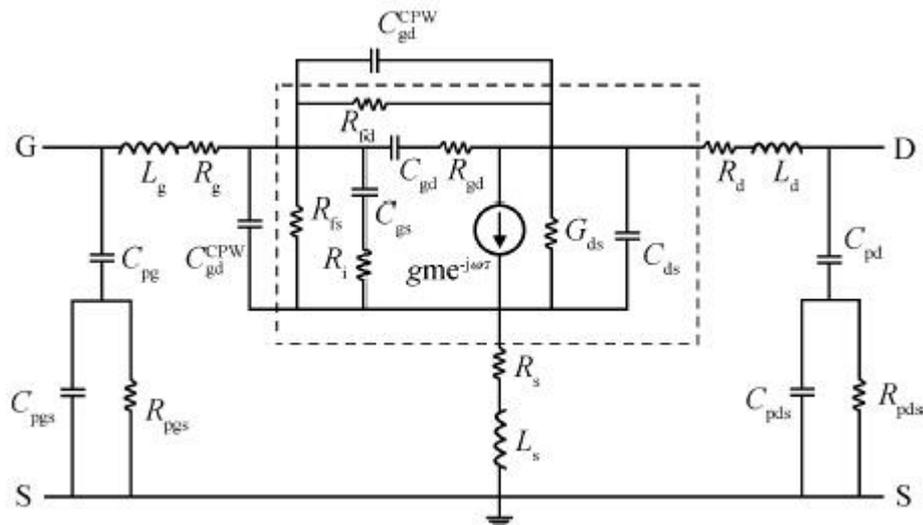


Figure II-18 : Modèle petit-signal pour les transistors HEMT, incluant les éléments du boîtier [15].

4.2.Éléments Intrinsèques

La figure II.3 montre le schéma équivalent de la partie intrinsèque. Chaque élément du schéma équivalent intrinsèque reflète un mécanisme physique ou une propriété électrique du transistor. Ces éléments sont des fonctions de la polarisation et de la longueur de grille. L'extraction de la partie intrinsèque du transistor se fait ensuite lorsque celui-ci est polarisé.

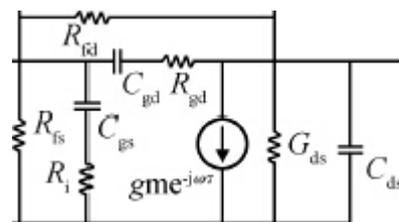


Figure II.19. Schéma équivalent électrique petit-signal de la partie intrinsèque d'un transistor HEMT [15].

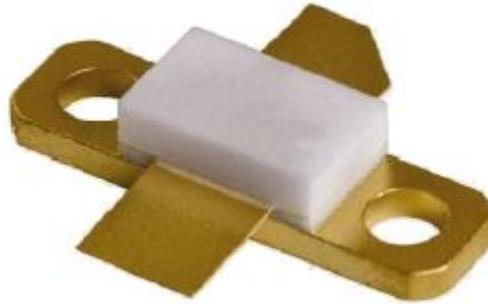


Figure II.21 - Photo du boîtier G2 utilisé pour les transistors G21001 [14].

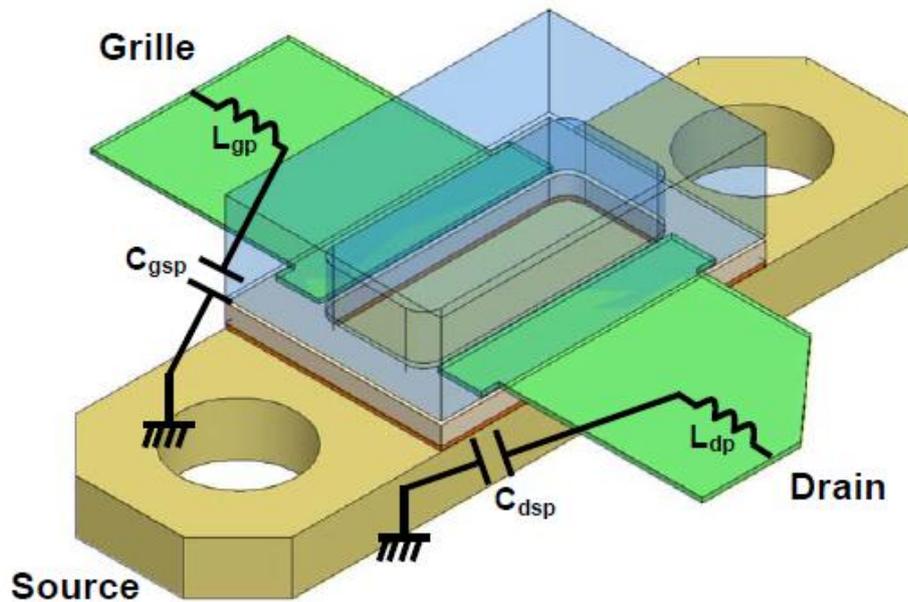


Figure II.22 - Origine physique des éléments du boîtier [14].

5. Conclusion

Nous avons présenté dans la 1^{ère} partie, les meilleurs candidats parmi les technologies de composants utilisées pour l'amplification de puissance, à ces fréquences. Il existe plusieurs types de transistors susceptibles d'être utilisés, cependant à notre connaissance seul le HEMT à base de GaN combine la capacité de travailler au delà de 2.4GHz. Comme on a déjà illustré dans la figure (II.10) qui récapitule les différentes technologies existantes et leurs limites, en termes de puissance et de fréquence. Nos travaux ont portés sur l'étude des potentialités à hautes fréquences des transistors HEMT GaN.

La technologie des semi-conducteurs utilisés au sein de la fonction d'amplification de puissance est au cœur des fortes évolutions des terminaux hyperfréquences dans les systèmes de transmission de l'information. Le matériau GaN associé à un substrat SiC offre des

propriétés électriques bien supérieures à celle du silicium en termes de champ de claquage, de fréquence de transition, de température de travail, de densité de courant et de pertes.

On distingue deux types de technologie GaN : d-mode HEMT GaN (*normalement passant* $V_p < 0V$) et le e-mode HEMT GaN (*normalement bloqué* $V_p > 0$).

Le d-mode HEMT GaN est sans conteste une technologie à fort potentiel pour les applications hyper-fréquence. Il offre des performances en termes de densité de puissance (*miniaturisation*), de fréquence de travail et de rendement nettement supérieures à celles de son concurrent direct le LDmos Si. Sa fabrication reste cependant coûteuse et son procédé technologique souffre encore d'un manque de maîtrise concernant les effets dispersifs de pièges (*inhérent à la technologie HEMT*) et la fiabilité. La technologie HEMT GaN sur silicium apparaît comme étant une solution prometteuse en termes de coûts de fabrication et de performances, et peut permettre au GaN de s'imposer pour de nouvelles applications RF. Pour les applications de gestion d'alimentation, il présente l'inconvénient d'être normalement passant. Il n'est donc pas facilement intégrable dans des architectures pensées pour les MOSFET's (*normalement bloqué*). Pour pallier cette problématique et offrir de nouveaux champs d'applications au GaN, le e-mode HEMT GaN fait aujourd'hui son apparition. Cette technologie apparaît comme étant une solution prometteuse qui reste encore peu mature aujourd'hui, néanmoins elle surpasse déjà les performances du MOSFET dans les applications de gestion d'alimentation.

Par conséquent, le d-mode HEMT GaN est aujourd'hui un candidat idéal pour répondre aux problématiques hyper-fréquences mais aussi à celle de gestion d'alimentation. De ce fait, il suscite beaucoup d'intérêt pour exploiter avantageusement ses potentialités dans la recherche d'architectures innovantes d'amplification de puissance.

Les besoins fondamentaux et la grande difficulté dans ce domaine, concernent le fonctionnement large bande à haut rendement et le maintien de très bonnes performances en linéarité et en rendement pour des variations de puissance importantes par rapport à la puissance maximale de saturation.

CHAPITRE 3 :

METHODOLOGIE DE REALISATION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE DANS LE SIMULATEUR

I. Introduction :

Nous avons présenté aux chapitres précédents les amplificateurs de puissance, et les Techniques de linéarisation et d'amélioration du rendement aux fréquences millimétriques, ainsi que les différents types et technologie des transistors dans le deuxième chapitre. L'objet de ce chapitre est de déterminer les perspectives que peut offrir cette démarche quant à la réalisation expérimentale d'amplificateurs de puissance.

Dans une première partie, nous insistons sur le choix du transistor, le choix du substrat ou encore sur la technologie utilisée, avant d'entreprendre la réalisation de deux amplificateurs de puissance en bande S . Ces premières considérations permettent d'envisager, pour une classe de fonctionnement déterminée, une structure globale d'amplificateur qui prend en compte les circuits de polarisation, de stabilisation ou encore d'adaptation.

La méthodologie de conception que nous avons mise en œuvre est basée sur la caractérisation du fonctionnement non-linéaire des transistors à l'aide des paramètres S petit signal. Nous ne disposons pas, à l'heure actuelle, au notre laboratoire de moyens techniques qui nous permette d'obtenir de façon expérimentale ces paramètres. Ainsi, nous avons opté pour l'alternative proposée par *Rizzoli* qui consiste à déterminer les paramètres S large signal à l'aide d'un outil de simulation et du modèle non-linéaire du transistor. Par conséquent, nous décrivons également, dans cette première partie, les paramètres du modèle *statz* utilisé pour le transistor **GaAs-FET G21001** (on Sic) de chez *Polyfet rf devices*.

Une fois la structure de base déterminée, la réalisation de deux amplificateurs a été engagée: l'objectif du premier module, comportant uniquement le transistor sans adaptation d'impédances, est de parvenir à optimiser le maximum de la puissance ajoutée en sortie de l'amplificateur.

La caractérisation expérimentale d'un deuxième module doit permettre de vérifier à nouveau la validité de notre démarche. La réalisation de cet amplificateur comportant de transistor avec l'adaptation d'impédances à (entrée et sortie) permet de voir la valeur réel de rendement d'amplificateur qui utilisé le circuit d'adaptation optimisée a notre fréquence central.

1.1. Objet des réalisations

La conception et la réalisation d'amplificateur se proposé dans cette partie. La bande de fréquence choisie correspond à une application dans le domaine de télécommunication numérique. Cet amplificateur a été développé avec un seul transistor afin de rechercher les performances en puissance P_e et VGS optimales.

Nous nous attachons tout d'abord à décrire le transistor de puissance retenu pour nos réalisations avant d'expliquer la mise en œuvre de notre démarche de conception.

1.1.1. Présentation du transistor de puissance utilisé

Le transistor de puissance que nous avons choisi pour la réalisation des deux amplificateurs est le transistor **GAN G21001** (on Sic) de chez *Polyfet rf devices*. Deux raisons principales ont conduit à son utilisation. Tout d'abord, l'étude présentée au chapitre II nous a permis de déterminer quel type de transistor présentait des performances intéressantes en bandes S. Plusieurs technologies se dégagent comme les *MESFET*, les *HEMT*, les *JFET* ou encore les *LDMOS*. Notre laboratoire ne peut pas la mise à disposition de transistor GAN-HEMT, pour cela on travaillé avec un transistor **GAN** qui fournie par *polyfet rf devices*, qui est pas un transistor a la base HEMT. Enfin même si, à terme, l'objectif est de développer au sein du notre laboratoire, un banc de mesures en puissance qui nous permette de profiter pleinement de notre méthode de conception et de s'affranchir du modèle non-linéaire du transistor, il nous fallait disposer d'un modèle afin de réaliser une étude de paramètres S et large Signaux simulés.

Ainsi, la société *Polyfet rf devices* c'est le seul qui a nous fourni un modèle non-linéaire du transistor qui réalisé en technologie **GAN**, et correspond à nos besoins.

1.1.2. Caractéristiques du transistor G21001 intrinsèque

1.1.2.1. Modèle non-linéaire

Le modèle grand signal du transistor *G21001* a été développé à l'aide de la méthodologie et des équations régissant les non-linéarités proposées par *Statz*. Nous avons eu l'occasion au 3.1

du chapitre II d'aborder la modélisation *grand signal* en général, et en particulier de présenter les différents éléments électriques constituant le schéma équivalent représentent les diverses parties du transistor et leurs mécanismes physiques (figure 4.1).

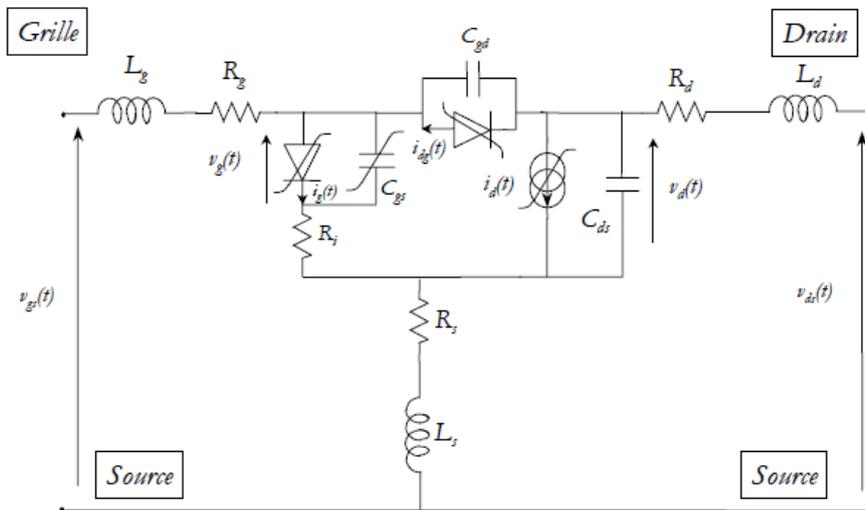


Figure III.1 : Schéma équivalent grand signal d'un FET [8].

Le tableau 4.1 contient les paramètres du modèle Statz tels que le logiciel *ADS d'Agilent Technologies* nous demande de les intégrer. Il s'agit aussi bien des éléments extrinsèques (L_g , L_s , L_d , R_g , R_s et R_d) que des différentes valeurs des paramètres choisis par Statz pour représenter les non-linéarités. Ces valeurs ont été déterminées expérimentalement à l'aide de mesures de paramètres S et de mesures statiques effectuées en mode impulsif.

Modèle pour I_{ds}	β	V_{to}	α	λ	b	τ	Modèle avalanche	V_{br}	N	I_s
	0.254	-3.12V	6.26	0.0013	0.3	14.23 $10^{-12}s$		16V	1.135	0.64 $10^{-12}A$
Modèle pour la grille	Δ_1		Δ_2	C_{gs}		C_{gd}	V_{bi}	F_c	R_i	
	0.187		0.005	$7.736 \cdot 10^{-12}F$		$0.416 \cdot 10^{-12}F$	0.969 V	0.948	1.923 Ω	
Eléments Parasites	$R_g(\Omega)$	$R_d(\Omega)$	$R_s(\Omega)$	$L_g(H)$	$L_d(H)$	$L_s(H)$	$C_{ds}(F)$	$R_c(\Omega)$	C_{rf}	
	0.896	0.446	0.273	203.8 10^{-12}	113.2 10^{-12}	69.18 10^{-12}	1.256 10^{-12}	28.82	1 10^{-12}	

Tableau III.1 : Paramètres du modèle non-linéaire de type tatz pour le transistor HEMT

En règle générale, les transistors sont disponibles soit sous forme de puce nue, soit montés à l'intérieur d'un boîtier. L'avantage des transistors encapsulés est la protection apportée par le boîtier. Par contre, il n'est plus possible d'avoir accès directement à la puce. Or, les techniques d'amélioration du rendement nécessitent de pouvoir maîtriser les harmoniques directement à l'accès drain de la puce. Ceci rend donc plus difficile le réglage optimum de ces transistors. Il faut en outre disposer d'un schéma équivalent du boîtier le plus fiable possible.

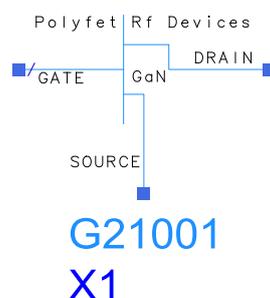
Il est à noter, qu'aujourd'hui, de nombreux constructeurs proposent des transistors préalablement adaptés. C'est à dire qu'ils disposent en interne de circuits qui réalisent l'adaptation sur 50Ω pour une plage de fréquences et une classe de fonctionnement déterminées.

Dans le cas des transistors en puce nue, les réglages sont facilités, mais la caractérisation de tels transistors demandent un équipement important et sophistiqué (banc de mesures sous pointes).

