



Ecole Nationale Supérieure Polytechnique  
DÉPARTEMENT D'ELECTRONIQUE  
MÉMOIRE DE MAGISTER EN ELECTRONIQUE  
Option : Systèmes de Télécommunications

Présenté par :  
TAIBI Abdelkader  
Ingénieur d'Etat en Electronique, Université de BLIDA

**THÈME**

---

---

Conception des amplificateurs de puissance  
micro ondes en classe A, AB, B et C

---

---

Soutenu le jeudi 08 octobre 2009 à L'ESNP devant le jury composé de :

<b>Monsieur R. AKSAS</b>	Professeur à l'ENSP	Président
<b>Monsieur M. TRABELSI</b>	Professeur à l'ENSP	Rapporteur
<b>Monsieur H. BOUSBIA SALAH</b>	Maître de conférences à l'ENSP	Examineur
<b>Monsieur M.S. AIT CHEIKH</b>	Maître de conférences à l'ENSP	Examineur

## *Dédicaces*

*À mes très chers parents et à ma grande mère,*

*À ma sœur et mes frères,*

*À toute ma famille,*

*À tous mes amis et mes collègues d'étude,*

*Je dédie ce travail.*

*Abdelkader*

## *Remerciements*

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du laboratoire des télécommunications du département d'électronique de l'Ecole Nationale supérieure Polytechnique (E.N.S.P), je tiens à remercier Monsieur M. TRABELSI, Professeur à l'E.N.S.P, pour la confiance qu'il m'a témoigné en acceptant de diriger ce travail.

Je tiens à lui exprimer mes plus sincères remerciements pour m'avoir offert l'opportunité d'explorer le domaine des micro-ondes, 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'adresse mes remerciements à Messieurs R. AKSAS, Professeur à l'E.N.S.P, H. BOUSBIA SALAH, Maître de conférence à l'E.N.S.P et M.S. AIT CHEIKH, Maître de conférence à l'E.N.S.P pour avoir examiné ce mémoire.

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

## ملخص

في السنوات الأخيرة ، تطوير الهواتف النقالة أدى إلى تطور مهم جدا في قطاع الاتصالات السلكية واللاسلكية الرقمية والتناظرية ، وبالنسبة للنظام التناظرية ، احد جوانبه الأساسية يكمن في وظيفة تضخيم الاستطاعة. في هذا السياق ، فإن العمل في هذه المذكرة يتمثل في تصميم مضخمات الاستطاعة للتوترات العالية ، وفقا لطوبولوجيا الموحد والمفرق ، في الدرجة أ، ب، ج على تردد 2 جيجا هيرتز. معايير التصميم تحدد باعتبار أن المقحل هو جهاز خطي و الدارات السلبية هي من نوع محددة الثوابت ،شبه محددة الثوابت و موزعة. سوف تظهر النتائج أن التصميم المنفذ صحيح على الرغم من أن المقحل فرضا خطي.

**كلمات مفتاحية:** مضخم الاستطاعة ، تصميم في التوترات العالية ، مقال HFET ، الخطية و المر دودية.

## Résumé

Ces dernières années, le développement de la téléphonie mobile a conduit à un essor très important du secteur des télécommunications dans les domaines numérique et analogique. En ce qui concerne le segment analogique des systèmes, un des aspects réside essentiellement dans la fonction d'amplification de puissance en émission.

Dans ce cadre, le travail présenté dans ce mémoire consiste à concevoir, selon la topologie cascade et la topologie diviseur combineur, des amplificateurs de puissance micro ondes en classe A, AB, B et C à la fréquence de 2 GHz. Les paramètres de conception sont déterminés en considérant que le transistor est un dispositif linéaire et les circuits passifs sont à constantes localisées, semi localisées et réparties. Nous montrerons par les résultats que la conception ainsi effectuée est valable malgré le fait de supposer le transistor linéaire.

**Mots clés :** Amplificateur de puissance, Conception micro-onde, Transistors HFET, linéarité et rendement.

## Abstract

In recent years, the development of mobile phone has led to a very important development of the telecommunications in digital and analogical domain. Regarding the segment of the analogical system; one of the essential aspects is the function of power amplification emission.

In this context, the work presented in this thesis is to design a power amplifier microwave in class A, AB, B and C at a frequency of 2 GHz by using the cascade topology and the combiner divider topology. The design parameters are calculated by considering that the transistor is linear and passive circuits are constants localized, semi localized and distributed. We will show by results that the design made is valid despite the fact that we assumed linear transistor model.

**Key words:** Power amplifier, Microwaves design, HFET Transistors, linearity and efficiency.

## **TABLE DES MATIERES**

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
 <b>CHAPITRE I : LES TRANSISTORS DE PUISSANCE MICRO ONDES</b>	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Transistors bipolaires à hétérojonction (TBH).....	3
I.3. Les transistors à effet de champ.....	5
I.3.1. Les transistors MOSFET.....	5
I.3.2. Les transistors LDMOS.....	6
I.3.3. Les transistors MESFET.....	6
I.3.4. Les transistors FET à hétérojonction.....	7
I.3.4.1. Les transistors HEMTs.....	8
I.3.4.2. Les transistors PHEMTs.....	9
I.4. Limitations actuelles : phénomènes de pièges et effets thermiques.....	10
I.4.1. Les phénomènes de pièges.....	10
I.4.1.1. Pièges de substrat.....	10
I.4.1.2. Pièges de surface.....	10
I.4.2. Les effets thermiques.....	10
I.5. Comparaison des propriétés des transistors de puissance FETs.....	11
I.5.1. Comparaison des paramètres physiques des semi-conducteurs.....	11
I.5.2. Caractéristiques de fréquence et de puissance.....	13
 <b>CHAPITRE II : LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE</b>	
II.1. Introduction.....	14
II.2. Les différentes classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance.....	15
II.2.1. Classes de fonctionnement sinusoïdales.....	16
II.2.1.1. Fonctionnement en classe A.....	16
II.2.1.2. Fonctionnement en classe AB.....	16
II.2.1.3. Fonctionnement en classe B.....	17
II.2.1.4. Fonctionnement en classe C.....	18
II.2.2. Classes de fonctionnement en commutation.....	18
II.2.2.1. Fonctionnement en classe D.....	19
II.2.2.2. Fonctionnement en classe E.....	19
II.2.2.3. Fonctionnement en classe F.....	19
II.3. Evaluation des performances d'un amplificateur de puissance.....	19
II.3.1. Caractéristiques fondamentales des amplificateurs de puissances.....	19
II.3.1.1. Bilan des Puissances.....	19
II.3.1.2. Puissance de sortie.....	20
II.3.1.3. Gain en puissance.....	21
II.3.1.4. Rendement.....	21
II.3.1.4.1. Rendement en puissance de sortie.....	21
II.3.1.4.2. Rendement en puissance ajoutée.....	21
II.4. Grandeurs caractéristiques du comportement non linéaire des amplificateurs.....	22
II.4.1. Puissance de sortie à 1dB de compression et distorsion harmonique.....	22
II.4.2. Produit d'intermodulation d'ordre 3.....	23

II.4.3. Rapport ACPR (Adjacent Channel Power Ratio).....	24
II.4.4. NPR (Noise Power Ratio).....	25
 <b>CHAPITRE III : ANALYSE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE</b>	
III.1. Introduction.....	26
III.2. Critères de performance électrique d'un transistor.....	26
III.2.1. Les modèles du transistor à effet de champs.....	26
III.2.1.1. Modèle électrique petit signal à effet de champs.....	26
III.2.1.2. Modèle électrique grand signal à effet de champs.....	28
III.3. Analyse des amplificateurs de puissance.....	31
III.3.1. Performances des classes de fonctionnements.....	32
III.3.1.1. Modèle linéaire.....	32
III.3.1.2. Modèle non linéaire.....	35
III.3.1.4. Comparaison des performances.....	36
III.4. Les méthodes d'analyse des amplificateurs micro ondes.....	37
III.4.1. La méthode linéaire.....	38
III.4.2. La méthode non linéaire.....	38
III.4.2.1. La série de Volterra.....	38
III.4.2.2. L'équilibrage harmonique.....	39
 <b>CHAPITRE IV : CONCEPTION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE</b>	
IV.1. Introduction.....	41
IV.2. Choix du transistor.....	42
IV.3. Etude de la stabilité.....	44
IV.4. Conception d'amplificateur à constantes localisées en topologie cascade.....	47
IV.4.1. Conception du circuit d'adaptation d'entrée à constantes localisées.....	47
IV.4.2 Conception du quadripôle de sortie à constantes localisées.....	48
IV.4.3. Synthèse de la ligne microruban.....	48
IV.4.4. Conception du circuit de polarisation.....	49
IV.4.5. Choix des condensateurs de liaison.....	50
IV.5. Conception d'amplificateur à constantes semi localisées.....	50
IV.5.1. Conception du quadripôle d'adaptation d'entrée.....	51
IV.5.2. Conception du quadripôle de sortie.....	52
IV.5.3. Conception du quadripôle de polarisation à constantes semi localisées.....	52
IV.6. Conception d'amplificateur à constantes réparties.....	53
IV.6.1. Conception du quadripôle d'adaptation d'entrée.....	53
IV.6.2. Conception du quadripôle de sortie.....	54
IV.6.3. Circuit de la polarisation à stub radial.....	54
IV.7. Conception d'amplificateur de puissance en topologie diviseur combineur.....	55
IV.7.1. Conception du diviseur de Wilkinson.....	55
IV.7.2. Analyse du diviseur de Wilkinson.....	56
 <b>CHAPITRE V: SIMULATIONS ET RESULTATS</b>	
V.1. Introduction.....	60
V.2. Simulation linéaire d'amplificateur.....	60
V.3. Simulation non linéaire des amplificateurs.....	71

**CONCLUSION GENERALE**..... 89

**BIBLIOGRAPHIE**

**ANNEXES**

ANNEXE A

ANNEXE B

## LISTE DES FIGURES

### CHAPITRE I : LES TRANSISTORS DE PUISSANCE MICRO ONDES

Fig.I.1 : Vue en coupe d'un transistor bipolaire à hétérojonction [1].....	4
Fig.I.2 : Comparaison, transistor à homojonction et hétérojonction.....	4
Fig.I.3 : Vue en coupe d'un transistor MOSFET [1].....	5
Fig.I.4 : Vue en coupe d'un transistor LDMOS [1].....	6
Fig.I.5 : Vue en coupe d'un MESFET sur GaAs [1].....	7
Fig.I.6 : Vue en coupe d'un HEMT [3].....	8
Fig.I.7 : Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée [1].....	9
Fig.I.8 : Vue en coupe d'un transistor PHEMT AlGaAs/InGaAs/GaAs [3].....	9
Fig.I.9 : Gain et puissance d'un transistor HEMT GaN pour deux températures différentes ( $f_o=8GHz$ ) [1].....	11
Fig.I.10 : Comparaison des transistors micro-ondes du point de vue tensions d'alimentations et des fréquences de coupure [1].....	12

### CHAPITRE II : LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Fig.II.1 : Schéma bloc d'une chaîne d'émission [9].....	14
Fig.II.2 : Montage d'amplificateur de puissance.....	15
Fig.II.3 : Illustration du fonctionnement et de la polarisation en classe A [9].....	16
Fig.II.4 : Illustration du fonctionnement et de la polarisation en classe AB [9].....	17
Fig.II.5 : Illustration du fonctionnement et de la polarisation en classe B [9].....	17
Fig.II.6 : Illustration du fonctionnement et de la polarisation en classe C [9].....	18
Fig.II.7 : Illustration du fonctionnement d'un montage amplificateur en régime commuté.....	18
Fig.II.8 : Bilan des puissances dans un amplificateur [10].....	20
Fig.II.9 : Puissance de sortie à 1dB de compression et taux harmonique.....	22
Fig.II.10 : Intermodulation d'ordre 3 [1].....	23
Fig.II.11 : ACPR [2].....	24
Fig.II.12 : NPR [1].....	25

### CHAPITRE III : ANALYSE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Fig.III.1 : Schéma électrique équivalent en petits signaux d'un HEMT [11].....	27
Fig.III.2 : Schéma électrique non linéaire du transistor à effet de champ [11].....	29
Fig.III.3 : L'organigramme de l'optimisation des paramètres de modèle de Curtice....	30
Fig.III.4 : L'optimisation du modèle de Curtice.....	31
Fig.III.5 : Schéma symbolique du circuit non linéaire [8].....	38
Fig.III.6 : Réseau de traitement d'équilibrage harmonique [15].....	39

### CHAPITRE IV : CONCEPTION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Fig.IV.1 : Amplificateur en topologie cascade.....	41
Fig.IV.2 : Amplificateur en topologie diviseur combineur.....	41
Fig.IV.3 : Montage pour la mesure de $I_{ds} = f(V_{ds})$ .....	42

## LISTE DES FIGURES

Fig.IV.4 : Montage pour la mesure de $I_{ds} = f(V_{gs})$ .....	42
Fig.IV.5 : Caractéristique $I_{ds} = f(V_{ds})$ .....	43
Fig.IV.6 : Caractéristique $I_{ds} = f(V_{gs})$ .....	43
Fig.IV.7 : Montage à transistor (EPA 080A-70).....	45
Fig.IV.8 : Evolution des paramètres K et $\beta$ en fonction de la fréquence.....	45
Fig.IV.9 : Positions de $\Gamma_g$ et $\Gamma_L$ par rapport aux cercles de stabilité.....	47
Fig.IV.10 : Réseau d'adaptation d'entrée réalisée à base d'éléments à constantes localisées LC [10].....	48
Fig.IV.11 : Quadripôle de sortie réalisé avec une inductance $L_s$ et une ligne quart d'onde.....	48
Fig.IV.12 : Circuit de polarisation à constantes localisées [5].....	49
Fig.IV.13 : Circuit LC réalisé avec des lignes.....	52
Fig.IV.14 : Circuit d'adaptation a stub (c-o) et ligne quart d'onde.....	53
Fig.IV.15 : Circuit de polarisation à stub radial [5].....	55
Fig.IV.16 : Diviseur Combineur de Wilkinson en technologie microruban.....	56
Fig.IV.17 : $ S_{11} $ , $ S_{22} $ et $ S_{33} $ du diviseur de Wilkinson en fonction de la fréquence....	56
Fig.IV.18 : $ S_{12} $ et $ S_{13} $ du diviseur de Wilkinson en fonction de la fréquence.....	57
Fig.IV.19 : $ S_{23} $ et $ S_{32} $ du diviseur de Wilkinson en fonction de la fréquence.....	57
Fig.IV.20 : $ S_{11} $ , $ S_{22} $ et $ S_{33} $ du diviseur de Wilkinson en fonction de la fréquence....	58
Fig.IV.21 : $ S_{12} $ et $ S_{13} $ du diviseur de Wilkinson en fonction de la fréquence.....	58
Fig.IV.22 : $ S_{23} $ et $ S_{32} $ du diviseur de Wilkinson en fonction de la fréquence.....	58

