

*République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique*

**Université des Sciences et de la Technologie Houari
Boumediene
(U.ST.H.B)**

Faculté d'Electronique et d'Informatique



MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de **MAGISTER**
En : ELECTRONIQUE

Spécialité : **Systèmes Radio Fréquences et Micro Ondes**

Par: **Hakim KOBBI**

THÈME

Conception d'amplificateur classe F pour WLAN

Soutenu publiquement le 25 Décembre 2011, devant le Jury composé de :

HADDAD Boualem	Professeur,	à l'USTHB	Président
YAGOUB Mustapha C.E	Professeur,	à l'U. Ottawa	Directeur de mémoire
OUSSAID Rachid	Maitre de conférences /A,	à l'USTHB	Examineur
TELLACHE Mohamed	Maitre de conférences /A,	à l'USTHB	Examineur

Résumé :

Dans les systèmes de télécommunication mobiles modernes, la gestion d'énergie (pertes en puissance, consommation des batteries...) devient un enjeu critique en design lorsque couplée aux exigences de miniaturisation et performance (multifonctionnalité). De là, la conception de circuits à haute efficacité énergétique est devenue un objectif majeur des concepteurs de circuits radiofréquences. En effet, une grande efficacité simplifie les problèmes de gestion d'énergie, minimise l'énergie dissipée et augmente l'autonomie des systèmes portables. Néanmoins, augmenter l'efficacité dans un système de transmission revient à augmenter l'efficacité de l'amplificateur de puissance (AP) car c'est le circuit qui consomme le plus d'énergie dans un système de transmission. La nécessité d'utiliser des AP à rendement très élevé est donc devenue une priorité des fabricants de systèmes de communication mobiles. En effet, dans les standards modernes, les amplificateurs de puissance utilisés dans les transmetteurs GSM de seconde et troisième génération sont généralement des amplificateurs de classe B, AB ou C qui ont un fort rendement en puissance. Néanmoins, ils ne peuvent pas être utilisés dans les systèmes WLAN/WCDMA puisque les GSM utilisent des enveloppes constantes en modulation qui jouent uniquement sur la phase alors qu'un système WCDMA avec une modulation QPSK permet une variation en amplitude et en phase. Les amplificateurs de puissance doivent alors pouvoir s'y adapter tout en conciliant linéarité et rendement. Les amplificateurs classe F et inverse classe F ont récemment retenu l'attention des industriels de par leur efficacité très élevée. Bien que l'utilisation de ce type d'amplificateurs devienne de plus en plus visible, leur conception reste relativement problématique. Cela est dû à la difficulté de mise en œuvre, la disponibilité de dispositifs de puissance adaptés aux standards exigés et le manque de méthodes de conception robustes. Cependant les développements technologiques accomplis au cours de la dernière décennie sur les composants grands gaps en GaN ont débouché sur des composants ayant acquis une maturité certaine pour l'amplification de puissance micro-onde. Ces dispositifs se sont adaptés à la plupart des techniques d'amélioration d'efficacité. Parmi eux, le HEMT GaN est un candidat approprié pour les amplificateurs tant de Classe F que d'inverse classe F.

Dans le présent travail, un amplificateur de puissance classe F a été conçu en utilisant un transistor HEMT GaN commercial, à savoir le NPT1012 de Nitronex. Il est à noter que la conception de ce type de circuit reste d'actualité car elle représente un réel défi pour les concepteurs à cause de la linéarité exigée par le standard. Les résultats obtenus montrent que l'amplificateur classe F répond aux standards et normes en vigueur. En effet, il présente une efficacité maximale autour de 76% de la puissance d'entrée de 31dBm, un point de compression à 1dB autour de la puissance de 24dBm et un gain de l'ordre de 16.8dB. En outre, une analyse two-tone a permis d'obtenir des valeurs acceptables de produits d'intermodulation d'ordre trois et d'ordre cinq avec respectivement -23.4 dBc et -53.6 dBc par rapport à la puissance crête.

Les simulations de l'amplificateur inverse classe F montrent également une efficacité maximale autour de 74.65 % de la puissance d'entrée de 34 dBm, un point de compression à 1dB autour de la puissance de 30dBm et un gain de l'ordre de 16.5dB. Ces résultats sont conformes aux normes internationales.

Remerciements

Tout d'abord et avant tout, je tiens à remercier « Dieu » le Tout-Puissant et le clément de nous avoir donné assez de courage et de force pour élaborer et présenter ce modeste travail.

*J'exprime mes remerciements tout d'abord à **Mme le professeur R. TOUHAMI** pour l'accueil qu'elle m'a réservée et son soutien.*

*Je souhaite remercier dans un premier temps **Mr le professeur B. HADDAD** qui a bien voulu me faire l'honneur de présider le jury de ce mémoire.*

*J'adresse plus particulièrement mes remerciements les plus sincères à mon directeur de thèse **Mr le professeur M.C.E YAGOUB** professeur à l'université d'Ottawa, de m'avoir proposé le sujet très intéressant de cette recherche et assuré l'encadrement de ce mémoire. Encore merci pour ses conseils, son soutien et la confiance qu'il a manifesté tout au long de ce travail. A vrai dire, je ne saurais jamais le remercier assez...*

*Je remercie vivement **Mr R. OUSSAID et M. M. TELLACHE**, maitres de conférences à U.S.T.H.B pour avoir accepté d'être examinateurs de ce manuscrit.*

Je remercie l'ensemble du personnel du laboratoire LINS, mes amis et mes collègues, merci de votre compagnie, de votre patience et de tous les moments que nous avons partagés.

Je remercie de tout mon cœur mes parents et ma famille pour le support, pour m'avoir appris les valeurs de la vie. Je les remercie pour leur amour et pour m'avoir encouragé dans tous les moments de ma vie à faire toujours mieux

Table des matières

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES APs	4
I.1 Introduction	4
I.2 Grandeurs caractéristiques des amplificateurs de puissance	4
I.2.1 Bilan de puissance	4
I.2.1.1 Puissance dissipé (P_{DISS})	5
I.2.1.2 Puissance d'entrée et de sortie (P_{IN} , P_{OUT})	6
I.2.1.3 Puissance DC (P_{DC})	6
I.2.2 Gain en puissance G_p et Gain transducique G_T	6
I.2.2.1 Gain en puissance	6
I.2.2.2 Gain transducique	6
I.2.3 Rendement (efficacité)	7
I.2.4 Rendement en Puissance Ajoutée (RPA ou PAE)	7
I.2.5 Linéarité	8
I.2.5.1 Point de compression à 1dB	9
I.2.5.2 Conversion Amplitude-Phase (AM/PM)	12
I.2.5.3 Distorsions d'intermodulation (IMD)	12
I.2.5.4 Le Point d'interception d'ordre trois IP3	15
I.2.5.5 L'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)	16
I.3 Les classe de fonctionnement des PAs	17
I.3.1.1 Les classes sinusoïdales : A, AB, B et C	18
I.3.1.2 Calcul du rendement théorique maximal	20
I.3.2 Les classes non linéaires à haut rendement	22

I.3.2.1 Classe E	22
I.3.2.2 Classe F et inverse de F	23
I.3.3 Comparaison théorique des classes de fonctionnement de l'AP	24
1.4 Conclusion	25
Bibliographie	26
CHAPITRE II : THEORIE D'AMPLIFICATEUR CLASSE F	27
II.1 Introduction	27
II.2 Principes fondamentale de l'amplificateur classe F	28
II.3 Contrôle d'harmoniques d'amplificateur classe F	30
II.4 Effet de la terminaison au Harmoniques a l'entrée	33
II.5 Conclusion	34
Bibliographie	35
CHAPITRE III : LE CHOIX DE TRANSISTORS POUR L'AP	36
III.1 Introduction	36
III.2 Comparaison des paramètres physiques des semi-conducteurs	37
III.2.1 Figures de mérites	38
III.2.2 Comparaison les caractéristiques des transistors	39
III.3 Les transistors de puissance GaN	41
III.3.1 Historique	41
III.3.2 État de l'art des transistors HEMTs en technologie GaN	42
III.4 Conclusion	44
Bibliographie	46
CHAPITRE IV : CONCEPTION ET SIMULATIONS DES APs CLASSE F ET F⁻¹	50
IV.1 Introduction	50
IV.2 Spécifications de l'amplificateur de puissance	50
IV.3 Substrat	51

IV.4 Vérification du modèle du transistor NPT1012	51
IV.5 Point de polarisation	53
IV.6 Stabilité	54
IV.7 Simulation load pull/source pull	56
IV.8 Procédure de simulation Source Pull / load-pull	56
IV.9 Circuit de contrôle de l'amplificateur de puissance classe F	58
IV.10 Adaptation a la sortie	61
IV.11 Circuit d'adaptation en entrée	62
IV.12 Résultat de simulation	65
IV .13 Conception d'amplificateurs de puissance classe F⁻¹	70
IV.14 Conclusion	75
Bibliographie	77
 CONCLUSION GENERALE	 78

Table des Figures

Figure (I.1): Bilan de puissance.	5
Figure (I.2): Point de compression à 1dB.....	10
Figure (I.3): Distorsions d'intermodulation [9].....	14
Figure (I.4): Point d'interception d'ordre trois.....	15
Figure (I.5): Graphe de puissance des canaux adjacents [13].	17
Figure (I.6): Points de polarisation associée aux modes de fonctionnement.....	19
Figure (I.7): Forme d'onde du courant pour les classes sinusoïdales [19].....	20
Figure (I.8): Formes temporelles de la tension et du courant [19]	23
Figure (I.9): Les formes d'onde de l'amplificateur de classe F [18].	23
Figure (I.10): Formes d'onde de tension et courant de drain de l'amplificateur de classe inverse de F avec cinq harmoniques [18].....	24
Figure (II.1) : Topologie de Base d'un amplificateur de classe F [1].	27
Figure (II.2) : Les formes d'onde idéale de courant et de tension de drain [2].	27
Figure (II.3) : Circuit de sortie de l'amplificateur de classe F utilisant la ligne de transmission quart d'onde [6].	31
Figure (II.4) : La tension de drain quand la fondamentale et la troisième harmonique sont en phase [7].....	32
Figure (II.5) : La tension de drain quand la fondamentale et troisième harmonique sont hors phase [7].....	32
Figure (II.6) : Composantes DC, fondamentale et troisième harmonique du courant en fonction de l'angle de conduction[7]	33
Figure (II.7) : Typique caractéristique de capacité de grille du MESFET et HEMT [8]	34
Figure (III.1) : Evolution du nombre de publications par an pour les filières GaAs et GaN [1].	Erreur ! Signet non défini.
Figure (III.2) : Schéma d'une coupe transversale d'AlGaIn / GaNHEMT [4].....	40
Figure (III.3) : Comparaison de la densité de puissance RF du GaN HEMT avec d'autres dispositifs RF [11]	41
Figure (IV.1) : Paramètres S à $V_{DS} = 28\text{ V}$ et $I_d = 225\text{ mA}$	52
Figure (IV.2) : Paramètres S pour $V_{DS} = 22\text{ V}$ $I_d = 225\text{ mA}$	52
Figure (IV.3) : Paramètres S pour $V_{DS} = 14\text{ V}$ $I_d = 225\text{ mA}$	53

Figure (IV.4) : Caractéristiques DC de sortie du transistor.....	54
Figure (IV.5) : Caractéristique DC de transfert du transistor.....	54
Figure (IV.6) : Paramètres de stabilité.	55
Figure (IV.7) : Schéma simplifié de l'analyse load pull/source pull.....	56
Figure (IV.8) : Résultats de simulation Load Pull.....	57
Figure (IV.9) : Résultats de simulation Source Pull.....	57
Figure (IV.10) : Impédances optimales de source et de charge.....	58
Figure (IV.11) : Topologie de l'amplificateur [8].....	58
Figure (IV.12) : Circuit de sortie de l'amplificateur [8].....	59
Figure (IV.13) : Circuit de sortie de l'amplificateur	60
Figure (IV.14) : Impédance d'entrée du circuit de sortie de PA	60
Figure (IV.15) : Circuit d'adaptation de l'impédance de sortie	61
Figure (IV.16) : Impédance d'entrée du circuit d'adaptation de la sortie	62
Figure (IV.17) : L'adaptation à l'entrée.	63
Figure (IV.18) : Schéma global de l'amplificateur de puissance classe F	64
Figure (IV.19) : Variation de la tension V_{DS} en fonction de temps.....	65
Figure (IV.20) : Variation du courant I_D en fonction de temps.	66
Figure (IV.21) : Spectre fréquentiel de la tension et du courant de drain.	66
Figure (IV.22) : PAE en fonction de la puissance du signal RF d'entrée	67
Figure (IV.23) : Gain transducique (dB) vs la puissance du signal RF d'entrée.....	67
Figure (IV.24) : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.....	68
Figure (IV.25) : Spectre de puissance de sortie.....	69
Figure (IV.26) : Gain transducique en fonction de la puissance d'entrée.	69
Figure (IV.27) : Produit d'intermodulation d'ordre 3 pour AP classe F (dBc).....	70
Figure (IV.28) : Produit d'intermodulation d'ordre 5 pour AP classe de F (dBc)	70
Figure (IV.29) : Circuit de sortie de l'amplificateur inverse classe F.	71
Figure (IV.30) : Impédance d'entrée du circuit d'adaptation de la sortie.	71
Figure (IV.31) : Gain G_T en fonction de la puissance d'entrée.	72
Figure (IV.32) : PAE en fonction de la puissance d'entrée.....	72
Figure (IV.33) : Spectre fréquentiel de la tension et du courant de drain	73
Figure (IV.34) : Spectre de puissance de sortie.....	73
Figure (IV.35) : produit d'intermodulation d'ordre 3 pour AP de classe F ⁻¹ (dBc)	74
Figure (IV.36) : produit d'intermodulation d'ordre 5 pour AP classe de F ⁻¹ (dBc).	74

Liste des tableaux

I.1 Comparaison entre les différentes classes de fonctionnement de PA	25
III.1 Comparaison des paramètres physiques des semi-conducteurs.	38
III.2 Figures de mérites des différentes technologies grand gap utilisées dans les applications micro-ondes de puissances normalisées par rapport au Silicium	40
III.3 Comparaison de quelques fts signalés et fmaxs d'AlGaAs / GaAs, InP et AlGaIn / GaNHEMT[4]	41
III.4 État de l'art des transistors et amplificateurs HEMT en nitrure de gallium	44
III.5 Les avantages et les inconvénients du GaN HEMT [41].	45
IV.1 spécifications d'un amplificateur de puissance au standard WCDMA	51
IV.2 Caractéristiques du substrat utilisé	52
IV.3 impédance d'entrée du circuit d'adaptation de la sortie	64
IV.4 impédance d'entrée du circuit d'adaptation de l'entrée	65
IV.5 Résultats de simulation des composants harmoniques.	70
IV-6 Comparaison des performances de différente APs classe F	78

Liste des symboles et des abréviations

λ	Longueur d'onde (m)
μ_n	Mobilité des électrons ($\text{cm}^2/\text{V.s}$)
ϵ_r	Constante diélectrique relative du matériau
Δ	Déterminant de la matrice S du transistor.
ω	Pulsation du signal (rd/s)
AM	Amplitude modulation
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
ADS	Advanced Design System
BJT	Bipolar (junction) transistor
BFM	Baglia's Figure of Merit
E_g	La largeur de bande interdite (eV)
E_c	Champ de claquage (V/cm)
f_{RF}	Fréquence du signal radio fréquence (Hz)
G_P	Gain en puissance
G_T	Gain transducique
G	Gain à la fréquence fondamentale
G₀	Gain idéal
GaN	Nitride de Gallium
GaAs	Gallium Arsenide

HEMT	High Electron Mobility Transistor
HD	Distorsion Harmonique
IMD	Distorsion d'intermodulation
IP3	Point d'interception d'ordre trois
IIP₃	Point d'interception à l'entrée (dBm)
I_{DC}	Courant contenu (A)
i_{do}	Le composant contenu de courant de drain (A)
i_D	Courant de drain (A)
I_{d,peak}	Amplitude pic du courant (A)
I_{fund}	Le courant à la fréquence fondamentale (A)
IRCOM	Institut de Recherche en. Communication Optiques et Micro-ondes
JFM	Johnson's Figure of Merit
K	Facteur de Rollett
MESFET	Metal semiconductor field effect transistor
MOSFET	Metal–oxide–semiconductor field-effect transistor
N	Puissance de Bruit (W)
PA	Amplificateur de puissance
PAE	Power Added Efficiency
P_{DC}	Puissance d'alimentation (W)
P_{IM3}	Puissance de la composante d'intermodulation d'ordre 3
P_c	Puissance de sortie désirée (dBm)
P_{IN}	Puissance RF d'entrée (W)
P_{OUT}	Puissance RF de sortie (W)

P_{DISS}	Puissance RF dissipée (W)
PM	Phase modulation
P_E	Puissance de compression à 1dB (dBm)
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Fréquence (Hz)
RPA	Rendement en Puissance Ajoutée
v_{ds}	Tension drain- source (V)
V_{IN}	Tension d'entrée (V)
V_{OUT}	Tension de sortie (V)
V_{DC}	Tension contenu (V)
η	Rendement (efficacité)
η_{PAJ}	Rendement en puissance ajoutée
Si	Silicium
S	Puissance de signal utile (W)
SiC	Carbure de silicium
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
Z_E	Impédances d'entrée de l'amplificateur (Ω)
Z_S	Impédances de sortie de l'amplificateur (Ω)
V_e	la tension d'entrée (V)
V_s	la tension de sortie (V)
V_{CC}	Tension de polarisation (V)
V_{fund}	La tension à la fréquence fondamentale (V)

V_{th}	Tension de seuil (V)
V_{sat}	Vitesse de saturation des porteurs des charges. (m/s)
V_{gs0}	La composante contenue de tension de grille (V)
V_{ds0}	La composante contenue de tension de drain (V)
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Acces
Z_{fund}	L'impédance de charge à la fréquence fondamentale (Ω)
Z_{IN}	Impédance d'entrée de la ligne de transmission (Ω)
Z_0	Impédance caractéristique (Ω)
Z_{load}	Impédance de charge (Ω)
Z_{Sopt}	Impédance optimale de la source (Ω)
Z_{Lopt}	Impédance optimale de la charge (Ω)

Introduction générale

Introduction

L'importance des communications sans fil dans l'industrie des télécommunications est aujourd'hui incontestable. Les technologies sans fil sont utilisées dans presque tous les aspects de notre vie quotidienne. Les applications où la technologie sans fil est utilisée comprennent les lignes de production industrielle, les systèmes de sécurité, la technologie médicale, les télécommandes de télévision, les téléphones cellulaires, les maisons intelligentes, la vidéoconférence, l'enseignement à distance

La croissance continue de ces dernières années du marché des communications sans fil, du téléphone portable ... ainsi que le succès de la technologie numérique ont favorisé le développement de nouveaux services tel que l'accès à l'internet et la vidéophonie qui, à leur tour, nécessitent l'augmentation du débit de données. Or, les systèmes de communications de la deuxième génération du milieu des années 90 ont été conçus pour des données à faibles débits. Ces systèmes utilisent parfois des techniques de modulation à enveloppe constante en modulant la phase ou la fréquence. On peut citer quelques standards comme le système GSM (Global System for Mobile communication) et DCS 1800/1900 (Digital Communication System). Les systèmes de communications de troisième génération utilisent quant à eux la modulation de l'amplitude et de la phase afin d'augmenter les débits de communication. Parmi ces systèmes, le système UMTS (Universal Mobile Télécommunications system). L'avantage avec ces nouvelles techniques est qu'avec un même débit de données, la bande de

fréquence utilisée est largement inférieure à celle utilisée par les techniques à enveloppe constante. La gamme de fréquence de fonctionnement pour l'UMTS est de près de 2 GHz et la technologie adoptée est la WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access). La bande passante de WCDMA est de 5 MHz soit 4 fois plus grande que le conventionnel CDMA.

Typiquement, les appareils UMTS devraient offrir une transmission plus rapide pour les différentes applications, voix, vidéo, etc. La modulation utilisée dans l'UMTS est la modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), qui fournit des débits plus élevés par unité de bande passante. Néanmoins, les taux élevés de données exige une puissance de sortie linéaire de l'amplificateur de l'émetteur.

Les amplificateurs de puissance utilisés dans les appareils UMTS doivent donc être très efficaces car ils sont les principaux facteurs déterminant la durée de vie de la batterie. En effet, une amélioration de l'efficacité non seulement prolonge la durée de vie de la batterie, mais réduit également la taille et le poids du transmetteur. Elle permet également de réduire la consommation de la puissance DC. En conséquence, une puissance de sortie plus élevée peut être obtenue pour la même dissipation. Aussi, une haute efficacité permet de réduire le coût opérationnel. Bien que les amplificateurs de puissance existants pour les émetteurs de la deuxième génération GSM sont très efficaces, ils ne peuvent pas être appliqués à l'UMTS / WCDMA car le GSM utilise la modulation à enveloppe constante GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) une modulation qui introduit uniquement des variations de phase.

En UMTS, un système WCDMA avec une modulation QPSK est utilisé. La technique de modulation QPSK nécessite, à son tour, une puissance de sortie très linéaire de l'amplificateur de puissance d'émission à cause de la variation de l'amplitude. Les amplificateurs de classe A sont très linéaires mais ont un rendement très faible. Les amplificateurs de puissance conçus pour WCDMA doivent satisfaire aux deux exigences contradictoires de linéarité et d'efficacité.

Dans ce mémoire, des amplificateurs de puissance classe F et inverse F ont été conçus en utilisant un transistor HEMT GaN commercial, à savoir le NPT1012 de Nitronex. Il est à noter que la conception de ce type de circuit est d'actualité car elle représente un réel défi pour les concepteurs à cause de la linéarité exigée par le standard. Les amplificateurs classe F et inverse F ont été simulés à l'aide d'un simulateur de circuits à haute fréquence à savoir le *Agilent Design System* ou ADS. La motivation de ce travail est venu de l'intérêt croissant pour

Introduction générale

l'utilisation de transistors GaN pour la conception d'amplificateurs de puissance pour des applications sans fil.

Cette rédaction est organisée en quatre chapitres comme suit :

Dans un premier chapitre, nous présentons les principales caractéristiques d'un amplificateur de puissance (AP) ainsi que ses différentes classes de fonctionnement. Ce chapitre se termine par une comparaison entre les différentes classes de fonctionnement des APs. Basé sur nos critères de conception spécifiques (haute efficacité en puissance ajoutée), la configuration d'amplificateur classe F et inverse F à été retenu.

Le second chapitre traite du concept théorique des amplificateurs classe F ainsi que de leur principe de fonctionnement et des contraintes de conception qui en résultent.

Le chapitre trois présente les principales caractéristiques des différentes technologies de transistors pour l'amplification de puissance. Il met en évidence le très fort potentiel des transistors HEMT AlGaN/GaN pour l'amplification de très forte puissance dans le domaine micro-onde. Un tableau de synthèse de l'état de l'art des transistors HEMT GaN est présenté dans ce chapitre.

Enfin le chapitre 4 traite de la conception et des résultats de simulation de l'amplificateur classe F à la fréquence 2.14 GHz. Un amplificateur inverse F a également été stimulé pour comparaison.

Le chapitre cinq résume les travaux présentés dans cette thèse et décrit également la principale contribution de cette thèse. Un aperçu des futurs travaux est également présenté.

Chapitre I :

Généralités sur les Amplificateurs de puissances

I.1. Introduction:

L'amplificateur de puissance est l'élément actif clé d'un système de communications (station de base, téléphones mobiles, satellites...), car c'est le principal consommateur d'énergie. Son rôle est d'amplifier le signal radio fréquence grâce à la transformation de l'énergie continue.

L'amplificateur de puissance (PA) devrait fournir une puissance de sortie appropriée avec un très bon gain ainsi qu'un rendement et une linéarité élevés. La puissance de sortie d'un PA doit être suffisante pour une transmission fiable. Un gain élevé permet de réduire le nombre d'étages d'amplification nécessaires pour fournir la puissance de sortie désirée et réduit donc la taille et le coût de fabrication. De plus, il améliore la gestion thermique et la durée de vie de la batterie. Une bonne linéarité est nécessaire pour une occupation spectrale efficace. Toutefois, ces exigences sont difficiles à concilier ce qui fait qu'il existe plusieurs types d'amplificateurs de puissance qui diffèrent les uns des autres en termes de linéarité, de puissance ou d'efficacité.

Dans ce chapitre, Les paramètres qui quantifient les différents aspects de la performance de l'amplificateur comme le point de compression à 1-dB, le point d'interception d'entrée, la distorsion d'intermodulation, l'efficacité de puissance et l'ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*) seront abordés. Néanmoins, tous ces paramètres dépendent fortement de la polarisation du transistor : ce sont les classes de fonctionnement de l'amplificateur de puissance.

I.2. Grandeur caractéristique des amplificateurs de puissance :**I.2.1. Bilan de puissance :**

L'amplificateur de puissance [1] peut être considéré de point de vue énergétique comme étant un convertisseur de puissance, qui transforme la puissance provenant de l'alimentation DC (P_{DC}) en puissance de sortie RF qui s'ajoute à l'énergie du signal RF d'entrée. Une quatrième puissance intervient dans l'amplificateur : c'est la puissance dissipée qui représente l'énergie DC inexploitable par l'amplificateur et qui est perdu sous forme de chaleur (effet

joule) dans les différents éléments résistifs constituant l'amplificateur.