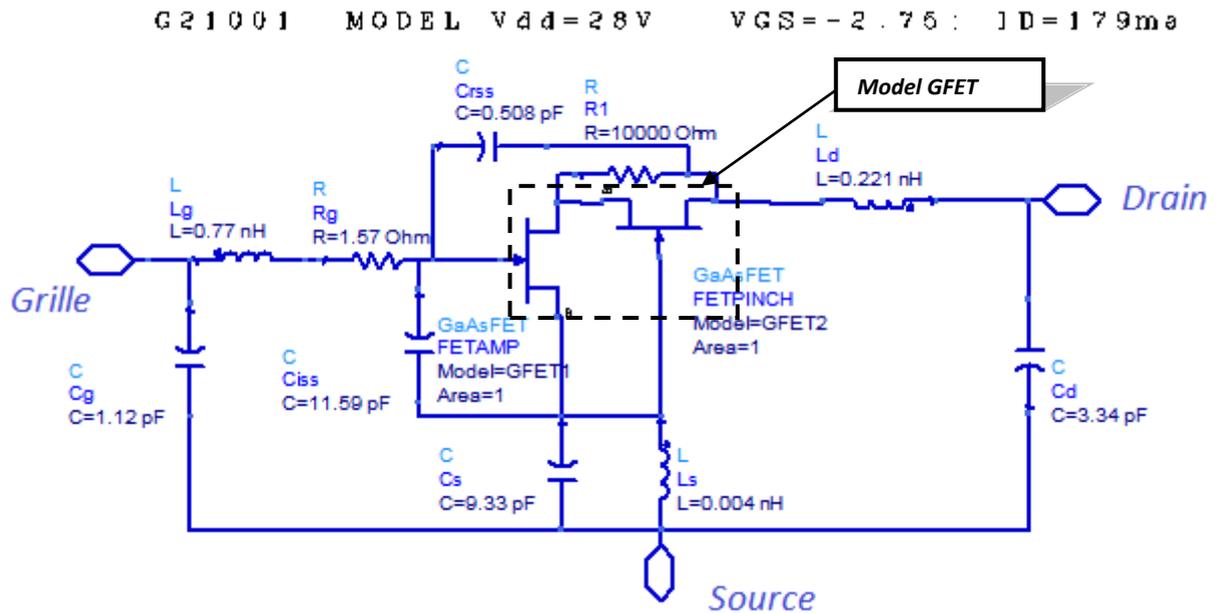
1.1.2.2. Modèle du transistor encapsulé et caractéristiques statiques

Le transistor *G21001* est disponible sous la forme de deux transistors *GaAsFET* (*Nonlinear Gallium Arsenide FET*) encapsulée dans un boîtier de type *G2*. La figure IV.2 présente le schéma de base du transistor avec l'intérieur de son boîtier. La validité du modèle s'étend sur toute la plage de fréquence 1 à 3000 MHz.

Le schéma équivalent du boîtier *G2* est constitué des capacités et des conductances de faibles valeurs et deux résistances. Ainsi que de deux transistors *GaAsFET*.



a)



b)

Figure III.2 : a. le transistor G21001, b. Schéma équivalent du boîtier G2 et du transistor GaAsFET en puce nue.

La figure 4.3 présente, quant à elle, les caractéristiques statiques simulées du transistor G21001.

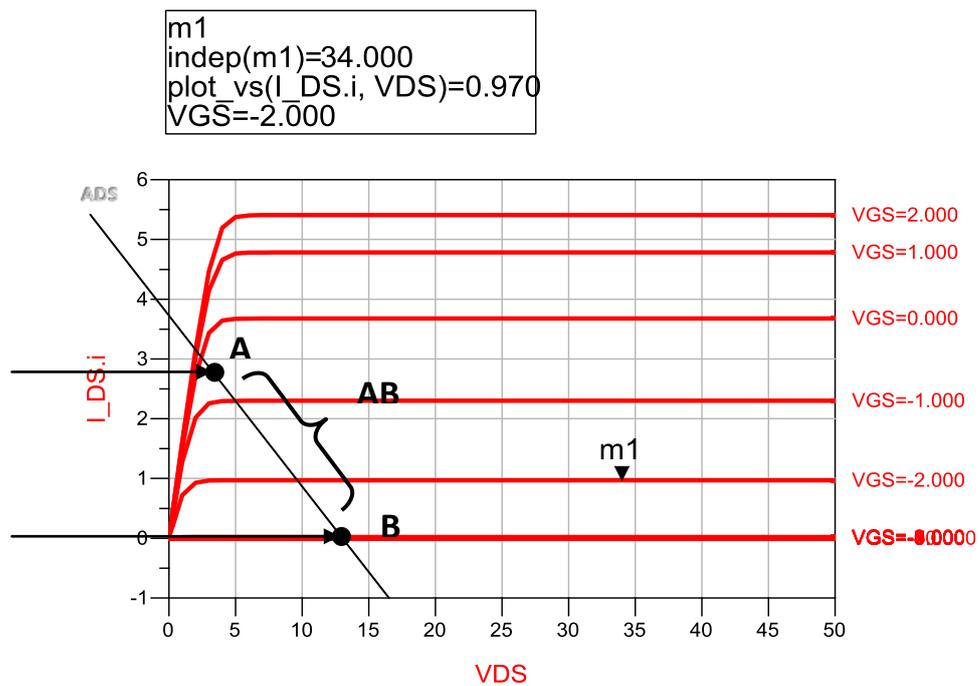


Figure III.3 : Caractéristiques statiques simulées du transistor G21001

1.2. Principe de réalisation

1.2.1. Choix propres à la conception

Deux grandes familles de circuits existent à l'heure actuelle : les circuits monolithiques nommés *MMIC* pour "*Monolithic Microwave Integrated Circuit*" et les circuits hybrides.

Dans le cas des circuits *MMIC*, l'ensemble des composants actifs et passifs est intégré sur un même substrat diélectrique. Des connexions entre les différentes couches permettent la réalisation de transistors intégrés, d'inductances, de capacités ou encore des lignes de transmission. Le principal avantage de cette technologie est son faible encombrement et son fort degré d'intégration. Elle permet également d'éviter les difficultés d'assemblage hybride en hautes fréquences. Par contre, elle n'offre plus de possibilités de réglage une fois la réalisation effectuée.

En outre, les pertes des circuits passifs sont généralement plus importantes pour les circuits *MMIC* que dans le cas des circuits hybrides.

Ces circuits hybrides offrent une relative souplesse, puisque les éléments localisés, les transistors ont constitués de composants discrets que l'on vient déposer sur les lignes de transmission. Ainsi, ces composants sont facilement remplaçables dans une optique d'optimisation de performances mesurées. En outre, des pavés de réglage peuvent être réalisés le long des lignes de transmission afin d'offrir un autre degré de liberté : la modification de l'impédance caractéristique des ces lignes.

De plus, dans le cadre de la réalisation de circuits *MMIC*, chaque technologie développée par un fondeur a ses propres caractéristiques. Il est donc nécessaire d'obtenir de la part de ce fondeur un "*design kit* " qui diffère également selon le logiciel de conception utilisé.

Différentes études préliminaires sont nécessaires à la conception d'amplificateurs de puissance.

En effet, plusieurs alternatives existent quant à la classe de fonctionnement choisie ou encore quant au substrat retenu.

Nous allons décrire les différents paramètres retenus pour la réalisation des amplificateurs en bande *S*.

➤ **La classe de fonctionnement :**

Plusieurs paramètres rentrent en ligne de compte dans le choix de la classe de fonctionnement. Tout d'abord, nous pouvons éliminer les classes à commutation étant donnée la bande de fréquences choisie. Ensuite, parmi les classes dites statiques, la classe *A* permet d'obtenir le maximum de gain du transistor. Par contre, le rendement en puissance ajoutée est relativement faible. La classe *B* offre alors de meilleures perspectives quant à la valeur finale de ce rendement, mais pour des valeurs de gain moins élevées.

La classe *AB* offre alors le meilleur compromis entre gain et rendement en puissance ajoutée. Ainsi, les amplificateurs réalisés durant notre étude fonctionneront en classe *AB*.

En outre, la méthode de conception, qui consiste à utiliser les paramètres *S large signal* et donc à ne prendre en compte en compte que l'information à la fréquence fondamentale, conduit à des approximations qui ne sont valides qu'en régime de fonctionnement faiblement non-linéaire. Ainsi, la classe *AB* permet de rester dans un domaine qui justifie ces approximations.

➤ **Le substrat**

Le choix du substrat est conditionné par plusieurs facteurs. Tout d'abord, la notion de constant diélectrique est très importante, puisqu'elle est liée à la fréquence d'utilisation. En effet, la longueur des lignes de transmission est déterminée par la constante diélectrique et la fréquence de fonctionnement. Ainsi, un choix correct du constant diélectrique conduira à des tailles de circuits acceptables.

En outre, pour réaliser l'adaptation de faibles impédances, un substrat à forte constante diélectrique permet d'obtenir des lignes de largeur plus faibles à impédance caractéristique constante.

Ensuite, le facteur de dissipation, qui rend compte des pertes dans le matériau, est un critère de choix supplémentaire. Ainsi, les circuits, que nous avons réalisés, l'ont été sur substrat micro-ruban comme indiqué dans la figure 4.4.

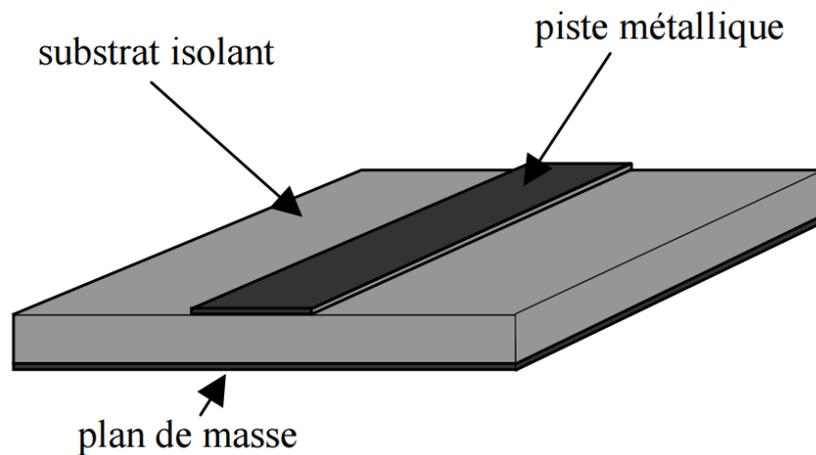


Figure III.4 : Lignes micro-ruban (micro strip)

Ce substrat possède une épaisseur de $508\mu\text{m}$. Les métallisations, quant à elles, sont constituées d'une couche de cuivre d'épaisseur $18\mu\text{m}$. La finition est réalisée à l'aide d'une couche très fine d'Or afin de pallier les problèmes d'oxydation et de corrosion. Une couche de Nickel permet d'augmenter les propriétés mécaniques tout en évitant le mélange du Cuivre et de l'Or. Les caractéristiques du substrat sont résumées dans le tableau IV.2.

	<i>Épaisseur du substrat</i>	<i>Permittivité relative</i>	<i>Conductivité du Cuivre</i>	<i>Épaisseur du conducteur</i>	<i>Tangente de l'angle de perte</i>
<i>Substrat micro-ruban</i>	$508\mu\text{m}$	$\epsilon_r=2.2$	$\rho=5.7 \cdot 10^7 \Omega^{-1}\text{m}^{-1}$	$18\mu\text{m}$	$2 \cdot 10^{-3}$

Tableau III.2 : Paramètres du substrat micro-ruban

Dans le cadre de la conception de circuits hyperfréquences, ces paramètres du substrat peuvent être intégrés à un logiciel de simulation (*Advanced Design System*) afin de modéliser le comportement réel des lignes de transmission.

Nous serons ainsi amenés à utiliser des lignes quart d'onde dans la réalisation de notre amplificateur. A ce propos, les dimensions d'une ligne $\lambda/4$ d'impédance caractéristique 50Ω à la fréquence centrale 2.4GHz sont les suivantes :

Longueur : $L=17.29\text{ mm}$ pour l'entrée et $L=8.93\text{ mm}$ pour la sortie, et la Largeur : $W=1540.48\mu\text{m}$.

Ces grandeurs nous permettent d'avoir une première idée des dimensions futures de l'amplificateur.

1.2.2. Méthodologie de conception

La mise en œuvre de la méthode des fréquences réelles appliquée à la conception des amplificateurs de puissance nécessite la connaissance des paramètres S large signaux.

Ne disposant pas, à l'heure actuelle, de moyens nous permettant d'obtenir de manière expérimentale les paramètres S large signaux. Elle consiste à calculer les paramètres S large signaux à partir du modèle non-linéaire du transistor et à l'aide d'un logiciel de simulation.

La procédure est présentée sur la figure 4.5 et correspond à l'implémentation de la méthode de simulation dans la version du logiciel *ADS 20150.01*.

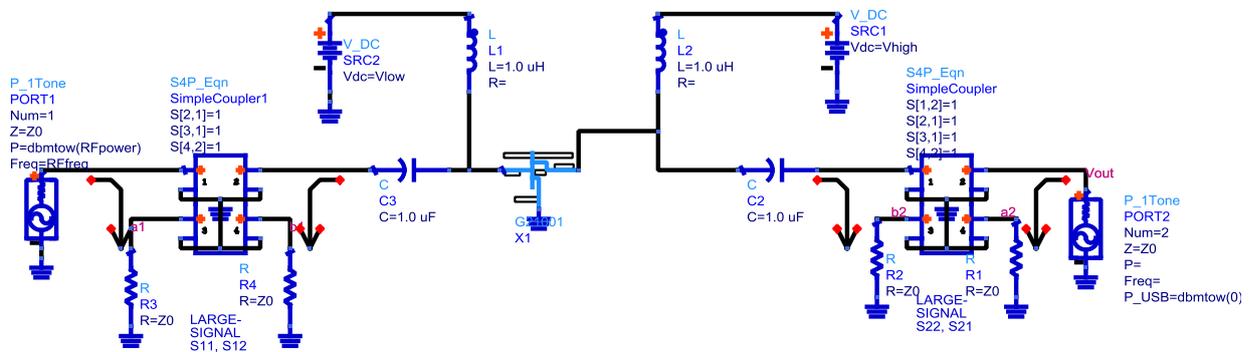


Figure III.5 : Méthode de mesure des paramètres S large signaux

Nous venons d'aborder, dans cette première partie, différents préliminaires qui permettent d'appréhender maintenant la réalisation de deux amplificateurs de puissance, le premier est un amplificateur de puissance de classe AB sans utiliser les lignes de transmission, et le deuxième amplificateur utilise des lignes de transmission réel de type « micro-strip ».

II. Réalisation de l'amplificateur de puissance

2.1. Circuit de polarisation et de stabilisation

La structure intrinsèque d'un amplificateur de puissance, décrite à la figure 4.6, est composée de circuits de polarisations, d'un circuit de contre-réaction si nécessaire, et d'éléments de stabilisation.

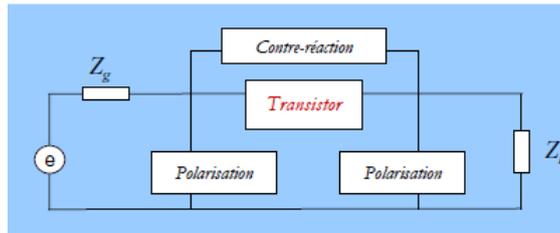


Figure III.6 : Schéma de principe d'un amplificateur [8].

En règle générale, le processus de stabilisation est réalisé par l'ajoute de composants aux circuits de polarisation. Si cela ne s'avère pas suffisant, un circuit de contre-réaction permet de résoudre généralement les dernières difficultés, au détriment d'une baisse du gain.

Plusieurs types de circuit de polarisation existent : leur rôle est d'apporter l'alimentation continue au composant sans perturber le fonctionnement dynamique hyperfréquence du montage. Ainsi, un composant à haute impédance doit être utilisé afin que le signal hyperfréquence traverse le composant actif et non pas le circuit de polarisation : une inductance de forte valeur ou une ligne $\lambda/4$ fermée par une capacité possèdent ces caractéristiques.

Le circuit présenté à la figure 4.7 intègre aussi bien le circuit de polarisation que les éléments de stabilisation.

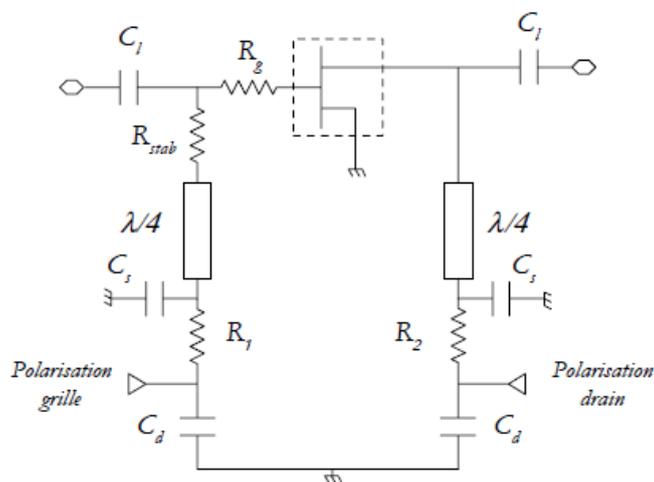


Figure III.7 : Un model pour circuit de polarisation et de stabilisation [8].

La stabilité du circuit global de la figure 4.7 a été vérifiée par le calcul de coefficient K , dont les valeurs se présentent à la figure 4.8.

