

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DEPARTEMENT D'EL ECTRONIQUE

Laboratoire de Télécommunications

Mémoire de Magister
Option : Télécommunications

Présenté par

LOUNICI SOUAD

Ingénieur d'Etat en électronique (U.S.T.H.B)
En vue de l'obtention du diplôme de

Mémoire de Magister en électronique Option : Télécommunications

Thème

**Conception d'un Amplificateur de Puissance
Micro-onde de type Doherty**

Soutenue le Lundi 18 décembre 2006 à L'ENP devant le jury composé de :

Monsieur R.AKSAS Professeur à l'ENP Président

Monsieur M. TRABELSI Maître de conférences à l'ENP Directeur de thèse

Monsieur M. HADDADI Professeur à l'ENP Examineur

Monsieur Z. TERRA chargé de cours à l'ENP Examineur

Monsieur B. BOUSSEKKSOU chargé de cours à l'ENP Examineur

Ecole Nationale Polytechnique,
10 Avenue Hassen Badi, BP 182, El-Harrach, Alger, Algérie.

Dédicaces

À ma très chère mère,

À mon petit bébé Zakaria,

À mon époux,

À ma sœur Houda,

À mes frères,

À toutes mes connaissances et amies,

Je dédie ce travail.

Souad

Remerciements



Ce mémoire a été effectué au sein du laboratoire des télécommunications du département d'électronique de l'Ecole Nationale Polytechnique (E.N.P), sous la direction du Dr. M. TRABELSI, Maître de conférence à l'E.N.P.

Je tiens à lui exprimer mes plus sincères remerciements pour m'avoir offert l'opportunité d'explorer le domaine des micro-ondes et de m'avoir accueilli dans son laboratoire, je le remercie aussi pour ses précieux conseils et son aide sans réserve tout au long de ce projet. Je tiens également à lui exprimer ma gratitude pour sa patience avec moi pendant les années de travail et aussi lui présenter toutes mes excuses pour tous dérangements ou autres.

J'exprime ma plus sincère gratitude au Dr. R. AKSAS, responsable du laboratoire des télécommunications pour avoir mis à ma disposition tout le matériel nécessaire pour accomplir ce travail.

Aussi, je tiens à remercier la secrétaire du département d'électronique M. ZAHIA pour sa gentillesse et sa modestie.

Je remercie vivement les membres du jury pour avoir bien voulu accepter d'examiner ce travail.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont, de près ou de loin, contribué à la réalisation et l'amélioration de ce travail.

أخضعت أجهزة الاتصالات الحديثة مضخمات الاستطاعة لإشارات جد معقدة أين تمثل الخطية و المر دودية خاصيتان إضافيتان أساسيتان من أجل الحصول على قدرات جيدة عامة لهذا التركيب. في الأعوام الأخيرة، هناك طلب كبير لتحسين هاتان الخاصيتان لمضخمات الاستطاعة. من أجل هذا ابتكرت تقنية جديدة تسمى تقنية دوهرتي تسمح بتثبيت المر دود في مجال واسع لتغيرات استطاعة الدخول. في هذا السياق، يقترح العمل المقدم في هذه المذكرة تصورا مثاليا لمضخمات الاستطاعة وذلك باستعمال تقنية دوهرتي التي تسمح بحل هذا الإشكال و بالتالي تحسين مرد ودية و خطية التركيب المضخم. عملية تصور لقدرات هذا المضخم باستعمال عدة طرق مقترحة مع تغييرات مثالية بغرض الحصول على نتائج أفضل وذلك باستعمال برنامج تصورات موافق. بما أن مجال عمل الهوائف النقالية يكون عادة بجوار 1.8 جيقا هرتز ، فإن تواتر عمل مضخم دوهرتي حددت بهذه القيمة.

كلمات مفتاحية : تقنية دوهرتي ، مضخم الاستطاعة ، تصميم في التوترات العلية ، مقال MESFET ، المر دودية ، الخطية.

Abstract

The modern telecommunication systems subjected power amplifiers to increasingly complex signals, thus linearity and efficiency are capitals criterions for the global performance of the system. In recent years, there has been a strong demand to improve these criterions of power amplifiers for wireless communications. For that, a new technique called Doherty technique was used to allow maintaining the efficiency of the power amplifier across a wide range of variation of the input power. In this context, the work presented in this memory proposes an optimized design of Doherty power amplifier allowing answering these constraints and to improve the linearity as well as the efficiency of the amplifying system. A simulation of the performances of this amplifier using various topologies suggested with optimization with was to carry out for goal to obtain the best reconsider and that by using adequate software of simulations. As the field of mobile radiotelephony operates in the vicinity of 1.8 GHz, the chows of the work frequency of this Doherty amplifier is fixed at this value.

Key words: Doherty technique, Power amplifier, Microwaves design, MESFET Transistors.

Résumé

Les systèmes de communications modernes ont soumis les amplificateurs de puissance à des signaux de plus en plus complexes ou la linéarité et le rendement demeurent des critères capitaux supplémentaires pour les performances globales du système. Ces dernières années, il y a eu une grande demande d'amélioration de ces critères pour les amplificateurs de puissances en radio communications. Pour cela, une nouvelle technique appelée technique Doherty a été mie au point permettant le maintien du rendement sur une large variation de la puissance d'entrée. Dans ce contexte, le travail présenté dans ce mémoire propose une conception optimisée d'amplificateur de puissance de type Doherty permettant de répondre à ces contraintes et d'améliorer la linéarité ainsi que le rendement du système amplificateur. Une simulation des performances de cet amplificateur utilisant différentes topologies proposées avec optimisation a été effectuée pour but d'obtenir de meilleures réponses et cela en utilisant un logiciel de simulations approprié. Comme le domaine de radiotéléphonie mobile opère au voisinage de 1.8 GHz, le chois de la fréquence de travail de cet amplificateur Doherty est fixé à cette valeur.

Mots clés : Technique Doherty, Amplificateur de puissance, Conception micro-onde, Transistors MESFET, rendement, linéarité.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....1

CHAPITRE I : Les transistors de puissance

I.1. Introduction.....3

I.2. Transistors bipolaires micro-ondes.....3

 I.2.1. Introduction.....3

 I.2.2. Le transistor bipolaire à hétéro-jonction.....4

 I.2.3. Caractéristiques hyperfréquences des HBTs.....4

 I.2.4. Effets parasites non linéaires des transistors bipolaires.....5

 I.2.4.1. Diodes de fuites..... 5

 I.2.4.2. L'Effet Kirk.....5

 I.2.4.3. Phénomène d'avalanche.....5

 I.2.4.4. L'Effet de quasi-saturation.....6

 I.2.4.5. Modulation de la largeur de base.....6

 I.2.4.6. Phénomène d'emballement thermique.....6

I.3. Transistors micro-ondes à effet de champ.....6

 I.3.1. Introduction.....6

 I.3.2. Principe de fonctionnement des transistors MESFET.....7

 I.3.3. Les transistors HEMTs.....8

 I.3.4. Effets parasites non linéaires dans les FETS.....9

 I.3.4.1. Effets à dynamiques lentes.....9

 I.3.4.2. Effets thermiques dans les FETS.....9

I.4. Modélisation des transistors.....9

 I.4.1. Introduction.....9

 I.4.2. Modélisation du HBT.....10

 I.4.3. Modélisation du MESFET.....11

 I.4.3.1. Modèle petit signal.....11

 I.4.3.2. Modèle non linéaire.....13

 I.4.3.3. Modèle de Statz.....15

I.5. Conclusion.....15

CHAPITRE II : Théorie d'analyse des circuits micro-ondes

II.1 Introduction.....	17
II.2 Analyse linéaire.....	17
II.3 Analyse non linéaire.....	19
II.3.1 Méthodes temporelles.....	20
II.3.2 Méthodes fréquentielles : Séries de Volterra.....	20
II.3.3 Méthodes hybrides : L'équilibrage harmonique.....	22
II.3.3.1. Introduction.....	22
II.3.3.2. Principe de l'harmonique balance.....	22
II.4. Conclusion.....	25

CHAPITRE III : Les Amplificateurs de puissance

III.1. Introduction.....	26
III.2. Classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance.....	26
III.2.1. Fonctionnement fondamental.....	26
III.2.2. Classes de fonctionnement.....	27
III.2.2.1. Classes de fonctionnement sinusoïdales.....	28
III.2.2.1.1. Classe A.....	28
III.2.2.1.2. Classe AB.....	28
III.2.2.1.3. Classe B.....	28
III.2.2.1.4. Classe C.....	28
III.2.2.2. Classes de fonctionnement en commutation.....	29
III.2.2.2.1. Classe D.....	29
III.2.2.2.2. Classe E.....	30
III.2.2.3. Classe F.....	30
III.2.2.4. Classe S.....	30
III.3. Caractéristiques fondamentales des amplificateurs de puissances.....	30
III.3.1. Bilan des puissances mises en jeu.....	30
III.3.2. Puissances RF à la fréquence f_0	31
III.3.3. Gain en puissance.....	32
III.3.4. Compression en puissance.....	32
III.3.5. Rendement électrique.....	33
III.3.6. Facteurs caractéristiques.....	33
III.3.6.1. Courbe AM/AM et AM/PM.....	33
III.3.6.2. Input Back Off (IBO) et Output Back Off (OBO).....	34
III.3.6.3. Intermodulation D'ordre (C/I_3).....	34
III.3.6.4. Adjacent Channel Power Ratio (ACPR).....	36
III.3.6.5. Noise Power Ratio (NPR).....	36
III.4. Conclusion.....	37

CHAPITRE IV : Théorie des amplificateurs de puissance de type Doherty

IV.1. Introduction.....	38
IV.2. Principe de la technique.....	38
IV.3. Coupleurs d'entrée.....	39
IV.3. 1. Coupleur à branches.....	39
IV.3. 2. Diviseur de Wilkinson hybride.....	40
IV.4. Détermination des impédances de charge vue par les deux amplificateurs.....	41
IV.5. Détermination de l'impédance caractéristique de la ligne Quart d'onde de sortie.....	43
IV.6. Calcul du rendement total.....	43
IV.7. Doherty à plusieurs étages.....	46
IV.7.1. Doherty à trois étages.....	46
IV.7.2. Principe.....	46
IV.7.3. Calcul du rendement total.....	48

CHAPITRE V : Conception d'un Amplificateur de type Doherty

V.1. Introduction.....	53
V.2. Conception de l'amplificateur Doherty.....	53
V.2.1. Choix du transistor et de la classe de fonctionnement.....	54
V.2.2. Choix de la technologie des circuits passifs.....	54
V.2.3. Choix du coupleur d'entrée.....	54
V.2.4. Détermination des coefficients de réflexion source/charge.....	59
V.2.5. Etude de la stabilité.....	64
V.2.6. Conception des circuits d'adaptation.....	70
V.2.7. Conception des circuits de polarisation.....	74
V.2.8. Choix des condensateurs de liaison.....	75
V.3. Synthèse des circuits passifs.....	75
V.4. Application de la technique d'équivalence des lignes quart d'ondes.....	76

CHAPITRE VI : Simulations et Résultats

VI.1. Introduction.....	78
VI.2. Simulation des amplificateurs conventionnels.....	79

VI.3. Simulation des amplificateurs Doherty	85
VI.3.1. Amplificateur principal en classe AB.....	85
VI.3.2. Amplificateur principal en classe B.....	88
VI.4. Etude comparative.....	90
VI.5. Application de la technique d'équivalence des lignes quart d'ondes.....	92
CONCLUSION GENERALE.....	95

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXES

ANNEXE A

ANNEXE B

ANNEXE C

ANNEXE D

ANNEXE E

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : Les transistors de puissance

Figure I.1 : Vue en coupe du MESFET sur AsGa	7
Figure I.2: Modèle non linéaire électrothermique d'un transistor bipolaire [2].....	11
Figure I.3 : Schéma équivalent classique petit signal du MESFET [1].....	12
Figure I.4 : Schéma équivalent classique non linéaire du MESFET [3].....	14

CHAPITRE II : Théorie d'analyse des circuits micro-ondes

Figure II.1 : Représentation d'un dipôle non linéaire	17
Figure II.2 : Exemple de connexions dans un circuit donné.....	18
Figure II.3 : Représentation schématique d'une série de Volterra.....	21
Figure II.4 : Séparation des composants linéaires et non linéaires.....	23
Figure II.5: Algorithme d'équilibrage harmonique.....	23

CHAPITRE III : Les Amplificateurs de puissance

Figure III.1 : Schéma de principe d'un amplificateur	27
Figure III.2 : Schématisation d'un système non linéaire.....	27
Figure III.3 : Bilan des puissances d'un amplificateur de puissance.....	31
Figure III.4 : Spectre de sortie d'un dispositif non linéaire.....	35
Figure III.5 : Spectres du NPR d'entrée et de sortie d'une non linéarité.....	37

CHAPITRE IV : Théorie des amplificateurs de puissance de type Doherty

Figure IV.1 : Schéma de principe d'un amplificateur Doherty.....	39
Figure IV.2 : Coupleur à branches en technologie microruban [14].....	40
Figure IV.3 : Diviseur de Wilkinson hybride [14].....	40
Figure IV.4 : Schéma équivalent en sortie du Doherty.....	41
Figure IV.5 : Circuit d'analyse de la technique Doherty avant le point de transition.....	44
Figure IV.6 : Circuit de détermination des impédances au dessus du point de transition.....	45
Figure IV.7 : Evolution du rendement d'un amplificateur Doherty.....	46
Figure IV.8 : Schéma de principe d'un amplificateur Doherty à trois étages.....	47
Figure IV.9 : Circuit d'analyse de la technique Doherty à trois étages avant le point α_1	48
Figure IV.10 : Circuit d'analyse de la technique Doherty à trois étages entre les deux points de transition.....	49
Figure IV.11 : Circuit d'analyse de la technique Doherty à trois étages après le point α_2	50
Figure IV.12 : Evolution du rendement d'un amplificateur Doherty à trois étages.....	51

CHAPITRE V : Conception d'un Amplificateur de type Doherty

Figure V.1 : Schéma de principe d'un amplificateur Doherty	53
Figure V.2 : Paramètres de dispersion du coupleur à branches.....	55
Figure V.3 : Paramètres de dispersion du Wilkinson.....	55
Figure V.4 : Paramètres S_{ij} optimisés	56
Figure V.5 : Diviseur de Wilkinson à impédance Z_T arbitraire.....	57
Figure V.6 : Modules des S_{ij} pour différentes valeurs de k	58
Figure V.7 : Amplificateur avec ses réseaux d'adaptation entrée/sortie.....	59
Figure V.8 : Caractéristique statique de l'ATF-34143 [Annexe C].....	60
Figure V.9 : Caractéristiques statiques simulées de l'ATF-34143.....	61
Figure V.10: Organigramme de la méthode itérative pour le calcul des coefficients de réflexion.....	63
Figure V.11 : Evolution des paramètres K et $ \Delta $ en fonction de la fréquence.....	64
Figure V.12 : Représentation des cercles de stabilité et des coefficients de réflexion.....	65
Figure V.13 : Contre réaction série-série utilisant une inductance.....	65
Figure V.14 : Evolution des fonctions $F_g(L_c)$ et $F_L(L_c)$ en fonction de L_c	67
Figure V.15 : Evolution du gain de transfert en fonction de L_c	67
Figure V.16 : Cercles de stabilité pour les cas de stabilité conditionnelle.....	69
Figure V.17 : La topologie proposée de l'amplificateur Doherty [19].....	70
Figure V.18 : Topologie du coupleur de Wilkinson utilisée [19].....	71
Figure V.19 : Diviseur de Wilkinson arbitraire en technologie microruban.....	72
Figure V.20 : Cellule d'adaptation à base d'éléments localisés.....	73
Figure V.21 : Convergence de $ \Gamma_L $ par la méthode itérative.....	73
Figure V.22 : : Circuit de polarisation à constantes localisées.....	74
Figure V.23 : I_{DS} en fonction de V_{GS} pour $V_{DS} = 3.66v$	74
Figure V.24 : Circuit équivalent d'une ligne quart d'onde avec deux capacités.....	76
Figure V.25 : Schéma équivalent du circuit de sortie de l'amplificateur Doherty.....	76

CHAPITRE VI : Simulations et Résultats

Figure VI.1 : Schéma de simulation de l'amplificateur conventionnel en classe AB.....	79
Figure VI.2 : Schéma de simulation de l'amplificateur conventionnel en classe B.....	80
Figure VI.3 : Schéma de simulation de l'amplificateur conventionnel en classe C.....	80
Figure VI.4 : Puissance de sortie des amplificateurs conventionnels.....	81
Figure VI.5 : Rendement en puissance ajoutée des amplificateurs conventionnels.....	81
Figure VI.6 : Gain en puissance des amplificateurs conventionnels.....	82
Figure VI.7 : Puissance de sortie à 1 dB de compression d'un amplificateur conventionnel en classe AB.....	82
Figure VI.8 : Puissance de sortie à 1 dB de compression d'un amplificateur conventionnel en classe B.....	83
Figure VI.9 : Puissance de sortie à 1 dB de compression d'un amplificateur conventionnel en classe C.....	83
Figure VI.10 : Puissances du IM1 et IM3 d'un amplificateur conventionnel en classe AB....	84
Figure VI.11 : Puissances du IM1 et IM3 d'un amplificateur conventionnel en classe AB....	84

Figure VI.12 : Puissances du IM1 et IM3 d'un amplificateur conventionnel en classe C.....	85
Figure VI.13 : Schéma de simulation d'un DCB-AB.....	86
Figure VI.14 : Schéma de simulation d'un DDWH-AB.....	86
Figure VI.15 : Schéma de simulation d'un DDWA-AB.....	87
Figure VI.16 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée	87
Figure VI.17 : Rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée.....	88
Figure VI.18 : Gain en fonction de la puissance d'entrée.....	88
Figure VI.19 : Puissance de sortie des amplificateurs Doherty.....	89
Figure VI.20 : Rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée.....	89
Figure VI.21 : Gain en fonction de la puissance d'entrée	89
Figure VI.22 : Puissance de sortie à 1 dB de compression du DDWB.....	90
Figure VI.23 : Puissances du fondamental (IM1) et du produit d'intermodulation d'ordre trois 5IM3) du DDWHB.....	90
Figure VI.24 : Puissance de sortie des amplificateurs conventionnel et du DDWHB.....	91
Figure VI.25 : Rendement en puissance ajoutée des amplificateurs conventionnel et du DDWHB.....	91
Figure VI.26 : Gain en puissance des amplificateurs conventionnel et du DDWHB.....	91
Figure VI.27 : Schéma de simulation d'un DDWH-B avec technique d'équivalence des lignes quart d'ondes en sortie.....	92
Figure VI.28 : Puissance de sortie des DDWH-B pour différentes valeurs de θ	93
Figure VI.29 : Rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée.....	93
Figure VI.30 : Gain en puissance des DDWH-B pour différentes valeurs de θ	93

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : Paramètres du modèle de Statz.....	15
Tableau III.1 : Classes de fonctionnement sinusoïdales.....	29
Tableau IV.2 : Différents modes de fonctionnement d'un amplificateur Doherty.....	43
Tableau IV.3 : Différents modes de fonctionnement d'un DPA à trois étages.....	47
Tableau IV.4 : Performances des amplificateurs utilisant la technique Doherty [12].....	52
Tableau V.1 : Valeurs de Z_T , Z_C , R , w et l pour différentes valeurs de K	57
Tableau V.2 : Paramètres de l'ensemble transistor-self L_c	66
Tableau V.3 : Valeurs de $ \Delta $, de K et de G_T pour différentes valeurs de L_c	68
Tableau V.4 : Valeurs de K , Z_T , Z_C , R et de ΔG_T pour différentes valeurs de L_c	71
Tableau V.5 : Synthèse des éléments passifs d'entrée.....	75
Tableau V.6 : Synthèse des éléments passifs de sortie.....	76
Tableau V.7 : Résultats de calculs et synthèse pour la ligne quart d'onde d'entrée.....	77
Tableau V.8 : Résultats de calculs et synthèse pour la 1 ^{ère} ligne quart d'onde de sortie.....	77
Tableau V.9 : Résultats de calculs et synthèse de la 2 ^{ème} ligne quart d'onde de sortie.....	77

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Au cours des dernières années, les systèmes de télécommunications ont évolué de façon spectaculaire que ce soit des applications grand public, satellite ou radar. Cette évolution se traduit notamment par une amélioration de la qualité des services qui requièrent une quantité considérable d'information à transmettre.

Pour répondre à ce besoin, les systèmes de télécommunications modernes ont vu leurs architectures modifiées afin de pouvoir utiliser des modulations numériques capables de transmettre des débits binaires de plus en plus élevés. Ces nouvelles techniques de modulation ont conduit à de nouvelles méthodes de conception afin de satisfaire les spécifications des normes associées à ces modulations.

Pour tous les pays, les télécommunications sont une priorité incontournable. Les rapides développements de la recherche et de l'industrialisation ont permis à un large public d'accéder aux moyens modernes de systèmes de télécommunications. Dans tous ces systèmes, la partie émission contient l'un des éléments le plus délicat à concevoir : l'amplificateur de puissance, la consommation d'énergie de cet élément est la plus importante et la linéarité est un critère important pour assurer la qualité de la transmission.

L'amplification des signaux à enveloppe variable issus des modulations complexes entraîne une chute du rendement à des fréquences micro-ondes où le comportement de l'amplificateur est non linéaire et peut conduire à la génération de signaux parasites pouvant dégrader la qualité de la réception. Ainsi, les spécifications nouvelles ont conduit à la recherche d'architectures de circuits d'amplification afin d'améliorer la linéarité et le rendement des amplificateurs de puissance, l'une des architectures performantes qui répond à ces problèmes est celle présentée par Doherty.

Dans ce cadre, ce projet de mémoire de Magister présente une conception et une simulation des performances d'un amplificateur de puissance adoptant la technique Doherty. Cette technique a pour but d'améliorer le rendement ainsi que la linéarité du système amplificateur.

La synthèse de ce travail est présentée en six chapitres comme suit :

Tout d'abord, le fonctionnement et les principales sources de non linéarités des transistors bipolaires à hétéo-jonction et les transistors à effet de champs seront traités brièvement dans le premier chapitre ainsi que leurs conséquences sur l'amplification de signaux. On présentera aussi dans cette partie des modèles non linéaires de ces transistors ainsi que les paramètres du modèle de Statz choisis pour cette conception.

Comme nous allons faire des simulations non linéaires utilisant un logiciel dont le principe d'analyse est basé sur différentes méthodes d'analyse non linéaires, on présentera dans le second chapitre un aperçu de ces différentes méthodes d'analyse utilisées dans ces simulations micro-ondes.

Les amplificateurs de puissance ainsi que leurs différentes classes de fonctionnement et les grandeurs fondamentales les caractérisant feront l'objet du troisième chapitre.

Puisque le but de ce travail est la conception d'un amplificateur de puissance suivant une technique de linéarisation dite Doherty, cette dernière sera exposée au quatrième chapitre.

Les étapes de conception de l'amplificateur de puissance Doherty en utilisant différentes topologies proposées en vue d'amélioration des performances du système feront l'objet du cinquième chapitre.

Enfin, les résultats de simulations non linéaires obtenus pour ces différentes topologies proposées de l'amplificateur de puissance Doherty avec optimisations en plus des comparaisons des performances de ces amplificateurs à ceux des amplificateurs conventionnels seront présentés dans le dernier chapitre.

Une conclusion générale exposera sur les performances obtenues.

CHAPITRE I

* * * * *

Les transistors de puissance

I.1. Introduction

L'amplification de puissance aux fréquences RF et micro-ondes est un point clef dans de nombreux domaines d'applications tels que les communications sans fils, l'imagerie, ou la réalisation de RADAR. Un amplificateur de puissance est un circuit chargé d'amplifier une énergie RF par l'apport d'une énergie continue. Cette puissance peut être générée par une grande diversité de techniques et une large gamme de dispositifs. Chacune de ces applications possède ses propres spécifications telles que les fréquences et largeurs de bandes utilisées. De plus, la génération de puissance RF doit s'effectuer sous contraintes de rendement, linéarité, fiabilité et coût en fonction des applications requises.

La conception des amplificateurs de puissance passe d'abord par le choix d'un type de transistor en fonction de l'application visée. Pour cela, une synthèse des principaux types de transistors utilisés pour l'amplification de puissance dans le domaine des micro-ondes sera exposée dans ce chapitre.

Les très bonnes performances qu'offrent les transistors à effet de champ (TEC) à l'arséniure de gallium (GaAs) et les transistors bipolaires à hétéro-jonction (TBH) autorisent aujourd'hui des fréquences de fonctionnement proches de la centaine de GHz [1]. Ces transistors font continuellement l'objet de travaux de recherche afin d'améliorer leurs performances et leur modélisation permettant d'estimer la linéarité et le rendement des amplificateurs complets. La modélisation des transistors passe d'abord par l'étape de connaissance des éléments les plus fortement non linéaires de ces derniers. À cet égard, des modèles ont été créés pour les transistors bipolaires et à effets de champs afin de prendre en compte leur comportement non linéaire et d'évaluer les performances de l'amplificateur.

Chacun de ces différents types de transistors présente un effet fondamental basé sur une source de courant commandé en tension. Cet effet étant linéaire dans une plage centrale des caractéristiques statiques ; cependant dès que l'on cherche à optimiser les gains ou les rendements, il faut utiliser les transistors dans des zones non linéaires de leurs caractéristiques. Il faudra alors trouver un bon compromis entre le gain, le rendement et les effets non linéaires. C'est pourquoi nous allons décrire la structure, le comportement, les non linéarités et les performances de ces composants.

I.2. Transistors bipolaires micro-ondes

I.2.1. Introduction

Le transistor bipolaire à homo-jonction est le premier composant actif à semi-conducteur. Il a été inventé par Bardeen et Brattain en 1948. La théorie a été élaborée par Schokley en 1949 et le premier transistor a vu le jour en 1951. L'introduction d'une hétéro-jonction dans sa jonction base émetteur a été proposée par Schokley et différents substrats ont été étudiés [Silicium (Si), (GaAs), ou Phosphore d'Indium (Inp)]. Les transistors bipolaires se sont toujours distingués comme composants de puissance par leur capacité à contrôler de forts courants sous des tensions importantes.

La très bonne linéarité du gain en courant des transistors bipolaires dans la zone saturée permet de concevoir d'excellents amplificateurs linéaires. La caractéristique exponentielle courant / tension des transistors bipolaires est un avantage pour la réalisation de fonctions non linéaires telles que multiplieurs, mélangeurs ou amplificateurs.

L'industrie des micro-ondes fait actuellement usage de deux types de transistors bipolaires : soit de très gros composant sur silicium pour des fréquences jusqu'à 3 ou 4 GHz dans des applications radar par exemple, soit des transistors bipolaires à hétéro-jonction (HBT) dont les potentialités sont prometteuses en termes de rendement, de bruit et de performances aux hautes fréquences [2].

I.2.2. Le transistor bipolaire à hétéro-jonction

Le transistor à hétéro-jonction est un dérivé du transistor bipolaire. L'hétéro-jonction est constituée par la juxtaposition de deux semi conducteurs différents présentant des largeurs de bande interdite différentes (GaAlAs / GaAs, GaInP / GaAs, InP / GaInPAS,...). Son principe de fonctionnement est proche de celui du transistor bipolaire à homo-jonction. La présence de l'hétéro-jonction entraîne l'augmentation de la barrière de potentiel entre émetteur et base vue par les trous ; ce qui favorise le coefficient d'émission. La différence entre le bipolaire homo et hétéro-jonction se traduit essentiellement par le décalage de la caractéristique courant/tension = f (V_{BE}), pour l'homo-jonction $V_{BE} \cong 0.7$ v et pour l'hétéro-jonction $V_{BE} \cong 1.4$ v. L'hétéro-jonction a pour particularité de présenter aux trous une barrière de potentiel plus élevée qu'aux électrons. Ceci se traduit par une meilleure efficacité d'injection de l'émetteur autorisant un surdosage de la base. Cela contribue à la diminution de la résistance parasite de la base et à la possibilité de travailler à des fréquences élevées [2]. Du fait de sa structure verticale qui lui procure une isolation des jonctions de la surface et des interfaces avec les substrats, le HBT est peu sensible aux effets de pièges. Aussi, les HBTs ont un fort gain en courant et un bruit en 1/f relativement plus faible ce qui les rend des composant de choix pour les applications telle que l'amplification.

I.2.3. Caractéristiques hyperfréquences des HBTs

Les définitions de la fréquence de transition (f_T) et de la fréquence maximale d'oscillation (f_{Max}) permettant de quantifier les possibilités hyperfréquences d'un transistor bipolaire sont nécessaires; f_T est la fréquence à partir de laquelle le module du gain dynamique en courant est inférieur à 1 et f_{Max} la fréquence maximale d'oscillation avec :

$$f_{Max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi R_B C_{TC}}} \quad (I.1)$$

$$f_T = \frac{1}{2\pi\tau_{EC}} \quad (I.2)$$

où :

- τ_{EC} représente le temps de transit entre l'émetteur et le collecteur,
- R_B la résistance de la base,
- C_{TC} la capacité de transition de la jonction base-collecteur polarisée en inverse.

Pour de bons résultats micro-ondes les transistors bipolaires doivent présenter un grand gain β , avec une valeur adéquate de la résistance de base. Une résistance de base trop élevée limitera la fréquence, les capacités intrinsèques connectées à la base et la résistance R_B constituent une constante de temps limitant la fréquence. De plus, un gain trop faible limitera les performances hyperfréquences. Un fort dopage de la base augmentera la barrière vue par les porteurs minoritaires injectés dans la base, ce qui a pour effet de réduire le courant de base et donc d'augmenter l'efficacité d'injection et donc le gain.

I.2.4. Effets parasites non linéaires des transistors bipolaires

I.2.4.1. Diodes de fuites

Les diodes de fuites sont des diodes parasites de la base vers l'émetteur et de la base vers le collecteur. Il s'agit d'effets de structure sur le transistor, le courant de base (I_B) qu'elles génèrent n'intervient pas dans l'amplification du transistor, une partie du courant I_B est perdue dans un courant de diode de fuite. Ce courant de fuite diminue progressivement par rapport au courant de la commande du collecteur. Le fait que cette participation des fuites ne soit pas constante et diminue lorsque I_B augmente, et donc le gain en courant (β) augmente, signifie que le coefficient d'idéalité de ces diodes de fuites est plus grand que celui des diodes de commande [2].

I.2.4.2. L'Effet Kirk

Lors d'un régime de forte injection, la densité des électrons traversant la jonction base collecteur n'est plus négligeable devant la densité de dopage du collecteur. Pour maintenir la neutralité électrique, l'augmentation de la densité d'électrons transitant dans le collecteur conduit à un agrandissement de la zone dépeuplée du collecteur. A partir de l'instant où cette zone dépeuplée atteint la limite du collecteur, l'augmentation de la densité d'électrons ne peut plus être compensée par l'agrandissement de cette zone dépeuplée.

La densité de charge de la zone dépeuplée du collecteur devient alors négative. Ce changement de signe de densité de charge induit une inversion du champ électrique et a pour effet une injection de trous dans la base vers le collecteur ce qui augmente la largeur effective de la base et engendre la détérioration du gain en courant et de la fréquence de transition. Cet effet est connu sous le nom d'effet de Kirk [2]. Ce phénomène est masqué par production d'une contre-réaction, en utilisant une forte résistance d'émetteur qui crée une chute de tension base émetteur intrinsèque proportionnelle au courant qui la traverse, et cela pour des niveaux de courants restant dans les limites de fonctionnement du transistor.

I.2.4.3. Phénomène d'avalanche

En régime de fonctionnement normal, les électrons traversant la jonction base collecteur sont balayés par un fort champ électrique induit par la polarisation inverse de la jonction base collecteur. A partir d'un certain niveau de ce champ électrique, les électrons atteignent une vitesse critique qui déclenche un processus d'ionisation par impact. Le niveau de tension correspondant est appelé tension d'avalanche, ce phénomène d'ionisation génère des électrons qui viennent augmenter le courant de collecteur et des trous qui viennent diminuer le courant de base. Il en résulte que le gain en courant augmente considérablement, ce qui peut conduire à la destruction du transistor [2].

I.2.4.4. L'Effet de quasi-saturation

Cet effet parasite désigne l'existence sur certains transistors d'une transition douce entre la zone ohmique et la zone saturée. L'effet de quasi-saturation pourrait être pris en compte à l'aide d'une résistance de collecteur non linéaire dans le modèle [2].

I.2.4.5. Modulation de la largeur de base

Cet effet parasite, mis en évidence par Early [2], introduit un comportement non linéaire augmentant la résistance de sortie, la tension V_{CE} devient alors importante. La zone de charge d'espace de la jonction base collecteur diminue la largeur active de la base, cette zone de d'espèce s'agrandit dans la base avec la tension V_{BC} . On appelle ce niveau de tension atteint : tension d'Early, il annule la largeur de la zone active de la base.

I.2.4.6. Phénomène d'emballage thermique

La rapidité de développement de la technologie THB est lié à l'augmentation de sa densité de puissance de sortie ce qui génère une chaleur limitant ainsi ces performances. L'effet auto-échauffement aboutit au phénomène d'emballage thermique du transistor bipolaire à homo-jonction au silicium qui veut dire augmentation du gain en courant avec la température. Au contraire, pour le THB le phénomène d'auto-échauffement produit une décroissance du gain en courant qui devient brutale lorsqu'on atteint la zone dite d'emballage thermique [2]. Ce phénomène résulte de la non uniformité spatiale de la température dans le transistor. Cela peut provoquer une augmentation localisée et brutale de la température qui dégrade ou détruit le composant.

La solution la plus performante à ce phénomène consiste à concevoir un drain thermique permettant de favoriser le transfert de chaleur des transistors élémentaires vers les bords de la puce, ce qui diminuera la valeur de la résistance thermique associée et donc diminuer la température du transistor.

I.3. Transistors micro-ondes à effet de champ

I.3.1. Introduction

Le transistor à effet de champ dénommé FET ou TEC repose sur le fonctionnement d'un dispositif semi-conducteur unipolaire ; c'est à dire qu'un seul type de porteur intervient. Ce porteur est de type N pour des raisons de meilleures mobilité, vitesse de saturation et coefficient de diffusion. Selon les différents contacts de grille, on a trois types de transistor à effet de champ :

- Le JFET (Junction Field Effect Transistor) : grille à jonction PN.
- Le MOSFET (Metal Oxyde Semi-conductor Field Effect Transistor) : grille métallique isolée de la couche active par un oxyde isolant.
- Le MESFET (Metal Semi-conductor Field Effect Transistor) : grille métallique à barrière Shottky.

Les premiers transistors à effet de champ furent élaborés en silicium. Cependant, bien que ce matériau possède de nombreuses qualités (structure simple, peu onéreux, facile à réaliser, existence d'un oxyde de silicium isolant, ...), le silicium permet des fréquences d'utilisation maximales de l'ordre de quelques GHz [1]. Afin de disposer de composants pouvant fonctionner à des fréquences plus élevées, le silicium a été remplacé par l'Arséniure de Gallium en 1966. En effet, L'Arséniure de Gallium possède de nombreux avantages : mobilité électronique six fois plus élevée, tensions de polarisation plus petites et possibilité de réaliser des topologies de composants à hétéro-jonctions plus performants [3]. Ceci a permis l'utilisation des transistors à effet de champ aux fréquences micro-ondes, en premier le MESFET sur AsGa.

I.3.2. Principe de fonctionnement des transistors MESFETs

Pour leurs propriétés physiques comme mobilité, vitesse de saturation, conductivité thermique et champ de claquage; les MESFETs à base d'Arséniure de Gallium sont les plus utilisés en fréquence micro-ondes. Dans l'état de l'art aujourd'hui, la couche active de type N dans un substrat semi-isolant est déposée, ensuite la grille en métal réfractaire puis les zones N⁺ qui sont implantées en se servant d'un métal comme d'un masque pour obtenir deux zones d'accès généralement auto-alignées sur la grille. Les contacts de source et de drain sont des contacts ohmiques contrairement au contact Schottky de la grille (figure I.1).

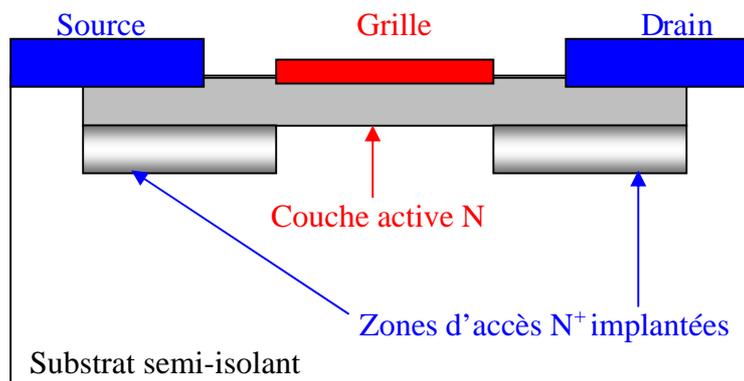


Figure I.1 : Vue en coupe d'un MESFET sur GaAs

Le principe de base du MESFET repose sur les caractéristiques d'une jonction de Schottky : lorsqu'un métal (grille) est mis en contact avec un semi-conducteur (SC) de type N, les électrons du SC au voisinage du métal diffusent dans ce dernier laissant ainsi une zone dépeuplée sous la grille sur une profondeur d , perdant des électrons ; le SC devient de plus en plus positif par rapport au métal. Ce qui donne naissance à un champ électrique intérieur. Lorsqu'on applique une tension V_e extérieure négative entre le métal et le SC, le champ électrique total (extérieur et intérieur) augmente entraînant ainsi la reprise du processus de diffusion sur une profondeur supérieure à d . Si la tension V_e est positive, le champ électrique total diminue et tend vers 0, l'épaisseur d diminue et les électrons diffusent du SC vers le métal donnant naissance à un courant I_e qui s'exprime comme suit :

$$I_e = I_s \left(\exp\left(\frac{V_i}{N \times U_T}\right) - 1 \right) \quad (I.3)$$

où :

- I_S courant de saturation,
- U_T est le potentiel thermodynamique (25 mV à 300 °K),
- N est le facteur d'idéalité de la diode compris entre 1 et 2,
- V_j est la tension intrinsèque appliquée à la jonction.

Notons qu'en régime de fonctionnement normal du MESFET, la grille est généralement polarisée négativement par rapport à la source tandis que le drain est polarisé positivement par rapport à la source également. La présence du contact Schottky crée une zone dépeuplée de porteurs libres sous la grille, la concentration des électrons mobiles est donc maximale dans la fraction restante de la couche conductrice appelée canal conducteur. En effet, lorsque l'on applique une tension V_{DS} positive, un flux d'électrons traverse le canal de la source vers le drain correspondant à un courant I_{DS} dans le sens inverse. Or, la section du canal conducteur disponible est limitée, donc si on diminue V_{GS} ; l'épaisseur d augmente et par conséquent le courant I_{DS} diminue. On se trouve ainsi en mesure de contrôler le passage du courant de sortie par la commande de grille.

La zone de fonctionnement linéaire du MESFET appelée également zone ohmique correspond à une évolution quasi linéaire du courant de sortie I_{DS} pour de faibles valeurs de V_{DS} . En effet, la section du canal conducteur est presque uniforme puisqu'elle dépend principalement de la commande V_{GS} . Au fur et à mesure que V_{DS} augmente, la section de la zone dépeuplée devient de plus en plus large dans le canal coté drain, ce qui provoque le resserrement de ce dernier et par conséquent la saturation du courant I_{DS} . On nomme courant de saturation I_{DSs} la valeur du courant de drain pour laquelle le transistor commence à rentrer dans la zone de saturation lorsque la tension de polarisation de grille V_{GS} est égale à 0.

I.3.3. Les transistors HEMTs

Afin de dépasser le problème de limitation de la mobilité des porteurs dans le canal du MESFET, il fut créé des transistors à hétéro-jonction à savoir Le GaAlAs / AsGa appelés HEMT (High Electron Mobility Transistor) qui possèdent de meilleures propriétés de transfert d'électrons et de bonnes performances en bruit. La différence entre les MESFETs et les HEMTs se situe au niveau du principe même du contrôle du courant dans le canal. Dans le MESFET, l'électrode de grille contrôle la section du canal disponible pour la conduction. Pour le HEMT, elle contrôle la densité d'un gaz d'électrons libres dans une zone non dopée située sous l'hétéro-interface qui constitue le canal du transistor. Les propriétés de transfert de ce gaz d'électrons se forment de la diffusion d'électrons libres de l'AlGaAs vers la couche AsGa, sont considérablement supérieures à celles des électrons libres dans un MESFET classique puisque le canal se situe dans une zone non dopée à très forte mobilité. De plus, les collisions entre électrons n'ont que rarement lieu en raison de défauts peu nombreux. Pour ces différentes raisons, le HEMT est un dispositif à très fort gain et à très faible bruit HF, sa limitation en fréquence est de l'ordre de 60 à 70 GHz [4].

Pour cela le HEMT est le composant le plus privilégié pour les applications de puissances hautes fréquences ainsi que pour des applications à faible bruit telles que les circuits de pré-amplificateurs des satellites ou encore les oscillateurs. Pour ses performances en puissance adaptée surtout à des applications faibles tensions d'alimentation mais forts courants telles que les communications mobiles.

I.3.4. Effets parasites non linéaires dans les FETs

Des effets indésirables viennent perturber le fonctionnement statique et hyperfréquence du MESFET, qu'on peut regrouper en deux parties : effets à dynamiques lentes tels que les pièges et effets thermiques [3].

I.3.4.1. Effets à dynamiques lentes

Les phénomènes de pièges correspondent à l'existence d'états énergétiques pouvant être occupés par des porteurs dans la bande interdite du matériau. Ces niveaux d'énergie sont majoritaires dus à la présence d'impuretés dans le substrat. Cela vient du fait qu'ils capturent ou libèrent des électrons qui participent au courant dans le canal, les constantes de temps liées à ces captures et émissions correspondent à des fréquences de l'ordre ou inférieures à la centaine de KHz [3], ces pièges présentent des énergies différentes d'émission et de captures des électrons et des constantes de temps multiples d'émission et de capture. Il en résulte une variation importante de la transconductance et de la conductance de sortie. D'autres effets parasites sont très dépendant de la technologie, de la profondeur et de la pureté du substrat. Tous ces effets sont regroupés sous les termes de « sidegating » et de « backgating », il en résulte généralement des contraintes géométriques minimales de dessin des MMICs (Microwave Monolithic Integrated Circuit) afin d'en limiter les conséquences.