## **CHAPITRE V : SIMULATION ET RESULTATS**

Fig.V.1 : Amplificateur linéaire en classe A à constantes localisées.....	60
Fig.V.2 : Amplificateur linéaire en classe A à constantes réparties.....	61
Fig.V.3 : Les paramètres $ S_{11} $ et $ S_{22} $ d'amplificateur en classe A à constantes localisées en fonction de la fréquence.....	61
Fig.V.4 : Les paramètres $ S_{11} $ et $ S_{22} $ d'amplificateur en classe A à constantes réparties en fonction de la fréquence.....	61
Fig.V.5 : L'argument de $S_{22}$ d'amplificateur en classe A à constantes localisées et à constantes répartie en fonction de la fréquence.....	62
Fig.V.6 : Amplificateur linéaire en classe A sans le quadripôle de sortie $Q_2$ à constantes localisées.....	62
Fig.V.7 : Le module $S_{22}$ d'amplificateur en classe A sans $Q_2$ à constantes localisées et à constantes répartie en fonction de la fréquence.....	62
Fig.V.8 : L'argument de $S_{22}$ d'amplificateur en classe A sans $Q_2$ à constantes localisées et à constantes répartie en fonction de la fréquence.....	63
Fig.V.9 : Les paramètres $ S_{11} $ et $ S_{22} $ d'amplificateur en classe A à constantes localisées en fonction de la fréquence.....	65
Fig.V.10 : Les paramètres $ S_{11} $ et $ S_{22} $ d'amplificateur en classe A à constantes réparties en fonction de la fréquence.....	65
Fig.V.11 : L'argument de $S_{22}$ d'amplificateur en classe A à constantes localisées et	65

## LISTE DES FIGURES

à constantes répartie en fonction de la fréquence.....	
Fig.V.12 : Coefficients $S_{11}$ et $S_{22}$ des amplificateurs en classes A et B à constantes localisées et réparties en fonction de la fréquence.....	68
Fig.V.13 : Coefficients $S_{11}$ et $S_{22}$ des amplificateurs en classe AB à constantes localisées et réparties en fonction de la fréquence.....	69
Fig.V.14 : Coefficients $S_{11}$ et $S_{22}$ des amplificateurs en classe C à constantes localisées et réparties en fonction de la fréquence.....	69
Fig.V.15 : Positions de $\Gamma_g$ et $\Gamma_L$ par rapport aux cercles de stabilité.....	70
Fig.V.16 : Amplificateur à constantes localisées en topologie cascade.....	72
Fig.V.17 : Amplificateur à constantes réparties en topologie cascade.....	73
Fig.V.18 : Amplificateur à constantes localisées en topologie diviseur combineur.....	73
Fig.V.19 : Amplificateur à constantes réparties en topologie diviseur combineur.....	74
Fig.V.20 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe A) en régime linéaire .....	74
Fig.V.21 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe AB) en régime linéaire.....	75
Fig.V.22 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe B) en régime Linéaire.....	75
Fig.V.23 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe C) en régime Linéaire.....	75
Fig.V.24 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe A) en régime non linéaire.....	76
Fig.V.25 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe AB) en régime non linéaire.....	76
Fig.V.26 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe B) en régime non linéaire.....	76
Fig.V.27 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe C) en régime non linéaire.....	77
Fig.V.28 : Gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée (classe A).....	78
Fig.V.29 : Gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée (classe AB).....	78
Fig.V.30 : Gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée (classe B).....	78
Fig.V.31 : Gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée (classe C).....	79
Fig.V.32 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (classe A).....	80
Fig.V.33 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (classe AB).....	80
Fig.V.34 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (classe B).....	81
Fig.V.35 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (classe C).....	81
Fig.V.36 : Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée (classe A).....	82
Fig.V.37 : Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée (classe AB).....	82
Fig.V.38 : Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée (classe B).....	82
Fig.V.39 : Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée (classe C).....	83
Fig.V.40 : Point à 1dB de compression pour la topologie cascade.....	84
Fig.V.41 : Point à 1dB de compression pour la topologie diviseur combineur.....	84
Fig.V.42 : Comparaison des niveaux du fondamental et du produit d'intermodulation d'ordre 3 des amplificateurs à constantes localisées.....	86
Fig.V.43 : Comparaison des niveaux du fondamental et du produit d'intermodulation d'ordre 3 des amplificateurs à constantes réparties.....	87

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau.I.1 :	Caractéristiques physiques des principaux matériaux pour des hautes fréquences.....	12
Tableau.II.1 :	Angle d'ouverture des classes de fonctionnement sinusoïdales.....	15
Tableau.III.1 :	Expressions des paramètres et des performances des différents amplificateurs pour un modèle linéaire.....	34
Tableau.III.2 :	Comparaison des performances pour les classes A et B.....	37
Tableau.IV.1 :	Coefficients de réflexion et impédances en fonction de classe.....	46
Tableau.IV.2 :	Valeurs des selfs et des capacités selon la classe de fonctionnement.....	48
Tableau.IV.3 :	Dimensions de la ligne quart d'onde du quadripôle de sortie.....	48
Tableau.IV.4 :	Valeurs des tensions de polarisation $V_g$ et $V_d$ .....	50
Tableau.IV.5 :	Synthèse des quadripôles d'entrée à constantes semi localisées.....	52
Tableau.IV.6 :	Dimensionnement du quadripôle d'adaptation d'entrée à constantes réparties.....	54
Tableau.IV.7 :	Dimensionnement du quadripôle de sortie à constantes réparties.....	54
Tableau.V.1 :	Dimensionnement des circuits des amplificateurs à constantes localisées et à constantes réparties.....	64
Tableau.V.2 :	Dimensionnement des circuits des amplificateurs à constantes localisées et à constantes réparties.....	67
Tableau.V.3 :	Puissance d'entrée pour chaque classe de fonctionnement.....	72
Tableau.V.4 :	Les bandes passantes des différents amplificateurs.....	77
Tableau.V.5 :	Les valeurs des gains théoriques et celles obtenues par simulation	79
Tableau.V.6 :	Les valeurs des puissances de sortie théoriques et celles obtenues par simulation.....	81
Tableau.V.7 :	Les valeurs théoriques et simulées des rendements.....	83
Tableau.V.8 :	Les valeurs simulées des points à 1dB de compression.....	84

## GLOSSAIRE

$g_m$  : Transductance.

$G_d$  : Conductance.

$R_{opt}$  : Résistance optimale.

$L_s$  : Self du quadripôle de sortie.

$C_{ds}$  : capacité drain-source.

$V_{ds}$  : Tension drain-source.

$V_{gs}$  : Tension grille-source.

$I_{ds}$  : Courant drain-source.

$S_{ij}$  : Paramètres de dispersion d'un multipôle.

$Z_c$  : Impédance caractéristique d'une ligne.

$K$  : Facteur de Rollet.

$\Delta_S$  : Déterminant de la matrice [S].

$\Gamma$  : Coefficient de réflexion.

$\omega$  : Pulsation ( $\omega = 2\pi f$ ).

$\varepsilon_r$  : Permittivité relative.

$C$  : Vitesse de la lumière dans l'air

$v$  : Vitesse dans un milieu de propagation.

$\lambda$  : Longueur d'onde.

$\beta$  : Coefficient de propagation d'une ligne sans perte ( $\beta = 2\pi/\lambda$ ).

$\delta$  : Pertes du conducteur.

$\theta_0$  : Longueur électrique ( $\theta_0 = \beta l$ ).

$h$  : Epaisseur du substrat diélectrique.

$t$  : Epaisseur de la bande métallique.

$P_e$  : Puissance d'entrée.

$P_s$  : Puissance de sortie.

$P_{AL}$  : Puissance d'alimentation.

$G_P$  : Gain en puissance.

$G_{1dB}$  : Gain à 1 dB de compression.

$\eta$  : Rendement.

# INTRODUCTION GENERALE

## **INTRODUCTION GENERALE**

Le développement des systèmes de communications modernes tournés résolument vers des applications civiles grand public conduit à une évolution importante de tous les domaines de l'électronique RF liée aux exigences sur l'intégration, le coût et la fiabilité des circuits.

L'amplificateur de puissance, dernier élément de la chaîne d'émission avant l'antenne, est l'élément dont la consommation est la plus importante et dont la linéarité est un critère important pour assurer la qualité de la transmission. Dans ce but, de nombreuses technologies de l'élément principal d'amplificateur de puissance ont émergé, les transistors à effet de champ à hétérojonction HFET et les transistors bipolaires à hétérojonction HBT, notamment, offrent de fortes potentialités dans ce domaine.

L'objectif de notre travail est la conception des amplificateurs de puissance micro ondes en classes A, AB, B et C en topologie cascade et en topologie diviseur combineur. Ces topologies ont fait l'objet de trois conceptions différentes selon les circuits utilisés, soit à constantes localisées, soit semi localisées ou réparties, ce qui permet de faire une comparaison entre ces principales classes de fonctionnement en terme de linéarité et de rendement, et de montrer que l'amplificateur à topologie diviseur combineur peut fournir une puissance plus élevée par rapport à celle d'un amplificateur à topologie cascade.

Toutes ces conceptions ont été faites à partir d'un transistor HFET supposé linéaire. De ce fait, l'analyse devient plus facile et par voie de conséquence la conception plus aisée. Seulement, il fallait s'assurer que les performances des amplificateurs ainsi obtenues soient proches des performances réelles, ce qui fut.

Notre travail est organisé en cinq chapitres. Dans le premier chapitre nous présenterons brièvement des modèles non linéaires des transistors bipolaires et à effet de champ ainsi que les nouvelles technologies basées sur le développement des matériaux semi conducteur.

Le deuxième chapitre présente les différentes classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance ainsi qu'une évaluation de ses performances. Nous présentons aussi quelques grandeurs caractéristiques du comportement non linéaire des amplificateurs de puissance.

## INTRODUCTION GENERALE

Puisque l'un des objectifs de ce travail est la comparaison de linéarité et de rendement entre les différentes classes de fonctionnement des amplificateurs précédents, le troisième chapitre présente une analyse des performances d'un modèle linéaire et non linéaire (modèle de Gopinath) d'amplificateur de puissance.

Le quatrième chapitre est consacré à la conception des amplificateurs de puissance conventionnels pour différentes classes de fonctionnement des circuits à constantes localisées, semi localisées ou réparties. La fin de ce chapitre présente la conception du diviseur de Wilkinson.

Le dernier chapitre est divisé en deux parties. La première partie présente les résultats obtenus des simulations linéaires et la deuxième partie ceux des simulations non linéaires pour les différents amplificateurs conçus.

Une conclusion de ce travail sera indiquée en fin de ce mémoire.

# CHAPITRE I

# LES TRANSISTORS DE PUISSANCE MICRO ONDES

## I.1. Introduction

Une grande majorité de composants électroniques est toujours réalisée à base de silicium. Or un nombre important d'utilisations des semi-conducteurs dans les domaines des télécommunications civiles et militaires conduit naturellement les différents acteurs à innover, car ces applications nécessitent l'utilisation de puissances toujours plus importantes à des fréquences élevées.

Les nouvelles technologies des transistors de puissance micro ondes ont pour objet le développement de nouveaux matériaux dans le but d'améliorer les caractéristiques physiques des transistors entraîne l'apparition des semi conducteurs grands gaps c'est-à-dire grande bande interdite type Carbure de Silicium SiC et Nitrure de Gallium GaN. Les propriétés physiques et électroniques de ces nouveaux matériaux semiconducteurs permettent d'accroître les densités de puissances admissibles, ainsi que les fréquences de fonctionnement pour le GaN. On peut obtenir des courants très importants grâce à la grande vitesse de saturation des porteurs [1].

Les transistors de grands gaps jouent un rôle très important pour avoir un bon rendement, dû à la grande tension de polarisation appliquée, ainsi que une puissance maximale à la sortie grâce à la haute tension de claquage.

En général il y a deux grandes familles des transistors de puissances micro onde [1] :

- Les transistors bipolaires à hétérojonction (TBH)
- les transistors à effet de champ (FET).

## I.2. Transistors bipolaires à hétérojonction (TBH)

Le transistor bipolaire à hétérojonction (noté HBT : *Heterojunction Bipolar Transistor*) est un composant actif à semi-conducteur réalisé en 1951, grâce aux travaux de Shockley en 1949 [6].

Le principe de fonctionnement du transistor bipolaire à hétérojonction (HBT:Heterojunction Bipolar Transistor) est basé sur le principe de fonctionnement des transistors à homojonction (BJT). Une vue en coupe du transistor HBT est donnée par la figure I.1 [1].

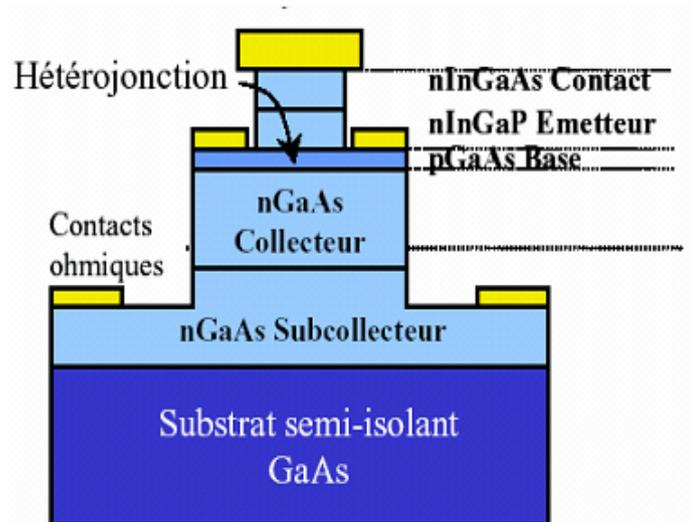


Fig.I.1 : Vue en coupe d'un transistor bipolaire à hétérojonction [1]

L'hétérojonction a la particularité de présenter aux trous une barrière de potentiel plus élevée entre émetteur et base ce qui implique le décalage de la caractéristique courant/tension  $I_e = f(V_{be})$ , comme l'indique la figure I.2.

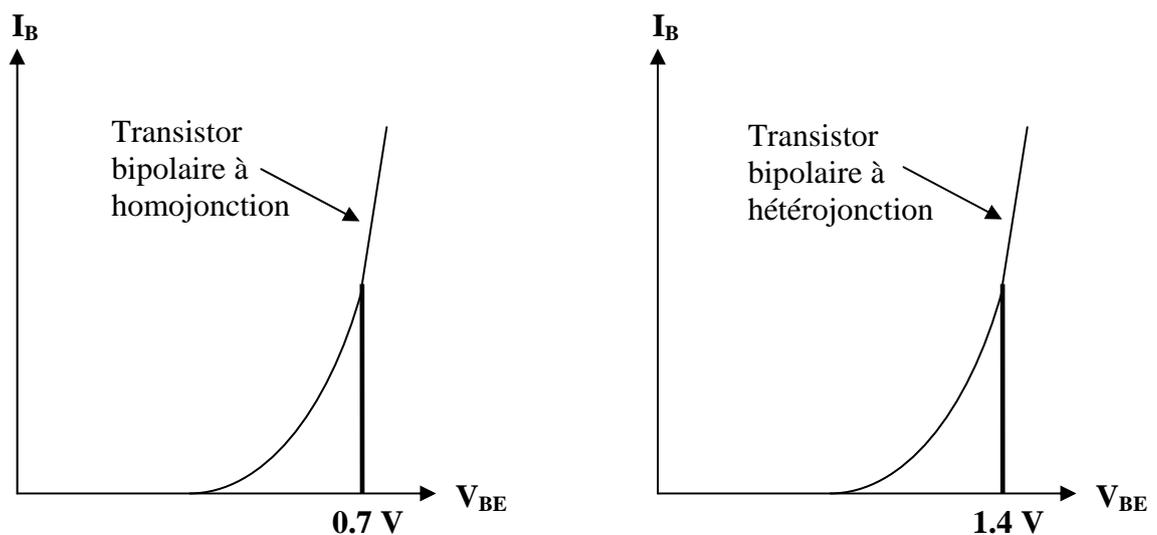


Fig.I.2 : Comparaison, transistor à homojonction et hétérojonction [1]

Pour un gain en courant identique, le dopage élevé de base dans le TBH contribue à la diminution de la résistance de base  $R_b$  ce qui permet d'accroître la fréquence maximale  $F_{max}$  [1] donc de travailler à des fréquences élevées conformément aux expressions suivantes :

$$F_{max} = \sqrt{\frac{1}{16\pi^2 \tau_{ec} \times C_{BC} \times R_B}} \tag{I.1}$$

où  $\tau_{ec}$  est le temps de transit des électrons à travers l'ensemble de la structure et  $C_{BC}$  la capacité base-collecteur.