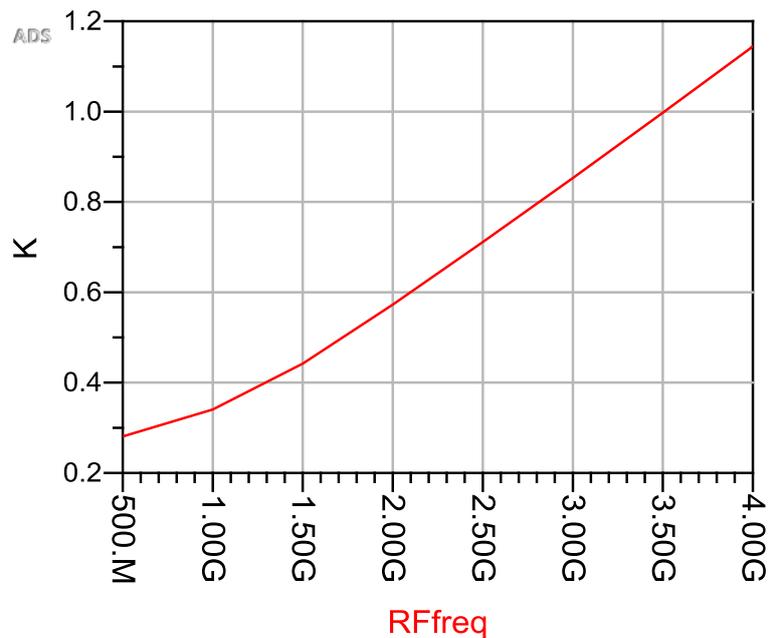


Figure III.8 : Vérification de la stabilité de l'amplificateur à un étage par le facteur K

La stabilité inconditionnelle est assurée sur toute la plage de fréquence $0 - 3.5 \text{ GHz}$ dans la mesure où le coefficient K inférieur à 1 .

2.2. Circuits d'adaptation

Les circuits de polarisation et de stabilisation viennent d'être déterminés. L'étape suivante consiste à déterminer les circuits d'adaptation qui permettent d'optimiser les performances de l'amplificateur de puissance à un étage.

La figure 4.9 présente la structure globale de l'amplificateur.

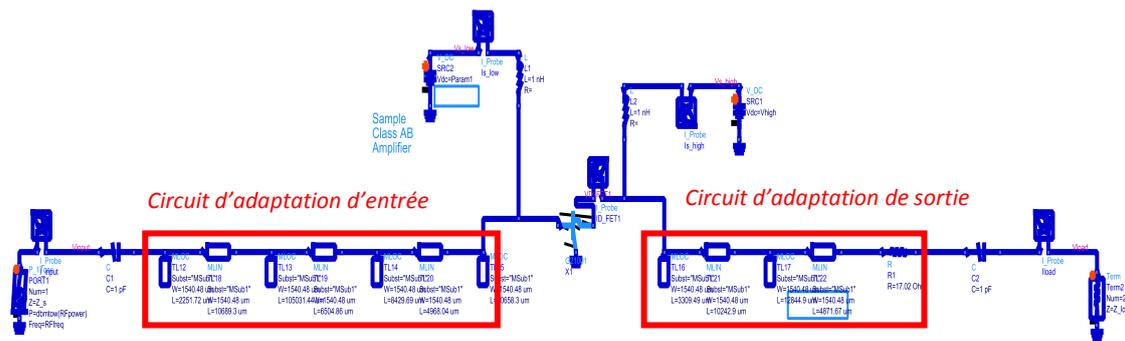


Figure III.9 : Structure globale de l'amplificateur un étage

Deux circuits d'adaptation d'entrée et de sortie constituent les structures à optimiser. Ces structures seront composées de lignes de transmission, dont les impédances caractéristiques et les fréquences de référence pourront varier. Deux facteurs principaux conduiront à limiter le nombre de ces lignes de transmission : l'encombrement total du circuit et les pertes engendrées par les circuits d'adaptation.

2.3. Démarche de conception

Nous venons, dans les deux précédents paragraphes, de poser les principes généraux de la conception de l'amplificateur un étage. Il nous reste maintenant à décrire la démarche de conception envisagée et à présenter les résultats de simulation et expérimentaux.

Le transistor *G21001* a été polarisé en classe de fonctionnement *AB*, avec une tension de drain : $V_{ds} = 28 \text{ volts}$ et un courant de drain continu : $I_{ds} = I_{dss}/3$.

La plage de fréquence de fonctionnement s'étend de 1.8 GHz à 2.5 GHz avec une fréquence centrale de $2,4 \text{ GHz}$.

Les performances attendues sont :

- une puissance de sortie de 20 W ,
- un rendement en puissance ajoutée proche à 40% ,
- un gain linéaire supérieur à 12 dB ,
- des pertes par réflexion en entrée inférieures à 0 dB .

Nous allons maintenant présenter l'utilisation du logiciel *Agilent-ADS* dans l'optique d'optimiser les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie.

2.4. Utilisation de « *Agilent-ADS* »

Pour construire une structure d'amplificateur il faut passer de quelques étapes pour retrouver leur schéma globale, et les étapes sera cité comme suivant :

a) Mettre le transistor entre la source de puissance et impédance de la charge en sortie du PA

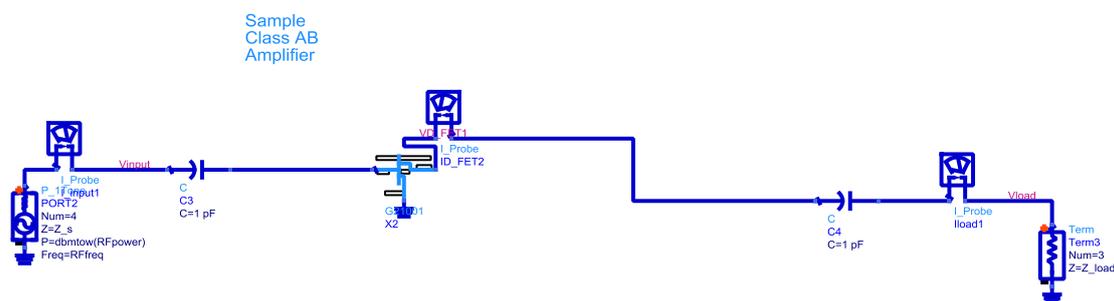


Figure III.10.a. Transistors GAN

Le schéma de base d'amplificateur contient de source de courant alternative avec une impédance de 50Ω et le variable param1 qui est le balayage des différentes valeurs de P_e , aussi il y a la fréquence centrale 2.4GHz. A la sortie il ya l'impédance de sortie égale à 50Ω .

Entre la source et le transistor, et le transistor et la charge, il y a des capacités s'appel généralement DC-Block, le rôle de ces capacité est de bloqué le courant continue avec le permettre de signal sinusoïdale hyperfréquence de traverser.

b) Mettre la polarisation de grille et de drain

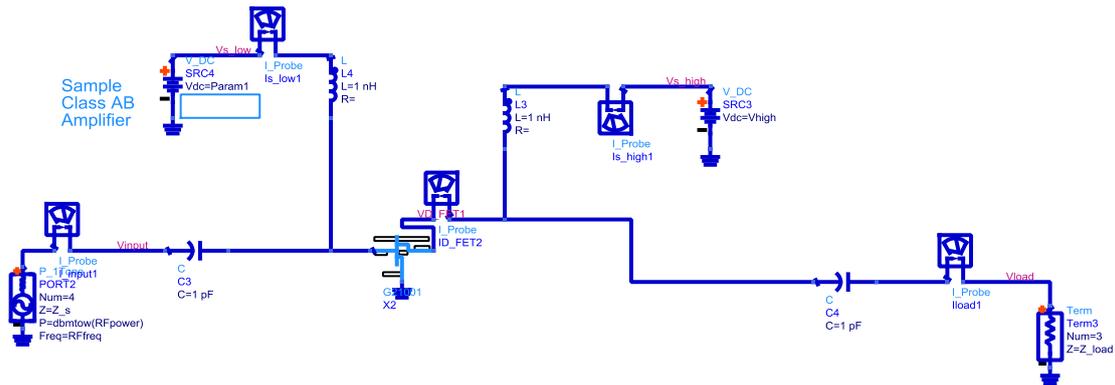


Figure III.10.b. Schéma des transistors avec la polarisation de grille a gauche et polarisation du drain a droit

Dans cette étape on a ajouté la polarisation du drain et la grille, ces circuits possédons des conductances s'appel DC-Feed, le rôle de ces inductances est de permettre de l'alimentation continue au composant sans perturber le fonctionnement dynamique hyperfréquence du montage.

c) installation de l'adaptation d'entrée et sortie

En fin, le circuit besoin l'adaptation de l'impédance a l'entrée et la sortie, qui nous avons réalisé par des lignes de transmission.

Pour synthétiser les circuits d'adaptation, le logiciel ADS offre des commandes qui facilité l'opération, la méthode de synthèse l'adaptation de circuit a l'entrée et sortie est comme les suivant :

1. ouvrir la commande '*smith chart utility*'

Cette command a nous aide de construire le circuit d'adaptation de l'amplificateur a partir de son impédance d'entée et de sortie, qui peut extraire a l'aide de la baque de smith lors qu'on a fait une simulation et calculer les paramètres S, adapté ces impédance à 50Ω.

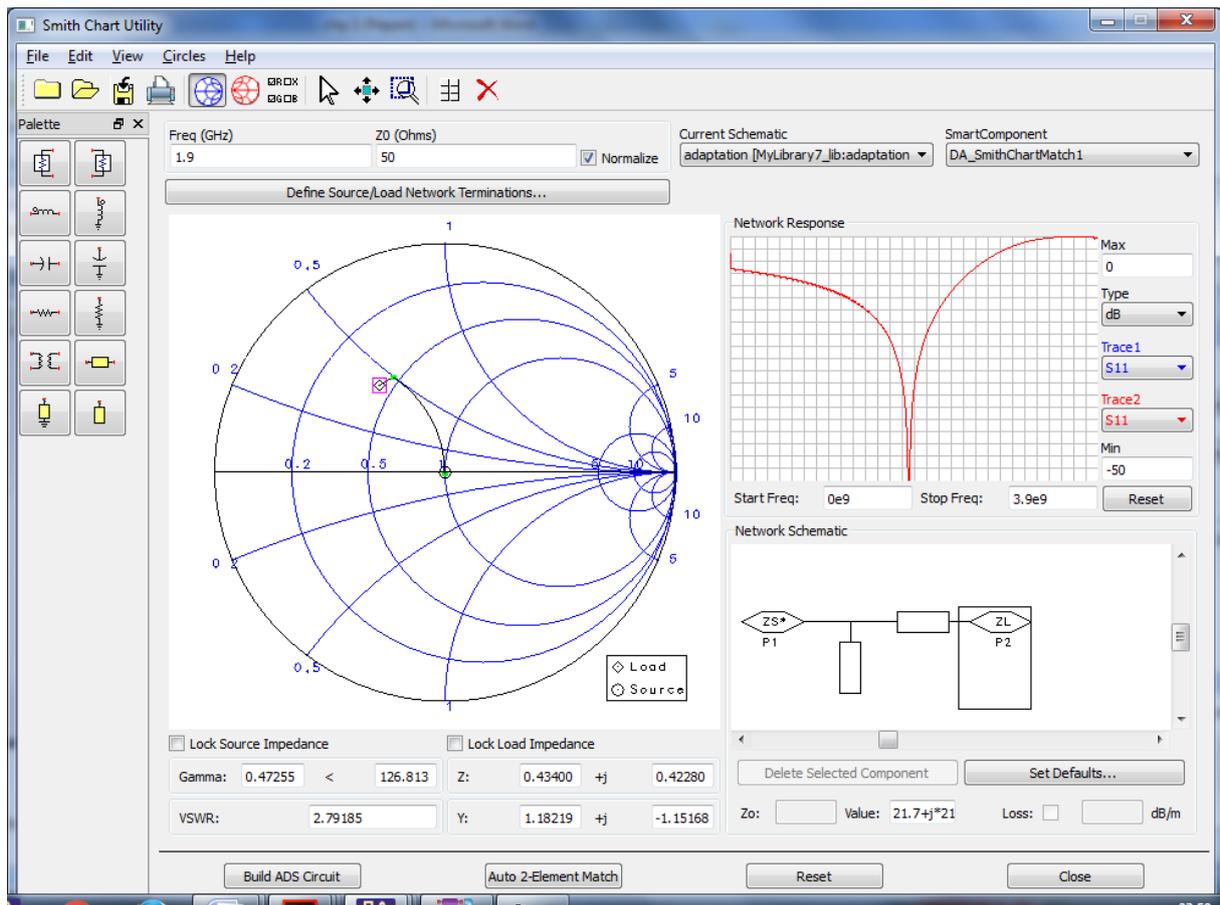


Figure III.10.c.1. Smith Chart Utility

2. utilisé la commande 'LineCalc'

Les lignes de transmission de mode *T-line* (Terminal Transmission line) qui a synthèse par le 'Smith Chart Utility', sont des lignes idéal n'existe pas dans le réelle (Z_0, E, F), ces ligne sera transformé vers des lignes de transmission de mode M-line (microstrip line), qui est des lignes existant (W, L).