I.3.4.2. Effets thermiques dans les FETs

De la même manière que les effets de pièges, les effets thermiques dans les transistors vont induire des variations dynamiques lentes. L'état thermique résulte de la température ambiante et de l'auto-échauffement du transistor avec un effet mémoire important. Des courants de fuites ont été observés dans les transistors MESFETs entre 300 et 400 °C entraînant la dégradation à la fois de la conductance de sortie et des caractéristiques de saturation du composant [3]. Ces courants de fuite dus principalement au contact de grille et au substrat augmentent avec la température, tandis que les fuites du substrat proviennent de l'augmentation de la conductivité de ce dernier avec la température. Ce effets deviennent significatifs (variation significative de la résistance thermique) pour plusieurs doigts de grille. Afin de limiter ces effets, il faut réduire la résistance thermique du transistor afin de minimiser l'élévation en température. Pour cela on insère des résistances ballast en série sur chacun des doigts, malheureusement ces résistances dégradent le gain du transistor et donc le rendement en puissance ; ce qui impose un compromis.

I.4. Modélisation des transistors

I.4.1. Introduction

La modélisation non linéaire des transistors permet d'estimer les performances en linéarité et en rendement des amplificateurs complets. Cette modélisation passe d'abord par l'étape de la connaissance des éléments les plus fortement non linéaires du transistor.

A cet égard, des modèles ont été créés pour les transistors bipolaire et à effet de champ afin de prendre en compte leur comportement non linéaire. La modélisation consiste à caractériser par une fonction mathématique ou un modèle numérique les différents composants actifs ou passifs qui constituent le circuit.

En pratique, les composants actifs qui remplissent les fonctions linéaires et non linéaires sont invariablement dépendants de la tension que leur est appliquée ou le courant qui les traversent. Aussi la meilleure méthode de les simuler est celle qui utilise un modèle contenant à la fois des éléments linéaires et non linéaires, ces derniers sont supposés quasi-statique (ne prend pas en considération le temps de redistribution des charges dans le transistor lorsqu'il est soumis à des variations de tension V_{BE} et / ou V_{BC}), hypothèse valable jusqu'à 100 GHz [5]. L'avantage de cette approche réside dans le fait qu'un modèle linéaire ou petit signal peut facilement être converti en modèle grand signal en incluant simplement les dépendances des éléments du composant en fonction de la tension et/ou en modifiant légèrement la topologie du modèle. Cette modélisation quasi-statique n'est cependant pas valable pour des composants fortement non linéaires qui sont utilisés dans des circuits spécifiques mais englobe bien une large partie des composants actifs micro-ondes d'où son utilité. Aussi, cette approche est également conditionnée par le fait que toute fonction linéaire peut être abordée comme un cas particulier d'une fonction non linéaire. En effet, en explicitant le modèle grand signal d'un composant, nous pouvons sous entendre que son équivalent petit signal peut être déduit par simple hypothèse de non variation de ses éléments non linéaires en fonctions de la tension qui leur est appliquée ou le courant qui les parcourt.

De nombreuses recherches portant sur la modélisation des transistors micro-ondes ont permis de les classer en deux grandes catégories : d'une part les transistors au silicium et à l'arséniure de gallium et d'autre part les transistors à hétéro-jonction. Les modèles simplifiés diminuent la précision tandis que les modèles trop élaborés consomment beaucoup en mémoire et temps de calcul.

Les transistors bipolaires en GaAs et les transistors à effet de champ au silicium sont abandonnés du fait que les premiers présentent une résistance de base élevée et un petit gain d'émetteur tandis que les seconds ont de faibles performances en micro-ondes.

Le choix se fait donc en pratique entre les bipolaires au silicium à hétéro-jonction et les transistors à effet de champ en GaAs dont les plus usités sont les MESFET qui présentent un gain et une puissance de sortie plus élevés que les bipolaires. De plus, si les avantages du silicium sont le faible coût et la conductivité thermique élevée, l'GaAs, de par la grande mobilité des électrons, est préféré en micro-ondes. Ces caractéristiques font du MESFET le transistor le plus utilisé en hyperfréquence.

I.4.2. Modélisation du HBT

Le modèle classique est constitué d'éléments électriques localisés. Ces éléments sont habituellement séparés en deux groupes. Le premier regroupe les éléments modélisant les lignes d'accès et les électrodes du composant. Ces éléments sont appelés éléments extrinsèques et sont indépendants de la polarisation et du mode de fonctionnement du transistor. Le deuxième groupe du modèle est constitué des éléments intrinsèques et sont en majorité fonction des tensions de commande appliquées.

La figure (I.2) présente un modèle électrothermique non linéaire en éléments localisés d'un transistor bipolaire à hétéro-jonction [2]. Ce schéma permet de réaliser une topologie de modèle électrique grand signal du transistor extrêmement utile pour la conception assistée par ordinateur des circuits micro-ondes. Afin de compléter le modèle du HBT, un circuit thermique $R_{TH}C_{TH}$ représentant la dépendance thermique de ses non linéarités est ajouté, R_{TH} représente la résistance thermique et C_{TH} la capacité thermique calculée comme suit :

$$C_{TH} = \frac{\tau_{TH}}{R_{TH}} \left(\frac{J}{C^\circ} \right) \tag{I.4}$$

τ_{TH} représente la constante thermique qui signifie le temps de recul de la tension V_{be} pour une impulsion du courant de base. La résistance R_{TH} peut se calculée par :

$$R_{TH} = \frac{\Delta T}{P_{dissipée}} \tag{I.5}$$

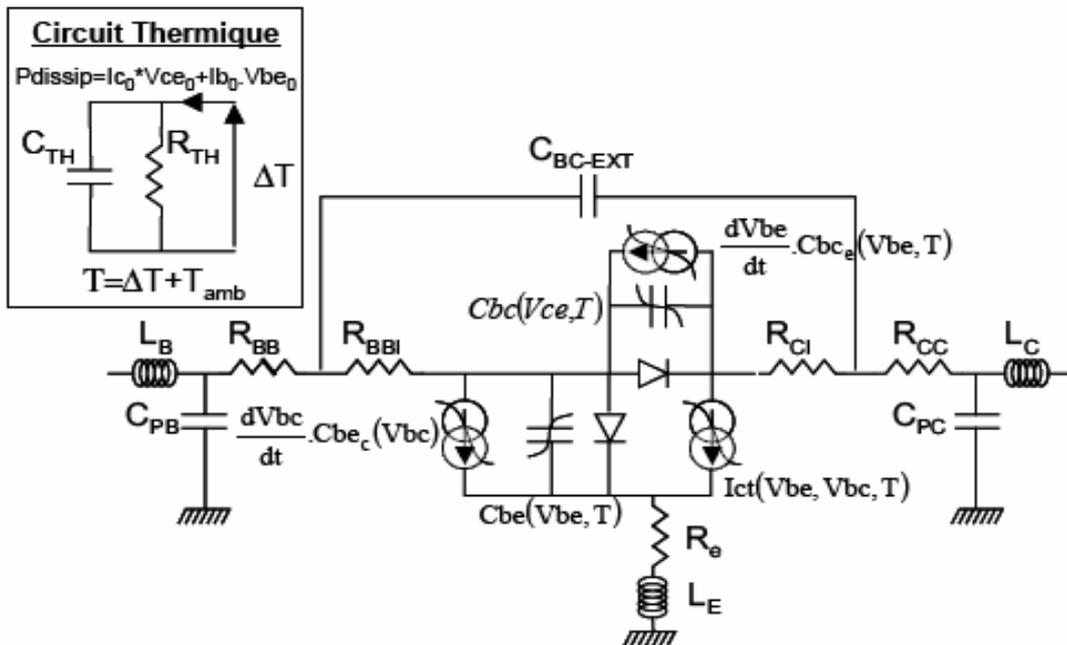


Figure I.2 : Modèle non linéaire électrothermique d'un transistor bipolaire [1]

Le comportement non linéaire des transistors bipolaires provient de plusieurs sources de non linéarités. Parmi celles ci, la plus significative est la commande du courant de sortie en fonction du courant d'entrée. Cette commande est vraiment non linéaire pour de faibles tensions V_{be} et devient progressivement linéaire en fonction du courant. Les résistances série de base et d'émetteur ont globalement un effet linéarisant [1]. Pour des fréquences de fonctionnement élevées, les non linéarités engendrées par les capacités BE C et CBC deviennent également une source de non linéarité importante. Aussi, la dépendance de la capacité Cbc en fonction de la tension Vce avait une contribution significative dans la distorsion des signaux. De même, les inductances parasites ainsi que les capacités de plot doivent être prises en compte.

I.4.3. Modélisation du MESFET

I.4.3.1. Modèle petit signal

De très importantes recherches ont été menées pour approcher de la manière la plus précise et la plus complète possible les phénomènes existant dans le transistor MESFET. La plus part des travaux sont basés sur la résolution numérique des équations différentielles régissant le composant.

Des approches analytiques ont certes été développées mais elles restent quelque peu limitées du fait de l'utilisation de certains paramètres physiques du MESFET. Pour être valide, le modèle doit être précis tout en étant relativement facile à simuler. Cependant les modèles disponibles ne répondent que partiellement à ces deux exigences. En effet, un modèle rigoureux doit, soit comporter beaucoup d'éléments (jusqu'à une centaine), soit être régie par des équations complexes peu pratiques à manipuler.

D'un autre coté, un modèle simplifié est limité en précision et/ou n'est valable que sur plage de fréquence ou de tension donnée.

Le schéma classique équivalent petit signal le plus utilisé dans les simulateurs micro-ondes est celui de la figure (I.3), il est composé de deux parties : une partie intrinsèque qui traduit par sa nature le comportement localisé de la structure physique du transistor non linéaire et une partie extrinsèque représentant les différentes structures d'accès à ce composant correspondant aux éléments parasites du FET. Le modèle du transistor intrinsèque reste le même et seule la localisation des éléments parasites est différente puisqu'elle dépend de la structure géométrique du composant et du montage du transistor. Les éléments de la partie intrinsèque dépendent des polarisations du transistor tandis que les éléments parasites sont considérés indépendants des points de polarisation.

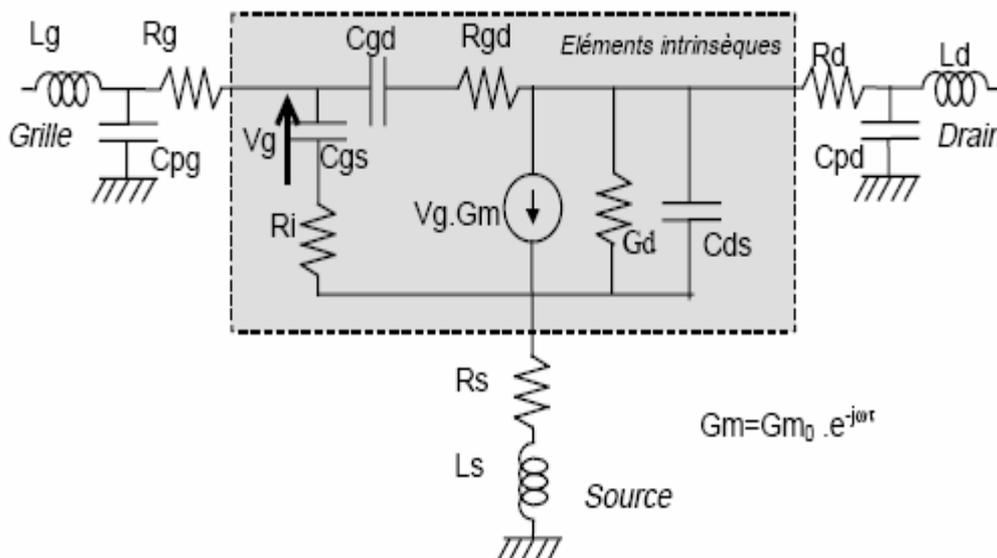


Figure I.3 : Schéma équivalent classique petit signal du MESFET [2]

- La transconductance intrinsèque G_m est l'élément principal du transistor, elle traduit le contrôle du courant de canal (I_{DS}) par la tension V_{GS} pour une tension V_{DS} constante et est directement proportionnelle au gain du transistor. Elle est mathématiquement définie par :

$$G_{m_0} = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=Cte} \quad (I.6)$$

- La conductance G_d représente la variation de la résistance de canal suite à une variation de la tension de drain V_{DS} pour une tension V_{GS} constante :

$$G_d = \left. \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}=Cte} \quad (I.7)$$

• Les capacités C_{GS} et C_{GD} représentent les variations de la charge accumulée sous l'électrode de grille, dans la zone de charge d'espace et le couplage électrostatique entre les électrodes du composant, respectivement pour une tension V_{GD} constante et V_{GS} constante. Ces capacités peuvent être définies par les relations suivantes :

$$C_{GS} = \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{GD}=cte} \quad (I.8)$$

$$C_{GD} = \left. \frac{\partial Q_G}{\partial V_{GDS}} \right|_{V_{GS}=cte} \quad (I.9)$$

où Q_G est la charge totale stockée sous l'électrode de grille.

- La capacité C_{DS} , modélise essentiellement le couplage électrostatique entre les zones fortement dopées situées sous les électrodes de drain et de source.
- Les résistances R_i et R_{gd} permettent de prendre en compte certains effets distribués du canal. Elles sont communément utilisées, car d'une part R_i permet de mieux modéliser l'impédance d'entrée du transistor et d'autre part R_{gd} améliore la modélisation de la rétroaction du transistor. Cependant, elles montrent leur limite lors de la montée en fréquence du composant, lorsque les effets distribués deviennent prépondérants. En effet, l'utilisation de deux résistances pour modéliser les effets distribués du composant, paraît être une démarche incohérente. De plus, la détermination de ces résistances demeure difficile et souvent dépendante des tensions de commandes du composant
- τ , associé à G_m , est le temps nécessaire à la redistribution des charges après une variation de V_{GS} .
- L_g , L_d et L_s sont des éléments extrinsèques au TEC. Ils modélisent les bus d'accès du transistor ainsi que les effets réactifs des connexions du transistor. En technologie microruban.
- R_s et R_d tiennent compte des résistances de contact ohmique et semi-conducteur. R_g représente la résistance de métallisation du contact de grille de type Schottky.
- Les capacités C_{pg} et C_{pd} sont les capacités de plot du transistor. Elles sont principalement dépendantes du type de calibration à effectuer pour caractériser le TEC.

Les valeurs des différents éléments constituant le modèle petit signal sont extraites à partir de la mesure des paramètres S pour chaque point de polarisation mesuré.

I.4.3.2. Modèle non linéaire

Pour les forts signaux, la topologie complète du modèle non linéaire classique est représentée par la figure (I.4). Par rapport à la topologie de la figure (I.4), plusieurs éléments ont été rajoutés ou modifiés afin de prendre en compte leur dépendance vis à vis de la polarisation.

Le modèle comporte uniquement 5 non linéarités, les autres éléments intrinsèques : R_i , R_{gd} et C_{DS} sont considérés constant.

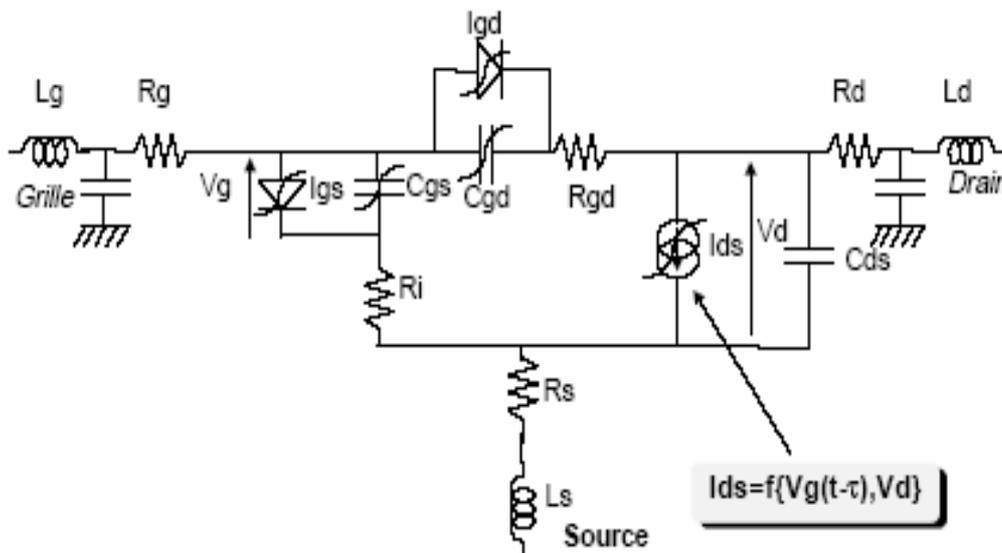


Figure I.4 : Schéma équivalent classique non linéaire du MESFET [3]

Les non linéarités présentent sont :

- La source de courant I_{ds} est la principale non linéarité, elle est commandée par les tensions intrinsèques V_d et V_g . Pour décrire ces non linéarités, de nombreuses expressions analytiques existent et sont habituellement établies à partir d'une approche physique. Cependant elles ne permettent pas de tenir compte de l'ensemble de la caractéristique du transistor et elles doivent donc être modifiées. Le retard τ est inclus dans le modèle pour tenir compte de la réponse non instantanée de la source de courant avec la tension de grille.
- Deux diodes I_{gs} et I_{gd} commandées par la tension à leurs bornes. Elles modélisent le courant d'entrée (courant de grille). Elles sont également décrites par des expressions analytiques.
- Un générateur de courant d'avalanche permettant de prendre en compte ce phénomène parasite.

Pour les éléments R_i , R_{gd} , τ , et C_{ds} sont choisis indépendants des tensions d'excitations de grille et de drain. Leurs faibles variations avec ces tensions ne justifient pas d'être prises en compte. De plus, cela aurait un effet néfaste sur les bonnes propriétés de convergence du modèle et donc de son utilisation en C.A.O.

- Les capacités C_{gs} et C_{gd} sont très dépendantes des tensions d'excitation de grille et de drain. Il est donc important de les considérer comme non linéaires. Dans un simulateur de circuits, la représentation des effets capacitifs se fait généralement à partir de la charge Q .

De très nombreuses expressions décrivant ces non linéarités ont été proposées, en particulier pour la source de courant I_{DS} . Dans cette conception, le modèle utilisé est celui de Statz dont les paramètres sont disponibles (annexe A).

I.4.3.3. Modèle de Statz

Le modèle de Statz, appelé aussi modèle de Raytheon, est le plus intéressant car il présente deux approches du courant I_{DS} selon la région de travail [6], on a :

- Pour la région linéaire ($V_{DS} \leq 3/\alpha$) : [6]

$$I_{DS} = \frac{\beta(V_{GS} - V_{TH})^2}{1 + B(V_{GS} - V_{TH})} \left(1 - \left(1 - \frac{\alpha V_{DS}}{3} \right)^3 \right) (1 + \lambda V_{DS}) \quad (I.10)$$

- Pour la région de saturation ($V_{DS} > 3/\alpha$) : [6]

$$I_{DS} = \frac{\beta(V_{GS} - V_{TH})^2}{1 + B(V_{GS} - V_{TH})} (1 + \lambda V_{DS}) \quad (I.11)$$

Les paramètres du modèle sont regroupés dans le tableau suivant :

Symboles	Significations	Unités
β	transductance	A/V^2
V_{TH}	tension seuil	V
B	Coefficient du dopage du substrat isolant utilisé	1/V
α	Coefficient de saturation	1/V
λ	Coefficient de modification de largeur du canal	1/V
R_S	Résistance de source	Ω
R_D	Résistance de drain	Ω

Tableau I-1 : Paramètres du modèle de Statz

I.5. Conclusion

On peut en conclure que les performances des transistors bipolaires ou transistors à effet de champ) dans des circuits micro-ondes sont affectées considérablement par des effets parasites non linéaires qu'on peut les présenter en deux familles :

- Les limitations correspondant à des seuils électriques venant circonscrire la zone centrale, par exemple : zone saturée à faible V_{GS} pour les transistors bipolaires, zone de conduction de grille à fort V_{GS} pour les FETS.

- Les limitations correspondant à des effets dynamiques lents (thermiques).

La première famille de non linéarité délimite une zone centrale de la caractéristique $I(V)$ des transistors. Si on reste dans cette zone, le composant présente une bonne linéarité.

Les effets non linéaires peuvent être observés dans cette zone sont dus essentiellement à la deuxième famille de non linéarité : dérive avec la température du point de polarisation.

La deuxième famille de non linéarité n'est pas limitée à une zone $I(V)$ du transistor, mais ses effets de mémoire seront plus ou moins sensibles selon la nature des signaux injectés. Les propriétés fondamentales des transistors sont le contrôle du courant de sortie à l'aide de tensions ou de courants de commande ; la conception et donc l'analyse d'un circuit fonctionnant en régime non linéaire ne peut se faire sans une modélisation précise des caractéristique courants / tensions, ou $I(V)$, des transistors utilisés.

Les modèles non linéaires ont un large spectre d'utilisation si, avec un jeu de paramètres uniques, ils se comportent de manière robuste et précise dans un maximum de configuration : différentes classes de fonctionnement, modulations plus ou moins complexes, optimisation des performances en gain, en rendement, et en linéarité (des compromis difficiles). Ces modèles non linéaires seront utilisés dans la CAO des circuits, notons que l'approche par schéma équivalent à éléments localisés assure une implantation facile dans ces logiciels, aussi de bonnes rapidités de calcul.

Après avoir rappelé le fonctionnement électrique des transistors micro-ondes et donner un aperçu des principaux composants actifs utilisés dans ces circuits, ce qui nous a permis d'en comprendre le fonctionnement à travers leur schéma équivalent régime grand ou petit signal. Encor, nous avons exposé une méthode de modélisation de ces composants, Nous allons étudier dans une prochaine étape leur comportement dans des circuits spécifiques. Pour cela, une étude des différentes méthodes d'analyse est indispensable.

CHAPITRE II

Théories d'analyse non linéaire

II.1 Introduction

Une fois terminée l'élaboration de modèles mathématiques des transistors utilisés dans les circuits amplificateurs, des méthodes d'analyse linéaires et non linéaires doivent être mises en œuvre pour déterminer, de la manière la plus précise et la plus adéquate possible, les performances du circuit étudié. Certaines de ces méthodes sont implémentées dans des logiciels de travail différents en vue de simuler les performances du circuit amplificateur conçu. Dans ce chapitre, on présentera un aperçu des différentes méthodes d'analyse linéaire et non linéaire utilisées dans les simulateurs micro-ondes.

II.2 Analyse linéaire

En micro-ondes, tout composant se comporte dans le domaine fréquentiel comme un multipole (figure II.1). Ce multipole est généralement décrit par sa matrice de dispersion $[S]$ où chaque porte k correspond à la $k^{\text{ième}}$ harmonique de la fréquence fondamentale f_0 du signal d'entrée et dont les impédances de charges sont les impédances équivalentes de Thevenin des réseaux d'adaptation et de filtrage.

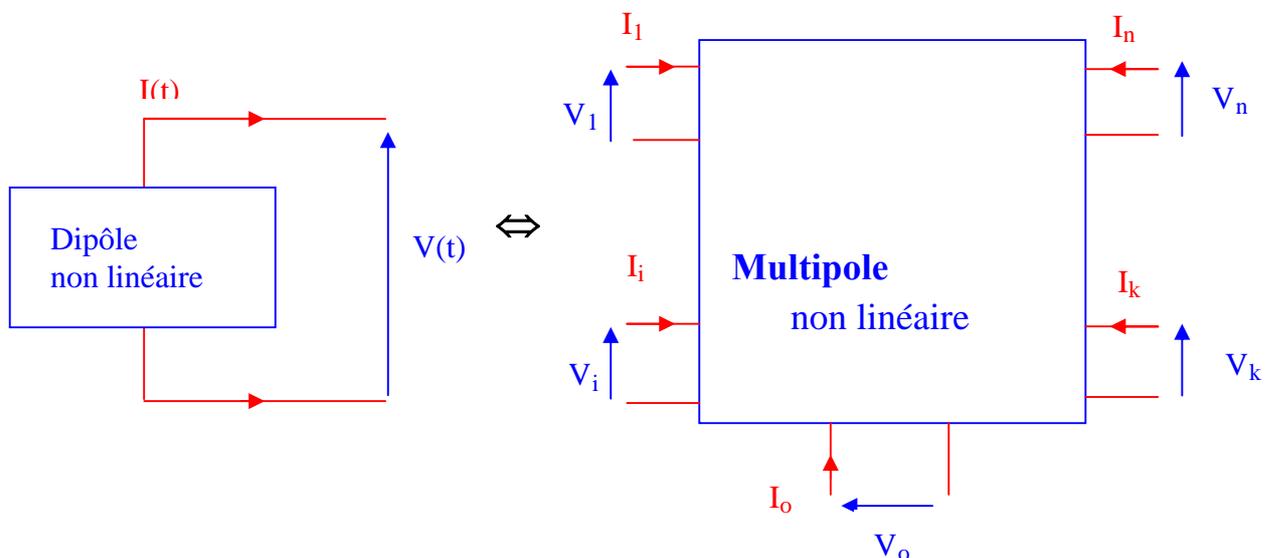


Figure II.1 : Représentation d'un dipôle non linéaire

On peut ajouter une porte « O » pour tenir compte d'éventuels réseaux de polarisation.

Étant donné que les composants passifs sont relativement secondaires et généralement simple à modéliser. C'est donc à travers la caractérisation des composants actifs micro-ondes « transistors » qu'il est possible de déduire les performances du circuit étudié (gain, puissance de sortie, conditions de polarisation, impédance de sortie,...).

Parmi les méthodes d'analyse des circuits linéaires, la plus utilisée est celle basée sur le principe d'assemblage de matrices de dispersions de multipoles élémentaires avec la méthode des matrices de connexions [5]. Ces multipoles élémentaires peuvent être soit des éléments simples passifs (impédance série ou parallèle, tronçon de ligne,...) ou actifs (diode, transistor), soit des ensembles (filtres, circuits d'adaptation,...). L'approche reste la même puisque seule la connaissance de la matrice de dispersion du multipole élémentaire est nécessaire.

Le principe est de considérer la relation entre les vecteurs d'ondes incident $[a]$, réfléchi $[b]$ et de source $[c]$ d'un circuit :

$$[b] = [S]. [a] + [c] \quad (\text{II.1})$$

où $[S]$ est la matrice de dispersion diagonale dont les éléments sont les éléments élémentaires.

Cependant, la relation précédente ne tient pas compte des connexions entre éléments (figure II.2). Or, dans une connexion entre deux portes (i) et (k) parmi les n portes existantes, nous avons :

$$a_i = b_k \quad \text{et} \quad a_k = b_i \quad (\text{II.2})$$

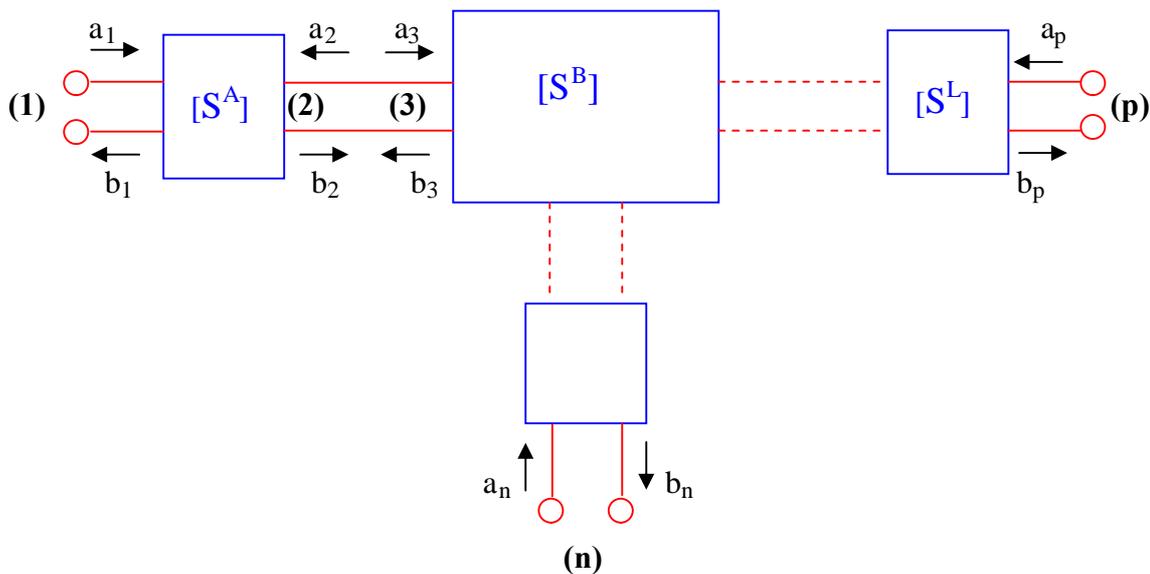


Figure II.2 : Exemple de connexions dans un circuit donné

En généralisant à toutes les connexions, nous obtenons une matrice de connexion $[\Gamma]$ décrivant la topologie du circuit [5] :

$$[b] = [\Gamma]. [a] \quad (\text{II.3})$$

Tous les éléments de la matrice $[\Gamma]$ sont nuls, exceptés ceux indiquant les interconnexions. En substituant dans la relation (II.1) le vecteur $[b]$ donné par l'équation (II.3), nous obtenons :

$$[\Gamma]. [a] = [S].[a] + [c] \quad (\text{II.4})$$

$$\Rightarrow [a] = \{[\Gamma] - [S]\}^{-1} [c] \quad (\text{II.5})$$

Ainsi, la matrice $\{[W] = [\Gamma] - [S]\}$, appelée matrice de dispersion des connexions, permet de calculer le vecteur d'onde incident $[a]$. Puis, la relation (II.3) nous permettra de déterminer le vecteur d'onde réfléchi $[b]$. Nous en déduisons alors la matrice de dispersion $[S_{\text{Totale}}]$.

II.3 Analyse non linéaire

Les méthodes d'analyse non linéaires d'un circuit micro-onde peuvent être classées selon le domaine où les éléments linéaires et non linéaires sont analysés [5]. Il s'agira donc de méthodes temporelles et/ou fréquentielles. Toutes ces méthodes sont basées sur la résolution d'une série d'équations différentielles non linéaires résultantes de l'application des lois de Kirckoff utilisant les relations courant-tension entre les éléments composant les sous circuits ; linéaire renfermant les éléments linéaires et non linéaire renfermant les éléments non linéaires. Ces méthodes d'analyse sont :

- Les méthodes temporelles (Méthodes d'extrapolation et d'intégration directe) pour l'analyse des réseaux linéaires et non linéaires dans le domaine temporel.
- Les méthodes fréquentielles (Séries de Volterra ou séries de puissances) pour l'analyse des réseaux linéaires et non linéaires dans le domaine fréquentiel.
- Les méthodes hybrides (Equilibrage harmonique) où l'analyse des réseaux linéaires se fera dans le domaine fréquentiel et celle des réseaux non linéaires dans le domaine temporel.

II.3.1 Méthodes temporelles

L'analyse non linéaire d'un circuit micro-onde dans le domaine temporel a été la première technique utilisée pour l'étude du comportement non linéaire des circuits. Ces méthodes font l'analyse de deux sous réseaux dans le domaine temps en utilisant les lois de Kirchoff et en résolvant un système d'équations différentielles non linéaires du type :

$$f([x(t)], [d_t x(t)], t) = 0 \quad (\text{II.6})$$

avec :

- . $[x]$ un vecteur dont les éléments sont les courants des différentes branches,
- . $[x(0)] = [x_0]$ vecteur initial,
- . d_t la dérivée par rapport au temps.

Ce sont généralement des méthodes d'intégration numérique qui discrétisent point à point la variable temps puis linéarisent le système d'équations. Lorsque les équations sont résolubles analytiquement, ces méthodes déterminent la valeur instantanée de la sortie d'un multipole en fonction de la valeur instantanée de son entrée [5].

Une des stratégies de résolution développée est l'intégration directe qui estime une solution de départ correspondant physiquement à l'état initial du circuit puis progresse suivant la formule d'intégration choisie.

Ces méthodes offrent la possibilité d'analyse de régimes transitoires de fortes non-linéarités. L'écriture des relations tensions-courants régissant les composants non linéaires (relations de type exponentiel, racine, intégrale, dérivé, ...) est aisée et le système à résoudre est de faible dimension (le nombre d'équations correspond au nombre de nœuds). Néanmoins, ces logiciels restent peu compatibles avec les circuits actuels où les impédances introduisent des constantes de temps relativement grandes devant la période du signal. En effet, le calcul du régime transitoire nécessite dans ce cas un nombre exorbitant d'intégrations (le pas d'intégration doit être au moins deux fois plus petit que la plus petite constante de temps). De plus, une analyse multifréquentielle est très difficile.

II.3.2 Méthodes fréquentielles : Séries de Volterra

Les méthodes fréquentielles sont une extension des concepts d'impédance, d'admittance et de fonction de transfert des systèmes linéaires à l'analyse non linéaire des circuits analogiques/numériques. Ces méthodes développent les relations tensions-courants en séries de puissances appelées séries de Volterra. Ces méthodes réalisent l'analyse non linéaire dans le domaine fréquentiel en essayant de définir la notion de fonction de transfert pour un circuit non linéaire. Les séries de Volterra établissent les équations aux nœuds (ou aux mailles) pour chaque harmonique de la (ou les) fréquence (s) fondamentale (s) d'entrée. Si dans l'analyse par séries de puissances, les parties linéaires et non linéaires du circuit sont distinctes ; les séries de Volterra éliminent cette séparation et offrent la possibilité d'analyse multifréquentielle.

Pour les faibles non linéarités (petites distorsions), les séries de Volterra représentent l'outil idéal, algébriquement simple (convergence rapide) pour l'analyse des systèmes non linéaires. Elles ont été appliquées à une grande partie de systèmes réels avec succès. Il est à noter que pour des systèmes de dimensionnement élevé, qui veut dire plus de nœuds et plus de nombre d'harmoniques, l'écriture des relations tensions-courants (passage par les développements limités, polynômes ou séries,...) sera encore plus difficile.

Les séries de Volterra sont particulièrement utilisées dans le calcul et le traitement des non linéarités des circuits micro-ondes soumis à de faibles perturbations dans les systèmes de communications. Elles sont aussi récemment utilisées pour déterminer la distorsion produite dans plusieurs types d'amplificateurs et de filtres dans les circuits FM [7].

Les séries de Volterra étaient décrites comme séries de puissances mémorisées ou séries à mémoire [annexe B] qui expriment la sortie d'un système non linéaire en puissance en fonction du signal d'entrée. C'est-à-dire que le signal de sortie est la somme des réponses du 1^{er}, 2^{ème} et 3^{ème} ordre à une excitation d'entrée d'un système non linéaire. Chaque opérateur dans l'équation de sortie doit être décrit dans le domaine fréquentiel avec une fonction de transfert appelée Noyaux de Volterra. Cette méthode est limitée aux systèmes ayant de faibles non linéarités car la complexité algébrique de déterminer les fonctions de transfert pour un ordre supérieur à 3 augmente de façon très rapide. Dans ce cas, l'erreur n'est plus négligeable ce qui n'est pas le cas pour un ordre ne dépassant pas 3. Pour cela les séries de Volterra sont toujours fixées au 3^{ème} ordre.

La forme continue de la série de Volterra classique est donnée par :

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} y_n(t) \tag{II.7}$$

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) x(t - \tau_1) \cdot x(t - \tau_2) \cdot \dots \cdot x(t - \tau_n) \cdot d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_n \tag{II.8}$$

où $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ est la réponse impulsionnelle d'ordre n, appelée aussi, noyau de Volterra.

L'intérêt principal de la série de Volterra est d'avoir introduit la notion de réponse impulsionnelle élémentaire non linéaire pour les systèmes non linéaires à mémoires. Chaque noyau de la série de Volterra représente un invariant du système et est indépendant du signal d'excitation [7].

La figure (II.3) donne une représentation graphique de la série de Volterra, où chaque branche symbolise un filtre de dimension n, n=1,2,.....

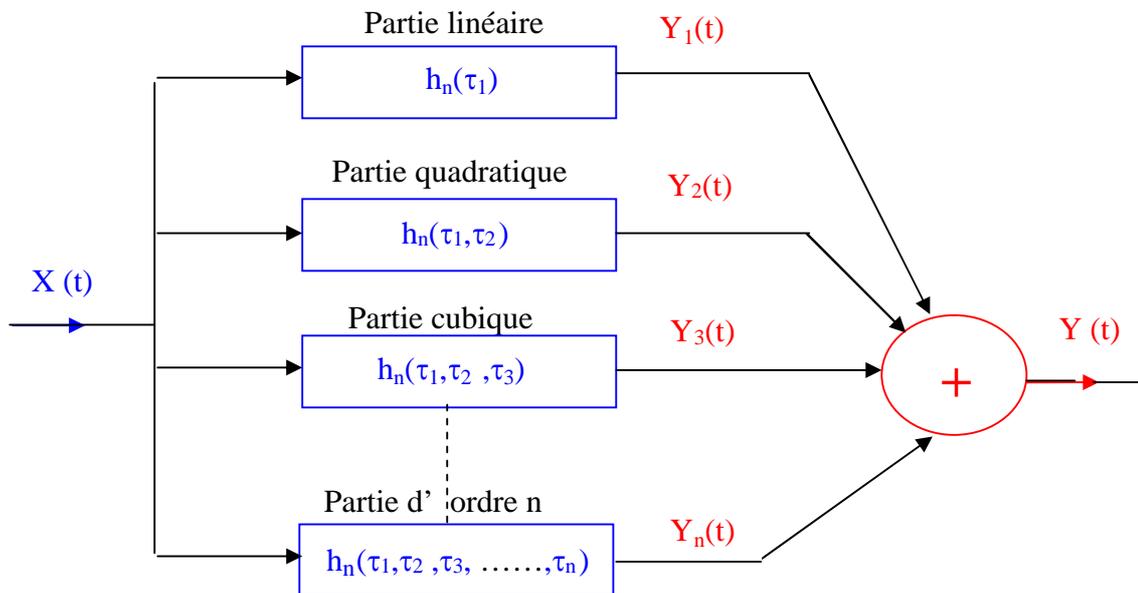


Figure II.3 : Représentation schématique d'une série de Volterra

La limitation principale de l'application de ce formalisme provient du développement en séries de puissances. Pour un système fortement non linéaire le nombre de termes à mettre en jeu est important, et la représentation, trop lourde, devient impraticable pour des raisons de coût de calcul et de complexité d'extraction des noyaux. Ces difficultés ont limité l'application de ce formalisme aux systèmes faiblement non linéaires (deux à trois noyaux).

II .3.3. Méthodes hybrides : L'équilibrage harmonique

II.3.3.1. Introduction

Il est à remarquer qu'un amplificateur est constitué de deux sous réseaux. Le premier sous réseau est linéaire puisqu'il est presque exclusivement constitué de filtres, de circuits d'adaptation et de polarisation ; il est alors plus judicieux de l'étudier dans le domaine fréquentiel. Par contre, le second sous réseau est non linéaire, il est décrit dans le domaine temporel puisque les équations régissant les composants non linéaires actifs ou passifs sont des équations integro-différentielles non linéaires.

C'est alors qu'il existe des méthodes mixtes dites hybrides utilisant alternativement les deux domaines pour l'analyse des circuits non linéaires dont la plus usitée est l'équilibrage harmonique (Harmonic Balanced : HB) dite aussi méthode spectral.

L'harmonique balance est appelée ainsi car elle fait balancé les courants entre les réseaux linéaires et non linéaires jusqu'à l'équilibre du système (régime établi).

II.3.3.2. Principe de l'harmonique balance

Le principe de l'harmonique balance consiste à diviser le circuit en deux sous réseaux (figure II.4), le premier constitué seulement des éléments linéaires (résistances, capacités et selfs inductances) et des générateurs indépendants du circuit et qui sera analysé dans le domaine fréquentiel par l'intermédiaire des matrices [S], [Y] ou [Z]. Le deuxième sous réseau est principalement constitué d'éléments non linéaires (diodes, sources de courants, non linéarités,...) qui sera analysé dans le domaine temporel.

L'interconnexion entre les deux sous réseaux est réalisée par la transformée de Fourier directe et inverse permettant ainsi la liaison des domaines temporels et fréquentiels.

La HB consiste à égaliser les solutions issues des analyses temporelles et fréquentielles pour chaque connexion entre les sous réseaux à chaque fréquence étudiée. L'égalisation des solutions se fait par un processus itératif basé sur la minimisation d'une fonction erreur.

Dans la HB, pour chaque harmonique k de la pulsation ω du signal appliquée, les impédances (admittances) équivalentes $Z_L(k\omega)$ (ou $Y_L(k\omega)$) du sous réseau linéaire sont déterminées et stockées sous forme de matrices. Ainsi, si les tensions de ce sous circuit sont connues dans le domaine fréquentiel, l'utilisation d'une matrice admittance permet de déterminer les courants fréquentiels. Ces derniers, par transformation de Fourier inverse, deviennent les courants temporels d'entrée du sous réseau non linéaire.

Le nombre N de portes entre les deux sous réseaux est fonction de l'élément actif utilisé et du nombre d'éléments non linéaires qu'il contient.