### I.3. Les transistors à effet de champ

L'apparition du transistor à effet de champ (FET : Field Effect Transistor) a été décrite la première fois par Shockley en 1952. Il a été initialement appelé transistor unipolaire par opposition au transistor bipolaire car un seul type de porteur est utilisé (les électrons pour des raisons de célérité) [1].

Le principe de fonctionnement de FET est le contrôle de circulation de courant dans un canal de semi-conducteur, dont la section est contrôlée par l'application d'un champ électrique.

Les différentes structures de transistors à effet de champ sont :

- Le MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) : grille métallique isolée de la couche active par un oxyde isolant,
- Le LDMOS (Laterally diffused MOS)
- Le MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor) : grille métallique à barrière Schottky.

#### I.3.1. Les transistors MOSFET

Le transistor MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) est caractérisé par la capacité MOS créée par le dépôt d'une couche d'oxyde isolante entre la grille et le substrat.

Le rôle de la capacité MOS est d'affaiblir la conduction des porteurs des électrons dans le canal entre la source et le drain. La figure (I.3) [1] présente une vue en coupe d'un transistor MOSFET.

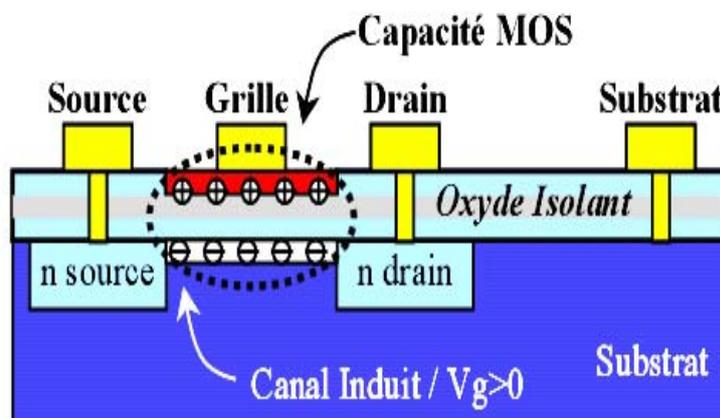


Fig.I.3 : Vue en coupe d'un transistor MOSFET [1]

Concernant le MOSFET, la puissance aux fréquences micro-ondes fournie par celui-ci est limitée à cause de sa faible tension de claquage.

### I.3.2. Les transistors LDMOS

Le LDMOS (Laterally diffused MOS) est l'un des transistors micro-onde les plus développés. Il est notamment caractérisé par sa grande tension de claquage, ce qui permet d'augmenter le niveau de polarisation [1] [2] [3], par voie de conséquence la puissance.

Le LDMOS se distingue du MOSFET par un puits dopé p+ jouant le rôle de masse RF entre la source et la face arrière du composant (fig.I.4) [1].

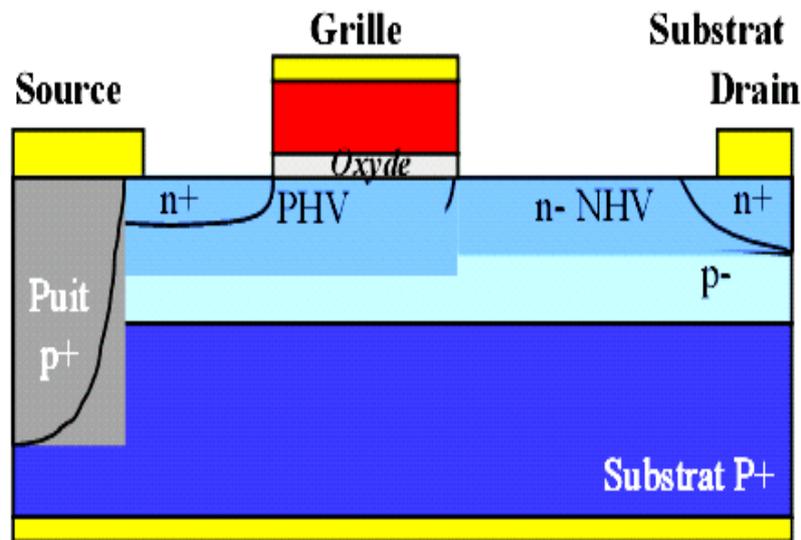


Fig.I.4 : Vue en coupe d'un transistor LDMOS [1]

Pour avoir une tension de claquage élevée, il faut augmenter la distance entre la grille et le drain. Cependant, la nécessité d'un gain en puissance élevé à des hautes fréquences impose un canal le plus court possible, pour permettre le passage rapide des électrons. Ce transistor est donc limité pour des fréquences d'utilisation maximales en bandes L ou S [3]. Pour cela l'utilisation de LDMOS est préférable particulièrement dans les stations de base pour la téléphonie mobile.

### I.3.3. Les transistors MESFET

Le transistor MESFET (Metal Semi conductor Field Effect Transistor) est un transistor à effet de champ qui tire ses performances sur une large gamme de fréquences (la bande S jusqu'à la bande Ku). La technologie, utilisée dans ce transistor, est la technologie métal/semi-conducteur ; elle exige un dopage important pour obtenir des niveaux de courants élevés dans le MESFET qui entraîne une diminution des tensions de claquage.

Dans ce type de transistors, la circulation du courant d'électrons est parallèle à la surface du semi-conducteur à cause de la tension appliquée entre les contacts ohmiques du drain et la source. De plus, la saturation de ce courant est due à la saturation de la vitesse des électrons [1].

L'obtention de MESFET de puissance passe alors par l'utilisation de semi conducteurs grands gaps tel que le carbure de silicium (SiC), offrant des tensions de claquage élevées ainsi qu'une meilleure conductivité thermique.

Pour des applications en hautes fréquences, il est préférable d'utiliser des matériaux petits gaps tel que l'arséniure de gallium (GaAs) grâce à sa haute mobilité des électrons [3].

La figure I.5 présente une vue en coupe d'un MESFET sur GaAs [1].

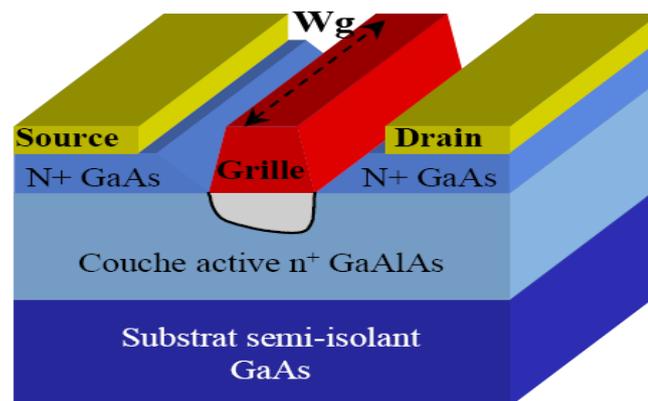


Fig.I.5 : Vue en coupe d'un MESFET sur GaAs [1]

Les performances en fréquence des transistors MESFETs dépendent essentiellement à la longueur de la grille. Car pour une courte longueur on a des fréquences élevées ce qui implique une augmentation de la fréquence maximale. Cependant, la réduction de la longueur de grille entraîne une augmentation de sa résistance, pour réduire cette résistance il faut diminuer la distance entre la grille et la source ce qui permet d'augmenter la tension grille-drain [5].

#### I.3.4. Les transistors FET à hétérojonction

Le fonctionnement des transistors à effet de champ à hétérojonction est basé sur le principe de création et de contrôle d'un gaz d'électrons. Ces derniers sont dus à la barrière produite par la grande largeur de la bande interdite dans le matériau faiblement dopé où les électrons peuvent se déplacer plus rapidement.

A partir de cette structure conventionnelle, il existe plusieurs types de transistors à effet de champ à hétérojonction [1] comme:

- le HEMT (High Electron Mobility Transistor);
- le HFET (Heterostructure Field Effect Transistor) généralement utilisé pour les structures pour lesquelles le canal est dopé ;
- le MODFET (Modulation Doped Field Effect Transistor) pour les structures à modulation de dopage ;
- le PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor).

Certains de ces transistors sont particulièrement employés dans l'amplification de puissance tels que les HEMTs et les PHEMTs.

Pour fabriquer ces transistors de puissance, plusieurs technologies de semi-conducteurs peuvent être envisagées tel que le GaN et le GaAs.

#### I.3.4.1. Les transistors HEMTs

Les transistors HEMTs (High Electron Mobility Transistor) ont été réalisés pour compenser la faible mobilité des électrons dans le MESFET à cause du dopage de canal. La caractéristique principale des HEMTs est donc la haute mobilité électronique qui est due à la vitesse élevée des électrons.

Cette caractéristique est une conséquence de la jonction de deux matériaux ayant des énergies des bandes interdites différentes. Cette différence va créer un canal très fin dans le matériau non dopé de très faible résistance pour augmenter la vitesse des porteurs.

L'effet fondamental de ces transistors est lié au phénomène de variation de la densité des porteurs du gaz bidimensionnel d'électrons sous l'influence d'une tension appliquée à l'entrée de la grille du composant [1], cet effet est en opposition au principe du MESFET dans lequel une tension appliquée sur la grille contrôle la largeur du canal de conduction entre le drain et la source. La figure I.6 présente une vue en coupe d'un HEMT [3].

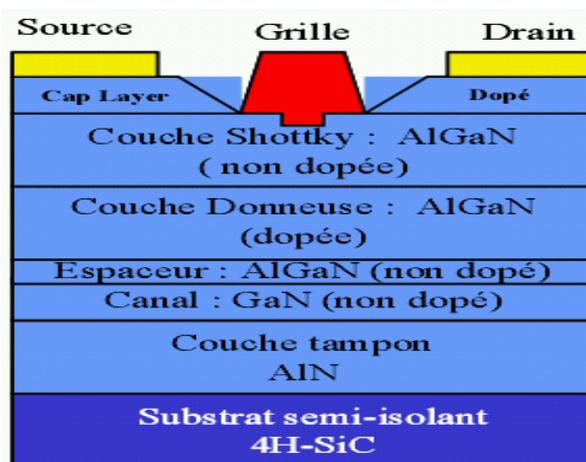


Fig.I.6 : Vue en coupe d'un HEMT [3]

Dans la jonction, le matériau de plus grande largeur de bande interdite joue le rôle de barrière. C'est dans ce puit que se regroupent les charges libres entraînant le phénomène de conduction. La différence de largeur de la bande interdite  $\Delta E_g$  entre deux matériaux et le niveau de Fermi sont les éléments responsables de la variation de la densité des porteurs dans le canal (Fig.I.7) [1]. La tension appliquée sur la grille d'un HEMT permet le contrôle du courant qui circule entre le drain et la source, or l'application de fortes valeurs de la tension va produire une saturation du courant [1].

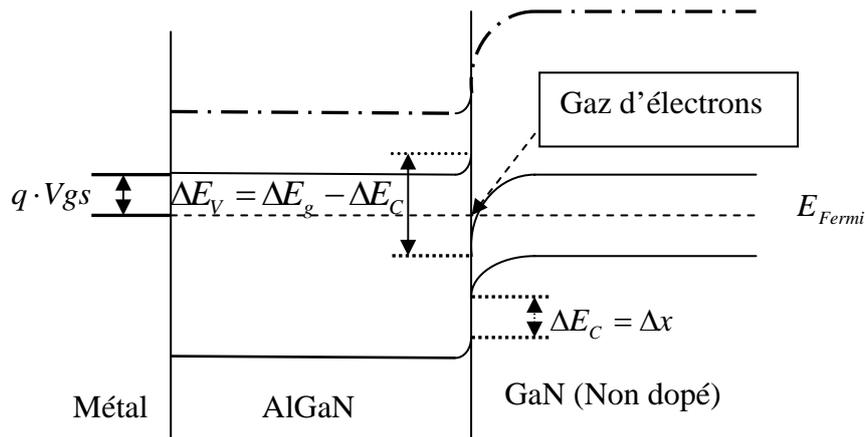


Fig.I.7 : Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée [1]

### I.3.4.2. Les transistors PHEMTs

Le besoin de fonctionnement à des fréquences très élevées conduit à la réalisation des transistors PHEMTs (Pseudomorphic Hight Electron Mobility Transistor).

Le PHEMT AlGaAs/InGaAs/GaAs (Fig.I.8) [3] est l'un des transistors PHEMTs les plus utilisés actuellement pour l'amplification de puissance micro-onde. Ce transistor se distingue du transistor HEMT par l'association d'une couche d'InGaAs intercalée entre les couches de AlGaAs et de GaAs. La largeur de bande interdite de l'InGaAs étant plus faible que celle de l'AlGaAs provoquant ainsi des écarts de conduction plus grands. Le puits de potentiel étant plus large ce qui permet d'obtenir une concentration des porteurs plus importante, donc un courant de sortie plus élevé [1]. De plus, la vitesse des électrons dans l'InGaAs (non dopé) est également plus importante que dans le GaAs, ce qui permet d'augmenter les fréquences de travail à des fréquences de l'ordre de 60-70 GHz [1].

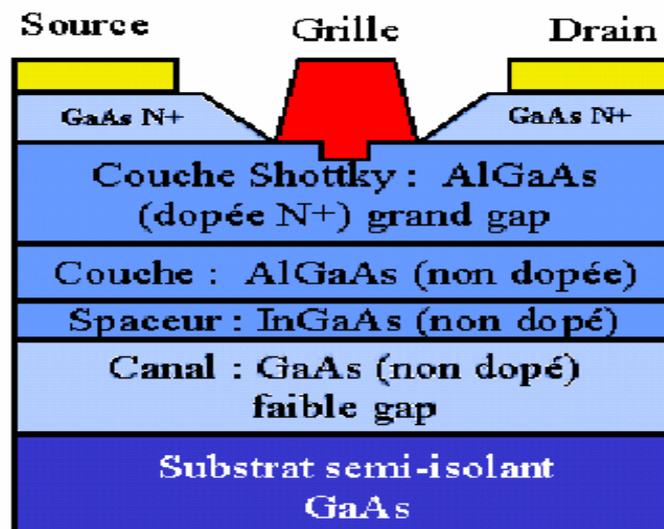


Fig.I.8 : Vue en coupe d'un transistor PHEMT AlGaAs/InGaAs/GaAs [1]

## **I.4. Limitations actuelles : phénomènes de pièges et effets thermiques**

### **I.4.1. Les phénomènes de pièges**

L'effet fondamental d'un transistor à effet de champ est la source de courant  $I_{ds}$  commandée par la tension de grille  $V_{gs}$ . Cependant, les effets de pièges provoquant des effets transitoires dans ce dernier. Ces effets, résultant de l'existence des impuretés ou des défauts dans le réseau cristallin, changent considérablement le comportement électrique du transistor aux fréquences micro-ondes, ils génèrent des états énergétiques dans la bande interdite qui peuvent être occupés par des porteurs d'électrons [1].

On distingue deux phénomènes prépondérants observés sur le courant de sortie du composant :

- Self-backgating ou les Pièges de substrat
- Gate-lag ou les Pièges de surfaces

#### **I.4.1.1. Pièges de substrat**

Les pièges de substrat « self-backgating » sont dus aux impuretés dans le substrat semi-isolant qui donne un comportement non idéal pour le substrat. Ces impuretés pouvant être occupés par des électrons dans la bande interdite du matériau, ils sont alors retenus pendant un temps  $T$  dans ces niveaux d'énergie et ne peuvent pas participer à la conduction.

Le principal effet du « self-backgating » se traduit par la réponse transitoire du courant de sortie ( $I_{ds}$ ). L'état permanent de fonctionnement de transistor est due à l'équilibrage entre les concentrations d'électrons libres et des piégés [6].