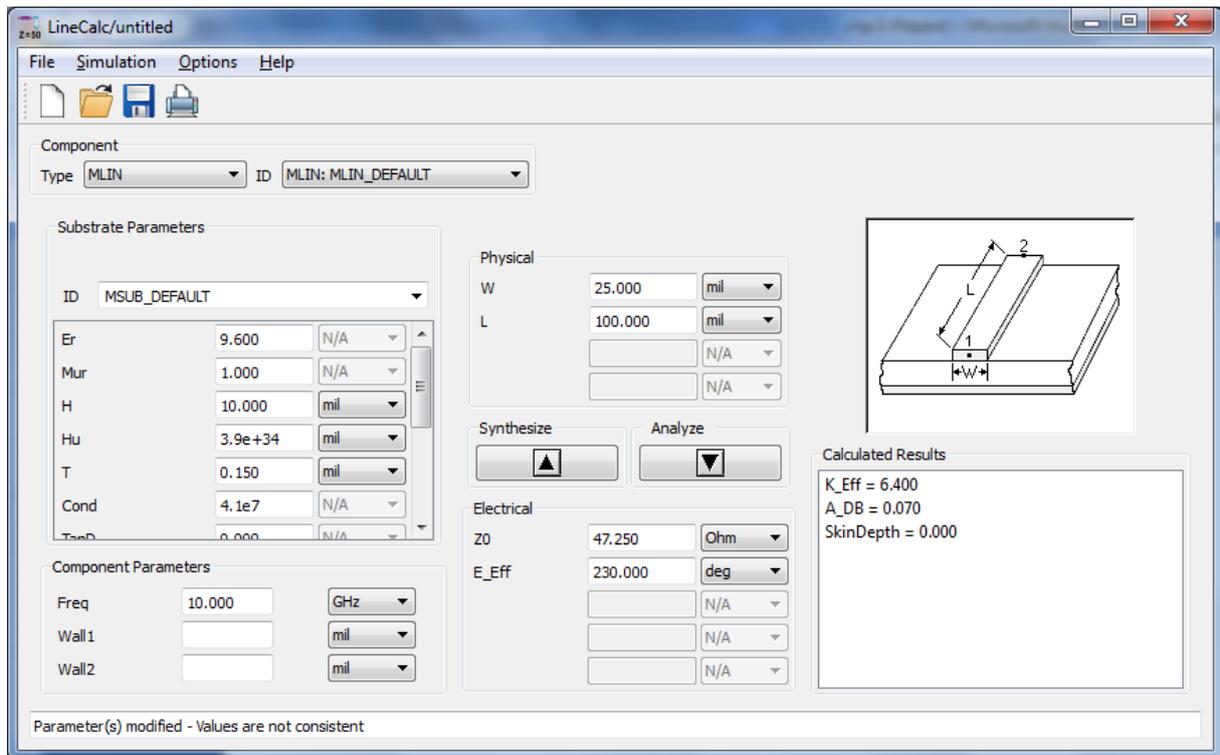


Figure III.10.c.2. La commande *LineCalc*

3. l'optimisation des circuits adaptés

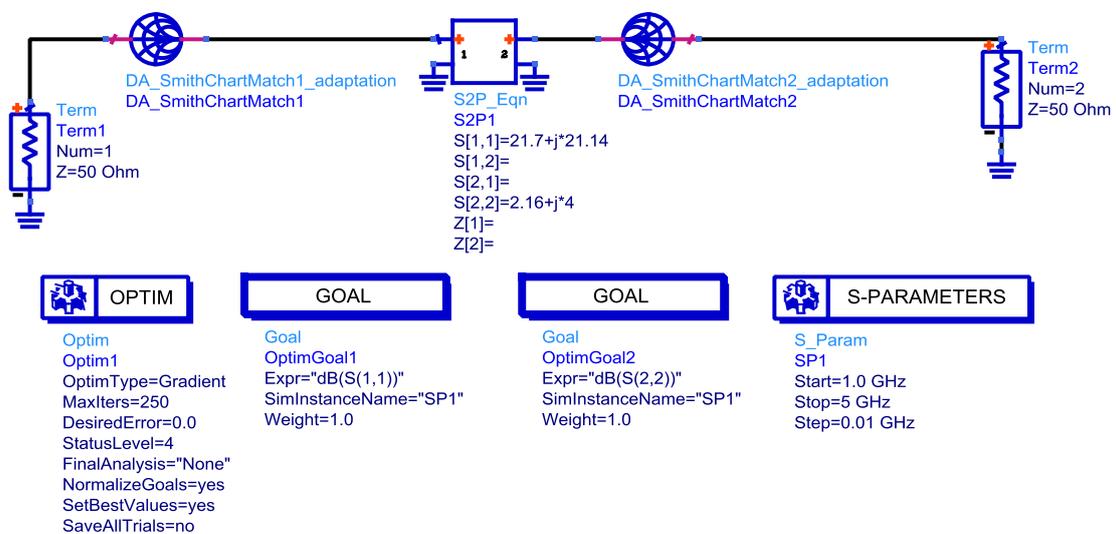


Figure III.10.c.3. Les paramètres nécessaire pour optimisée les circuits adapté

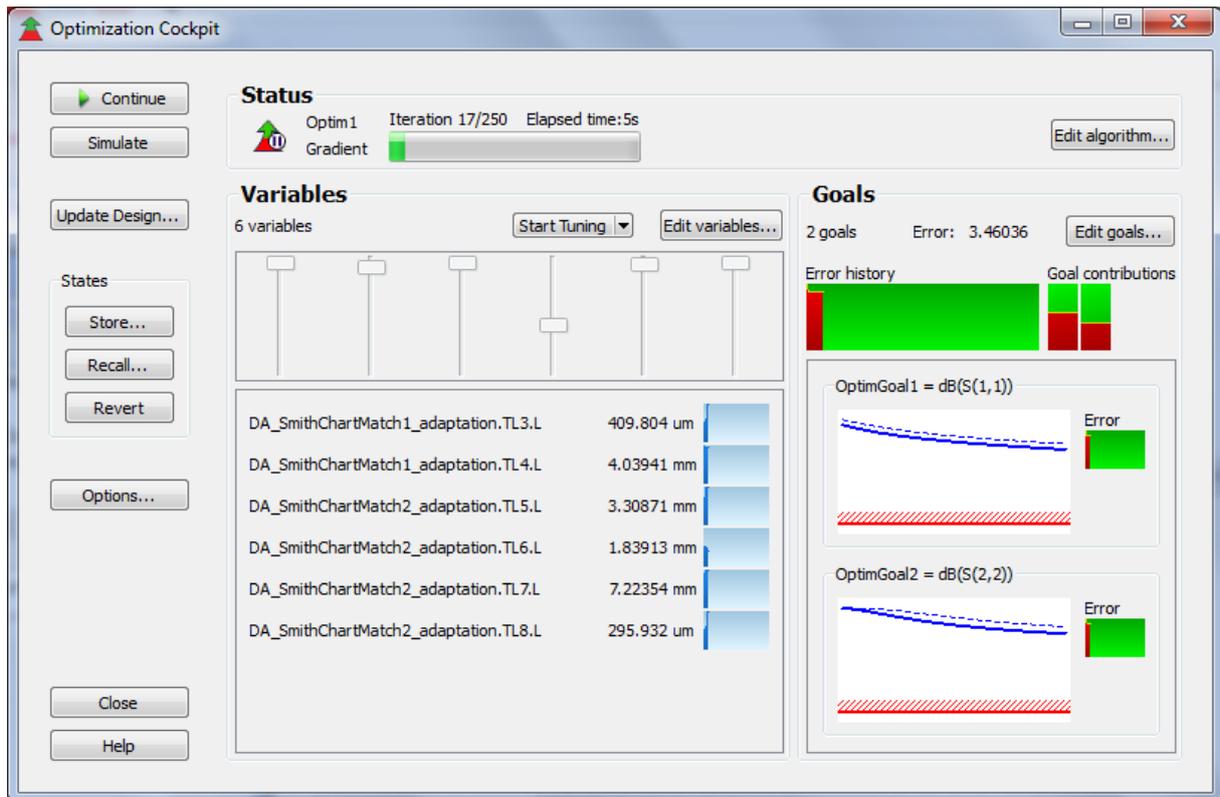


Figure III.10.c.4. La Fenêtre qui affiche au cours de l'optimisation les composantes du circuit adapté

Dans cette étape le système fait un balayage pour toutes valeurs de composante pour trouver la meilleure valeur de chaque composante de circuit, par minimisation maximum l'erreur entre la résultat qui existe au début et la résultat que nous voulons les obtenir.

Comme dans notre cas, on a utilisé juste des lignes de transmission et une résistance, le programme '*optimisation cockpit*' sera faire un balayage juste les valeurs de la longueur des lignes, parce qu'on a déjà définie les valeurs qu'on veut l'optimise, qui permet par le programme ADS, la commande s'appelle '*Simulation variables setup*'.

La figure 4.10.c.5 montre la commande '*simulation variable setup*' qui a nous permet de sélectionnées des valeurs de la longueur de notre lignes de transmission.

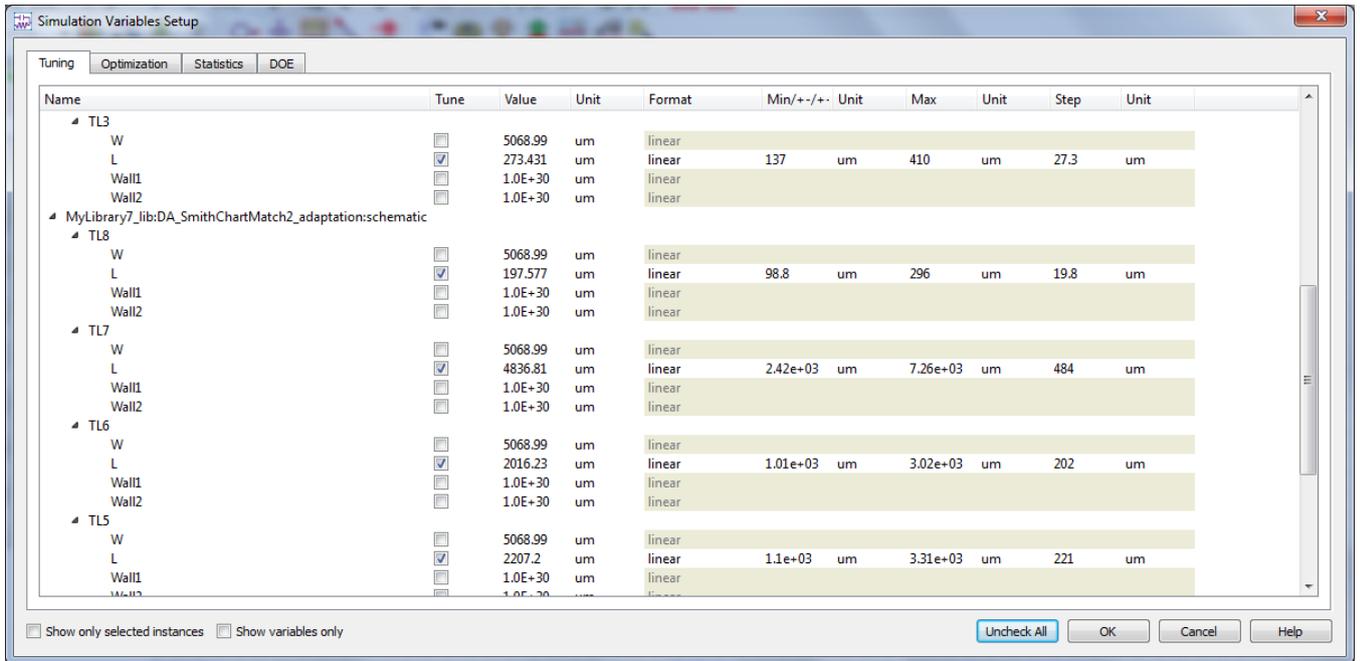


Figure III.10.c.5. la commande ‘Simulation variable setup’

4. ajouté les lignes au circuit et présenter le structure globale d’amplificateur

Comme on ajoute le réseau d’adaptation, nous avons fini la structure générale de notre amplificateur. La figure -4.11- montrée la structure globale d’amplificateur.

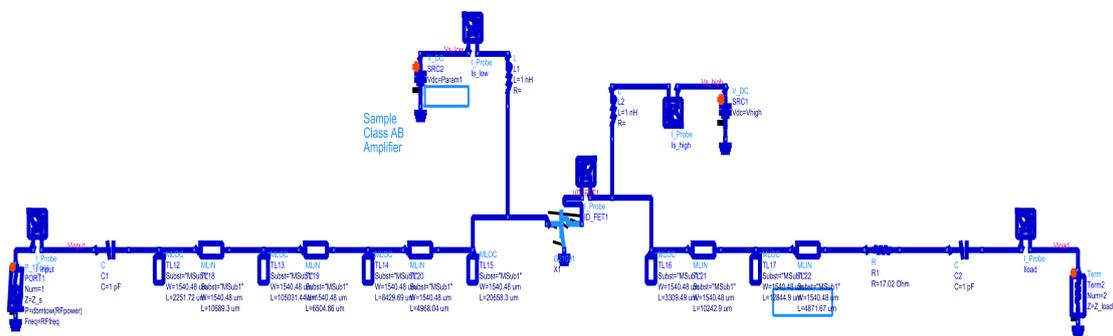


Figure III.11. Structure globale de notre amplificateur réalisée de classe AB

5. les commandes de simulation (S, HB, Opti, Goal, Var, Eqs, MSub)

Ces commande géré par logiciel, aidé nous a réglé les paramètres de simulation comme nous voulons, et comme l'objectif auquel nous aspirons.

The image displays several simulation command settings in ADS. Each command is shown in a box with its icon and a list of parameters.

- S-PARAMETERS**
 - S_Param
 - SP1
 - Start=1.0 GHz
 - Stop=5 GHz
 - Step=0.01 GHz
- HARMONIC BALANCE**
 - HarmonicBalance
 - HB1
 - Freq[1]=RFfreq
 - Order[1]=15
- PARAMETER SWEEP**
 - ParamSweep
 - ParamSweep1
 - SweepVar="Param1"
 - SimInstanceName[1]="HB1"
 - SimInstanceName[2]=
 - SimInstanceName[3]=
 - SimInstanceName[4]=
 - SimInstanceName[5]=
 - SimInstanceName[6]=
 - Start=-1.5
 - Stop=-2.5
 - Step=0.2
- SWEEP PLAN**
 - SweepPlan
 - Sweep1
 - Start=0 Stop=10 Step=2.0 Lin=
 - Start=11 Stop=19 Step=1 Lin=
 - UseSweepPlan=
 - SweepPlan=
 - Reverse=no
- VAR**
 - Var Eqn
 - VAR7
 - Vhigh=5.8 V
 - Vlow=2 V
 - RFfreq=2.4 GHz
 - RFpower=10
 - Param1=1
- MSub**
 - MSUB
 - MSub1
 - H=1.57 cm
 - Er=2.2
 - Mur=1
 - Cond=1.0E+50
 - Hu=1.0e+036 um
 - T=0 um

Figure 4.12 : les commandes de simulation utilisée

III. Conclusion :

Ce chapitre présente la simulation en utilisant ADS, ce logiciel offre des méthodes et des procédures de conception de l'amplificateur, et donne le taux de réussite pour optimiser les résultats de simulation, de performance du circuit dans la production. En approche de conception peut être vu. L'utilisation de la simulation de circuit ADS à micro-ondes, il est non seulement la conception de circuits optimale très pratique, mais aussi pour les caractéristiques de tolérance de l'analyse de simulation de circuits micro-ondes, est un bon outil pour la

conception de produits de micro-ondes. Comme: simulation paramètre S, facteur de bruit, la stabilité, le rendement, la simulation d'optimisation de rendement.

LA simulation de logiciel ADS et RF conception de circuit est très pratique, généralement pour les petites caractéristiques des signaux peuvent être la simulation des paramètres S, vous pouvez obtenir la figure de bruit du circuit, le ROS d'entrée et de sortie, le gain et la stabilité du circuit.

Ce simulateur permet de réduire le temps et les coûts, et offre de faire plusieurs expériences et analyse avec minimum de temps, ce qui autorise d'obtenir des résultats directement et clairement. Dans un autre coût ce simulateur on peut utiliser le simulateur pour optimiser le plus grand taux d'optimisation des données, lorsqu'on n'a pas la disponibilité des calculs corrects ou nous n'avons pas la méthode pour calculer les valeurs de ces données. Par exemple pour obtenir les meilleurs résultats de rendement ou de gain ou n'importe quel paramètre.

Tous ces avantages offerts par logiciel ADS, permettent d'obtenir la meilleure conception de l'amplificateur quand on va passer vers la réalisation pratique, et même nous allons attendre les empêchements qui rencontrés au niveau de la conception, et la sortie d'un taux de réussite élevé de la conception de produits donne la réussite du développement de produit final.

Chapitre 4

Analyse Et Interprétation Des Résultats De Simulation D'amplificateur D'un Class AB Sur Logiciel Agilent ADS

1. Introduction

Dans cette thèse, la conception d'un amplificateur de classe AB avec un rendement élevé dans une bande passante de 500 MHz et la fréquence centrale à 2,4 GHz est présentée. L'accord harmonique est fait en utilisant un banc d'essai load-pull dans Agilent ADS. Ce traitement permet de prendre les impédances optimales à f_0 et aux harmoniques $2f_0$ et $3f_0$, ce qui donne les meilleures performances, qui se trouve en utilisant le banc d'essai. Ces impédances sont réalisées en correspondance des réseaux avec des composants passifs, des lignes micro-ruban et moignons de circuit ouvert. Deux amplificateurs identiques ont été fabriqués et caractérisés par petit signal, et grand signal. La conception est basée autour d'un polyfet G21001 10 W transistors GaN.

Le paramètre le plus important affectant le coût final d'un système est souvent la puissance de l'émetteur, qui est intimement liée aux exigences de linéarité de l'émetteur. Ce paramètre est lié à la taille de l'amplificateur de puissance (PA), au boîtier (package), aux chemins thermiques et aux méthodes de refroidissement correspondantes, à l'alimentation et aux tailles des câbles d'interconnexion DC, ainsi qu'aux poids et la sécurité. Chacun de ces paramètres peut rapidement augmenter les coûts. L'analyse du niveau de puissance doit tenir compte des pertes dans les câbles et l'antenne, des gains des antennes de l'émetteur et du récepteur, des conditions de liaison comme la distance, la météo, les obstacles, etc.

Les capacités des récepteurs sont essentielles pour déterminer les besoins en puissance de l'émetteur. Les paramètres clés de la conception d'un PA sont la fréquence, la bande passante, la puissance de sortie, le rendement en puissance ajouté (PAE), la linéarité, le gain, la tension et le courant de polarisation, la puissance dissipée et la fiabilité (le temps moyen de bon fonctionnement). D'autres facteurs peuvent également être importants, tels que les pertes de retour, l'isolation, la stabilité, les variations de charge, le coût, la taille, le poids, la facilité d'entretien et de l'industrialisation, etc.

Le GAN est étudié pour être intégré dans un circuit de type Amplificateur de Puissance (PA). Nous allons étudier, dans cette partie, ce qu'est un amplificateur de puissance. Cette étude couvre la définition d'un amplificateur de puissance RF, les figures de mérite les plus fréquemment utilisées, l'interprétation des résultats, la discussion et enfin la conclusion.

La comparaison des résultats issus de la simulation pour les deux amplificateurs est présentée, qui permet nous d'apporter des explications quant aux écarts de performances relevés.

2. La méthode de simulation

Le logiciel ADS permet nous de faire une simulation a plusieurs valeurs dans les valeurs de donné, ce qui permet d'obtenir plusieurs résultats en même temps, cette technique de calcule c'est très pratique au sens de diminuer le temps des calcules et visualisé la différence et comparé entre les résultats obtenu, pour accès a la meilleur valeur des entrées.

On va simuler dans le premier temps les performances par apport aux différentes valeurs de voltage qui alimenté la grille « Vlow », en même temps on fait la simulation de ces performance avec balayage de différents valeurs de puissance d'entrée « RFpower ».

L'analyseur est capable de faire des balayages de puissance ainsi que des balayages de fréquence. Balayages de puissance permettent de caractériser la performance non linéaire d'un amplificateur.

Cette section présente les résultats de la simulation de l'amplificateur fait dans Agilent ADS et est plongé en trois parties. Les résultats du banc d'essai est avec les impédances optimales et représente le meilleur résultat possible dans cette conception. Les résultats de la simulation de la conception finale sont présentés en ajoute les réseaux d'adaptation a l'entrée et a la sortie.

Banc d'essai

3. Simulation sans pertes (sans lignes de transmission)

Remarque : on a fixé le paramètre Vlow pour une valeur égale a **-2.5V** pour les figure simulé en fonction de puissance d'entrée, et pour une valeur de $P_e = 33\text{dBm}$ pour les figures simulé en fonction de VGS.

3.1. La puissance de sortie

La puissance de sortie avec des bancs de test sans perte sont présentés dans la figure 4.1.



Figure IV.1.a: Puissance de sortie en fonction de P entrée avec des bancs d'essai sans perte.

Depuis la figure 4.1.a Nous pouvons observer que, pour la puissance d'entrée de fonctionnement déterminée pour un maximum de puissance de sortie ($P_e = 33 \text{ dBm}$), la puissance de sortie est égale à 38 dBm .