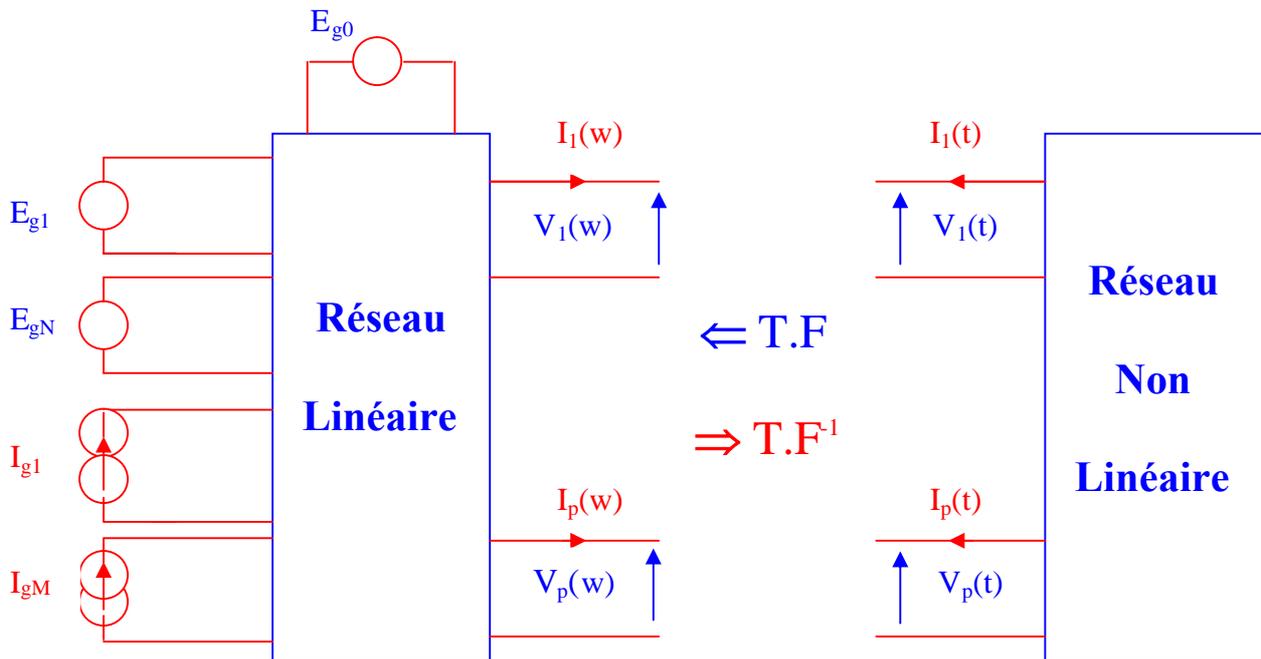


Figure II.4 : Séparation des composants linéaires et non linéaires

Le principe de l'équilibrage harmonique consiste donc à égaliser les solutions issues des analyses temporelles et fréquentielles pour chaque connexion entre les deux sous réseaux à chaque fréquence étudiée.

L'égalisation des solutions se fait par un processus itératif basé sur la minimisation d'une fonction erreur ; ce processus itératif qui permet la résolution du système donné par la figure (II.5).

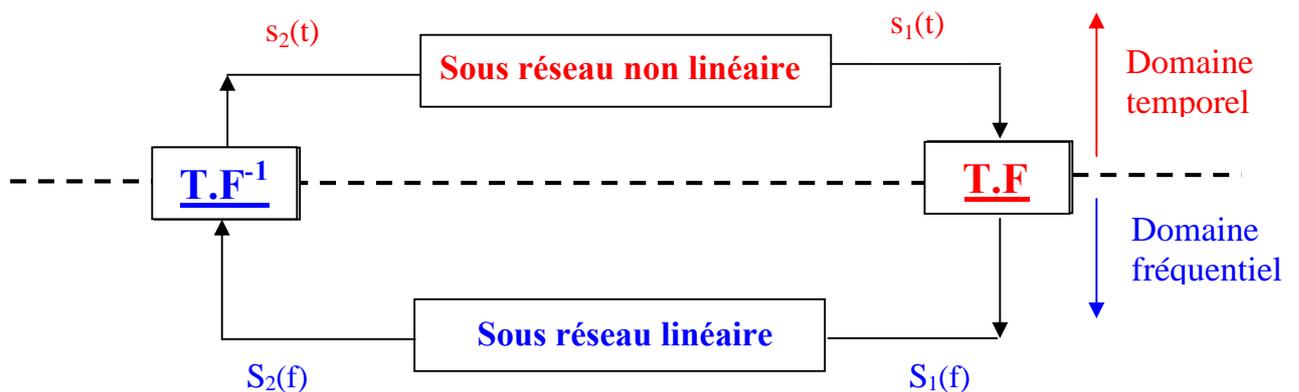


Figure II.5: Algorithme d'équilibrage harmonique

La résolution du système, pour l'obtention du régime établi, se déroule en six étapes essentielles :

- Etape 1 : On impose pour l'initialisation du processus un vecteur initial $s_1(t)$ à toutes les harmoniques considérées, à l'entrée du sous réseau linéaire.

- Etape 2 : On détermine la réponse du sous réseau linéaire $S_2(f)$ dans le domaine fréquentiel :

$$S_2(f) = H_2(f) \cdot S_1(f) \quad (\text{II.9})$$

où $H_2(f)$ est la fonction de transfert du sous réseau linéaire.

- Etape 3 : Le signal temporel $s_2(t)$ associé est calculé par la transformée de Fourier inverse :

$$s_2(t) = \text{TF}^{-1}[S_2(f)] \quad (\text{II.10})$$

Le signal $s_2(t)$ va alors servir d'excitation pour le sous réseau non linéaire.

- Etape 4 : La réponse $s_1(t)$ du réseau non linéaire est calculée dans le domaine temporel :

$$s_1(t) = f_{\text{NL}}[s_2(t)] \quad (\text{II.11})$$

où f_{NL} représente une fonction non linéaire.

- Etape 5 : Les composantes harmoniques $s_1(t)$ sont obtenues par une transformée de Fourier direct :

$$S'_1(f) = \text{TF}[s_1(t)] \quad (\text{II.12})$$

- Etape 6 : On compare les vecteurs $S_1(f)$ et $S'_1(f)$ à chaque fréquence :

- Si : $S_1(f) = S'_1(f) \Rightarrow$ processus achevé,
- Si : $S_1(f) \neq S'_1(f) \Rightarrow$ on impose de nouvelles valeurs à $S_1(f)$ et on reprend à l'étape 2.

On répète les itérations jusqu'à ce que l'équilibre soit réalisé pour toutes les fréquences considérées et pour toutes les connexions entre les deux sous réseaux.

II.4. Conclusion

Un aperçu des différentes méthodes permet de cibler de manière appropriée le domaine d'utilisation de chacune d'entre elle.

Les méthodes temporelles sont limitées aux cas de circuits à régime transitoire très bref devant le pas d'intégration et nécessitent un temps de calcul prohibitif, ce qui les rendent presque inutilisables actuellement.

Les méthodes fréquentielles (séries de Volterra) sont préférables dans les problèmes de faibles distorsions et offre une optimisation exacte et efficace des circuits non linéaires sans recourir aux approximations ou aux concepts théoriquement diminués.

Les méthodes hybrides (méthode d'équilibrage harmonique) sont généralement les plus appropriées pour la plupart des circuits non linéaires et sont d'ailleurs incluse dans la quasi-totalité des logiciels micro-ondes [5], ce qui a favorisé son utilisation dans cette conception.

Ces méthodes d'analyse sont implémentées dans le logiciel de conception dont nous disposons.

CHAPITRE III

Les amplificateurs de puissance

III.1. Introduction

L'évolution des télécommunications et de la création de nouveaux services micro-ondes impliquant la transmission de plusieurs signaux et/ou une large quantité d'information à haut débit nécessite l'utilisation des amplificateurs de puissance dans les systèmes de communication.

Le rôle de ces amplificateurs de puissance est de fournir la puissance nécessaire au signal avant d'être envoyé à l'antenne. Cet amplificateur représente un élément clé dans les systèmes de communications embarqués (téléphones mobiles, satellites...), car ce sont les principaux consommateurs d'énergie.

Pour des questions d'autonomie, mais aussi de dissipation thermique, il est primordial d'utiliser l'amplificateur de puissance dans des conditions de fonctionnement qui favorisent la conversion de l'énergie continue vers le signal hyperfréquence.

A faible niveau, son fonctionnement est proche d'un fonctionnement linéaire. A fort niveau, les signaux transmis subissent des distorsions, le fonctionnement de l'amplificateur est alors fortement non linéaire.

Le comportement non linéaire des amplificateurs de puissance engendre une génération de signaux parasites et de raies d'intermodulation autour des fréquences utiles. Ces dernières sont plus gênantes vu leur proximité des raies utiles d'où l'élargissement du spectre sur les signaux adjacents dégradant ainsi l'information transportée par le signal hyperfréquence. Plus la dynamique des amplitudes des signaux en entrée de l'amplificateur est grande plus les effets des non linéarités sont importants.

Ainsi, la linéarité des amplificateurs de puissance et les techniques permettant d'améliorer leur comportement hyperfréquence ont pris une place importante dans la conception des systèmes de communication.

Nous allons tout d'abord exposer dans ce chapitre les caractéristiques fondamentales des amplificateurs de puissance et définir leurs classes de fonctionnement.

III .2. Classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance

III .2.1. Fonctionnement fondamental

Un amplificateur est généralement constitué d'éléments actifs, soit un ou plusieurs transistors et d'éléments passifs pour la polarisation et pour l'adaptation d'impédances (figure III.1).

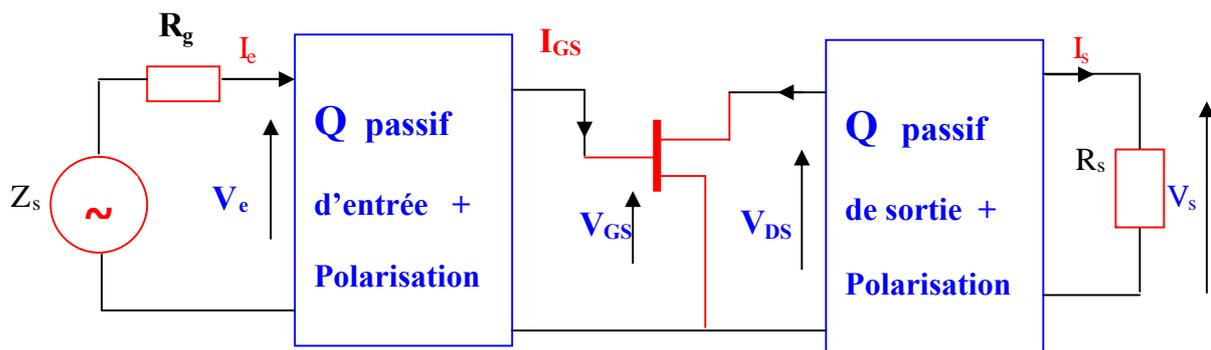


Figure III.1 : Schéma de principe d'un amplificateur

Le rôle des quadripôles d'adaptation est de transformer les impédances de source et de charge afin de présenter au transistor les impédances optimales. Les transformations d'impédances à réaliser dépendent des caractéristiques du transistor et plus particulièrement d'une part de sa caractéristique statique courant/tension et d'autre part des valeurs des éléments parasites de son modèle.

III .2.2. Classes de fonctionnement

Pour un système non linéaire (figure III.2) les courants d'entrée $i_1(t)$ et de sortie $i_2(t)$ s'écrivent :

$$i_1(t) = f_{NL}(u(t), v(t)) \tag{III.1}$$

$$i_2(t) = g_{NL}(u(t), v(t)) \tag{III.2}$$



Figure III.2 : Schématisation d'un système non linéaire

où $u(t)$ et $v(t)$, les tensions de commande, sont les variables des fonctions non linéaires f_{NL} et g_{NL} .

Les fonctions $i_1(t)$ et $i_2(t)$ sont les réponses du système aux excitations $u(t)$ et $v(t)$. Suivant les formes d'ondes imposées aux accès du système, on peut définir plusieurs ensembles de classes de fonctionnement, c'est à dire par la forme temporelle de $u(t)$ et $v(t)$ qui sont des signaux périodiques purement sinusoïdaux ou de forme carrée [8].

A partir de ces considérations, on peut distinguer les trois ensembles de classes :

- Les classes A, AB, B, et C où les tensions $u(t)$ et $v(t)$ sont purement sinusoïdaux.
- Les classes D et E où la tension $u(t)$ est carrée et la tension $v(t)$ périodique.
- La classe F où la tension $u(t)$ est purement sinusoïdale et la tension $v(t)$ carrée.

III .2.2.1. Classes de fonctionnement sinusoïdales

L'ensemble des classes de fonctionnement, pour lequel les tensions de commande $u(t)$ et $v(t)$ sont purement sinusoïdales, regroupe quatre classes que l'on différencie par le temps d'existence de la réponse $i_2(t)$.

III .2.2.1.1. Classe A

En classe A, la réponse $i_2(t)$ du dispositif est sinusoïdale et existe sur toute la période T des tensions de commande, c'est à dire $i_2(t) \neq 0$ pour $0 < t < T$. Le point de repos doit être choisi au milieu de la droite de charge pour une excursion maximale de la tension de sortie de telle sorte que le transistor sature le plus tardivement possible et conduit constamment ce qui n'engendre aucune déformation du signal due au blocage du transistor. Le signal de sortie sera proche d'une sinusoïde et l'amplification est considérée linéaire. Pour un courant de sortie de forme sinusoïdale, d'amplitude maximale, la rapport amplitude sur valeur moyenne du courant est égal à 1, d'où un rendement théorique maximum égal à 50% [8].

III .2.2.1.2. Classe B

En classe B, la réponse $i_2(t)$ est nulle pendant exactement une demi période et le point de repos est en zone de blocage. On utilise dans ce cas deux transistors pour une reproduction fidèle du signal pour que chaque transistor conduit en une demi période. L'avantage de ce montage est l'absence de consommation en continu. La classe B est utilisée pour le montage « Push-pull » où deux branches d'amplification sont utilisées alternativement, une branche pour les alternances positives et l'autre pour les alternances négatives. Ces deux branches fonctionnent en classe B. La recombinaison des signaux de sortie permet d'obtenir des signaux sinusoïdaux avec un fort rendement électrique.

III .2.2.1.3. Classe AB

La classe AB est une classe intermédiaire entre la classe A et la classe B. Elle est définie lorsque $i_2(t)$ est nul sur moins d'une demi période. Le point de repos ici est très proche de la zone de blocage, il en résulte une très faible consommation en continu avec une meilleure restitution du signal que dans la classe B car la distorsion est plus faible.

La puissance de sortie obtenue pour cette classe est élevée pour un niveau de puissance d'entrée raisonnable de même pour des fréquences élevées.

III .2.2.1.4. Classe C

En classe C, $i_2(t)$ est nul sur plus d'une demi période (ce fonctionnement est utilisé en émission HF pour les radios, télévisions, téléphones,..).

Pour traduire l'existence de $i_2(t)$ sur une période T , on définit l'angle d'ouverture σ correspondant à la durée t_0 pendant laquelle $i_2(t)$ est non nul sur une demi période :

$$\sigma = \frac{2\pi t_0}{T} \quad (\text{III.3})$$

Le tableau suivant résume les classes de fonctionnement dites sinusoïdales :

Classe	Condition sur $i_2(t)$	Valeur de σ
A	non nul sur T	180°
AB	nul sur moins de $T/2$	$90^\circ < \sigma < 180^\circ$
B	nul pendant $T/2$	90°
C	nul sur plus de $T/2$	$\sigma < 90^\circ$

Tableau III.1 : Classes de fonctionnement sinusoïdales

Ces quatre classes de fonctionnement, pour lesquelles les excitations sont purement sinusoïdales, sont actuellement les plus largement utilisées dans les dispositifs micro-ondes. Le choix de la classe se fait par rapport à des critères de puissance, de rendement, de gain et de linéarité.

III .2.2.2. Classes de fonctionnement en commutation

En ce régime de fonctionnement, il existe deux classes : classe D et class E. Le dispositif non linéaire fonctionne en commutation et est placé tantôt en état bloqué, tantôt en état saturé. Pour réaliser ces conditions de fonctionnement, les tensions de commande $u(t)$ et $v(t)$ doivent être carrées.

Ces classes d'amplification ont pour objectif principal de minimiser la consommation en énergie du dispositif. L'idée proposée est qu'il n'y ait jamais existence simultanée de la tension $v(t)$ et du courant $i_2(t)$ de façon à obtenir une puissance instantanée $v(t).i_2(t)$ toujours nulle [8].

III .2.2.2.1. Classe D

La classe D fonctionne sur le principe d'une entrée d'excitation de forme carrée et nécessite un circuit de charge sélectif afin d'obtenir un courant dans la charge de forme sinusoïdale.

Dans cette classe, l'élément non linéaire se comporte comme un interrupteur commandé par $u(t)$. La tension $v(t)$ et le courant $i_2(t)$ sont carrés et en opposition de phase de manière à ce qu'ils n'existent pas simultanément. Mais le problème qui se présente en cette classe est durant le temps de commutation (temps de montée et de descente du courant et de la tension de sortie) où $v(t)$ et $i_2(t)$ existent simultanément. Pour s'affranchir à ce phénomène, une deuxième classe de fonctionnement en commutation a été proposée : c'est la classe E.

III .2.2.2. Classe E

Pour supprimer les problèmes liés aux temps de commutation, le principe est de retarder les instants d'apparition des signaux de telle façon que l'un des signaux $v(t)$ ou $i_2(t)$ apparaisse au même instant de la disparition de l'autre. Cette classe de fonctionnement est habituellement utilisée en basses fréquences.

L'inconvénient majeur de cette classe pour des applications à des fréquences élevées est la nature du signal d'entrée a utilisé car le niveau de puissance nécessaire pour le générer est élevé d'où un faible rendement en puissance [8].

III .2.2.3. Classe F

La classe F diffère des classes sinusoïdales uniquement du fait des conditions imposées sur les composantes harmoniques de $v(t)$ qui doivent être nulles de manière à obtenir un signal de commande purement sinusoïdal, ce qui n'est pas le cas pour cette classe. En effet, la classe F nécessite une tension de commande $u(t)$ sinusoïdale, un signal de commande $v(t)$ carré et un temps d'existence de la réponse inférieur à la période de travail T (on peut choisir, comme pour les classes sinusoïdales, l'angle d'ouverture σ du signal $i_2(t)$).

En classe F, l'objectif recherché est d'obtenir une forme d'onde carrée optimale permettant d'améliorer les puissances et les rendements [8].

III .2.2.4. Classe S

Dans le domaine de la communication, il existe également les amplificateurs fonctionnant en mode impulsionnel. Pour ce type de classe, la durée des impulsions représente l'amplitude du signal. Le signal d'origine est alors récupéré après amplification par filtrage en bande de base du signal amplifié.

L'intérêt de ce mode réside dans le fait que le transistor travaille en commutation et donc à très fort rendement. Par contre, le domaine d'application est limité aux basses fréquences compte tenu de l'utilisation d'un signal modulé en impulsions.

III.3. Caractéristiques fondamentales des amplificateurs de puissances

III.3.1. Bilan des puissances mises en jeu

L'amplificateur de puissance est un quadripôle caractérisé par plusieurs paramètres de base. Les puissances mises en jeu font partie des ces paramètres. Les différentes puissances caractéristiques d'un amplificateur de puissance sont indiquées par la figure (III.3).

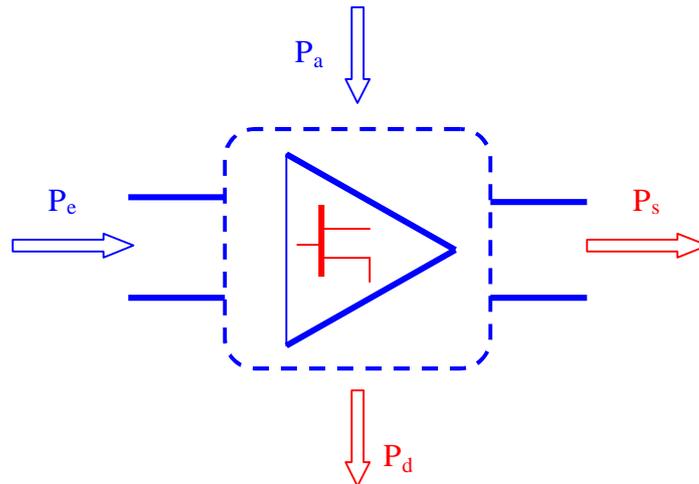


Figure III.3 : Bilan des puissances d'un amplificateur de puissance

On peut distinguer deux catégories de puissances :

- Puissances fournies à l'amplificateur :
 - P_e puissance d'entrée,
 - P_a Puissance continue d'alimentation.
- Puissances de sortie résultantes :
 - P_s puissance de sortie,
 - P_d puissance dissipée.

Dans le bilan de puissance, ces deux types doivent se compenser, soit :

$$P_e + P_a = P_s + P_d \quad (\text{III.4})$$

La puissance dissipée est une puissance perdue qui doit être limitée le plus possible pour transmettre le maximum de puissance à la charge.

III.3.2. Puissances RF à la fréquence f_0

L'amplificateur de puissance est généralement caractérisé en régime harmonique, et cela en appliquant à son entrée un signal sinusoïdal à la fréquence de travail f_0 qui peut être variable afin de connaître le mieux son comportement en fréquence. A une fréquence utile f_0 , la puissance de sortie P_s est donnée par :

$$P_s = 1/2 \operatorname{Re} \{ V_s I_s^* \} \quad (\text{III.5})$$

où :

- V_s la tension de sortie,
- I_s le courant de sortie,
- I_s^* le courant de sortie conjugué.

Cette puissance peut être exprimée en décibel, normalisée par rapport au milliwatt (dBm) :

$$P_s = 10 \cdot \log\left(1/2R_{\text{réel}}(V_s I_s^*)/1.10^{-3}\right)_{dBm} \quad (\text{III.6})$$

III.3.3. Gain en puissance

Pour de faibles signaux, le transistor peut être considéré comme linéaire, car la variation autour du point de repos est faible et la caractéristique peut alors s'apparenter à une droite. Par contre, pour des signaux plus élevés, la caractéristique de sortie du transistor ne peut être considérée comme linéaire. En outre, lorsque l'amplitude des signaux est réellement importante, le transistor sature d'où une limitation de puissance de sortie et donc diminution du gain, la différence entre le gain linéaire et le gain réel représente la compression, exprimée en dB, de la puissance de sortie. Cette dernière ne progresse plus et reste quasiment constante en fonction de la puissance d'entrée.

En zone linéaire, le gain en puissance G est constant et est noté gain linéaire ou gain petit signal et s'écrit comme suit :

$$G = \frac{P_s}{P_e} \quad (\text{III.7})$$

En décibel, ce gain s'écrit :

$$G_{dB} = 10 \cdot \log(P_s / P_e) = P_{s_{dBm}} - P_{e_{dBm}} \quad (\text{III.8})$$

III.3.4. Compression en puissance

La compression en puissance est un paramètre qui permet d'évaluer le phénomène de saturation dans un dispositif amplificateur. Elle traduit la chute du gain en puissance entre le régime de fonctionnement linéaire et le régime de fonctionnement non linéaire. La compression est la différence en décibels entre le gain petit signal G_{ps} et le gain grand signal G_{gs} , pour une puissance d'entrée P_{eo} ou de sortie P_{so} fixée, soit :

$$CP_{dB} = 10 \cdot \log\left(\frac{G_{ps}}{G_{gs}}\right) \quad (\text{III.9})$$

ou bien :

$$CP_{dB} = 10 \cdot \log\left(\frac{G_{ps} P_{eo}}{P_{so}}\right) \quad (\text{III.10})$$

On peut définir aussi la compression dite différentielle, qui prend en compte, non plus le gain fort signal, mais la pente de la caractéristique $P_s = f(P_e)$ en un point (P_{eo}, P_{so}) qui s'écrit comme suit :

$$CP_{dB} = 10 \cdot \log\left(\frac{G_{ps}}{\left.\frac{\partial P_s}{\partial P_e}\right|_{P_e = P_{eo}}}\right) \quad (\text{III.11})$$

III.3.5. Rendement électrique

Un autre point essentiel pour les amplificateurs de puissance est la consommation électrique nécessaire pour obtenir un niveau de puissance souhaité. Ce point est caractérisé par le rendement électrique défini par le rapport entre la puissance de sortie utile et la puissance consommée :

$$\eta = \left(\frac{P_s}{P_a} \right) \quad (\text{III.12})$$

Pour des applications à des fréquences élevées, la puissance d'entrée à fournir peut être importante. Il est alors intéressant d'utiliser la notion de puissance ajoutée, donnée par la différence entre les puissances d'entrée et de sortie. Le rendement en puissance ajoutée PAE (Power Added Efficiency) s'écrit alors :

$$\eta_{aj} = \frac{P_s - P_e}{P_a} \quad (\text{III.13})$$

Ce rendement peut s'écrire également en fonction de la puissance dissipée :

$$\eta_{aj} = 1 - \frac{P_d}{P_a} \quad (\text{III.14})$$

Le rendement en puissance ajoutée augmentera si la puissance dissipée diminue pour le même point de polarisation. Il est également possible d'exprimer le rendement en puissance ajoutée par rapport au rendement et au gain comme suit :

$$\eta_{aj} = \eta \cdot \left(1 - \frac{1}{G} \right) \quad (\text{III.15})$$

Le rendement en puissance ajoutée est toujours inférieur au rendement électrique, et plus le gain est élevé, plus il se rapproche de la valeur du rendement électrique.

III.3.6. Facteurs caractéristiques

Vu le grand nombre d'applications modernes mettant en jeu des signaux à enveloppe variable, l'amplification non linéaire de ces signaux a pour effet de distordre le signal résultant en sortie. De nombreux facteurs de mérite permettent d'estimer le comportement non linéaire d'un amplificateur de puissance.

III.3.6.1. Courbe AM/AM et AM/PM

Pour un amplificateur de puissance, les meilleurs rendements sont obtenus en zone saturée, c'est à dire lorsque l'amplificateur est proche de son niveau de puissance maximum. Cependant, dans de telles conditions de fonctionnement, la non linéarité introduite par l'amplificateur dégrade l'information transportée par le signal hyperfréquence et génère des distorsions de phase et d'amplitude de ce dernier. Ces distorsions engendrent des remontées spectrales en dehors du canal du signal utile et déforment les constellations des signaux modulés.

Une manière de décrire à la fois la zone optimale de fonctionnement et de caractériser la non linéarité de l'amplificateur consiste à fournir des courbes de conversion d'amplitude d'entrée / amplitude de sortie (AM/AM) et de conversion d'amplitude d'entrée / phase de sortie (AM/PM). Les signaux de sortie subissent des distorsions dues aux conversions d'amplitude AM/AM et de phase AM/PM. Les sources de courants sont principalement responsables de la variation d'amplitude du signal de sortie en fonction du niveau du signal d'entrée et les capacités non linéaires induisent un déphasage du signal de sortie également en fonction du niveau du signal d'entrée.

La déviation des courbes AM/AM et AM/PM à fort niveau de puissance d'entrée permet de comprendre le fonctionnement non linéaire de l'amplificateur. Ces deux courbes mesurées à un point de fréquence donné à l'aide d'un signal sinusoïdal (CW : continuous wave) dont on fait varier la puissance, permettant de mettre en évidence un point de fonctionnement souvent considéré comme nominal et correspondant à 1 ou 2 dB de compression de gain [10 -11].

III.3.6.2. Input Back Off (IBO) et Output Back Off (OBO)

Vue les fréquences de fonctionnement relativement différentes selon les domaines d'applications (émission ou réception satellite, radars, communications hertziennes,..), les amplificateurs hyperfréquences peuvent être de technologies très différentes et également travailler avec des niveaux de signaux très différents. Cette diversité d'application fait que comparer l'efficacité de différents amplificateurs devient difficile en faisant référence aux valeurs absolues de puissance mises en jeu. Il est commode de définir des points remarquables qui sont en général des points de puissances entrée/sortie correspondant à 1 ou 2 dB de compression de gain. Les puissances d'entrée et de sortie de l'amplificateur sont alors exprimées relativement à ces points remarquables en échelle logarithmique.

Ainsi on définit le niveau de recul de puissance (IBO : Input Back OFF) comme la distance en dB par rapport à la puissance d'entrée à 2dB de compression [12] :

$$IBO_{2dB} (dB) = P_e (dBm) - (P_e (dBm))_{P_{2dB}} \quad (III.16)$$

De même manière, le niveau de recul de puissance de sortie (OBO: Output Back Off) représente la distance en dB par rapport à la puissance de sortie à 2 dB de compression de gain :

$$OBO_{2dB} (dB) = P_s (dBm) - (P_s (dBm))_{P_{2dB}} \quad (III.18)$$

III.3.6.3. Intermodulation D'ordre trois (C/I₃)

La principale difficulté lors de la conception d'un amplificateur de puissance, consiste à réaliser le meilleur compromis puissance / rendement / linéarité. Le phénomène d'intermodulation apparaît en sortie d'un dispositif fonctionnant en régime non linéaire lorsqu'il est excité en entrée par deux ou plusieurs signaux de fréquences voisines. Lorsque le signal d'entrée $x(t)$ est constitué de deux fréquences, par exemple :

$$x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2(t) \quad (III.19)$$

Le signal de sortie, qui est une fonction non linéaire de $x(t)$, est alors très riche en composantes spectrales :

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} K_n K_m \cos(m\omega_1 + n\omega_2) t \quad (III.20)$$

En sortie du dispositif non linéaire, les raies d'intermodulation I_1 et I_2 , sont situées à un écart de fréquence Δf des canaux de communications et viennent perturber l'information transmise (figure III.4).

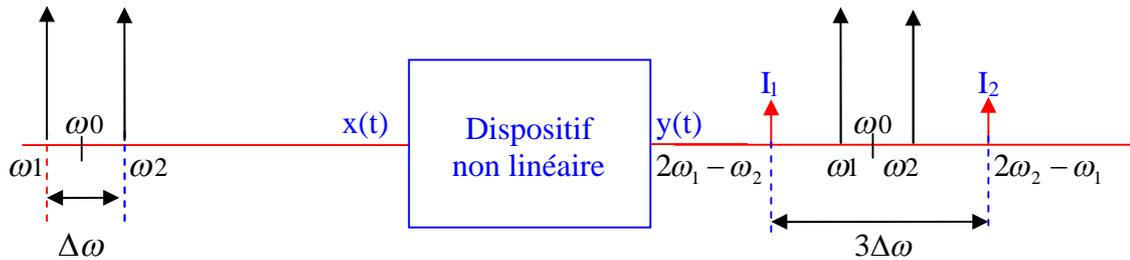


Figure III.4 : Spectre de sortie d'un dispositif non linéaire

L'ordre d'intermodulation est défini par la somme des entiers m et n pris en valeurs absolues :

$$\text{Ordre} = |m| + |n| \quad (III.21)$$

Dans le but de quantifier la dégradation introduite par l'élément non linéaire sur le signal de communication, plusieurs facteurs de mérite sont définis parmi lesquels le rapport d'intermodulation d'ordre 3 (Carrier to 3rd Order Intermodulation) noté C/I_3 [12]. Ce facteur porte généralement sur la puissance la plus élevée et dont les composantes sont les plus proches des signaux utiles, ω_1 et ω_2 , soit :

$$|m| = 1 \text{ et } |n| = 2 \text{ ou } |m| = 2 \text{ et } |n| = 1 \quad (III.22)$$

Il est à noter qu'il est également nécessaire de s'intéresser à l'intermodulation d'ordre 5 afin de vérifier que son niveau ne soit pas supérieur au niveau de l'intermodulation d'ordre 3, ce qui aurait pour effet de dégrader encore plus le canal de transmission suivant.

Pour représenter l'intermodulation, on définit le rapport d'intermodulation C/I [12] (Carrier/Intermodulation) qui traduit l'écart en dB entre la puissance sur la porteuse (signal utile) et la puissance sur la raie d'ordre 3 (signal parasite) par :

$$C/I_{\text{dBc}} = 10 \log \left(\frac{P_{sp}}{P_{s3}} \right) \quad (III.23)$$

où P_{sp} est la puissance de sortie de chacune des porteuses et P_{s3} la puissance de sortie sur la raie d'ordre 3.

Ceci nous permet de définir le C/I_3 gauche et le C/I_3 droit suivant la porteuse considérée. De façon générale, le rapport d'intermodulation d'ordre 3 est exprimé comme suit :

$$C/I_3 = 10 \log \left(\frac{C_1 + C_2}{I_1 + I_2} \right)_{(dB)} \quad (III.24)$$

L'intermodulation d'ordre 3 est un critère standard de linéarité des amplificateurs de puissance, il met en évidence leurs phénomènes non linéaires intrinsèques qui traduisent la réaction des circuits de polarisation sur les transistors. Ce facteur représente un bon test de linéarité lors de la phase de conception d'un amplificateur.

III.3.6.4. Adjacent Channel Power Ratio (ACPR)

L'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) est un facteur qui caractérise Le bruit d'intermodulation calculé comme étant le rapport de la puissance rejetée dans un canal voisin Δf par rapport à la puissance dans la bande utile (B) [12]. Cela consiste à appliquer à l'entrée d'un amplificateur un signal centré sur la fréquence de travail (f_0) et couvrant la bande (B) du canal de transmission. Tout comme l'intermodulation d'ordre 3, on parle du ACPR gauche et le ACPR droit, qui ont pour expression :

$$ACPR = 10 \log \left(\frac{2 \int_{f_1}^{f_2} P(f) df}{\int_{f_3}^{f_4} P(f) df + \int_{f_5}^{f_6} P(f) df} \right) (dB) \quad (III.25)$$

avec : $\Delta f = f_2 - f_1 = f_4 - f_3 = f_6 - f_5$.

La distance de fréquence entre les différents bandes $[f_2, f_1]$, $[f_4, f_3]$ et $[f_6, f_5]$ n'est pas standard et dépend généralement du débit des données à transmettre pour une application donnée. De plus en plus, les normes très exigeantes en terme de linéarité font également apparaître la notion de « Alternate Power Ratio » qui permet d'évaluer la puissance non plus rejetée dans le canal voisin, mais dans le canal suivant, ce qui correspond aux produits d'intermodulation d'ordre 5.

III.3.6.5. Noise Power Ratio (NPR)

L'amplificateur de puissance qui est souvent utilisé en bout de chaîne de transmission peut être amené à transmettre un nombre important de canaux de modulation numérique, chacun véhiculant une information totalement décorellée de celle de son voisin. Afin de s'approcher le plus possible des conditions de fonctionnement réelles de l'amplificateur et également établir une grandeur standard caractérisant les signaux multiporteuses, les amplificateurs de puissance peuvent être caractérisés à l'aide d'un bruit blanc gaussien. En effet la caractéristique spectrale (spectre plat) ainsi que temporelle (variations niveau crête à niveau moyen de l'ordre de 10 dB) du bruit blanc gaussien à bande limitée, permet de simuler un nombre important de canaux de modulation numérique multiplexés en fréquence. Le principe de la mesure consiste à introduire un trou au centre de la bande du spectre d'entrée qui est obtenue généralement en utilisant un filtre « stop bande », de manière à évaluer en sortie le bruit d'intermodulation généré par la non linéarité de l'amplificateur de puissance au centre de la bande puisque c'est ici qu'il est maximum. Le NPR a pour expression [13]:

$$NPR = 10 \cdot \log \left[\frac{\int_{\text{Trou}} p(f) df}{\int_{\text{Porteuse}} p(f) df} \cdot \frac{BW_{\text{Porteuse}}}{BW_{\text{Trou}}} \right] (dB) \quad (\text{III.26})$$

BW_{Porteuse} : largeur spectrale de la porteuse (figure III.5),

BW_{Trou} : largeur spectrale du trou (figure III.5).

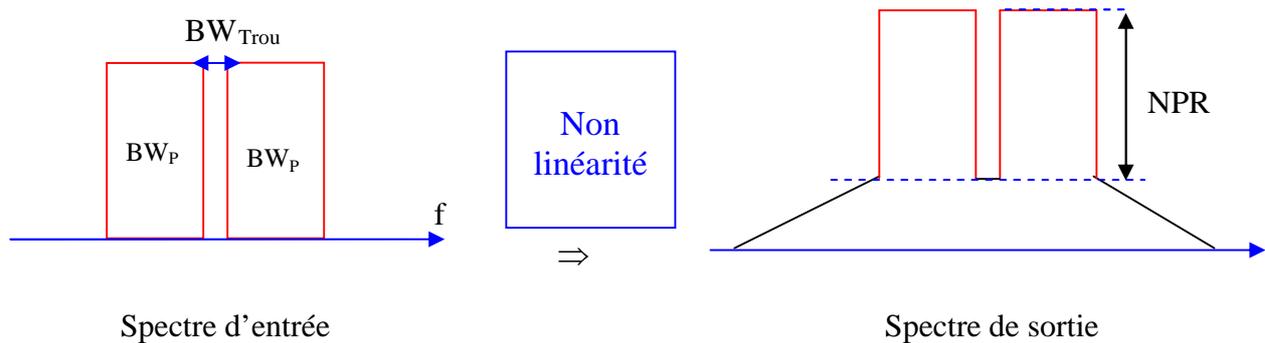


Figure III.5 : Spectres du NPR d'entrée et de sortie d'une non linéarité

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, les performances fondamentales des amplificateurs de puissance sont présentées et plus particulièrement les grandeurs permettant de caractériser leur comportement non linéaire pour des applications de télécommunications, ainsi que la définition des différentes classes de fonctionnement de ces amplificateurs.

Dans le prochain chapitre, on évoquera la théorie de linéarisation appliquée à ces amplificateurs de puissance pour but d'amélioration de leurs performances en ce qui concerne la linéarité et le rendement pour des fréquences micro-ondes.

CHAPITRE IV

Théorie des amplificateurs de puissance de type Doherty

IV.1. Introduction :

La linéarisation est une procédure visant à réduire les distorsions générées par l'amplificateur de puissance. Celle-ci permet à l'amplificateur de produire plus de puissance de sortie et de travailler à des niveaux de rendement plus importants pour un niveau donné de distorsion. Plusieurs techniques sont envisagées afin de limiter ces effets non linéaires. L'une de ces techniques utilisées dans l'amplification des signaux à enveloppe variable est la technique Doherty. Cette technique fut inventée par W.H.Doherty en 1936 et était utilisée à l'origine pour moduler un signal en amplitude dans les amplificateurs à tube. L'intérêt de l'utilisation de la technique Doherty consiste à maintenir un rendement optimal et même de l'augmenter et cela sur une plage de variation importante de la puissance de sortie en faisant varier l'impédance de charge de l'amplificateur en fonction du niveau du signal à l'entrée.

Le principe s'appuyant sur la méthode de Doherty contourne le problème de linéarité en se plaçant dans la zone linéaire de l'amplificateur : prendre un recul « backoff » par rapport à la compression en gain (zone où le gain en puissance et le déphasage sont constants). Les architectures proposées et basées sur le Doherty permettent de pallier le problème de la consommation de l'amplificateur en régime linéaire, améliorant le rendement en puissance ajoutée. Principalement, seule la topologie de la partie amplificatrice est modifiée et le système nécessite peu d'éléments supplémentaires.

IV.2. Principe de la technique

Les performances d'un amplificateur sont généralement déterminées par l'impédance de charge présentée en sortie des transistors, la technique Doherty permet de modifier cette impédance en fonction du niveau de puissance d'entrée, grâce à la combinaison de deux amplificateurs, principal et auxiliaire ayant une polarisation différente [12-15-16-17-21], ainsi que deux lignes quarts ; la première ligne d'impédance caractéristique Z_C est placée en sortie de l'amplificateur principal et est indispensable égal à l'impédance de charge R_{CH} assurant ainsi la transformation d'impédance nécessaire au maintien du rendement sur une plage de variation importante de puissance de sortie. Cette ligne de sortie introduit un déphasage de 90° qui doit être compensé soit en utilisant un coupleur hybride en entrée (coupleur à branches), soit en rajoutant une deuxième ligne quart d'onde en entrée de l'amplificateur auxiliaire dans le cas d'un diviseur de Wilkinson. L'amplificateur auxiliaire se comporte comme une impédance commandée suivant le niveau de puissance présent en entrée du montage. La figure (IV.1) représente le schéma de principe d'un amplificateur de puissance de type Doherty (DPA).

Le rendement en puissance ajoutée est alors amélioré pour un fonctionnement en régime linéaire. La classe de fonctionnement du transistor auxiliaire est choisie de manière que le courant à ses bornes soit nul lorsque la puissance d'entrée est inférieure à celle d'un point défini « α » en dB dit de compression (recul backoff) [12] ou point de transition.

La figure (IV.1) représente le schéma de principe d'un amplificateur Doherty :

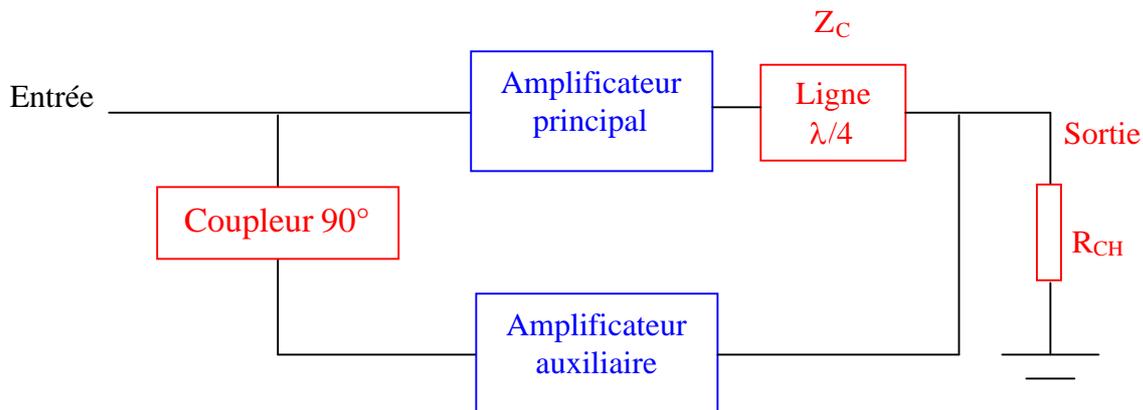


Figure IV.1 : Schéma de principe d'un amplificateur Doherty

Le fonctionnement des deux amplificateurs est comme suit :

- Pour un faible niveau de puissance d'entrée (P_α), allant jusqu'à α dB de recul par rapport au point 1 dB de compression, seul l'amplificateur principal conduit et fournit de la puissance.
- Pour un niveau moyen de puissance fournie à l'entrée, le point α de recul est atteint. L'amplificateur principal devient de plus en plus saturé et l'amplificateur auxiliaire commence à fournir de la puissance et à conduire en permettant ainsi une modification de l'impédance de charge présentée à l'amplificateur principal.
- Pour un fort niveau de puissance (P_{Max}), loin du point de recul α , les deux amplificateurs sont saturés.