Les différentes puissances caractéristiques d'un amplificateur sont représentées à la figure.1 :

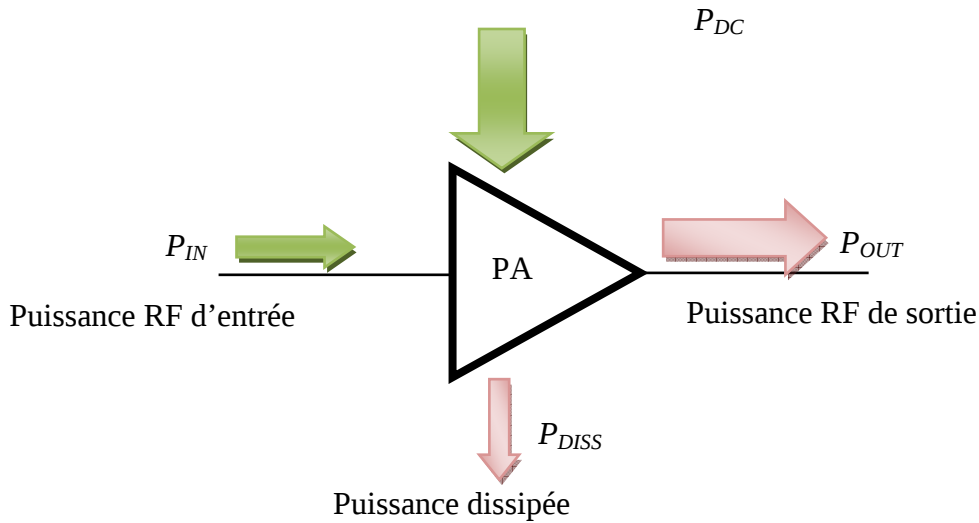


Figure I.1: Bilan de puissance.

Il est possible de distinguer deux catégories de puissances ; les puissances fournies à l'amplificateur et les puissances délivrées par l'amplificateur. Les puissances fournies à l'amplificateur sont :

- P_{IN} : La puissance RF d'entrée ;
- P_{DC} : La puissance DC.

Les puissances fournies par l'amplificateur sont :

- P_{OUT} : La puissance RF de sortie ;
- P_{DISS} : La puissance dissipée.

Le bilan de puissance est alors donné par :

$$P_{IN} + P_{DC} = P_{OUT} + P_{DISS} \dots (I.1)$$

I.2.1.1 Puissance dissipé (P_{DISS}): La puissance dissipée est une puissance perdue. Le but donc est de la minimiser afin de transmettre le maximum de puissance d'entrée en puissance de sortie utile. De plus cette puissance influe grandement l'état thermique du dispositif qui influence son état de fonctionnement électrique, elle est donnée [2] par:

$$P_{DISS} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{DS} i_D dt \dots (I.2)$$

Où v_{ds} et i_d sont respectivement la tension drain-source et le courant de drain. En introduisant le gain en puissance G_P , la puissance dissipée peut-être donnée aussi par :

$$P_{DISS} = P_{DC} + P_{IN} - P_{OUT} \quad \dots \quad (I.3)$$

$$P_{DISS} = P_{DC} - (G_P - 1) \cdot P_{IN} \quad \dots \quad (I.4)$$

I.2.1.2 Puissance d'entrée et de sortie (P_{IN} , P_{OUT}) : Les puissances d'entrée et de sortie de l'amplificateur sont définies à la fréquence de travail f_{RF} à partir des expressions des courants et des tensions complexes. Ainsi, les puissances d'entrée et de sortie sont données par les expressions suivantes [2] :

$$P_{IN} = \frac{1}{2} (V_{IN} I_{IN}^*) \quad \dots \quad (I.5)$$

$$P_{OUT} = \frac{1}{2} (V_{OUT} I_{OUT}^*) \quad \dots \quad (I.6)$$

I.2.1.3 Puissance DC (P_{DC}) : Cette puissance est définie à partir des tensions et courants continus (V_{DC} , I_{DC}) fournis par les alimentations continues. C'est la puissance consommée par l'amplificateur. Elle s'écrit de la manière suivante :

$$P_{DC} = \frac{1}{2} V_{DC} I_{DC} \quad \dots \quad (I.7)$$

I.2.2. Gain en puissance G_P et Gain transducique G_T :

I.2.2.1. Gain en puissance :

Le gain en puissance est défini comme étant le rapport entre la puissance utile $P_{OUT,1}$ délivré par l'amplificateur à la charge et la puissance d'entrée P_{IN} à l'amplificateur,

$$G_P = \frac{P_{OUT,1}}{P_{IN}} \quad \dots \quad (I.8)$$

I.2.2.2. Gain transducique :

Le gain transducique G_T permet de tenir compte de la désadaptation entre le générateur et l'amplificateur.

Il est défini comme le rapport entre la puissance $P_{OUT,1}$ fournie à la charge et la puissance disponible $P_{IN,disponible}$ à l'entrée de l'amplificateur :

$$G_T = \frac{P_{OUT,1}}{P_{IN,disponible}} \dots (I.9)$$

I.2.3. Rendement (efficacité):

Le rendement ou l'efficacité, aussi appelé rendement de drain (ou de collecteur), est un paramètre crucial pour la conception des amplificateurs de puissance. Il est important lorsque l'alimentation d'entrée disponible est limitée, comme dans les équipements à piles, portables ou mobiles, Il est également important pour les équipements de forte puissance où le coût de l'énergie électrique et le coût des systèmes de refroidissement peut être important par rapport au prix d'achat de l'équipement [2].

Il est défini par le rapport de la puissance RF de sortie au fondamental sur la puissance DC :

$$\eta = \frac{P_{OUT,1}}{P_{DC}} \dots (I.10)$$

L'augmentation du rendement signifie que l'amplificateur est capable de générer la même quantité d'énergie avec moins de puissance DC. Avec l'augmentation de l'efficacité, l'autonomie de la batterie des appareils portables tels que téléphones cellulaires peut être étendue de manière efficace pour répondre aux besoins des consommateurs

I.2.4. Rendement en Puissance Ajoutée (RPA ou PAE):

Le rendement η n'est généralement pas suffisant pour caractériser les performances de l'amplificateur de puissance car il ne tient pas compte de la puissance RF d'entrée. Contrairement au η , le rendement en puissance ajoutée (RPA) doit prendre en compte cette puissance ce qui le rend un paramètre important pour les APs.

Cette caractéristique décrit l'efficacité de l'amplificateur à convertir la puissance continue d'alimentation en puissance RF [3], il est donnée par :

$$\eta_{PAJ} = \frac{P_{RF(OUT,1)} - P_{RF(IN,1)}}{P_{DC}} \dots (I.11)$$

Il peut être écrit en fonction de η et du gain en puissance G_p :

$$\eta_{PAJ} = \frac{P_{RF(OUT,1)} - P_{RF(IN,1)}}{P_{DC}} = \frac{P_{OUT,1} \left(1 - \frac{1}{G_p}\right)}{P_{DC}} = \eta \left(1 - \frac{1}{G_p}\right) \dots (\text{I. 12})$$

Comme il peut être écrit en fonction de la puissance dissipée, tel qu'à partir de (I.1) on trouve:

$$P_{OUT,1} - P_{IN,1} = P_{DC} - P_{DISS} \dots (\text{I. 13})$$

De (I.8) dans (I.6), on obtient :

$$\eta_{PAJ} = 1 - \frac{P_{DISS}}{P_{DC}} \dots (\text{I. 14})$$

A partir de (I.14) on remarque alors que le rendement en puissance ajoutée augmentera si la puissance dissipée diminue pour une même puissance DC (même point de polarisation).

I.2.5. Linéarité :

Un amplificateur de puissance a essentiellement un comportement non-linéaire à cause de la présence du transistor (MESFET, MOSFET, BJT, HEMT...) [4], qui est un dispositif non linéaire opérant sous des signaux de large amplitude. En effet, le courant de drain est une fonction non linéaire de la tension grille-source. Par conséquent, les amplificateurs de puissance produisent des composants fréquentiels qui ne sont pas présents dans le signal d'entrée de l'amplificateur ; ceci a pour effet de distordre le signal résultant en sortie, et créer ainsi une croissance spectrale et des interférences avec les autres transmissions. Ces effets peuvent être réduits par l'utilisation des techniques de modulation à enveloppe constante. Malheureusement, ces modulations ont de très faibles rapports débit/bande passante [5]. [6] Le problème devient beaucoup plus complexe si l'enveloppe n'est pas constante, Ceci est inévitablement le cas dans les systèmes de communication modernes où, afin d'améliorer l'efficacité spectrale, une modulation d'amplitude et de phase telle que la modulation QPSK est utilisée. La Non-linéarité des amplificateurs produit deux types de signaux indésirables:

- Les harmoniques de la fréquence porteuse (HD);
- Les produits d'intermodulation (IMD).

La distorsion harmonique (HD) se produit quand un signal sinusoïdal de fréquence unique est appliqué à l'entrée de l'amplificateur de puissance. Alors que la distorsion d'intermodulation (IMD) se produit lorsque deux ou plusieurs fréquences sont appliquées à l'entrée de l'amplificateur de puissance. Pour évaluer la linéarité des amplificateurs de puissance, nous pouvons utiliser un test à une seule fréquence (*Single tone*) et un autre test avec deux fréquences à l'entrée (*two tones*) [4].

De nombreux facteurs de mérite permettent d'estimer le comportement non-linéaire ou la déviation de la linéarité d'un amplificateur de puissance. Les plus fréquemment utilisés sont les suivants :

- Point de compression à 1dB ;
- Conversion de phase (AM/PM) ;
- Distorsion d'intermodulation ;
- Point d'interception d'ordre 3 (IP3) ;
- Adjacent Channel Power Ratio (ACPR).

I.2.5.1 Point de compression à 1dB :

Le point de compression à 1 dB est un facteur fondamental pour l'estimation de la distorsion d'amplitude qui résulte de la non linéarité d'un amplificateur [7]. La figure (I.2) représente la variation de la puissance en sortie d'un amplificateur en fonction de la puissance d'entrée. Sa courbe traduit les distorsions dues aux non-linéarités.

Le passage de la zone d'amplification linéaire vers la saturation ne se produit pas de façon abrupte (Figure I.2), mais d'une manière plus ou moins progressive jusqu'au niveau de saturation où le fonctionnement de l'amplificateur devient de plus en plus non linéaire. Le gain diminue progressivement à mesure que l'amplitude de l'entrée augmente, tout en passant par ce qu'on appelle la zone de compression du gain.

Le point de compression 1 dB d'un amplificateur correspond donc par définition au niveau de la puissance de sortie pour laquelle la caractéristique de transfert de l'amplificateur s'écarte

de celle de caractéristique linéaire idéale de 1 dB [8]. C'est considéré comme la limite supérieure de la partie de d'amplification linéaire.

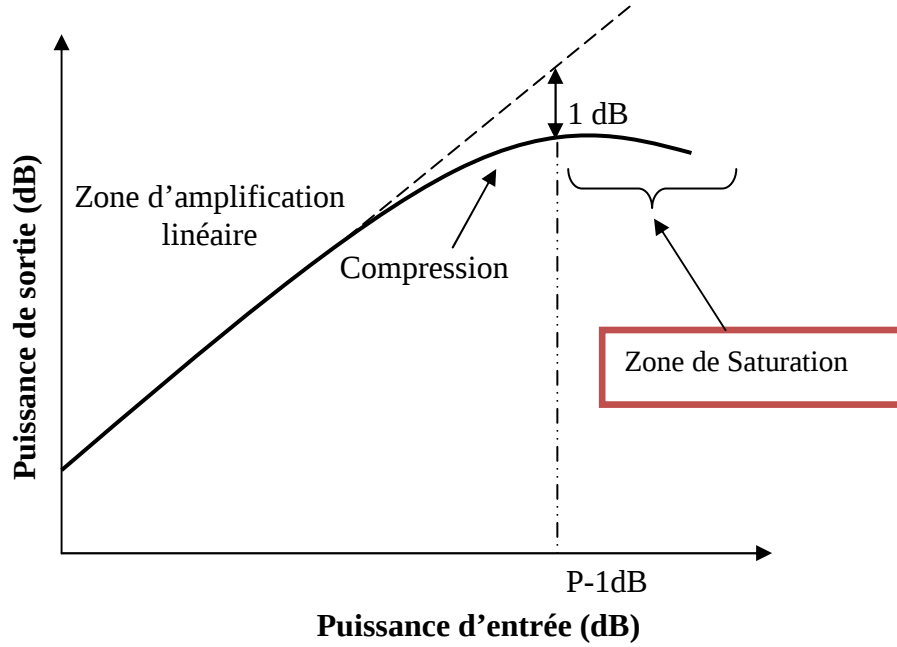


Figure I.2 : Point de compression à 1dB.

Pour analyser ce phénomène, on considère que la tension de sortie est une fonction instantanée de la tension d'entrée et que la non-linéarité est assez faible pour la représenter sous forme d'une série de puissance :

$$v_s = k_1 v_e + k_2 v_e^2 + k_3 v_e^3 + \dots + k_n v_e^n \dots \text{(I. 15)}$$

Considérons un signal d'entrée à une seule fréquence et limitons la relation au troisième ordre 3, tel que:

$$v_s = A \cos(\omega_1 t) \dots \text{(I. 16)}$$

$$v_s = k_1 v_e + k_2 v_e^2 + k_3 v_e^3 \dots \text{(I. 17)}$$

En remplaçant (I.16) dans (I.17) on trouve :

$$v_s = \frac{1}{2} k_2 A^2 + \left(k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3 \right) \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos(2\omega_1 t) + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos(3\omega_1 t) \dots \text{(I. 18)}$$

La génération de composantes harmoniques est un signe de comportement non-linéaire. La puissance de sortie est alors répartie entre la composante désirée à la fréquence ω et les

composantes harmoniques. On peut facilement filtrer ces fréquences non souhaitées, très écartées de la composante principale, mais il reste le problème de pertes de rendement que cela entraîne [9].

La composante fondamentale du signal de sortie a une amplitude de $\left(k_1 A + \frac{3}{4} K_3 A^3\right)$. Cette grandeur est soit inférieure soit supérieure à $k_1 A$, selon le signe de k_3 . Dans le premier cas, on a une compression du gain alors que dans le deuxième cas on a une expansion de gain. La plupart des circuits fonctionnent dans le cas compressif, c'est-à-dire avec $k_3 < 0$; on définit alors la puissance de sortie à 1 dB de compression.

D'après (1.18), le gain à la fréquence fondamentale en dB est :

$$G = 20 \log \left(\frac{k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3}{A} \right) = 20 \log \left(k_1 + \frac{3}{4} k_3 A^2 \right) \dots (\text{I.19})$$

Pour comparaison, le gain idéal en conditions linéaires, ne dépend que de k_1 à la fréquence fondamentale :

$$G_0 = 20 \log \frac{k_1 A}{A} = 20 \log k_1 \dots (\text{I.20})$$

Le gain à 1 dB de compression est défini par :

$$G_{1dB} = G_0 - 1dB \dots (\text{I.21})$$

D'où :

$$k_1 + \frac{3}{4} k_3 A^2 = 0.891 k_1 \dots (\text{I.22})$$

Par conséquent, à la compression, l'amplitude du signal d'entrée est limitée à :

$$A^2 = 0.145 \frac{k_1}{|k_3|} \Rightarrow A = 0.38 \sqrt{\frac{|k_1|}{|k_3|}} \text{ avec } k_3 < 0 \dots (\text{I.23})$$

On suppose que $Z_E = Z_S = R$ où Z_E et Z_S sont les impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur respectivement.

La puissance de compression à 1 dB à la sortie est donnée par :

$$P_{E(dBm)} = 10 \log \left(\left(\frac{A}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right) \dots (\text{I.24})$$

$$P_{S(dBm)} = 10 \log \left(\left(\frac{k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right) \dots (\text{I.25})$$

$$P_{S(dBm)} = G_{dB} + P_{E(dBm)}$$

$$P_{1dB} = G_{1dB} + P_{E(dB)} = G_0 - 1 + P_{E(dBm)}$$

$$P_{1dB} = G_0 - 1 + 10 \log \left[\frac{0.145 k_1}{2|k_3|} \frac{10^3}{R} \right] \dots (\text{I.26})$$

Si $R=50 \Omega$:

$$P_{1dB} = 10 \log \frac{k_1^3}{|k_3|} + 0.62 \text{ dBm} \dots (\text{I.27})$$

I.2.5.2 Conversion Amplitude-Phase (AM/PM) :

Le phénomène de compression du gain est également appelé conversion AM/PM. Une autre manifestation des non-linéarités de l'amplificateur se traduit par une variation du déphasage entre les signaux d'entrée et de sortie en fonction du niveau de la puissance. On parle alors de conversion Amplitude-Phase (conversion AM/PM). La courbe de conversion de phase est obtenue en traçant les variations de l'argument du rapport de la puissance de sortie sur la puissance d'entrée de l'amplificateur, en fonction de la puissance d'entrée.

I.2.5.3 Distorsions d'intermodulation (IMD):

L'intermodulation se produit lorsque deux ou plusieurs signaux de fréquences différentes sont appliqués à l'entrée d'un circuit non-linéaire [10]. Cela se traduit dans le mélange des composants de différentes fréquences. Par conséquent, le signal de sortie contient des composants appelés produits d'intermodulation. Cela permet d'évaluer la croissance spectrale hors bande générée par l'amplificateur de puissance.

Un signal V_e de deux fréquences de même amplitude est souvent utilisé afin d'analyser la non-linéarité en termes d'IMD, tout en considérons que la relation entre la tension d'entrée et de sortie est non linéaire et de troisième ordre, tel que :

$$v_e = A(\cos w_1 t + \cos w_2 t) \dots \textbf{(I.28)}$$

$$v_s = k_1 v_e + k_2 v_e^2 + k_3 v_e^3 \dots \textbf{(I.29)}$$

En remplaçant (I.28) dans (I.29) on obtient :

$$\begin{aligned} v_s = k_1 A(\cos w_1 t + \cos w_2 t) + k_2 A^2(\cos w_1 t + \cos w_2 t)^2 \\ + k_3 A^3(\cos w_1 t + \cos w_2 t)^3 \dots \textbf{(I.30)} \end{aligned}$$

En développant, on obtient :

$$\begin{aligned} V_s = k_2 A^2 + \left[k_1 A + \frac{9 \cdot k_3 A^3}{4} \right] \cos \omega_1 t + \left[k_1 A + \frac{9 \cdot k_3 A^3}{4} \right] \cos \omega_2 t + \frac{k A^2}{2} \cos(2\omega_1) t \\ + k_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2) + k_2 A^2 \cos(\omega_2 + \omega_1) t + \frac{k_2 A^2}{2} \cos(2\omega_2) t + \frac{3 \cdot k_3 A^3}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2) t \\ + \frac{3 \cdot k_3 A^3}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1) t + \frac{3 \cdot k_3 A^3}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1) t + \frac{3 \cdot k_3 A^3}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2) t \dots \textbf{(I.31)} \end{aligned}$$

On montrerait ainsi que la sortie de l'amplificateur comporte tous les produits d'intermodulation de la forme $m\omega_1 \pm n\omega_2$, ainsi les harmoniques des fréquences d'entrée $2f_1, 2f_2, 3f_1, 3f_2, \dots$

Les composantes harmoniques sont généralement loin de la fréquence fondamentale et donc peuvent être facilement filtrées. L'effet le plus préjudiciable est la distorsion d'intermodulation (IMD).

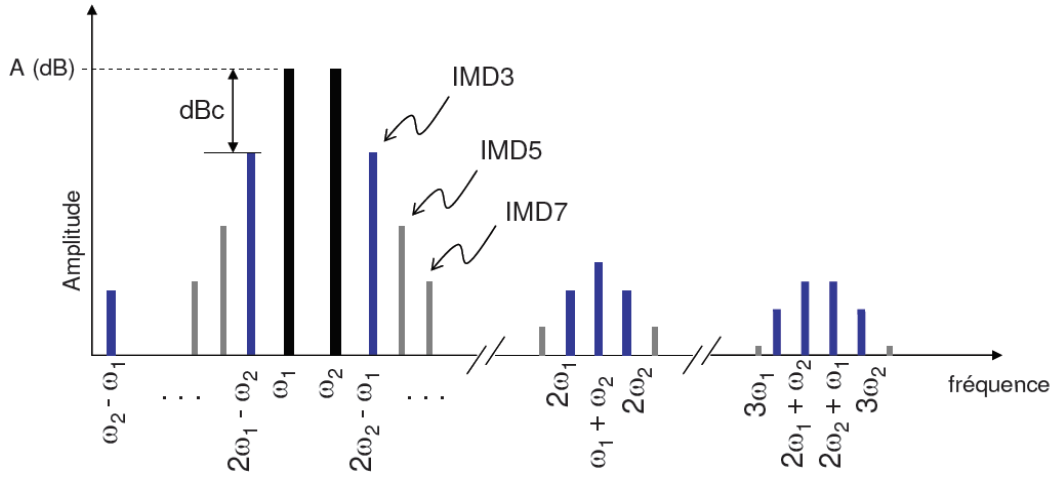


Figure I.3 : Distorsions d'intermodulation [9].

Les composantes aux fréquences $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$ issues des produits d'intermodulation d'ordre 3 (figure I.3) sont généralement impossibles à éliminer par filtrage, car elles ont des fréquences très proches des raies fondamentales, d'où l'intérêt d'étudier l'intermodulation d'ordre 3.

A partir de l'équation (1.31), les amplitudes des produits d'intermodulation du troisième ordre sont :

$$|V_{2f_1-f_2}| = |V_{2f_2-f_1}| = \frac{3}{4} k_3 A^3 \dots (\text{I. 32})$$

Admettant que $k_3 \ll k_1$, la distorsion d'intermodulation d'ordre troisième par la composante IMD à $2f_1 \pm f_2$ ou la composante IMD à $2f_2 \pm f_1$ est donnée par :

$$IM_3 = \frac{V_{2f_1-f_2}}{V_{f_2}} = \frac{\frac{3}{4} k_3 A^3}{k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3} \approx \frac{\frac{3}{4} k_3 A^3}{k_1 A} = \frac{3}{4} \left(\frac{k_3}{k_1} \right) A^2 \dots (\text{I. 33})$$

Les amplitudes des composantes fondamentales V_{F1} et V_{F2} sont directement proportionnelles à A , alors que les amplitudes des produits de d'intermodulation d'ordre trois V_{2f_1-F2} et V_{2F1-f_2} sont proportionnelles à A^3 . Par conséquent, les amplitudes des produits IM augmentent trois fois plus vite avec la puissance d'entrée que les amplitudes de fréquences fondamentales.

La distorsion d'intermodulation d'ordre trois, IMD_3 , est un facteur de mérite très important pour la quantification de la non linéarité. Plus l' IMD_3 est faible plus la linéarité est bonne. L' IMD_3 est défini comme étant la différence entre la puissance de sortie désirée P_C et la

puissance de sortie indésirable de la composante d'intermodulation d'ordre 3 P_{IM3} . Il est défini en décibels par :

$$IMD_{3(dB)} = P_{c(dBm)} - P_{IM3(dBm)} \dots (I.34)$$

I.2.5.4 Le Point d'interception d'ordre trois IP3:

La Figure (I.4) représente les caractéristiques de transfert en puissance de l'amplificateur réel pour le signal utile et les produits d'intermodulation d'ordre 3 (les puissances étant exprimées en dB), les niveaux de puissance d'intermodulation s'alignent sur une droite de pente 3.

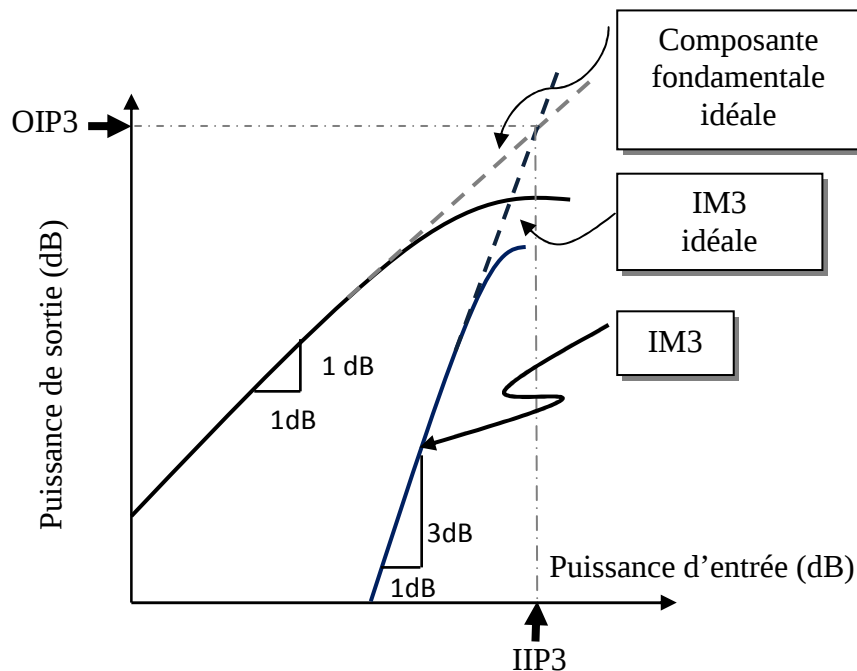


Figure I.4 Point d'interception d'ordre trois.

Le point d'interception d'ordre 3 est le point où l'extrapolation de la partie linéaire de puissance de sortie à la fondamentale rencontre l'extrapolation de la partie linéaire de la puissance de sortie de l'IMD3 sur un diagramme logarithmique. Le point d'interception peut être référencé à l'entrée ou à la sortie. Le point d'interception à l'entrée, ou IIP_3 , représente le niveau de puissance d'entrée pour lequel le signal à la fréquence fondamentale et les produits d'intermodulation ont une amplitude égale à la sortie de l'amplificateur.

Le point d'interception d'ordre 3 est un point théorique fictif car les deux amplitudes se compriment avant d'atteindre ce point (Le point de compression à 1 dB se situe en-dessous du point IP_3), mais il est considéré comme étant la meilleure manière de quantifier les linéarités puisqu'il peut indiquer la linéarité du circuit indépendamment du niveau de puissance d'entrée [11].

I.2.5.5. L'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) :

Les facteurs de mérite définis précédemment pour l'évaluation de la linéarité tels que le point de compression, l'IMD et le point d'interception, sont liés à des tests effectués avec une entrée à une seule fréquence (single tone) ou une entrée avec deux fréquences (two-tone). En effet, pour évaluer l'effet de la non linéaire de l'amplificateur de puissance il faut injecter des signaux à plusieurs fréquences car en pratique un signal d'entrée est généralement à multi-porteuse [12].