#### **I.4.1.2. Pièges de surface**

Les effets des pièges de surface « Gate-lag » sont les responsables des lentes variations du courant de drain  $I_{ds}$  entraînant un retard du signal. Ces effets apparaissent dans le cas où il y a une brusque variation de la tension  $V_{gs}$  allant de la tension de pincement à la tension de conduction pour une tension  $V_{ds}$  constante [6].

### **I.4.2. Les effets thermiques**

La capacité thermique d'un composant de puissance est une donnée importante pour les applications radio fréquence. En effet, les performances des transistors (HEMT ou HBT) se dégradent avec l'augmentation de la température. L'auto-échauffement du transistor se traduit par l'augmentation de la puissance dissipée, cette dernière va produire une

augmentation de la température au niveau de la jonction et donc une diminution de la mobilité des porteurs [1].

Donc l'effet thermique est l'un des principaux responsables de la dégradation des performances des transistors micro-ondes, telle que la chute de la puissance de sortie (Fig.I.9) [1], la non linéarité d'amplification et la diminution de fréquences de transition, ce qui implique la diminution de la fréquence maximale de travail.

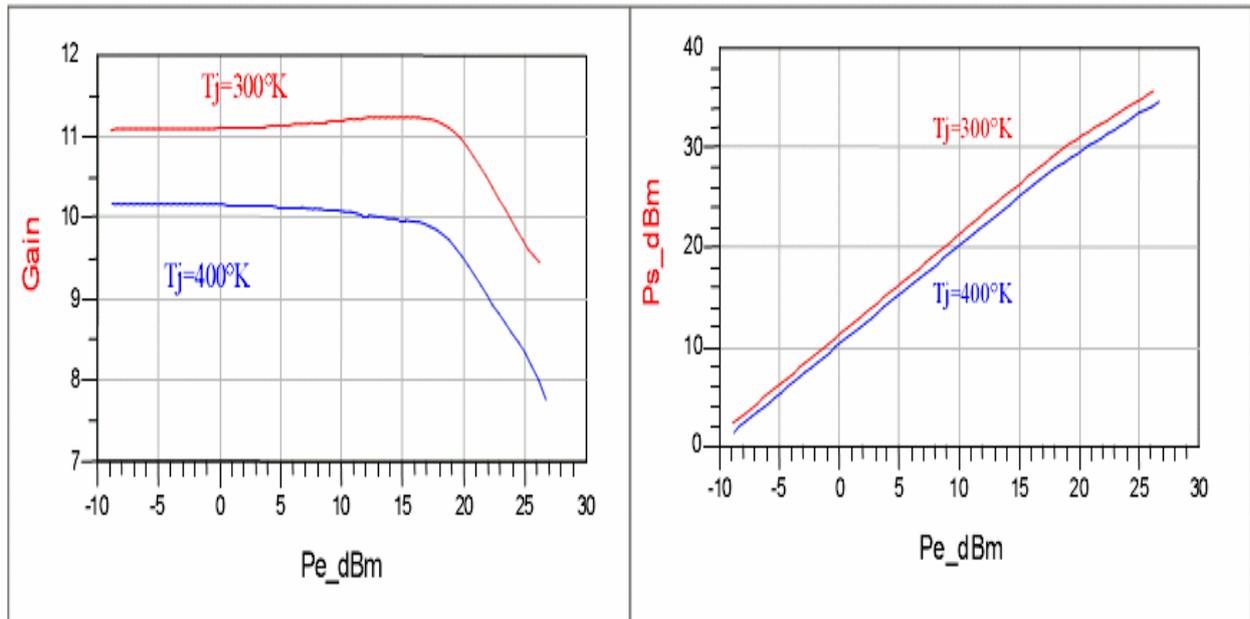


Fig.I.9 : Gain et puissance d'un transistor HEMT GaN pour deux températures différentes ( $f_0=8GHz$ ) [1]

## I.5. Comparaison des propriétés des transistors de puissance FETs

### I.5.1. Comparaison des paramètres physiques des semi-conducteurs

D'après ce qu'on a vu précédemment, il est bien clair que les nouvelles technologies des transistors de puissance micro-ondes sont basées notamment sur le développement de la technologie des matériaux semi conducteurs à grands gaps tel que le GaN. L'essor de ces nouvelles technologies va dans le sens de l'augmentation des tensions de claquage et de polarisation.

Le tableau I.1 présente quelques caractéristiques physiques des principaux matériaux utilisés pour la réalisation de transistors hyper-fréquences. D'après ce tableau, les matériaux à grand gap tel que SiC permettent des rendements plus élevés grâce à leur capacité d'évacuation de la chaleur. L'AsGa et le GaN, par contre, produisent des fréquences de coupure plus grandes grâce à la mobilité des électrons relativement élevée. Ceci permet d'augmenter la résistance parasite et donc de minimiser les pertes, et d'augmenter aussi la fréquence de travail.

	Silicium (Si)	Arséniure de Gallium Ga As	Carbure de Silicium (SiC)	Nitride de Gallium (GaN)
Largeur de bande interdite (eV)	1.1	1.43	3.26	3.39
Champ critique ( $10^6$ V/cm)	0.3	0.4	3	3.3
Mobilité des électrons à $300^\circ\text{K}$ ( $\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ )	1350	6000	800	1500
Conductivité thermique ( $\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ )	1.5	0.5	4.9	1.7
Constante diélectrique	11.8	12.5	10	9
Température max ( $^\circ\text{C}$ )	300	300	600	700

Tableau.I.1 : Caractéristiques physiques des principaux matériaux pour des hautes fréquences [1]

### I.5.2. Caractéristiques de fréquence et de puissance

La figure I.10 [1] illustre une comparaison des transistors micro-ondes du point de vue tensions d'alimentations, fréquences de coupure, densité de puissance ( $\text{W}/\text{mm}$ ) exprimant la puissance de sortie par unité de longueur de grille du transistor.

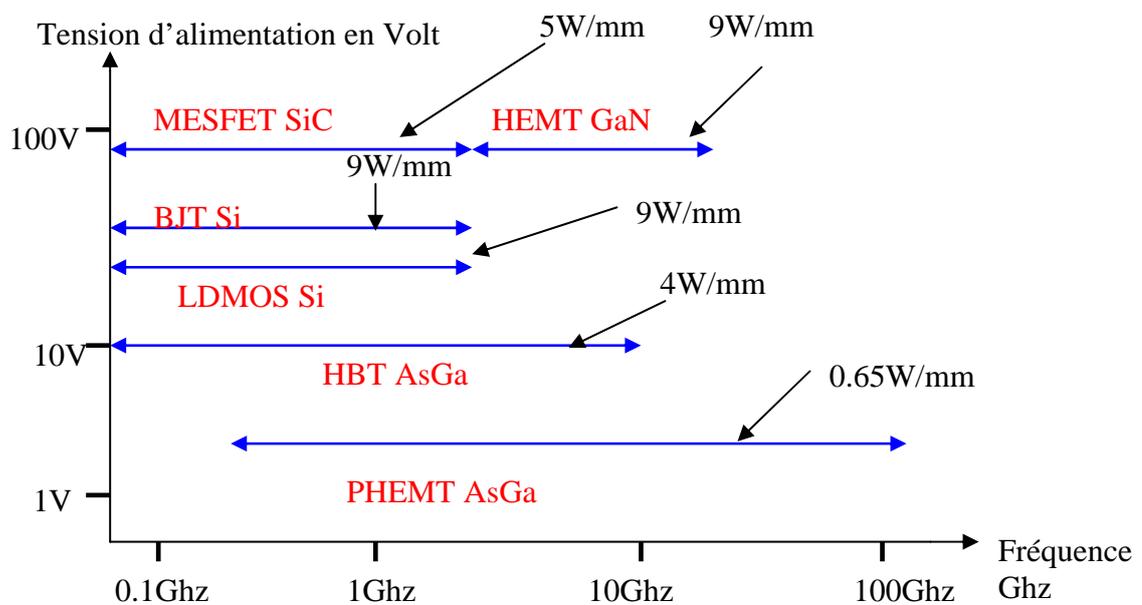


Fig.I.10: Comparaison des transistors micro-ondes du point de vue tensions d'alimentations, des fréquences de coupure et densité de puissance [1]

D'après la figure I.10 on remarque que l'utilisation des transistors à effet de champ pour des hautes fréquences et des puissances élevées dépend de la technologie des matériaux mise

en œuvre ; par exemple, les transistors MESFET-SiC, BJT-Si et les LDMOS-Si sont préférables pour l'utilisation à des puissances d'alimentations élevées. Pour le PHEMT-AsGa, on peut l'utiliser pour des fréquences très élevées jusqu'à 100Ghz.

Cette figure montre aussi que HEMT-GaN est un transistor idéal pour une application à des puissances élevées et des hautes fréquences.

## CHAPITRE II

## LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

### II.1. Introduction

Les circuits qui constituent un système radiofréquence complet sont nombreux, parmi les nombreuses fonctions radiofréquences, l'amplificateur de puissance représente un bloc particulièrement critique de la chaîne d'émission, du fait de sa consommation élevée et de forts niveaux de signal qu'il doit gérer.

L'amplificateur de puissance est chargé d'amplifier le signal en provenance du mélangeur pour fournir une puissance active suffisante à l'antenne. Il est généralement constitué d'un ou plusieurs étages de préamplification et d'un étage dit de puissance. Chaque étage est constitué d'éléments actifs (transistors) mais également d'éléments passifs qui permettent d'effectuer des transformations d'impédance entre étages. Ainsi, une charge optimale est présentée au transistor pour que ce dernier délivre sa puissance de sortie maximale.

La chaîne d'émission d'un système radiofréquence, dans laquelle l'amplificateur de puissance joue un rôle actif est illustrée par la figure II-1 [7].

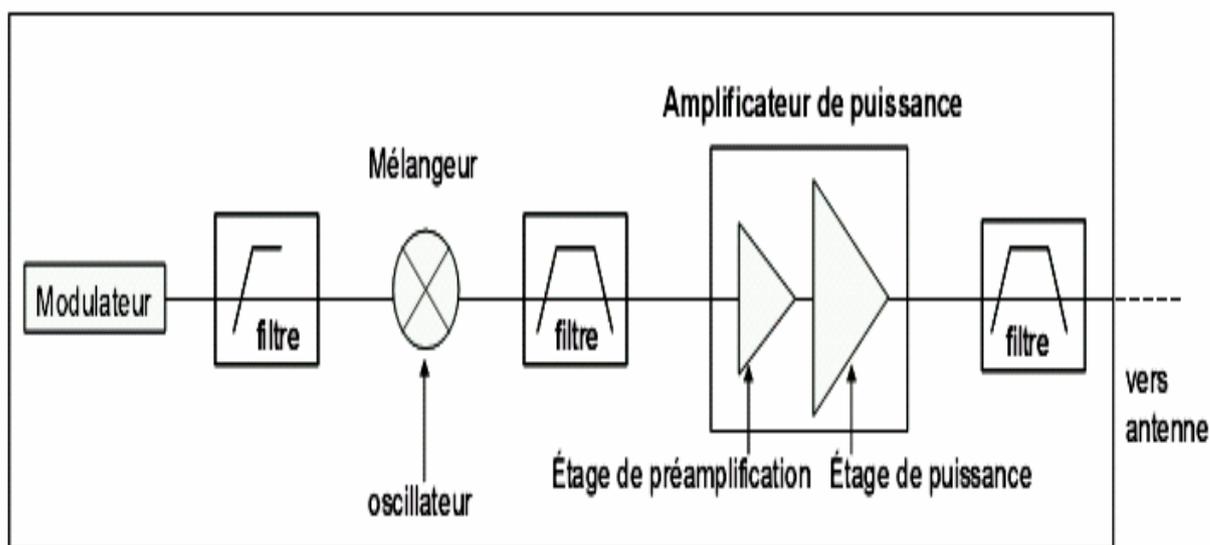


Fig.II.1 : Schéma bloc d'une chaîne d'émission

### II.2. Les différentes classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance

Deux grandes familles d'amplificateur de puissance se distinguent et sont basées à partir du montage amplificateur illustré par la figure II.2. Les classes A, B, AB et C correspondent à un fonctionnement en régime sinusoïdal et les classes D, E et F correspondent à un fonctionnement en mode commuté (switched).

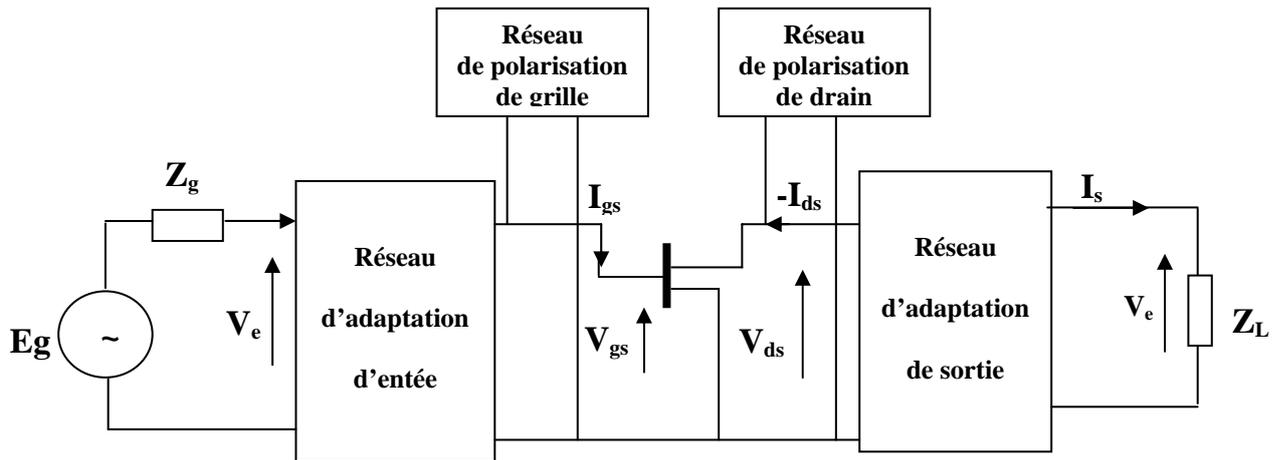


Fig.II.2 : Schéma de base d'amplificateur de puissance

La classe de fonctionnement d'amplificateur de puissance dépend de la polarisation du transistor et de la forme du signal d'entrée. Le tableau II.1, distingue les différentes classes de fonctionnement sinusoïdales (classes A, B, AB et C) en fonction d'angle d'ouverture  $\theta_0 = \omega_0 t$  pour laquelle le courant de drain est nul [8].

Classe	Condition sur $I_{ds}(t)$	Valeur de $\theta_0$
A	non nul sur T	$180^0$
AB	nul sur moins de T/2	$90^0 < \theta_0 < 180^0$
B	nul pendant T/2	$\theta_0 = 90^0$
C	nul sur moins de T/2	$\theta_0 < 90^0$

Tableau.II.1 : Angle d'ouverture des classes de fonctionnement sinusoïdales

Actuellement, ces quatre classes de fonctionnement sont les plus largement utilisées dans les dispositifs micro ondes. Le choix de la classe de fonctionnement d'amplificateur dépend essentiellement des critères de puissance, de gain, de rendement, et de linéarité.

## II.2.1. Classes de fonctionnement sinusoïdal

### II.2.1.1. Fonctionnement en classe A

C'est un transistor qui fonctionne en régime saturé et il conduit sur toute la période du signal. Le point de polarisation statique  $V_{ds0}$ , doit être choisi au milieu de la droite de charge pour une excursion maximale de la tension de sortie, le point de polarisation  $V_{gs0}$ , doit être suffisamment élevé par rapport à  $V_p$  (tension de pincement) afin d'éviter toute excursion dynamique en dessous du seuil de polarisation [8].