La mise en conduction de l'amplificateur auxiliaire modifie l'impédance de charge en sortie de l'étage.

IV.3. Coupleurs d'entrée

Le coupleur utilisé en entrée (figure IV.1) est indispensable pour un partage équitable de puissance entre les deux étages de l'amplificateur. Le choix possible peut se faire entre le coupleur à branches et le diviseur de Wilkinson hybride.

IV.3. 1. Coupleur à branches

La réalisation d'un coupleur 3dB en quadrature est assurée par le coupleur à branches (branch-line). La topologie de base de ce type de coupleur intègre deux lignes de transmission série de longueur $\lambda/4$ à la fréquence centrale qui sont reliées par deux lignes de dérivation aussi de longueur $\lambda/4$ à la même fréquence. Le schéma de la figure (IV.2) décrit un coupleur intégré en technologie microruban [14].

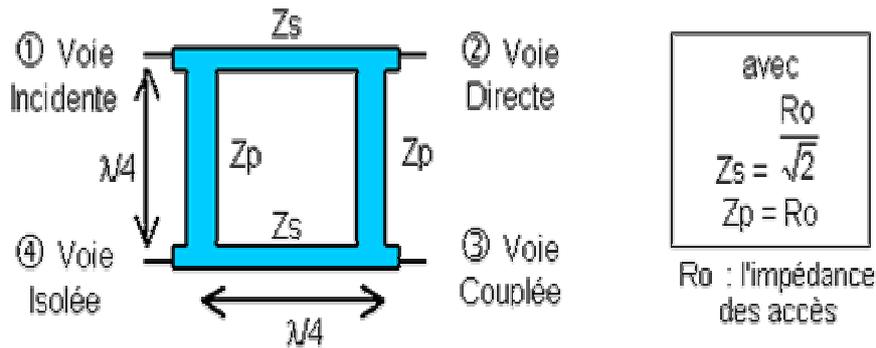


Figure IV.2 : Coupleur à branches en technologie microruban [14]

Dans un coupleur à branches, les performances idéales ne sont obtenues qu'à la fréquence centrale qui correspond à la fréquence pour laquelle les lignes ont une longueur électrique de 90° . Ces coupleurs ne peuvent donc être utilisés que pour des applications bande étroite ne nécessitant pas plus de 10% de bande de fréquence. De plus, ce coupleur apporte le déphasage de 90° entre les signaux aux voies (2) et (3).

IV.3. 2. Diviseur de Wilkinson hybride

Un diviseur de Wilkinson hybride (figure IV.3) peut être réalisé à partir de deux lignes de transmission de longueur $\lambda/4$ et d'impédance caractéristique $Z_c = \sqrt{2.R_0}$ ($R_0 = 50\Omega$). La puissance incidente au port (1) est alors divisée de manière égale entre les ports de sortie (2) et (3) qui sont mutuellement isolés par une résistance de charge égale à $2R_0$ qui permet également une bonne adaptation des ports de sortie avec des faibles pertes.

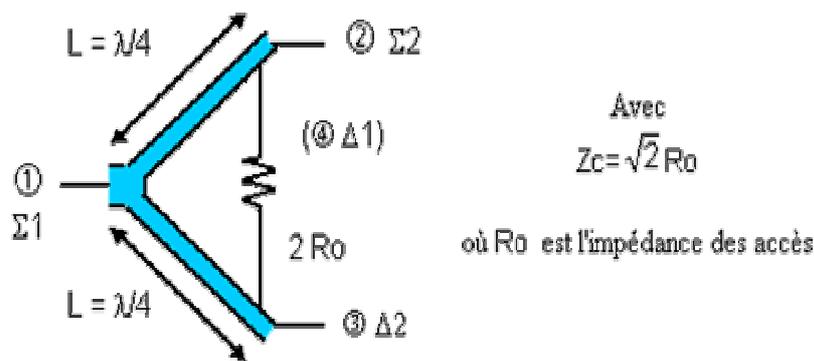


Figure IV.3 : Diviseur de Wilkinson hybride [14]

Les propriétés de cette structure sont dues à sa symétrie. Il est possible d'obtenir aisément une bande de fréquence de fonctionnement assez large, ce qui favorise son utilisation dans cette conception.

Dans le cas d'utilisation d'un diviseur de Wilkinson hybride, une deuxième ligne quart d'onde est indispensable en entrée de l'amplificateur auxiliaire pour la compensation du déphasage introduit par la ligne de sortie.

IV.4. Détermination des impédances de charge vues par les deux amplificateurs

Pour déterminer l'impédance de charge présentée à chaque amplificateur, on considère ces derniers par leurs effets fondamentaux seulement, c'est à dire une source de courant commandée en tension (figure IV.4) :

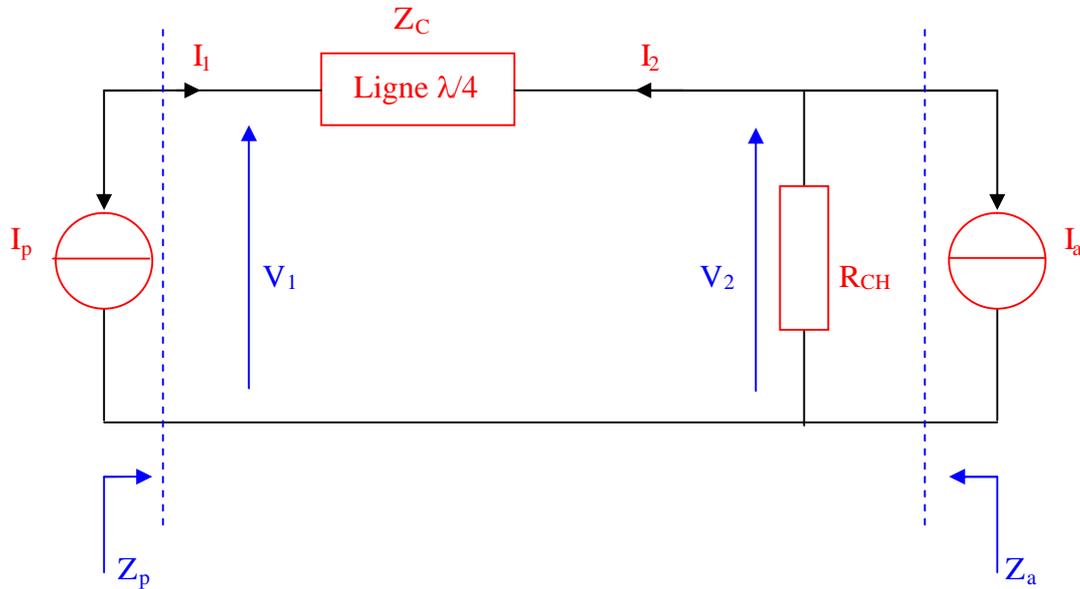


Figure IV.4 : Schéma équivalent en sortie du Doherty

Pour une ligne de transmission supposée sans pertes, d'impédance caractéristique Z_C et de longueur l , les relations tensions-courants à ses accès s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \beta l & j \cdot Z_C \cdot \sin \beta l \\ \frac{j \cdot \sin \beta l}{Z_C} & \cos \beta l \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

Pour une ligne de transmission de longueur $\lambda/4$, le terme βl devient égal à $\pi/2$ et la relation matricielle précédente devient :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & j \cdot Z_C \\ \frac{j}{Z_C} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.2})$$

De plus, les conditions de fermeture aux accès de la ligne quart d'ondes sont :

$$\begin{cases} I_1 = -I_p \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

$$\begin{cases} I_2 = -\left(I_a + \frac{V_2}{R_{CH}} \right) \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

Les impédances Z_p du transistor principal et Z_a du transistor auxiliaire, vues respectivement par les sources de courant I_p et I_a , peuvent être exprimées par les relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_p = \frac{V_1}{-I_p} \end{array} \right. \quad (IV.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_a = \frac{V_2}{-I_a} \end{array} \right. \quad (IV.6)$$

En utilisant la relation (IV.2), les impédances peuvent également s'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_p = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - jZ_C \frac{I_a}{I_p} \end{array} \right. \quad (IV.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_a = -jZ_C \frac{I_p}{I_a} \end{array} \right. \quad (IV.8)$$

L'analyse des expressions (IV.7) et (IV.8) montre que pour un déphasage de 90° entre les sources de courant de l'amplificateur principal et auxiliaire, les impédances Z_p et Z_a sont purement réelles. Ce déphasage est obtenu soit par l'utilisation d'un coupleur hybride ou une ligne $\lambda/4$ à l'entrée de l'amplificateur auxiliaire.

Pour de fort niveau de puissance, les deux amplificateurs sont saturés et leur courant de drain I_p et I_a sont égaux, si on suppose que les deux transistors sont identiques et ont une même polarisation. Leurs impédances de charge peuvent s'écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_p = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - Z_C \end{array} \right. \quad (IV.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_a = Z_C \end{array} \right. \quad (IV.10)$$

Pour une impédance caractéristique $Z_C = 2.R_{CH}$, on aura une même charge présentée sur les drains des deux transistors qui fonctionneront ensemble pour délivrer un maximum de puissance de sortie :

$$Z_p = Z_a = 2.R_{CH} \quad (IV.11)$$

Pour un faible niveau de puissance d'entrée, l'amplificateur auxiliaire est pincé et son courant drain I_a est nul. Par conséquent, la charge présentée en sortie de l'amplificateur principal devient égale à $4.R_{CH}$ et celle vue par l'amplificateur auxiliaire devient un circuit ouvert. Cette variation d'impédance d'un rapport de deux se traduit sur le cycle de charge de l'amplificateur par une variation en fonction du niveau de la puissance d'entrée.

Pour des niveaux de puissance d'entrée compris entre P_α et P_{MAX} , l'impédance de sortie vue par l'amplificateur principal varie de $4.R_{CH}$ à $2.R_{CH}$ et celle vue par l'amplificateur auxiliaire varie de l'infinie à $2.R_{CH}$. Cet amplificateur auxiliaire se comporte alors comme une charge active pour l'amplificateur principal. Le tableau (IV.1) illustre les modes de fonctionnement des deux amplificateurs en fonction du niveau de puissance en entrée.

Niveau de puissance d'entrée	Mode de fonctionnement de l'amplificateur principal	Mode de fonctionnement de l'amplificateur auxiliaire
$P_{Entrée} < P_\alpha$	Source de courant commandée	Eteint
$P_\alpha < P_{Entrée} < P_{MAX}$	Saturé	Source de courant commandée
$P_{Entrée} = P_{MAX}$	Saturé	Saturé

Tableau IV.1 : Différents modes de fonctionnement d'un amplificateur Doherty

IV.5. Détermination de l'impédance caractéristique de la ligne Quart d'onde de sortie

On peut généraliser l'expression de l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde de sortie quelque soit la taille du transistor auxiliaire qui peut être n fois la taille du transistor principal. Les courants à fort niveau s'écrivent de la manière suivante :

$$|I_a| = n \cdot |I_p| \quad (IV.12)$$

Le transistor auxiliaire délivre n fois plus de puissance que le transistor principal. Les impédances présentées sur les drains des deux transistors s'expriment donc comme suit :

$$Z_p = n \cdot Z_a \quad (IV.13)$$

L'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde de sortie est alors donnée par :

$$Z_C = (n+1)R_{CH} \quad (IV.14)$$

IV.6. Calcul du rendement total

L'évolution du rendement se décrit en trois parties qui correspondent aux différents modes de fonctionnement de l'amplificateur Doherty.

- $P_{Entrée} < P_\alpha$

L'amplificateur principal, étant polarisé en classe AB ou B, permet d'obtenir un courant demi sinusoïdal et se comporte comme une source de courant en fonction du niveau d'entrée. L'amplificateur auxiliaire est éteint. La saturation du transistor principal intervient lorsque sa participation à la puissance crête du système est maximale, c'est à dire tant que $V_p < \alpha \cdot V_{DD}$. (V_p est la tension aux bornes de l'amplificateur principal, V_{DD} est la tension d'alimentation des amplificateurs).

La figure (IV.5) illustre le fonctionnement de l'amplificateur dans ce cas.

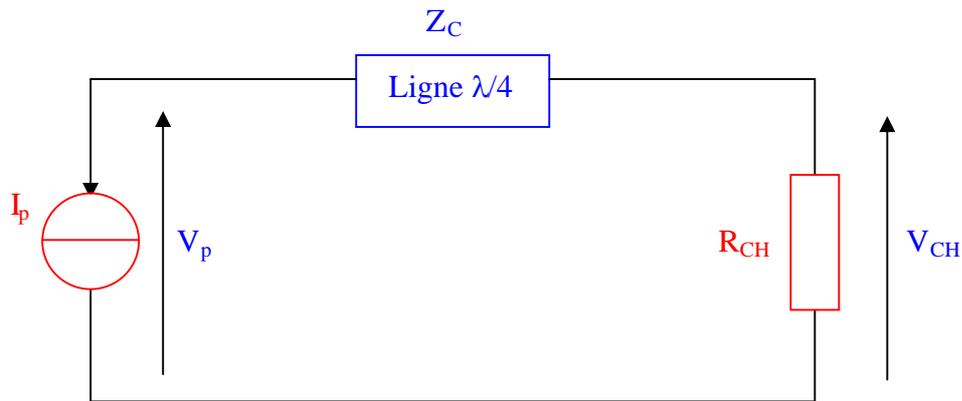


Figure IV.5 : Circuit d'analyse de la technique Doherty avant le point de transition

La puissance délivrée par l'amplificateur principal, à la fréquence fondamentale, s'exprime comme suit :

$$P_{Fp} = \frac{1}{2} \frac{V_{CH}^2}{R_{CH}} \quad (\text{IV.15})$$

Comme le courant est semi sinusoïdal (classe AB ou B), le courant continu de l'amplificateur s'écrit :

$$I_{DCp} = \frac{2 \cdot I_p}{\pi} \quad (\text{IV.16})$$

Le courant du transistor I_p peut être exprimé en fonction de la tension aux bornes de la charge V_{CH} comme suit :

$$I_p = \frac{V_{CH}}{Z_C} \quad (\text{IV.17})$$

Donc l'expression du rendement sera donnée par :

$$\eta = \frac{P_{fp}}{P_{DCp}} = \frac{\pi}{4} \frac{Z_C \cdot V_{CH}}{R_{CH} \cdot V_{DD}} \quad (\text{IV.18})$$

Si les deux amplificateurs sont identiques, d'après l'équation (IV.11), l'expression du rendement devient :

$$\eta = \frac{\pi}{2} \frac{V_{CH}}{V_{DD}} \quad (\text{IV.19})$$

- $P_{\text{Entrée}} > P_{\alpha}$

L'amplificateur principal est saturé et se comporte comme une source de tension fixe de valeur V_{DD} . L'amplificateur auxiliaire est polarisé en classe AB ou B et se comporte comme une source de courant commandée.

La figure (IV.6) illustre le principe de fonctionnement dans ce cas où I_a représente le courant délivré, à la fréquence fondamentale, par le transistor auxiliaire.

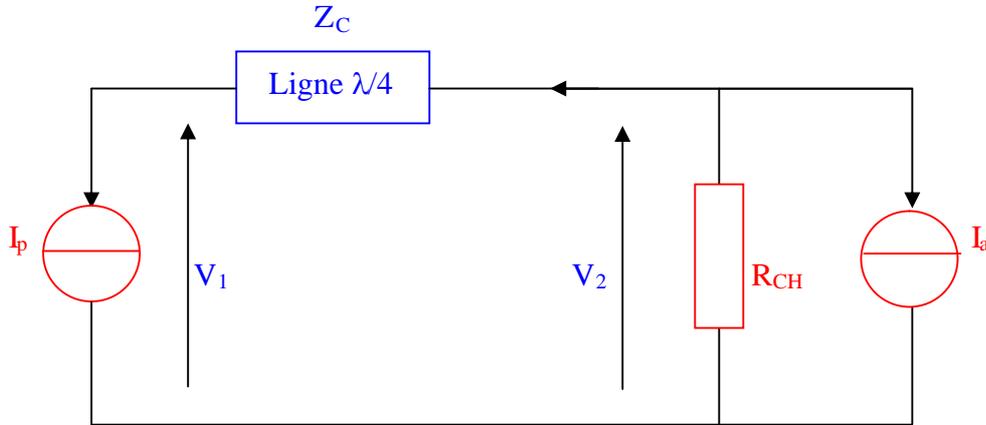


Figure IV.6 : Circuit de détermination des impédances au dessus du point de transition

Il est possible d'exprimer la tension aux bornes de la résistance de charge V_{CH} comme suit :

$$V_{CH} = R_{CH} \left(I_a + \frac{V_{DD}}{Z_C} \right) \quad (IV.20)$$

Le courant étant demi sinusoïdal (classe B) et d'après l'équation (IV.19) les courants continus délivrés par les transistors principal et auxiliaire s'expriment :

$$I_{DCp} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{CH}}{Z_C} \quad (IV.21)$$

$$I_{DCa} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{V_{CH}}{R_{CH}} - \frac{V_{DD}}{Z_C} \right) \quad (IV.22)$$

La puissance de sortie délivrée à la charge, à la fréquence fondamentale est donnée par l'expression (IV.18). Par conséquent, le rendement devient :

$$\eta = \frac{P_{f0}}{P_{DCp} + P_{DCa}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_{CH}^2}{V_{DD} \left(\frac{V_{CH}}{R_{CH}} + \frac{V_{CH}}{Z_C} + \frac{V_{DD}}{Z_C} \right)} \quad (IV.23)$$

Si les deux transistors sont identiques et d'après l'équation (IV.11), l'expression du rendement s'écrit :

$$\eta = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\left(\frac{V_{CH}}{V_{DD}} \right)^2}{\frac{3 \cdot V_{CH}}{V_{DD}} - 1} \quad (IV.24)$$

Si les amplificateurs principal et auxiliaire fonctionnent en zone saturée, donc V_{CH} tend vers V_{DD} , le rendement est maximal :

$$\eta = \frac{P_{fo}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (\text{IV.25})$$

La figure (IV.7) montre l'évolution du rendement en fonction du rapport de tensions (V_{CH}/V_{DD}) pour un amplificateur conventionnel en classe B et un amplificateur Doherty.

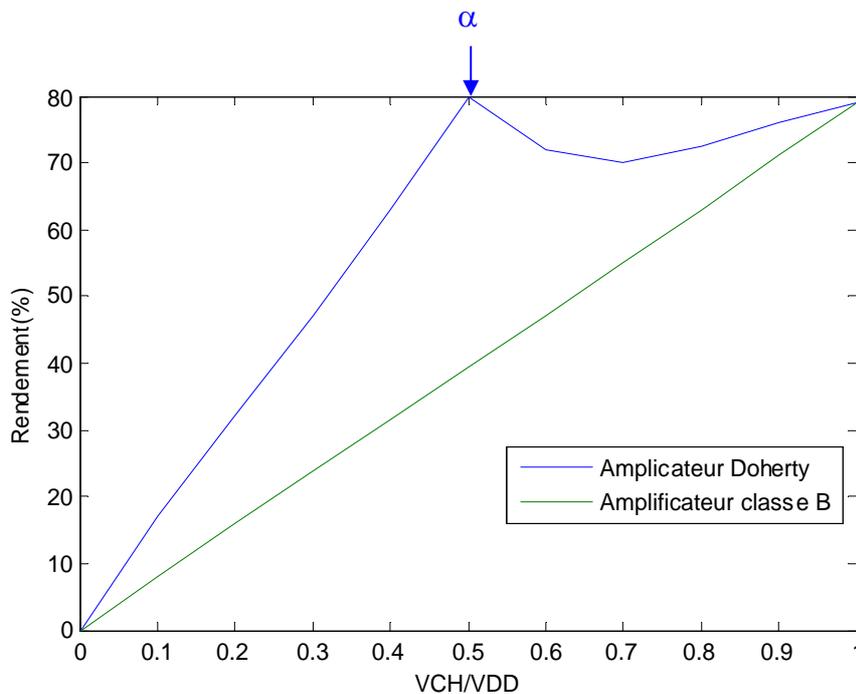


Figure IV.7 : Evolution du rendement d'un amplificateur Doherty

Le rendement évolue linéairement jusqu'au point de transition (α), puis décroît quand le transistor auxiliaire se met en conduction pour évoluer de nouveau jusqu'à atteindre la valeur maximale du rendement (78.5%) à la puissance maximale. Pour un recul du niveau de puissance, la valeur de ce rendement est supérieure à celle d'un amplificateur conventionnel polarisé en classe B.

IV.7. Doherty à plusieurs étages

IV.7.1. Doherty à trois étages

IV.7.2. Principe

Dans le but d'avoir une plus grande plage de variation du rapport (V_{CH}/V_{DD}) où le rendement est maximal, une nouvelle structure de l'amplificateur Doherty est proposée. Cette structure ajoute plus d'étages d'amplificateur auxiliaire (figure IV.8), cela permet d'avoir le point de transition à des valeurs de (V_{CH}/V_{DD}) plus faibles.

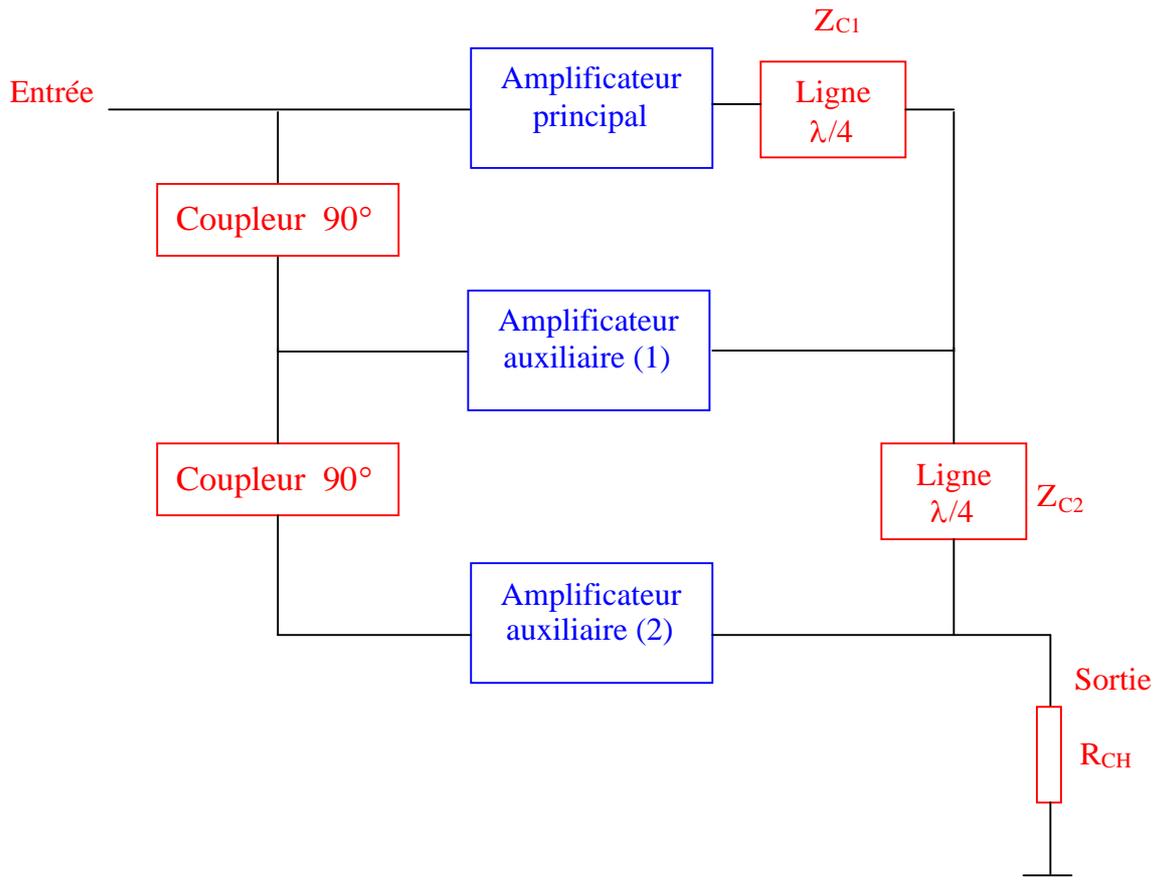


Figure IV.8 : Schéma de principe d'un amplificateur Doherty à trois étages

Dans cette configuration, deux points de transition existent et peuvent être déplacés selon le signal à amplifier :

- α_1 est le point de transition du premier transistor auxiliaire,
- α_2 représente le point de transition du deuxième transistor auxiliaire.

Le tableau suivant résume les différents modes de fonctionnement des amplificateurs en fonction de la variation du niveau de puissance.

Niveau de puissance d'entrée	Amplificateur principal	1 ^{er} Amplificateur auxiliaire	2 ^{ème} Amplificateur auxiliaire
Faible	Source de courant commandée	Eteint	Eteint
Moyen	Saturé	Source de courant commandée	Eteint
Elevé	Saturé	Saturé	Source de courant commandée
Maximum	Saturé	Saturé	Saturé

Tableau (IV.3) : Différents modes de fonctionnement d'un DPA à trois étages

Les impédances caractéristiques des deux lignes quart d'onde peuvent être calculées à partir des formules suivantes [12] :

$$Z_{C1} = \frac{R_{CH}}{\alpha_1 \alpha_2} \quad (\text{IV.26})$$

$$Z_{C2} = \frac{R_{CH}}{\alpha_2} \quad (\text{IV.27})$$

IV.7.3. Calcul du rendement total

L'évolution du rendement total de l'amplificateur peut être décrite en quatre parties correspondantes aux quatre modes de fonctionnement de l'amplificateur Doherty.

- Avant le point de transition α_1

L'amplificateur, étant polarisé en classe AB ou B, se comporte comme une source de courant commandée. Les deux transistors auxiliaires sont éteints. La figure (IV.9) illustre ce fonctionnement, I_p est le courant délivré à la fréquence fondamentale par le transistor principal.

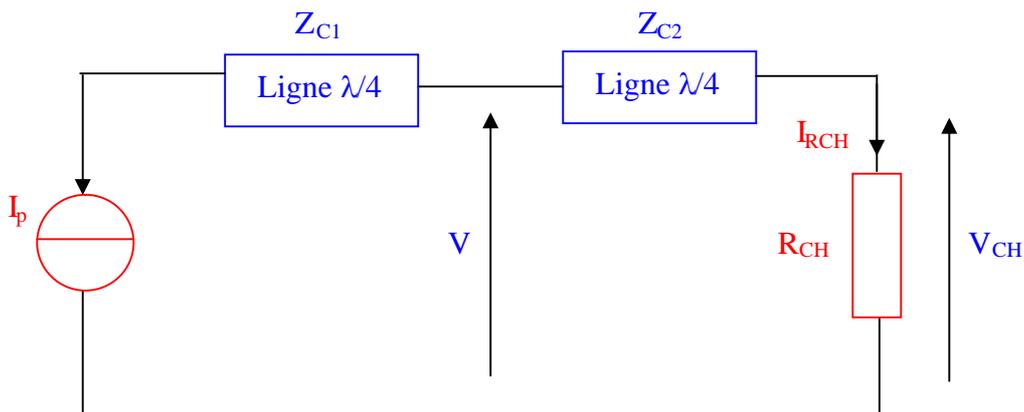


Figure IV.9 : Circuit d'analyse de la technique Doherty à trois étages avant le point α_1

Comme le courant est demi sinusoïdal (classe AB ou B), le courant continu de l'amplificateur principal s'exprime par la relation (IV.16).

D'après les équations (IV.3) et (IV.4), on peut écrire :

$$I_p = \frac{V}{Z_{C1}} \quad (\text{IV.28})$$

$$I_{RCH} = \frac{V}{Z_{C1}} \quad (\text{IV.29})$$

d'où :

$$I_p = \frac{Z_{C1}}{Z_{C2}} \cdot \frac{V_{CH}}{R_{CH}} \quad (\text{IV.30})$$

La puissance délivrée à la charge reste toujours donnée par l'équation (IV.18), et d'après les impédances caractéristiques des deux lignes quart d'onde de sortie, le rendement s'exprime par la formule suivante :

$$\eta = \frac{P_{f0p}}{P_{DCp}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{CH}}{\alpha_1 V_{DD}} \quad (IV.31)$$

- Entre les deux points de transition (α_1, α_2)

Dans cette région, l'amplificateur principal devient saturé tandis que le premier transistor auxiliaire entre en conduction et se comporte comme une source de courant commandée, le deuxième auxiliaire reste éteint. La figure (IV.10) illustre le principe de fonctionnement.

La tension aux bornes de la charge est comprise entre :

$$\alpha_1 V_{DD} < V_{CH} < \alpha_2 V_{DD} \quad (IV.32)$$

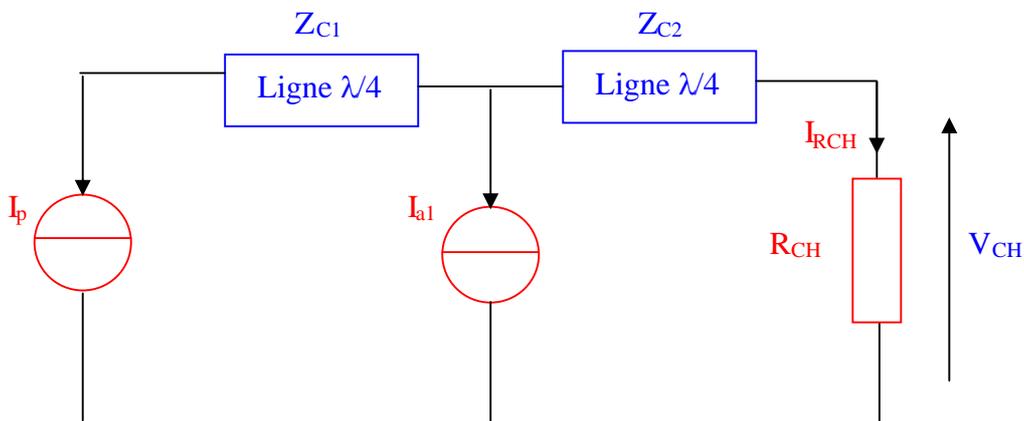


Figure IV.10 : Circuit d'analyse de la technique Doherty à trois étages entre les deux points de transition.

- I_p et I_{a1} représentent les courants de sortie respectivement du transistor principal et du premier transistor auxiliaire et sont donnés par :

$$I_p = \frac{Z_{C2}^2}{Z_{C1} R_{CH}} \left(\frac{V_{DD}}{Z_{C1}} + I_{a1} \right) \quad (IV.33)$$

$$I_{a1} = \frac{V_{CH}}{Z_{C2}} - \frac{V_{DD}}{Z_{C1}} \quad (IV.34)$$

Puisqu'on est en classe AB ou B, les courants continus des amplificateurs sont donnés par les relations (IV.21) et (IV.22) et la puissance de sortie délivrée à la charge à la fréquence fondamentale par (IV.15).

En combinant les relations (IV.26) et (IV.27), le rendement s'écrira :

$$\eta = \frac{P_{f0}}{P_{DCp} + P_{DCa1}} = \frac{\pi}{4} \frac{\left(\frac{V_{CH}}{V_{DD}}\right)^2}{\left(\alpha_1 \cdot \alpha_2\right) \frac{V_{CH}}{V_{DD}} - \alpha_1 \alpha_2} \quad (IV.35)$$

- Après le point de transition α_2

Dans ce cas, l'amplificateur principal et le premier amplificateur auxiliaire sont saturés, tandis que le deuxième auxiliaire entre en conduction et se comporte alors comme une source de courant commandée. La tension de charge est alors comprise entre :

$$\alpha_2 \cdot V_{DD} < V_{CH} < V_{DD} \quad (IV.36)$$

La figure (IV.11) illustre le principe de fonctionnement. I_p , I_{a1} et I_{a2} représentent les courants délivrés à la fréquence de travail par respectivement le transistor principal, le premier transistor auxiliaire et le deuxième transistor auxiliaire.

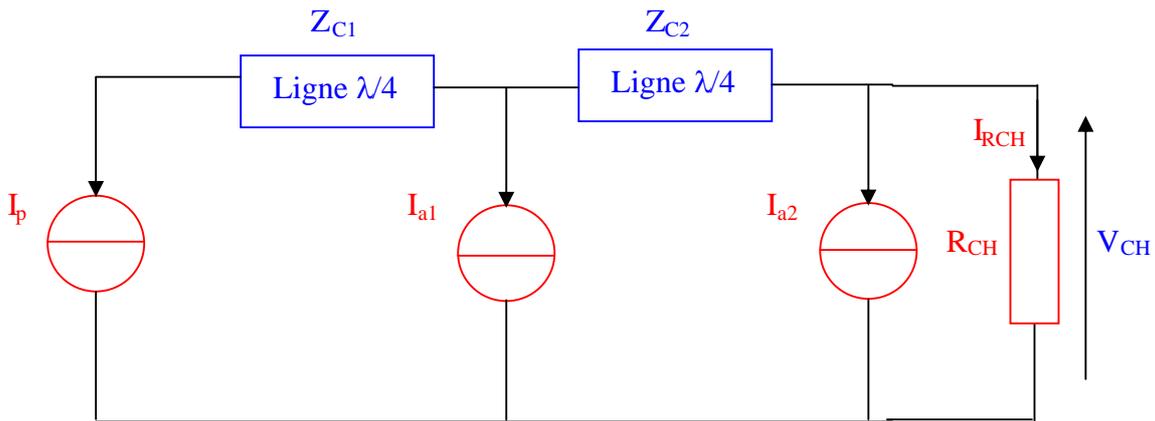


Figure IV.11 : Circuit d'analyse de la technique Doherty à trois étages après le point α_2

D'après les équations (IV.33) et (IV.34), on peut exprimer ces courants à la fréquence fondamentale de la manière suivante:

$$I_p = \frac{V_{DD}}{Z_{C1}} \quad (IV.37)$$

$$I_{a1} = \frac{V_{CH}}{Z_{C2}} - \frac{V_{DD}}{Z_{C1}} \quad (IV.38)$$

$$I_{a2} = \frac{V_{CH}}{R_{CH}} - \frac{V_{DD}}{Z_{C2}} \quad (IV.39)$$

Comme le courant est semi sinusoïdal (classe AB ou B), les expressions (IV.16) et (IV.18) donnent respectivement les valeurs des courants continus des transistors et celle de la puissance délivrée à la charge. Compte tenu de (IV-26) et (IV-27), le rendement s'écrit :

$$\eta = \frac{P_{f0}}{P_{DCp} + P_{DCa1} + P_{DCa2}} = \frac{\pi}{4} \frac{\left(\frac{V_{CH}}{V_{DD}}\right)^2}{(1+\alpha_2)\frac{V_{CH}}{V_{DD}} - \alpha_2} \quad (\text{IV.40})$$

- Pour une puissance maximale

A fort niveau, les trois amplificateurs entrent en zone saturée et V_{CH} tend vers V_{DD} , le rendement devient alors maximal et s'écrit :

$$\eta = \frac{P_{fo}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (\text{IV.41})$$

La figure (IV.12) représente l'évolution du rendement total d'un Doherty à trois étage en fonction du rapport de la tension aux bornes de la charge à la tension d'alimentation (V_{CH}/V_{DD}).

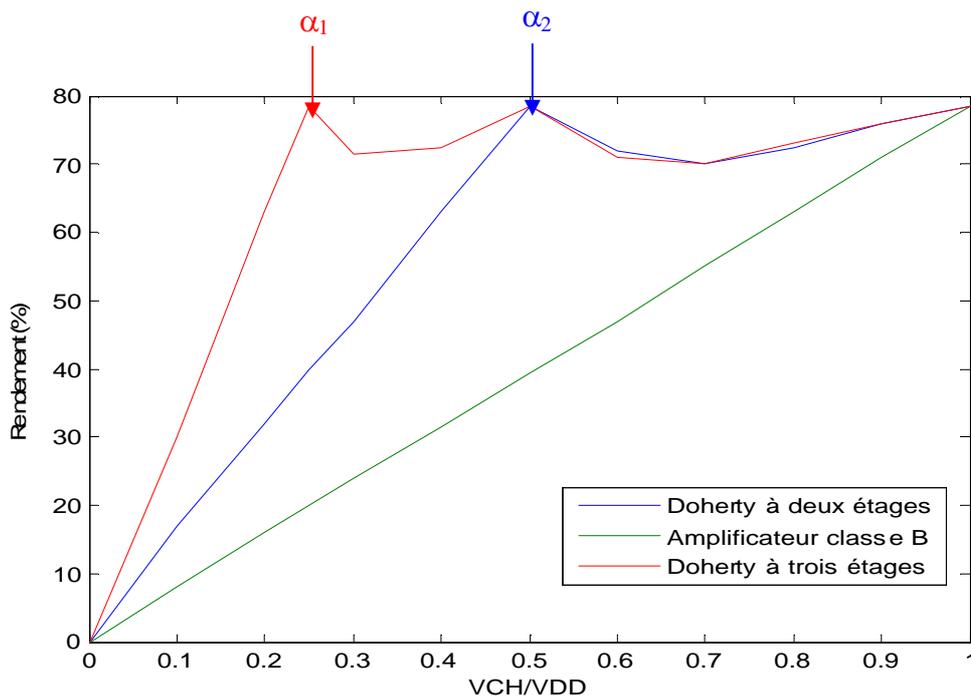


Figure IV.12 : Evolution du rendement d'un amplificateur Doherty à trois étages

D'après la figure (IV.12), le rendement évolue linéairement jusqu'au premier point de transition (α_1). On retrouve bien les deux seuils de déclenchement des deux transistors auxiliaires (α_1, α_2).

Le rendement est bien maintenu à une valeur proche du maximum théorique (78.5%) sur une plage de variation assez importante.

On peut en conclure que plus le nombre d'étages de l'amplificateur Doherty augmente, plus le rendement se rapproche du maximum théorique de 78.5% en classe B sur toute une plage de variation de niveaux de puissance après le premier point de transition.

Le tableau suivant résume les performances présentées en termes de rendement et de linéarité des amplificateurs de puissance utilisant la technique Doherty pour différents types de transistors [12].

Technologie	Fréquence (GHz)	Rendement	C/I ₃ ou ACPR (dBc)
PHEMT	1.37	> 61%	-
PHEMT	17-18	> 35%	24 à 19
DHBT InP	18-21	> 20%	24 à 19
HBT GaInP	950	> 45%	40
LDMOS	2.14	> 20%	43 à 30
LDMOS	2.14	> 40%	30
HBT GaInP	2.14	> 30%	50 à 25
MESFET AsGa	840	> 40%	42

Tableau IV.4 : Performances des amplificateurs de type Doherty [12]

Le prochain chapitre fera l'objet d'une conception d'un amplificateur de puissance utilisant la technique Doherty à deux étages et fonctionnant à une fréquence f_0 égale à 1.8 GHz à base de transistors MESFETs.

CHAPITRE V

Conception d'un Amplificateur de type Doherty

V.1. Introduction

L'objectif de ce travail est la conception d'un amplificateur de puissance de type Doherty (DPA) fonctionnant à bande étroite à une fréquence centrale $f_0 = 1.8\text{GHz}$. Les éléments passifs de cet amplificateur sont une combinaison de circuits à constantes localisées et réparties. Pour ces derniers nous avons utilisé la technologie microruban. Dans cette conception, nous avons adopté une topologie permettant la réduction de l'encombrement de l'amplificateur Doherty dont le schéma de principe est donné par la figure (V.1).

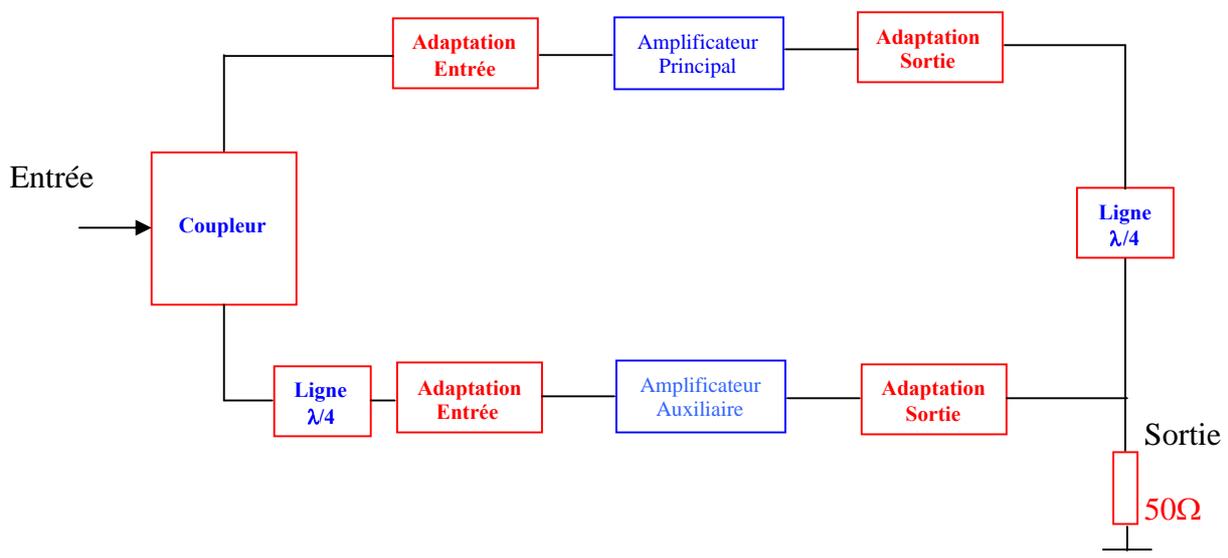


Figure V.1 : Schéma de principe d'un amplificateur Doherty

V.2. Conception de l'amplificateur Doherty

Les étapes que nous devons réaliser pour concevoir le DPA en question sont :

- ◆ Choix du transistor et des classes de fonctionnement ;
- ◆ Choix de la technologie des circuits passifs ;
- ◆ Choix du coupleur d'entrée ;
- ◆ Etude de la stabilité ;
- ◆ Détermination des coefficients de réflexion source/charge ;
- ◆ Conception des circuits d'adaptation ;
- ◆ Conception des circuits de polarisation ;

- ◆ Choix des condensateurs de liaison ;
- ◆ Synthèse de l'amplificateur selon la technologie voulue ;
- ◆ Analyse de l'amplificateur dans le domaine fréquentiel ;
- ◆ Optimisations et ajustements éventuels.