Si on perçoit un signal modulé comme la somme d'un nombre élevé, voire infini, de composantes dans la bande du canal émetteur d'intérêt, on aura à la sortie l'apparition non seulement de composantes IMD discrètes, mais aussi de bandes latérales entières de distorsion aux côtés du canal principal (Figure I.5). Cet effet est couramment appelé croissance spectrale. Cette croissance spectrale est doublement non désirable parce qu'elle réduit la puissance qui normalement devrait être émise dans le canal principal et en plus, elle vient créer des interférences dans les canaux voisins qui dégradent leur rapport S/N [9].

En raison de la nature limitée du spectre radio et l'intérêt de profiter au maximum de cette ressource sans avoir à surdimensionner les bandes de garde entre canaux, les organismes régulateurs ont défini des valeurs de puissance maximales dans les bandes adjacentes à ne pas dépasser, et qui doivent être respectées par les fabricants afin de pouvoir homologuer leurs produits.

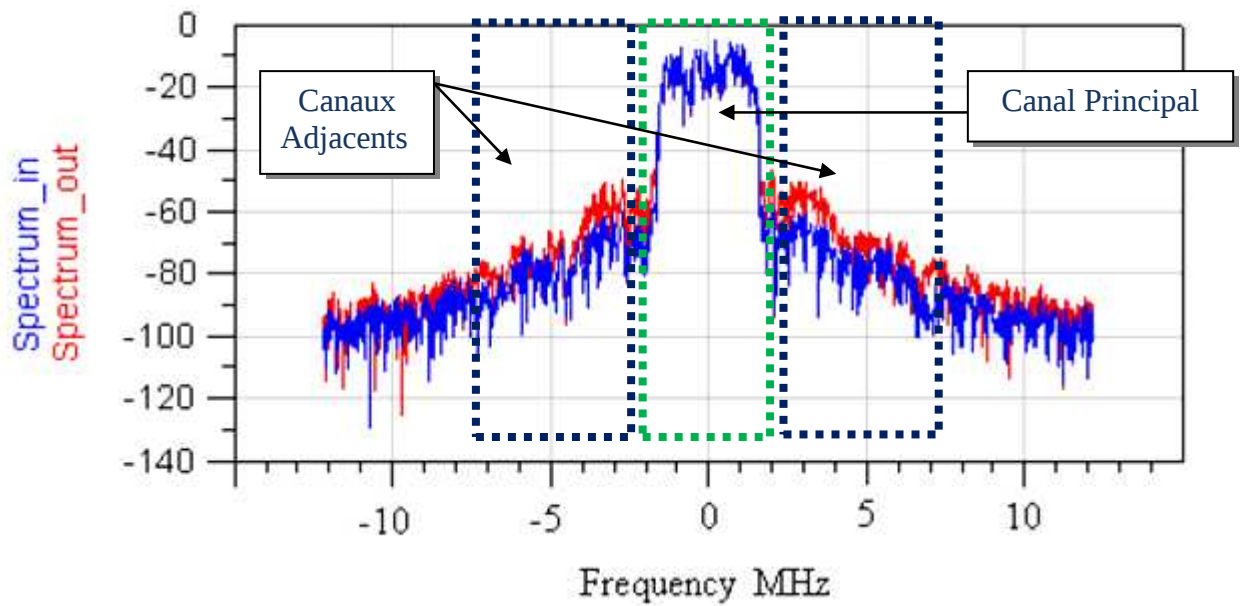


Figure I.5 : Graphe de puissance des canaux adjacents [13].

Ainsi, l'ACPR a été introduit. Il donne une mesure de la quantité de puissance étalée dans les canaux adjacents à cause des non linéarités de l'amplificateur. Il est défini tout simplement comme le rapport entre la puissance émise dans le canal principal à la puissance émise dans les canaux adjacents :

$$ACPR = \frac{P_{\text{dans la bande}}}{P_{\text{canaux adjacents}}} \dots (I.35)$$

$$ACPR = \frac{\int_{\text{canal}} P_{\text{out}}(f) df}{\int_{\text{canal.adj.gauche}} P_{\text{out}}(f) df + \int_{\text{canal adj.droite}} P_{\text{out}}(f) df} \dots (I.36)$$

L'ACPR est un aspect crucial dans la conception des amplificateurs de puissance, il est largement utilisé pour quantifier les effets de distorsion d'intermodulation et donc aussi servir de mesure de la linéarité [7].

I.3. Les classes de fonctionnement des APs:

Il existe plusieurs types d'amplificateurs. On peut les distinguer principalement par leur classe de fonctionnement.

Généralement, les amplificateurs de puissance sont classés en deux grandes familles :

- Les amplificateurs de puissance linéaires dits sinusoïdales : appelés aussi amplificateurs conventionnels, ils sont définis par leur point de polarisation. Cette catégorie comprend les classes nommées A, B, AB et C. l'amplificateur se comporte comme une source de courant et la puissance de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée [11], [14], [15].
- Les amplificateurs de puissance non linéaires : également connus comme amplificateurs à haut rendement, ils comprennent les classes notées D et E où le transistor se comporte comme un interrupteur et la puissance de sortie n'est pas une fonction linéaire de la puissance d'entrée. Ils comprennent également les classes F et inverse de F dites aussi « harmonic-tuning Amplifiers ».

Le choix d'une classe de fonctionnement aura des conséquences principalement sur les caractéristiques électriques de l'amplificateur et particulièrement sur le rendement et la linéarité [7].

Certaines classes permettront d'obtenir un excellent rendement mais souffriront d'une mauvaise linéarité, et inversement. Le choix d'une classe de fonctionnement dépendra donc directement des performances requises par le circuit de puissance placé dans la chaîne d'émission.

Une brève discussion sur les différentes classes est donc nécessaire pour bien comprendre leur impact sur les performances des amplificateurs de puissance..

I.3.1.1 Les classes sinusoïdales : A, AB, B et C

Les classes sinusoïdales regroupent les modes de fonctionnement du transistor pour lesquels les signaux sont de types sinusoïdaux. On distingue quatre classes de fonctionnement qui diffèrent suivant le temps pendant lequel le transistor conduit sur une période. On introduit alors la notion d'angle de conduction du transistor, qui peut varier entre 0° et 360° , défini par rapport à la durée pendant laquelle le courant ne s'annule pas.

- o Lorsque le transistor fonctionne en régime linéaire et qu'il conduit pendant toute la période du signal RF, c'est-à-dire si l'angle de conduction vaut 360° , on parle alors de fonctionnement en classe A. Il est d'usage de dire que la classe A est par essence la classe linéaire.
- o Lorsque le transistor ne conduit que sur une demi-période, c'est-à-dire si l'angle de conduction vaut 180° , le transistor fonctionne en classe B.
- o Lorsque l'angle de conduction est compris entre 180° et 360° et sous réserve que l'amplitude des signaux ne soit pas trop faible, on dit que le transistor fonctionne en classe AB.
- o La dernière classe correspond à un angle de conduction inférieur à 180° , il s'agit de la classe C.

Le fonctionnement en classe A, AB, B ou C dépend du point de polarisation choisi. La Figure I.6 permet de visualiser le lien entre le point de polarisation et la classe de fonctionnement d'un transistor.

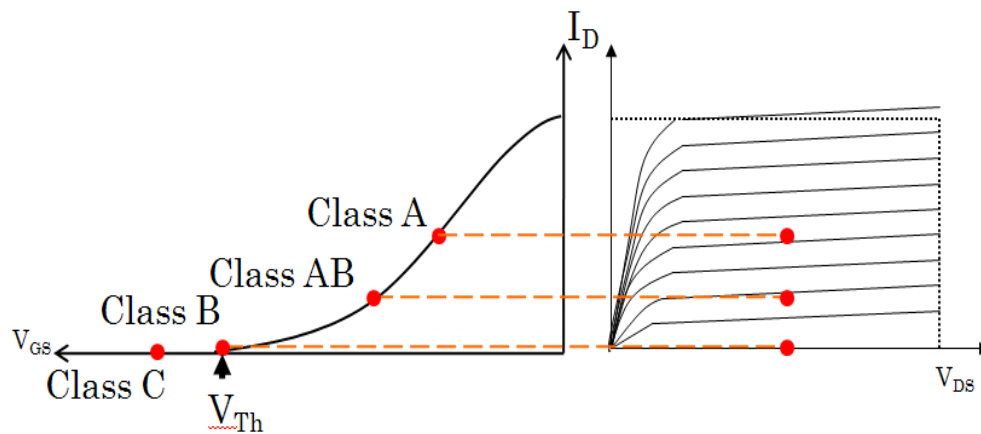


Figure I.6 Points de polarisation associée aux modes de fonctionnement.

Les formes d'onde du courant associées à chacun des modes de fonctionnement sont présentées à la Figure I.7.

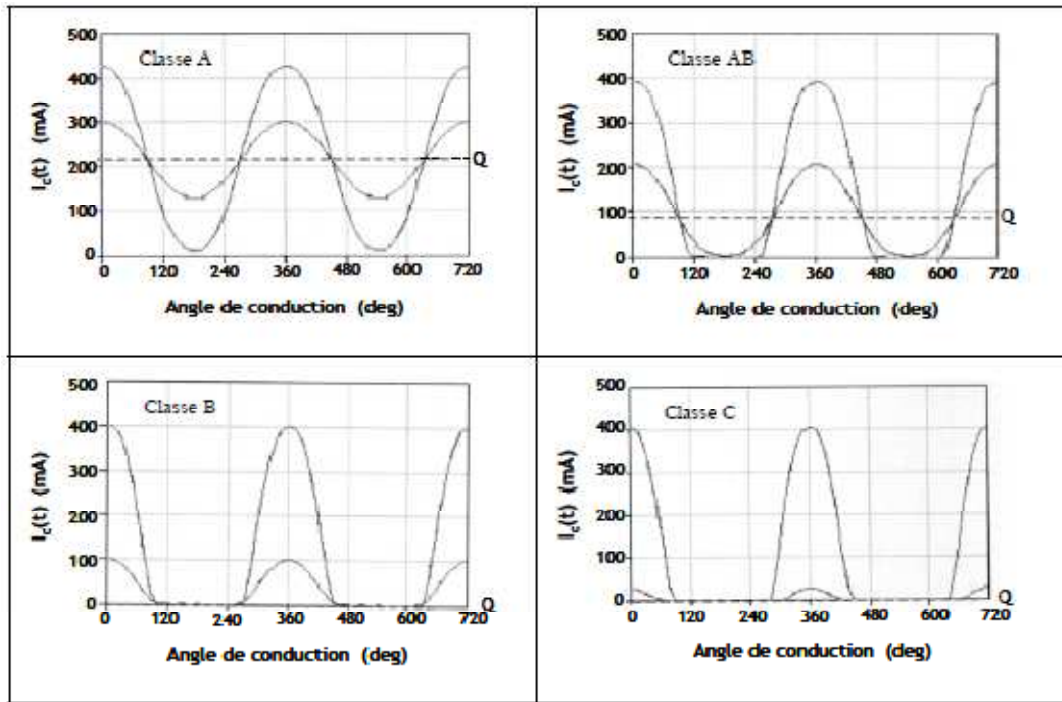


Figure I.7. Forme d'onde du courant pour les classes sinusoïdales [16]

I.3.1.2 Calcul du rendement théorique maximal :

Nous pouvons déterminer le rendement théorique maximal qu'il est possible d'obtenir avec ces classes de fonctionnement. Pour cela, notons par $V_{\min}$ et $V_{\max}$ les tensions de drain-source minimale et maximale et par $I_{C\min}$ et $I_{C\max}$ les courants de drain minimum et maximum et par V_{cc} la tension d'alimentation.

- **Classe A** : Nous pouvons donner les expressions suivantes :

- puissance RF de sortie :

$$P_{OUT} = \frac{1}{2} v_D i_d = \frac{1}{2} \frac{I_{Dmax} - I_{Dmin}}{2} \frac{V_{DSmax} - V_{DSmin}}{2} \dots (I.37)$$

- puissance d'alimentation :

$$P_{DC} = \frac{1}{2} v_{D0} i_{d0} = \frac{1}{2} \frac{I_{Dmax} + I_{Dmin}}{2} \frac{V_{DSmax} + V_{DSmin}}{2} \dots (I.38)$$

À partir des équations (I.37) et (I.38), Nous pouvons définir, la valeur maximale théorique du rendement (lorsque l'excursion des signaux est maximale, le gain infini, la tension de coude nulle).

$$\eta_{max} = \frac{P_{OUT}}{P_{DC}} = \frac{1}{2} \quad \text{soit} \quad \eta_{max} = 50\% \dots (\text{I. 39})$$

L'efficacité théorique maximale atteignable par l'amplificateur de puissance fonctionnant en classe A n'est que de 50% [14]. L'efficacité réelle est généralement beaucoup plus faible (de l'ordre de 20%).

- **Classe B:**

Le courant de drain étant nul sur une demi-période, nous pouvons l'écrire sous la forme suivante :

$$I_D = \frac{1}{T} \int_0^T I_{D_{MAX}} \sin \omega t \, dt \dots (\text{I. 40})$$

- Puissance RF de sortie :

$$P_{OUT} = \frac{1}{2} I_D \frac{V_{DSmax}}{2} \dots (\text{I. 41})$$

- Puissance d'alimentation :

$$P_{DC} = \frac{V_{CC} I_{max}}{\pi} \dots (\text{I. 42})$$

- Rendement total :

$$\eta_{max} = \frac{P_{OUT}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} \quad \text{soit} \quad \eta_{max} = 78.5\% \dots (\text{I. 43})$$

L'efficacité théorique maximale atteignable avec un fonctionnement de classe B est d'environ 78,5% [11]. Les amplificateurs commerciaux de classe B ont généralement un rendement de 50-60%. Cependant, cette l'efficacité élevée est atteinte au prix d'une

linéarité réduite. La réduction de la puissance de sortie se produit car le flux de courant de sortie pour un seul cycle de la moitié du signal d'entrée.

- **Classes AB et C:**

Le calcul du rendement étant lié à la valeur de l'angle de conduction, nous pouvons en déduire que le rendement théorique maximal de la classe AB sera compris entre celui de la classe A et celui de la classe B. Il sera d'autant plus élevé que le point de polarisation sera proche de celui de la classe B. De même, le rendement théorique maximal de la classe C sera compris entre 78,5% et 100%. Toutefois, ceci n'est obtenu que pour un angle de conduction de 0°, ce qui signifie qu'aucun signal n'est appliqué et cette condition est sans intérêt. Commercialement l'amplificateur de classe C a typiquement un rendement de 60% ou plus.

I.3.2 Les classes non linéaires à haut rendement :

I.3.2.1 Classe E :

La classe E est une classe où le mode de fonctionnement du transistor est soit passant soit bloqué. Cette classe a été développée dans le but d'améliorer le rendement en diminuant la puissance dissipée. Elle se base sur la classe D dont le principe est le suivant: lorsqu'un courant apparaît aux bornes du transistor, la tension de drain doit être minimale et inversement. Idéalement, on cherche à obtenir la relation décrite à l'équation (I.44), qui conduit à une puissance dissipée nulle et, par conséquent, un rendement de 100%.

$$I_D(t)V_{DS}(t) = 0 \dots (\text{I.44})$$

Cette relation doit être valable quelque soit t , ce qui est difficile à assurer lors des commutations. Avec des fréquences de fonctionnement élevées, la classe D ne permet pas d'atteindre cet objectif : la puissance consommée reste élevée et le rendement diminue. La classe E a permis une nette amélioration en contrôlant les temps de montée et de descente de la tension et du courant afin d'éviter les recouvrements. Le principe est décrit à la Figure I-8. Ceci est réalisé par un choix approprié des éléments du réseau de charge.

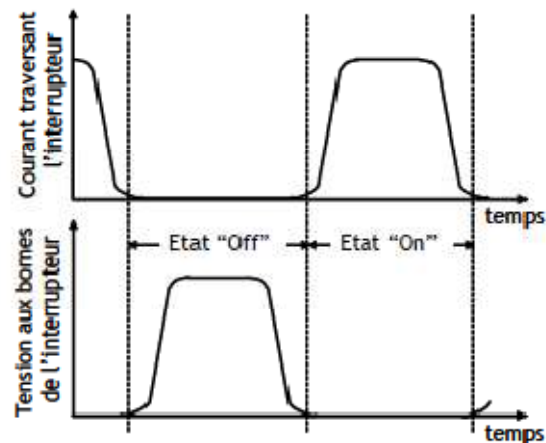


Figure I.8: Formes temporelles de la tension et du courant [16].

Si cette classe de fonctionnement permet d'obtenir un rendement élevé, une limitation majeure apparaît lorsque la fréquence augmente. Elle provient de la nature du signal à présenter à l'entrée du dispositif. En effet, le niveau de puissance d'entrée doit être suffisamment élevé pour présenter une forme carrée au dispositif, ce qui entraîne un faible rendement en puissance ajoutée.

I.3.2.2 Classe F et inverse de F:

Amplifier en classe F est l'une des techniques pour améliorer l'efficacité. L'idée principale derrière le fonctionnement en classe F est d'utiliser un résonateur aux fréquences harmoniques dans le réseau de sortie pour modéliser les formes d'onde de courant et de tension de sortie. La forme d'onde du courant est une demi-sinusoïde alors l'onde de tension est presque un signal carré (figure I-9).

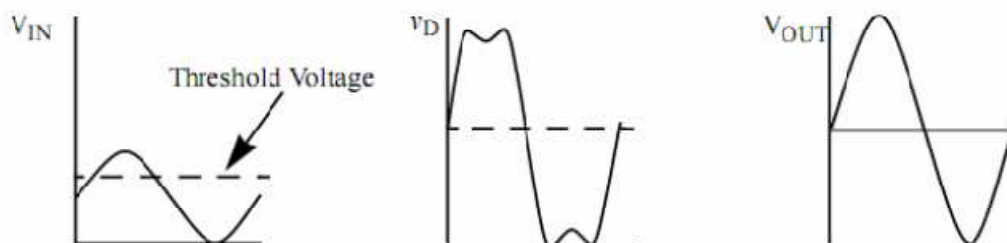


Figure I.9 : Les formes d'onde de l'amplificateur de classe F [17].

Théoriquement, l'efficacité maximale possible d'un amplificateur de puissance classe F est de 100% bien qu'en pratique il est plus faible en raison des effets parasites. En outre, le rendement élevé est associé à une mauvaise linéarité. Si la linéarité est meilleure l'efficacité se dégrade. D'autre part, dans les amplificateurs de classe inverse F, les formes d'onde sont inter-changées par rapport à l'amplificateur classe F, nécessitant des terminaisons aux harmoniques opposées à celles du classe F. Ici, le courant de drain est une onde carrée et la tension de drain est une demi-sinusoïde. Avec l'augmentation du nombre de terminaisons harmoniques, l'efficacité d'un amplificateur de classe inverse de F est de 70% à 90% et idéalement de 100%. (Figure I.10) [18].

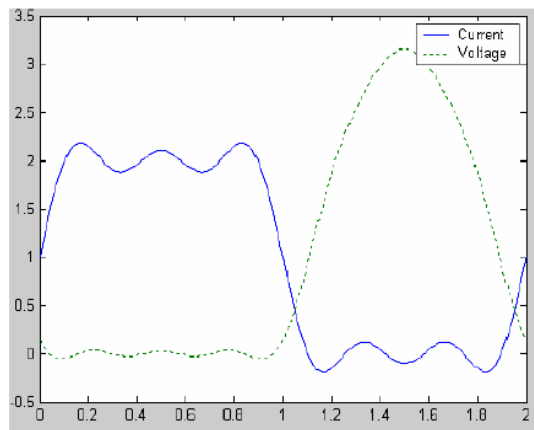


Figure I.10: Formes d'onde de tension et courant de drain de l'amplificateur de classe inverse de F avec cinq harmoniques [17].

I.3.3 Comparaison théorique des classes de fonctionnement de l'amplificateur de puissance :

Le tableau I.1 représente une brève comparaison de classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance abordées dans ce chapitre.

Nous voyons dès lors que linéarité et rendement ne peuvent être atteints simultanément, il s'agit donc de déterminer une priorité entre ces deux critères, cette priorité étant fortement liée à l'application visée.

Tableau I - 1 : Comparaison entre les différentes classes de fonctionnement de PA

Les Classes	Angle de conduction	linéarité	Rendement théorique
A	360°	++++	50
AB	180°-360°	+++	50-78.5
B	180°	++	78.5
C	0°-180°	+	>78.5
E	180°	--	100
F	180°-360°	-	100
F ⁻¹	180°-360°	-	100

Il existe quelques autres classes d'amplificateurs tels que la classe D, la classe S, la classe G, la classe H, ..., ainsi que des types particuliers d'amplificateurs de puissance tels que les amplificateurs Doherty et Chireix. Étant donné que notre critère de conception a pour but l'obtention d'une efficacité en puissance ajoutée élevée, la configuration d'amplificateur de classe F a été retenue.

I.4.Conclusion:

Dans ce premier chapitre nous avons présenté les principales caractéristiques à connaître pour concevoir 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 en puissance ajoutée, En outre, certains types d'amplificateurs de puissance courants, largement utilisés commercialement, ont été discutés. L'amplificateur de classe F a été retenu afin d'obtenir une bonne efficacité. Cet amplificateur sera décrit en détail dans les chapitres suivants.

Bibliographie

- [1] P. Reynier, "Intégration Monolithique d'Amplificateurs de Puissance Multi-Bandes à Fort Rendement pour Applications Cellulaires", *Thèse de Doctorat*, Institut de Nanotechnologies de Lyon, 2009.
- [2] M. Albulet, *RF Power Amplifier*, Noble Publishing, 2001, p. 3.
- [3] R. Chi-Hsi Li, *RF Circuit Design*, J. Wiley & Sons, 2009, p. 278.
- [4] M. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*, J. Wiley & Sons, 2008.
- [5] J.Vuolevi, T.Rahkonen, *Distortion In RF Power Amplifier*, Artech House 2003 P1.
- [6] Aoki, N.; Asano, Y.; Minowa, M.; Takano, T, "Improved Output Spectrum of Linearized Class-F Power Amplifier for digital cellular mobile communications", Universal Personal Communications, 1992. ICUPC '92 Proceedings., 1st International Conference on.
- [7] Collectif d'auteurs sous la direction de M. Villegas, *Radiocommunications numériques*, Vol. 2, Dunod, p. 159.
- [8] P. B. Kenington, *High Linearity RF Amplifiers Design*, Artech House Inc, Norwood MA, 2002. P27
- [9] A.C. Bohigas, "Implémentation de Techniques de Linéarisation et d'Amélioration du Rendement pour les Amplificateurs de Puissance RF", *Thèse de doctorat*, Université de Toulouse, 2008, p. 37.
- [10] F.Sechi, M.Bujatti, *Solid-State Microwave High-Power Amplifiers*, Artech House, 2009, P.218.
- [11] S.C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Artech House, 2006.
- [12] F. Giannini, G. Leuzzi, *Nonlinear Microwave Circuit Design*, J. Wiley & Sons, 2004.
- [13] M.Vencatermani, "Efficiency Improvement of WCDMA Base Station Transmitters using Class-F power amplifiers ".*Thèse Master de Science* , Virginia Polytechnic Institute and State University
- [14] M.Albulet, *RF Power Amplifier*, Nobel Publishing Co, Atlanta, GA, 2001.
- [15] A.Z. Markos, "Efficiency Enhancement of Linear GaN RF Power Amplifiers Using the Doherty Technique", *Doctoral Thesis*, Kassel University, 2008.
- [16] N. Deltimple, « *Etude et réalisation d'un amplificateur de puissance reconfigurable en technologie BiCMOS SiGe pour des applications multi-standards GSM/DCS/UMTS* », décembre 2005.
- [17] F.N. Khan, "GaN Class-F Power Amplifier for UMTS/WCDMA Applications", *Master Thesis*, University of Ottawa, Canada, 2008.
- [18] A.V. Munn, "Investigation of Inverse Class-F Power Amplifier for High Efficiency Operation," *Master's Thesis Report*, University of California, Santa Barbara, 2004.

Chapitre II :

Théorie d'amplificateur classe F

II.1 Introduction

Les amplificateurs Classe F sont des amplificateurs de puissance qui travaillent en mode de commutation et dont la principale caractéristique est leur grande efficacité. L'idée principale derrière les amplificateurs classe F est de contrôler les harmoniques de la tension et du courant de drain par plusieurs résonateurs à la sortie (Fig. II-1) [1]. La tension de drain d'un amplificateur classe F est une onde carrée tandis que le courant de drain est une sinusoïde redressée (Fig. II-2). Lorsque le courant est élevé, la tension est faible et vice-versa, réduisant ainsi la puissance dissipée par le dispositif.

Amplificateur de puissance classe F

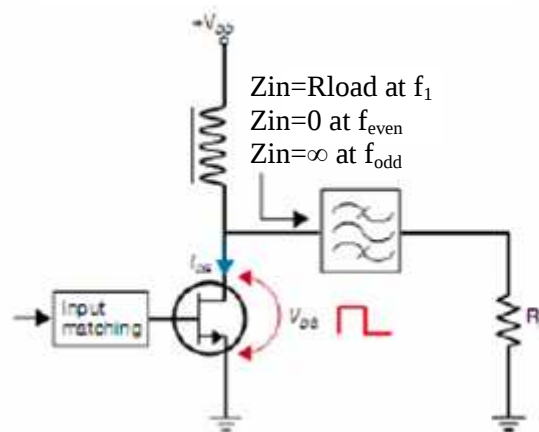


Figure II.1 : Topologie de Base d'un amplificateur de classe F [1].