Cette classe offre un degré de linéarité qui est le plus élevé de toutes les classes d'amplificateur de puissance, cependant, elle possède un rendement faible (environ 50%).

La figure II.3 [7] illustre le fonctionnement et la polarisation du transistor en classe A.

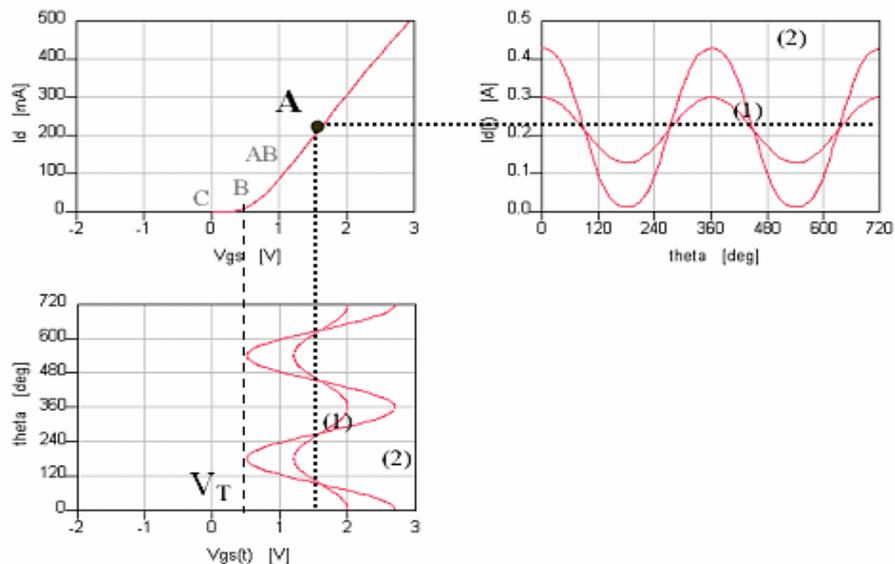


Fig.II.3 : Illustration du fonctionnement et de la polarisation en classe A [7]

### II.2.1.2. Fonctionnement en classe AB

L'angle de conduction est alors compris entre  $90^\circ$  et  $180^\circ$ . La polarisation est alors située entre le seuil de conduction et le point de polarisation classe A avec une amplitude du signal d'entrée suffisante. En effet si l'amplitude du signal  $V_{gs}$  est faible, le transistor fonctionne en régime saturé, comme un amplificateur de classe A. En revanche à partir d'un certain niveau de polarisation le transistor se bloque pendant une durée inférieure à la demi-période du signal RF et la distorsion ainsi que le rendement augmentent [8].

La figure II.4 présente le fonctionnement du transistor en classe AB [7].

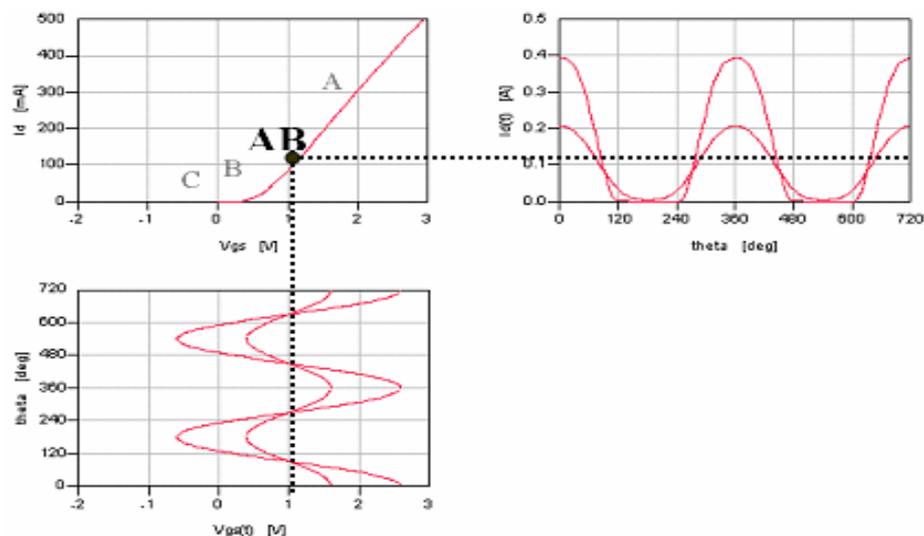


Fig.II.4 : Illustration du fonctionnement et de la polarisation en classe AB [7]

### II.2.1.3. Fonctionnement en classe B

Le transistor en classe B est polarisé au seuil de conduction, c'est-à-dire la tension de polarisation  $V_{gs0} = V_P$ . Le courant de drain n'est nul que pendant une demi-période (Fig.II.5) [7].

Le niveau du courant  $I_{ds}$  est proportionnel à l'amplitude du signal sinusoïdale  $V_{gs}$  appliqué, plus le niveau du signal d'entrée est grand, plus le rendement sera important (jusqu'à 78.5%) [8].

Ce type du transistor est utilisé généralement pour la réalisation des amplificateurs «push-pull », composés de deux transistors où chacun consomme la moitié de la puissance fournie. Le transistor en classe B présente un niveau élevé de non linéarité et par conséquent un gain est inférieur à celui de la classe A et AB.

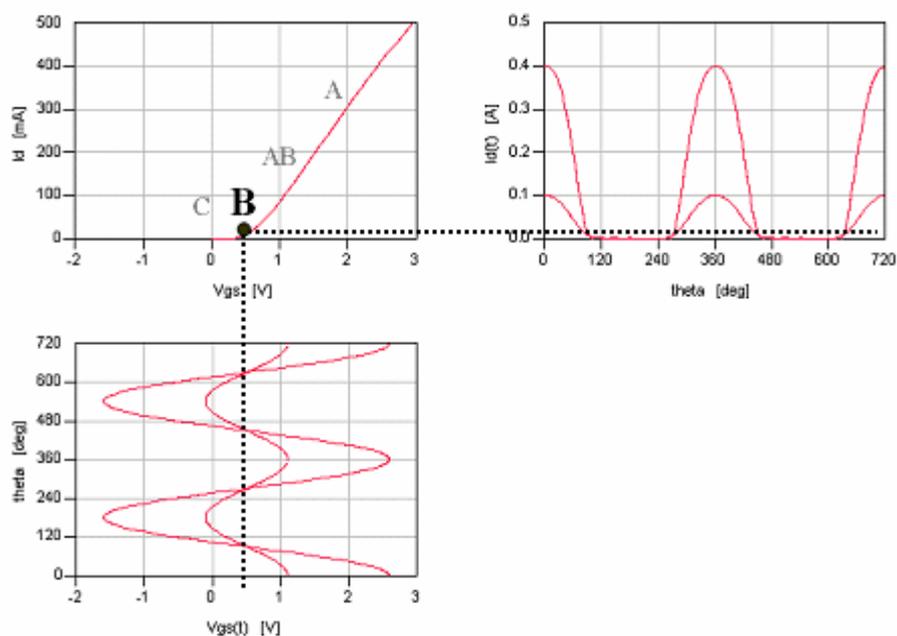


Fig.II.5 : Illustration du fonctionnement et de la polarisation en classe B [7]

### II.2.1.4. Fonctionnement en classe C

Le transistor est polarisé sous le seuil de conduction ( $V_{gs0} < V_P$ ) en statique (Fig.II.6). Son angle de conduction est alors inférieur à  $180^\circ$ . A mesure que l'angle de conduction diminue, la forme temporelle du courant rétrécit: le rendement augmente tandis que la puissance dissipée et la puissance de sortie diminuent. L'obtention d'un rendement important (proche de 100%) correspond à un comportement fortement non linéaire au détriment de la puissance de sortie.

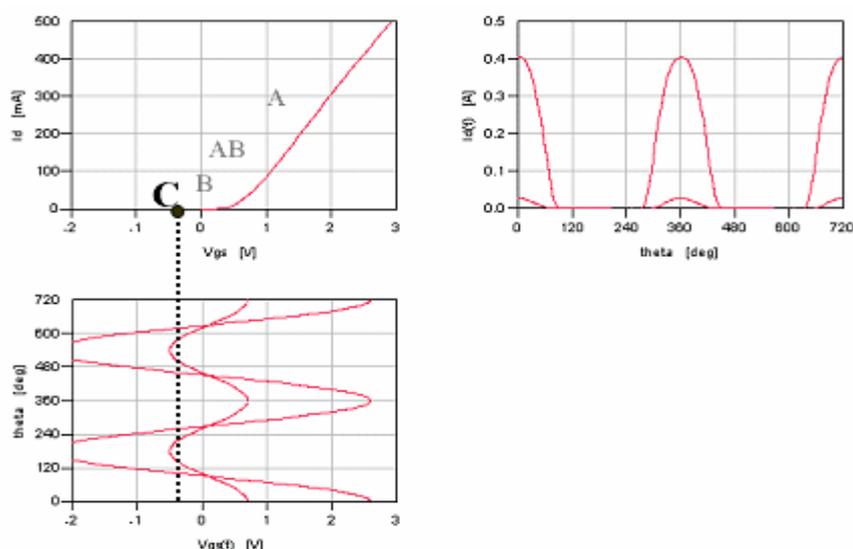


Fig.II.6 : Illustration du fonctionnement et de la polarisation en classe C [7]

## II.2.2. Classes de fonctionnement en commutation

Le transistor en ce régime de fonctionnement se comporte comme un interrupteur. En régime commuté définit par l'état de blocage et l'état de saturation, la tension de grille  $V_{gs}$  appliquée à la grille du transistor est de forme rectangulaire varie entre une tension inférieure présente l'état OFF et supérieure pour l'état ON (Fig.II.7) [7].

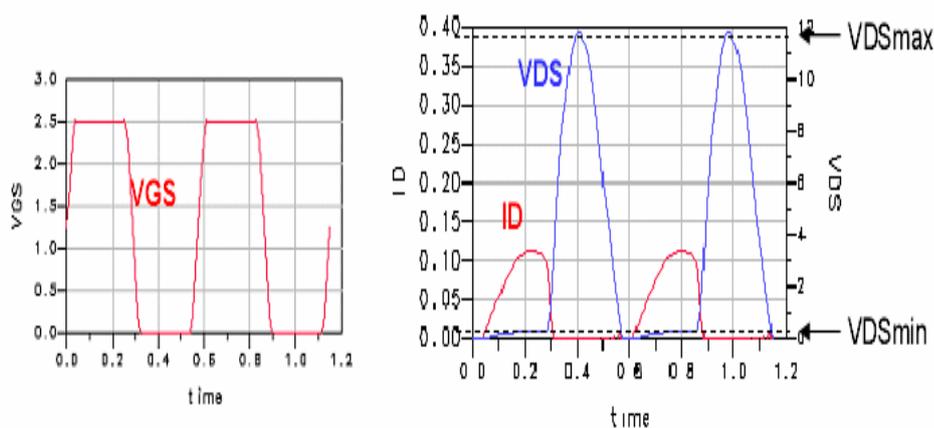


Fig.II.7 : Illustration du fonctionnement d'un montage amplificateur en régime commuté

On peut citer dans ce régime trois classes de fonctionnement : classe D, E et F.

### II.2.2.1. Fonctionnement en classe D

Le transistor en classe D possède une distorsion importante mais un rendement relativement plus élevé que les classes de fonctionnement sinusoïdales.

Dans cette classe on distingue deux modes [7] :

- un mode courant, où le signal de sortie a une forme temporelle rectangulaire.
- un mode de tension, où le signal de sortie est une demi-sinusoïde.

### II.2.2.2. Fonctionnement en classe E

La classe E permet d'obtenir un meilleur rendement qu'une classe D. Le montage classe E utilise un circuit de charge accordé pour compenser la capacité de sortie [7].

Le domaine d'application de la classe E est réservé aux amplificateurs à bande étroite.

### II.2.2.3. Fonctionnement en classe F

La classe F est utilisée pour des applications à très haut rendement. Elle est caractérisée par une tension d'excitation de type sinusoïdale et une tension de sortie de forme carrée, ce qui induit une faible puissance dissipée [7].

## II.3. Evaluation des performances d'un amplificateur de puissance

Le rôle principal d'amplificateur de puissance dans la chaîne d'émission, représente par l'amplification de la puissance appliquée à son entrée à une puissance de sortie suffisante à l'émission.

Le transistor ou bien l'élément actif, est le composant principal dans l'amplificateur de puissance. Pour de faibles signaux, le transistor a un comportement linéaire. Cependant, le besoin de puissances élevées à la sortie d'amplificateur de puissance, impose des excursions maximales à l'entrée de ce dernier et dans ce cas, la puissance de sortie du transistor ne peut plus être considérée linéaire.

### II.3.1. Caractéristiques fondamentales des amplificateurs de puissances

#### II.3.1.1. Bilan des Puissances

Lorsque l'amplificateur fonctionne en régime non linéaire, des nouveaux paramètres d'évaluation sont à considérer. La figure II.8 [9] [10], représente le bilan énergétique dans l'amplificateur de puissance.

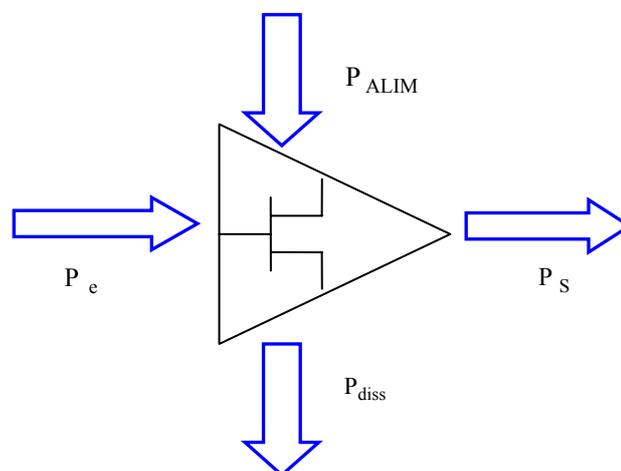


Fig.II.8 : Bilan des puissances dans un amplificateur

La figure II.8 montre qu'il y a des puissances fournies à l'amplificateur et des puissances de sortie résultantes comme suite :

Les puissances fournies à l'amplificateur sont :

- $P_e$  : La puissance d'entrée à la fréquence de travail.
- $P_{DC}$  : La puissance continue fournie par l'alimentation.

Les puissances de sortie résultantes sont :

- $P_s$  : la puissance de sortie à la fréquence de travail.
- $P_{diss}$  : la puissance dissipée par effet Joule.

Le bilan des puissances est donné comme :

$$P_{diss} = P_{DC} + P_e - P_s \quad (\text{II.1})$$

L'objectif est de transmettre le maximum de puissance à la charge et de minimiser la puissance dissipée.

L'amplificateur de puissance est généralement caractérisé dans un premier temps en régime harmonique, par l'application d'un signal sinusoïdal sur son entrée, à une fréquence  $f_0$  correspondante à la fréquence de travail. Cette fréquence pourra être variable afin de connaître le comportement en fréquence de l'amplificateur.

### II.3.1.2. Puissance de sortie

La puissance de sortie correspond à la puissance disponible à la sortie d'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée, elle s'exprime comme [9] [10] :

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot \text{Re}(V_s \times I_s^*) \quad (\text{II.2})$$

où :

$V_s$  : la tension de sortie ;

$I_s^*$  : le conjugué du courant de sortie.

On définit la puissance de sortie maximale ( $P_{s \max}$ ) d'amplificateur comme [9] :

$$P_{s \max} = \frac{1}{2} V_{ds1} I_{ds1} \quad (\text{II.3})$$

où :

$V_{ds1}$  : la tension de sortie à la fréquence de travail ;

$I_{ds1}$  : le courant de sortie à la fréquence de travail.