V.2.1. Choix du transistor et des classes de fonctionnement

Dans toute conception d'amplificateur micro-onde, le premier choix important que l'on doit faire est celui de l'élément actif, c'est-à-dire le transistor à utiliser. Ce choix tient compte de plusieurs critères qui définissent ses performances en l'occurrence :

- Bande de fréquence de fonctionnement et le gain à obtenir ;
- Niveau de puissance de sortie à fournir ;
- Rendement et linéarité de l'amplificateur ;
- Produit d'intermodulation d'ordre trois (IM3) ;
- Tension d'alimentation disponible ;
- Limitation en courant et tension maximums.

A cela doivent s'ajouter des critères économiques comme le coût du transistor, coût de fabrication, éléments extérieurs utilisés pour l'adaptation, contrôle, polarisation. Aussi pour cette conception, des paramètres spécifiques du modèle non linéaire du transistor à utiliser doivent être disponibles en plus des paramètres de dispersion à la fréquence de travail.

Pour cette conception, le transistor choisi est le **PHEMT ATF-34143** de la société « Agilent Technologie » dont toutes les caractéristiques nécessaires sont disponibles. Le modèle non linéaire de l' **ATF-34143** fourni par le constructeur avec ses paramètres, est celui de Statz dont les caractéristiques sont détaillées en annexe [A].

Le choix des classes de fonctionnement des deux transistors est dicté par le principe de fonctionnement de l'amplificateur Doherty [Chapitre IV] : le transistor principal fonctionnera en classe B ou AB et le transistor auxiliaire en classe C [12-14-15-16-17]. Ce sont ces modes de fonctionnement qui ont été retenus pour cette conception.

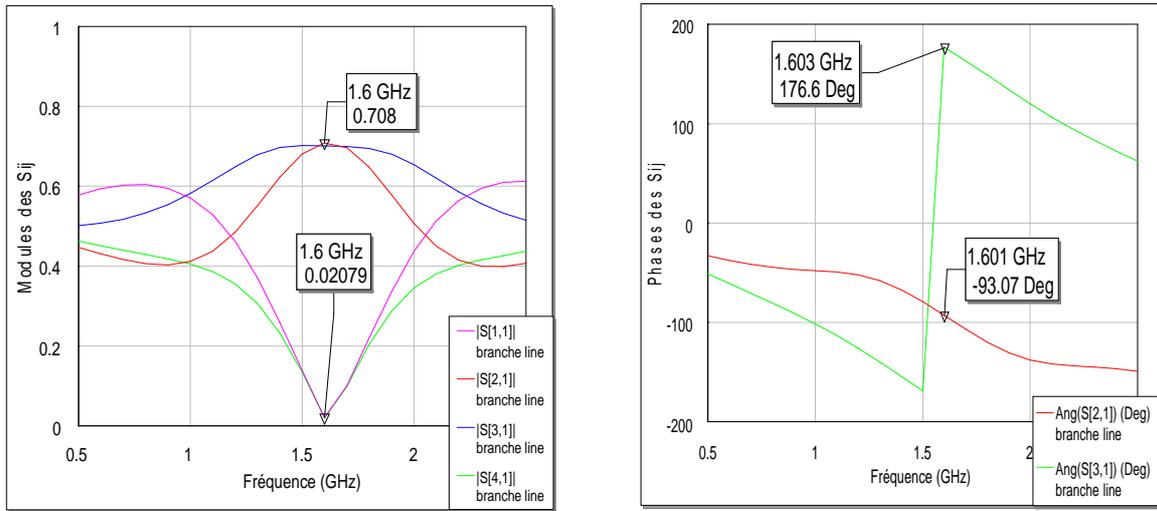
V.2.2. Choix de la technologie des circuits passifs

La technologie adoptée pour la réalisation des circuits d'adaptation, des lignes quart d'ondes et du coupleur d'entrée est la technologie microruban. Les caractéristiques du substrat utilisé sont : Permittivité relative du diélectrique $\epsilon_r=2.33$, hauteur du diélectrique $h=1.524\text{mm}$, l'épaisseur du film conducteur $t=17\mu\text{m}$, pertes du diélectrique $\delta=0.002$ et enfin le bande métallique est en cuivre.

V.2.3. Choix du coupleur d'entrée

Le critère de choix entre le coupleur à branches (figure IV.2) et le diviseur de Wilkinson (figure IV.3), que nous nous sommes imposé est d'avoir une bande passante relativement large. Pour cela, une simulation de leurs performances respectives doit se faire.

La figure (V.2) représente les résultats de simulation des paramètres S_{ij} en modules et arguments du coupleur à branches à la fréquence de travail 1.8 GHz.

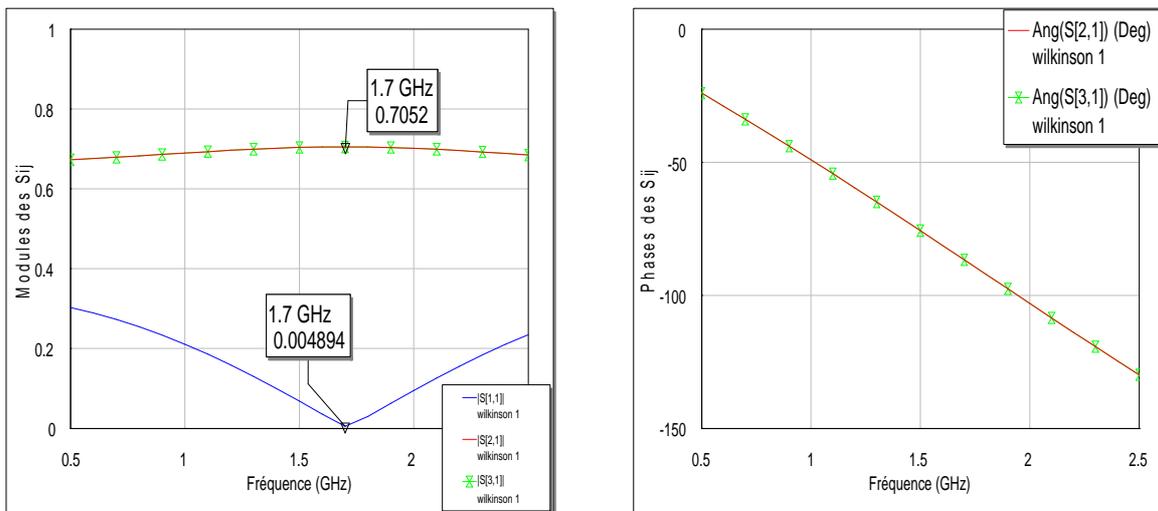


a) Modules des paramètres S_{ij}

b) Arguments de S_{21} et S_{31}

Figure V.2 : Paramètres de dispersion du coupleur à branches

La figure (V.3) représente aussi ces mêmes paramètres pour le diviseur de Wilkinson.



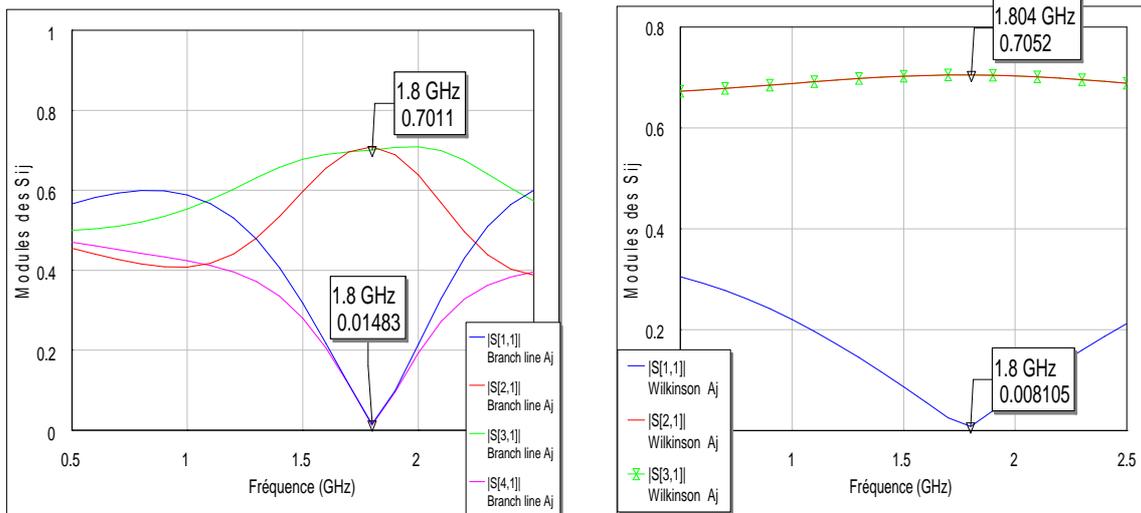
a) Modules des paramètres S_{ij}

b) Arguments de S_{21} et S_{31}

Figure V.3 : Paramètres de dispersion du Wilkinson

Les résultats montrent que les valeurs des paramètres de dispersion escomptées à la fréquence de travail 1.8 GHz se trouvent à 1.6 GHz pour le coupleur à branches et à 1.7 GHz pour le diviseur de Wilkinson comme le montre les figures (V.2) et (V.3).

Cet état peut s'expliquer par le fait que les valeurs des longueurs et largeurs des lignes quart d'ondes des deux coupleurs sont calculer par des expressions de synthèse semi empiriques. Un ajustement de ces valeurs s'impose pour recentrer, à la fréquence 1.8 GHz, les performances des deux coupleurs comme le montrent les figures (V.4.a) et (V.4.b).



a) coupleur à Branches

b) diviseur de Wilkinson hybride

Figure V.4 : Paramètres S_{ij} optimisés

Les résultats de cette simulation nous montre que la transmission du diviseur de Wilkinson est beaucoup moins sélective que celle du coupleur à branches. L'explication la plus plausible que nous pouvons apporter est que dans le cas du diviseur de Wilkinson l'onde alimente l'accès (2) ou (3) à travers une seule ligne de longueur $\lambda/4$, alors que pour ce qui est du coupleur à branches, l'alimentation de la voie (2) s'effectue à travers deux lignes de longueurs $\lambda/4$ et $3\lambda/4$ respectivement, et celle de la voie (3) par deux lignes également mais de même longueur $\lambda/2$. Les figures (V.2), (V.3) et (V.4) indiquent aussi :

- Pour le coupleur à branches :

- Adaptation à l'entrée parfaite ($|S_{11}|=0.01483$) ;
- Isolation entre les accès (1) et (4) presque parfaite ($|S_{41}|=0.0127$) ;
- Transmission en (2) et (3) donne un niveau presque égal à $\sqrt{2}$ ($|S_{21}|=|S_{31}|=0.7011$).

La réponse fréquentielle de S_{31} est plus étendue que celle de S_{21} . Nous pouvons expliquer différence par le fait que le signal en (3) résulte de la combinaison de deux ondes provenant de l'accès (1) et empruntant chacune une voie semblable à l'entrée. Par contre, le signal à l'accès (2) provient de deux ondes se propageant suivant des chemins différents.

- Pour le diviseur de Wilkinson :

- Adaptation à l'entrée parfaite ($|S_{11}|=0.008105$) ;
- Isolation entre les accès (2) et (3) presque parfaite ($|S_{32}|=0.00095$) ;
- Transmission en (2) et (3) est identique, ceci est due à la symétrie du diviseur, et elle est égale à $\sqrt{2}$ ($|S_{21}|=|S_{31}|=0.7052$).

Pour réduire l'encombrement des circuits d'entrée du DPA, on propose d'utiliser un diviseur de Wilkinson dont l'impédance Z_T ($Z_T = kZ_0$, avec $k \neq 1$) aux accès (2) et (3) est différente de 50Ω [19] comme le montre la figure (V.5). Pour cela, cette impédance doit être égale à la partie réelle de l'impédance d'entrée du transistor ce qui ne nécessite pas l'emploi d'un transformateur comme dans le cas où Z_T vaut 50Ω . Les paramètres caractéristiques des circuits constitutifs de ce diviseur de Wilkinson sont :

- Impédance caractéristique des lignes quart d'ondes Z_C :

$$Z_C = \sqrt{2k} \cdot Z_0 \tag{V.1}$$

- Résistance d'isolement R :

$$R = 2k \cdot Z_0 \tag{V.2}$$

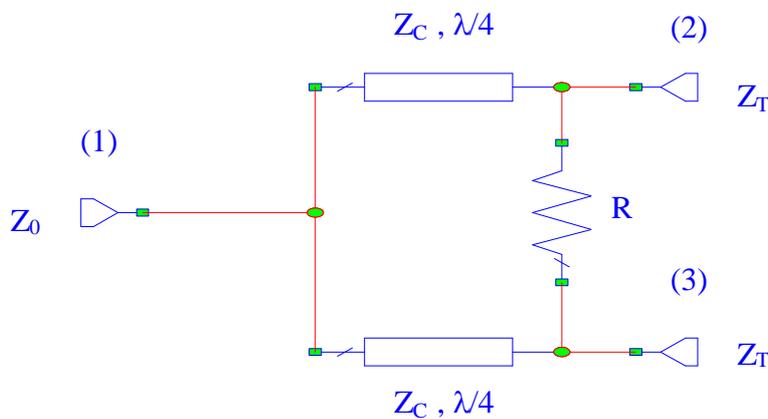


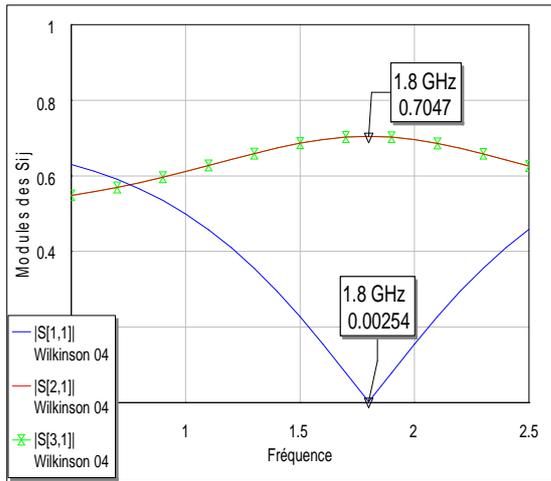
Figure V.5 : Diviseur de Wilkinson à impédance Z_T arbitraire

Pour évaluer les performances de ce coupleur de Wilkinson et pouvoir décrire son comportement dans le domaine fréquentiel, nous avons simulé les paramètres de dispersion et cela pour des valeurs différentes de Z_T (donc du facteur k).

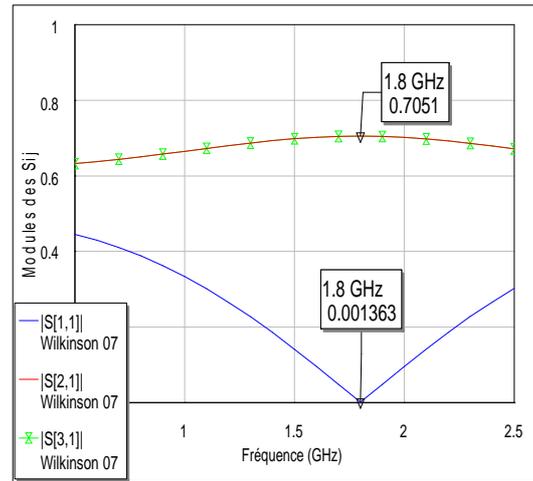
Le tableau (V.1) présente, pour différentes valeurs de k , les valeurs de Z_T , de l'impédance caractéristique Z_C , de la résistance d'isolement R ainsi que les largeurs w et les longueurs l des lignes quarts d'ondes utilisées. Les résultats de cette simulation sont illustrés par la figure (V.6).

Facteur k	0.4	0.7	1	1.5	2
Impédance terminal : Z_T (Ω)	20	35	50	75	100
Impédance caractéristique : Z_C (Ω)	44.72	59.16	70.71	86.60	100
Résistance de charge : R (Ω)	40	70	100	150	200
Largeur de la ligne $\lambda/4$: w (mm)	4.5935	2.9448	2.1407	1.4182	1.0132
Longueur de la ligne $\lambda/4$: l (mm)	26.331	26.801	27.115	27.475	27.718

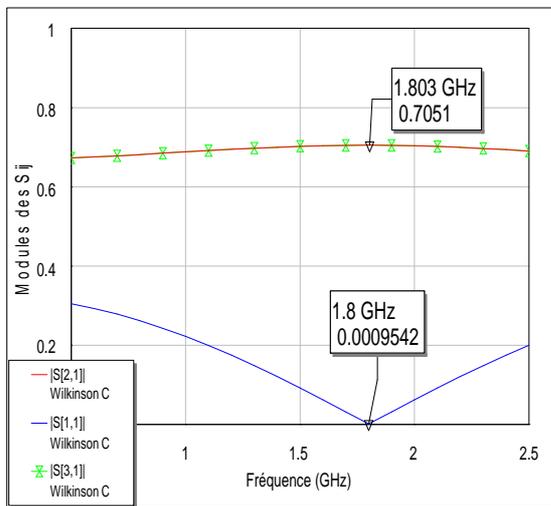
Tableau V.1 : Valeurs de Z_T , Z_C , R , w et l pour différentes valeurs de K



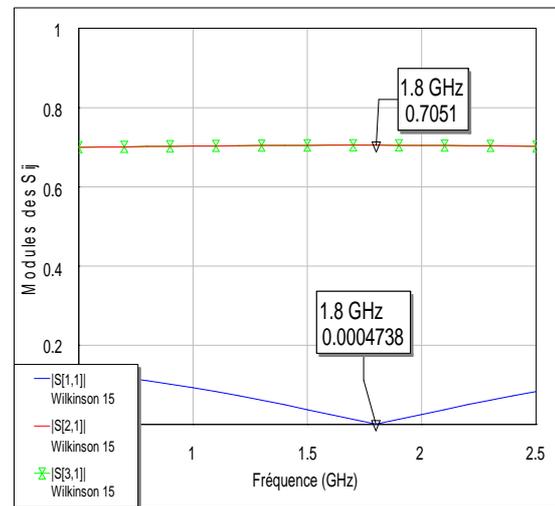
a) $k = 0.4$



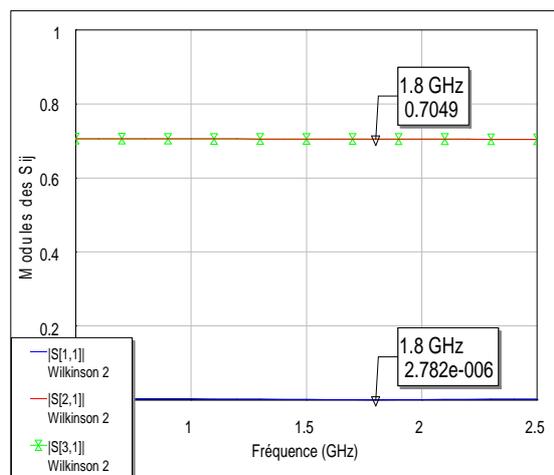
b) $k = 0.7$



c) $k = 1$



d) $k = 1.5$



e) $k = 2$

Figure V.6 : Modules des S_{ij} pour différentes valeurs de k

D'après les résultats de simulation, on peut conclure que les performances de transmission fréquentielle du Wilkinson devient de plus en plus sélective pour des valeurs de Z_T inférieurs à Z_0 ($k < 1$). D'après la figure (V.6.e) où $Z_T = 2.Z_0$ ($k=2$), l'adaptation est effective quelque soit la fréquence de travail.

V.2.4. Détermination des coefficients de réflexion source/charge

Lors de toute conception d'amplificateur, on est confronté au problème d'adaptation en entrée et en sortie. Ce problème est résolu en insérant des réseaux d'adaptation (non dissipatifs) en entrée et en sortie de l'amplificateur (figure V.7). Ces réseaux sont souvent constitués de tronçons de lignes en série ou en parallèle (stubs) ou de cellules L-C montées en L fonctionnant généralement sur une bande de fréquence limitée.

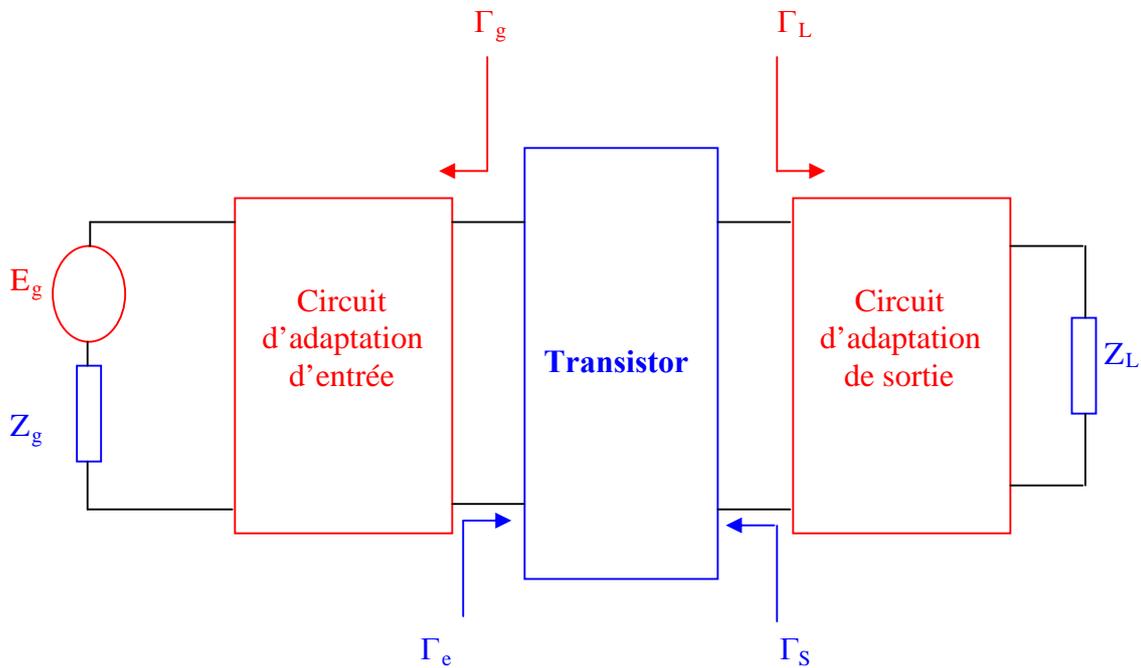


Figure V.7 : Amplificateur avec ses réseaux d'adaptation entrée/sortie

Pour la réalisation de l'adaptation simultanée, le calcul des coefficients de réflexion Γ_g à l'entrée et Γ_L à la sortie du transistor est nécessaire pour déterminer les cellules d'adaptation à insérer, ces coefficients sont tels que :

$$\Gamma_g = \left(S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right)^* \quad (\text{V.3})$$

$$\Gamma_L = \left(S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g} \right)^* \quad (\text{V.4})$$

où S_{ij} sont les paramètres de dispersion du transistor.

Par contre, dans la conception d'amplificateur de puissance seul le circuit d'entrée à pour rôle d'adapter les impédances. Le circuit d'adaptation en sortie doit présenter une résistance optimale R_{opt} autorisant des excursions maximales du courant et de la tension à la fréquence fondamentale d'une part et court-circuitant les harmoniques d'autre part.

Pour court-circuiter les harmoniques, un filtre de type passe bande parallèle et résonnant à la fréquence fondamentale f_0 est utilisé. Il est composé de la capacité drain source C_{DS} du transistor et d'une inductance L présentée par le circuit d'adaptation en sortie. Ces deux éléments sont liés entre eux par la relation :

$$C_{DS} \cdot \omega_0 = \frac{1}{L \cdot \omega_0} \quad (V.5)$$

Ainsi, nous pourrions obtenir une puissance de sortie maximale à la fréquence fondamentale. L'admittance Y_L vue par la sortie du transistor doit être donc :

$$Y_L = \frac{1}{R_{opt}} - \frac{j}{L \cdot \omega_0} \quad (V.6)$$

$$Y_L = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{1 - \Gamma_L}{1 + \Gamma_L} \quad (V.7)$$

La résistance R_{opt} peut être calculée soit graphiquement en utilisant les caractéristiques statiques (I_{DS} - V_{DS}) mesurées (figure V.8) ou simulée (figure V.9) ou bien expérimentalement par la méthode Load Pull [4].

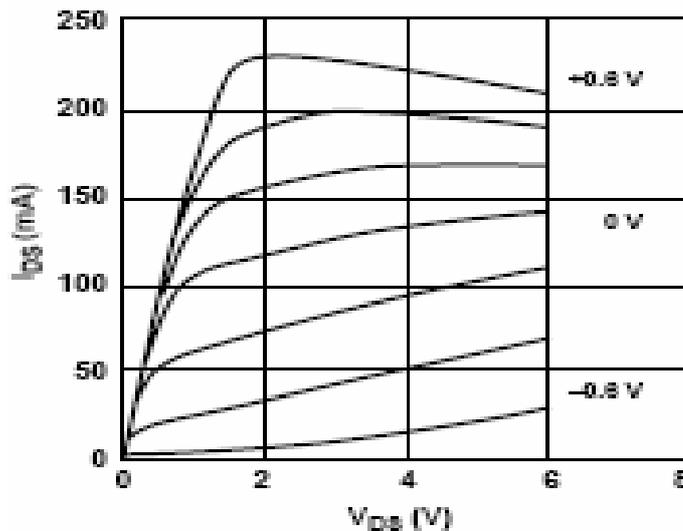


Figure V.8 : Caractéristique statique de l'ATF-34143 [Annexe C]

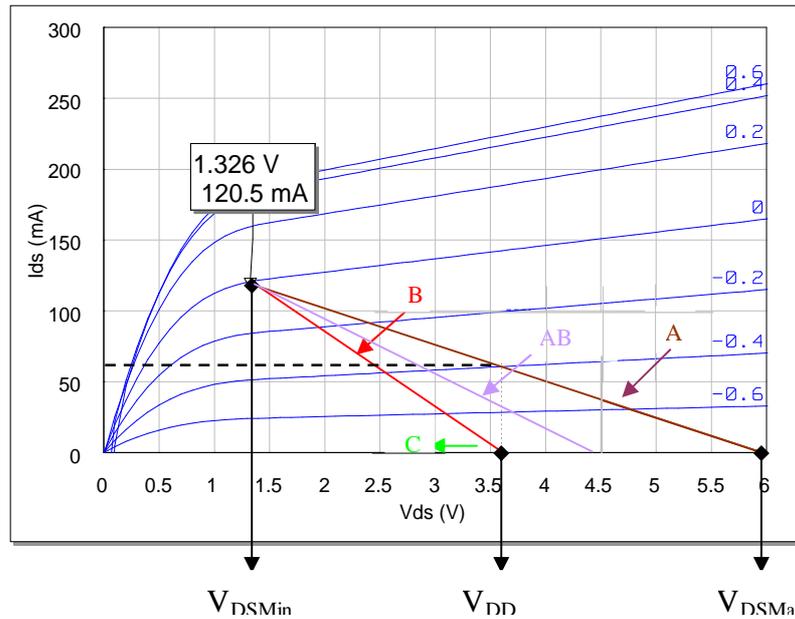


Figure V.9 : Caractéristiques statiques simulées I_{DS} - V_{DS} de l'ATF-34143

Les caractéristiques statiques simulées (I_{DS} - V_{DS}) sont obtenues à partir des paramètres du modèle de Statz (Annexe A) où certains parmi eux ont été pris par défaut. Nous remarquons que les deux caractéristiques statiques mesurées et simulées évoluent d'une manière similaire pour des valeurs de V_{GS} inférieures ou égales à zéro, mais pas pour des valeurs de V_{GS} supérieures à zéro. Nous pourrions imputer ce comportement au manque de valeurs de certains paramètres du modèle de Statz de l'ATF.

D'après les caractéristiques statiques simulées de l'ATF (figure V.9), pour V_{GS} égale à 0 volts, et comme le transistor principal fonctionne en classe B ou AB (figure V.9), les conditions aux limites sont :

- $V_{DSMin} = 1.32 \text{ v}$ et $I_{DSMin} = 0 \text{ A}$,
- $V_{DSMax} = 6 \text{ v}$ et $I_{DSMax} = 120.5 \text{ A}$.

Par conséquent, la tension de polarisation V_{DD} sera :

$$V_{DD} = \frac{V_{DSMax} + V_{DSMin}}{2} = 3.66 \text{ v} \quad (\text{V.8})$$

et la résistance R_{opt} :

$$R_{opt} = -\frac{V_{DSMin} - V_{DD}}{I_{DSMax} - I_{DSMin}} = 19.4\Omega \quad (\text{V.9})$$

La valeur de l'inductance L se détermine par la condition de résonance avec la capacité C_{DS} du transistor.

Pour calculer la valeur de L, une approche itérative est adoptée dont le principe est de minimiser l'écart entre les valeurs du coefficient de réflexion Γ_L , obtenue entre deux itérations successives [20], soit :

$$\varepsilon = |\Gamma_L(n+1) - \Gamma_L(n)| \quad (\text{V.10})$$

Cette méthode de calcul nécessite comme données la matrice de dispersion du transistor à la fréquence de travail et la valeur initiale de l'impédance de charge Z_L qui est égale à R_{opt} . Les grandeurs de sortie sont les coefficients de réflexion de charge et de source qui nous permettent d'obtenir la valeur de l'inductance L. Cette méthode procède chronologiquement ainsi :

$$\bullet \Gamma_L(n) = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c}, \text{ avec } Z_L = R_{\text{opt}} = \frac{1}{G_L} \text{ comme valeur initiale.} \quad (\text{V.11})$$

$$\bullet \Gamma_e(n) = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L(n)}{1 - S_{22}\Gamma_L(n)} \quad (\text{V.12})$$

$$\text{Comme : } \Gamma_g(n) = \Gamma_e^*(n) \quad (\text{V.13})$$

$$\bullet \Gamma_s = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_g(n)}{1 - S_{11}\Gamma_g(n)} \quad (\text{V.14})$$

$$\bullet Y_s(n) = \frac{1}{Z_c} \frac{1 - \Gamma_s(n)}{1 + \Gamma_s(n)} \quad (\text{V.15})$$

$$\text{On a : } Y_L(n) = G_L - j.\text{imag}(Y_s(n)) \quad (\text{V.16})$$

$$\Rightarrow \Gamma_L(n+1) = \frac{\frac{1}{Z_c} - Y_L(n)}{\frac{1}{Z_c} + Y_L(n)} \quad (\text{V.17})$$

$$\text{Si : } |\Gamma_L(n+1) - \Gamma_L(n)| \leq \varepsilon \quad (\text{V.18})$$

$$\Rightarrow Y_L(n) = G_L - j.B \quad (\text{V.19})$$

La valeur de la self de sortie est alors égale à :

$$L = \frac{1}{\omega.B} \quad (\text{V.20})$$

L'algorithme de cette méthode dont le programme est présenté en annexe [D] est illustré par la figure (V.10).

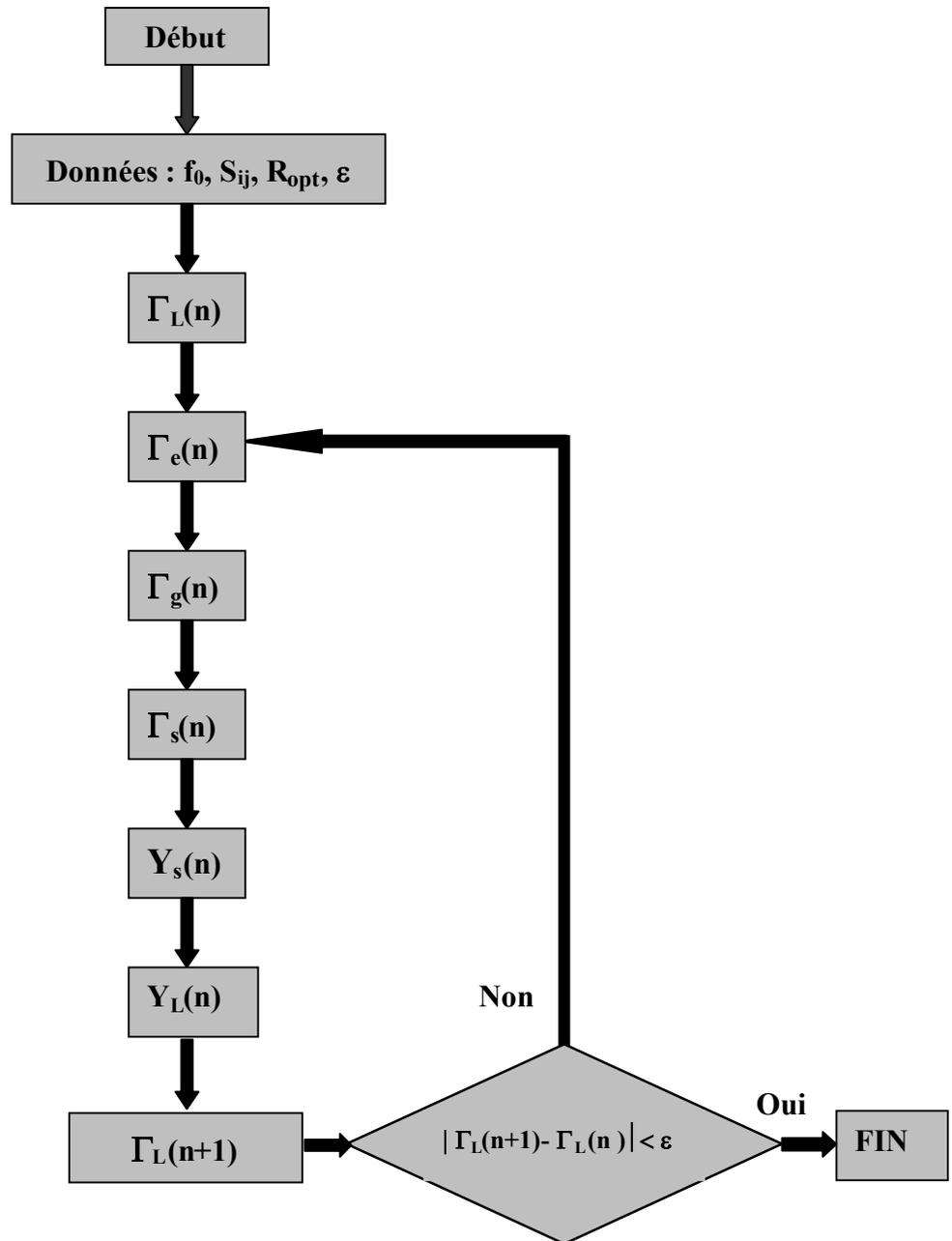


Figure V.10: Organigramme de la méthode itérative pour le calcul des coefficients de réflexion

Après avoir entré les données fixées à la fréquence de travail $f_0 = 1.8$ GHz [annexe E], à savoir :

$$S_{11} = 0.75e^{-j122^\circ}, S_{12} = 0.065 e^{j33}, S_{21} = 7.873 e^{j95^\circ}, S_{22} = 0.21 e^{-j125^\circ}, R_{opt} = 19.4 \Omega \text{ et } \varepsilon = 10^{-6}$$

Les résultats obtenus sont :

- Le coefficient de réflexion charge $\Gamma_L = -0.5643 + j 0.2319$;
- Le coefficient de réflexion source $\Gamma_g = -0.2786 + j 0.9604$;
- La valeur de la self de sortie $L = 2.3$ nH.

Avec ces résultats, l'étude de la stabilité s'avère maintenant possible pour éviter tout risque d'oscillation du transistor.

V.2.5. Etude de la stabilité

L'étude de la stabilité lors d'une conception d'un amplificateur de puissance, nous amène à choisir des valeurs d'impédances source -charge particulières de façon à éviter tout risque d'oscillation possible. La stabilité de l'amplificateur dépend uniquement des paramètres de dispersion [S] du transistor si celui-ci est connecté à des circuits passifs non dissipatifs. L'étude de la stabilité portera donc sur l'évaluation d'un facteur K appelé facteur de stabilité et le déterminant de la matrice de dispersion $|\Delta|$ [22].

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

Les variations du facteur de stabilité K et du déterminant $|\Delta|$ en fonction de la fréquence sont illustrées par la figure (V.11).

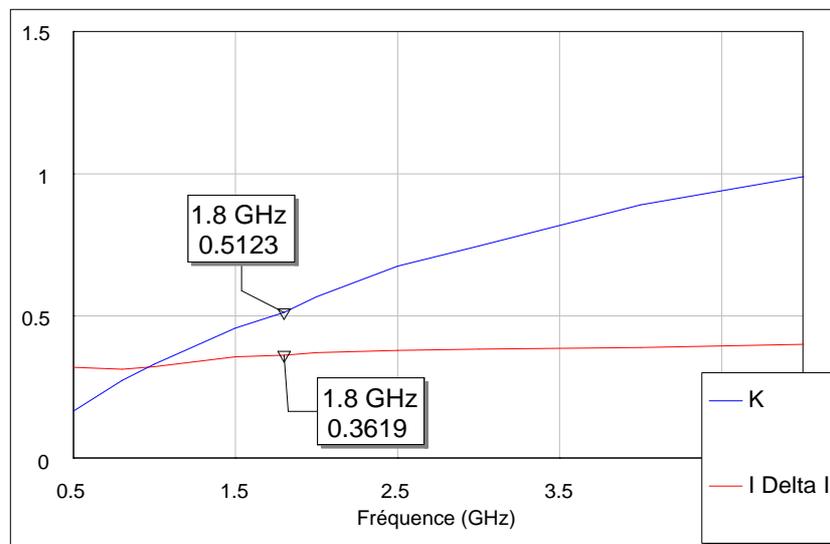


Figure V.11 : Evolution des paramètres K et $|\Delta|$ en fonction de la fréquence

D'après les résultats obtenus, il est clair que le transistor utilisé est conditionnellement stable ($K < 1$ et $|\Delta| < 1$) sur toute la bande de fréquence. Le tracé des cercles de stabilité de source et de charge s'avère donc nécessaire.

Les cercles de stabilité constituent les frontières délimitant les régions de stabilité et d'instabilité du transistor, ces régions représentent soit les valeurs des coefficients de réflexion de source soient celles de la charge. Il faut s'assurer que ces coefficients des réflexions soient à l'intérieur des régions de stabilité. Ces cercles de stabilité de source et de charge ont respectivement comme centres et rayons [22] :

$$C_g = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}, \quad R_g = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (V.22)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}, \quad R_L = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (V.23)$$

Si les cercles de stabilité ne contiennent pas le centre de l'abaque de Smith, les régions internes qu'ils délimitent avec l'abaque de Smith engendrent l'instabilité, Les régions internes apportent la stabilité [20].

La figure (V.12) représente le tracé de ces cercles ainsi que les coefficients de réflexion à l'entrée Γ_g et en sortie Γ_L montre que ces derniers se trouvent dans les régions d'instabilité.

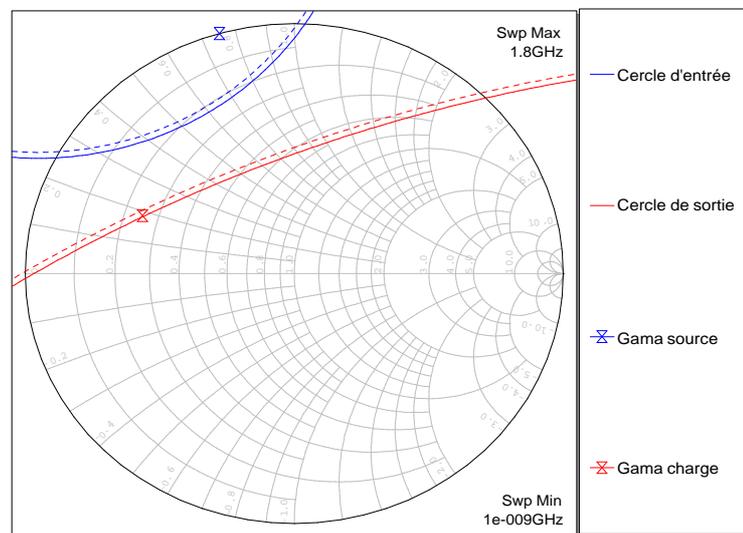


Figure V.12 : Représentation des cercles de stabilité et des coefficients de réflexion

L'une des solutions à ce problème est la création d'une contre réaction de type série-série (figure V.13) utilisant une inductance L_c dont la valeur doit être choisie de sorte que le transistor soit inconditionnellement stable et le gain relativement élevé.

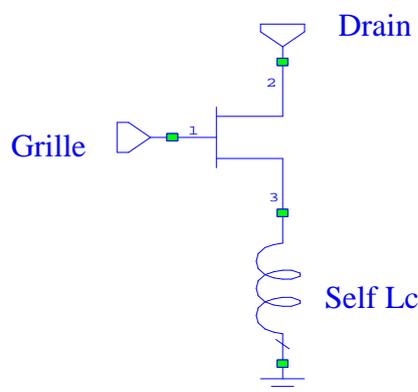


Figure V.13 : Contre réaction série-série utilisant une inductance

Pour déterminer la valeur de L_c impliquant la stabilité inconditionnelle, nous proposons de calculer les fonctions $F_g(L_c)$ et $F_L(L_c)$ qui définissent respectivement les régions de stabilité inconditionnelle de source et de charge :

$$F_g(L_c) = |C_g(L_c) - \Gamma_g(L_c)| - r_g(L_c) \tag{V.23}$$

$$F_L(L_c) = |C_L(L_c) - \Gamma_L(L_c)| - r_L(L_c) \tag{V.24}$$

avec :

- C_g, C_L sont respectivement les centres des cercles de stabilité de source et de charge,
- r_g, r_L sont respectivement les rayons des cercles de stabilité de source et de charge,
- Γ_g et Γ_L sont respectivement les coefficients de réflexion de source et de charge.