La figure 4.1.b présenté la puissance de sortie en fonctionne de différent valeurs de l'alimentation de la grille « Vlow ». Cette figure illustre bien que la puissance de sortie était au maximal $P_s = 38 \text{ dBm}$ a partir de la valeur $V_{low} = -2.5V$

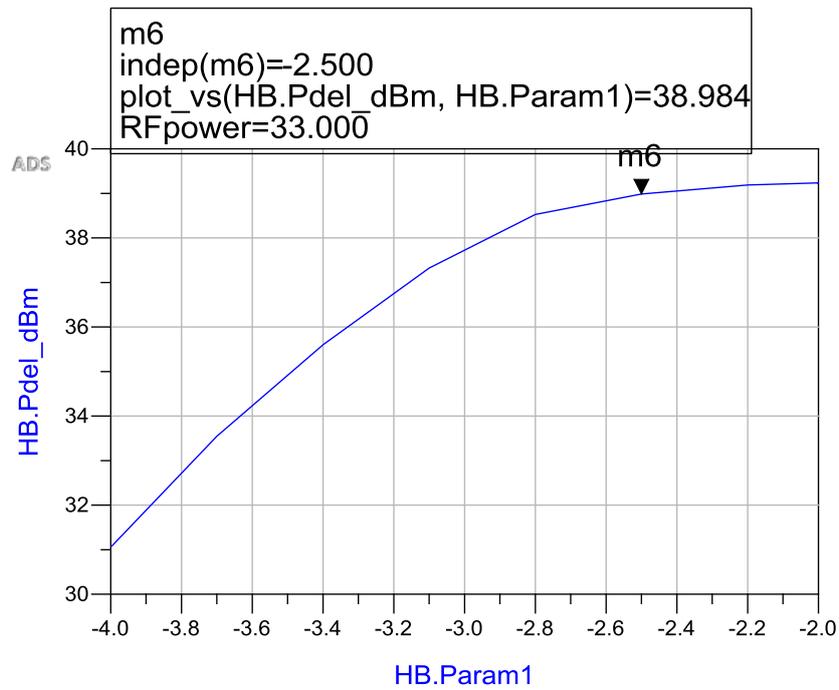


Figure IV.1.b: Puissance de sortie en fonctionne de Vlow avec des bancs d'essai sans perte.

D'après cette analyse on peut constater que la zone linéaire sera finie lorsqu'on arrive à la valeur 33 dbm , et la zone de compression est commencée. En autre coté, la puissance de sortie augment quand l'alimentation tend vers la valeur de $VGS = -2V$

3.2. Le gain

Le gain optimal est présenté dans la figure 4.2, Le gain reste sous la valeur de 22 dB , après Il commence à diminuer a partir de la valeur $Pe=32\text{ dBm}$, on marqué une valeur de $G=19\text{ dB}$ au point de compression.

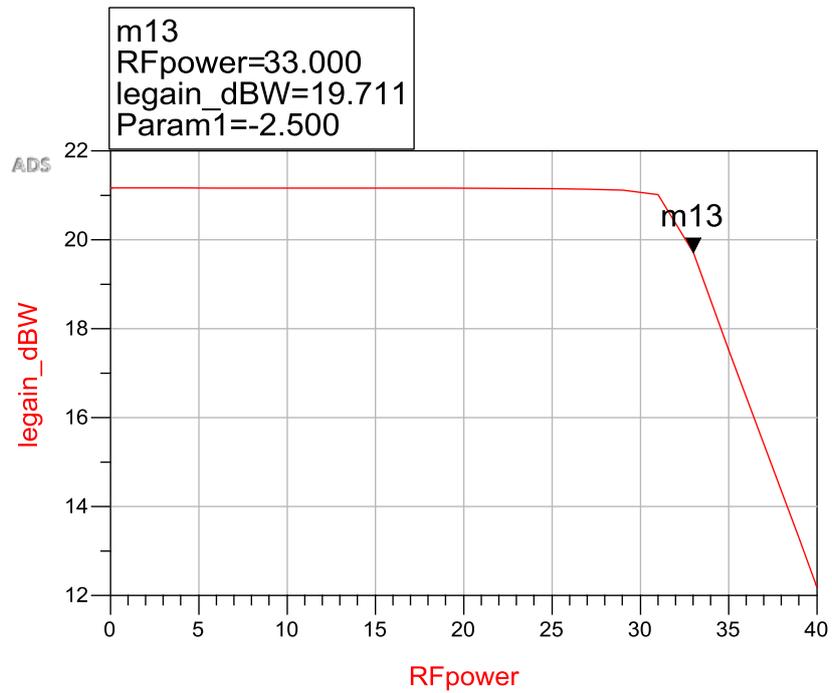


Figure IV.2: Le gain en fonctionne de P entrée avec des bancs d'essai sans perte.

3.3. Le rendement ($\eta\%$)

La figure 4.3 montre le rendement d'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée. On remarque que le rendement est élevé (c'est bon) car nous sommes dans le cas idéal, et ce rendement n'existe pas dans le réel, quand on veut réaliser un amplificateur à haut rendement.

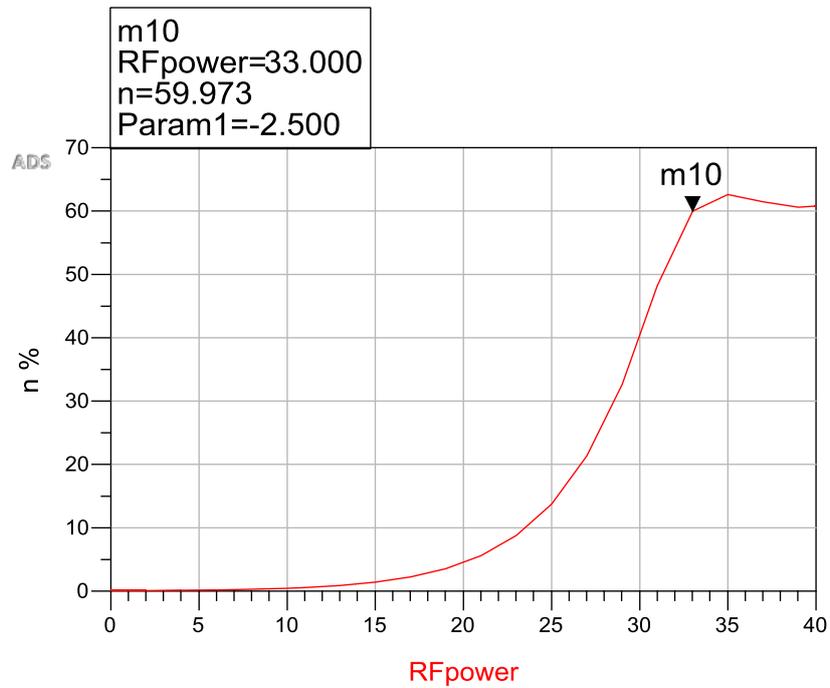


Figure IV.3.: Le η (%) en fonctionne de P entrée avec des bancs d'essai sans perte.

3.4. Le rendement en puissance ajouté

Le rendement en utilisant des bancs d'essai est présenté dans la figure 4.4.a. A la fréquence centrale, le rendement est proche à 60% à la puissance d'entrée 33 dBm.

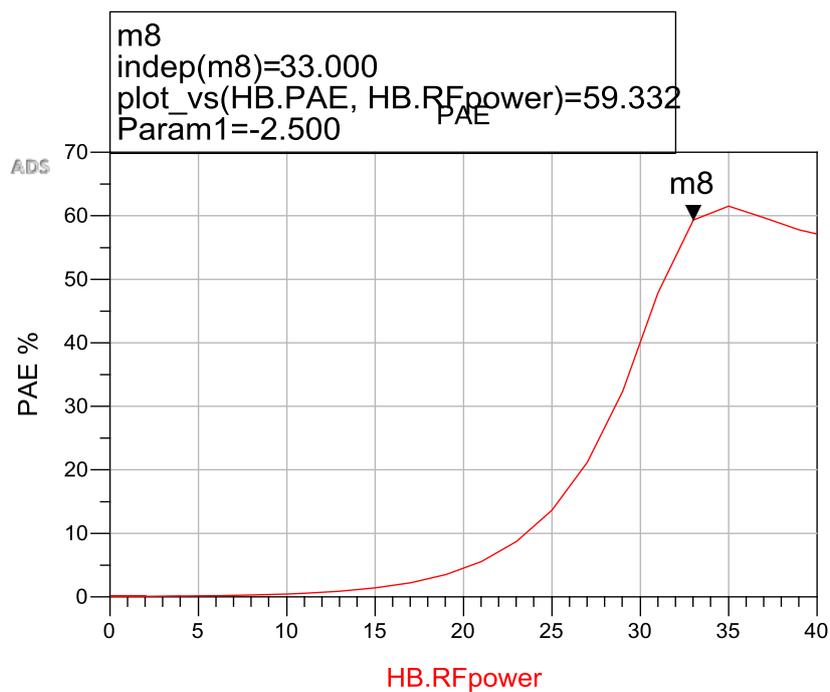


Figure IV.4.a: Le PAE en fonctionne de P entrée avec des bancs d'essai sans perte.

La figure 4.4.b. montre le PAE simulé. Le graphique indique une valeur maximal environ de la valeur $VGS = -2.8V$, en marquer dans la valeur VGS choisie $PAE = 59\%$

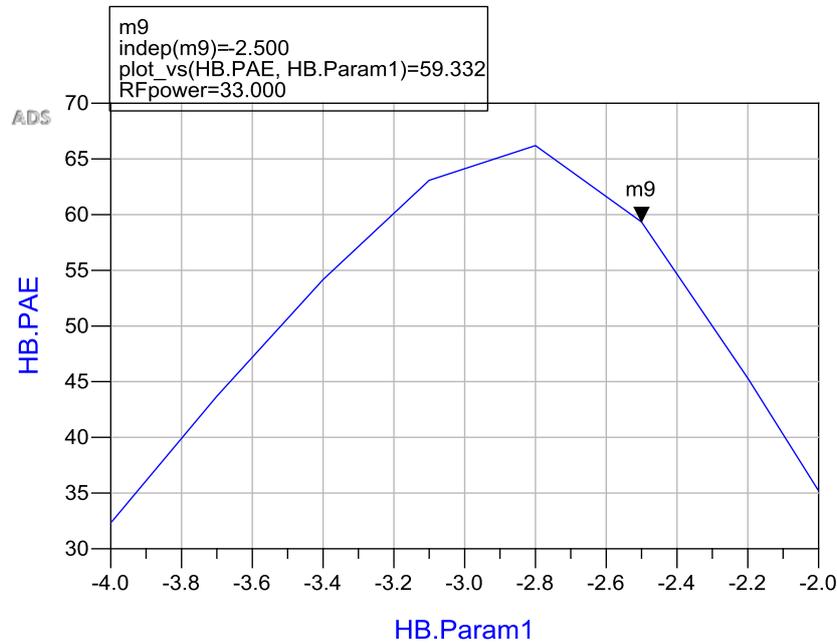


Figure IV.4.b: Le PAE en fonction de Vlow avec des bancs d'essai sans perte.

3.5. Gain de compression

Le gain et le gain de compression est présenté en fonction de puissance de sortie dans la figure 4.5.

Le gain de compression se produit lorsque la puissance d'entrée d'un amplificateur est augmentée à un niveau qui réduit le gain de l'amplificateur et provoque une augmentation non linéaire de la puissance de sortie.

La mesure la plus courante de la compression de l'amplificateur est le point de compression à 1 dB . Cela est défini comme la puissance d'entrée (ou parfois la puissance de sortie), ce qui se traduit par une diminution de 1 dB du gain de l'amplificateur (par rapport aux amplificateurs à gain petits signaux).

Le gain de compression commence à augmenter à partir de 25dBm jusqu'à la valeur $7\text{dB a } PE=40\text{dBm}$. La valeur au point de compression $Gc=1.20\text{dB}$

On remarque aussi que l'amplificateur démarrée par une zone de compression suivi d'une zone quasi-compression, puis revenir a la zone de compression.

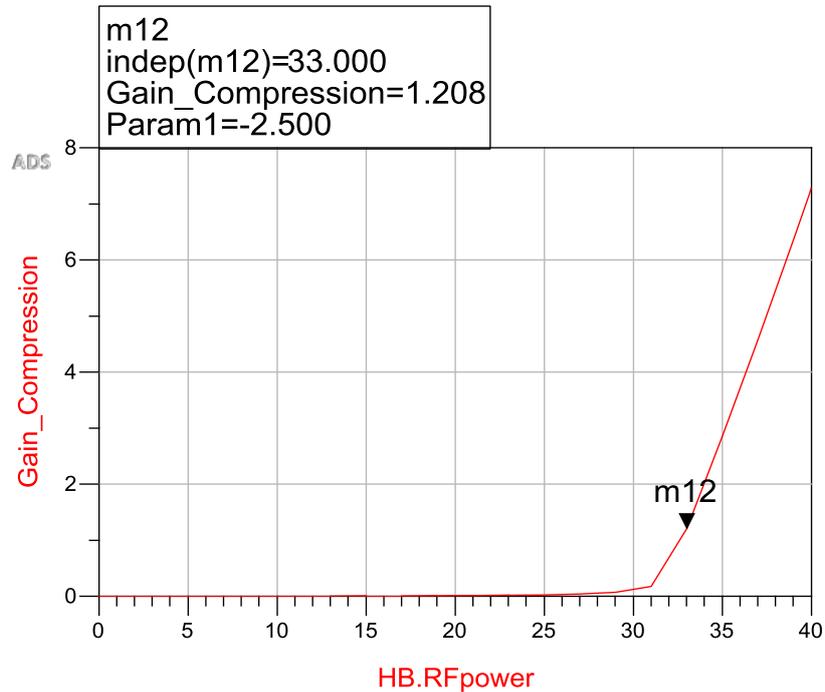


Figure IV.5: Le gain et le gain de compression en fonctionne de P sortie avec des bancs d'essai sans perte.

3.6. Puissance ajouté (La consommation sur puissance de DC)

La puissance ajoutée est présenté en fonctionne de puissance de sortie dans la figure 4.6.

Cette puissance marquer une valeur environ de 13W quand la valeur au point de comression.

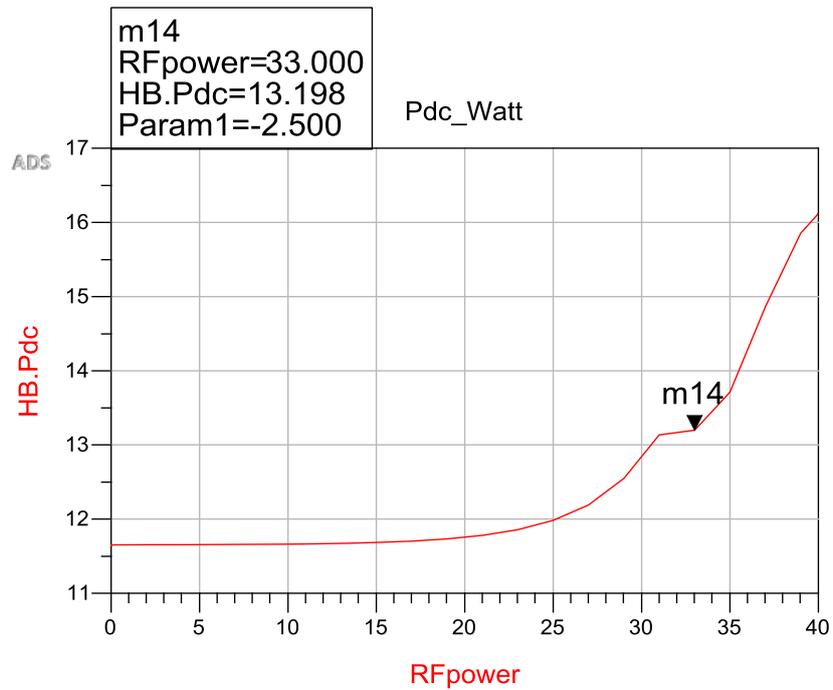


Figure IV.6: La puissance ajoutée en fonction de P sortie avec des bancs d'essai sans perte.

3.7. Le courant maximum d'alimentation

Depuis la figure 4.7 Nous pouvons observer que le courant reste constant et supérieur à 40mA jusqu'à la valeur $Pe=25\text{dBm}$, et marqué une valeur de 43mA au point de compression.

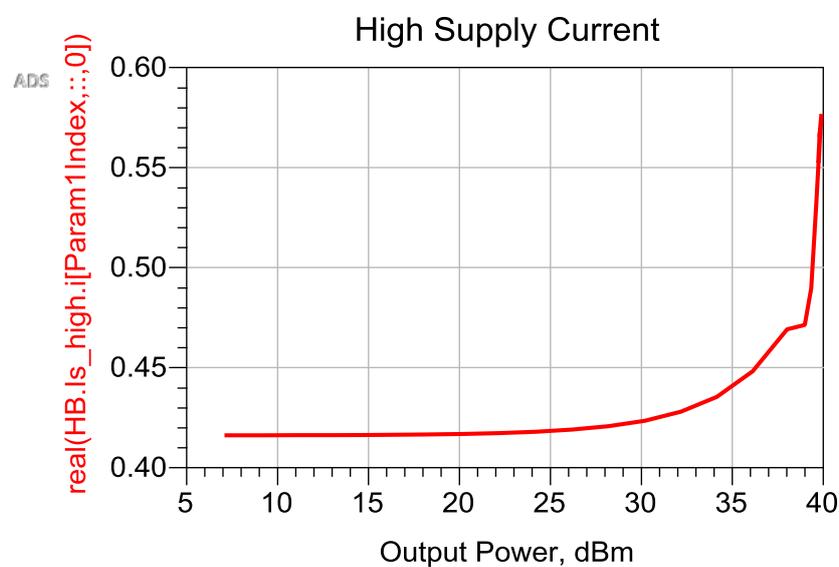


Figure IV.7: Le courant maximum en fonction de P sortie avec des bancs d'essai sans perte.