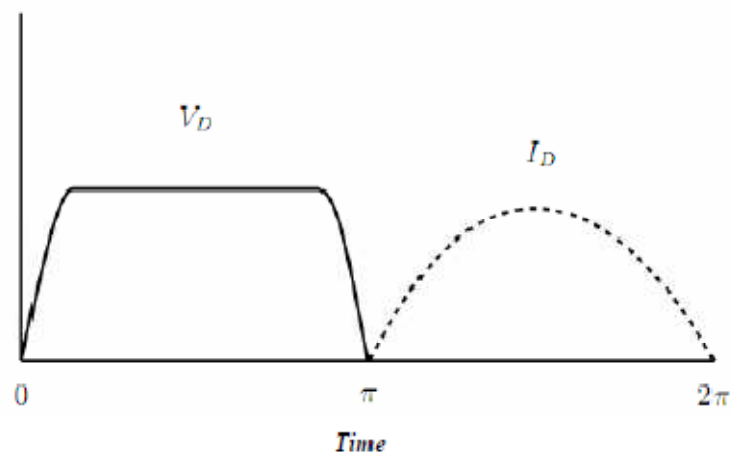


Figure II.2: Les formes d'onde idéales du courant et de la tension de drain [2].

II.2 Principes fondamentaux de l'amplificateur classe F

Les amplificateurs Classe F ont une puissance de sortie élevée, un gain élevé et une meilleure efficacité. Ces caractéristiques nécessitent des terminaisons (charges) adéquates aux harmoniques à la sortie. L'idée de terminaisons harmoniques a été introduite par Tyler [3]. Théoriquement, la tension et le courant de drain ne se chevauchent pas dans le temps permettant ainsi d'obtenir un rendement de puissance ajoutée (*Power added efficiency* ou *PAE*) de 100%.

Dans un amplificateur classe F, une impédance élevée est présentée à toutes les harmoniques impaires alors qu'une faible impédance est présentée à toutes les harmoniques paires. En conséquence, la tension d'onde carrée du drain ne contient que des harmoniques impaires ainsi que la fondamentale tandis que le courant de drain est une demie-sinusoïde contenant la fondamentale et toutes les harmoniques paires. Les conditions d'impédance sont résumées ci-dessous:

$$\begin{aligned} Z_n &= R_L = \frac{8 V_{CC}}{\pi I_S} \text{ pour } n = 1. \\ Z_n &= 0 \text{ pour } n \text{ pair} = 2, 4, 6 \dots \\ Z_n &= \infty \text{ pour } n \text{ impair} = 3, 5, 7 \dots \end{aligned} \quad (II.1)$$

Les formes d'onde idéales de la tension v_D et du courant i_D de drain de l'amplificateur de classe F peuvent être exprimées en utilisant les séries de Fourier [4] :

$$v_D = V_{DC} - \frac{4V_{DC}}{\pi} \sum_{n=1,3,5\dots} \frac{1}{n} \sin n\omega_0 t \dots (II.2)$$

$$i_D = I_{d,peak} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega_0 t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=2,4,6\dots} \frac{1}{n^2 - 1} \cos n\omega_0 t \right) \dots (II.3)$$

Dans ces équations, V_{DC} et $\frac{I_{d,peak}}{\pi}$ représentent respectivement la tension et le courant DC, où

$I_{d,peak}$ est l'amplitude pic du courant. L'amplitude de la tension fondamentale est $V_{fund} = \frac{4V_{DC}}{\pi}$

et l'amplitude fondamentale du courant est $I_{fund} = \frac{I_{d,peak}}{2}$.

L'impédance de charge à la fondamentale est donnée par:

$$Z_{fund} = \frac{V_{fund}}{I_{fund}} = \frac{8}{\pi} \frac{V_{DC}}{I_{d,peak}} \dots (II.4)$$

L'expression de la puissance continue d'entrée est:

$$P_{in}(dc) = \frac{V_{DC} I_{d,peak}}{\pi} \dots (II.5)$$

Alors que la puissance de sortie à la fondamentale peut être exprimée comme suit:

$$P_{out}(RF) = \frac{I_{d,peak}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{4 \cdot V_{DC}}{\pi\sqrt{2}} = \frac{I_{d,peak} V_{DC}}{\pi} \dots (II.6)$$

Le rendement de l'amplificateur est le rapport entre la puissance fondamentale délivrée à la charge et la puissance d'alimentation DC fournie au transistor.

A partir des équations (II.5) et (II. 6), il est évident que la puissance DC est égale à la puissance fondamentale. Ainsi, pour un fonctionnement classe F idéal, l'efficacité est de 100%. Mais en pratique, cette valeur est évidemment plus faible à cause de la puissance dissipée par le transistor. La puissance dissipée par le drain du transistor est [4] :

$$P_{diss} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{DS}(t) i_D(t) dt = P_{DC} - P_{out,f} - \sum_{n=2}^{\infty} P_{out,nf} \dots (II.7)$$

ou :

$$P_{out,nf} = \frac{1}{2} V_n I_n \cos(\theta) \dots (II.8)$$

Ainsi, la puissance DC délivrée à la charge peut être exprimée comme suit:

$$P_{DC} = P_{diss} + P_{out,f} + \sum_{n=2}^{\infty} P_{out,nf} \dots (II.9)$$

$$\eta = \frac{P_{out,f}}{P_{DC}} = \frac{P_{out,f}}{P_{diss} + P_{out,f} + \sum_{n=2}^{\infty} P_{out,nf}} \dots (II.10)$$

Si la puissance dissipée par le transistor et les puissances des harmoniques sont réduites au minimum, l'efficacité augmente. Le chevauchement entre la tension de drain et le courant doit

donc être minimisé pour réduire la dissipation de puissance. Par ailleurs, si le réseau d'adaptation de sortie comprend toutes les harmoniques, les puissances des harmoniques sont réduites. Mais dans la pratique, il n'est pas possible de considérer plusieurs harmoniques car dans ce cas le nombre des éléments de circuit devient rapidement trop grand. Ainsi, seules les deuxième et troisième harmoniques sont considérées. Et, l'expression de l'efficacité de l'amplificateur devient:

$$\eta = \frac{P_{out,f}}{P_{DC}} = \frac{P_{out,f}}{P_{diss} + P_{out,f} + P_{out,2f} + P_{out,3f}} \dots (II.11)$$

La condition pour que la puissance dissipée dans les amplificateurs de classe F soit nulle n'est qu'une condition idéale. Elle est réalisable seulement avec un transistor d'une résistance de saturation nulle (RON). Mais les transistors ont une résistance de saturation finie. En conséquence, il y a une perte de puissance et l'efficacité est réduite. Si deux transistors sont placés en parallèle, l'effet de la résistance de saturation est réduite mais l'impédance de sortie est abaissée et il est difficile d'équilibrer les sorties des deux transistors [5].

II.3 Contrôle d'harmoniques d'amplificateur classe F

La Figure II-3 représente une topologie simple d'un amplificateur classe F utilisant une ligne de transmission quart d'onde. La résistance de charge R_L est shuntée par un résonateur LC parallèle, circuit conçu à la fréquence fondamentale afin qu'il présente une impédance infinie à la fréquence fondamentale et une impédance nulle à toutes les harmoniques. Il permet ainsi d'obtenir les formes d'onde de tension et de courant de drain désirées.

L'impédance présentée au drain par la ligne de transmission varie avec la fréquence. A la fréquence fondamentale, l'impédance d'entrée de la ligne de transmission quart d'onde d'impédance caractéristique Z_0 est :

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_{load}} \dots (II.12)$$

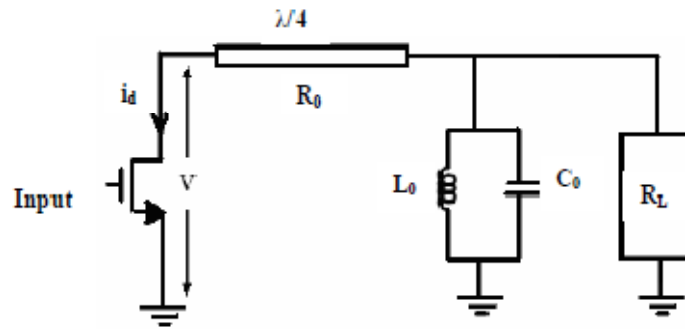


Figure II.3 : Schéma bloc d'un amplificateur classe F [6].

A la fréquence fondamentale, la ligne de transmission agit comme un circuit d'adaptation d'impédance qui transforme l'impédance 50 Ohms en une terminaison appropriée.

Aux harmoniques paires, la longueur de la ligne de transmission est la moitié de la longueur d'onde λ ou un multiple de $\lambda/2$, et nous avons un court-circuit à la sortie au niveau du drain [5].

Aux harmoniques impaires, la longueur de la ligne de transmission est un quart d'onde ou un multiple de $\lambda/4$. Le court-circuit à la sortie est converti en un circuit ouvert au drain [5]. La composante continue de la tension drain, les tensions fondamentales et les harmoniques impaires produisent une tension de drain carrée mais cela dépend des déphasages entre la fondamentale et les harmoniques impaires [7], [8]. En effet, pour un fonctionnement correct en classe F, il est nécessaire de polariser le transistor avec un V_{GS} dans la plage « tension de pincement- classe A » [8]. Si le transistor est polarisé en dessous de la tension de pincement, les composantes de la tension de drain tel que la fondamentale et la troisième harmonique sont en phase, conduisant à une tension inappropriée (Fig. II-4). Par conséquent il y a une diminution de la puissance de sortie et de l'efficacité. Ainsi, la troisième harmonique doit être en inversion de phase par rapport à la fondamentale pour obtenir une tension aplatie (Fig. II.5).

Le but de l'ajout d'une troisième composante harmonique à la tension de drain est de réduire le pic négatif de l'onde de tension, tout en laissant l'amplitude de la composante de fréquence fondamentale inchangée [8]. Ainsi, les deux composantes de tension doivent avoir des signes opposés, donc une composante du courant de troisième harmonique négative. Le comportement des composantes du courant en fonction de l'angle de conduction est présenté dans la figure II.6 [8].

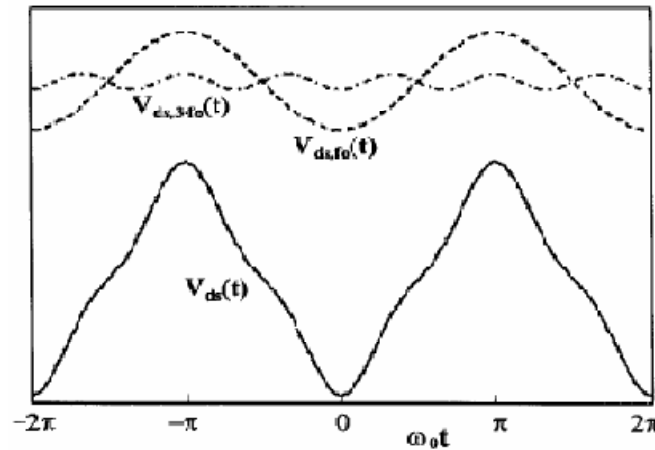


Figure II.4 : La tension de sortie quand la fondamentale et la troisième harmonique de tension sont en phase [7]

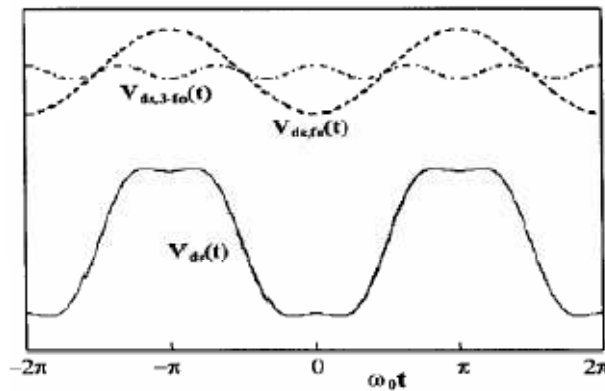


Figure II.5 : La tension de sortie quand fondamentale et troisième harmonique sont hors-phase [7].

A partir de ces figures, on voit que pour un fonctionnement correct en classe F, le transistor doit être polarisé en classe A, AB ou B. La polarisation du transistor en dessous du seuil comme dans la classe C conduirait à un problème de phase due au signe de la troisième harmonique qui devient positif. Habituellement le transistor de classe F est polarisé en classe B car il donne une meilleure efficacité qu'en classe A, ou classe AB en raison de la grande génération d'harmoniques. Cependant cela entraînerait une mauvaise linéarité. Ainsi un point de polarisation de classe AB a été choisi pour cette conception.

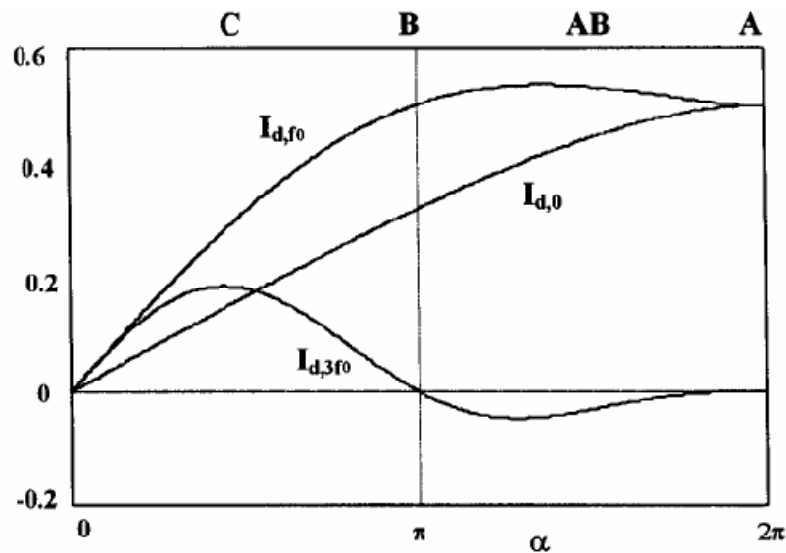


Figure II.6 : Composantes DC, fondamentale et troisième harmonique du courant en fonction de l'angle de conduction [7].

II.4 Effet de la terminaison aux harmoniques à l'entrée

Certains travaux récents ont montré que les terminaisons aux harmoniques à l'entrée du transistor jouent également un rôle important sur les performances de l'amplificateur classe F [8]-[10]. C'est surtout le contrôle de la deuxième harmonique à l'entrée, qui a l'influence la plus significative sur l'efficacité et la linéarité. Ainsi, la caractéristique de la capacité de grille des transistors à effet de champ présente de graves non-linéarités autour de la tension de seuil V_{th} comme dans la Figure II.7.

Le signal à l'entrée de la grille se déforme lorsque le dispositif actif est polarisé autour de V_{th} dans les amplificateurs classe F. Lorsque la déformation est amplifiée, il y a une forme d'onde de courant inattendue à la sortie. Par conséquent, il y a une zone où la courbe de tension et du courant de drain se chevauchent, ce qui diminue l'efficacité en puissance ajoutée. Il faut donc en tenir compte dans la conception.

En outre, la tension d'entrée montre une augmentation des composantes harmoniques de deuxième ordre. Ainsi, une grande attention devrait être accordée à l'élimination des composantes harmoniques de deuxième ordre. Jusqu'à présent, diverses méthodes ont été proposées telles que la capacité de polarisation, la capacité shunt court-circuit, le réseau résonnant série LC...etc. Dans toutes ces méthodes, le signal d'entrée sinusoïdal est récupéré

par l'utilisation de court-circuit aux harmoniques à l'entrée ce qui élimine ou affaiblit la déformation du courant de sortie. En conséquence, l'efficacité s'améliore.

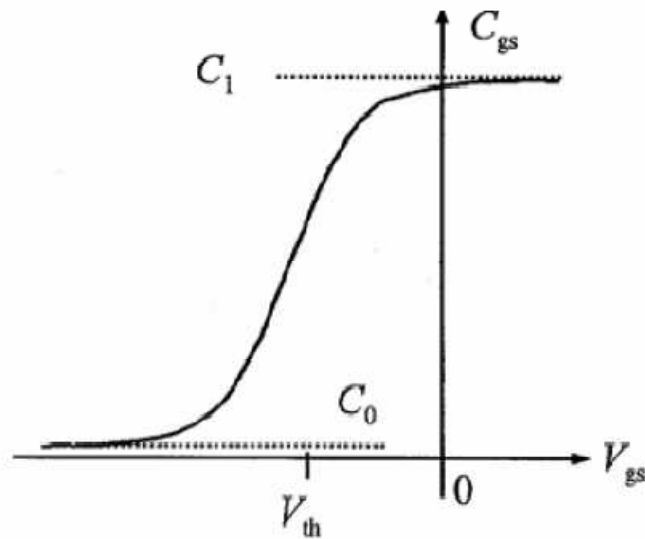


Figure II.7 Caractéristique typique de la capacité de grille du MESFET/HEMT [8]

II.5 Conclusion

Les connaissances nécessaires sur un amplificateur classe F ont été présentées dans ce chapitre. De là, une conception d'amplificateur classe F pour applications sans fil sera discutée dans les chapitres suivants.

Puisque les amplificateurs de puissance utilisés dans des dispositifs UMTS doivent être très efficaces, il faut sélectionner un transistor adéquat. Ce choix provient de l'intérêt croissant pour l'utilisation de transistors GaN dans la conception d'amplificateurs de puissance pour des applications sans fil. Les transistors GaN ont la capacité de supporter une tension d'alimentation élevée ce qui résulte un rendement élevé et une énergie de sortie élevée [11]. Cela sera décrit en détail dans les chapitres suivants.

Bibliographie

- [1] B. Berglund, J. Johansson, T. Lejon, "High Efficiency Power Amplifiers," *Ericsson Review*, No. 3, 2006.
- [2] J. Noonan, "The Design of a High Efficiency RF Power Amplifier for an MCM Process," *Master's Thesis Report*, Massachusetts Institute of Technology, 2005.
- [3] V. J. Tyler, "A new high-efficiency high power amplifier," *Marconi Review*, vol. 21, 1958, pp. 96-109.
- [4] M. Maeda, H. Masato, H. Taroyasu, M. Nakamura, S. Morimoto, H. Fujimoto, Y. Ota, O. Ishikawa, "Source Second-Harmonic Control for High Efficiency Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 43, Dec. 1995.
- [5] M. Venkataramani, "Efficiency Improvement of WCDMA Base Station Transmitters using Class-F Power Amplifiers," *Master's Thesis Report*, Blacksburg, Virginia, 2004.
- [6] F. H. Raab, "Introduction to Class-F Power Amplifiers," *RF Design*, Vol. 19, May 1996, pp. 79-84.
- [7] P. Colanonio, F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti, "On the Class-F Power Amplifier Design," *Int. Journal on RF and Microwave Computer Aided Engineering*, Vol. 9, March 1999, pp. 129-149.
- [8] K. Jeon, Y. Kwon, S. Hong, "Input Harmonics Control using Non-Linear Capacitor in GaAs FET Power Amplifiers," *IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, Denver, CO, June 8-13, 1997, Vol. 2, pp. 817-820.
- [9] M. Maeda, H. Takehara, "A High Power and High Efficiency Amplifier with Controlled Second-Harmonic Source Impedance," *IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, Orlando, FL, Apr. 1995, Vol. 2, pp. 579-582.
- [10] P. White, "Effect of Input Harmonic Terminations on High Efficiency Class B and Class F Operation of PHEMT Devices," *IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, June 7-12, 1998, Vol. 3, pp. 1611-1614.
- [11] H. Panesar, "High-Efficiency Switched-Mode Power Amplifier Using Gallium Nitride on Silicon HEMT Technology," *Master's Thesis Report*, Carleton University, Ottawa, 2007.

Chapitre III :

Le choix de transistors pour l'amplificateur de puissance

III.1. Introduction :

Ces dernières décennies, le besoin croissant de communication entre humains a conduit à un essor très important du secteur des télécommunications. Les développements rapides de la recherche et de l'industrialisation ont permis à un large public d'accéder aux moyens modernes de communication.

Cependant, cela exige un travail de recherche constant pour améliorer les différentes performances des systèmes de télécommunication. En effet, de nouvelles applications civiles ou militaires nécessitent l'utilisation de puissances plus importantes à des fréquences plus élevées. De ce fait, une solution alternative consiste à utiliser des matériaux semi-conducteurs aux propriétés physiques supérieures délivrant des puissances importantes et supportant des hautes températures de fonctionnement. Parmi ceux-ci, les semi-conducteurs grand gaps constituent un excellent choix et plus précisément le nitrure de gallium (GaN) qui fait l'objet de travaux toujours plus nombreux [1] (Figure III.1).

Dans ce chapitre, nous décrivons brièvement les différentes technologies semi conducteurs utilisés actuellement. Par la suite, nous positionnons le transistor HEMT GaN par rapport aux autres technologies. De plus, un état de l'art des transistors de la technologie GaN est exposé.

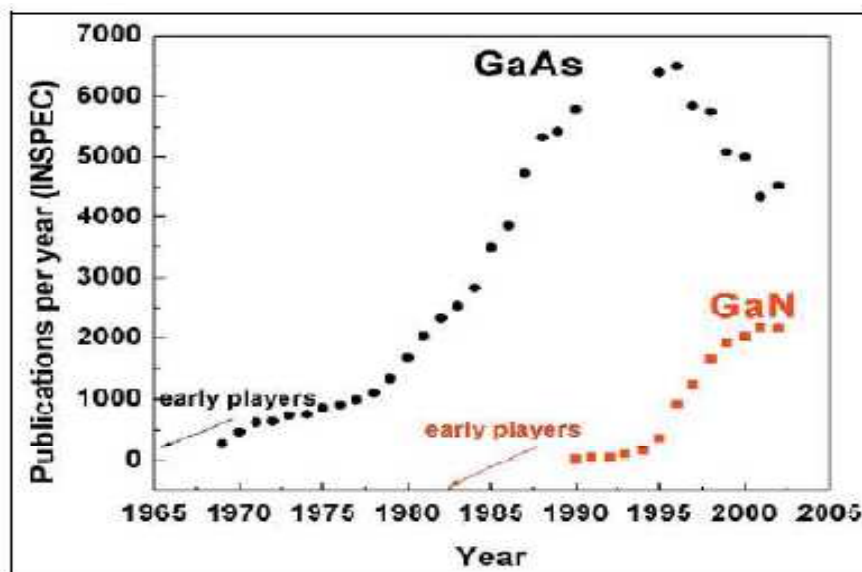


Figure III.1 : Evolution du nombre de publications par an pour les filières GaAs et GaN [1].

III.2. Comparaison des paramètres physiques des semi-conducteurs :

Pour répondre aux besoins de génération de puissance micro-onde, plusieurs technologies de semi-conducteurs peuvent être envisagées. Les propriétés de celles-ci imposent un impact direct sur les caractéristiques DC ainsi que les performances en petits et grands signaux de ces composants. Nous présentons dans le Tableau III.1 les différents paramètres physiques des semi-conducteurs [2] [3] présents dans les composants de puissance micro-ondes afin de comparer leurs différentes technologies.

Tableau III.1 : Comparaison des paramètres physiques des semi-conducteurs.

	Si	GaAs	SiC	GaN
Largeur de bande interdite (eV)	1.1	1.43	3.26	3.39
Champ critique (106V/cm)	0.3	0.4	3	3.3
Mobilité des électrons à 300°K($\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$)	1350	8500	700	900
Conductivité thermique ($\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$)	1.5	0.5	4.9	1.7
Constante diélectrique	11.8	12.5	10	9
Température max (°C)	300	300	600	700

Ce tableau nous renseigne sur les différents points suivants [2], [3] :

- La largeur de bande interdite E_g (eV) représente l'intervalle situé entre le niveau inférieur de la bande de conduction et le niveau supérieur de la bande de valence d'un matériau. L'énergie de bande interdite est une mesure de la quantité d'énergie nécessaire à un électron pour passer de la bande de valence à la bande de conduction sous l'impulsion d'une excitation thermique ou autre. Cette quantité est un facteur de la capacité du matériau à supporter une forte température ; elle définit la température maximale de fonctionnement du transistor. Donc, plus la largeur de bande est importante, plus le transistor peut fonctionner à haute température. On peut donc voir que les matériaux SiC et GaN sont des candidats propices pour un fonctionnement à température élevée.

- Le champ critique est la valeur du champ électrique que peut supporter le composant. Plus cette caractéristique est élevée, plus le composant sera capable de supporter des tensions de polarisation importantes. Le tableau montre que les semi-conducteurs grands gaps (SiC et GaN) ont un champ critique près de 8 fois plus élevé que le Si et l'AsGa. On peut en conclure que les transistors grand gap sont excellents pour des applications de puissance.
- Une faible mobilité des électrons induit une augmentation de la résistance parasite, soit plus de pertes et moins de gain. De plus, ces effets s'intensifieront pour des fonctionnements aux hautes fréquences. On peut en conclure que le matériau AsGa est très propice aux applications très hautes fréquences. On peut cependant remarquer que le GaN a une mobilité des électrons plus grande que le SiC. Le GaN permet alors de pouvoir travailler à plus haute fréquence que le SiC.
- La conductivité thermique d'un matériau traduit sa capacité à évacuer la chaleur du composant. La chaleur non dissipée provoque une élévation de température du composant qui va entraîner une diminution du rendement. D'après le tableau, pour les applications de puissance, il est donc préférable de privilégier les transistors grands gap (essentiellement le SiC).

On remarque que les technologies n'offrant pas les mêmes possibilités, le choix doit alors être guidé par les contraintes à respecter en terme de fréquence et/ou de puissance, sachant qu'un compromis est souvent incontournable, le choix peut être basé sur certains paramètres cruciaux dits figures de mérite que nous allons définir dans le prochain paragraphe.

III.2.1 Figures de mérites

Afin de faciliter le choix du composant RF en fonction de l'utilisation envisagée, nous avons à notre disposition différentes figures de mérites regroupant l'ensemble des technologies du marché pour les applications micro-ondes de puissance.

Les deux figures de mérite les plus représentatives [4] sont les figures de mérite JFM de Johnson (noté *Johnson's Figure of Merit*) et BFM de Baglia (notée *Baglia's Figure of Merit*) qui ont pour définitions :

$$JFM = \frac{E_c \times v_{sat}}{2\pi}$$

$$BFM = \varepsilon_r \mu_n (E_c)^3$$

Où ϵ_r est la constante diélectrique relative du matériau, μ_n est la mobilité des électrons, E_c est le champ de claquage ou champ critique et v_{sat} est la vitesse de saturation des porteurs des charges.