La stabilité inconditionnelle est obtenue pour des valeurs de $F_g(L_c)$ et $F_L(L_c)$ positifs.

Comme L_c forme un quadripôle qui n'est pas connecté en cascade, la stabilité de l'amplificateur n'est donc pas celle du transistor. Autrement dit, les paramètres S_{ij} du transistor ne sont pas ceux qui doivent être utilisés dans les expressions de K, Δ, C_g, C_L, r_g et r_L , mais plutôt les paramètres S_{ij} de l'ensemble transistor- self L_c .

Un calcul de ces paramètres s'impose donc, ces valeurs sont données par le tableau (V.2).

Lc(nH)	S ₁₁		S ₁₂		S ₂₁		S ₂₂		Γ _g		Γ _L	
	Mod	Phas (°)	Mod	Phas (°)	Mod	Phas (°)						
0	0.75	-122.0	0.065	33	7.873	95	0.210	-125				
0.06	0.68	-120.0	0.066	41.8	7.522	93.8	0.168	-114	0.92	98.2	0.75	158.2
0.08	0.66	-119.3	0.067	44.5	7.412	93.5	0.157	-109	0.93	96.3	0.77	158.8
0.09	0.65	-118.9	0.067	45.8	7.358	93.3	0.152	-107	0.90	96.5	0.73	157.9
0.1	0.64	-118.5	0.068	47.0	7.305	93.1	0.148	-104	0.88	96.1	0.71	157.4
0.15	0.59	-116.3	0.070	52.6	7.049	92.3	0.132	-89	0.78	95.5	0.61	157.3
0.2	0.55	-113.9	0.074	57.3	6.810	91.5	0.129	-73	0.71	92.7	0.55	159.3
0.25	0.51	-111.2	0.078	61.2	6.585	90.8	0.135	-58	0.66	89.5	0.52	161.2
0.3	0.48	-108.1	0.081	64.4	6.375	90.1	0.149	-47	0.62	85.6	0.50	162.8
0.35	0.45	-104.9	0.085	67.1	6.178	89.5	0.167	-38	0.58	81.4	0.49	164.3
0.4	0.43	-101.4	0.089	69.4	5.992	88.9	0.188	-32	0.56	77.1	0.48	165.6
0.5	0.39	-93.81	0.028	72.9	5.652	87.9	0.229	-24	0.52	68.7	0.47	167.6
0.55	0.38	-89.82	0.101	74.3	5.495	87.4	0.254	-21	0.53	66.4	0.46	167.9
0.6	0.37	-85.78	0.104	75.4	5.348	86.9	0.270	-19	0.48	66.5	0.46	169.4
0.65	0.05	-81.73	0.025	76.4	0.313	86.5	0.275	-17	0.45	68.3	0.45	170.3
0.7	0.35	-77.74	0.111	77.3	5.075	86.1	0.308	-16	0.43	70.4	0.45	171.1

Tableau V.2 : Paramètres de dispersion de l'ensemble transistor- self L_c

La figure (V.14) illustre le tracé des fonctions $F_g(L_c)$ et $F_L(L_c)$ en utilisant les valeurs du tableau précédent.

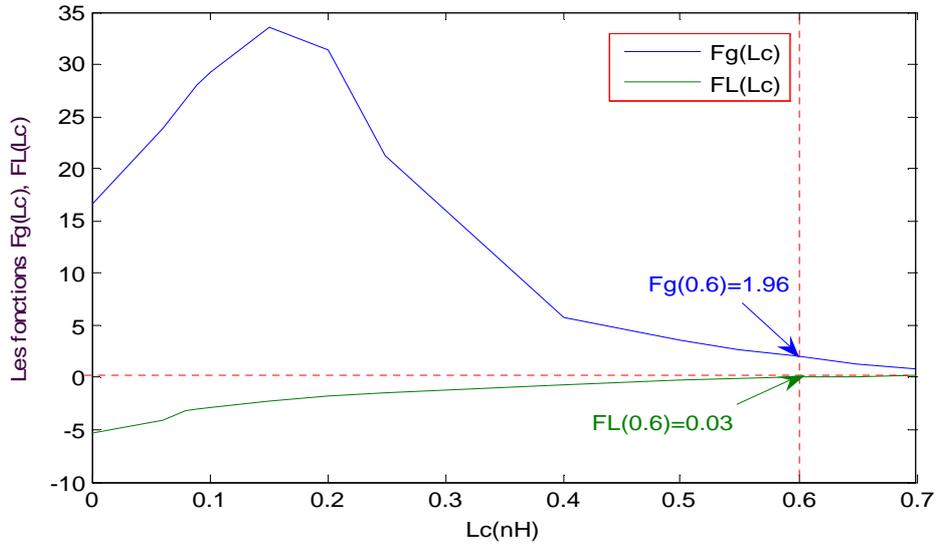


Figure V.14 : Evolution des fonctions $F_g(L_c)$ et $F_L(L_c)$ en fonction de L_c

La figure (V.14) montre que la stabilité inconditionnelle est acquise pour $L_c \geq 0.6$ nH où les fonctions $F_g(L_c)$ et $F_L(L_c)$ sont positifs.

Quand L_c augmente, d'un coté, on a l'avantage de tendre vers une stabilité inconditionnelle, mais de l'autre coté on a l'inconvénient de renforcer la contre réaction. Cet inconvénient va provoquer une forte chute du gain de transfert G_T (figure V-15) dont l'expression est donnée par :

$$G_T = \frac{|S_{12}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - \Gamma_g S_{11})(1 - \Gamma_L S_{22}) - \Gamma_g \Gamma_L S_{12} S_{21}|^2} \quad (V.25)$$

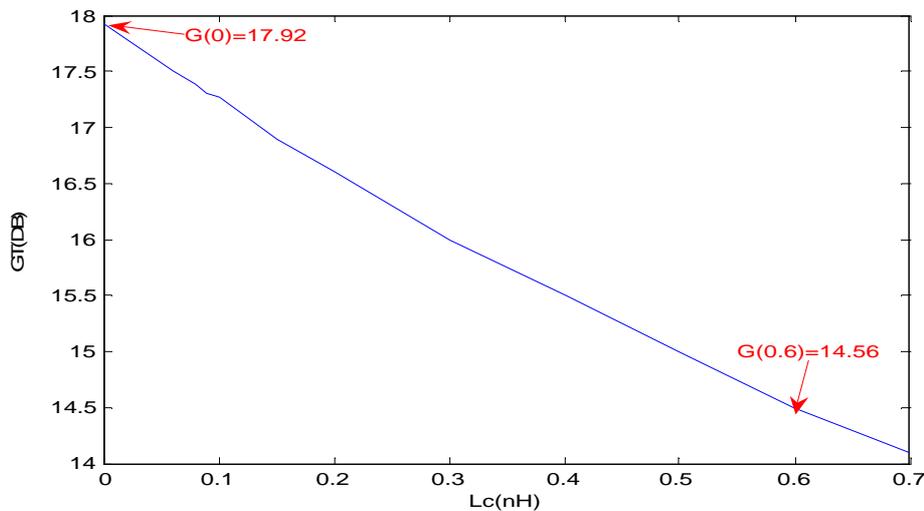


Figure V.15 : Evolution du gain de transfert en fonction de L_c

D'après la figure (V.15), nous constatons que pour avoir une stabilité inconditionnelle ($L_c=0.6$ nH), la dégradation du gain est assez importante (3.36dB).

• Recherche d'un compromis gain - stabilité

Pour minimiser la dégradation du gain, nous avons opté pour une stabilité conditionnelle avec une recherche d'un compromis gain-stabilité. Le calcul du facteur de stabilité K pour différentes valeurs de L_c est alors nécessaire.

Pour la recherche du compromis gain-stabilité, il faut trouver une valeur de L_c qui assure une stabilité conditionnelle pour une dégradation du gain aussi faible que possible.

Le tableau (V.3) résume, pour chaque valeur de l'inductance L_c , celles de $|\Delta|$, de K et de G_T . Le commentaire qui y figure mentionne le type de stabilité :

- Stabilité inconditionnelle **S.I** ,
- Stabilité conditionnelle **S.C**,
- Instabilité **IN**.

Lc(nH)	Δ	K	G_T(dB)	Commentaire
0	0.361	0.512	17.920	IN
0.06	0.385	0.656	17.527	IN
0.08	0.393	0.695	17.399	IN
0.09	0.398	0.713	17.335	IN
0.10	0.402	0.731	17.272	IN
0.15	0.422	0.804	16.962	S.C
0.20	0.441	0.859	16.660	S.C
0.25	0.460	0.899	16.372	S.C
0.30	0.479	0.928	16.091	S.C
0.35	0.496	0.949	15.817	S.C
0.40	0.513	0.965	15.552	S.C
0.50	0.544	0.986	15.044	S.C
0.55	0.559	0.992	14.980	S.C
0.60	0.573	1.000	14.563	S.I
0.65	0.586	1.001	14.333	S.I
0.70	0.598	1.003	14.109	S.I

Tableau V.3 : Valeurs de $|\Delta|$, de K et de G_T pour différentes valeurs de L_c

Pour chaque valeur de L_c donnant la stabilité conditionnelle, les cercles de stabilité de charge et de source sont tracés avec les points représentatifs de Γ_g et Γ_L (figure V.16).

La figure (V.16) représente ces tracés de cercles de stabilité qui confirment les résultats obtenus.

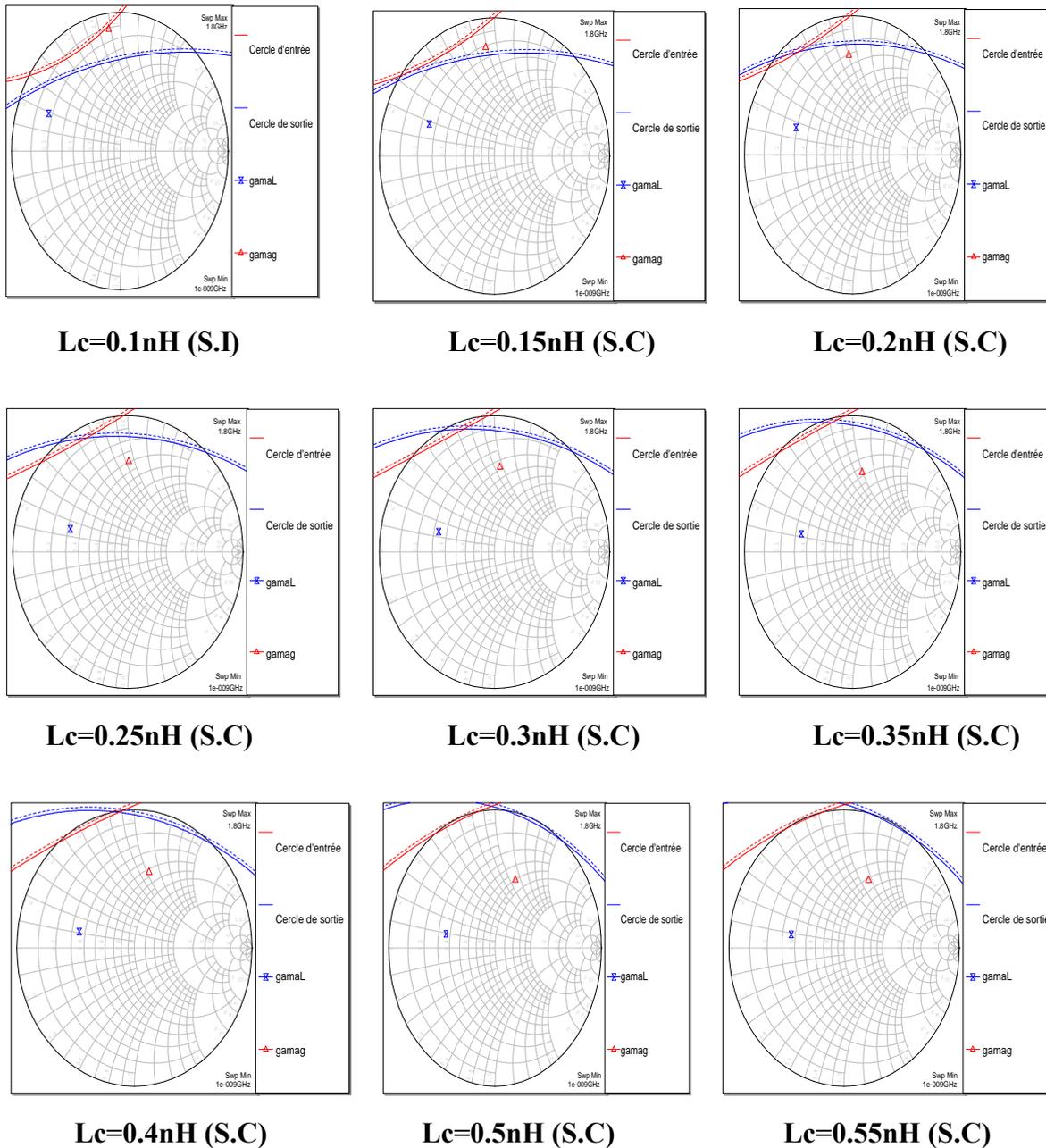


Figure V.16 : Cercles de stabilité pour les cas de stabilité conditionnelle

Pour des valeurs de L_c appartenant à l'intervalle $0.15\text{nH} - 0.55\text{nH}$, le gain G_T varie de 16.962 dB à 14.980 dB (figure V.15).

Le choix de la valeur de L_c dépend aussi de la réalisabilité des lignes quart d'onde en technologie microruban pour laquelle l'impédance caractéristique Z_C des lignes doit être :

$$20\Omega < Z_C < 120\Omega$$

V.2.6. Conception des circuits d'adaptation

La figure (V.17) donne la topologie de l'amplificateur Doherty.

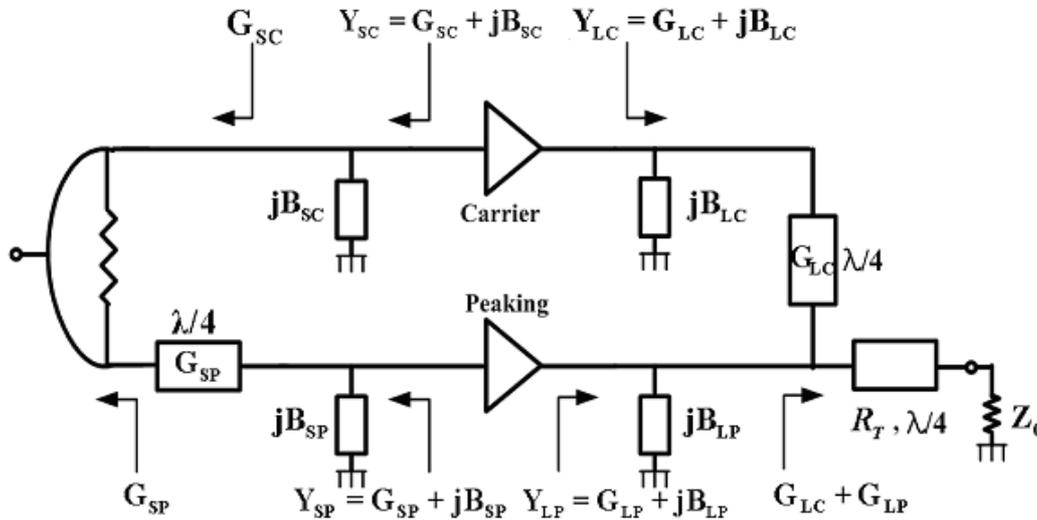


Figure V.17 : La topologie proposée de l'amplificateur Doherty [19]

Cette topologie comprend :

- deux transistors identiques ATF-34143, donc on a égalité des admittances à l'entrée et à la sortie des deux transistor, à savoir : $Y_{SC} = Y_{SP}$ et $Y_{LC} = Y_{LP}$;
- un diviseur de Wilkinson arbitraire chargé aux accès de sortie par une admittance de valeur $G_{SP} = G_{SC}$;
- trois lignes quarts d'onde d'admittances caractéristiques de valeur G_{SP} en entrée, G_{LC} et $1/R_T = G_{LC} + G_{LP}$ en sortie ;
- à l'entrée de chaque transistor, un stub court-circuité est réalisé à l'aide d'une ligne présentant une susceptance $jB_{SC} = jB_{SP}$;
- en sortie de chaque transistor, un stub court-circuité est réalisé à l'aide d'une ligne présentant une susceptance $jB_{LC} = jB_{LP}$.

• A l'entrée

L'amplificateur Doherty à concevoir utilise en entrée un coupleur de Wilkinson dont l'impédance terminale aux deux accès de sortie $Z_T = kZ_0 = 1/G_{SP}$ ($Z_0 = 50\Omega$) [19], la résistance d'isolement $R = 2kZ_0$ et l'impédance caractéristique des deux lignes quarts d'onde composant le coupleur $Z_C = \sqrt{2k}Z_0$ (figure V.18).

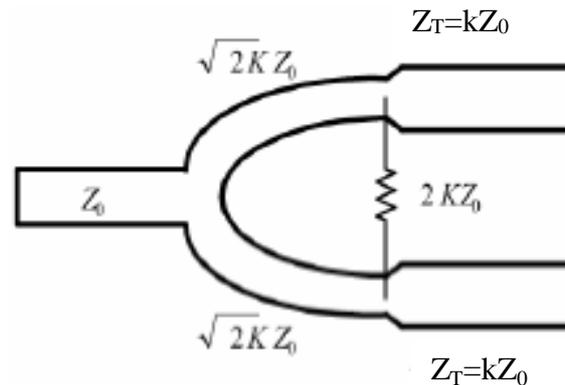


Figure V.18 : Topologie du coupleur de Wilkinson utilisée [19]

Les impédances Z_T et Z_C vont être réalisées avec des lignes de transmissions dont les largeurs (w) et les longueurs (l) sont calculées par le logiciel de synthèse. Ce logiciel nécessite comme données en entrées les impédances caractéristiques Z_C des lignes et leurs longueurs électriques (θ) équivalentes en plus des caractéristiques du substrat utilisé.

Comme les valeurs des impédances caractéristiques utilisées dans la conception des lignes de transmission sont limitées, on doit d'abord calculer, pour chaque valeur de L_c assurant la stabilité conditionnelle, les valeurs de Z_T et de Z_C et en choisir ensuite celles qui conviennent.

Le tableau (V.4) présente, pour chaque valeur de L_c , les valeurs de K , Z_T , Z_C , R et la dégradation du gain de transfert ΔG_T correspondants.

L_c(nH)	0.15	0.20	0.25	0.30	0.35	0.40	0.5	0.55
K	3.892	2.982	2.603	2.424	2.334	2.290	2.302	2.388
Z_T(Ω)	194.60	149.11	130.18	121.45	116.74	114.52	115.14	119.42
Z_C(Ω)	139.49	122.10	114.08	110.09	108.02	107.00	107.28	121.24
R(Ω)	389.20	298.22	228.16	220.18	216.40	214.00	214.56	242.48
ΔG_T(dB)	0.958	1.260	1.548	1.829	2.103	2.368	2.872	2.940

Tableau V.4 : Valeurs de K , Z_T , Z_C , R et de ΔG_T pour différentes valeurs de L_c

D'après les résultats obtenus, $L_c=0.4$ nF est la valeur qui permet le meilleur compromis.

Pour $L_c = 0.4$ nH, d'après la méthode itérative, on a :

$\Gamma_g = 0.1249 + j 0.5483$, d'après l'équation (V.15), on a : $Y_g = 0.0087 - j 0.014$ d'ou :

$$G_{SP} = G_{SC} = 0.0087\Omega^{-1} \quad \text{et} \quad jB_{SC} = jB_{SP} = -j 0.014.$$

Les valeurs des paramètres caractéristiques des lignes constitutives du diviseur de Wilkinson arbitraire sont données par la figure (V.19).

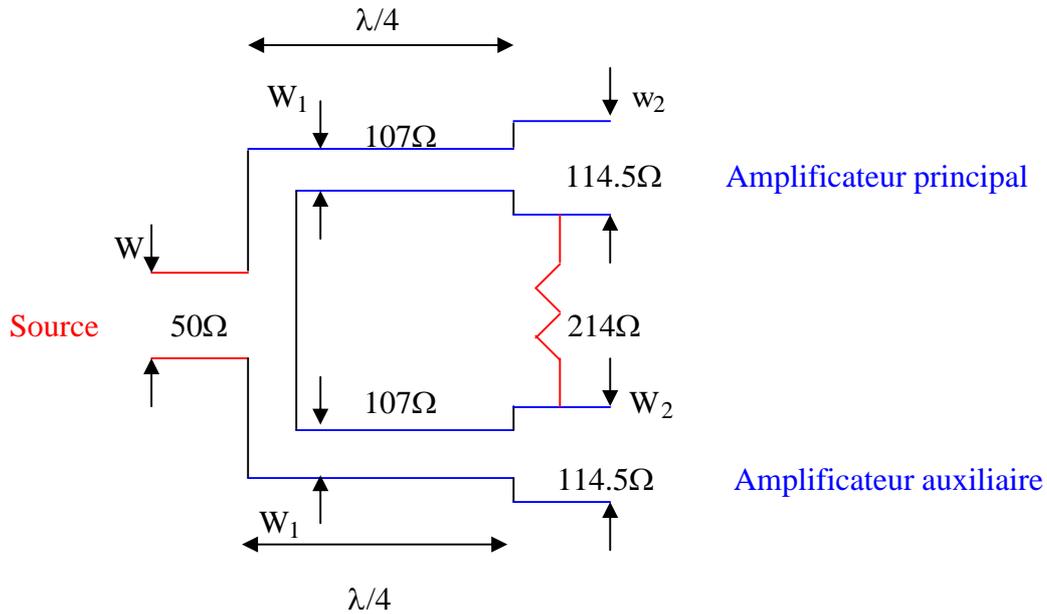


Figure V.19 : Diviseur de Wilkinson arbitraire en technologie microruban

L'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde placée à l'entrée du transistor auxiliaire est égal à Z_T (figure V.17) soit à 114.5Ω.

Pour la partie imaginaire, on utilise un stub ouvert dont l'impédance caractéristique Z_{CS} est quelconque et la longueur électrique θ calculée par :

$$\theta = \text{arctg}(BZ_{CS}) \tag{V.26}$$

- Dans le cas d'une adaptation en entrée avec des circuits à éléments localisés, ces derniers se calculent à partir du coefficient de réflexion à l'entrée Γ_g , on a :

$$Z_g = Z_C \frac{1 + \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} = 32 + j 51 = R + j X \tag{V.27}$$

Puisque $R < 50 \Omega$ [20], les éléments du circuit d'adaptation donné par la figure (V.20) sont calculés par :

$$C = \frac{\sqrt{50 - R}}{50\omega\sqrt{R}} \tag{V.28}$$

$$L = \frac{X + \sqrt{R(50 - R)}}{\omega} \tag{V.29}$$

avec $\omega = 2\pi f_0$.

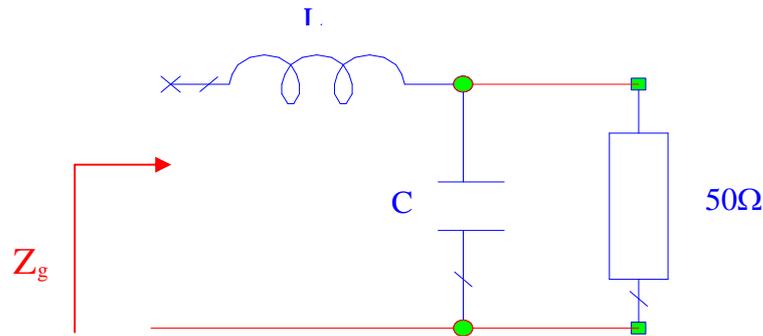


Figure V.20 : Cellule d'adaptation à base d'éléments localisés

- En sortie

Pour $L_c = 0.4 \text{ nH}$, $\Gamma_L = -0.4677 + j 0.1193 \Rightarrow Y_L = 0.0515 - j 0.016$ (équation V.15) d'où $G_{LC} = 0.0515 \Omega^{-1}$ (figure V.17).

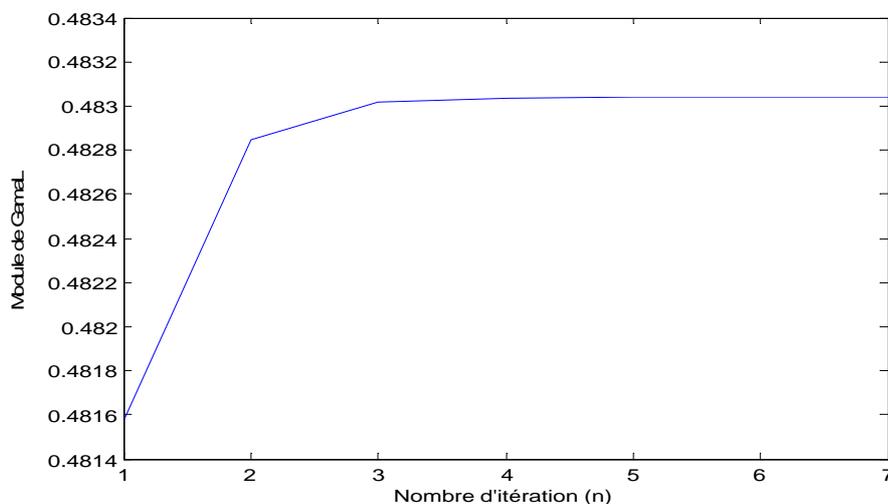
Les impédances caractéristiques des lignes quarts d'onde de sortie (figure V.17) sont respectivement :

$$1/G_{LC} = 19.4 \Omega$$

$$R_T = \sqrt{50 \cdot \frac{1}{2 \cdot G_{LC}}} = 22 \Omega$$

Pour la partie imaginaire, $B_{LC} = 0.016$, la valeur de la self de sortie $L = 5.5 \text{ nH}$ (équation V.20).

La figure (V.21) montre la convergence rapide de la méthode itérative (7 itérations) pour $L_c = 0.4 \text{ nH}$.

Figure V.21: Convergence de $|\Gamma_L|$ par la méthode itérative

V.2.7. Conception des circuits de polarisation

Le circuit de polarisation est utilisé en parallèle pour assurer l'apport des tensions et courants continus aux transistors sans affecter leur fonctionnement en RF. Pour cela l'impédance présentée par ces circuits doit être infinie à la fréquence de travail. Généralement le circuit de polarisation le plus utilisé comporte une inductance L de très grande valeur pour isoler les signaux continus de ceux HF, une capacité C de découplage reliée à la masse pour évacuer les signaux résiduels et une résistance R pour fixer le point de repos du transistor [20-21]. Les valeurs de L et C sont choisies de manière que l'impédance Z_{IN} (figure V.22) soit très grande à la fréquence de travail :

$$Z_{IN} = \frac{R}{1+(RC\omega)^2} + j \left[L\omega - \frac{R^2C\omega}{1+(RC\omega)^2} \right] \tag{V.30}$$

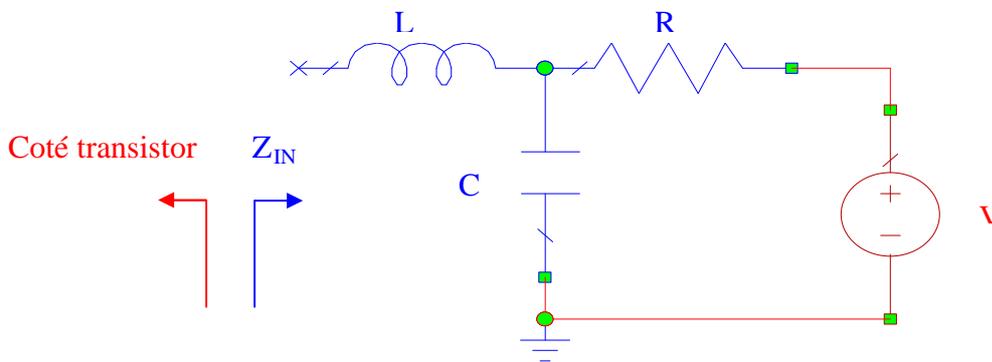


Figure V.22 : Circuit de polarisation à constantes localisées

Les valeurs choisies sont : L = 5000 nH, C = 500 pF et R= 10 Ω .Pour ces valeurs l'impédance $Z_{IN} = 56548 \Omega$ qui est une valeur relativement très grande.

Pour les tensions de polarisation, comme le transistor principal fonctionnent en classe AB ou B et l'auxiliaire en classe C, le choix des tensions grilles correspondantes doit se faire suivant la caractéristique statique simulée de l'ATF $I_{DS}=f(V_{GS})$ pour $V_{DS} = 3.66 \text{ v}$ (figure V.23).

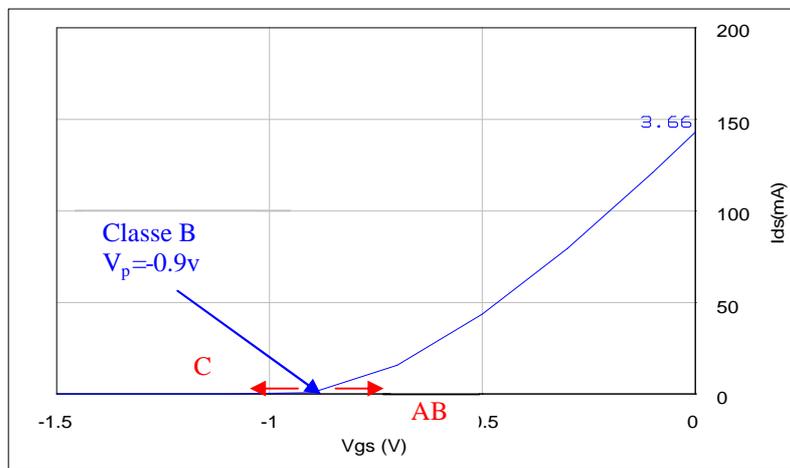


Figure V.23 : I_{DS} en fonction de V_{GS} pour $V_{DS} = 3.66\text{v}$

D'après la figure (V.23), la tension de pincement est $V_p = -0.9V$ d'où la tension de grille correspondante à chaque polarisation est donnée par [8-21]:

- Amplificateur principal : classe AB $\Rightarrow 2V_p/3 < V_{GSP} < 0$ et $V_{DS} \geq V_{DD}$ d'où :
 $-0.6 < V_{GSP} < 0$ et $3.66 \text{ v} \leq V_{DSP} < 4 \text{ v}$, $V_{DS} = 4 \text{ v}$ est la tension de polarisation de la class A.
- Amplificateur principal : classe B $\Rightarrow V_{GSP} = V_p$ et $V_{DSP} = V_{DD}$ d'où :
 $V_{GSP} = -0.9\text{v}$ et $V_{DSP} = 3.66 \text{ v}$
- Amplificateur auxiliaire : classe C $\Rightarrow 2 V_p < V_{GSA} < V_p$ et $V_{DSA} < V_{DD}$ d'où :
 $-1.8 < V_{GSA} < -0.9$ et $V_{DSA} < 3.66 \text{ v}$

Les valeurs de V_{GS} et des V_{DS} seront ajustées afin d'obtenir de meilleurs performances.

V.2.8. Choix des condensateurs de liaison

Les condensateurs de liaison C sont utilisés à l'entrée et à la sortie du transistor vérifiant la condition :

$$\frac{1}{C\omega} \ll 50\Omega \quad (\text{V.31})$$

Pour la fréquence de travail $f = 1.8 \text{ GHz}$, on a $C \gg 1.76 \text{ pF}$, on peut prendre alors $C = 100\text{pF}$, valeur généralement utilisée.

L'emplacement du condensateur de liaison à la sortie du transistor doit être de sorte que l'inductance du filtre passe bande ne puisse pas être parcourue par le courant continu.

V.3. Synthèse des circuits passifs

Cette étape consiste à calculer la longueur (l) et la largeur (w) de la ligne microruban pour chaque élément à partir de son impédance caractéristique Z_C , de sa longueur électrique $\theta = \beta l$ et également des caractéristiques du substrat utilisé.

Les résultats obtenus sont :

• A l'entrée

		$Z_C (\Omega)$	$\theta (^\circ)$	w (mm)	l (mm)
Coupleur de Wilkinson	Accès (1) d'entrée	50		3.8731	
	Accès (2,3) de sortie	114.5	90	0.70606	27.931
	Lignes quart d'onde	107	90	0.85107	27.827
Eléments d'adaptation	Stub parallèle	90	35	1.524	10.311
Ligne quart d'onde		114.5	90	0.70606	27.931

Tableau V.5 : Synthèse des éléments passifs d'entrée

• En sortie

	$Z_c (\Omega)$	$\theta (^{\circ})$	$w (mm)$	$l (mm)$
1 ^{ère} ligne quart d'onde	19.4	90	13.777	25.175
2 ^{ème} ligne quart d'onde	22	90	11.898	25.317

Tableau V.6 : Synthèse des éléments passifs de sortie

V.4. Application de la technique d'équivalence des lignes quart d'ondes

Les dimensions des lignes quarts d'onde de sortie peuvent être prohibitifs à des fréquences basses et pour des substrats à faibles permittivités relatives, c'est notre cas. Pour solutionner ce problème, il fut proposé [23] de remplacer une ligne quart d'onde par une ligne de transmission de dimensions arbitraires mais plus petites associée à deux condensateurs (figure V.24).

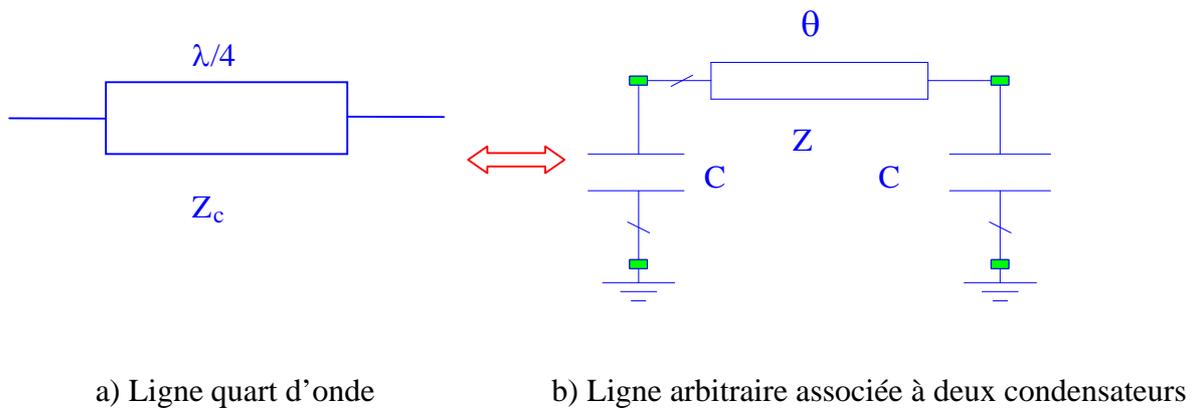


Figure V.24 : Circuit équivalent d'une ligne quart d'onde avec deux capacités

On a :

$$Z = \frac{Z_c}{\sin \theta} \quad \text{et} \quad C = \frac{1}{Z_c \omega} \cos \theta \quad (V.32)$$

Z_c étant l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde et Z celle de la ligne arbitraire.

Les lignes de sortie du DPA dont on applique cette technique sont représentées par la figure (V.25).

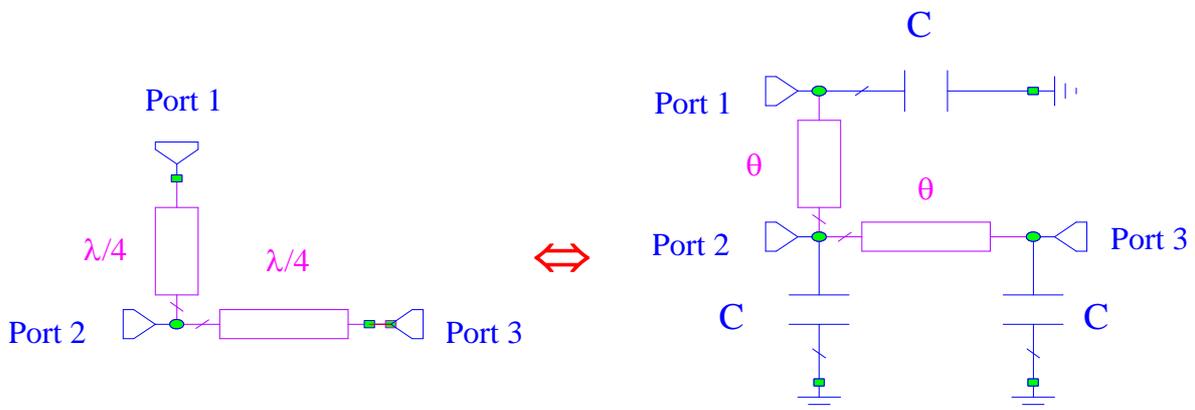


Figure V.25 : Schéma équivalent du circuit de sortie de l'amplificateur Doherty

L'application de la technique d'équivalence des lignes quart d'ondes sur celles du DPA pour différentes valeurs de θ , en utilisant l'équation (V.32) pour les calculer et le logiciel pour la synthèse, donne comme résultats :

- **A l'entrée**

La ligne d'entrée dont l'impédance caractéristique $Z_C = 50 \Omega$.

θ (°)	$\sin\theta$	$\cos\theta$	Z (Ω)	C (pF)	L (mm)	w (mm)
10	0.173	0.984	289.10	1.74	Irréalisable	Irréalisable
20	0.342	0.939	146.19	1.66	5.8922	3.8731
30	0.500	0.866	100	1.53	9.2390	1.0132
40	0.642	0.766	77.88	1.35	12.128	1.7729
50	0.766	0.642	65.27	1.13	14.985	2.4806

Tableau V.7 : Résultats de calculs et synthèse pour la ligne quart d'onde d'entrée

- **En sortie**

La première ligne quart d'onde de sortie a pour $Z_C = 19.4 \Omega$.

θ (°)	$\sin\theta$	$\cos\theta$	Z (Ω)	C (pF)	L (mm)	w (mm)
10	0.173	0.984	112.13	4.42	3.0999	0.7490
20	0.342	0.939	56.72	4.28	5.9396	3.1607
30	0.500	0.866	38.8	3.89	8.7021	5.6483
40	0.642	0.766	30.21	3.44	11.438	7.9508
50	0.766	0.642	25.32	2.88	14.164	9.9858

Tableau V.8 : Résultats de calculs et synthèse pour la 1^{ère} ligne quart d'onde de sortie

La deuxième ligne quart d'onde, $Z_C = 22\Omega$.

θ (°)	$\sin\theta$	$\cos\theta$	Z (Ω)	C (pF)	L (mm)	w (mm)
10	0.173	0.984	127.16	3.93	3.1248	0.51117
20	0.342	0.939	64.32	3.75	5.9883	2.5464
30	0.500	0.866	44	3.46	8.7683	4.706
40	0.642	0.766	34.26	3.06	11.519	6.7162
50	0.766	0.642	28.72	2.56	14.258	8.4955

Tableau V.9 : Résultats de calculs et synthèse pour la 2^{ème} ligne quart d'onde de sortie

CHAPITRE VI

Simulations et Résultats

VI.1. Introduction

Ce chapitre comportera :

- Une première simulation des performances des amplificateurs conventionnels en classe AB, classe B et classe C en vue d'une comparaison avec celles de l'amplificateur Doherty (DPA).

Les paramètres caractéristiques à simuler sont :

- Puissance de sortie;
- Rendement en puissance ajoutée;
- Gain en puissance;
- Gain à 1dB de compression;
- Produit d'intermodulation d'ordre trois.

- Une deuxième simulation des performances d'un DPA, pour une polarisation de l'amplificateur principal en classe AB puis en classe B, qui utilise en entrée :

- Un coupleur à branches (DCB);
- Un diviseur de Wilkinson hybride (DDWH);
- Un diviseur de Wilkinson arbitraire (DDWA).

Cette simulation s'accompagnera d'une comparaison des :

- Puissance de sortie;
- Rendement en puissance ajoutée;
- Gain en puissance de ces trois DPA.

- L'application de la technique d'équivalence des lignes quart d'ondes (paragraphe V.4) sur celles d'un DPA fera l'objet de la dernière simulation des performances.

Les simulations s'accompagnent de procédures d'ajustement ou d'optimisations des performances selon l'objectif rechercher.

Le modèle attribué au transistor est celui de Statz dont les paramètres sont fournis par le constructeur [annexe A].

Le simulateur non linéaire dont on dispose utilise des techniques d'analyse non linéaires basées sur les séries de Volterra et sur l'harmonique balance (chapitre II), mais comme les séries de Volterra traitent les faibles non linéarités, on a opté pour des simulations basées sur la techniques d'harmonique balance, donnée à fournir au logiciel de simulation.

Les circuits de polarisations (alimentations en courant continu) du transistor principal et auxiliaire respectivement en classes AB, B et C, sont obligatoirement indiqués sur les schémas de simulation non linéaire et sont à constantes localisées.

VI.2. Simulation des amplificateurs conventionnels

Les figures (VI.1), (VI.2) et (VI.3) représentent respectivement les schémas complets de simulation des amplificateurs conventionnels : classe AB, classe B et classe C.