3.8. La puissance de dissipation

La figure 4.8 montre la puissance dissipée sous forme de chaleur en Watt. Le graphique indique que la puissance dissipée reste proportionnellement constante à la valeur égale à $11.5W$ jusqu'à la valeur de $24dBm$ de puissance de sortie, à partir de cette valeur, la puissance de dissipation commence à diminuer jusqu'à la valeur maximale de puissance de sortie $40dBm$.

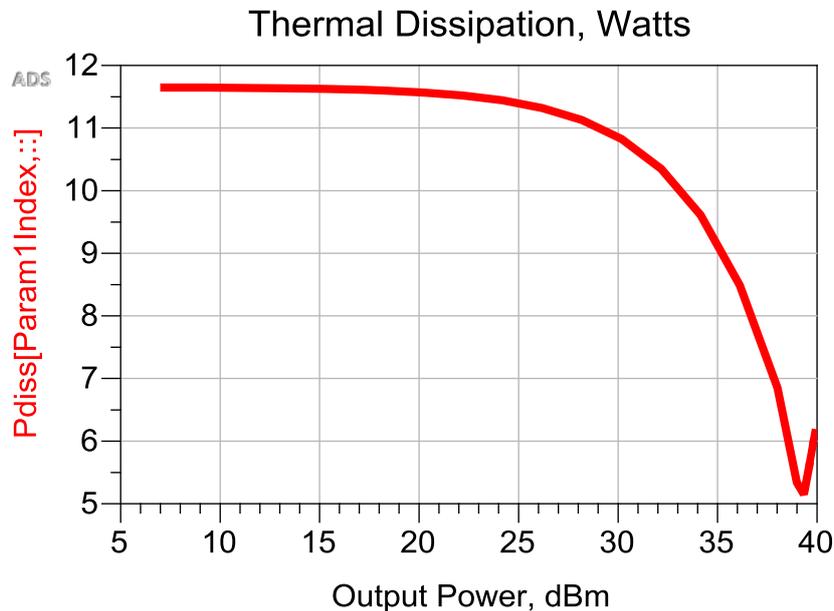


Figure IV.8: La puissance de la chaleur dissipée en fonction de P sortie avec des bancs d'essai sans perte.

3.9. Tableau des résultats obtenus

Les paramètres clés	Ps (dBm)	Gain (dB)	PAE (%)	η %	Gain de compression (dB)	Puissance ajoutée (Watt)	Courant max absorbé (mA)	P diss (Watt)
valeurs	38.98	19.71	59.33	59.97	0.55	13.19	43	10

Tableau IV.1: les valeurs extraire lors de la simulation sans lignes de transmission

4. Simulation finale

Dans cette simulation nous allons ajouter les réseaux d'adaptation d'impédance (d'entrée et sortie), pour adapter ces réseaux on utilise des lignes de transmission microbandes « microstrip » et une composante passive « résistance » à 50Ω . Cette adaptation permet nous a contrôler les coefficients de réflexions à l'entrée et sortie, ce qui donne les meilleurs résultats au niveau de calcul des paramètres clés tel que la puissance de sortie, le rendement en puissance ajouté (PAE), la linéarité, le gain.

4.1. Simulation petit signal

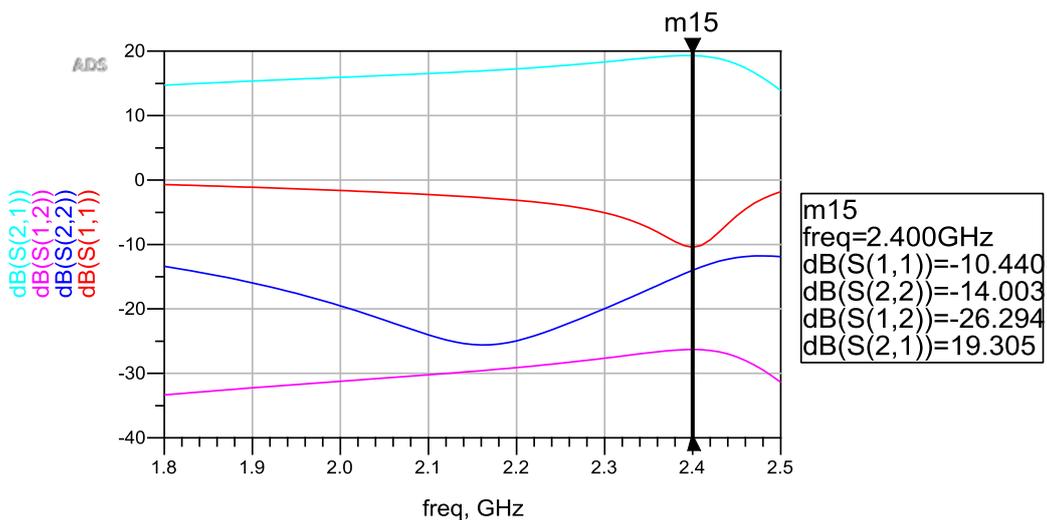


Figure IV.9: simulation petit signal après l'adaptation du circuit.

La simulation à petit signal a montré que notre adaptation est parfaite, car on remarque que les coefficients des réflexions à l'entrée $\Gamma_{in} < -10\text{dB}$ et à la sortie $\Gamma_{out} < -14$ à la fréquence centrale f_0 , et inférieure à 0dB dans toute la plage de fréquence.

4.2. Simulation à grand signal

Remarque : on a fixé le paramètre VGS pour une valeur égale à -1.2V pour les figures simulées en fonction de la puissance d'entrée, et pour une valeur de $P_e = 26\text{dBm}$ pour les figures simulées en fonction de VGS.

4.2.1. La puissance de sortie

La puissance de sortie avec des bancs de test avec perte sont présentés dans la figure 4.10.

La figure 4.9.a s'exprime la puissance de sortie en fonctionne de différentes valeurs de la puissance d'entrée.

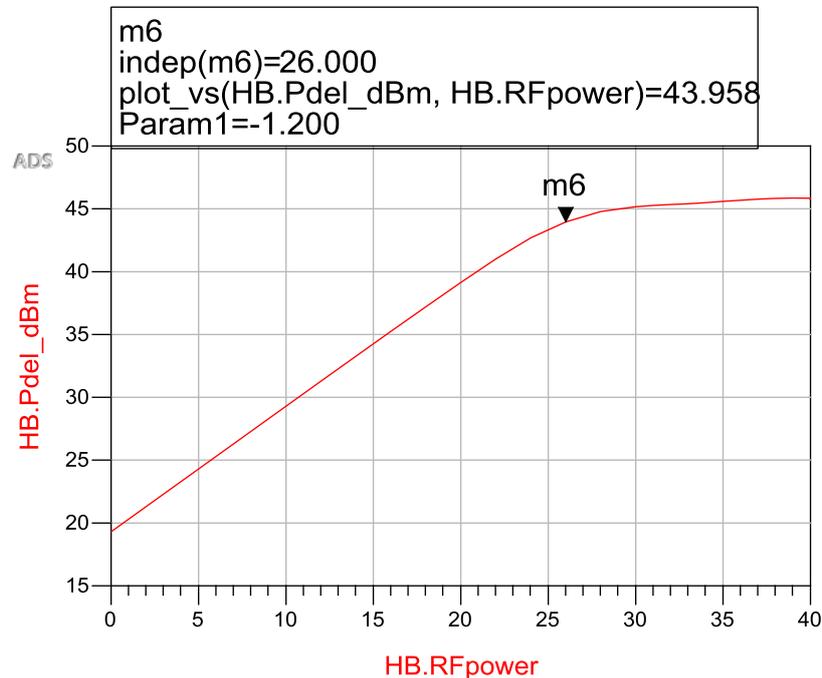


Figure IV.10.a: Puissance de sortie en fonctionne de P entrée avec des bancs d'essai avec perte.

Depuis la figure 4.10.a Nous pouvons observer que, pour la puissance de **sortie maximale linéaire** égale a $P_s = 43 \text{ dBm}$ lorsque la puissance d'entrée égale à ($P_e = 26 \text{ dBm}$).

La figure suivant exprimée la puissance de sortie en fonction de les valeurs de l'alimentation de grille. On peut observer que la puissance maximale est supérieur a $P_s = 40 \text{ dBm}$ dans tout le domaine des valeurs de V_{GS} , et marqué une valeur de $P_s = 43 \text{ dBm}$ autour de point $V_{GS} = -1.2 \text{ V}$

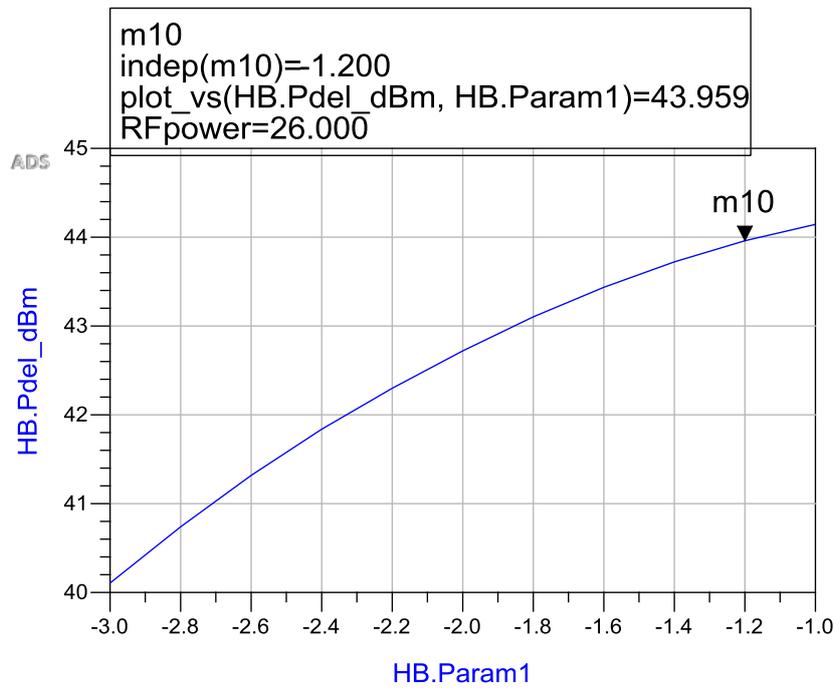


Figure IV.10.b: Puissance de sortie en fonctionne de Vlow avec des bancs d'essai avec perte.

D'après cette analyse on peut constater que la zone linéaire sera finie et la zone de compression commencé a partir de la valeur 26dbm.la figure 4.10.c montré la zone de compression de notre amplificateur.

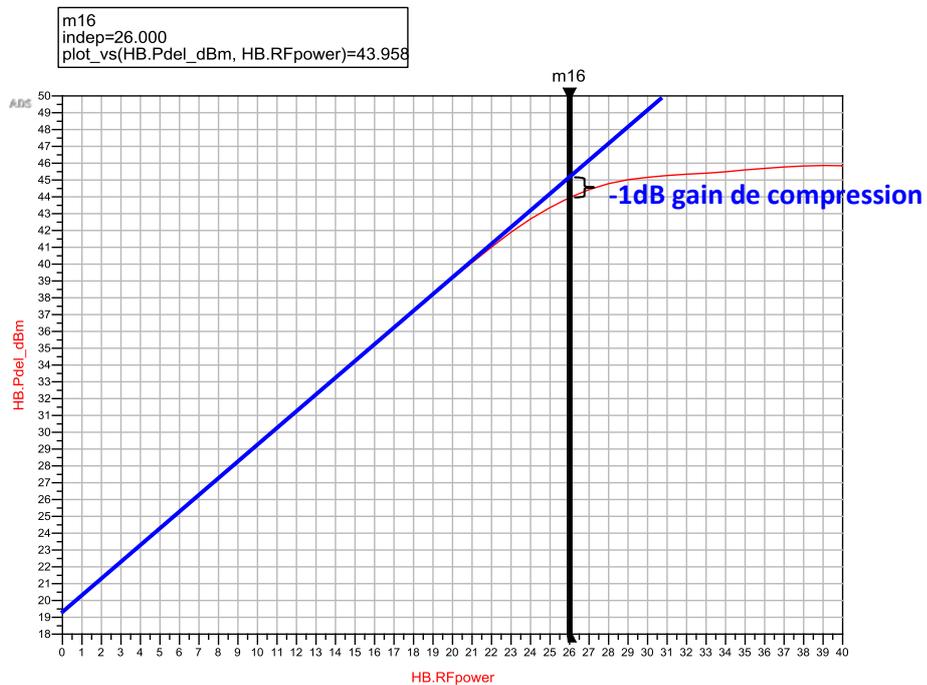


Figure IV.10.C: le point de compression a -1dB.

4.2.2. Le gain

Le gain optimal est présenté dans la figure 4.11, Le gain reste constant et supérieur à 19 dB jusqu'à environ la valeur de puissance d'entrée $P_e=20$ dBm. Après cette valeur le gain commence à diminuer. Le gain marqué une valeur de $G=18$ dB au tour de point de compression.

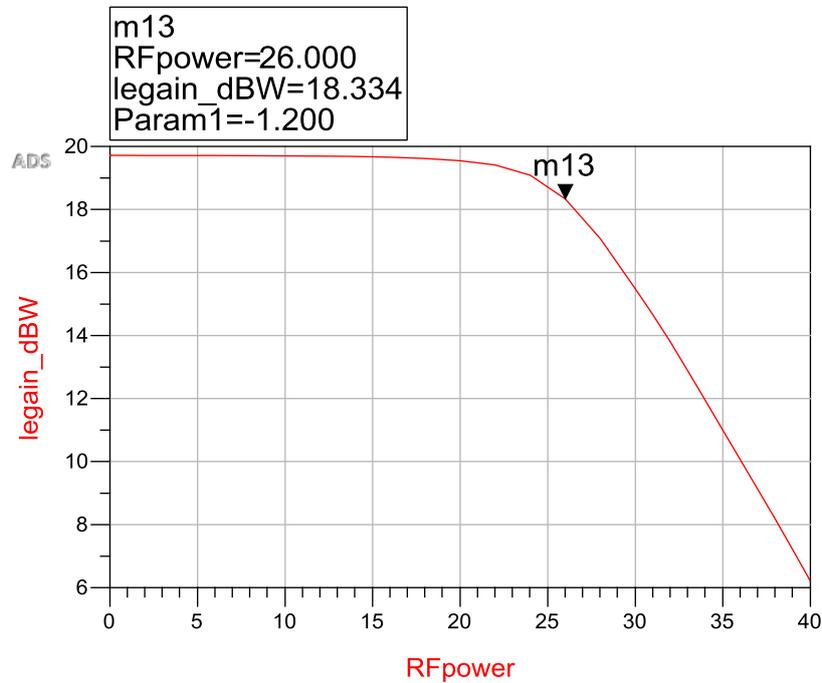


Figure IV.11: Le gain en fonctionne de P entrée avec des bancs d'essai avec perte.

4.2.3. Le rendement ($\eta\%$)

Le rendement en utilisant des bancs d'essai avec pertes est présenté dans la figure 4.12.

A la fréquence centrale, le rendement marqué une valeur maximale égale à 37% à la puissance d'entrée 26 dBm.

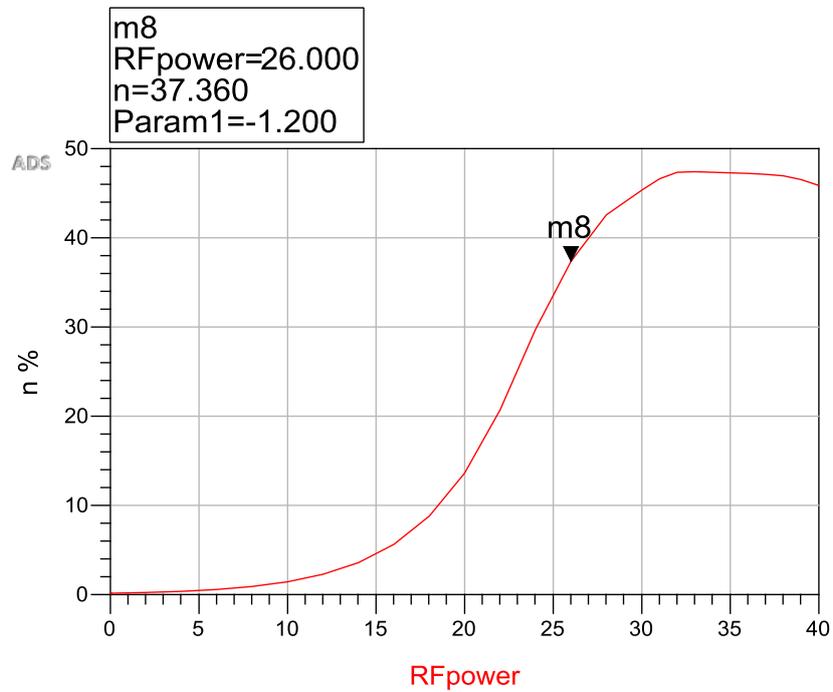


Figure IV.12: le rendement $\eta\%$ en fonctionne de Vlow avec des bancs d'essai avec perte.

4.2.4. Le rendement en puissance ajouté (PAE%)

Le rendement en puissance ajouté en fonction de P_e en utilisant des bancs d'essai est présenté dans la figure 4.13.a, le rendement est égale $PAE=36\%$ a la valeur de point de compression.