Les figures de Johnson et de Balgia sont généralement normalisées par rapport au Silicium. Elles sont appelées JFM ratio et BFM ratio dont les valeurs respectives sont :

$$JFMratio = \frac{JFM}{JFM_{Silicium}}$$

$$BFMratio = \frac{BFM}{BFM_{Silicium}}$$

Le Tableau III.2 permet de voir qu'aussi bien le JFM ratio, qui prend en compte la puissance et la fréquence, que le BFM ratio, qui privilégie la puissance, font ressortir les matériaux grand gap (et tout particulièrement le matériau GaN) comme le meilleur choix pour des applications de puissance RF. Ainsi, le JFM ratio du GaN est vingt-deux fois plus grand que le JFM ratio du silicium et surtout dix-sept fois plus grand que le JFM ratio du GaAs.

Tableau III.2 : Figures de mérites des différentes technologies grand gap utilisées dans les applications micro-ondes de puissances normalisées par rapport au Silicium.

Matériau	$\mu_n(\text{cm}^2/\text{V.s})$	$V_{sat}(10^7\text{cm/s})$	BFMratio	JFMratio
Si	1350	1	1	1
GaAs	8500	1	15.8	1.3
4H-Sic	700	2	584.8	20
GaN	900	2	676.8	22

III.2.2 Comparaison les caractéristiques des transistors en fréquence et en puissance :

Les Si LD-MOSFETs sont largement utilisés dans les amplificateurs de puissance de station de base modernes. Ils sont d'une technologie faible coût qui fournit une puissance de sortie élevée et une tension de claquage élevée. Mais au dessus de 3 GHz, leur utilité est entravée en

raison de la capacité parasite élevée. Les III-V HEMTs offrent des performances à haute fréquence, mais souffrent de faible densité de puissance. Le HEMT Al-GaAs/GaAs (fig.III.2) n'a pas une bande de conduction suffisamment élevée, ce qui restreint les électrons.

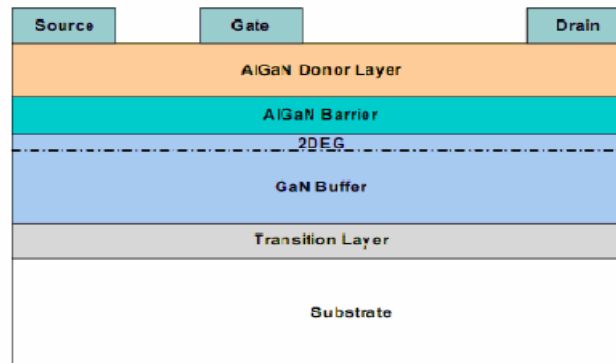


Figure III.2 : Schéma d'une coupe transversale d'AlGaIn / GaNHEMT[4]

Le Champ électrique de claquage élevé, la haute mobilité des électrons et la haute vitesse de saturation d'électron ont rendu le AlGaIn / GaN plus intéressant que les autres technologies existantes. Les HEMTs GaN sont capables de fournir une puissance élevée et permettent un fonctionnement à plus haute fréquence que le SiGe. Dans le GaN HEMT, le GaN est réalisé sur différents supports tels que le silicium, le SiC et le Saphir, bien que le GaN sur SiC soit préférable puisque le SiC est un très bon conducteur de chaleur. Le HEMT GaN sur SiC ont montré des performances supérieures en terme de fréquence. Parmi les meilleurs dispositifs en terme de fréquence de coupure, nous pouvons citer le AlGaIn / GaN, l'AlGaAs / GaAs et le InP HEMT, présentés dans le tableau III.3.

Tableau III.3 : Comparaison de quelques f_T signalés et f_{max} d'AlGaAs / GaAs, InP et AlGaIn / GaNHEMT[4].

Transistor	Longueur de grille	f_T (fréquence de transition)	f_{max} (fréquence maximum)	Référence
AlGaAs/GaAsHEMT	0.1 μm	113 GHz	110 GHz	[6]
InPHEMT	0.05 μm	343 GHz	740 GHz	[7]
AlGaIn/GaN-on-SiCHEMT	0.1 μm	153 GHz	230 GHz	[8]
AlGaIn/GaN-on-Si HEMT	0.5 μm	32 GHz	27 GHz	[9]

Les transistors micro-ondes HEMTs GaN présentent une densité de puissance plus élevée que les transistors en silicium et en arséniure de gallium. La puissance de sortie élevée du GaN réduit le coût du système car il élimine le besoin de combiner plusieurs étages pour obtenir la

puissance recherchée. En conséquence, pour la même puissance de sortie, une réduction de la taille des dispositifs peut être possible en utilisant les transistors GaN HEMTs au lieu des dispositifs conventionnels [10]. Ces dispositifs sont plus petits, plus faciles à fabriquer et il est plus facile de les adapter du point de vue impédance [10].

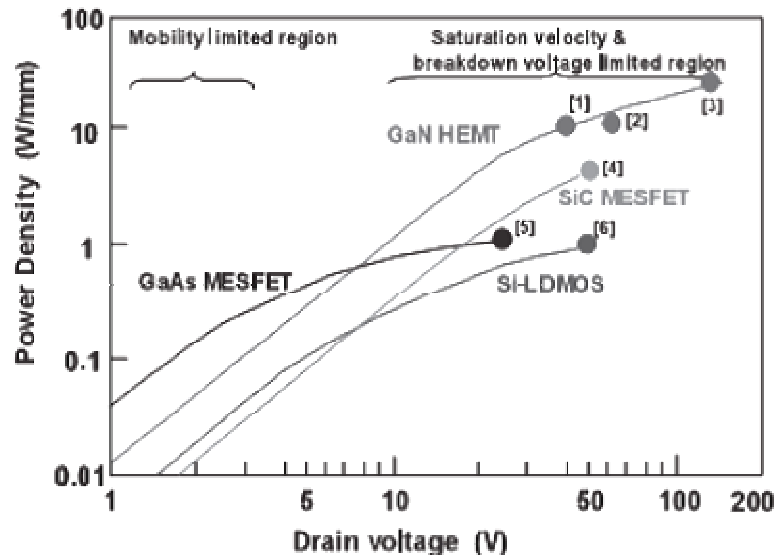


Figure III.4 : Comparaison de la densité de puissance RF du GaN HEMT avec d'autres dispositifs RF[11]

Un autre aspect important est que les systèmes commerciaux tels que les stations de base sans fil fonctionnent à 28 volts [10]. Les dispositifs de GaN peuvent facilement fonctionner à 28volts et même jusqu'à 42volts. Puis que les HEMTs GaN sont capables de fonctionner à une tension plus élevée, ils sont donc capables de fournir une plus grande efficacité. En conséquence, l'exigence de la puissance et le poids du système de refroidissement sont également réduits. En outre, une faible distorsion caractéristique est nécessaire pour les amplificateurs de station de base et les HEMTs GaN montrent des performances supérieures de distorsion [12,13].

III.3. Les transistors de puissance GaN :

III.3.1. Historique

Les premiers transistors HEMTs GaN sur substrat saphir, silicium et carbure de silicium sont apparus au milieu des années 90. Mais il faut attendre la fin des années 90 pour trouver des résultats très intéressants en termes de puissance et/ou de fréquence.

En 1999, S.T. Sheppard (Cree) [14] présente des travaux sur un transistor HEMT GaN (Substrat SiC) avec une densité de puissance de 6.9 W/mm à 10GHz.

Au sein du laboratoire IRCOM [15], un transistor HEMT GaN sur substrat SiC, issu du laboratoire Tiger, de 1.2mm de développement de grille a délivré une puissance de sortie de 6.7 W (5.6 W/mm) avec un *PAE* de 40 % et un gain en puissance associé de 6.5dB à une fréquence de 10 GHz lors de mesures grand signal. De très bon résultats ont aussi été obtenus à partir de transistors HEMTs GaN sur substrat silicium avec des densités de puissance de 1.9 W/mm (Tiger) [26] à 10 GHz allant jusqu'à 12 W/mm à 2.14GHz (Nitronex) [17].

Très récemment, des sociétés comme Cree et SOITEC ont commencé à proposer des wafers GaN, tout en continuant leur production de wafers SiC beaucoup plus matures. Les travaux de K.K. Chu font état d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN sur substrat GaN polarisé à 50 V sur le drain, ayant une densité de puissance de 9.4 W/mm avec un *PAE* associé de 40 % à 10 GHz [18].

Nous constatons donc que tous les résultats présentés jusqu'ici, et obtenus avec des transistors HEMTs à structure conventionnelle, ne dépassent pas les 10 W/mm pour des applications bande X [19]. Chaque année, de nouveaux travaux sont publiés relatant des résultats obtenus toujours plus performants. Notamment ces dernières années où le nombre de publications sur des résultats de puissance obtenus par des transistors HEMTs GaN a fortement progressé.

III.3.2 État de l'art des transistors HEMTs en technologie GaN

La technologie sur nitrure de gallium est en constante développement. Beaucoup des résultats sont publiés chaque année avec des réalisations de transistors de plus en plus performants. Le Tableau III.4 recense l'état de l'art des transistors (et amplificateurs) HEMTs sur nitrure de gallium portés à ce jour à notre connaissance [20]-[40].

Tableau III.4 : État de l'art des transistors et amplificateurs HEMT en nitrure de gallium

laboratoires	Substrat	Fréquence	Densité de puissance	Tension de drain	PAE	Publication
Cree	SiC	4 GHz	32.2W/mm 30.6W/mm	120V 120V	54.8% 49.6%	[20]
BAEsystems	GaN	10 GHz	9.4 W/mm	50V	40%	[21]
National Central University Taiwan	Saphire	2.4 GHz	4 W/mm	30V	38%	[22]
UCSB	Si	4 GHz	3.3 W/mm	25V	54%	[23]
HRLlaboratoire Malibu/ONR	SiC	30 GHz	5.7 W/mm	20V	45%	[24]
Nitronex Corporation	Si	2.14 GHz	2.1 W/mm	28V	65%	[25]
RF Micro Devices	SiC	2.14 GHz	22.7 W/mm	80V	54%	[26]
Mitsubishi Electric Corporation	SiC	Bande C	2.79 W/mm	40V	25%	[27]
UCSB	-	40GHz	10.5W/mm	30V	34%	[28]
Hong-Kong University	Saphire	4 GHz	3.26 W/mm	8V	55.60%	[29]
TIGER/Picogiga	Si	18 GHz	5.1 W/mm	35V	20%	[30]
University of Illinois Emcore Corporation	SiC	18GHz	9.1W/mm	55V	23.7%	[31]
Freescall SC	SiC	2.14GHz	5.9W/mm	48V	55%	[32]
RF Micro Devices	SiC	2.14GHz	4.1W/mm 7W/mm	28V 48V	44.7% 47.9%	[33]
CREE	SiC	4GHz	41.4W/mm	135V	60%	[34]
UCSB	SiC	4GHz	6.4W/mm 8.8W/mm	35V 55V	-	[35]
NEC	SiC	2.14GHz	750W	50V	-	[36]
CREE	SiC	3.45GHz	41.4W/mm	55V	66%	[37]
Eudyna	SiC	2.9GHz	800W 912W	65V 70V	57% 56.4%	[38]
TriQuint SC	SiC	10GHz 35GHz	5.6W/mm 4.5W/mm	30V 20V	67% 51%	[39]
Mitsubishi Electric Corporation	-	bande C	220W/mm	60V	38%	[40]

Cette forte prévalence de publications traduit un début de maturité de fabrication de ces semi-conducteurs GaN et l'engouement des différents laboratoires internationaux pour cette technologie.

Les principaux transistors HEMTs commercialisés sont produits par Eudyna, Nitronex, CREE et RFMD. Mais des HEMTs sont en développement au sein de NEC, Toshiba, Mitsubishi, Matsushita, Oki, Freescale, TriQuint, Fraunhofer IAF et bien d'autres...

Les avantages et les inconvénients de HEMT GaN sont résumés dans le tableau III.5.

Tableau III.5 Les avantages et les inconvénients du GaN HEMT [41].

Les avantages	Les inconvénients
➤ tension de claquage élevée ➤ densité de courant élevée ➤ une large bande de gap. ➤ Les amplificateurs de puissance utilisant le GaN HEMT peut atteindre une plus grande efficacité. ➤ Une conductivité thermique élevée ➤ La densité de puissance est peut attendre 10 fois plus élevé que celui de GaAs PHEMT. ➤ Les amplificateurs de puissance utilisant GaN HEMT nécessitent des petits systèmes de refroidissement.	➤ Coûteux. ➤ Encore immatures, entravée par la manufacturabilité.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, les principaux critères technologiques physiques des différents transistors de puissance ont été présentés. Nous avons pu démontrer tout l'intérêt que présente le transistor HEMT en Nitrure de Gallium pour des applications d'amplification de puissance à haute fréquence.

Ce semi-conducteur apparaît d'ores et déjà comme un composant prometteur dans un avenir proche. L'état de l'art présentant de nombreuses publications sur la réalisation de transistor GaN atteste de l'intérêt des universitaires et des industriels pour ce composant.

Les antécédents sur le GaN HEMT à grande bande de gap, leurs avantages et inconvénient sont été discutés dans ce chapitre. Dans cette thèse, deux amplificateurs classe F et inverse F utilisant un GaN HEMT seront conçus et simulés. Le transistor GaN a été fourni par Nitronex.

Bibliographie

- [1] C.Charbonniaud, "Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde", *Thèse de doctorat*, Université de Limoges, 2005.
- [2] O. Ambacher, "Growth and applications of group III-nitrides", *Journal of Physics D (Applied Physics)*, vol. 31, pp. 2653-2710, 1998
- [3] S.M. Sze, *Physics of Semiconductor Devices*, 2nd Edition, Wiley, 1981
- [4] H. Xing, "Growth, fabrication and characterization of Gallium Nitride based bipolar transistors", *PhD Thesis*, University of California, , 2003
- [5] H. Panesar, "High-Efficiency Switched-Mode Power Amplifier Using Gallium Nitride on Silicon HEMT Technology," *Master's Thesis*, Carleton University, Ottawa, Canada, 2007.
- [6] A.N. Lepore, H.M. Levy, R.C. Tiberio, P.J. Tasker, H. Lee, E.D. Wolf, L.F. Eastman, E. Khon, "0.1 μm Gate Length MODFETs with Unity Current Gain Cut-off Frequency above 110 GHz", *IEEE Electronics Letters*, vol. 24, pp. 364-366, 1988.
- [7] S.E. Rosenbaum, B.K. Kormanyos, L.M. Jelloian, M. Matloubian, A.S. Brown, L.E. Larson, L.D. Nguyen, M.A. Thompson, L.P.B. Katehi, G.M. Rebeiz, "155- and 213-GHz AlInAs/GaInAs/InPHEMTMMIC Oscillators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 47, pp. 927-932, 1995.
- [8] T. Palacios, A. Chakraborty, S. Heikman, S. Keller, S.P. DenBaars, U.K. Mishra, "AlGaIn/GaN High Electron Mobility Transistors With InGaIn Back-Barriers," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 27, no. 1, pp. 13-15, 2006.
- [9] P. Javorka, A. Alam, A. Fox, M. Marso, M. Heuken, P. Kordos, "AlGaIn/GaNHEMTs on Silicon Substrates with f_T of 32/20 GHz and f_{max} of 27/22 GHz for .5/0.7 μm Gate Length," *IEEE Electronics Letters*, Vol. 38, no. 6, pp. 288-289, 2002.
- [10] U.K. Mishra, P. Parikh, Y.-F. Wu, "AlGaIn/GaNHEMTs – An Overview of Device Operation and Applications," *Proc. of the IEEE*, Vol. 90, No. 6, 2002.
- [11] T. Kikkawa, K. Joshin, "High Power GaN-HEMT for Wireless Base Station Applications," *IEICE Trans. Electron.*, Vol. E89-C, No.5, 2006.

- [12] A. Chini, D. Buttari, R. Coe, L. Shen, S. Heikman, A. Chakraborty, S. Keller, U.K. Mishra, "Power and Linearity Characteristics of Field-Plated Recessed-Gate AlGaIn-GaNHEMTs," *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 25, pp. 229–231, 2004.
- [13] M. Nagahara, T. Kikkawa, N. Adachi, Y. Tateno, S. Kato, M. Yokoyama, S. Yokogawa, T. Kimura, Y. Yamaguchi, N. Hara, K. Joshin, "Improved Intermodulation Distortion Profile of AlGaIn/GaNHEMT at High Drain Bias Voltage," *Int. Electron Devices Meeting*, pp. 693–695, 2002.
- [14] S.T. Sheppard *et al.*, « High-power microwave AlGaIn/GaNHEMT.s on semi-insulating silicon carbide substrates » *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 20, pp. 161-163, 1999.
- [15] C. Charbonniaud *et al.*, "Power Performance Evaluation of AlGaIn/GaNHEMTs through Load Pull and Pulsed I-V Measurements", GAAS 2004.
- [16] A. Minko *et al.*, "AlGaIn-GaNHEMTs on Si With Power Density Performance of 1.9 W/mm at 10 GHz", *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 25, No. 7, pp. 453–455, 2004.
- [17] W. Johnson *et al.*, "12 W/mm AlGaIn-GaNHEMTs on Silicon Substrates", *IEEE Electron Device Lett.*, Vol. 25, No. 7, pp. 459–461, 2004.
- [18] K.K. Chu *et al.*, "9.4-W/mm Power Density AlGaIn-GaNHEMTs on Free-Standing GaN Substrates", *IEEE Electron Device Lett.*, Vol. 25, No. 9, 2004.
- [19] Yi-Feng Wu *et al.*, "Very-High Power Density AlGaIn/GaNHEMTs", *IEEE Trans. on Electronic Devices*, Vol. 48, No. 3, 2001.
- [20] Y.F. Wu, A. Saxler, M. Moore, P. Smith, S. Sheppard, P.M. Chavarkar, T. Wisleder, U.K. Mishra, P. Parikh, « 30W/mm GaNHEMTs by field plate optimization », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 25, pp. 117-119, 2004.
- [21] K.K. Chu *et al.*, « 9.4W/mm power density AlGaIn-GaNHEMTs on free-standing GaN substrates » *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 25, No. 9, 2004.
- [22] W.K. Wang, P.C. Lin, C.H. Lin, C.K. Lin, Y-J. Chan, « Performance enhancement by using the n⁺-GaN cap layer and gate recess technology on the AlGaIn-GaNHEMT Fabrication », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 26, No. 1, 2005.
- [23] H. Yu, L. McCarthy, S. Rajan, S. Keller, S. Denbaars, J. Speck, U. Mishra, « Ion implanted AlGaIn-GaNHEMTs with nonalloyed ohmic contacts », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 26, no. 5, 2005.
- [24] J.S. Moon *et al.*, « Gate-Recessed AlGaIn-GaNHEMTs for high performance millimeter wave applications » *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 26, no. 6, 2005.

- [25] W. Nagy *et al.*, « 150 W GaN-on-Si RF power transistor », *Int. IEEE MTTSymp. Digest*, pp. 487-490, 2005.
- [26] R. Vetury, Y. Wei, D.S. Green, S.R. Gibb, T.W. Mercier, K. Leverich, P.M. Garber, M.J. Poulton, J.B. Shealy, « High power, high efficiency, AlGaIn/GaNHEMT technology for wireless base station applications », *Int. IEEE MTTSymp. Digest*, pp. 483-486, 2005.
- [27] Y. Kamo, *et al.*, « A C-band AlGaIn/GaNHEMT with Cat-CVD SiN passivation developed for an over 100 W operation » *Int. IEEE MTTSymp. Digest*, pp. 495-498, 2005.
- [28] T. Palacios, A. Chakraborty, S. Rajan, C. Poblenz, S. Keller, S.P. Denbaars, J.S. Speck, U.K. Mishra, « High-power AlGaIn/GaNHEMTs for Ka-band applications » *IEEE Electron Device Lett.*, Vol. 26, No. 11, 2005.
- [29] Z.H. Feng, S.J. Cai, K.J. Chen, K.M. Lau, « Enhanced performance of AlGaIn-GaNHEMTs grown on grooved sapphire substrates » *IEEE Electron Device Lett.*, Vol. 26, No. 12, 2005.
- [30] D. Ducatteau *et al.*, « Output power density of 5.1 W/mm at 18 GHz with an AlGaIn/GaNHEMT on Si substrate » *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 27, 2006.
- [31] V. Kumar, G. Chen, S. Guo, I. Adesida, « Field-plated 0.25- μ m gate-length AlGaIn/GaNHEMTs with varying field-plate length » *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 53, 2006.
- [32] B.M. Green, H. Henry, J. Selbee, R. Lawrence, K. Moore, J. Abdou, M. Miller, « A GaNHFET device technology on 3" SiC substrates for wireless infrastructure applications », *Int. IEEE MTTSymp. Digest*, pp. 706-709, 2006.
- [33] R. Vetury *et al.*, « Performance and RF Reliability of GaN-on-SiC HEMTs using dual-gate architectures », *Int. IEEE MTTSymp. Digest*, pp. 714-717, 2006.
- [34] Y.F. Wu, M. Moore, A. Saxler, T. Wisleder, P. Parikh, « 40 W/mm Double Field plated GaNHEMTs » *Device Research Conference*, pp. 151-152, 2006.
- [35] Y. Dora, A. Chakraborty, L. McCarthy, S. Keller, S.P. Denbaars, U.K. Mishra « High breakdown voltage achieved on AlGaIn/GaNHEMTs with integrated slant field plates », *IEEE Electron Device Lett.*, Vol. 27, No. 9, 2006.
- [36] A. Wakejima *et al.*, « Pulsed 0.75 kW output single-ended GaN-FET amplifier for L/S band applications », *Electronic Lett.*, Vol. 42, No. 23, 2006.

- [37] Y.-F. Wu, S.M. Wood, R.P. Smith, S. Sheppard, S.T. Allen, P. Parikh, J. Milligan, « An internally-matched GaNHEMT Amplifier with 550-watt peak power at 35 GHz », *IEEE Electron Devices Meeting*, pp. 1-3, 2006.
- [38] E. Mitani, M. Aojima, A. Maekawa, S. Sano, « An 800-W AlGaIn/GaNHEMT for S-band high power application » *CS MANTECH Conf.*, 2007.
- [39] M.Y. Kao, C. Lee, R. Hajji, P. Saunier, H.Q. Tserng, « AlGaIn/GaNHEMTs with PAE of 53% at 35 GHz for HPA and multi-function MMIC applications » *IEEE MTT-Symp. Digest*, pp. 627-629, 2007.
- [40] K. Yamanaka, K. Mori, K. Iyomasa, H. Ohtsuka, H. Noto, M. Nakayama, Y. Kamo, Y. Isota, « C-band GaNHEMT power amplifier with 220W output power », *IEEE MTT-Symp. Digest*, pp. 1251-1254, 2007.
- [41] F.N. Khan, "GaN Class-F Power Amplifier for UMTS/WCDMA Applications", *Master Thesis*, University of Ottawa, Canada, 2008.

Chapitre IV :

Conception et Simulations des amplificateurs classe F et F⁻¹

IV.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre une procédure de conception d'un amplificateur de puissance classe F à fort rendement à la fréquence 2,14 GHz et répondant aux spécifications WCDMA (UMTS). Comme mentionné précédemment, le transistor de nitrure de gallium est choisi pour ce circuit en raison de sa capacité de rendement élevé. L'amplificateur de classe F a été conçu en utilisant le transistor NPT1012 de Nitronex, Les simulations ont été réalisées en utilisant le simulateur ADS (**A**dvanced **D**esign **S**ystem) d'Agilent. Diverses procédures sont impliquées dans la conception de l'amplificateur de classe F telles que la simulation DC, la sélection du point de polarisation, la caractérisation Source-pull et Load-pull, la conception de circuits d'adaptation d'entrée et de sortie, et la conception des circuits de contrôle de l'impédance de sortie aux harmoniques.

IV.2 Spécifications de l'amplificateur de puissance

Comme précédemment mentionné, L'amplificateur doit être conçu pour fonctionner à la bande WCDMA (2.11GHz-2.17GHz) et devra répondre à l'ensemble des spécifications résumées dans le tableau III.1.

Tableau IV.1 : spécifications d'un amplificateur de puissance au standard WCDMA.

Fréquence centrale	2.14 GHz
Puissance de sortie	4W (36 dBm)
PAE à puissance maximale	70%
PAE à -6 dB de la puissance de sortie maximale	30%
Produit d'intermodulations d'ordre trois	-10dBc
Produit d'intermodulations d'ordre trois à -6 dB de la puissance de sortie maximale	-25dBc

L'amplificateur doit donc être capable de fournir sur une plage de 60MHz de fréquence une puissance RF supérieure à 4W (36dBm) et un rendement en puissance ajouté de l'ordre de 70%.

IV.3 Substrat

Nous devons réaliser l'amplificateur en technologie hybride. Les circuits d'adaptation d'entrée et de sortie ainsi le circuit de polarisation seront donc conçus en ligne microruban, en raison de sa cohérence avec les dispositifs actifs à l'état solide. Le substrat retenu pour la simulation et la réalisation de l'amplificateur est le **RT DUROID 5880** dont les caractéristiques sont mentionnées dans le tableau III.2.

Tableau IV.2 : Caractéristiques du substrat utilisé.

Permittivité relative ξ_r	2.2
Hauteur du substrat	762 μm
Épaisseur du conducteur	17 μm
Tangente de pertes	0.0009

IV.4 Vérification du modèle du transistor NPT1012

Avant de commencer la conception de l'amplificateur, nous avons besoin de simuler le modèle ADS du transistor retenu et de comparer ses paramètres S simulés avec ceux fournis par le constructeur afin de nous assurer que les résultats de simulation de l'amplificateur seront cohérents. Les paramètres S sont donnés en trois points de polarisation, mais seules les valeurs de la tension et du courant de drain sont données. Par conséquent, on doit trouver la tension de grille correspondante afin de générer le même courant dans la simulation. Les trois conditions de polarisation à vérifier sont présentées ci-dessous. :

1. $V_{DS} = 28 \text{ V}$, $I_d = 225 \text{ mA}$, $\Rightarrow V_{GS} = -1.641 \text{ V}$;
2. $V_{DS} = 22 \text{ V}$, $I_d = 225 \text{ mA}$, $\Rightarrow V_{GS} = -1.599 \text{ V}$;
3. $V_{DS} = 14 \text{ V}$, $I_d = 225 \text{ mA}$, $\Rightarrow V_{GS} = -1.525 \text{ V}$.