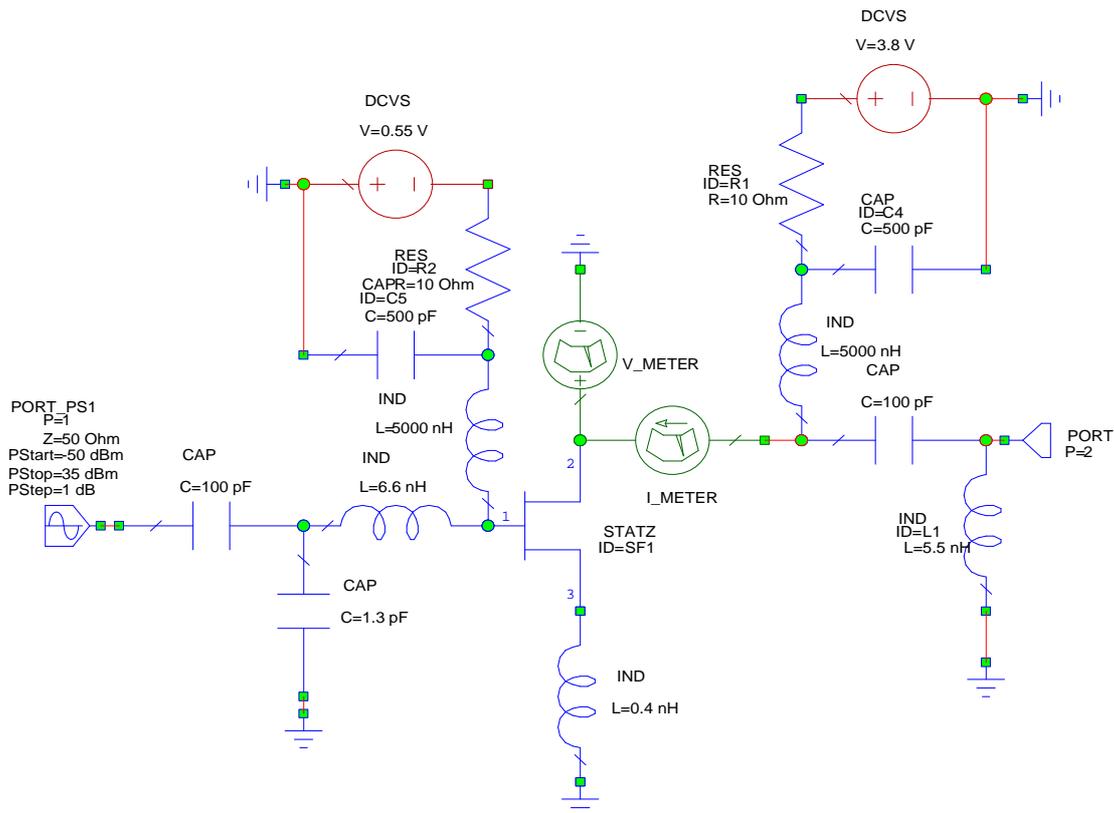


Figure VI.1 : Schéma de simulation de l'amplificateur conventionnel en classe AB

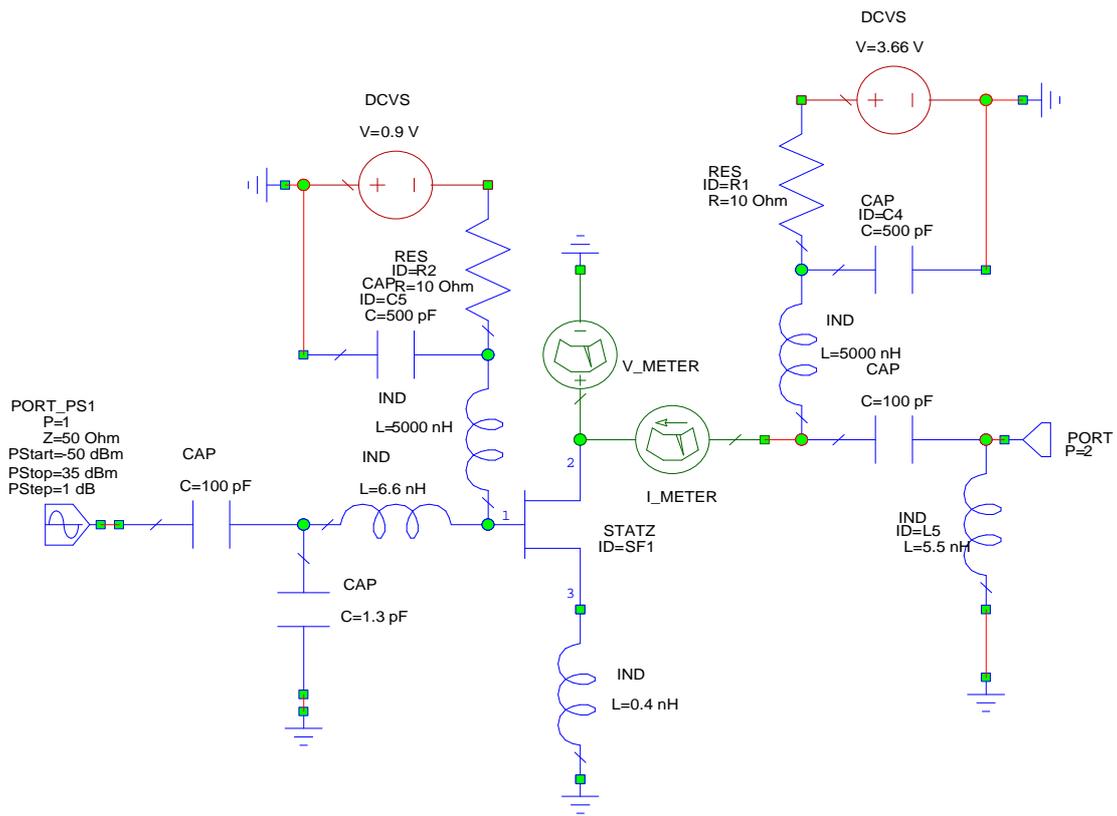


Figure VI.2 : Schéma de simulation de l'amplificateur conventionnel en classe B

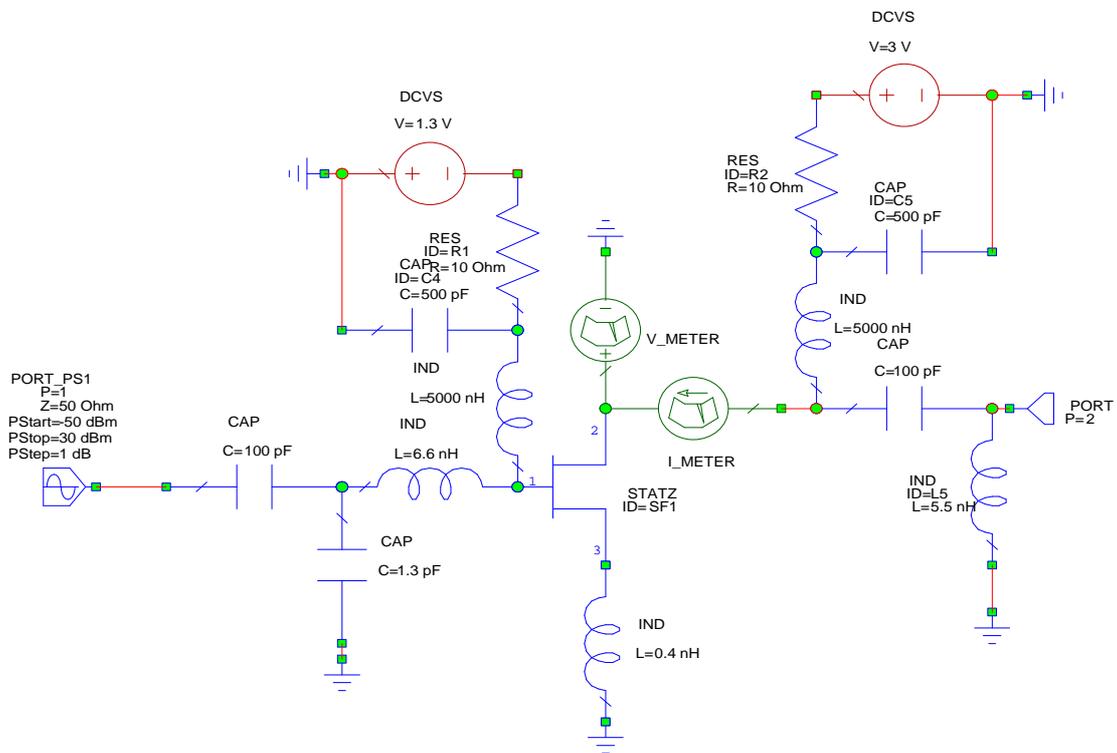


Figure VI.3 : Schéma de simulation de l'amplificateur conventionnel en classe C

Les résultats de simulation des performances de ces amplificateurs conventionnels sont illustrés par les figures (VI.4), (VI.5) et (VI.6) qui représentent respectivement la puissance de sortie, le rendement en puissance ajoutée et le gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée.

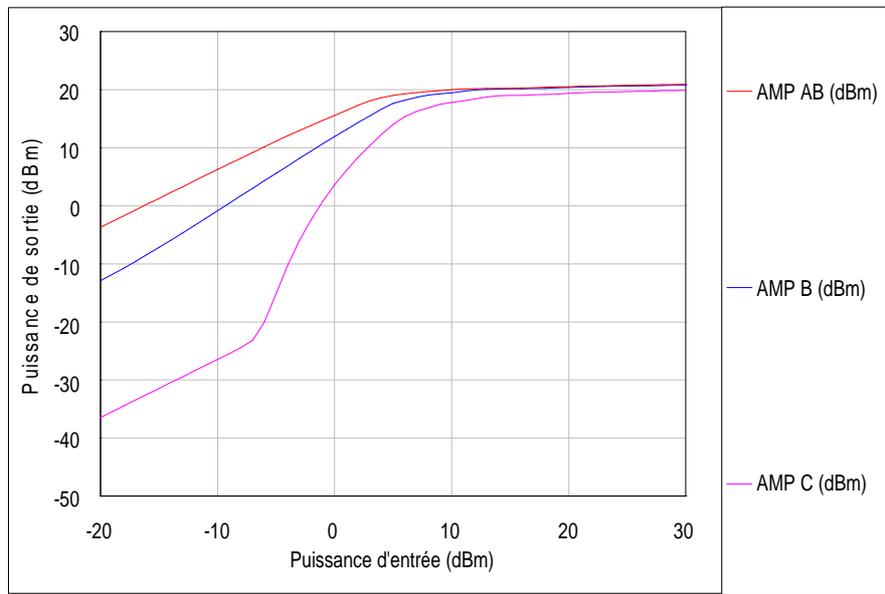


Figure VI.4 : Puissance de sortie des amplificateurs conventionnels

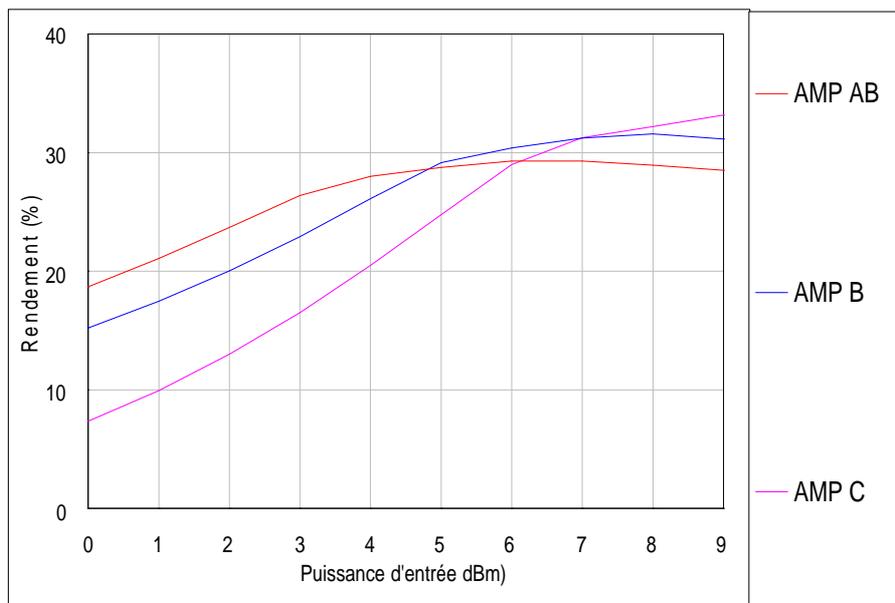


Figure VI.5 : Rendement en puissance ajoutée des amplificateurs conventionnels

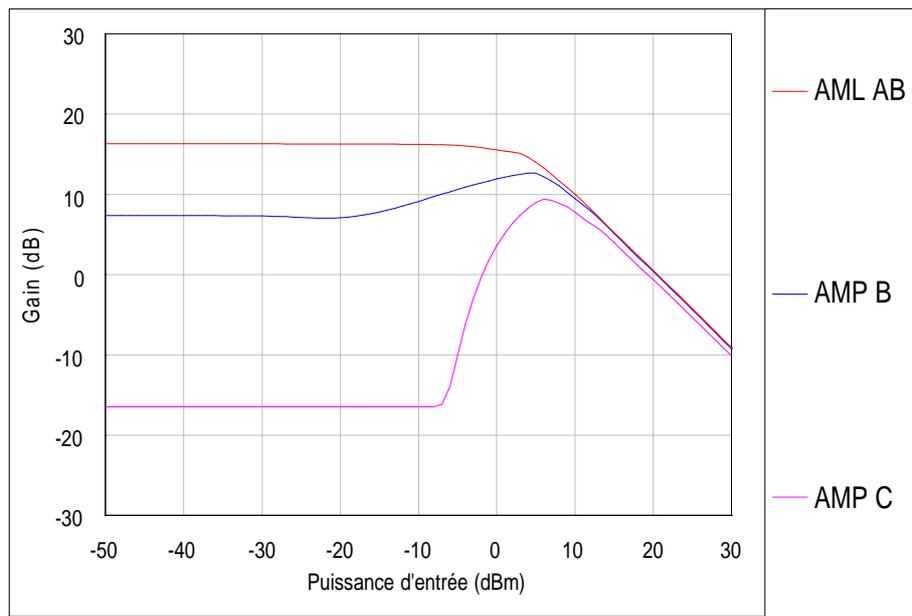


Figure VI.6 : Gain en puissance des amplificateurs conventionnels

D'après la figure (VI.6), on peut dire que les gains des amplificateurs conventionnels restent presque constants pour des puissances d'entrée très faibles ce qui confirme leur linéarité à ces puissances. La diminution du gain en puissance commence à des puissances d'entrée plus élevées ce qui s'explique par la saturation des transistors.

Les figures (VI.7), (VI.8) et (VI.9) illustrent la puissance de sortie à 1dB de compression des amplificateurs conventionnels respectivement en classe AB, B et C.

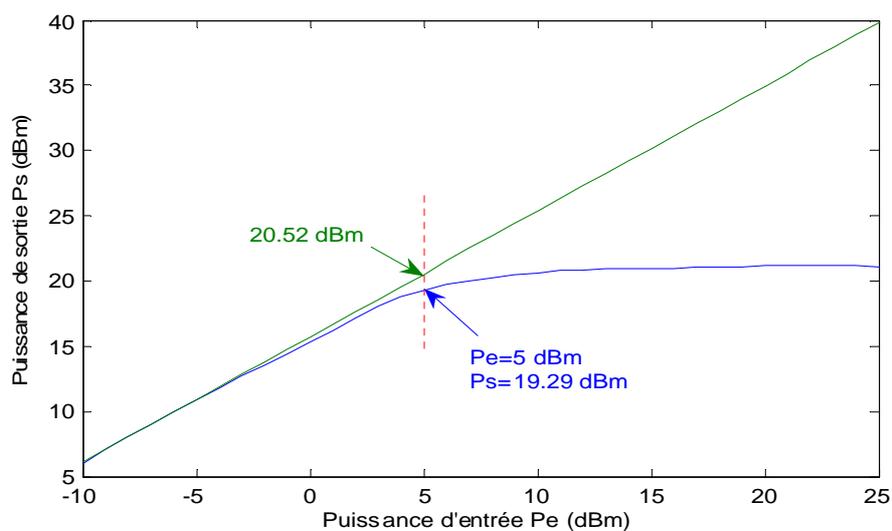


Figure VI.7 : Puissance de sortie à 1 dB de compression d'un amplificateur conventionnel en classe AB

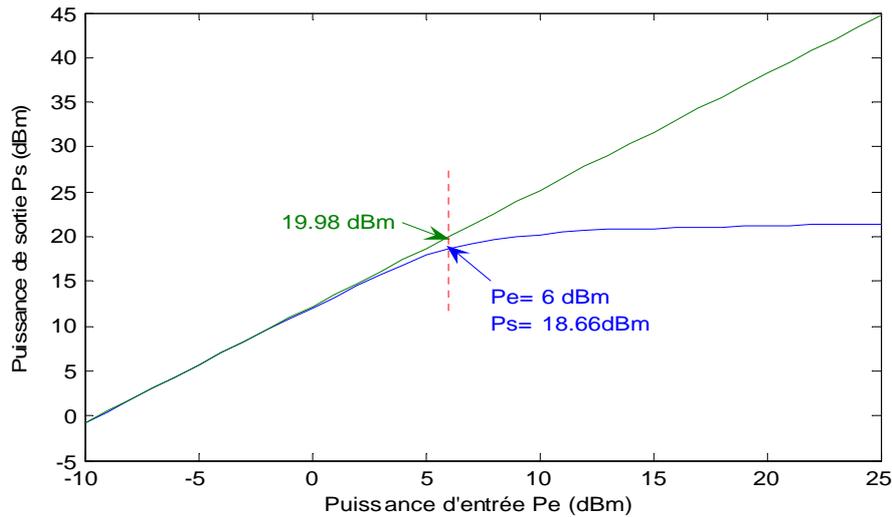


Figure VI.8 : Puissance de sortie à 1 dB de compression d'un amplificateur conventionnel en classe B

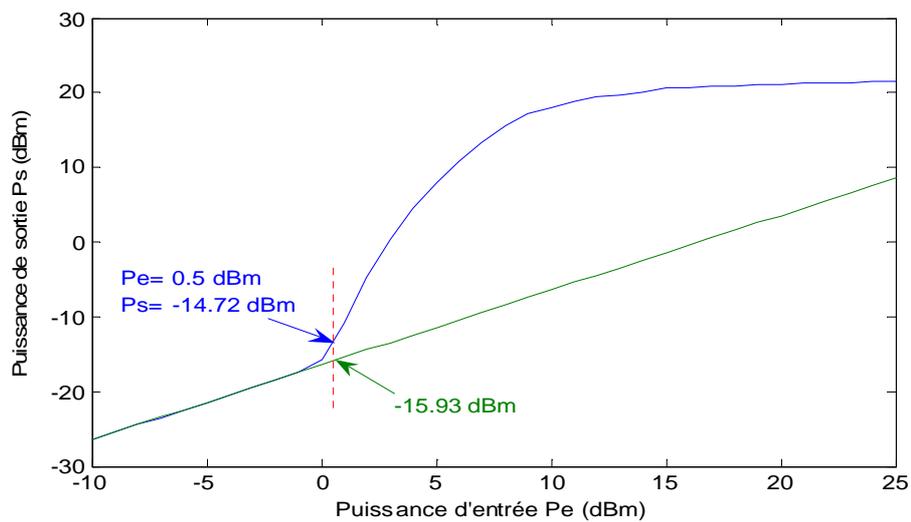


Figure VI.9 : Puissance de sortie à 1 dB de compression d'un amplificateur conventionnel en classe C

La puissance de sortie à 1dB de compression est :

- de 19.29 dBm pour l'amplificateur conventionnel en classe AB pour une puissance d'entrée de 6 dBm;
- de 18.66 dBm pour l'amplificateur conventionnel en classe B pour une puissance d'entrée de 5 dBm.

Ces valeurs sont très proches de celle donnée par le constructeur (20 dBm), qui n'est pas le cas pour l'amplificateur conventionnel en classe C (-14.72 dBm).

La comparaison du niveau de puissance du signal fondamental (IM1) à celui du produit d'intermodulation d'ordre trois (IM3) pour ces amplificateurs conventionnels respectivement en classe AB, B et C peut être faite à partir des figures (VI.10), (VI.11) et (VI.12).

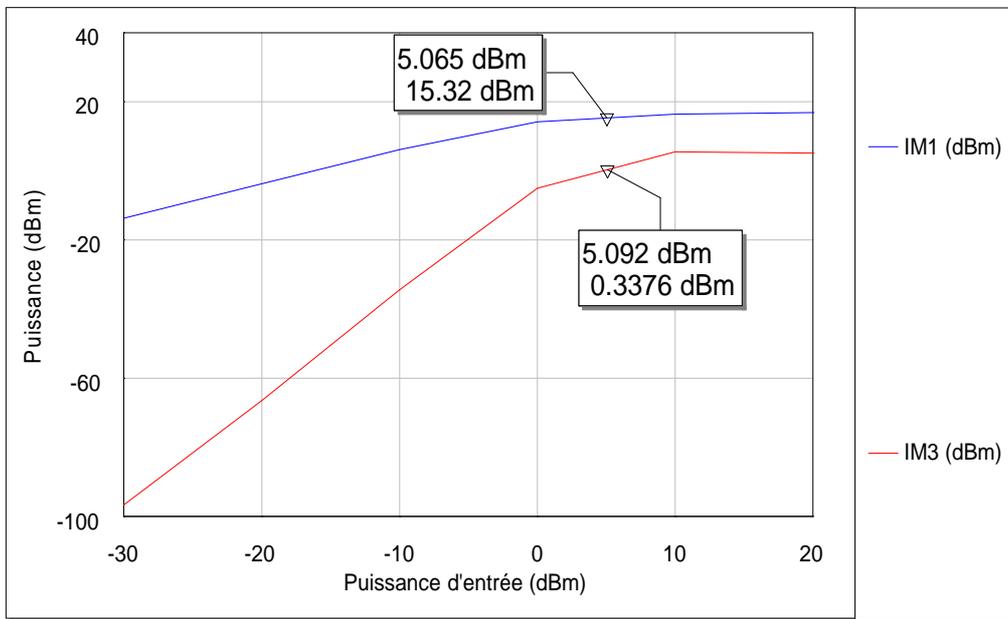


Figure VI.10 : Puissances du IM1 et IM3 d'un amplificateur conventionnel en classe AB

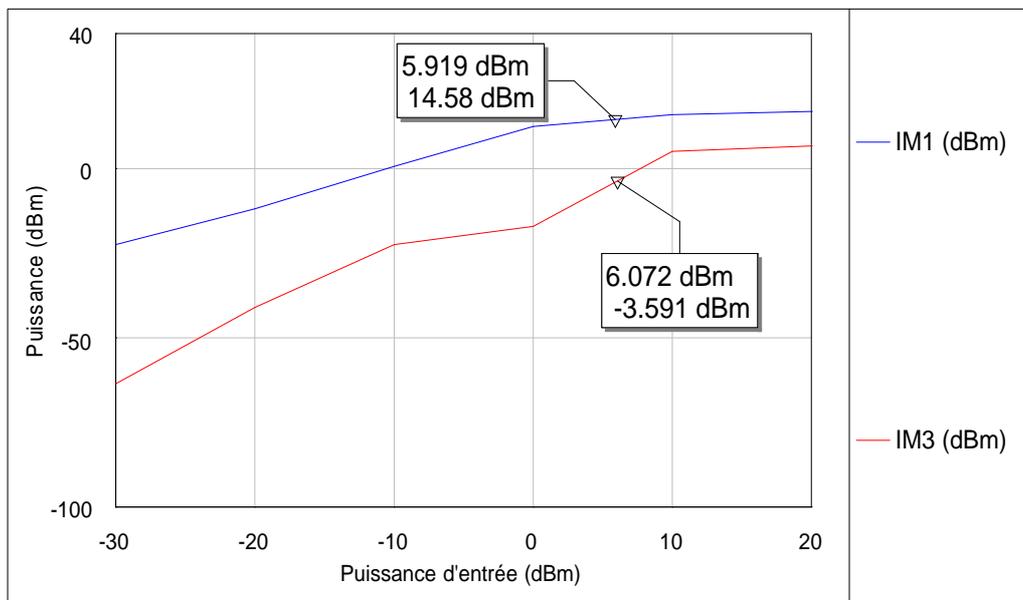


Figure VI.11 : Puissances du IM1 et IM3 d'un amplificateur conventionnel en classe B

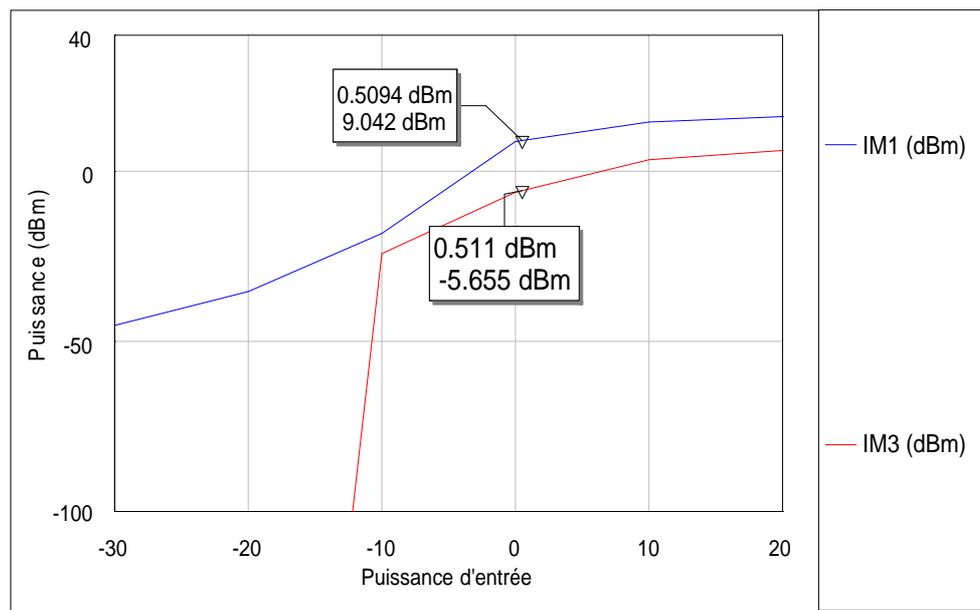


Figure VI.12 : Puissances du IM1 et IM3 d'un amplificateur conventionnel en classe C

Nous constatons que pour une puissance d'entrée inférieure ou égale à 6 dBm, le signal d'intermodulation d'ordre trois n'affecte pas le signal fondamental des amplificateurs conventionnels en classe AB ou en classe B. Contrairement pour l'amplificateur polarisé en classe C, le signal fondamental peut être affecté par celui de l'intermodulation d'ordre trois.

VI.3. Simulation des amplificateurs Doherty

VI.3.1. Amplificateur principal en classe AB

Dans cette partie, nous allons simuler d'abord les performances d'un amplificateur Doherty avec trois différentes topologies en polarisant l'amplificateur principal en classe AB, l'amplificateur auxiliaire est polarisé en classe C :

- Un amplificateur Doherty à coupleur à branches (DCB-AB);
- Un amplificateur Doherty à diviseur de Wilkinson hybride (DDWH-AB);
- Un amplificateur Doherty à diviseur de Wilkinson arbitraire (DDWA-AB).

Les figures (VI.13), (VI.14) et (VI.15) représentent les schémas de simulation des amplificateurs Doherty utilisant en entrée respectivement un coupleur à branches, un diviseur de Wilkinson hybride et un diviseur de Wilkinson arbitraire et dont les amplificateurs principaux sont polarisés en classe AB (-AB).

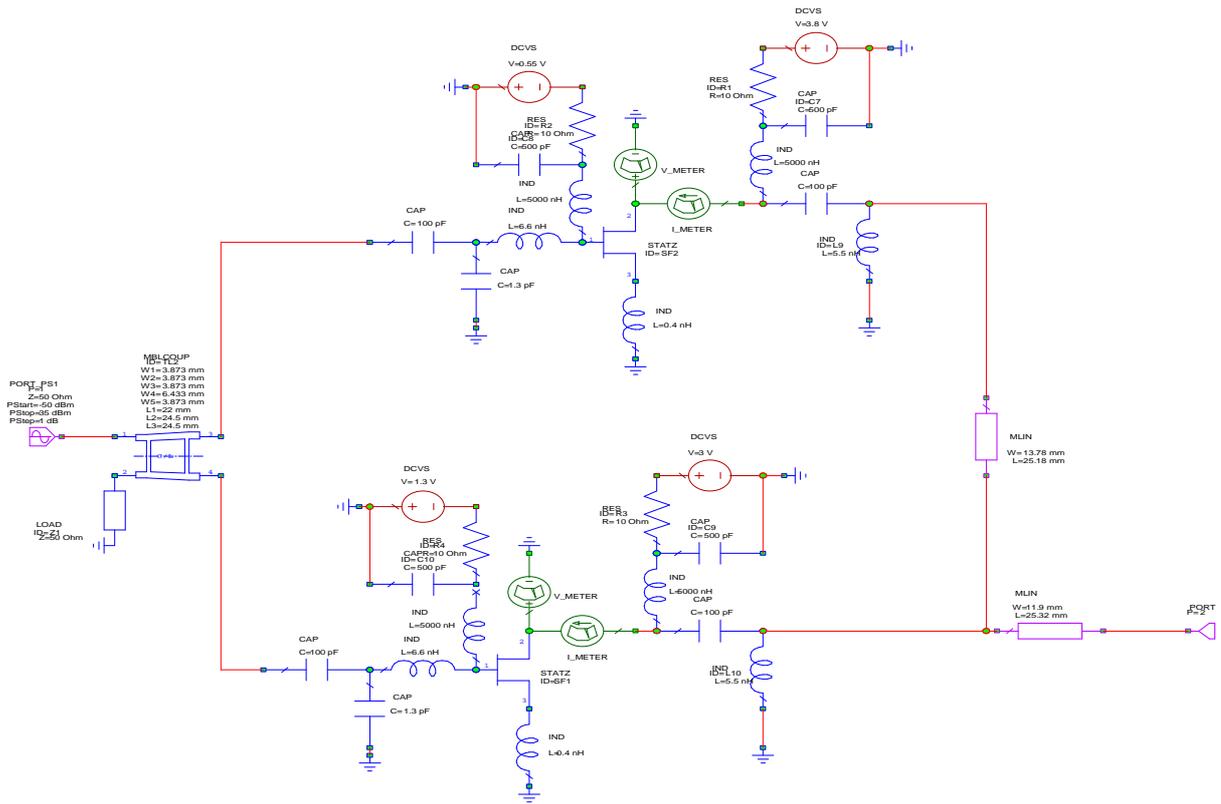


Figure VI.13 : Schéma de simulation d'un DCB-AB

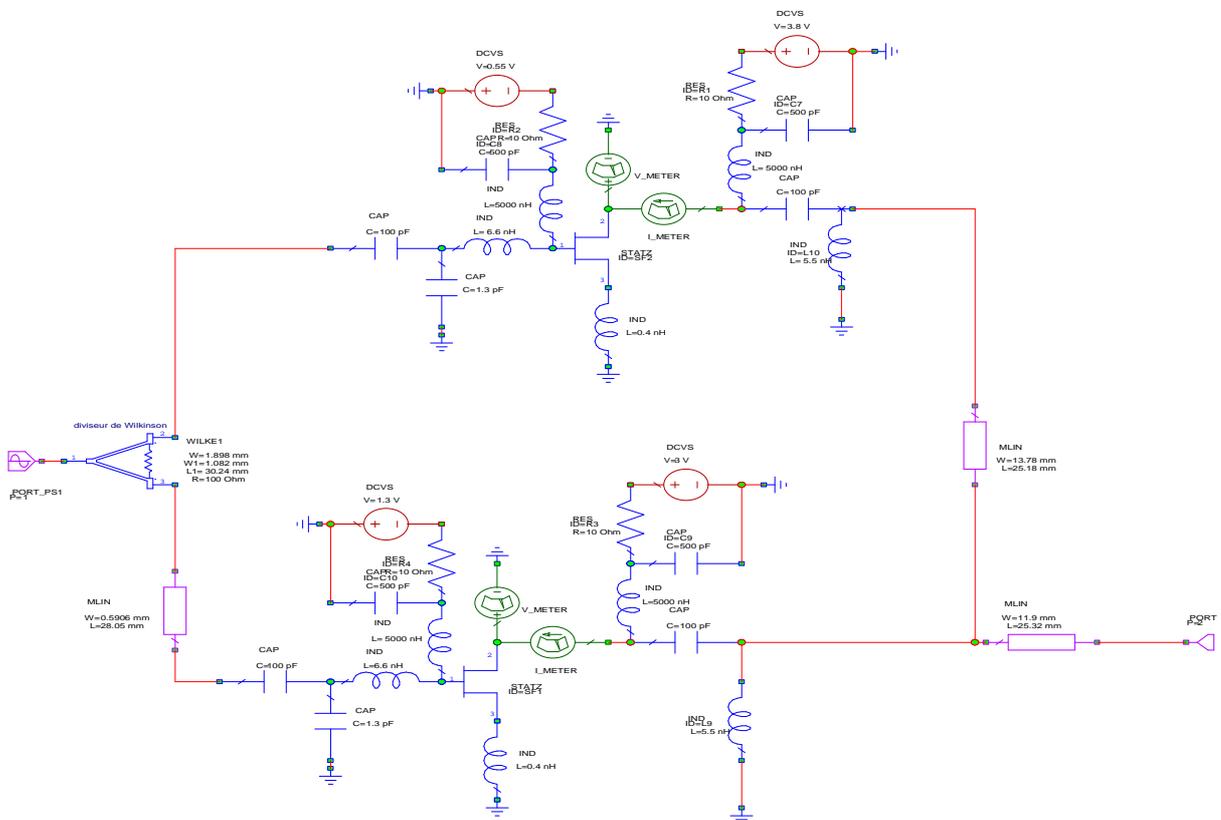


Figure VI.14 : Schéma de simulation d'un DDWH-A

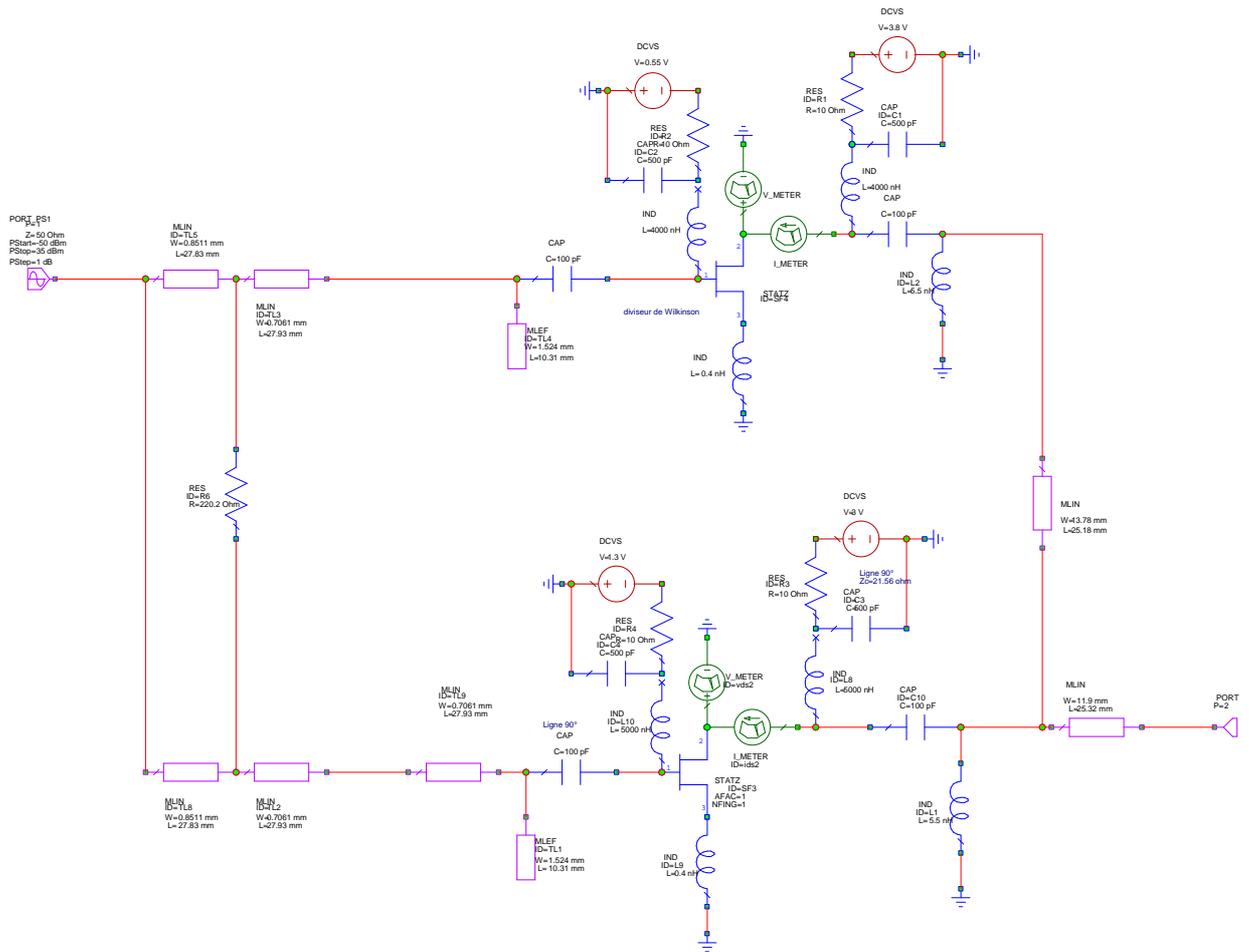


Figure VI.15 : Schéma de simulation d'un DDWA-AB

Les réponses en puissance de sortie, rendement en puissance ajoutée et en gain en fonction de la puissance d'entrée de ces trois montages sont respectivement sur les figures (VI.16), (VI.17) et (VI.18).

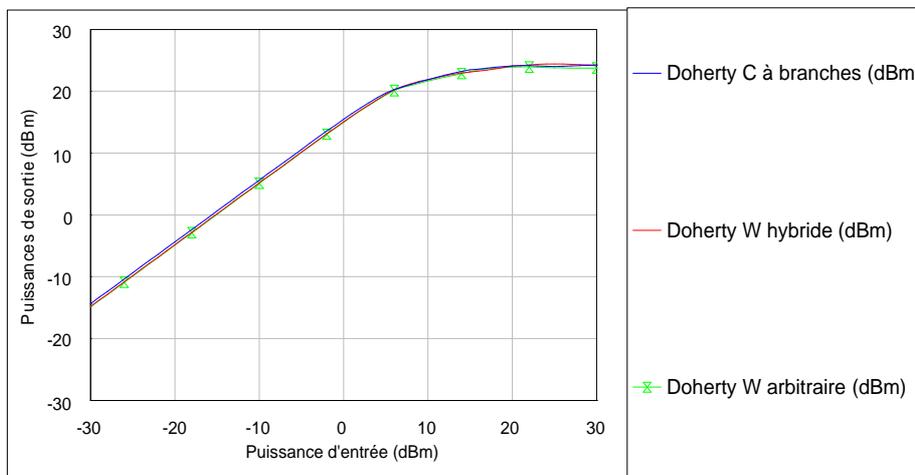


Figure VI.16 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

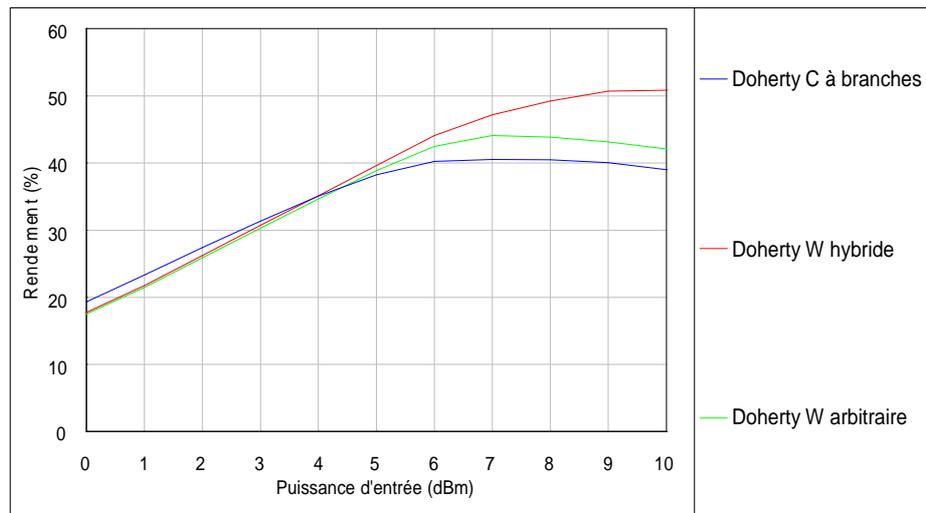


Figure VI.17 : Rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée

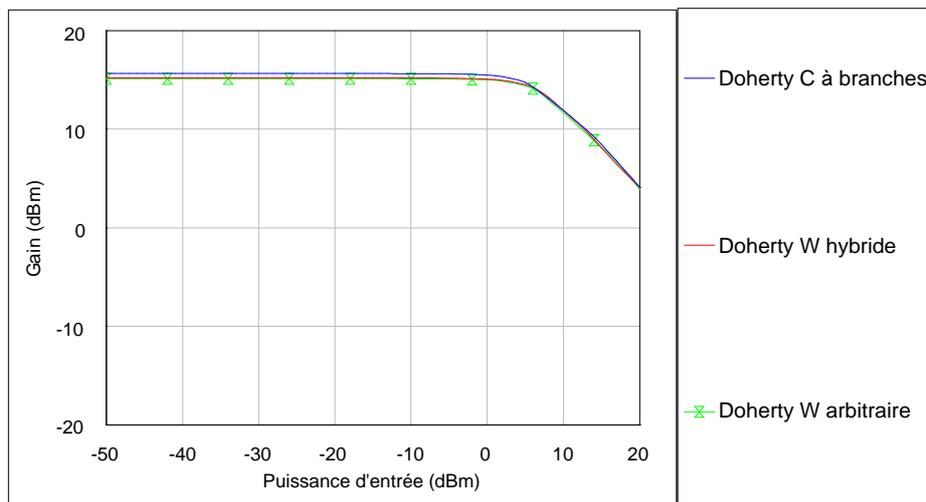


Figure VI.18 : Gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée

Nous constatons (figure VI.16 – VI.18) que les gains et les puissances de sortie des trois Dohertys sont les mêmes à la fréquences de travail puisque la puissance injectée à leurs entrées est la même.

Pour le rendement en puissance ajoutée, pour des puissances d'entrée plus au moins élevées, le Doherty Wilkinson hybride présente le meilleur rendement (figure VI.17).