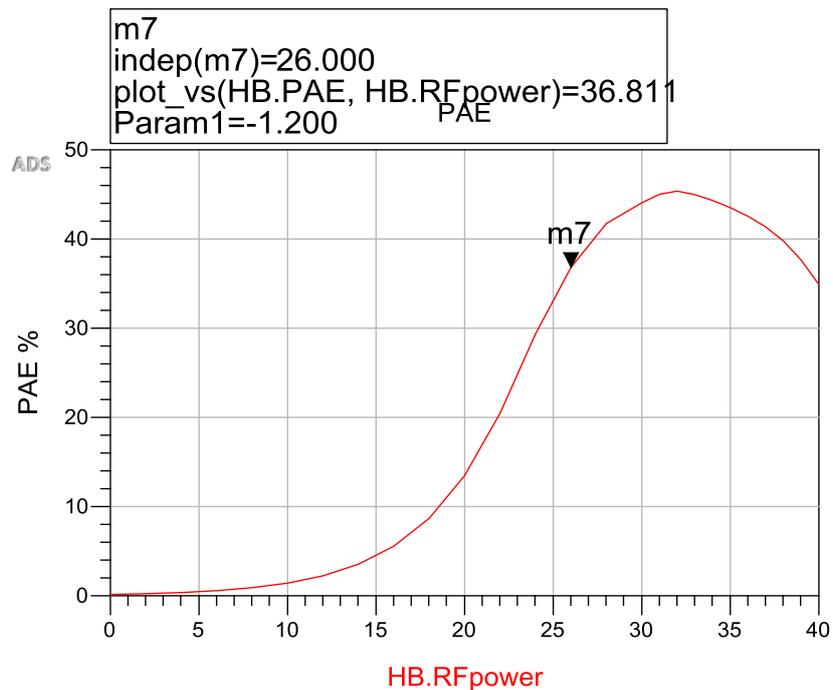


Figure IV.13.a: Le PAE % en fonctionne de P_e avec des bancs d'essai avec perte.

La figure 4.13.b. montre le PAE simulé en fonction de paramètre Vlow. Le graphique indique était au maximum environ de la valeur $VGS = -1.6V$ et marqué une valeur de $PAE = 36\%$ a la valeur $Pe = 26\text{ dBm}$.

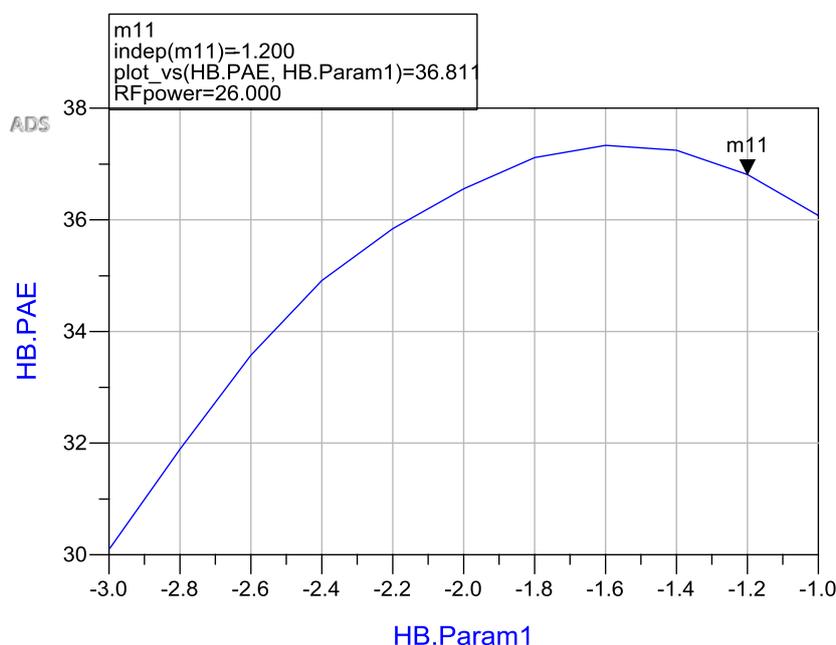


Figure IV.13.b: Le PAE % en fonctionne de Vlow avec des bancs d'essai avec perte.

4.2.5. Gain de compression

Le gain est présenté en fonctionne de puissance de sortie dans la figure 4.14.

Le gain de compression est reste nul jusqu'à la valeur 17 dBm de la valeur P entrée, et comme la puissance d'entrée est augmentée encore plus, l'amplificateur commence à la zone de compression à partir la valeur 26 dBm de P d'entrée.

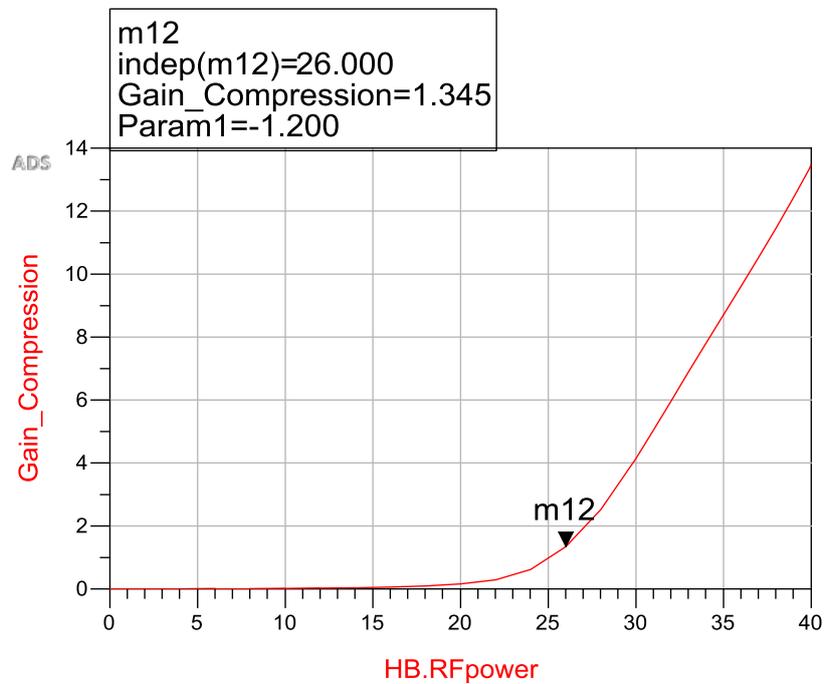


Figure IV.14: le gain de compression en fonctionne de P entrée avec des bancs d'essai avec perte.

4.2.6. Puissance ajouté (La consommation sur puissance de DC)

La puissance ajoutée est présenté en fonctionne de puissance de sortie dans la figure 4.15.

Cette puissance reste constant environ de la valeur $59Watt$ jusqu'à $Pe=20dBm$, après cette point augmenté de façon exponentiel jusqu'à une valeur maximal de plus de $80Watt$ a $Pe = 40dBm$.

Lorsque $Pe = 26dBm$ la puissance ajouté égale à $Pdc = 66Watt$, ce qui montrée que les polarisations (grille/drain) fournit une grande puissance a notre amplificateur.

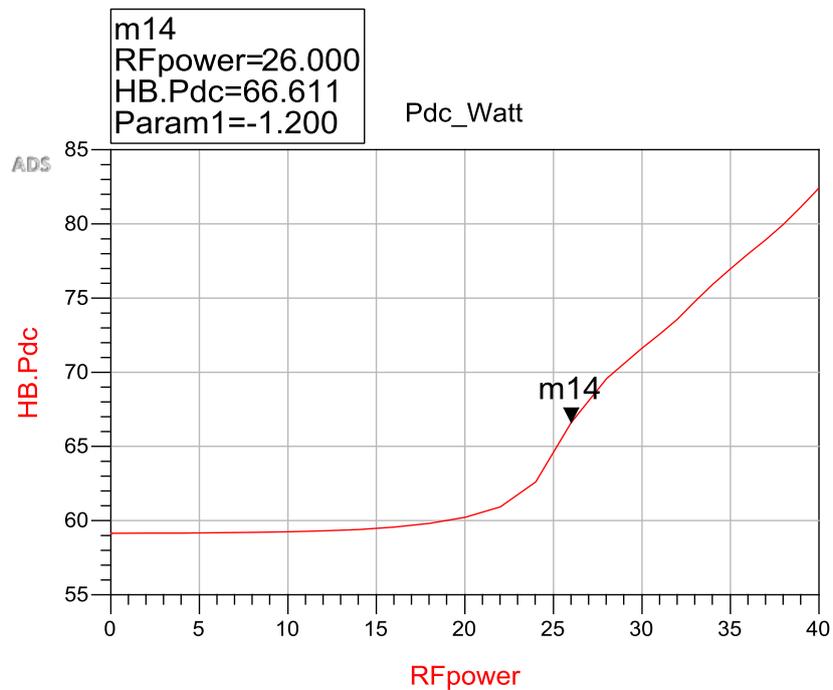


Figure IV.15: La puissance ajoutée en fonctionne de P sortie avec des bancs d'essai avec perte.

4.2.7. Le courant maximum d'alimentation de drain

Depuis la figure 4.16 Nous pouvons observer que le courant est constant dans l'intervalle 0 à 35 dBm de Ps constant a la valeur $I_{s_drain} = 2.1Amp$ et commence a augment de façon exponentiel jusqu'à la valeur $I_{s_drain} = 2.9 Amp$. Le courant maximam au point de compression égale $I_{max}=2.11A$

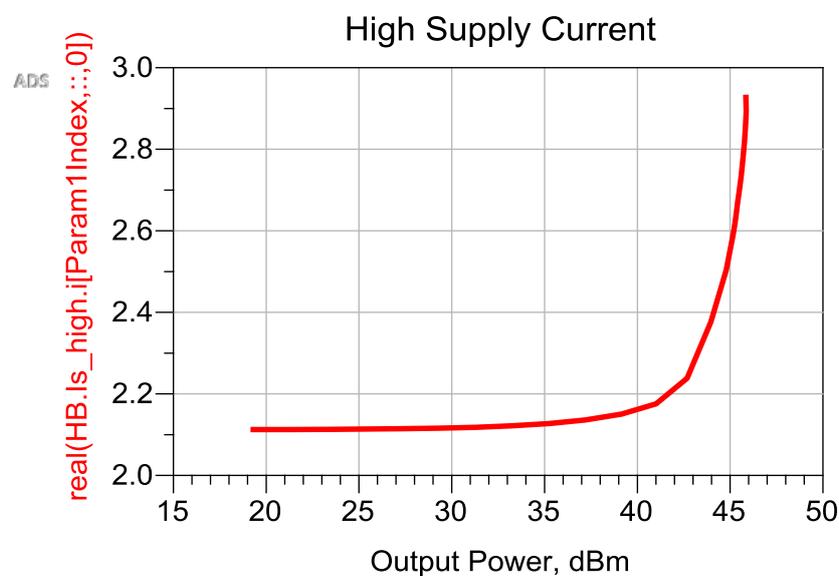


Figure IV.16: Le courant maximum fourni par la polarisation de drain en fonctionne de P sortie avec des bancs d'essai avec perte.

4.2.8. La puissance de dissipation

La figure 4.17 montre la puissance dissipée sous forme de chaleur en Watt. Le graphique indique que la puissance dissipé au début égale à 60W et commence a diminuer jusqu'à $P_s=40$ dBm, et augmenté a nouveau jusqu'à $P_{diss}= 51$ Watt. La puissance dissipé autour du point de compression égale $P_{diss}=58.67$ Watt

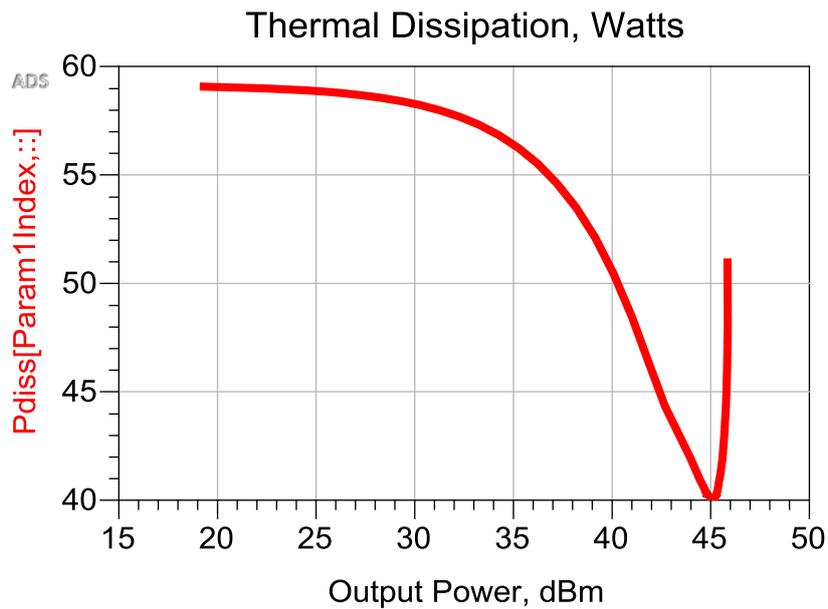


Figure IV.17: La puissance de la chaleur dissipée en fonction de P sortie avec des bancs d'essai avec perte.

4.2.9. Tableau des résultats obtenus

Les paramètres clés	P_s (dBm)	Gain (dB)	PAE %	η %	Gain de compression dBm (max)	Puissance ajouté (Watt)	Courant max absorbé (Amp)	P diss (Watt)
valeurs	43.95	18.33	43.97	45.24	13.00	81.96	2.92	+40Watt

Tableau IV.2: les valeurs extraire lors de la simulation avec lignes de transmission

4.2.10. Simulation en toute la plage de fréquence

frequence	S_{11} dB	S_{22} dB	Point de compression dBm	Puissance De sortie dBm	Le gain dB	Le rendement $\eta\%$	Le PAE %
1.8 GHz	-0.70	-13.37	28	41.64	21.62	26.93	26.74
1.9 GHz	-1.12	-15.96	30	43	19.70	44.86	44.38
2.0 GHz	-1.63	-19.52	29	43.40	19.51	40.73	40.28
2.1 GHz	-2.25	-24.02	28	43.31	19.37	37.37	36.94
2.2 GHz	-3.14	-24.95	28	43.69	18.75	38.60	38.09
2.3 GHz	-5.07	-19.95	27	43.92	18.67	38.44	37.92
2.4 GHz	-10.44	-14.00	26	43.95	18.33	37.36	36.81
2.5 GHz	-1.83	-11.89	31	43.71	17.00	35.03	34.34
moyenne	-3.27	-17.95	26-31	43.32	19.11	37.41	36.93

Tableau IV.3: les valeurs extraire lors de la simulation dans toute la plage de fréquence.

5. discussion

5.1. Conception

La conception a été faite dans un processus étape par étape avec la validation des résultats par rapport à la théorie après l'achèvement de chaque étape, ce processus de conception a prouvé pour être efficace comme expérience dans la conception de l'amplificateur des projets pourraient être utilisés. À partir d'un avant-projet de cette thèse, un amplificateur de classe F a été conçu et simulé avec un pic à PAE fréquence centrale de 2 GHz avec une bande passante de 500 MHz en utilisant un différent transistor. Cela a fourni une expérience précieuse lors de la conception des réseaux de stabilisation et de polarisation dans la phase de démarrage de cette mission.

Avec la plus grande bande passante, le banc d'essai de load-pull a été utilisé beaucoup plus largement dans le processus de conception. L'utilisation d'un banc d'essai à la source en plus la charge à condition d'une manière beaucoup plus souple et mieux pour obtenir les meilleurs résultats depuis l'optimisation ADS pourrait contrôler à la fois Γ_S et Γ_L en même temps. Les figures précédentes montrent les schémas pour la configuration du banc d'essai pour trouver

les impédances optimales. La stabilisation, les réseaux de polarisation et quelques lignes microbandes sont les facteurs limitant aux bancs d'essai sans perte que ceux-ci pourraient fournir une perte sinon conçu correctement.

La localisation des impédances optimales en utilisant cette méthode est un bon moyen de visualiser les paramètres S dont vous avez besoin pour correspondre à la conception d'un amplificateur plus efficace. Le transistor 10W polyfet à des impédances optimales a été montré pour se déplacer dans le sens inverse des aiguilles dans le tableau Smith, ce qui rend le processus d'appariement des réseaux réalisés très difficile. Pour aller dans ce sens, une méthode efficace a été utilisée, c'est l'optimisation des coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie. La méthode fait diminuer les coefficients à la valeur minimale. Lorsque l'adaptation d'impédance a été effectuée, le amplificateur devait être optimisé pour maximum de PAE et la puissance de sortie parce que les impédances avaient changé comme correspondance parfaite est réalisable.

5.2. Simulations

Les résultats de la simulation en utilisant les bancs d'essai optimales et avec pertes sont présentés dans ce chapitre. Ces résultats indiquent la meilleure performance, ce transistor peut atteindre avec les réseaux de stabilisation et de polarisation.

Dans le cas sans perte (sans lignes de transmission), le tableau 4.1 montre que l'efficacité de drain est supérieure à 60%, et le rendement de puissance ajouté égale à 60%, et enfin la puissance de sortie supérieur à 38 dBm, Ces résultats de simulation ont vérifié que les bancs d'essai ont travaillé bien, Nous pouvons passer a la simulation de banc d'essai avec perte.