### II.3.1.3. Gain en puissance

Le gain en puissance, noté  $G_p$ , est défini par le rapport de la puissance de sortie  $P_s$  sur la puissance d'entrée  $P_e$  à la fréquence de travail.

Lorsque l'amplificateur est saturé, le gain diminue et la différence entre le gain linéaire et le gain réel représente le taux de compression exprimé en dB [9] [10].

$$G_p = \frac{P_s}{P_e} \quad \text{où} \quad G_p(\text{dB}) = P_s(\text{dBm}) - P_e(\text{dBm}) \quad (\text{II.4})$$

### II.3.1.4. Rendement

#### II.3.1.4.1. Rendement en puissance de sortie

Le rendement en puissance de sortie est représenté par le pourcentage de la consommation électrique nécessaire pour obtenir un niveau de puissance de sortie souhaité. Il est défini par le rapport entre la puissance de sortie utile et la puissance fournie par l'alimentation en continu [10].

$$\eta(\%) = \frac{P_s}{P_{DC}} \times 100 \quad (\text{II.5})$$

#### II.3.1.4.2. Rendement en puissance ajoutée

On utilise cette caractéristique dans le cas des fréquences élevées où la puissance d'entrée à fournir peut être importante, notée  $\eta_{aj}$  ou PAE (Power Added Efficiency), on peut l'exprimer par le rapport entre la puissance ajoutée par le transistor à la fréquence de travail et la puissance de l'alimentation [10].

$$\eta_{aj} = \frac{P_{aj}}{P_{DC}} \quad \text{avec} \quad P_{aj} = P_e - P_s \quad (\text{II.6})$$

Le rendement en puissance ajoutée est toujours inférieur au rendement en puissance de sortie. Mais plus le gain est élevé, plus la valeur du rendement en puissance ajoutée est proche de celle du rendement en puissance de sortie.

## II.4. Grandeurs caractéristiques du comportement non linéaire des amplificateurs

A partir de la nature du signal mis en jeu, on peut déterminer le facteur de linéarité le plus approprié. On peut citer les facteurs de mérite permettent d'estimer le comportement non-linéaire d'un amplificateur comme suite :

- Puissance de sortie à 1dB de compression et distorsion harmonique.

- Rapport C/I3 et point d'interception d'ordre 3 IP3.
- Noise Power Ratio (NPR).
- Adjacent Channel Power Rejection (ACPR).

#### II.4.1. Puissance de sortie à 1dB de compression et distorsion harmonique

A partir d'une excitation à une porteuse (une seule fréquence), deux facteurs de linéarité peuvent être établis, le premier est la puissance de sortie à 1 dB définie lorsque la courbe d'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée s'incline de 1 dB par rapport à la droite, le second est la distorsion harmonique qui est le rapport entre la puissance au fondamental et la puissance à l'harmonique deux (ou supérieur) [1].

Ces deux facteurs sont illustrés dans la figure II.9.

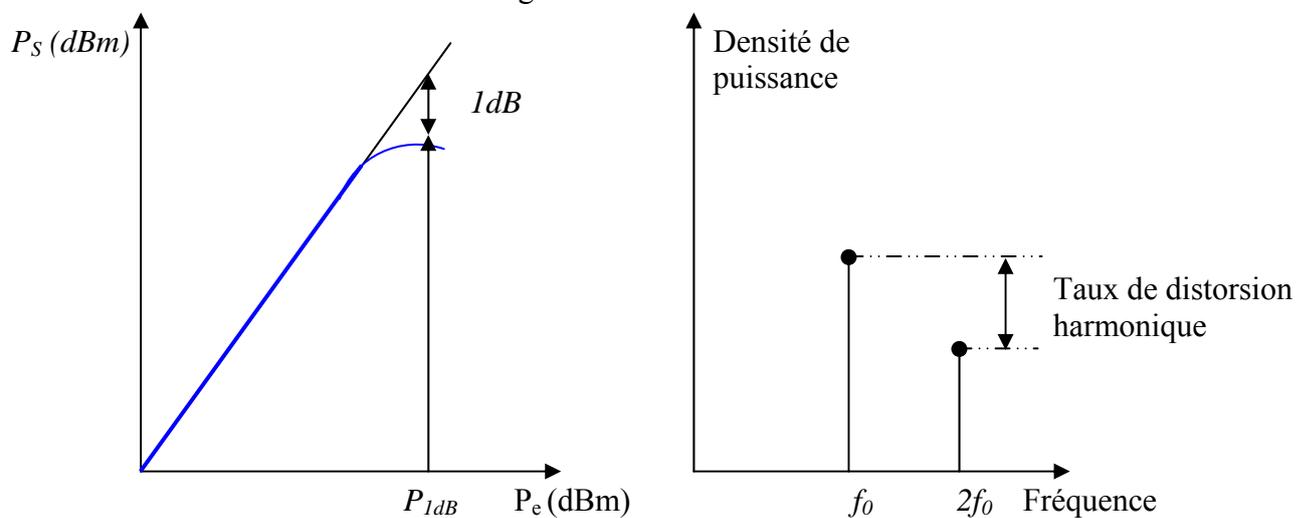


Fig.II.9 : Puissance de sortie à 1dB de compression et taux harmonique [1]

En considérant l'amplificateur, non linéaire, le signal de sortie s'exprime comme :

$$V_s(t) = a_1 V_e(t) + a_2 V_e^2(t) + a_3 V_e^3(t) \quad (\text{II.7})$$

En prenant  $V_e(t) = A(\cos \omega_1 t)$ ,  $V_s$  s'écrit :

$$\begin{aligned} V_s &= a_1 A \cos \omega_1 t + a_2 A^2 \cos^2 \omega_1 t + a_3 A^3 \cos^3 \omega_1 t \\ &= \frac{1}{2} a_2 A^2 + \left( a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right) \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{4} a_3 A^3 \cos 3\omega_1 t \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

La composante fondamentale d'amplitude obtenue après le développement de  $V_s$  est :

$$a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3$$

Le gain à la fréquence fondamentale s'écrit [9] [11] :

$$G = 20 \log \frac{a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3}{A} = 20 \log \left( a_1 + \frac{3}{4} a_3 A^2 \right) \quad (\text{II.9})$$

Le gain à 1dB de compression définit par l'équation suivante [9] :

$$G_{1dB} = G_0 - 1 \text{ dB} \quad (\text{II.10})$$

### II.4.2. Produit d'intermodulation d'ordre 3

Dans le but de quantifier la dégradation du signal de sortie introduite par l'amplification non-linéaire, une des grandeurs caractéristiques de cette non-linéarité est le rapport d'intermodulation. Le calcul du rapport d'intermodulation d'ordre 3 ou  $C/I_3$  (Carrier to Third Order Intermodulation), consiste à simuler deux canaux adjacents en utilisant deux porteuses de même amplitude séparées par un écart de fréquence inférieure ou égale  $\Delta f / 3$ , où  $\Delta f$  est la bande passante d'amplificateur (Fig.II.10) [1].

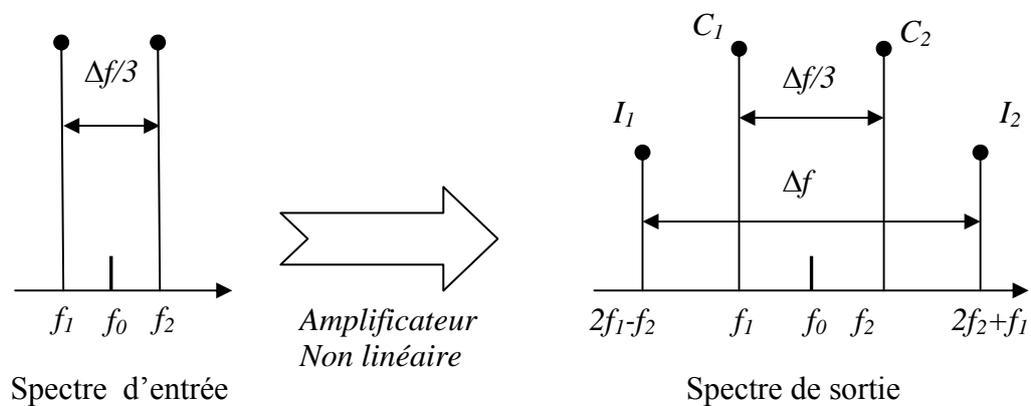


Fig.II.10 : Intermodulation d'ordre 3

Le signal d'excitation permettant de mesurer l'intermodulation est le suivant :

$$V_e(t) = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \quad (\text{II.11})$$

Dans le cas d'amplification non linéaire le signal de sortie s'écrit comme :

$$V_s(t) = a_1 V_e(t) + a_2 V_e^2(t) + a_3 V_e^3(t) \quad (\text{II.12})$$

D'après la figure II.10, le spectre du signal de sortie est constitué des fréquences issues des produits d'intermodulation aux pulsations  $n\omega_1 \pm m\omega_2$ , L'ordre du produit d'intermodulation est donné par  $k = |n| + |m|$  où n et m sont des entiers.

L'amplitude du signal de sortie au produit d'intermodulation d'ordre 3 à la pulsation  $2\omega_1 - \omega_2$  égale  $\frac{3}{4} a_3 A^3$  [9].

Le rapport d'intermodulation ordre 3 est souvent exprimé par la formulation suivante :

$$C/I_3 = 10 \cdot \log \left( \frac{C_1 + C_2}{I_1 + I_2} \right) \quad (\text{II.13})$$

où :  $C_1 = P(f_1)$ ;  $C_2 = P(f_2)$ ;  $I_1 = P(2f_2 - f_1)$ ;  $I_2 = P(2f_2 + f_1)$ .

Typiquement, un bon amplificateur en linéarité doit avoir un  $C/I_3$  supérieur à 20 dB [1].

A des puissances d'entrée élevées, il existe un point où la puissance d'intermodulation d'ordre 3 est égale à la puissance du signal utile, ce point est appelé  $IP_3$  (Point d'interception d'ordre 3). Plus l'emplacement de ce point est élevé, plus l'amplificateur est linéaire. Toutefois cette constatation reste valable tant que l'évolution des puissances reste quasi-linéaire en fonction de la puissance d'entrée. Au-delà, le point d'interception d'ordre 3 ne permet pas de juger de la linéarité d'un amplificateur.

### II.4.3. Rapport ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)

Le bruit d'intermodulation est dû à l'amplification non linéaire d'un signal compris dans un canal de transmission de largeur  $\Delta f$ , et généré dans les canaux adjacents ( $\Delta f_1$  et  $\Delta f_2$ ), (Fig. I0.11) [1].

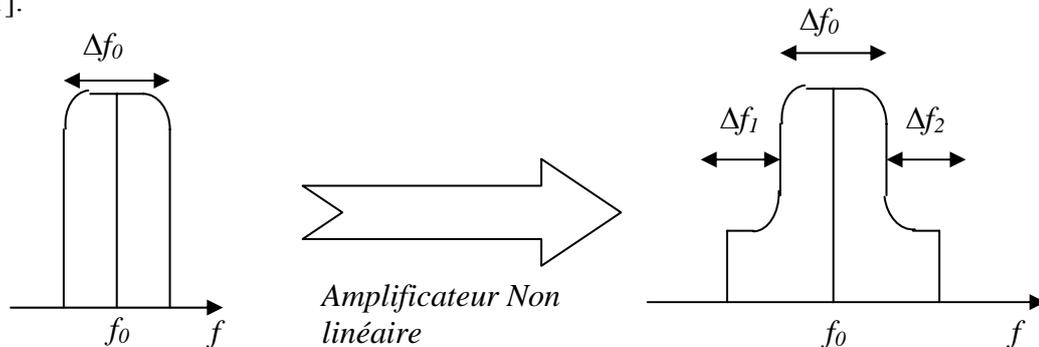


Fig.II 11 : ACPR

L'ACPR est défini dans l'expression suivante [2].

$$ACPR(dB) = 10 \cdot \log \frac{2 \cdot \int_{\Delta f_0} p(f) \cdot df}{\int_{\Delta f_1} p(f) \cdot df + \int_{\Delta f_2} p(f) \cdot df} \quad (\text{II.14})$$

### II.4.4. NPR (Noise Power Ratio)

Ce critère permet de connaître le comportement non linéaire d'amplificateur pour une excitation multiporteuses, on utilise un bruit blanc gaussien sur une bande de fréquences définie.

Le signal d'entrée possède dans sa bande de fonctionnement un « Trou » de faible largeur réalisé avec un filtre réjecteur de bande étroite. L'amplification de ce signal en régime non linéaire, engendre des distorsions dues aux intermodulations multiples, le NPR représente la différence entre le niveau du signal amplifié et le bruit dû aux produits d'intermodulation situés dans le trou (Fig. II.12) [1].

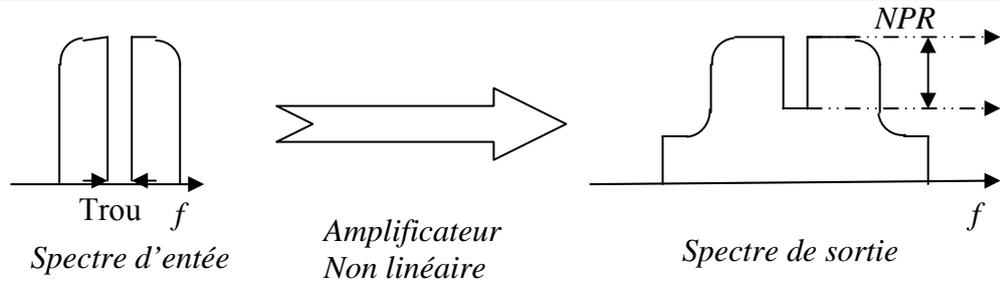


Fig.II.12 : NPR

L'ACPR est défini par le rapport de la densité de bruit provoquée par les phénomènes d'intermodulation dans le trou, sur la densité de puissance du signal dans le canal considéré [2].

$$NPR(dB) = 10 \cdot \log \frac{\int_{\Delta f(Porteuse)} p(f) \cdot df}{\int_{\Delta f(Trou)} p(f) \cdot df} \times \frac{\Delta f(Trou)}{\Delta f(Porteuse)} \quad (II.15)$$

# CHAPITRE III

## ANALYSE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

### III.1. Introduction

Dans les fréquences micro-ondes, la mise au point des systèmes de télécommunications modernes impose de plus en plus la conception assistée par ordinateur en raison de leur complexité. Or, dans tout processus de conception de circuits micro-ondes, le concepteur doit connaître les caractéristiques des éléments qu'il doit insérer dans son circuit afin de pouvoir prédire le comportement global de ce dernier lors d'une excitation par un petit ou grand signal externe.

Dans cette optique, les éléments actifs (les transistors), sont les composants qui influencent le plus la réponse du circuit. Néanmoins, en raison de la complexité de leur comportement en fonction de la fréquence et du signal appliqué, de très nombreuses recherches ont été menées par plusieurs laboratoires et centres de recherche afin de les modéliser. Le problème posé dans toute caractérisation de composants actifs se traduit par la mise au point de méthodes numériques et expérimentales, capables de traduire correctement leur comportement électrique, dont l'étape préliminaire est l'extraction des valeurs des éléments constituant le schéma électrique équivalent de tels composants.

### III.2. Critères de performance électrique d'un transistor

#### III.2.1. Les modèles du transistor à effet de champ

On distingue deux types de modèle du transistor, le premier est le modèle linéaire (le modèle petit signal), le second est le modèle non linéaire (le modèle grand signal).

##### III.2.1.1. Modèle électrique petit signal à effet de champ

Le modèle petit signal, est un modèle électrique en éléments localisés avec une topologie classique de transistor à effet de champ. Ce modèle n'est valable que pour un point de fonctionnement donné et de petites variations autour de ce dernier. Le schéma équivalent petit signal d'un transistor HEMT est donné par la figure III.1 [6].