VI.3.2. Amplificateur principal en classe B

Les mêmes montages (figures (V.13), (VI.14) et (VI.15)) vont être utilisés pour cette simulation, en changeant seulement la tension de polarisation du transistor principal (classe B). Les performances de ces trois montages se retrouvent sur les figures (VI.19), (VI.20) et (VI.21).

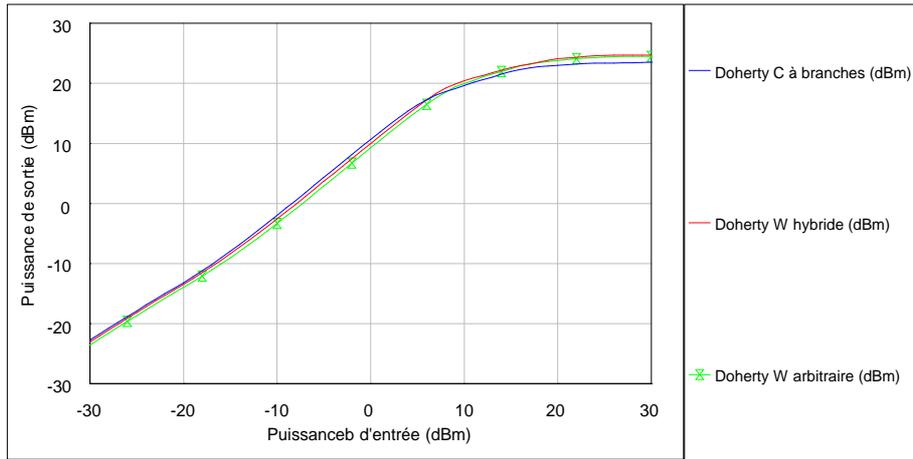


Figure VI.19 : Puissances de sortie des amplificateurs Doherty

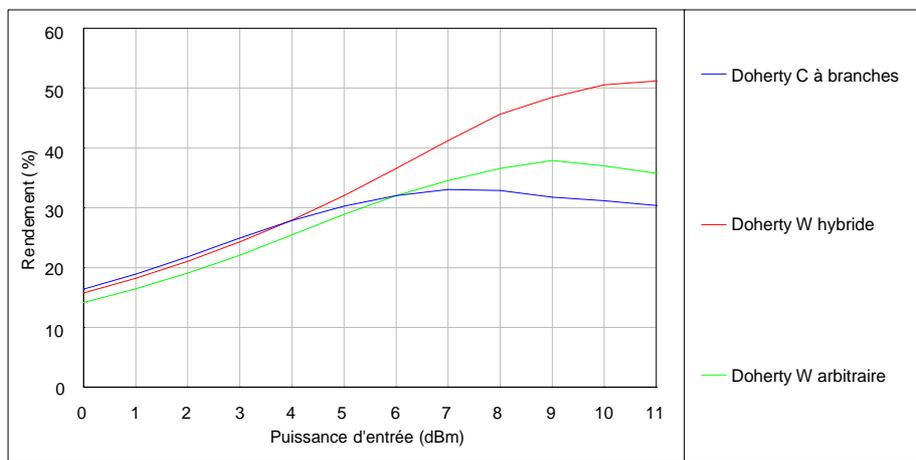


Figure VI.20 : Rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée

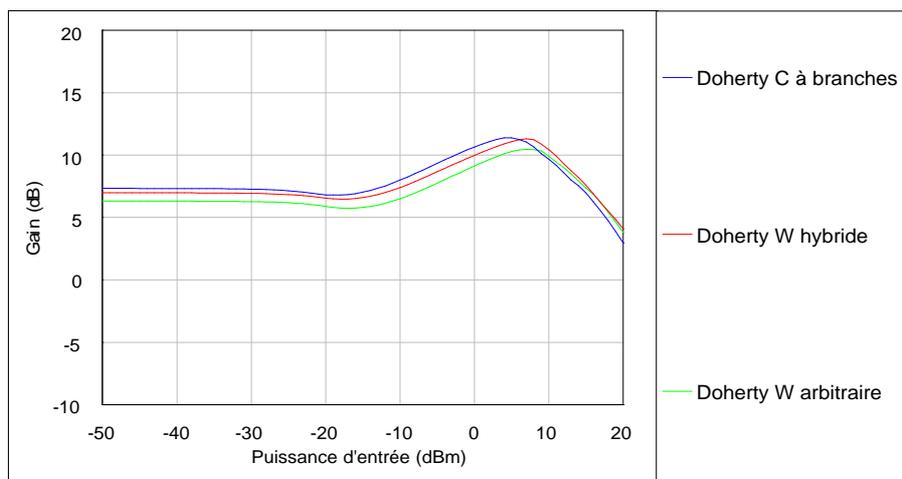


Figure VI.21 : Gain en fonction de la puissance d'entrée

Aussi, que ce soient ces résultats ou les résultats obtenus précédemment, il est montré que l'amplificateur Doherty Wilkinson hybride présente le meilleur rendement que ceux des deux autres montages. C'est la raison pour laquelle nous allons, par la suite, s'intéresser seulement à cet amplificateur.

La puissance de sortie à 1 dB de compression ainsi que les puissances du signal fondamental (IM1) et produit d'intermodulation d'ordre trois (IM3) en fonction de la puissance d'entrée sont respectivement données par les figures (VI.22) et (VI.23).

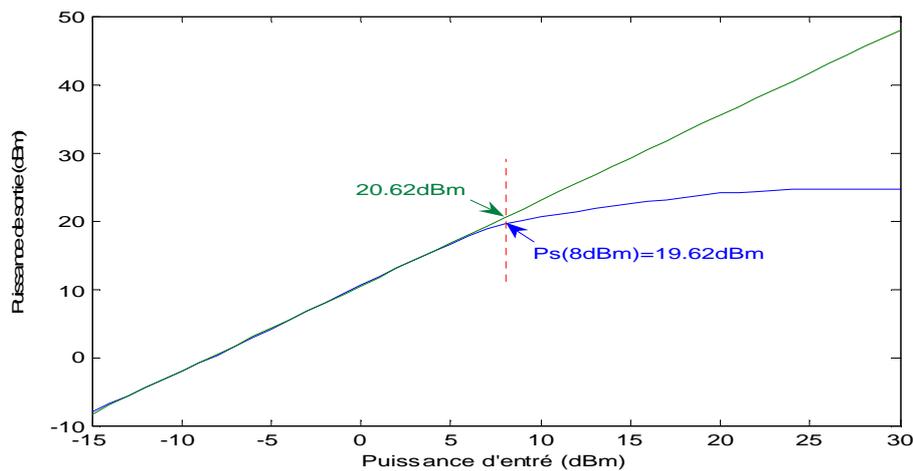


Figure VI.22 : Puissance de sortie à 1 dB de compression du DDWHB

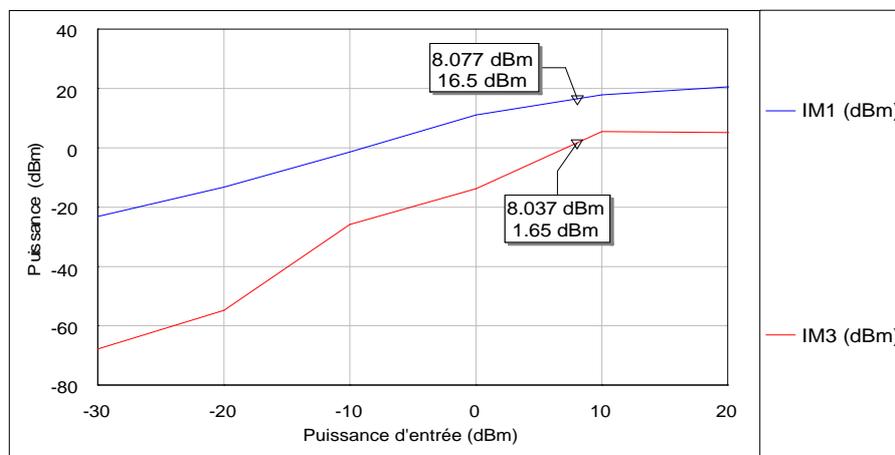


Figure VI.23 : Puissances du fondamental (IM1) et du produit d'intermodulation d'ordre trois (IM3) du DDWHB

Nous remarquons que pour une puissance d'entrée inférieure ou égale à 8 dBm, point à 1 dB de compression (figure VI.23), le signal IM3 affecte très peu le signal fondamental IM1.

VI.4. Etude comparative

Pour évaluer les améliorations des performances apportées par la technique Doherty aux amplificateurs de puissances de point de vue rendement en puissance ajoutée (théorie Doherty), une comparaison des performances des amplificateurs conventionnels (classes AB-B-C) à celles d'un Doherty Wilkinson hybride est présentée par les figures (VI.24), (VI.25) et (VI.26).

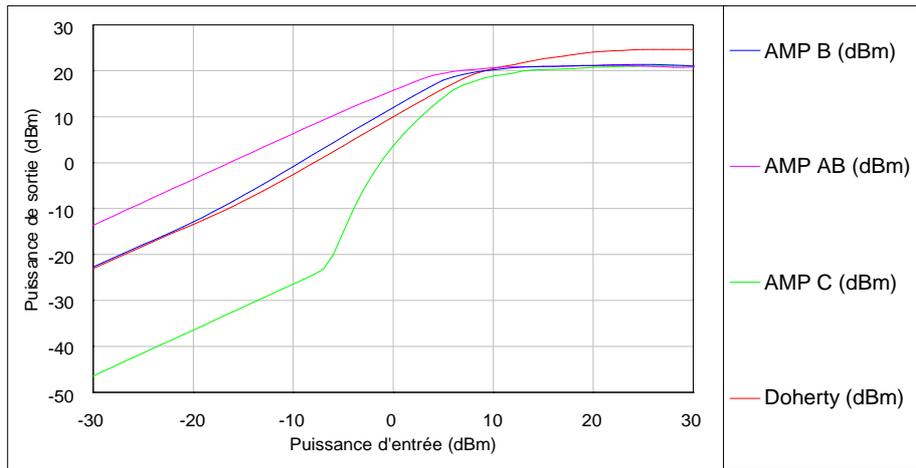


Figure VI.24 : Puissance de sortie des amplificateurs conventionnels et du DDWHB

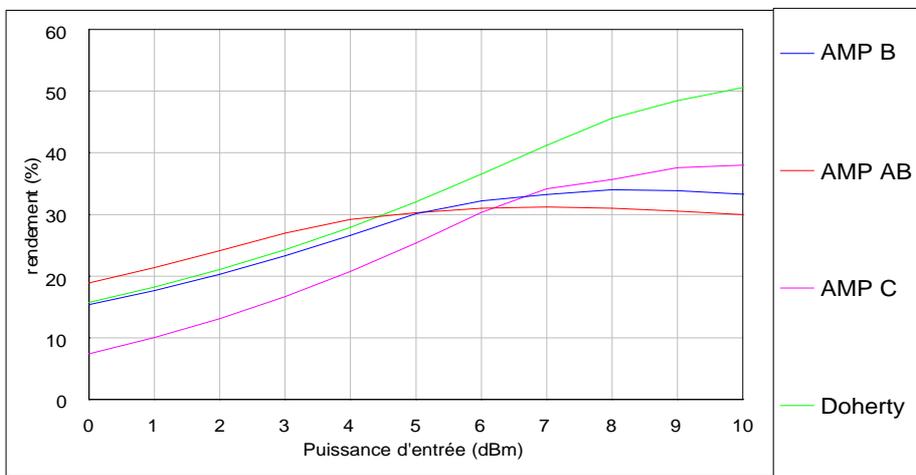


Figure VI.25 : Rendement en puissance ajoutée des amplificateurs conventionnels et du DDWHB

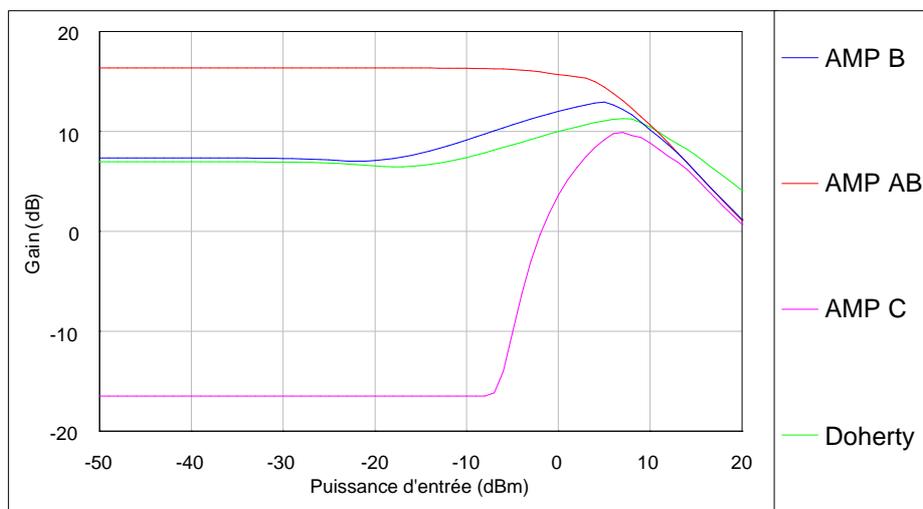


Figure VI.26 : Gain en puissance des amplificateurs conventionnels et du DDWHB

En effet, Les résultats obtenus confirment la propriété d'un amplificateur Doherty qui se caractérise par une très bonne amélioration du rendement en puissance ajoutée (figure VI.25) par rapport aux amplificateurs conventionnels classes AB, B ou C surtout pour des puissances d'entrée élevées.

VI.5. Application de la technique d'équivalence des lignes quart d'ondes

Enfin, pour un circuit amplificateur à faibles dimensions, on a appliqué la technique d'équivalence des lignes quart d'ondes (paragraphe V.4) aux lignes d'un Doherty Wilkinson hybride dont l'amplificateur principal est polarisé en classe B (DDWH-B), le schéma de simulation est donnée par le montage de la figure (VI.27).

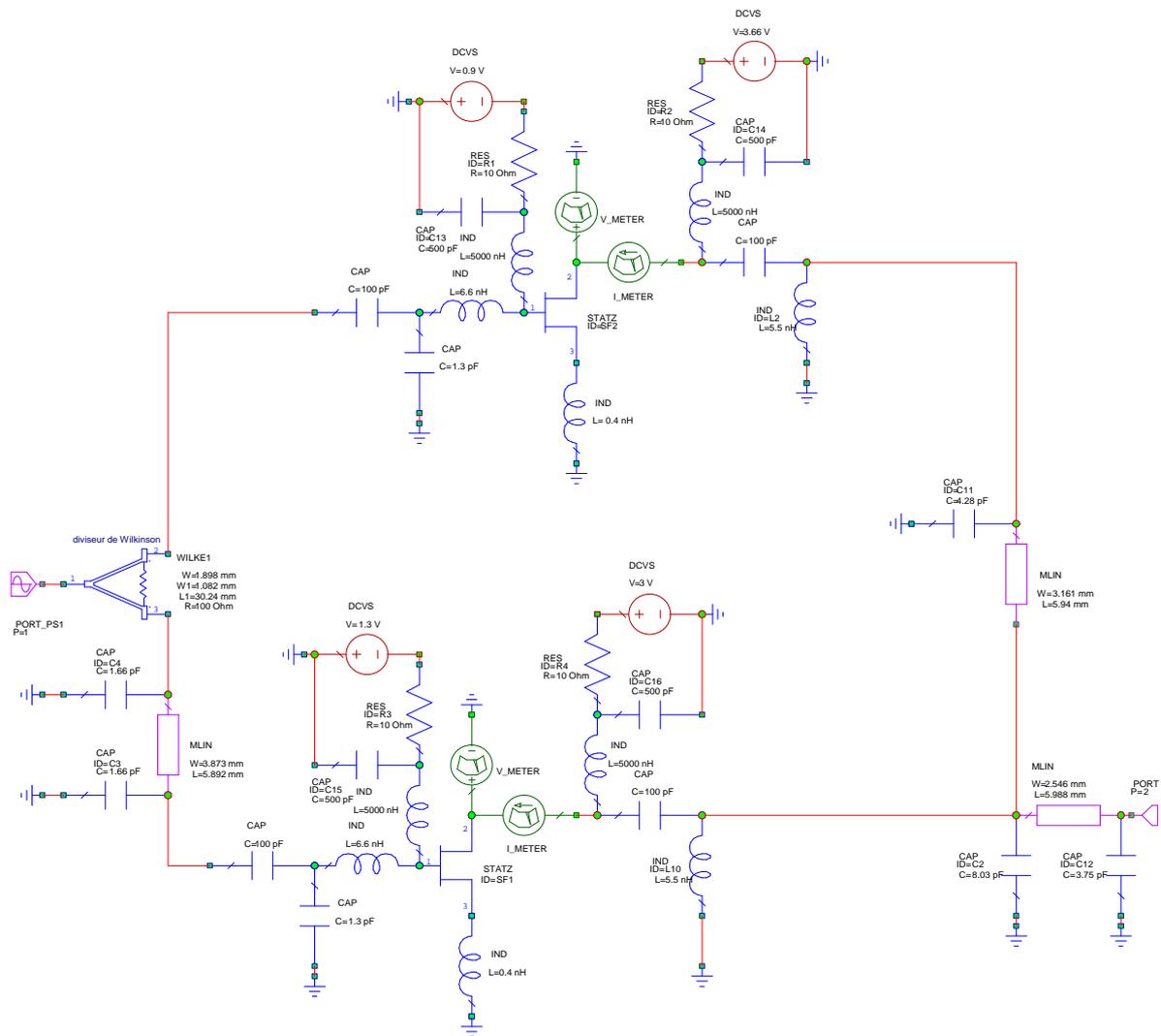


Figure VI.27 : Schéma de simulation d'un DDWH-B avec technique d'équivalence des lignes quart d'ondes

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures (VI.28), (VI.29) et (VI.30) qui représentent respectivement l'évolution de la puissance de sortie, du rendement en puissance ajoutée et du gain en fonction de la puissance d'entrée d'un DDWH-B pour différentes valeurs de θ .

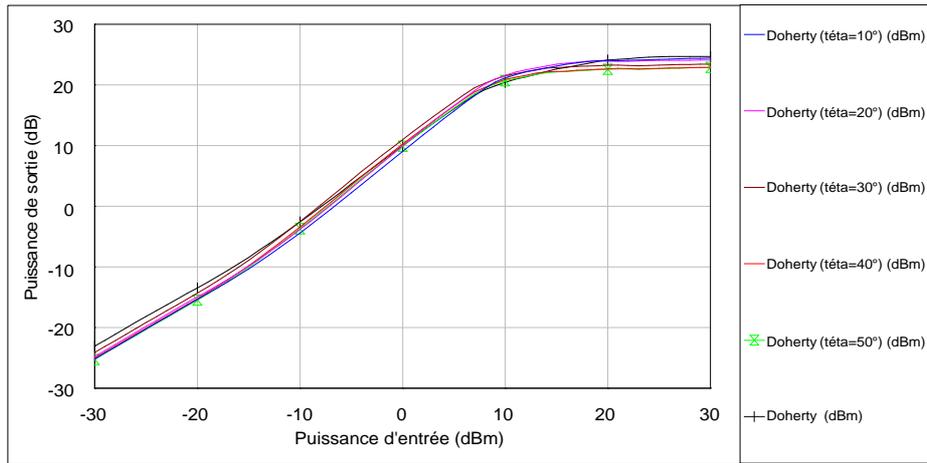


Figure VI.28 : Puissance de sortie des DDWH-B pour différentes valeurs de θ

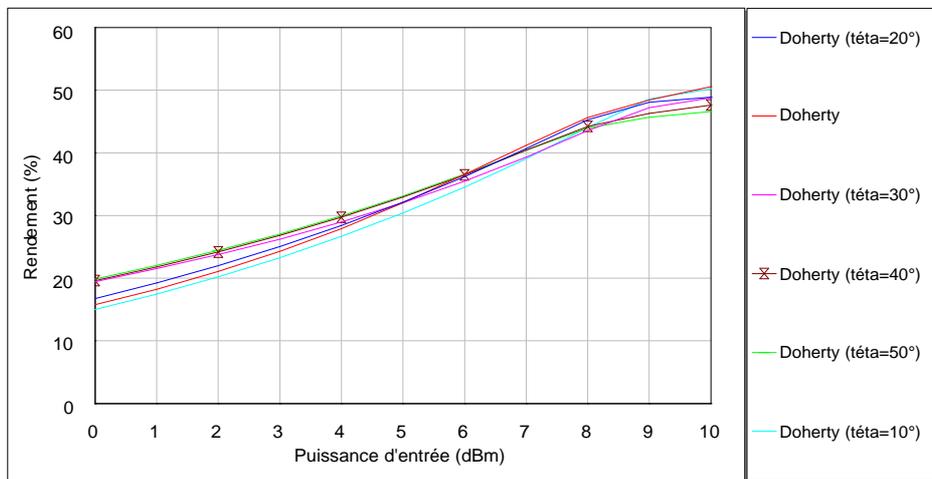


Figure VI.29 : Rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée

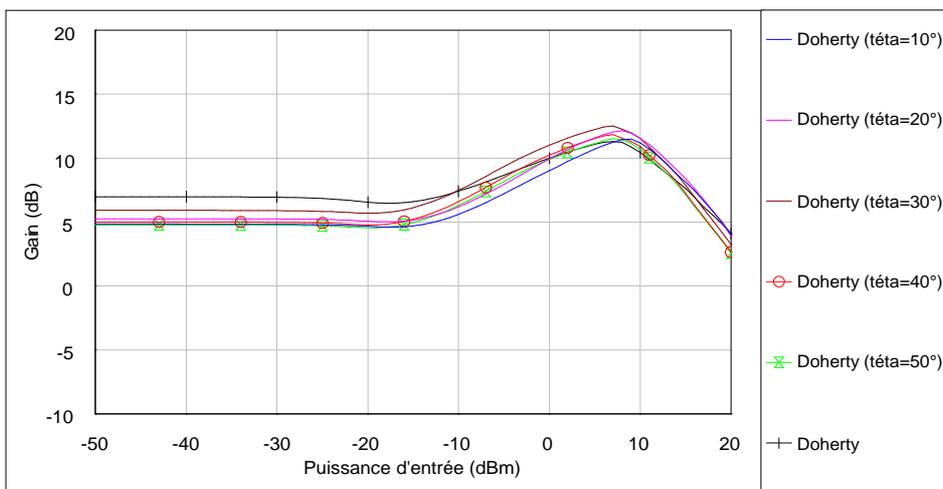


Figure VI.30 : Gain en puissance des DDWH-B pour différentes valeurs de θ

D'après les résultats obtenus, on peut dire que l'application de la technique d'équivalence des lignes quart d'ondes appliquée aux lignes d'un amplificateur Doherty donne un peu près les mêmes courbes de réponses, chose qui est logique, et cela pour une éventuelle réduction des encombrements.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire s'articule autour d'une conception et une simulation non linéaire des performances d'une architecture Doherty des amplificateurs de puissance. Cette architecture à pour objectif d'élever le rendement des amplificateurs de puissances à des fréquences micro-ondes et donc d'améliorer leur linéarité.

Puisque qu'un amplificateur de puissance de type Doherty utilise en entrée un coupleur hybride, une étude fréquentielle des paramètres de dispersion d'un coupleur à branche, d'un diviseur de Wilkinson hybride et d'un diviseur de Wilkinson arbitraire pour une évaluation de leur caractéristiques fréquentielles à la fréquence de travail a été faite. Cette étude nous a permis de conclure qu'un amplificateur de puissance de type Doherty à diviseur de Wilkinson hybride présente le meilleur rendement en puissance ajoutée.

Une comparaison des performances des amplificateurs conventionnels fonctionnant en classes AB, B et C à celles d'un amplificateur Doherty à diviseur de Wilkinson hybride nous a permis de mettre en évidence les améliorations apportées par ce dernier surtout de point de vue rendement en puissance ajoutée.

L'application de la nouvelle technique d'équivalence des lignes quart d'ondes aux lignes d'un amplificateur Doherty nous a permis une réduction des encombrements et des dimensions du circuit amplificateur sans affecter les réponses en sortie de ce dernier.

De part sa relative simplicité de mise en œuvre, la technique Doherty est une technique de linéarisation très prometteuse pour des applications micro-ondes où le maintien du rendement est primordial.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

[1] : Alban Laloue , « Modélisation non linéaire distribuée des transistors à effet de champ : Application à l'analyse de la stabilité des transistors et des caractéristiques en bruit dans les circuits MMIC millimétriques », Thèse de doctorat, Université de Limoges, mars 2001.

[2] : Tony Gasseling , « Caractérisation non linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO », Thèse de doctorat, Université de Limoges, novembre 2003.

[3] : Benoît Mallet-Guy , « Modèles non linéaires distribués des transistors à effet de champ : Application à l'analyse de stabilité des transistors à fort développement de grille », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 1999.

[4] : Stéphane Augaudy, « Caractérisation et modélisation des transistors micro-ondes, application à l'étude de la linéarité des amplificateurs à fort rendement », Thèse de doctorat, Université de Limoges, Mars 2002.

[5] : Mustapha Chérif Eddine YAGOUB, « Conception et Optimisation des Circuits Micro-ondes Linéaires et non Linéaires », Doctorat d'état en électronique de l'université USTHB, Février 1996.

[6] : H. Statz, « GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE », P. Newman, IEEE Trans. on Electron Devices I.W. Smith, vol. 34, no. 2, 1987, pp. 160 – 169.

[7] : Nicolas Legallou, « Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance », Thèse de doctorat, Université de Limoges, Novembre 2001.

[8] : Philippe Bouysse , « Optimisation Expérimentale des Conditions de Fonctionnement des Transistors de Puissances pour Systèmes de Télécommunications Micro-ondes », Thèse de doctorat, Université de Limoges, Juillet 1992.

[9] : Francis Huin, « Etude des formes d'ondes permettant une optimisation des performances des amplificateurs de puissance. Application à la conception d'amplificateurs, à faibles tension de polarisation, pour les communications mobiles », Thèse de doctorat, Université de Limoges, janvier 2001

[10] : Sébastien Dardenne , « Amélioration de la linéarité des amplificateurs de puissance par injection de composantes basses fréquences et d'intermodulation, pour des applications de radiocommunications mobiles », Thèse de doctorat, Université de Poitiers, mars 1992

[11] : Nicolas Schlumpf , « Adaptation dynamique de la compression d'un amplificateur pour des signaux modulés en amplitude et en phase », Thèse de doctorat, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2004.

[12] : N.Dubuc , « Modélisation électrothermique de transistors MESFETS SiC et optimisation d'une architecture Doherty pour l'amplificateur de puissance à haut rendement », Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.

[13] : Souheil Bensmida , « Conception d'un système de Caractérisation Fonctionnelle d'Amplificateur de Puissance en présence de Signaux Modulés à l'aide de Réflectomètres Six-Portes », Thèse de doctorat, Ecole doctorale d'informatique, télécommunications et Electronique de Paris, janvier 2005.

[14] : Peter Butterworth , « Méthode de conception des mélangeurs millimétriques. Application à la réalisation MMIC d'un mélangeur sous-harmonique à FET froid [42-43.5 GHz] », Thèse de doctorat, UNIVERSITE DE LIMOGES, Novembre 2003.

[15] : Youngoo Yang, Jeonghyeon Cha, Bumjae Shin, and Bumman Kim , « A Microwave Doherty Amplifier Employing Envelope Tracking Technique for High Efficiency and Linearity », IEEE, Microwave and Wireless Components Letters, Vol 13, Mai 2005.

[16] : Vani Viswanathan, « Efficiency enhancement of base station power amplifiers using Doherty », Master of Science In Electrical Engineering, faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, February 3, 2004.

[17] : Junghyun Kim, Seongjun Bae, Joomin Jeong, Jooyoung Jeon, and Youngwoo Kwon, « A Highly-Integrated Doherty Amplifier for CDMA Handset Applications Using an Active Phase Splitter », IEEE, Microwave and Wireless Components Letters, Vol 15, Mai 2005.

[18] : Youngoo Yang, Jaehyok Yi, Young Yun Woo, and Bumman Kim, « Experimental Investigation on Efficiency and Linearity of Microwave Doherty Amplifier Experimental Investigation on Efficiency and Linearity of Microwave Doherty Amplifier », IEEE, Department of Electronic and Electrical Engineering and Microwave Application Research Center, Korea, 2001.

[19] : Nam-Sik Ryu, Su-Tae Kim, Su-Jin Seo, Yong-Chae Jeong, « HBT Doherty Amplifier Using Ballast Resistor Control and Arbitrary Termination Impedance Power Divider », Dept. of Information & Communication Engineering, Chonbuk National University, Duckjin-Dong, Duckjin-Gu, Jeonju, Korea, 2005.

[20] : H.Aksas, F. Houhou, « Conception et simulation d'amplificateurs micro-ondes de puissance en classe A », Projet de fin d'étude sous la Direction de M. Trabalsi, ENP d'Alger, Juin 2005.

[21] : S .Sahnoun, I.Debouz, « Conception et simulation d'amplificateurs micro-ondes de puissance de type Doherty », Projet de fin d'étude sous la Direction de M. Trabalsi, ENP d'Alger, Juin 2006.

[22] : S.Ait Arab, S.Lounici, « Réalisation d'un amplificateur micro-ondes large bande », Projet de fin d'étude sous la Direction de M.C.E. Yagoub, USTHB, Alger, 1998.

[23] : H.Tea Jeong, « A novel power combining network for Doherty amplifiers », Microwave Journ

ANNEXES

ANNEXE A

Modèle non linéaire de l'ATF-34143

Le modèle non linéaire de l'ATF-34143 donnée par le constructeur est celui représenté par la figure ci-dessous :

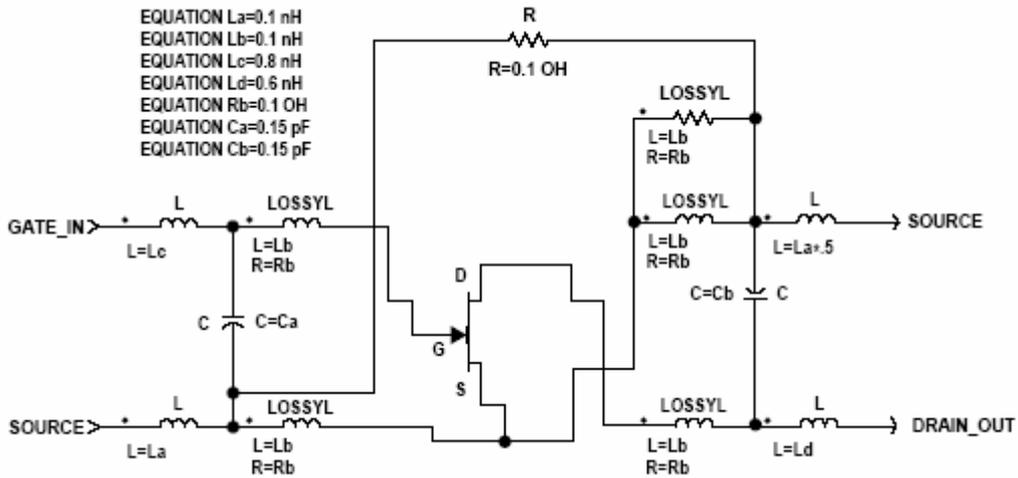


Figure A-1 : Modèle non linéaire de l'ATF-34143

Les paramètres du modèle de Statz fournis par le constructeur sont donnés par la fiche technique suivante :

* STATZ MESFET MODEL *				
MODEL = FET				
IDS model	Gate model	Parasitics	Breakdown	Noise
NFET=yes	DELTA=2	RG=1	GSFWD=1	FNC=01e+8
PFET=	GSCAP=3	RD=Rd	GSREV=0	R=.17
IDSMOD=3	CGS=cgs pF	RS=Rs	GDFWD=1	P=.66
VTO=-0.95	GDCAP=3	LG=Lg nH	GDREV=0	C=.2
BETA= Beta	GCD=Cgd pF	LD=Ld nH	VJR=1	
LAMBDA=0.09		LS=Ls nH	IS=1 nA	
ALPHA=4.0		CDS=Cds pF	IR=1 nA	
B=0.8		CRF=.1	IMAX=.1	
TNOM=27		RC=Rc	XTI=	
IDSTC=			N=	
VBI=.7			EG=	

Model scal factors (W=FET width in microns).

EQUATION Cds=0.01*W/200
 EQUATION Beta=0.06*W/200
 EQUATION Rd=200/W
 EQUATION Rs=.5*200/W
 EQUATION Cgs=0.2*W/200
 EQUATION Cgd=0.04*W/200
 EQUATION Lg=0.03*200/W
 EQUATION Ld=0.03*200/W
 EQUATION Ls=0.01*200/W
 EQUATION Rc=500*200/W

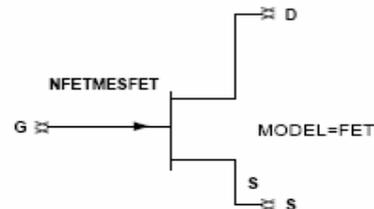


Figure A-2 : Paramètres du modèle non linéaire de Statz de l'ATF-34143

ANNEXE B

Systèmes à mémoire

Tout système peut être vu comme un opérateur (noté l) entre deux grandeurs (x et y) ou x est la commande et y la réponse du système :

$$y = l x \quad (\text{B.1})$$

Plus particulièrement dans le domaine d'électronique, la commande et la réponse dépendent du paramètre temps ; on note ainsi :

$$y(t) = l x(t) \quad (\text{B.2})$$

Lorsque le système ne répond pas instantanément à la commande, on dit que l'on a affaire à un système à mémoire.

De façon pragmatique, on peut exprimer la réponse d'un système à mémoire sous la forme d'une représentation à mémoire finie ou explicite :

$$y(t) = f(x(t), x(t-\tau_1), x(t-\tau_2), \dots, x(t-\tau_{\max})) \quad (\text{B.3})$$

τ_{\max} désigne la durée de la mémoire, ou bien sous la forme d'une représentation à mémoire infinie ou implicite :

$$y(t) = f(x(t), x(t-\tau_1), x(t-\tau_2), \dots, x(t-\tau_{\max}), y(t-\tau_1), y(t-\tau_2), \dots, y(t-\tau_{\max_y})) \quad (\text{B.4})$$

Dans le cas d'un système linéaire, le phénomène de mémoire s'exprime à travers l'intégrale de convolution ci dessous :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(t-\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau) h(\tau) d\tau \quad (\text{B.5})$$

ou $h(\tau)$ est appelée la réponse impulsionnelle du système. L'équation (B-5) permet alors de décrire complètement le comportement de tout système linéaire.

Le formalisme rigoureux permettant d'étendre aux systèmes non linéaires la notion de réponse impulsionnelle est une série de fonctionnelles :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau_1) x(t-\tau_1) d\tau_1 + \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau_1, \tau_2) x(t-\tau_1) x(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \dots + \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) x(t-\tau_1) x(t-\tau_2) \dots x(t-\tau_n) d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_n + \dots \quad (\text{B.6})$$

ANNEXE C

Caractéristiques statiques de L' ATF-34143

L'ATF-34143 est un transistor PHEMT de largeur de grille de $800\mu\text{m}$; son boîtier est de type SOT-343 à quatre pattes comme le montre la figure (C-1).

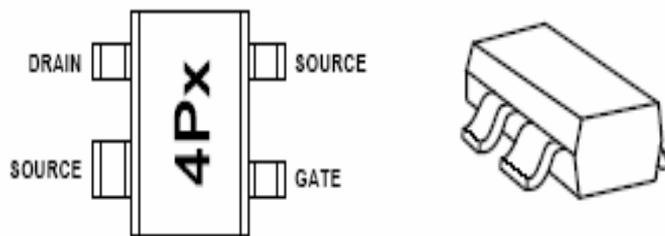


Figure C-1 : Boîtier et pattes de connexion de l'ATF-34143

La caractéristique statique mesurée par le constructeur est donnée par la figure (C-2) :

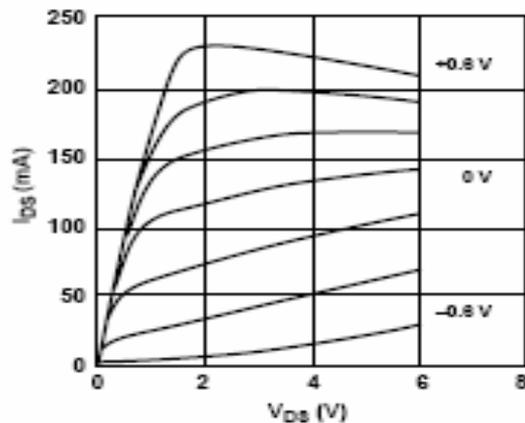


Figure C-1 : Caractéristique statique de l'ATF-34143

Les spécifications de ce transistor fournis par le constructeur sont :

Specifications

1.9 GHz; 4 V, 60 mA (Typ.)

- **0.5 dB Noise Figure**
- **17.5 dB Associated Gain**
- **20 dBm Output Power at 1 dB Gain Compression**
- **31.5 dBm Output 3rd Order Intercept**

ANNEXE D

Programme Matlab (Méthode d'itérative)

```
n=1
zl=19.4
f=1.8
zc=50
s11=-0.0858-j*0.4253
s12=0.0319+j*0.0841
s21=-0.1080+j*5.9914
s22=0.1591-j*0.1002
gamach(n)=((zl-zc)/(zl+zc))
gamae(n)=s11+((s12*s21*gamach(n))/(1-s22*gamach(n)))
gamag(n)=conj(gamae(n))
gamas(n)=s22+((s12*s21*gamag(n))/(1-s11*gamag(n)))
ys(n)=(1/zc)*((1-gamas(n))/(1+gamas(n)))
yl(n)=(1/zl)-j*imag(ys(n))
gamachh(n)=((1/zc)-yl)/((1/zc)+yl)
while (abs(gamach(n)-gamachh(n))>0.000001)
    t=gamachh(n);
    n=1+n;
    gamach(n)=t
    gamae(n)=s11+((s12*s21*gamach(n))/(1-s22*gamach(n)))
    ye(n)=(1/zc)*((1-gamae(n))/(1+gamae(n)))
    Ze(n)=zc*((1+gamae(n))/(1-gamae(n)))
    Re(n)=1/real(ye(n))
    gamag(n)=conj(gamae(n))
    Zg(n)=zc*((1+gamag(n))/(1-gamag(n)))
    Mg(n)=abs(gamag(n))
    Fg(n)=angle(gamag(n))*180/pi
    gamas(n)=s22+((s12*s21*gamag(n))/(1-s11*gamag(n)))
    ys(n)=(1/zc)*((1-gamas(n))/(1+gamas(n)))
    yl(n)=(1/zl)-j*imag(ys(n))
    gamachh(n)=((1/zc)-yl(n))/(1/zc)+yl(n)

Mch(n)=abs(gamachh(n))
Fch(n)=angle(gamachh(n))*180/pi
    Rl(n)=1/real(yl(n))
    x(n)=imag(yl(n))
    L(n)=-1/(6.28*f*x(n))

end
a=[1:7]
plot (a,abs(gamachh(a)));
```

ANNEXE E

Paramètres de dispersion de L' ATF-34143

Les paramètres de la matrice de dispersion mesurés par le constructeur pour le point de polarisation $V_{DS} = 4\text{v}$ et $I_{DS} = 60\text{ mA}$, pour une bande de fréquence allant de 0.5 GHz à 18 GHz sont regroupés dans le tableau suivant :

Freq. GHz	S_{11}		S_{21}			S_{12}			S_{22}		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.5	0.95	-41	21.91	12.454	150	-31.06	0.028	68	0.29	-41	26.48
0.8	0.89	-65	21.33	11.654	134	-28.18	0.039	57	0.24	-67	24.75
1.0	0.85	-83	20.46	10.549	123	-26.56	0.047	49	0.23	-84	23.51
1.5	0.78	-111	18.74	8.646	103	-24.44	0.060	38	0.21	-114	21.59
1.8	0.75	-122	17.92	7.873	95	-23.74	0.065	33	0.21	-125	20.83
2.0	0.73	-133	17.16	7.207	87	-23.22	0.069	29	0.20	-136	20.19
2.5	0.69	-151	15.78	6.149	73	-22.38	0.076	22	0.19	-155	19.08
3.0	0.67	-168	14.56	5.345	60	-21.62	0.083	15	0.19	-171	18.09
4.0	0.64	161	12.53	4.232	37	-20.54	0.094	3	0.18	162	16.53
5.0	0.63	134	10.88	3.501	16	-19.58	0.105	-10	0.19	135	15.23
6.0	0.64	111	9.49	2.983	-5	-18.79	0.115	-24	0.21	109	12.89
7.0	0.66	86	8.15	2.557	-26	-18.27	0.122	-38	0.24	84	11.22
8.0	0.69	65	6.92	2.217	-46	-17.79	0.129	-51	0.28	62	10.21
9.0	0.73	46	5.72	1.932	-65	-17.46	0.134	-65	0.33	42	9.36
10.0	0.76	28	4.73	1.723	-84	-16.95	0.142	-79	0.38	25	8.94
11.0	0.78	9	3.70	1.531	-104	-16.71	0.146	-94	0.42	7	8.23
12.0	0.81	-11	2.57	1.344	-124	-16.71	0.146	-111	0.47	-12	7.56
13.0	0.84	-30	1.20	1.148	-143	-17.02	0.141	-126	0.52	-29	6.94
14.0	0.86	-44	-0.12	0.986	-159	-17.46	0.134	-139	0.58	-43	6.37
15.0	0.87	-56	-1.21	0.870	-175	-17.59	0.132	-150	0.62	-58	5.78
16.0	0.86	-72	-2.21	0.775	168	-17.59	0.132	-163	0.65	-71	4.60
17.0	0.86	-88	-3.35	0.680	151	-17.65	0.131	-178	0.68	-86	3.79
18.0	0.89	-101.99	-4.81	0.575	135	-18.42	0.120	169	0.71	-104	3.33

Tableau E-1 : Paramètres de dispersion de l'ATF-34143 pour $V_{DS} = 4\text{v}$ et $I_{DS} = 60\text{ mA}$.