Le tableau 4.2 montre que l'efficacité de drain qui est supérieure à 37%. PAE est supérieur à 36% de l'intervalle de 33dBm de la puissance d'entée, et la puissance de sortie linéaire est plus de 43 dBm tout en fournissant une puissance d'entée supérieure à 26 dBm.

D'après ces études, le balayage des valeurs de P_e et VGS permet nous d'obtenir la meilleur grandeur de puissance de sortie et meilleur gain et rendement en puissance ajouté.

Lorsqu'on fixe la puissance d'entrée « P_e » à 26dBm et la tension de grille « VGS » à la valeur -1.2V , Ces valeurs permettent plus tard dans la conception et fonctionnement correctement de l'appareil pour éviter d'endommager les circuits utilisés.

5.3. Application :

Il y a eu une forte augmentation des technologies sans fil au cours de la dernière décennie, ce qui a conduit à l'éviction du spectre existant. Afin de remédier à la congestion qui en résulte et le manque de capacité, le concept de la radio cognitive a été envisagé d'augmenter l'efficacité de l'utilisation du spectre, et améliorer la gestion, la performance et la coexistence des réseaux hétérogènes avec des technologies d'accès radio diverses. Les dispositifs doivent être en mesure de recevoir et de transmettre dans une large gamme de fréquences et de l'efficacité est cruciale pour la consommation d'énergie. L'amplificateur conçu dans cette thèse devrait être bon dans des applications comme celle-ci, par exemple dans un émetteur-récepteur radio. Il a un rendement élevé sur une large bande passante, ce qui signifie qu'elle se dissipe moins de puissance que d'autres types d'amplificateurs de puissance utilisés dans les applications de radio.

Les résultats se sont avérés meilleurs, tant en efficacité et la puissance délivrée, de 1.8 à 2,5 GHz. Avec un peu plus de travail, ce genre d'amplificateur pourrait être bon dans l'équipement radio militaire qui utilise des sauts de fréquence. Les amplificateurs qui sont utilisés, sont généralement réglés pour avoir un maximum d'efficacité à la fréquence centrale de la bande et avec une diminution de l'efficacité au loin du Centre. L'amplificateur conçu dans cette thèse a une moyenne PAE plus de 36% et serait bien adapté à ce type d'application.

6. Conclusion :

Dans cette thèse, une large bande de classe AB a été conçue avec l'objectif principal d'avoir le plus haut rendement possible sur une large bande passante. La conception a été créée en utilisant la technique "load-pull" dans Agilent ADS qui permet à l'utilisateur d'effectuer le réglage harmonique nécessaire pour obtenir un fonctionnement de classe AB dans l'amplificateur. Les impédances optimales trouvées en utilisant les bancs d'essai "load-pull" étaient la base pour la conception des réseaux d'adaptation. Les résultats de simulation montrent que la conception finale a des bonnes performances, et l'utilisation de cette technique "load-pull" est considérée comme un succès.

Deux amplificateurs identiques ont été fabriqués, l'un a été utilisé pour calculer les paramètres optimaux de notre transistor, et l'autre qui est DUT (dispositif sous test) utilisé pour connaître la capacité réelle de notre transistor peut donner. Des mesures de petits signaux ont été réalisées ainsi que des mesures de grand signal. L'amplificateur a été conçu pour fonctionner de 1.8 à 2.5 GHz avec aussi le PAE élevé le plus possible. La performance en utilisant le banc d'essai "load-pull" a montré une efficacité de drain supérieure à 37% tout en fournissant une puissance de sortie supérieure à 26 dBm. De 1,8- 2,5 GHz l'amplificateur a de bonnes performances et avec une moyenne mesurée PAE plus de 40% et même pour le drain d'efficacité aussi. La puissance de sortie est la plus élevée au niveau des fréquences centrales où il fonctionne mieux à 43.95 dBm (24.83 W) à 2.4 GHz mesuré lorsque l'amplificateur fonctionne en 1 dB de compression. La performance est presque stable dans toute la plage. À 2.6 à 3 GHz les performances des amplificateurs sont faibles en raison du décalage à l'entrée.

Simuler avec précision le drain-tension et de formes d'onde drain-courant ne serait pas possible en raison du modèle de transistor, mais des résultats de simulation, il a été conclu que l'amplificateur était en fonctionnement "classe AB" avec l'accord harmonique réalisé avec succès.

Conclusion générale

Ce manuscrit s'est décomposé selon deux grandes parties. La première a permis d'établir le contexte général de ces travaux de recherche. Dans ce sens, les chapitres I et II ont respectivement posé les bases théoriques et dressé un bilan de l'état de l'art concernant le sujet.

Lors du chapitre I, nous avons présenté de façon synthétique le rôle et la place de la fonction amplification de puissance RF dans une chaîne de transmission. Puis nous avons souligné par quelques exemples les évolutions incontournables constituant les futures générations de systèmes de transmission RF (*miniaturisation, flexibilité, sobriété énergétique*). Les notions théoriques liées au fonctionnement statique et dynamique de l'amplificateur de puissance RF ont été rappelées (*définitions principales des puissances, rendement énergétique, classe de fonctionnement, linéarité, critères de linéarité*). Cette base théorique nous a permis d'exposer simplement l'antagonisme existant entre les performances en efficacité énergétique et la linéarité de l'amplification de puissance RF. D'autre part, les architectures à haut rendement les plus représentatives, relevées dans la littérature (Doherty, ET, EER et EER) sont décrites.

Le chapitre II est consacré d'une part à la présentation synthétique de la technologie **GaN**, et à son application dans le domaine de l'amplification de puissance. Les principales caractéristiques physiques intrinsèques du Nitrure de Gallium, offrant au transistor **HEMT GaN** de fortes potentialités dans le domaine de l'amplification de puissance à l'état solide (forte densité de puissance, forte mobilité électronique, fort champ de claquage, linéarité et facilité d'adaptation) ont été présentées.

La seconde partie (chapitres III et IV) constitue la partie expérimentale de ces travaux de thèse.

Le troisième chapitre, constituant le cœur de ces travaux, s'est tourné vers l'étude d'une solution d'amplification adaptative, avec la réalisation d'un démonstrateur construit autour d'un amplificateur de puissance commercial **GaN POLYFET**. Se basant sur les potentialités en rendement et linéarité offertes par la classe AB, présentées au chapitre I, la solution

proposée offre l'avantage d'une relative simplicité et permet une piste d'amélioration dans le compromis/rendement qui n'avait pas été explorée.

En perspective à cette réalisation, une approche parallèle à celle suivie dans ces travaux et se présentant comme intéressante serait le contrôle statique du point de polarisation de grille de l'amplificateur, d'autre côté on contrôle aussi le point de puissance (puissance d'entrée minimale). Ceci consiste à ajuster statiquement, au rythme de la puissance moyenne du signal émis, la valeur de V_{GS0} afin d'assurer une linéarité optimale par compensation des effets non-linéaires présents dans le transistor. Ce principe d'optimisation empirique de la linéarité au point de puissance nominale d'utilisation est déjà appliqué lors de la conception de l'amplificateur : la polarisation de grille retenue est alors celle qui permet d'obtenir la meilleure linéarité (sous contrainte de consommation). L'idée ici serait alors d'assurer un asservissement de la polarisation de grille sur la puissance moyenne afin d'assurer, selon le trafic, une linéarité optimale sans impacter le rendement.

Le chapitre IV consacré pour les résultats de la simulation de l'amplificateur réalisée a montré que, dans la plage de fréquence de 1.8 - 2.5 GHz l'amplificateur a de bonnes performances et avec une moyenne mesurée PAE plus de 36% et de drain d'efficacité aussi d'environ 37%. La puissance de sortie il marqué une valeur de 43 dBm (25 W). Ces meilleur résultats sont obtenues au point de compression a -1dB, lorsque la $P_e = 26\text{dBm}$ et $V_{GS} = -1.2\text{V}$. Dans l'analyse petit signal, les paramètres S est bien où il fonctionne mieux dans ce plage de fréquence. Les performances sont stables jusqu'à 2,5 GHz, avec une grande diminution du gain et avec un coefficient de réflexion croissante dans les fréquences supérieur à 2.5GHz.

La conception a été créée à l'aide d'un technique "*load pull*" dans *Agilent ADS* qui permet à l'utilisateur d'effectuer le réglage harmonique nécessaire pour obtenir un fonctionnement de classe AB. Les impédances optimales trouvées en utilisant les bancs d'essai "load pull" sont les bases pour la conception des réseaux d'adaptation.

Cette analyse permet nous de connaître la valeur appropriée de la puissance d'entrée P_e et la polarisation de la grille V_{gs} , Ce qui offre à nous les meilleur résultats.

Les résultats de simulation montrent que la conception finale avez des bonnes performances et l'utilisation de cette technique "load pull" a été considérée comme un succès.

Références Bibliographiques

[01] **Pierre MEDREL**, “*Amplification de puissance linéaire à haut rendement en technologie GaN intégrant un contrôle de polarisation de grille*”. Soutenance de thèse, université LIMOGES, 2014.

[02] **Arnaud DELIAS**, “*Polarisation dynamique de drain et de grille d’un amplificateur RF GaN appliquée à un fonctionnement RF impulsif à plusieurs niveaux*”. Soutenance de thèse, université LIMOGES, 2015.

[03] **Ludovic BACQUÉ**, “*Optimisation du rendement d’amplificateurs de puissance sous contraintes de linéarité en présence de modulations numériques complexes*”. Soutenance de thèse, université LIMOGES, 2008.

[04] **Guillaume CALLET**, “*Caractérisation et Modélisation de Transistors HEMT AlGaN/GaN et InAlN/GaN pour l’Amplification de puissance en Radiofréquences*”. Soutenance de thèse, université LIMOGES, 2011.

[05] **Jérémy DUFRAISSE**, “*Étude des classes de fonctionnement à haut rendement pour l’amplification de puissance en hyperfréquence en utilisant la technologie HEMT à base de nitrure de gallium*”. Soutenance de thèse, université LIMOGES, 2012.

[06] **Nicolas SCHLUMPF**, “*ADAPTATION DYNAMIQUE DE LA COMPRESSION D’UN AMPLIFICATEUR RF POUR DES SIGNAUX MODULÉS EN AMPLITUDE ET EN PHASE*”. Soutenance de thèse, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE, 2004.

[07] **Andreas Berg Stenström**, “*Wideband Efficiency in a Class-F Power Amplifier*”. Thesis defense Norwegian University of Science and Technology, 2012.

[08] **Mathieu HAZOUARD**, “*Conception et réalisation d’amplificateurs micro-ondes de puissance à l’aide de la méthode des fréquences réelles*”. Soutenance de thèse, université BORDEAUX I, 2002.

[09] **Aurélien LARIE**, “*Conception d’amplificateurs de puissance hautement linéaires à 60GHz en technologies CMOS nanométriques*”. Soutenance de thèse, université BORDEAUX, 2014.

[10] **Audrey PHILIPPON - MARTIN**, “*Étude d’une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium. Conception et réalisation d’amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules cascodes en montage flip--chip et technologie MMIIC..*”. Soutenance de thèse, université de LIMOGES, 2007.

[11] **Luis Alejandro ANDIAMONTES**, “*Amplificateur de puissance en classe commutée pour application dans un émetteur multiradio à haut rendement*”. Soutenance de thèse, université PARIS-EST, 2010.

[12] **Albert Cesari Bohigas** “*Implémentation de Techniques de Linéarisation et d’Amélioration du Rendement pour les Amplificateurs de Puissance RF*”. Soutenance de thèse, université de TOULOUSE, 2008.

[13] **Nathalie DELTIMPLE** “*Etude et réalisation d’un amplificateur de puissance reconfigurable en technologie BiCMOS SiGe pour des applications multi-standards GSM/DCS/UMTS*”. Soutenance de thèse, université de BORDEAUX I, 2005.

[14] **TAMOUM Mohammed** “*Caractérisation Fine et Modélisation Non-Linéaire des Transistors MOSFET*”. Soutenance de thèse, université de Sétif, 2013.

[15] **Agilent ADS 2015 Help**.

[16] **Arnor AMAIRI** “*CARACTERISATION EN PETIT SIGNAL, EN PUISSANCE ET EN IMPEDANCES DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP MILLIMETRIQUES. ETUDE ET REALISATION D'UN BANC DE "LOAD-PULL A CHARGE ACTIVE" 26,5 - 40 GHz*”. Soutenance de thèse, université LILLE FLANDRES ARTOIS, 1991.

[17] **Nicolas SCHLUMPF** “*Caractérisation ADAPTATION DYNAMIQUE DE LA COMPRESSION D'UN AMPLIFICATEUR RF POUR DES SIGNAUX MODULÉS EN AMPLITUDE ET EN PHASE*”. Soutenance de thèse, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DE LAUSANNE, 2004.

[18] **Dahmane Khalida** “*Étude et simulation d’un transistor AlGaIn/GaN HEMT*”. Soutenance de thèse, université Med Khider Biskra, 2014.

[19] **Saad El Dine Mohamad** “*Linéarisation des amplificateurs de puissance à haut rendement en combinant les techniques de pré distorsion numérique et le contrôle de polarisation*”. Soutenance de thèse, université de LIMOGES, 2011.

[20] **Chafik MELIANI** “*Circuits intégrés amplificateurs à base de transistors HEMT pour les transmissions numériques à très haut débit (≥ 40 Gbit/s)*”. Soutenance de thèse, université de PARIS VII, 2003.

[21] **Ray Pengelly and Bill Pribble** “*Circuits Intrinsic Cree GaN HEMT Models allow more accurate waveform engineered PA designs*”. Cree RF Products, 2013.

[22] **W. Waiyaki** “*5-W Microwave Integrated Circuits (MIC) Gallium Nitride (GaN) Class F Power Amplifier Operating at 2.8 GHz*”. Army research laboratory, 2010.

[22] **Ömer CENGİZ** “*DESIGN CONSIDERATIONS, MODELING AND CHARACTERIZATION OF GaN HEMTs AND DESIGN OF HIGH FREQUENCY AND HIGH POWER MMIC AMPLIFIERS*”. İSTANBUL TECHNICAL UNIVERSITY, 2011.

[23] **Cyril LAGARDE** “*MODELISATION DE TRANSISTOR DE PUISSANCE EN TECHNOLOGIE GaN : CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR DE TYPE DOHERTY POUR LES EMETTEURS A PUISSANCE ADAPTATIVE*”. Université LIMOGES, 2006.

[24] **Laurent CHUSSEAU** “*Paramètres S*”. Université de Montpellier II, 2006.

- [25] **Flavie ELMAZOVA** “*CONTRIBUTION A L'ETUDE DE L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE EN TECHNOLOGIE GAN PAR LA TECHNIQUE DE SUIVI D'ENVELOPPE*”. Université de LIMOGES, 2011.
- [26] **Nicolas SCHLUMPF**“*ADAPTATION DYNAMIQUE DE LA COMPRESSION D'UN AMPLIFICATEUR RF POUR DES SIGNAUX MODULÉS EN AMPLITUDE ET EN PHASE*”. Université de Lausanne, 2004.
- [27] **Gabriel Cormier** “*GELE5223 Chapitre 4 : Adaptation d'impédances*”. Université de Moncton, 2010.
- [28] **Analog Devices** “*RF Power Amplifiers*”. 2003.
- [29] **Johan DELAINE** “*Alimentation haute fréquence à base de composants de puissance en Nitrure de Gallium*”. Université de Grenoble, 2006.
- [30] **Adrian Borja & Bill Hermann & Brian Standley** “*2.4GHz Microwave Power Amplifier*”. 2009.
- [31] **Luis Alejandro ANDIAMONTES** “*Amplificateur de puissance en classe commutée pour application dans un émetteur multiradio à haut rendement*”. Université de PARIS-EST, 2010.
- [32] **Thi Dak Ha NGUYEN** “*RÉALISATION ET CARACTÉRISATION DE HEMTS AlGaIn/GaN SUR SILICIUM POUR APPLICATIONS À HAUTE TENSION* ”. Université de PARIS-SUD, 2013.
- [33] **Paolo Colantonio & Luca Piazzon & Franco Giannini & Kristoffer Andersson & Christian Fager & Paul Saad** “*Design of a Concurrent Dual-Band 1.8–2.4-GHz GaN-HEMT Doherty Power Amplifier*”.
Copyright © 2012 IEEE. Reprinted from IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 60, NO. 6, JUNE 2012.
- [34] **Didier Belot, Nathalie Deltimple, Yann Deval, Pierre Jarry, Eric Kerherve**“*Amplificateur de puissance reconfigurable et utilisation d'un tel amplificateur pour la realisation d'un etage d'amplification multistandard pour la telephonie mobile*”.Centre National De La Recherche Scientifique (Cnrs), Numéro de publication EP2102981 A2 2009.
- [35] **Ahmad Khanifar, Nikolai Maslennikov** “*Amplificateur RF amplifieur employing active load linearization*”. Powerwave Technologies, Inc. Numéro de US7038539 B2, 2006.
- [36] **Didier Belot, Yann Deval, Nathalie Deltimple, Eric Kerherve, Pierre Jarry** “*Amplificateur de puissance reconfigurable et utilisation d'un tel amplificateur pour la realisation d'un etage d'amplification multistandard pour la telephonie mobile*”. Stmicroelectronics Sa, Centre National De La Recherche Scientifique (Cnrs). Numéro de US7038539 B2, 2006.