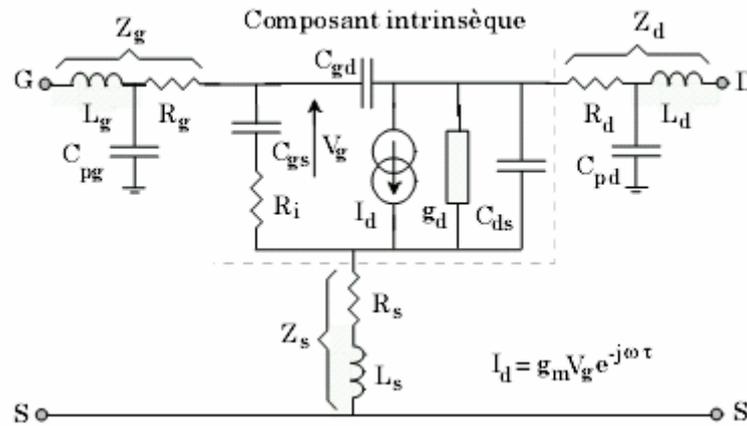


Fig.III.1 : Schéma électrique équivalent en petits signaux d'un HEMT [6]

Les transistors à hétérojonction (HEMT) utilisés en micro-ondes présentent un circuit électrique équivalent en régime de petits signaux qui peut se diviser en deux parties :

- une partie intrinsèque correspondant à la région du transistor délimitée par la métallisation de la grille.
- une partie extrinsèque faisant intervenir les éléments parasites et sont considérés comme indépendants des conditions de polarisation.

#### a) Les éléments intrinsèques

Le courant de drain  $I_{ds}$  représente l'effet fondamental du transistor. Il constitue en effet une source de courant contrôlée en tension.

L'expression de courant de drain est décrite par la relation suivante :

$$I_{ds} = g_m V_{gs} e^{-j\omega\tau} \quad (\text{III.1})$$

où  $\tau$  est le retard imposé à la source traduisant le temps de transit des électrons dans le canal.

- la transductance  $g_m$ , est une caractéristique fondamentale d'un transistor, elle représente la variation du courant dans le canal.

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=cte} \quad (\text{III.2})$$

- la conductance de sortie  $g_d$ , représente la variation du courant dans le canal. Cette valeur traduit la résistance du canal.

$$g_d = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=cte} \quad (\text{III.3})$$

- les capacités grille-source  $C_{gs}$  et grille-drain  $C_{gd}$ , représentent les variations de la charge accumulée dans la zone isolée, située sous la grille.  $C_{gs}$  détermine cette

variation modulée par la tension grille-source pour une tension grille-drain constante et  $C_{gd}$  le contraire :

$$C_{gs} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gd}=cte} \quad (\text{III.4})$$

$$C_{gd} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} \right|_{V_{gs}=cte} \quad (\text{III.5})$$

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

- la capacité drain-source  $C_{ds}$ , décrit le couplage capacitif entre les contacts de drain et de source.
- la résistance  $R_i$  est la résistance d'entrée, permettant de modéliser l'impédance d'entrée du transistor.

#### b) Les éléments extrinsèques

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

- les résistances de source  $R_s$  et de drain  $R_d$  traduisent l'effet résistif des contacts ohmiques et des zones du substrat situées entre les électrodes externes de source ou de drain et la zone active du canal.
- la résistance de grille  $R_g$ , représente les pertes dues à l'effet distribué le long de l'électrode de grille du signal de commande.
- les capacités  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$ , sont les capacités induites par les accès de grille et de drain vis-à-vis du substrat.

L'extraction de valeurs des éléments localisées constitue l'élément actif est basée sur une technique de régression linéaire. Elle permet à partir d'une mesure de paramètres  $S_{ij}$  à un point de polarisation donné, de déterminer toutes les composantes intrinsèques. Cette régression permet aussi de déterminer les éléments extrinsèques du modèle à partir des expressions des paramètres  $Z$  calculés [11].

#### III.2.1.2. Modèle électrique grand signal à effet de champs

Lorsqu'on cherche une application grand-signal pour avoir une puissance maximale à la sortie du transistor, il faut appliquer un signal suffisamment élevé à son entrée. Pour cela, il faut disposer d'un schéma équivalent non linéaire, dont les éléments seront souvent décrits par des relations empiriques. Dans la littérature, on trouve de nombreux modèles tels que le modèle de Staz, de Curtice, et de Gopinath ...etc ; et ceci montre qu'aucun d'eux n'est

forcément adapté pour toutes les conceptions et les applications. La figure III.2 [11] représente un schéma électrique non linéaire du transistor à effet de champ.

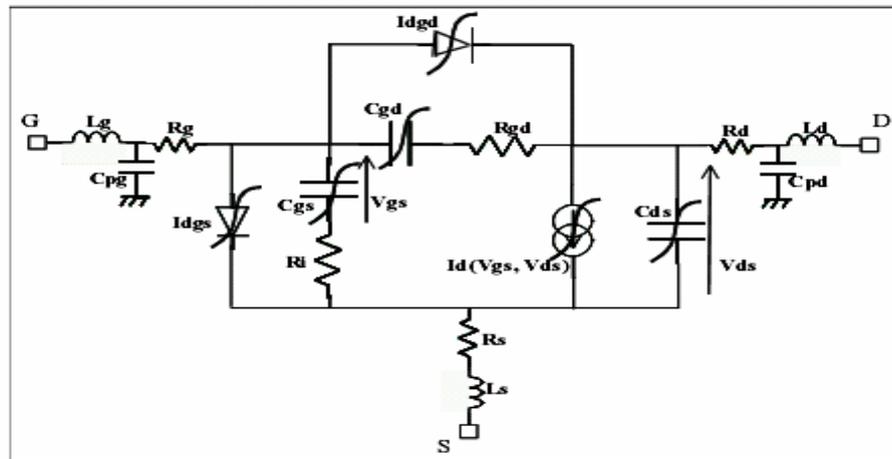


Fig.III.2 : Schéma électrique non linéaire du transistor à effet de champ [11]

#### a) Les éléments non linéaires

La source principale des non linéarités, est la source de courant de drain du transistor dépendante des potentiels grille-source  $V_{gs}$  et drain-source  $V_{ds}$ .

- les trois capacités  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  et  $C_{ds}$  sont considérées comme des non linéarités dépendantes des deux tensions de commandes  $V_{ds}$ ,  $V_{gs}$  et de la température [9]. Cette dépendance sera obtenue à partir des mesures de paramètres  $S_{ij}$  en mode impulsion multi-polarisations.
- les générateurs de courant de grille  $I_{gs}$  et d'avalanche  $I_{gd}$ , sont commandés par la tension à leurs bornes.

Le modèle non linéaire de transistor utilisé dans notre conception (modèle de Curtice) ; a exprimé les non linéarités à l'aide d'équations analytiques paramétrées comme [8] [9].

$$I_{ds}(t) = (A_0 + A_1V_1 + A_2V_1^2 + A_3V_1^3) \tanh(\gamma V_{ds}(t)) \quad (\text{III.6})$$

$$\text{avec : } V_1 = V_{gs}(t - \tau)(1 + \beta(V_{ds\text{sat}} - V_{ds}(t))) \quad (\text{III.7})$$

#### b) L'optimisation des paramètres du modèle non linéaire

L'ajustage des paramètres du modèle, peut être réalisé en cherchant le minimum global d'une fonction d'erreur (ou fonction objectif) entre valeurs mesurées et valeurs calculées. Cette erreur est donnée par l'expression suivante :

$$\varepsilon = \sum_{n=1}^N (I_{dn(\text{mesuré})} - I_{d(\text{calculé})})^2 \quad (\text{III.8})$$

L'organigramme d'algorithme de cette optimisation est donné par la figure III.3 :

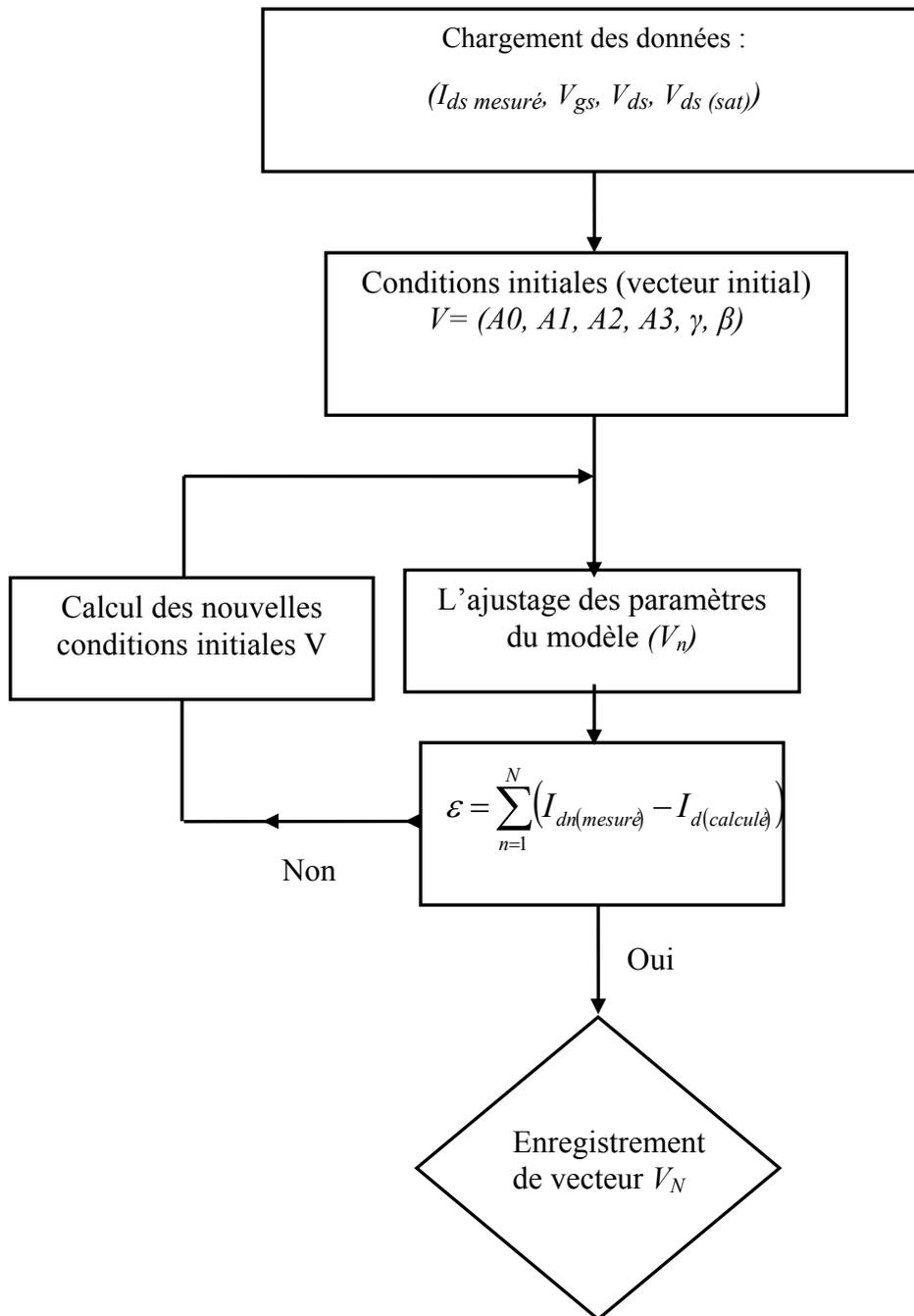


Fig.III.3 : L'organigramme de l'optimisation des paramètres de modèle de Curtice  
Les résultats de l'optimisation par MATLAB sont donnés par la figure III.4.

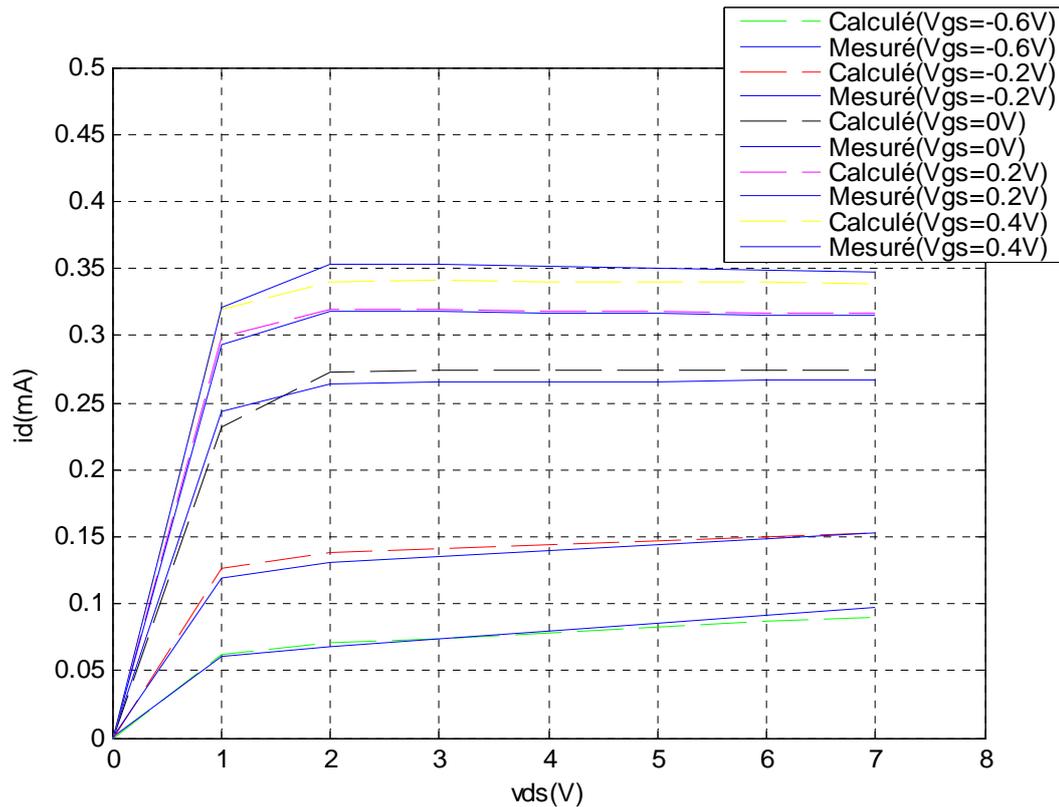


Fig.III.4 : L'optimisation du modèle de Curtice

Nous avons utilisé pour cette optimisation une méthode itérative, nous avons introduit un vecteur initial qui contient les valeurs des coefficients du modèle de Curtice proche aux valeurs données par le constructeur. Les itérations de cette optimisation sont limitées par la fonction objectif (fonction erreur).

Les valeurs des coefficients de vecteur initial sont données comme suit :

$$A_0=0.2737, A_1=0.2657, A_2=-0.1744, A_3=-0.1520, \beta=0.0200, \gamma=1.7000.$$

Les valeurs des coefficients optimisées sont données comme suit :

$$A_0=0.2730, A_1=0.2705, A_2=-0.1776, A_3=-0.1602, \beta=0.0211, \gamma=1.70.$$

Nous remarquons d'après les résultats précédents, que les courbes du modèle calculé sont proches de celles du modèle mesuré, le vecteur optimisé a des valeurs proches des valeurs données par le constructeur (voir annexe B), ce qui implique que nous avons de bons résultats de l'optimisation et évidemment un bon ajustage des paramètres du modèle du Curtice.

### III.3. Analyse des amplificateurs de puissance

L'analyse des amplificateurs de puissance en toutes classes de fonctionnement est une étape théorique très importante, pour la comparaison entre les différentes classes à concevoir à partir de la comparaison de leurs performances.