Les courbes en bleu des figures III-1 à III-3 représentent les paramètres S fournis par le constructeur et les courbes en rouge sont celles obtenues par la simulation du modèle du transistor de la compagnie [modelithics](#).

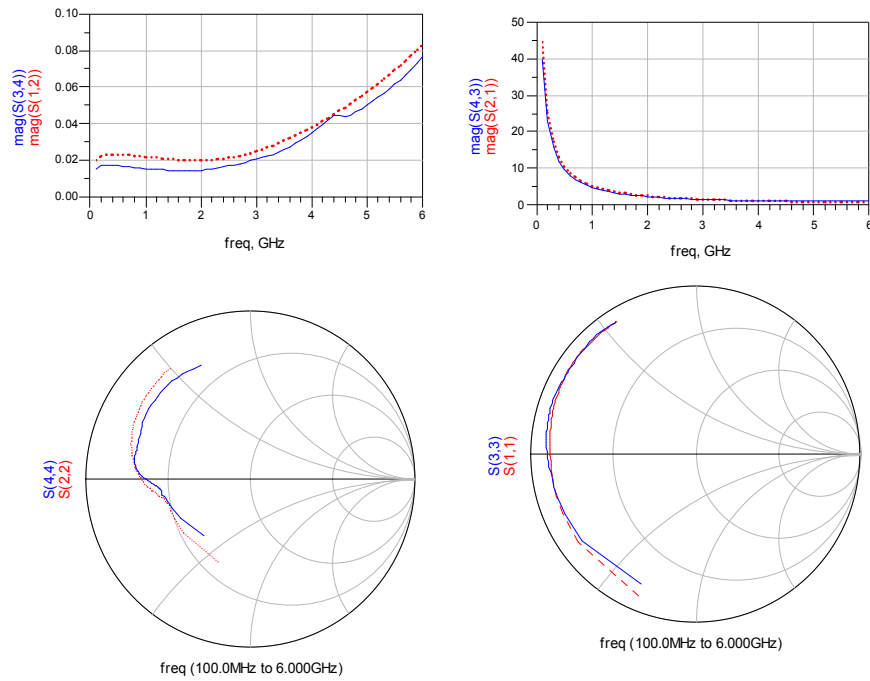


Figure (IV.1) : Paramètres S à $V_{DS} = 28$ V et $I_d = 225$ mA.

A partir des résultats de simulation des paramètres S du transistor on peut conclure que les paramètres S simulés sont similaires à ceux fournis par le constructeur et par conséquent, que le modèle du transistor est correct et peut être utilisé dans la conception.

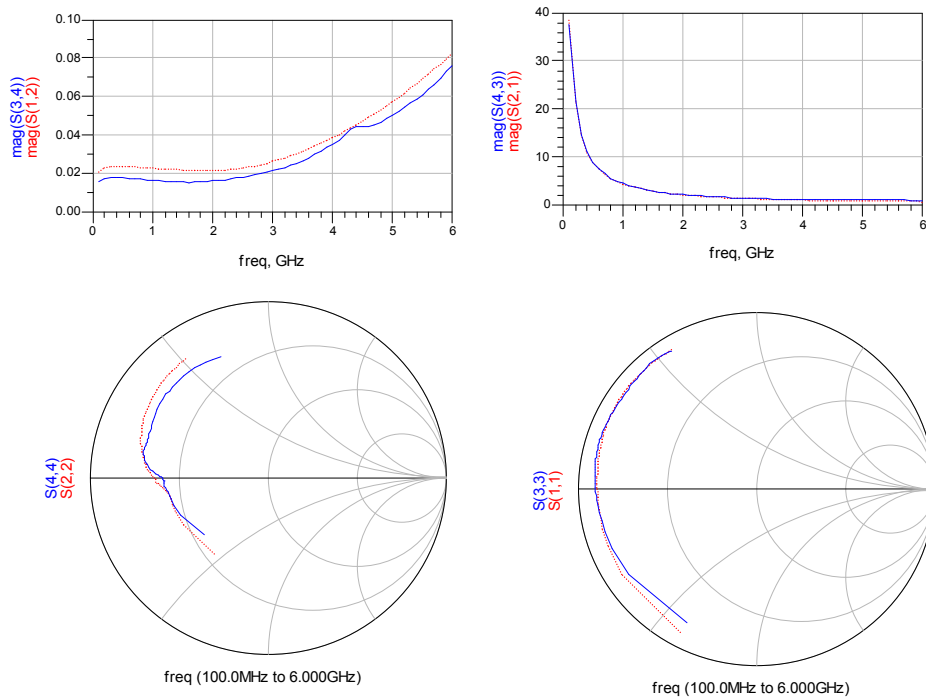


Figure (IV.2) : Paramètres S pour $V_{DS} = 22$ V $I_d = 225$ mA.

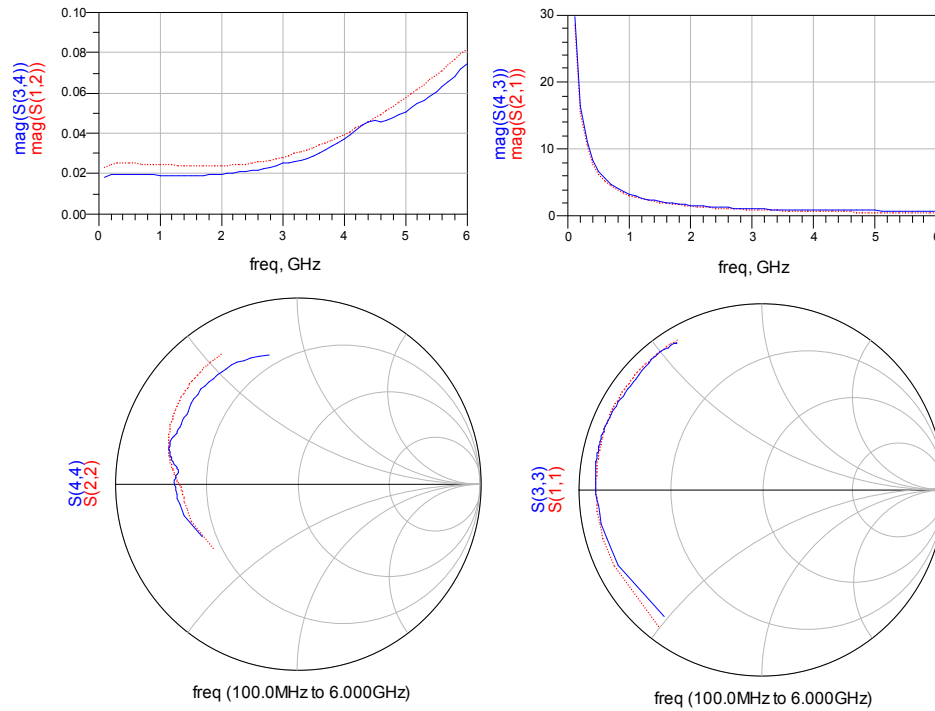


Figure (IV.3) : Paramètres S pour $V_{DS} = 14V$ $I_d = 225$ mA.

IV.5 Point de polarisation

Après avoir vérifié la validité du modèle du transistor, la prochaine étape consiste à choisir le point de polarisation le plus approprié car toutes les caractéristiques de l'amplificateur de puissance sont étroitement liées au point de polarisation. Un amplificateur classe F peut être polarisé en classe AB ou B, puis il faut inclure des résonateurs à la sortie du transistor pour atteindre les spécifications requises.

En vue de déterminer le point de polarisation, une simulation DC a été effectuée. Les figures (III.4, III.5) montrent les caractéristiques DC de sortie ainsi que le tracé de la caractéristique de transfert du transistor à une tension drain-source de 28 V.

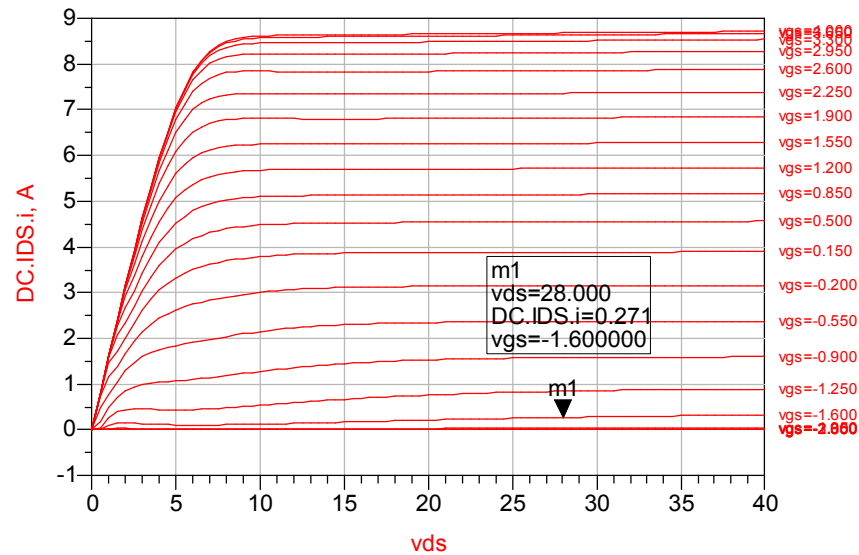


Figure (IV.4) : Caractéristiques DC de sortie du transistor.

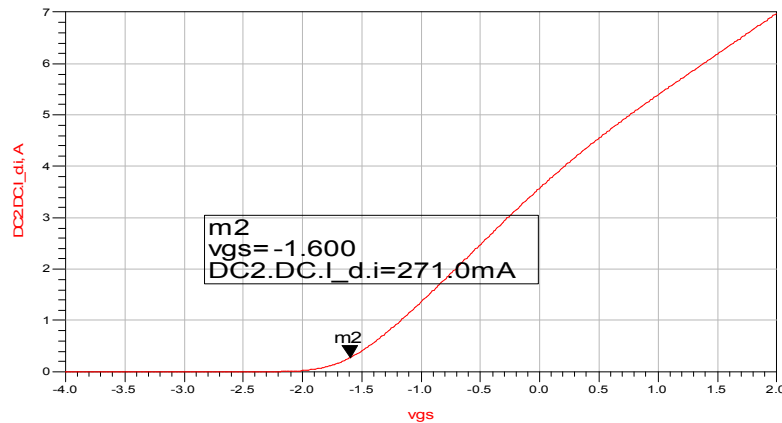


Figure (IV.5) : Caractéristique DC de transfert du transistor.

Selon les instructions du modèle du transistor NPT1012, la plage optimale de la tension de drain est de 20V à 28V.

En fonction des résultats obtenus dans cette étape, l'amplificateur sera polarisé en classe AB avec une tension de grille de -1.6 volts et une tension VDS de 28 volts afin d'avoir une grande excursion de la tension à la sortie.

IV.6 Stabilité

Étudier la stabilité est une étape très importante lors de la conception de l'amplificateur de puissance. La stabilité doit être vérifiée sur toute la bande d'intérêt.

Le système est inconditionnellement stable si les deux conditions suivantes sont vérifiées [1]:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \dots \dots (3.1)$$

et

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \dots \dots \dots (3.2)$$

avec :

S_{ij} ($i=1,2, j=1,2$) : paramètres S du transistor,

K : facteur de Rollett qui évalue la stabilité,

Δ : déterminant de la matrice S du transistor.

La simulation des paramètres S nous a permis de voir la variation du facteur de stabilité (facteur de Rollett) ainsi que la variation de l'amplitude de Δ en fonction de la fréquence, Figure (IV.6).

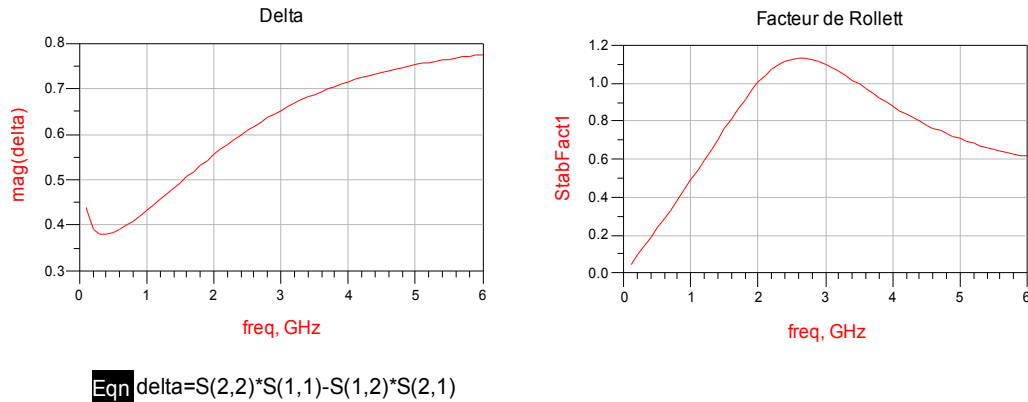


Figure (IV.6) : Paramètres de stabilité.

Les résultats de simulation nous montrent que les deux conditions (3.1) et (3.2) sont vérifiées et donc que l'amplificateur est inconditionnellement stable sur toute la bande d'intérêt ce qui signifie que quelques soient les impédances de terminaison, l'amplificateur sera toujours stable.

IV.7 Simulation load pull/source pull

Pour la conception d'amplificateurs de puissance, une étape clé est de trouver les impédances de source et de charge optimales présentées au transistor pour maximiser les performances de l'amplificateur en termes de PAE et de puissance de sortie [2][3]. Puisque dans ce travail, l'efficacité est l'intérêt principal, le but est de déterminer les impédances de charge et de source qui donnent un maximum d'efficacité. Pour obtenir ces impédances on fait appel à la technique load pull/source pull (Figure III-7).

Nous optimiserons le fonctionnement de l'amplificateur autour du point de polarisation choisi ($V_{gs0} = -1.6V$; $V_{ds0} = 28V$).

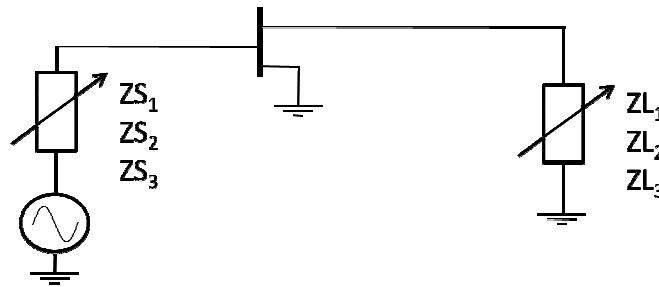


Figure (IV.7) : Schéma simplifié de l'analyse load pull/source pull.

IV.8 Procédure de simulation Source Pull / load-pull

La procédure d'analyse de source-pull et load-pull [4], [5] [6], est décrite comme suit :

1. Dans un premier temps, on fixe l'impédance de source à la fréquence fondamentale à 50 Ohms, l'impédance de charge à la deuxième harmonique doit être quant à elle fixée à une impédance 0 Ohms. Par contre, l'impédance de charge à la troisième harmonique doit être fixée à une impédance élevée (par exemple 3000 Ohms). L'impédance de source à la deuxième harmonique doit être fixée à 0 Ohms. On fixe toutes les autres impédances aux fréquences harmoniques à 50 Ohms, puis on effectue l'analyse load-pull.
2. Régler l'impédance de charge de la fondamentale à l'impédance trouvée par le load pull de la première étape et effectuer l'analyse source pull pour trouver l'impédance de source optimale.

3. On fixe l'impédance de source à la fondamentale à l'impédance de source déterminée dans l'étape 2, et effectuer l'analyse load pull.
4. Répéter les étapes 2 et 3 jusqu'à ce que les impédances de source et de charge convergent vers des valeurs fixes.

Les résultats obtenus (Figures III-8 et III-9) à partir de ces simulations montrent que le transistor a besoin de voir une impédance de $(1.646 - j4.311)$ ohms à la sortie et $(5.652 + j2.585)$ ohms à l'entrée comme le montre la figure (III.10). Ces impédances seront directement utilisées dans la conception des circuits d'adaptation d'entrée et de sortie de l'amplificateur.

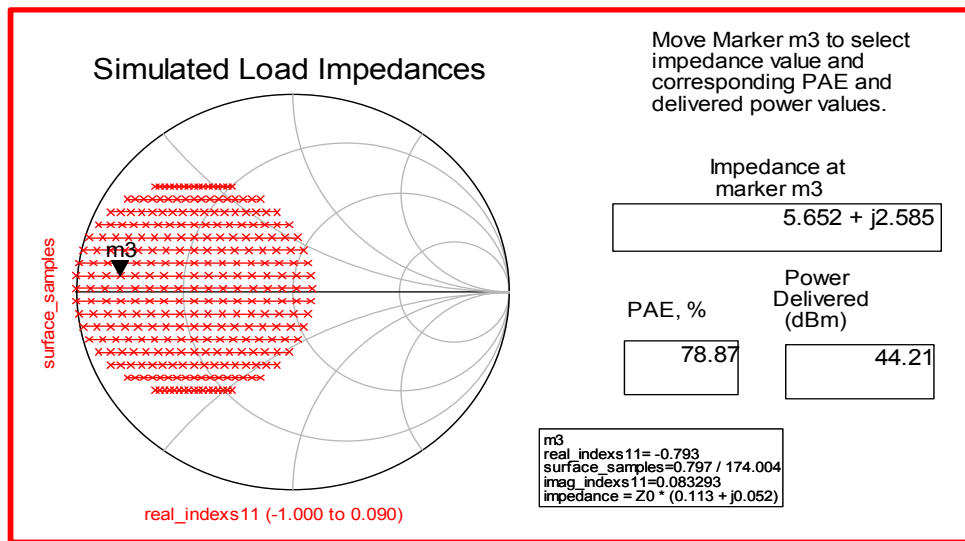


Figure (IV.8): Résultats de simulation Load Pull.

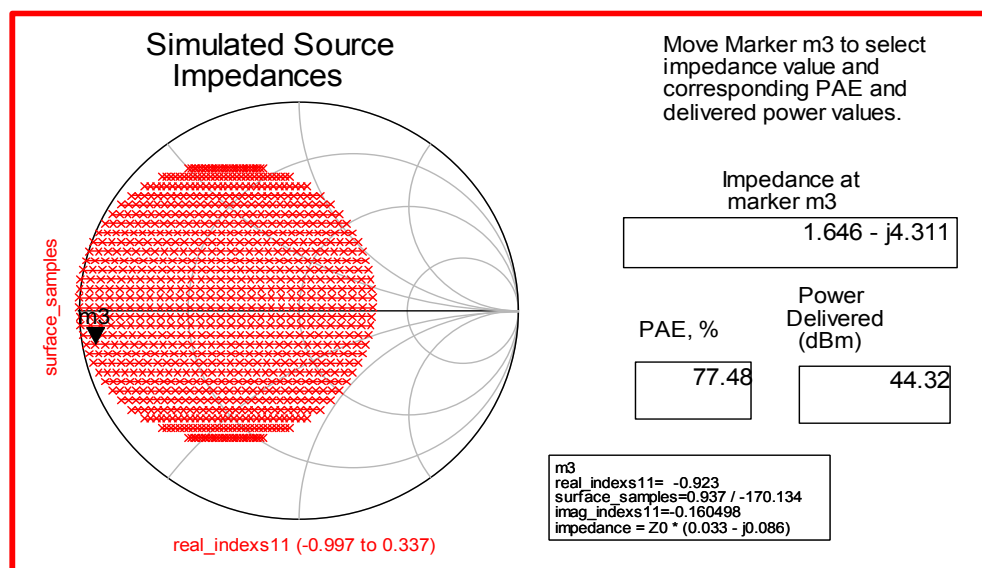


Figure (IV.9): Résultats de simulation Source Pull.

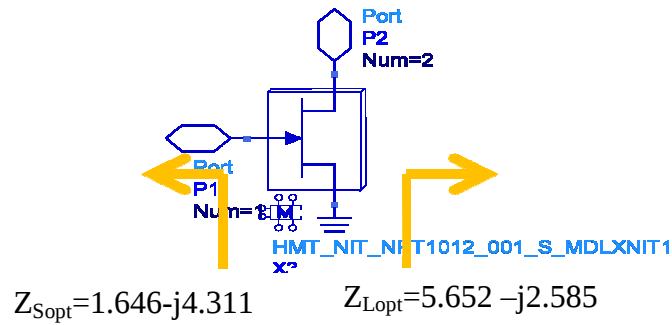


Figure (IV.10) : Impédances optimales de source et de charge.

IV.9 Circuit de contrôle de l'amplificateur de puissance classe F

Il y a plusieurs façons d'implémenter un amplificateur. Une façon est d'utiliser des éléments localisés (Figure III.11). L'autre manière est d'utiliser des éléments distribués ou de combiner les deux (Figure III.12). Dans cette thèse, nous avons utilisé des éléments distribués pour réaliser les résonateurs de sortie aux fréquences harmoniques et donc améliorer l'efficacité. Les éléments localisés sont plus adaptés aux applications basses fréquences que les éléments répartis, Ainsi, un amplificateur de puissance classe F à base d'éléments localisés est difficile à concevoir lorsque la fréquence devient de plus en plus élevée, car il est difficile de trouver des inductances de petite valeur pouvant donner le facteur de qualité élevé requis pour le résonateur en haute fréquence. Par ailleurs, toutes les composantes localisées ont des effets parasites en hautes fréquences. Pour simplifier la conception et de minimiser l'effet parasite on a recours aux lignes de transmissions [7].

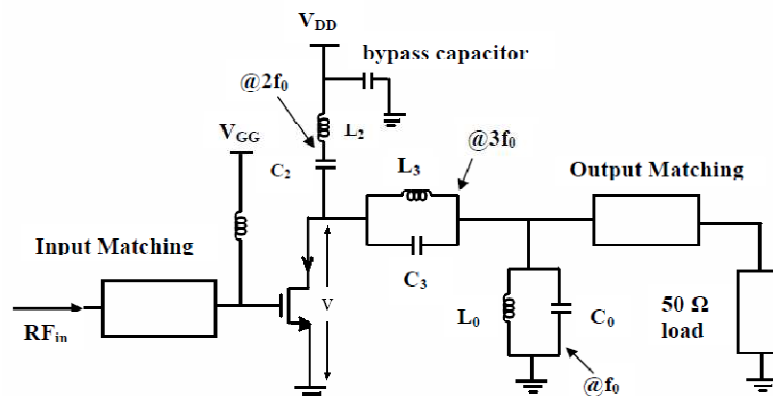


Figure (IV.11) : Topologie de l'amplificateur [8]

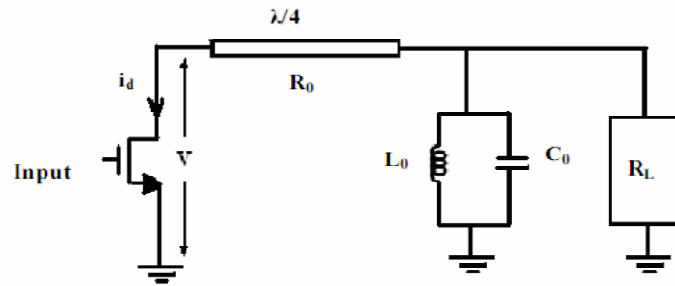


Figure (IV.12) : Circuit de sortie de l'amplificateur [8].

Dans un amplificateur de puissance classe F, l'impédance d'entrée du circuit de contrôle (qui doit contrôler la valeur de cette impédance aux différentes harmoniques du signal de sortie) doit présenter une impédance théoriquement infinie à la troisième harmonique et un court circuit à la deuxième harmonique, dans le but d'obtenir une tension d'une forme carré et un courant de forme de demi-sinusoïde au niveau du drain. Pour plus de simplicité dans la conception, seules la deuxième et la troisième harmonique sont pris en compte, les harmoniques d'ordre supérieur sont ignorées.

La seconde harmonique a été contrôlée en utilisant une ligne de transmission quart d'onde à la fréquence fondamentale (Figure IV.13). Il est à noter que cette ligne sera également utilisée pour la polarisation à la place d'une inductance car elle est connectée d'une part à l'alimentation DC et d'autre part à la masse via une capacité. La ligne quart d'onde fournit un très bon court-circuit non seulement à la seconde harmonique, mais aussi à la quatrième harmonique.

La troisième harmonique, quant à elle, est contrôlée en utilisant une ligne et un stub ouvert de longueur $\lambda/12$, ces deux lignes assurent une impédance d'entrée de circuit de sortie très grande à la troisième harmonique.

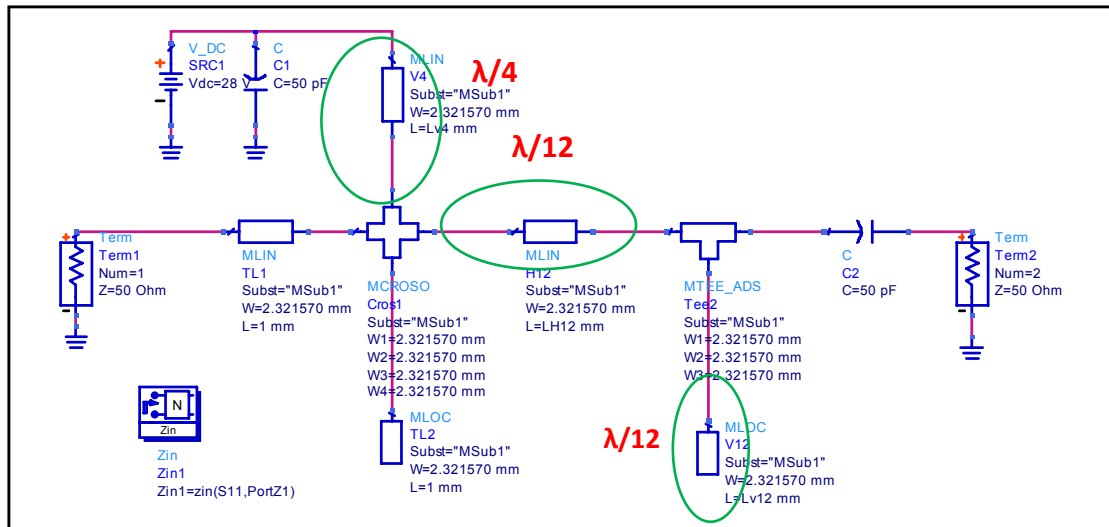


Figure (IV.13) : Circuit de sortie de l'amplificateur

La figure (IV.14) montre le résultat de simulation de l'impédance d'entrée du circuit de contrôle. Le circuit a une impédance d'entrée très grande à la troisième harmonique (une amplitude de 3002.199 Ω) et une impédance faible à la deuxième harmonique (une amplitude de 1.61 Ω), Cela nous confirme que le circuit fonctionne comme prévu.

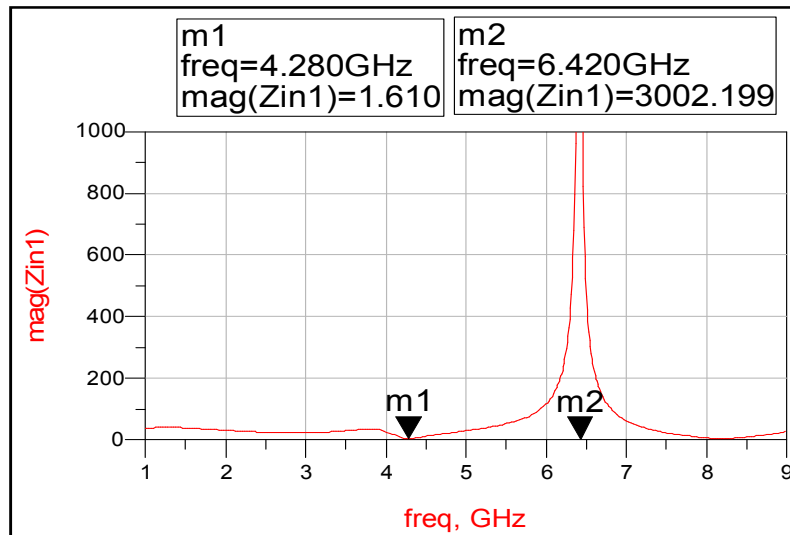


Figure (IV.14) : Impédance d'entrée du circuit de sortie de PA

IV.10 Adaptation a la sortie

Cette étape consiste à adapter l'impédance de charge 50Ω avec l'impédance trouvée par le Load-Pull afin d'obtenir le maximum d'efficacité. Le circuit d'adaptation est réalisé avec des lignes de transmission ; cependant la capacité de liaison est incluse lors de la conception de ce circuit (Figure IV.15).

L'adaptation est réalisée à l'aide de l'outil « Smith Charte Utility » intégré dans l'ADS

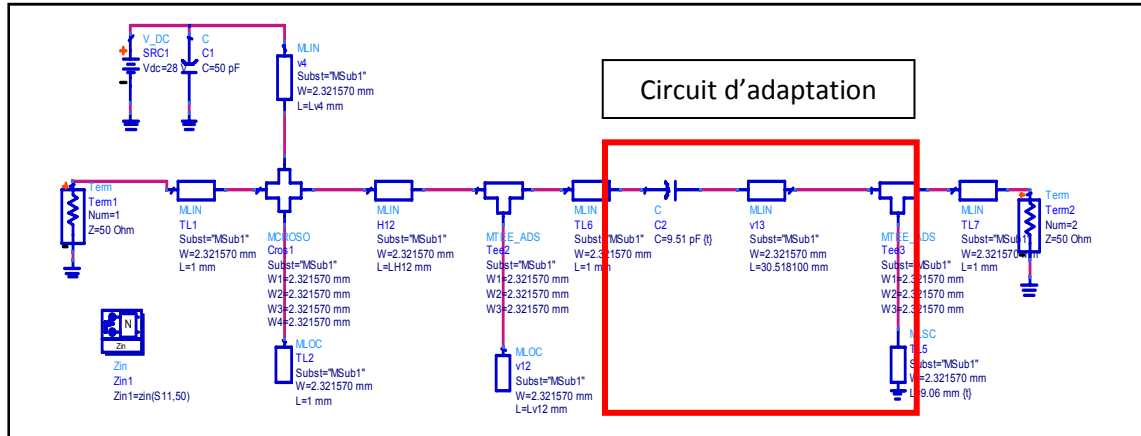


Figure (IV.15) : Circuit d'adaptation de l'impédance de sortie

La simulation de l'impédance de circuit de sortie composé des circuits de contrôle d'adaptation a donné les résultats représentés dans la figure IV.16 et repris au tableau IV.3.

Les résultats de simulation de l'impédance d'entrée du circuit multi-harmoniques de sortie nous montrent que le circuit a une impédance à la fréquence fondamentale très proche de celle trouvée par le load-pull (Tableau IV.3), alors qu'il a une très forte impédance à la troisième harmonique et à une impédance faible à la deuxième harmonique (Figure IV.16).

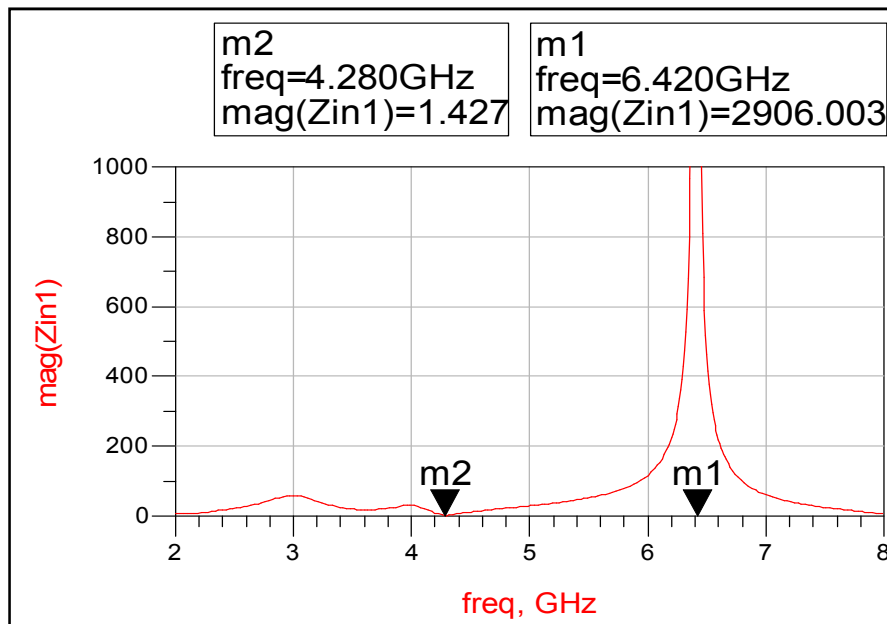


Figure IV.16 : Impédance d'entrée du circuit d'adaptation de la sortie

Tableau (IV.3) : Impédance d'entrée du circuit d'adaptation de la sortie.

freq	Zin1
2.100 GHz	5.539 + j1.135
2.110 GHz	5.563 + j1.592
2.120 GHz	5.590 + j2.046
2.130 GHz	5.617 + j2.500
2.140 GHz	5.653 + j2.917
2.150 GHz	5.690 + j3.333
2.160 GHz	5.731 + j3.838
2.170 GHz	5.774 + j4.281

IV.11 Circuit d'adaptation en entrée

Tout comme l'adaptation à la sortie, l'adaptation à l'entrée consiste à adapter l'impédance de source de 50Ω à l'impédance trouvée par la source pull. La polarisation de la grille est obtenue en utilisant une ligne quart-d'onde pour court-circuiter la deuxième harmonique (Figure IV.17).

Le résultat de simulation (Tableau IV.4) montre que l'impédance vue par la charge à la fréquence fondamentale est très proche de celle trouvée par la source pull.

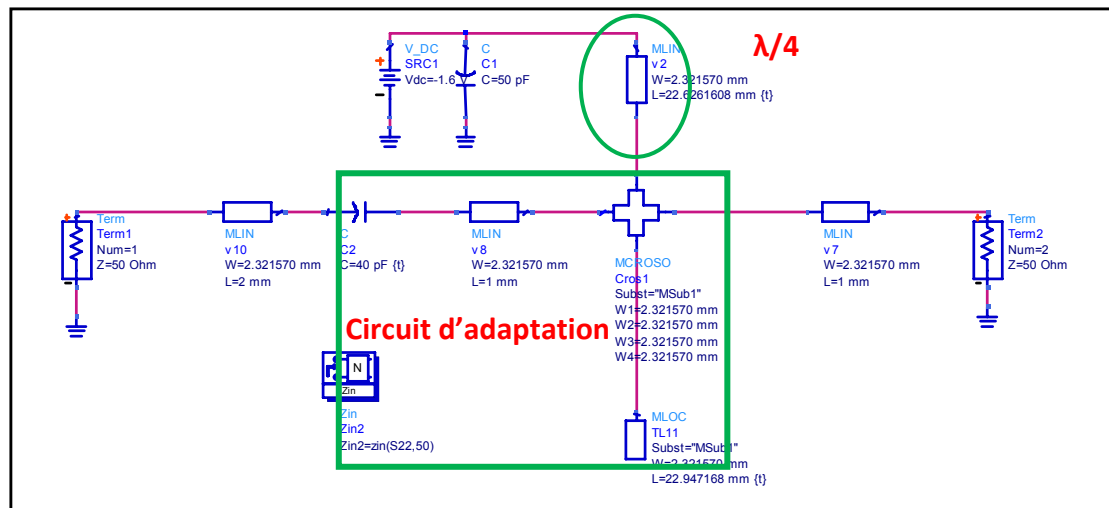


Figure (IV.17) : L'adaptation à l'entrée.

Tableau (IV.4) : Impédance d'entrée du circuit d'adaptation de l'entrée.

2.110 GHz	2.075 - j4.447
2.120 GHz	1.942 - j4.107
2.130 GHz	1.814 - j3.767
2.140 GHz	1.691 - j3.427
2.150 GHz	1.573 - j3.086
2.160 GHz	1.460 - j2.745

Après avoir terminé la conception des circuits de contrôle d'harmoniques en sortie ainsi la conception des circuits d'adaptation d'entrée et de sortie, la dernière étape consiste à simuler les performances de l'amplificateur. La figure IV.18 montre le schéma global de l'amplificateur classe F.

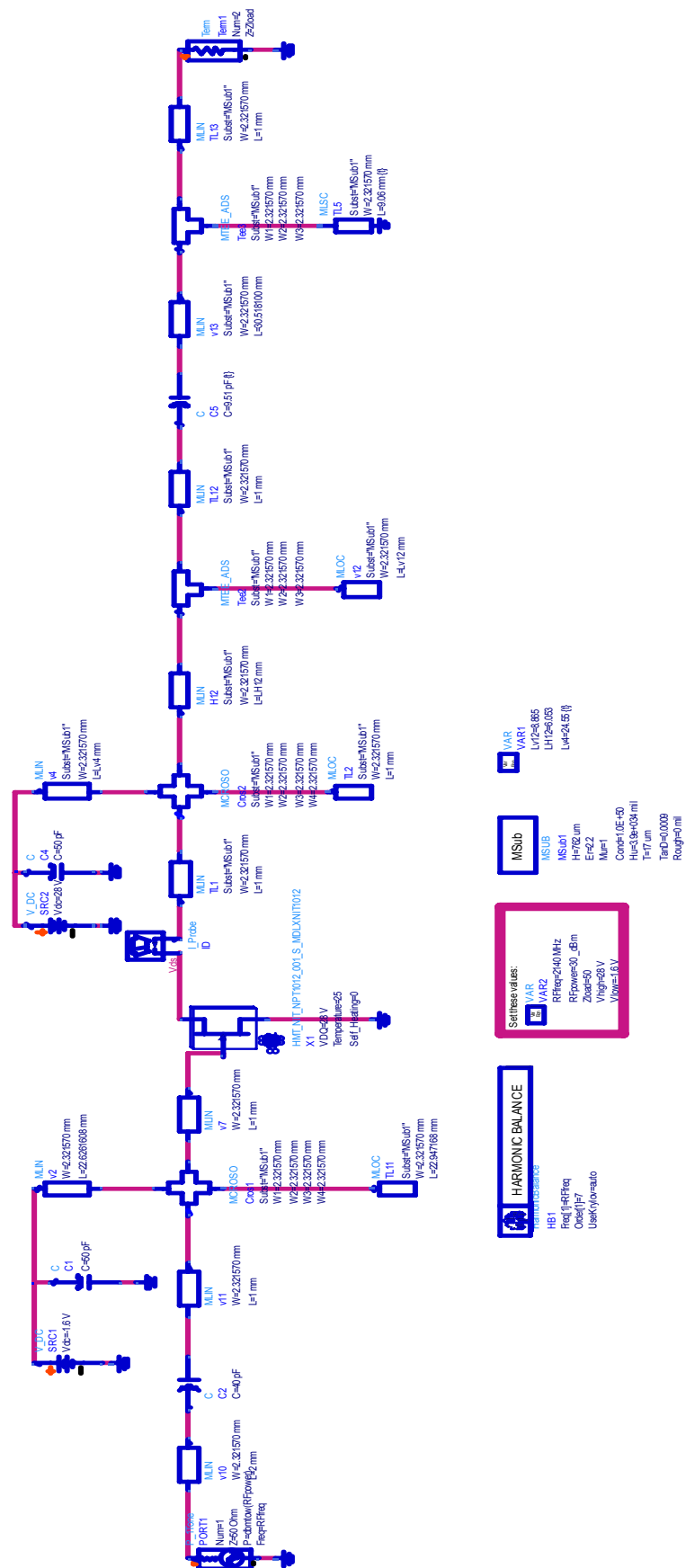


Figure (IV.18) : Schéma global de l'amplificateur de puissance classe F.

IV.12 Résultat de simulation

A) Simulation avec un signal en entrée

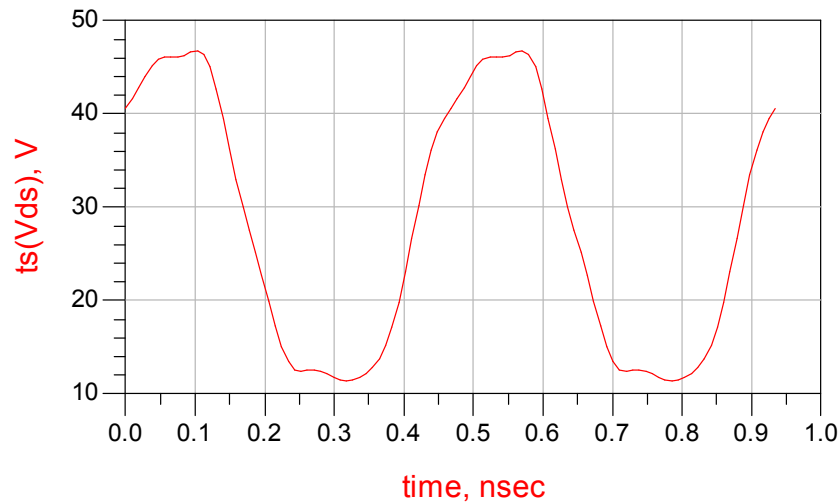


Figure (IV.19) : Variation de la tension V_{DS} en fonction de temps.

Comme le montre la figure (IV.19), la tension de drain de l'amplificateur n'est pas exactement de forme carrée. C'est à cause de la présence de la troisième harmonique seulement. Si les harmoniques d'ordre supérieur sont ajoutées, la tension de drain deviendra de plus en plus carrée. Néanmoins, l'ajout d'harmoniques implique l'ajout de circuits de contrôle d'harmoniques, ce qui complique énormément la conception. Aussi, les concepteurs sont quasi-unanimes pour sacrifier la forme de la tension à la simplicité de conception. En effet, les conceptions publiées sont pratiquement toutes centrées sur uniquement les trois premiers harmoniques en sortie [9] , [10] [11].

La figure (IV.20) montre la variation du courant de drain en fonction du temps. Il se rapproche d'une demi-sinusoïde redressée. D'après les figures (IV.19) et (IV.20), on peut voir que le maximum de courant se produit lorsque la tension est à son minimum et que le minimum se produit lorsque la tension est maximale. En conséquence, la perte de puissance est réduite et l'efficacité augmente.

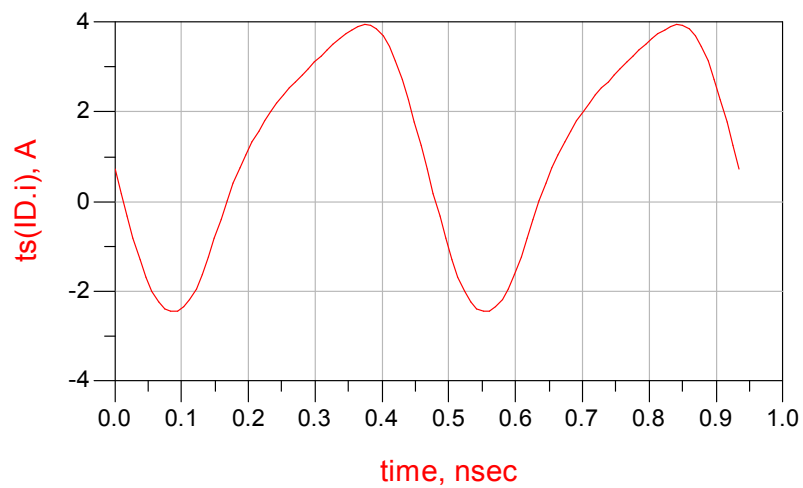


Figure (IV.20) : Variation du courant I_D en fonction de temps.

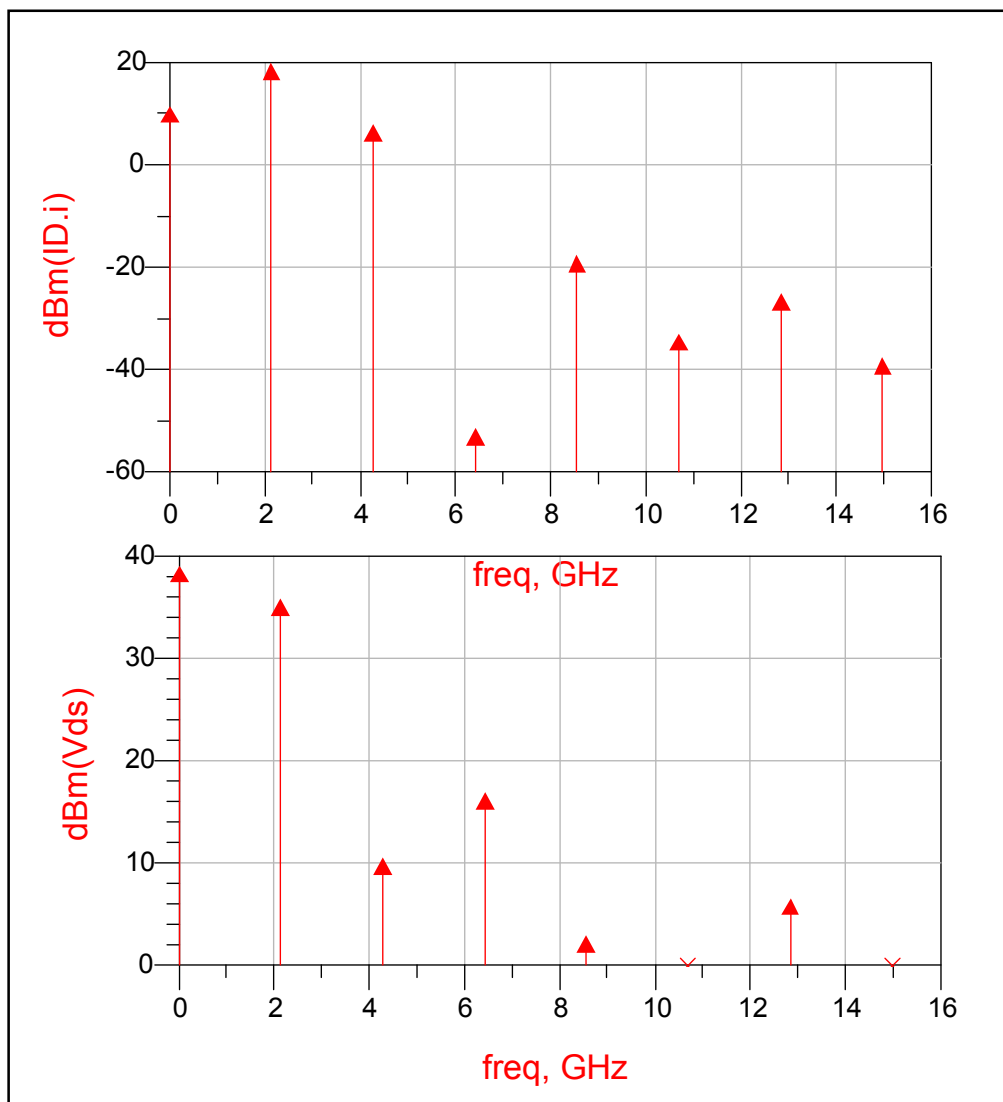


Figure (IV.21) : Spectre fréquentiel de la tension et du courant de drain.

La figure (IV.21), montre que les amplitudes des harmoniques impaires du courant de drain restent faibles par rapport aux harmoniques paires, ce qui rend le courant très proche d'une demie sinusoïde redressé tandis que les harmoniques paires de la tension sont faibles par rapport aux harmoniques impaires, ce qui rend la forme de la tension proche d'un signal carré. En conclusion, l'amplificateur fonctionne bien en classe F.

Les figures (IV.22) et (IV.23) représentent la variation de la PAE et du gain transducique en fonction de la puissance d'entrée. L'efficacité maximale obtenue est autour de 76% de la puissance d'entrée de 31dBm, le point de compression à 1dB est autour de la puissance de 24dBm, le gain est de l'ordre de 16.8dB. Le tableau IV.5 résume les résultats obtenus aux différentes harmoniques.

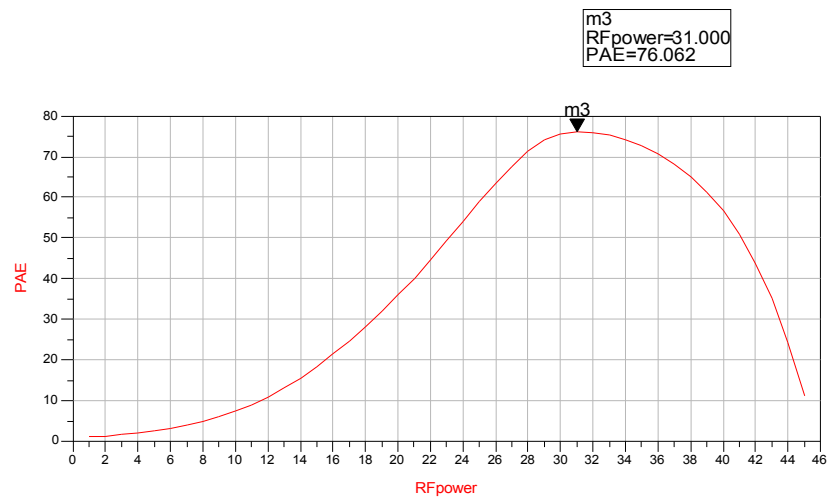


Figure (IV.22) : PAE en fonction de la puissance du signal RF d'entrée

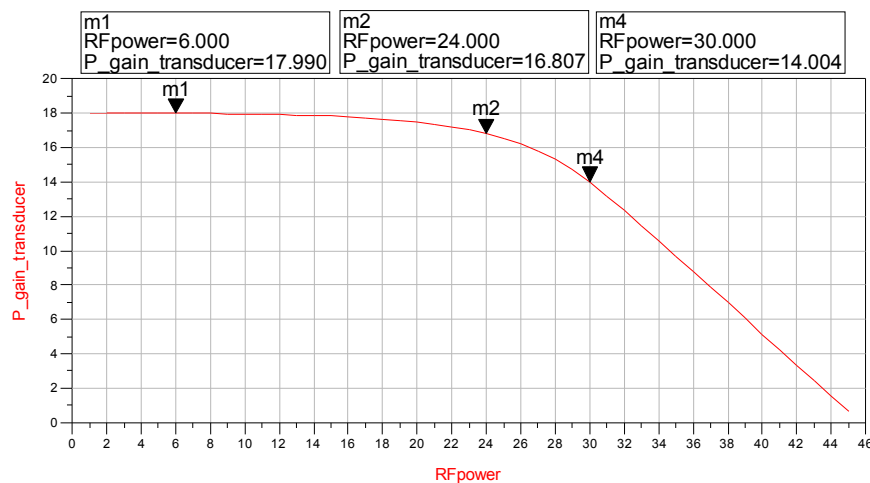


Figure (IV.23): Gain transducique (dB) en fonction de la puissance du signal RF d'entrée en dBm.

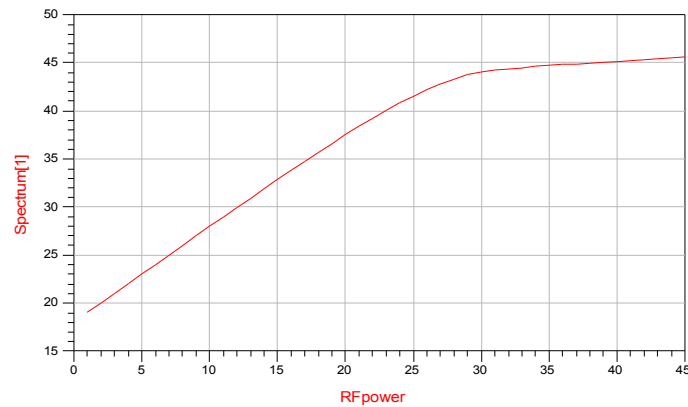


Figure (IV.24) : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

Tableau (IV.5) : Résultats de simulation.

RF power	Second Harmonic dBc	Third Harmonic dBc	Fourth Harmonic dBc	Fifth Harmonic dBc
1.000	-42.271	-89.844	-111.256	-132.309
5.833	-37.455	-79.957	-96.845	-113.450
10.667	-32.671	-69.774	-82.835	-95.913
15.500	-28.027	-59.869	-71.739	-85.515
20.333	-24.195	-53.507	-68.774	-75.098
25.167	-21.206	-50.728	-54.488	-70.144
30.000	-17.772	-51.433	-44.346	-57.428

B) Simulation avec deux signaux en entrée

L'étape suivante consiste à simuler l'amplificateur classe F en utilisant deux signaux en entrée pour évaluer les performances de l'amplificateur lorsque deux signaux sont présents en entrée (analyse *two-tones*).

L'équilibrage harmonique est une technique d'analyse qui détermine le spectre des tensions et des courants d'un circuit ainsi que la puissance ajoutée, l'efficacité de l'amplificateur ...cts, en présence de deux signaux faisant office d'interférence l'un pour l'autre. En tant qu'amplificateur, le circuit conçu devra être relativement insensible aux interférences. C'est le but de l'analyse two-tone. Pour bien évaluer les effets des interférences, les deux fréquences d'entrée devront être très proches pour générer des fréquences d'intermodulation très proches des fréquences de départ (et donc les perturber au maximum) Les deux fréquences qui ont été choisies sont 2140,05 MHz et 2139,95 MHz.

La figure (III.25) montre le spectre des fréquences de la puissance de sortie.

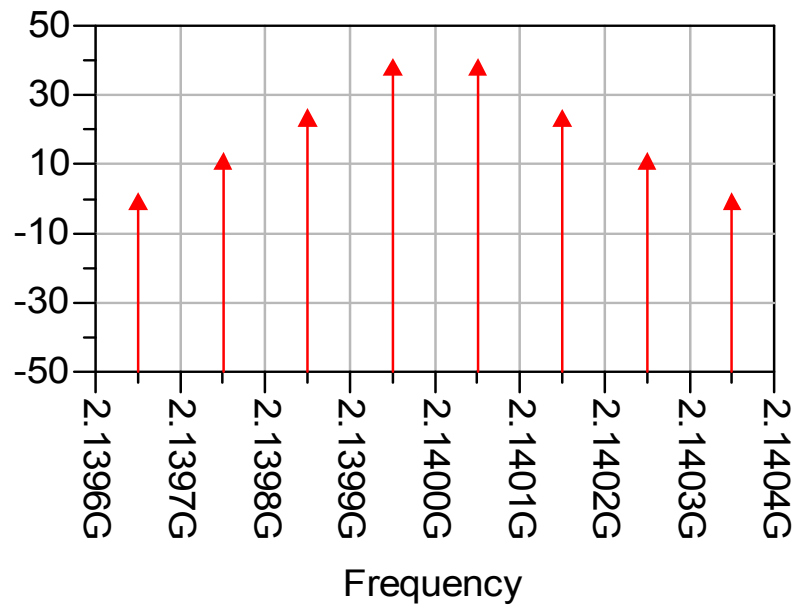


Figure (IV.25) : Spectre de puissance de sortie.

La figure (IV.26) nous montre le gain de puissance en fonction de la puissance de sortie. On constate que le gain est presque constant ce qui est un bon résultat car cela signifie que nous avons de faibles perturbations.

Les figures (IV.27) et (IV.28) montrent les produits d'intermodulation les plus importants de l'amplificateur conçu, soit ceux d'ordre 3 IMD3 et d'ordre 5 IMD5. Les valeurs obtenues pour les produits d'intermodulation d'ordre trois et d'ordre cinq de l'amplificateur conçu sont respectivement de -23.4 dBc et -53.6 dBc par rapport à la puissance crête, et respectivement de -38,2 dBc et -48 dBc à -6 dB de la puissance crête. Ces valeurs sont très acceptables et compatibles avec le cahier de charge (Tableau IV.1).

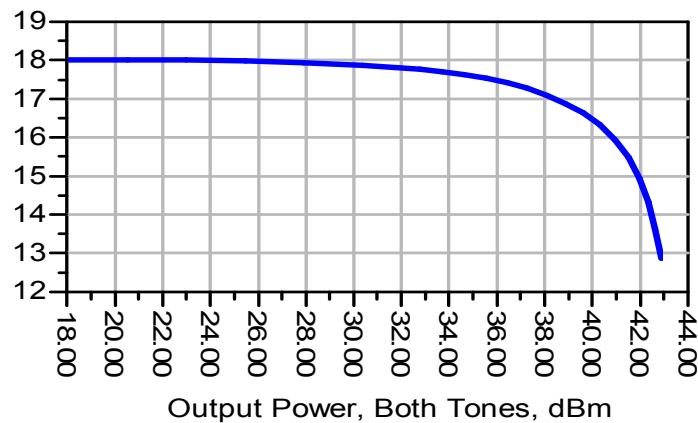


Figure (IV.26) : Gain transductique en fonction de la puissance d'entrée.

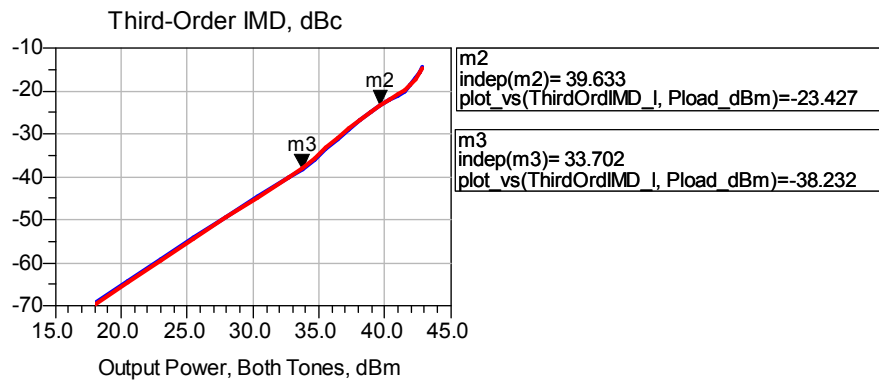


Figure (IV.27) : Produit d'intermodulation d'ordre 3 pour AP classe F (dBc)

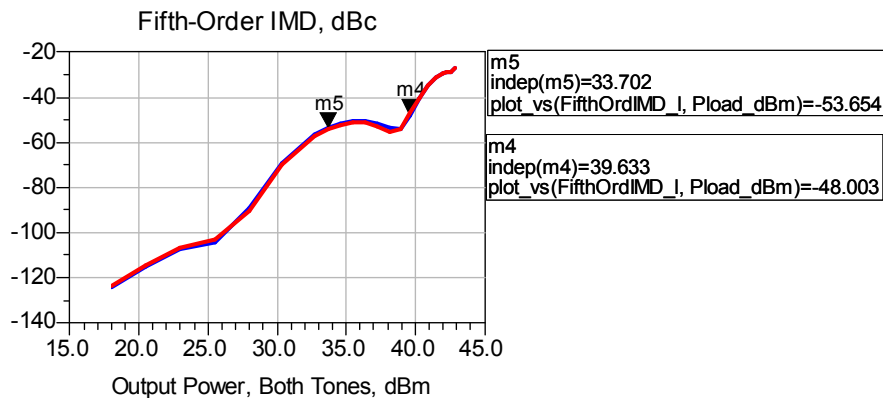


Figure (IV.28) : Produit d'intermodulation d'ordre 5 pour AP classe de F (dBc)

IV.13 Conception d'amplificateur de puissance classe F^{-1}

Dans ce qui suit, nous allons concevoir un amplificateur puissance classe inverse de F, pour voir le quelle est meilleur pour notre application.

La conception des circuits d'adaptation d'entrée et de sortie d'un amplificateur inverse classe F sont les mêmes que pour l'amplificateur de classe F, sauf le circuit de contrôle d'harmoniques. Comme nous le savons, dans un amplificateur de classe F, une impédance élevée est présentée à toutes les harmoniques impaires alors une faible impédance est présentée à toutes les harmoniques paires. En conséquence, la tension de drain est une onde carrée et le courant de drain est une demi-sinusoïde. D'un autre côté, dans l'amplificateur inverse classe F, les formes d'onde sont interchangées nécessitant des terminaisons opposées aux harmoniques par rapport à l'amplificateur classe F. Ici, le courant est d'onde carrée et la

tension est une demi-sinusoïde. Pour réaliser les terminaisons appropriées aux deuxième et troisième harmoniques pour un fonctionnement inverse F, nous avons utilisé le circuit de la figure 28.

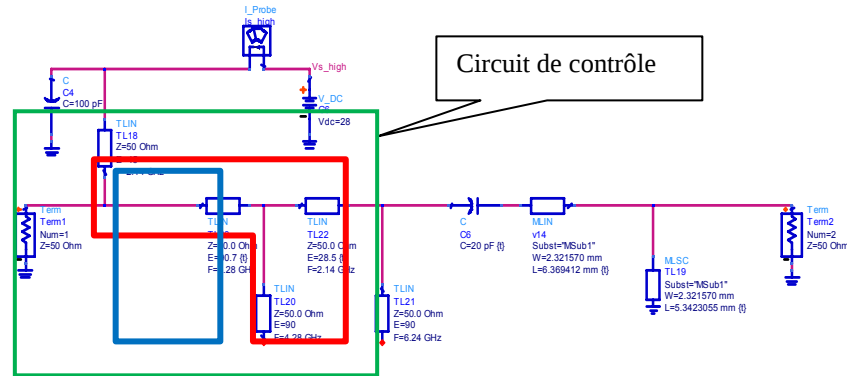


Figure (IV.29) : Circuit de sortie de l'amplificateur inverse classe F.

Le circuit de contrôle contient deux lignes quart d'onde circuit ouvert à la seconde et la troisième harmonique et deux lignes en série. La combinaison de ces lignes nous permet d'avoir une forte impédance à la seconde harmonique (4.28GHz) et une impédance très faible à la troisième harmonique (6.42GHz) (Figure 29).

Le gain de puissance simulé et les courbes de PAE, donnés respectivement aux figures 30 et 31, montrent des résultats satisfaisants.

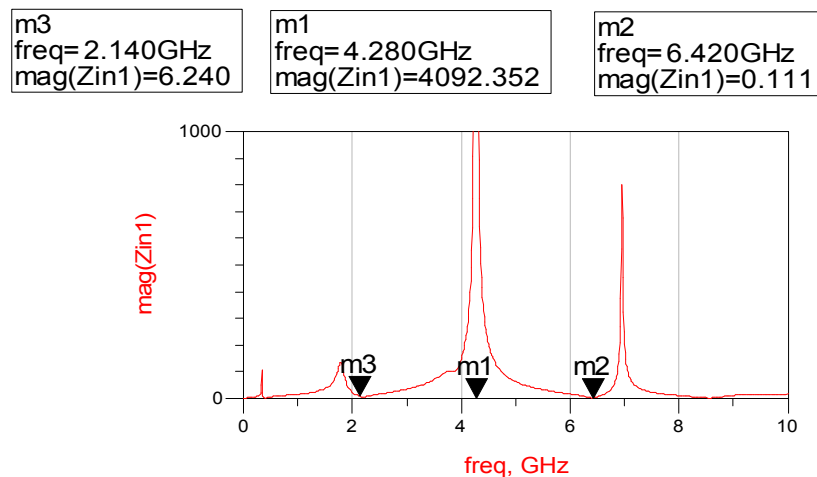


Figure (IV.30) : Impédance d'entrée du circuit d'adaptation de la sortie.

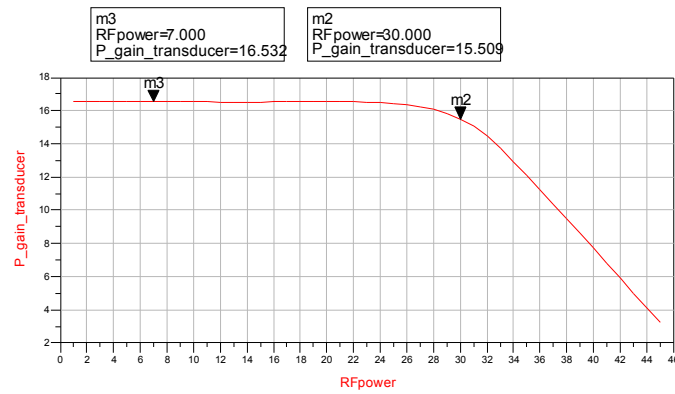


Figure (IV.31) : Gain G_T en fonction de la puissance d'entrée.

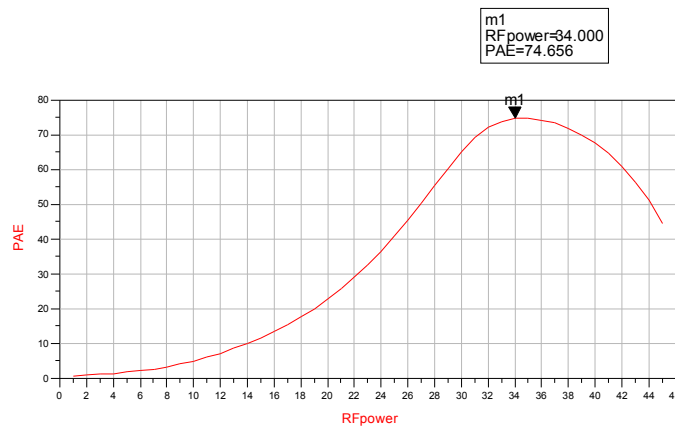


Figure (IV.32) : PAE en fonction de la puissance d'entrée.

Les figures (IV.31) et (IV.32) représentent la variation de la PAE et du gain transducique en fonction de la puissance d'entrée de l'amplificateur inverse de F. L'efficacité maximale obtenue est autour de 74.6% de la puissance d'entrée de 34dBm, le point de compression à 1dB est autour de la puissance de 30dBm, le gain est de l'ordre de 16.5dB.

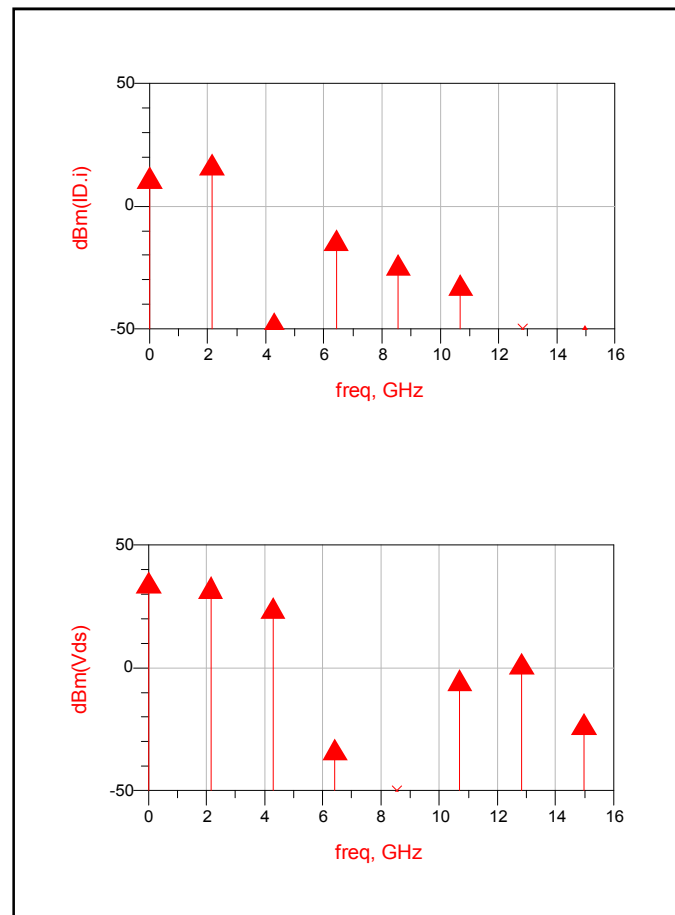


Figure (IV.33) : Spectre fréquentiel de la tension et du courant de drain

La figure IV.33 nous montre que l'amplificateur fonctionne bien en classe inverse de F.

Les figures IV.34, IV.35 et IV 36, représentent les résultats de simulation deux tone de l'amplificateur classe inverse de F.

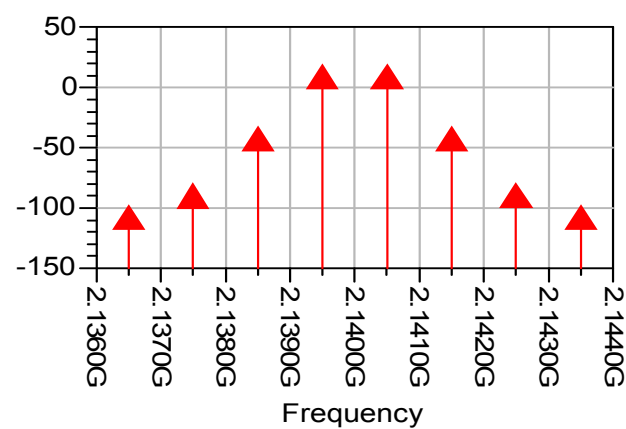


Figure (IV.34) : Spectre de puissance de sortie.

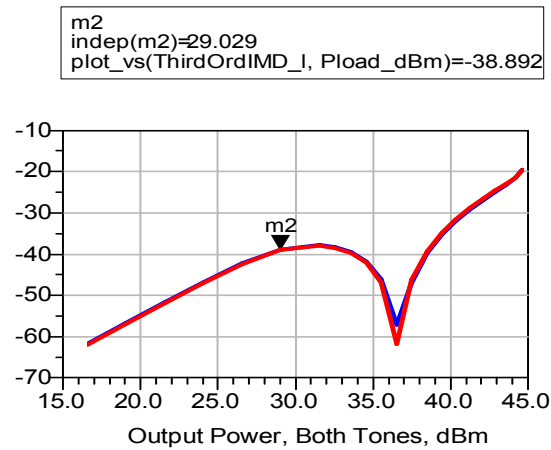


Figure (IV.35) : Produit d'intermodulation d'ordre 3 pour AP de classe F^{-1} (dBc)

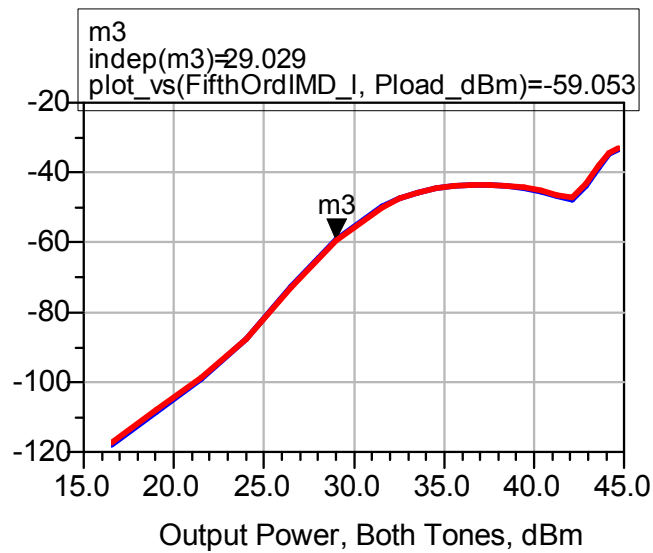


Figure (IV.36) : Produit d'intermodulation d'ordre 5 pour AP classe de F^{-1} (dBc).

Les figures (IV.35) et (IV.36) montrent les produits d'intermodulation d'ordre 3 IMD3 et d'ordre 5 de l'amplificateur inverse de F. Les valeurs obtenues pour les produits d'intermodulation d'ordre trois et d'ordre cinq de l'amplificateur conçu sont respectivement est de -38.89dBc et -59dBc pour une puissance d'entrée de 30 dBm.

IV.14. Conclusion

Ce chapitre a détaillé les différentes étapes de conception d'un amplificateur de puissance classe F et d'un amplificateur de puissance inverse classe F. Les résultats de simulation sont en bon accord avec le cahier de charge et les spécifications exigées par le standard UMTS/WCDMA pour lequel le circuit a été conçu. Néanmoins nous avons constaté que les performances en termes d'efficacité sont meilleures pour l'amplificateur classe F qui donne une efficacité de 76%.

Cette performance peut se comparer à celles publiées par différents auteurs. En effet, même si notre résultat est un résultat simulé alors que ceux publiés sont expérimentaux, il reste que notre performance est largement acceptable (Tableau IV-6).

Tableau IV-6 Comparaison des performances de différente APs classe F

Référence	[12]	[13]	[14]	[15]	[16]	Classe F
f_c (GHz)	2	2	1.9	2.4	2.14	2.14
PAE (%)	70.5	76	63	59	70.9	76
P_{out} (dBm)	19.85	21	30	22.2	40.2	44
Device	GaAs pHEMT	GaAs pHEMT	GaAs FET	GaAs MESFET	GaN HEMT	GaN HEMT

N.B : les résultats des travaux sont des résultats mesurés.

Bibliographie

- [1] Ch.GENTILI, Amplificateur et Oscillateurs micro-ondes, Collection technologies, Edition Masson, 1984, P51.
- [2] S. Gao, P. Butterworth, S. Ooi, and A. Sambell, Microwave Class-F Power Amplifier Design Including Input Harmonic Terminations. IEEE 2005.
- [3] P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, and V. Teppati, "An approach to harmonic load- and source-pull measurements for high-efficiency PA design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 52, pp. 191–198, Jan. 2004.
- [4] Kai Shing Tsang, **Class-F Power Amplifier with Maximized PAE**, Master thesis, Faculty of California Polytechnic State University, August 2010.
- [5] S. Gaol, P. Butterworth', A. Sambell', C. Sanabria2, H. Xu2, S. Heikman2, U. Mishra2 and R. A. York2, Microwave Class-F and Inverse Class-F Power Amplifiers Designs using GaN Technology and GaAs pHEMT, Proceedings of the 1st European Microwave Integrated Circuits Conference 2006.
- [6] Agilent's ADS Documentation, "Load-Pull Simulation Using ADS," Andy How-ard, *Application's Engineer*, 28.May. 2002.
- [7] Renato Negra, Fadhel M. Ghannouchi, and Werner Bächtold, and Design Optimization of Multiharmonic Transmission-Line Load Networks for Class-E and Class-F K-Band MMIC Power Amplifiers, *ieee transactions on microwave theory and techniques*, vol. 55, no. 6, JUNE 2007.
- [8] Muthuswamy Venkataramani, Efficiency Improvement of WCDMA Base Station Transmitters using Class-F power amplifiers, *Master's Thesis Report*, Feb. 2004, Virginia Polytechnic Institute and State University.
- [9] F.H. Raab, Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 45, 1997.
- [10] Young Yun Woo, Youngoo Yang and Bumman Kim, Analysis and Experiments for High-Efficiency Class-F and Inverse Class-F Power Amplifiers, *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, VOL. 54, NO. 5, MAY 2006
- [11] Shichang Chen, and Quan Xue, A Class-F Power Amplifier With CMRC, *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, VOL. 21, NO. 1, JANUARY 2011.
- [12] M. Wren, T.J. Brazil, "Experimental class-F Power Amplifier Design using Computationally Efficient and Accurate Large-Signal pHEMT Model," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 53, pp.1723-1731, May 2005.
- [13] S. Gao, P. Butterworth, S. Ooi, A. Sambell, "High-Efficiency Power Amplifier Design Including Input Harmonic Termination," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, Vol. 16, pp. 81-83, February 2005.
- [14] J. Sun, B .Li, Y.W.M. Chia, "A novel CDMA Power Amplifier for High Efficiency and Linearity," *Proc. IEEE Vehicular Tech. Conf.*, pp. 2044-2047, Sep-tember 1999.

- [15] I. Lin, M. Devincenstis, C. Caloz, T Itoh, "Arbitrary Dual-Band Components using Composite Right/Left-Handed Transmission lines," *IEEE Trans. Microwave The-ory Tech.* Vol. 53, pp. 1142-1149, April 2005.
- [16] Y. Sub Lee, M. Woo Lee, Y. Ha Jeong, "High-Efficiency Class-F GaN HEMT Amplifier with Simple Parasitic-Compensation Circuit," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 18, pp. 55-57, January 2008.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce travail, des amplificateurs classe F et inverse F pour le standard UMTS WCDMA ont été conçus et simulés en utilisant le transistor GaN NPT1012 de Nitronex. Les amplificateurs ont été polarisés en classe AB.

Au cours de ce mémoire, les amplificateurs de puissance conventionnels tels que les amplificateurs de puissance de classe A, AB, B et C ainsi que les amplificateurs de puissance à haute efficacité tels que ceux de classe E ont été discutés. Suite à cela, une discussion détaillée sur la théorie de l'amplificateur classe F a été fournie.

Basé sur ce concept, des amplificateurs classe F et inverse F ont été conçus. La sélection des points de polarisation optimale, la conception des réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie et la conception des terminaisons appropriées aux harmoniques ont été discutés pour classe F et inverse F. Les designs ont été simulés à l'aide du logiciel de conception ADS d'Agilent. Deux amplificateurs étaient alors conçus afin d'améliorer la PAE de circuit. Les résultats de simulation ont été comparés avec d'autres travaux, et ils sont en bon accord avec les standards et normes en vigueur.

Ce travail devrait être poursuivi en implantant d'autres types de transistors permettant de comparer leurs avantages et inconvénients. En effet, si le GaN est un transistor d'avenir en électronique de puissance, il reste très onéreux et encore mal maîtrisé technologiquement. Il pourrait donc être efficacement remplacé par d'autres types de transistors dans des applications où une grande efficacité est certes recherchée mais sans une très grande puissance de sortie.

Une intégration pourrait aussi être envisagée car la dissipation de puissance des amplificateurs de puissance dans les circuits intégrés reste un domaine de recherche actuel.

Enfin, la modélisation et la caractérisation de transistors GaN en régime non linéaire est un autre grand domaine de recherche encore perfectible.