### III.3.1. Performances des classes de fonctionnement

Le choix de la classe de fonctionnement d'un amplificateur de puissance est important pour l'optimisation des rendements et des puissances lors de la conception. Nous déterminons en fonction de l'angle d'ouverture et de la tension d'entrée, la résistance optimale et la tension de polarisation de l'amplificateur. Ceci nous permet d'établir une comparaison entre les différentes classes. Les tensions appliquées à l'entrée et à la sortie du transistor sont données comme suit :

$$V_{gs}(t) = V_{gso} + V_{gs1} \cos \omega_0 t \quad (\text{III.9})$$

$$V_{ds}(t) = V_{dso} - V_{ds1} \cos \omega_0 t \quad (\text{III.10})$$

où  $V_{gso}$  et  $V_{dso}$  sont les tensions de polarisation, et  $V_{gs1}$  et  $V_{ds1}$  les amplitudes des tensions à la fréquence de travail. Pour avoir une puissance maximale à la sortie, il doit y avoir des excursions maximales à l'entrée et à la sortie du transistor.

Les amplitudes crêtes maximales des tensions  $V_{gs1}$  et  $V_{ds1}$  ainsi que la tension de polarisation  $V_{dso}$  sont données comme [9] :

$$V_{gs1} = V_{\phi} - V_{gso} \quad (\text{III.11})$$

$$V_{ds1} = \frac{V_{ds \max} - V_{ds \min}}{2} \quad (\text{III.12})$$

$$V_{dso} = \frac{V_{ds \max} + V_{ds \min}}{2} \quad (\text{III.13})$$

#### III.3.1.1. Modèle linéaire

Dans la zone de saturation, le courant du drain  $I_{ds}(t)$  est défini par la relation linéaire suivante [9]:

$$\begin{aligned} I_{ds}(t) &= G_m (V_{gs}(t) - V_{\phi}) + G_d (V_{ds}(t) - V_{ds \min}) + I_{dss} \\ &= G_m (V_{gso} - V_{\phi}) + G_d (V_{dso} - V_{ds \min}) + (G_m V_{gs1} - G_d V_{ds1}) \cos \omega t + I_{dss} \end{aligned} \quad (\text{III.14})$$

où  $G_m$  et  $G_d$  sont respectivement la transconductance et la conductance de drain,  $V_{\phi}$  est la tension de  $V_{gs}$  pour laquelle le courant de drain est maximal ( $I_{dss}$ ).

Sachant que le courant du drain s'annule pour l'angle d'ouverture  $\theta_0 = \omega_0 t$ , on peut donner  $\cos \theta_0$  comme [9]:



Classe	$A (\theta_0=180)$	$AB (\theta_0=120)$	$B (\theta_0=90)$	$C (\theta_0=60)$
$V_{gs0}$	$\frac{V_\phi -  V_P }{2}$	$\frac{V_\phi - 2 V_P }{3}$	$- V_P $	$-(2 V_P  + V_\phi)$
$V_{gs1}$	$\frac{V_\phi +  V_P }{2}$	$\frac{2(V_\phi +  V_P )}{3}$	$( V_P  + V_\phi)$	$2( V_P  + V_\phi)$
$I_{ds0(moy)}$	$\frac{I_{dss}}{2}$	$0.4I_{dss}$	$\frac{I_{dss}}{\pi}$	$0.22I_{dss}$
$I_{ds1}$	$\frac{I_{dss}}{2}$	$0.54I_{dss}$	$\frac{I_{dss}}{2}$	$0.4I_{dss}$
$P_e$	$P_{eA} = \frac{1}{8}( V_P  + V_\phi)^2 G_{in}$	$1.78P_{eA}$	$4P_{eA}$	$16P_{eA}$
$P_{s1}$	$P_{s1A} = \frac{1}{8}(V_{ds\max} - V_{ds\min})I_{dss}$	$1.08P_{s1A}$	$P_{s1A}$	$0.8P_{s1A}$
$P_{aj}$	$P_{ajA} = P_{s1A} - P_{eA}$	$\langle P_{ajA} \rangle$	$\langle P_{ajAB} \rangle$	$\langle P_{ajB} \rangle$
$P_{al}$	$\frac{V_{ds\max} + V_{ds\min}}{4} I_{dss}$	$0.8P_{alA}$	$0.64P_{alA}$	$0.44P_{alA}$
$G_p$	$G_{pA} = \frac{I_{dss} (V_{ds\max} - V_{ds\min})}{G_{in} ( V_P  + V_\phi)^2}$	$0.6G_{pA}$	$0.25G_{pA}$	$0.05G_{pA}$
$(\eta_{max})$	$\frac{1}{2} \left( \frac{V_{ds\max} - V_{ds\min}}{V_{ds\max} + V_{ds\min}} \right) = 50\%$	67.5%	78.5%	90%
$(\eta_{ajmax})$	$\frac{1}{2} \left( 1 - \frac{g_{in} ( V_P  + V_\phi)^2}{(V_{ds\max} + V_{ds\min})} \right)$	$0.675 \left( 1 - \frac{g_{in} ( V_P  + V_\phi)^2}{0.6(V_{ds\max} + V_{ds\min})} \right)$	$0.785 \left( 1 - \frac{4g_{in} ( V_P  + V_\phi)^2}{(V_{ds\max} + V_{ds\min})} \right)$	$0.9 \left( 1 - \frac{20g_{in} ( V_P  + V_\phi)^2}{(V_{ds\max} + V_{ds\min})} \right)$
$R_{opt}$	$R_{optA} = \frac{(V_{ds\max} - V_{ds\min})}{I_{dss}}$	$\frac{1}{1.08} R_{optA}$	$R_{optA}$	$\frac{1}{0.8} R_{optA}$

Tableau. III.1. Expressions des paramètres et des performances des différents amplificateurs pour un modèle linéaire

### III.3.1.2. Modèle non linéaire

Pour le modèle non linéaire nous avons choisi le modèle Gopinath, ce dernier présente l'avantage d'être relativement aisé à manipuler analytiquement et de prendre compte certains phénomènes non linéaires. Ce modèle est valable seulement dans la zone de saturation, ce qui nous donne la possibilité de comparer ses performances avec celles du modèle linéaire précédent.

Compte tenu de la non linéarité de  $I_{ds}(t)$ , nous pouvons en première approximation, écrire l'expression du courant de drain du modèle de Gopinath comme [8] :

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_P}\right)^2 \left(1 - \frac{V_{ds}}{R_{d0} I_{dss}}\right) \quad (\text{III.24})$$

Nous remplaçons (III, 9) et (III, 10) dans (III, 20) on aura :

$$I_{ds}(t) = \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} \left( \left( \frac{V_P - V_{gs0}}{V_{gs1}} \right) - \cos \omega_0 t \right)^2 \left( \left( \frac{R_{d0} I_{dss} - V_{ds0}}{V_{ds1}} \right) - \cos \omega_0 t \right) \quad (\text{III.25})$$

L'angle d'ouverture  $\theta_0 = \omega_0 t$  pour lequel  $I_{ds}(t) = 0$  alors (III.21) devient :

$$I_{ds}(t) = \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} (\cos \theta_0 - \cos \omega_0 t)^2 (\cos \omega_0 t - \cos \theta_0) \quad (\text{III.26})$$

$$\text{avec } \cos \theta_0 = \frac{V_P - V_{gs0}}{V_{gs1}} \text{ et } \cos \theta_0 = -\frac{R_{d0} - V_{ds0}}{V_{ds1}} \quad (\text{III.27})$$

Après le développement en série de Fourier de la relation (III.26), (voir annexe A), nous avons trouvé les expressions de la composante continue  $I_{dso(moy)}$  et la composante fondamentale  $I_{ds1}$  comme :

$$I_{dso(moy)} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} \right) \left( -4\theta_0 \cos \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0 \cos 2\theta_0 + \frac{9}{2} \sin \theta_0 (1 + \cos 2\theta_0) - \frac{4}{3} \sin 3\theta_0 \right) \quad (\text{III.28})$$

$$I_{ds1} = \frac{1}{\pi} \left( \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} \right) \left( \frac{9}{4} \theta_0 + \frac{3}{2} \theta_0 \cos 2\theta_0 - \sin 2\theta_0 \left( \frac{15}{4} + \frac{17}{4} \cos 2\theta_0 \right) + \frac{67}{16} \cos \theta_0 \sin 3\theta_0 \right) \left( -\frac{1}{16} \sin \theta_0 \cos 3\theta_0 \right) \quad (\text{III.29})$$

Pour déterminer les performances puissance de sortie à la fréquence fondamentale, puissance d'alimentation, rendement et la charge au fondamental pour ce modèle non linéaire, nous placerons toujours les amplitudes crêtes maximales des tensions  $V_{gs1}$  et  $V_{ds1}$  ainsi que les expressions (III.28) et (III.29), les expressions de ces performances sont données comme :

- la puissance de sortie à la fréquence fondamentale :

$$P_{S1} = \frac{1}{4\pi} (V_{ds\max} - V_{ds\min}) \left( \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} \right) \left( \begin{array}{l} \frac{9}{4} \theta_o + \frac{3}{2} \theta_o \cos 2\theta_o - \sin 2\theta_o \left( \frac{15}{4} + \frac{17}{4} \cos 2\theta_o \right) \\ + \frac{67}{16} \cos \theta_o \sin 3\theta_o - \frac{1}{16} \sin \theta_o \cos 3\theta_o \end{array} \right) \quad (\text{III.30})$$

- la puissance d'alimentation de drain du transistor :

$$P_{AL} = \frac{1}{4\pi} (V_{ds\max} + V_{ds\min}) \left( \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} \right) \left( \begin{array}{l} -4\theta_o \cos \theta_o - \theta_o \cos \theta_o \cos 2\theta_o \\ + \frac{9}{2} \sin \theta_o (1 + \cos 2\theta_o) - \frac{4}{3} \sin 3\theta_o \end{array} \right) \quad (\text{III.31})$$

- le rendement de drain :

$$\eta = \frac{V_{ds\max} - V_{ds\min}}{V_{ds\max} + V_{ds\min}} \frac{\left( \begin{array}{l} \frac{9}{4} \theta_o + \frac{3}{2} \theta_o \cos 2\theta_o - \sin 2\theta_o \left( \frac{15}{4} + \frac{17}{4} \cos 2\theta_o \right) \\ + \frac{67}{16} \cos \theta_o \sin 3\theta_o - \frac{1}{16} \sin \theta_o \cos 3\theta_o \end{array} \right)}{\left( \begin{array}{l} -4\theta_o \cos \theta_o - \theta_o \cos \theta_o \cos 2\theta_o \\ + \frac{9}{2} \sin \theta_o (1 + \cos 2\theta_o) - \frac{4}{3} \sin 3\theta_o \end{array} \right)} \quad (\text{III.32})$$

- l'admittance de charge optimale :

$$G_{opt} = \frac{1}{\pi} \left( \frac{V_{gs1}^2}{V_P^2 R_{d0}} \right) \left( \begin{array}{l} \frac{9}{4} \theta_o + \frac{3}{2} \theta_o \cos 2\theta_o - \sin 2\theta_o \left( \frac{15}{4} + \frac{17}{4} \cos 2\theta_o \right) \\ + \frac{67}{16} \cos \theta_o \sin 3\theta_o - \frac{1}{16} \sin \theta_o \cos 3\theta_o \end{array} \right) \quad (\text{III.33})$$

### III.3.1.3. Comparaison des performances

Les résultats comparatifs des performances du modèle linéaire et non linéaire précédentes pour les classes A et B (Tableau.III.2) indiquent que, la puissance de sortie du modèle linéaire du transistor est identique pour les deux classes. Par contre, on distingue un meilleur rendement en classe B, pour le modèle non linéaire, la puissance de sortie maximale se trouve pour la classe A et un meilleur rendement pour la classe B.

En ce qui concerne la comparaison des deux modèles, nous remarquons que, le rendement dans le cas non linéaire est élevé par rapport à celui du modèle linéaire, ceci est quelque soit la classe de fonctionnement :

	<i>Modèle linéaire</i>	
	Classe A	Classe B
$P_{s1}$	$\frac{I_{dss}}{8}(V_{ds\max} - V_{ds\min})$	$\frac{I_{dss}}{8}(V_{ds\max} - V_{ds\min})$
$P_{s1\max} (V_{ds\min} = 0)$	$\frac{I_{dss}}{8}V_{ds\max}$	$\frac{I_{dss}}{8}V_{ds\max}$
$P_{ALIM}$	$\frac{V_{ds\max} + V_{ds\min}}{4} I_{dss}$	$\frac{V_{ds\max} + V_{ds\min}}{2\pi} I_{dss}$
$\eta$	$\frac{1}{2} \left( \frac{V_{ds\max} - V_{ds\min}}{V_{ds\max} + V_{ds\min}} \right)$	$\frac{\pi}{4} \left( \frac{V_{ds\max} - V_{ds\min}}{V_{ds\max} + V_{ds\min}} \right)$
$\eta_{\max} (V_{ds\min} = 0)$	50%	78.5%
$G_{opt}$	$\frac{I_{dss}}{(V_{ds\max} - V_{ds\min})}$	$\frac{I_{dss}}{(V_{ds\max} - V_{ds\min})}$
	<i>Modèle non linéaire de Gopinath</i>	
	Classe A	Classe B
$P_{s1}$	$\frac{15}{16}(V_{ds\max} - V_{ds\min}) \left( \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} \right)$	$\frac{3}{32}(V_{ds\max} - V_{ds\min}) \left( \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} \right)$
$P_{s1\max} (V_{ds\min} = 0)$	$\frac{15}{16}V_{ds\max} \left( \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} \right)$	$\frac{3}{32}V_{ds\max} \left( \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} \right)$
$P_{ALIM}$	$\frac{5}{4}(V_{ds\max} + V_{ds\min}) \left( \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} \right)$	$\frac{1}{3\pi}(V_{ds\max} + V_{ds\min}) \left( \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} \right)$
$\eta$	$\frac{15}{20} \frac{V_{ds\max} - V_{ds\min}}{V_{ds\max} + V_{ds\min}}$	$\frac{9\pi}{32} \frac{V_{ds\max} - V_{ds\min}}{V_{ds\max} + V_{ds\min}}$
$\eta_{\max} (V_{ds\min} = 0)$	75%	88.31%
$G_{opt}$	$\frac{15}{4} \left( \frac{V_{gs1}^2}{V_P^2 R_{d0}} \right)$	$\frac{3}{8} \left( \frac{V_{gs1}^2}{V_P^2 R_{d0}} \right)$

Tableau.III.2 : Comparaison des performances pour les classes A et B

### III.4. Les méthodes d'analyse des amplificateurs micro ondes

Nous présentons dans cette section les principales méthodes utilisées pour la simulation des amplificateurs micro-ondes, ces méthodes sont implémentées dans des logiciels qui ont pour objectif la simulation des performances d'amplificateurs conçus.

On distingue deux principales méthodes d'analyse :

- la méthode linéaire ;
- la méthode non linéaire.

### III.4.1. La méthode linéaire

Le composant micro onde, se comporte comme un dipôle à la fréquence de travail, ce dipôle est généralement défini par les paramètres de répartition à cette fréquence. Pour la  $n^{\text{ième}}$  harmonique de cette fréquence, ce dipôle devient un multipôle. La méthode linéaire la plus utilisée pour étudier ce type de circuits est basée sur le principe d'assemblage de matrices de dispersions de multipôles élémentaires avec la méthode des matrices de connexions [10]. Puisque l'amplificateur micro ondes est constitué de différents composants passifs (capacité, inductance, ligne de transmission, ..) et des composants actifs (transistor, diode), le multipôle élémentaire est défini par sa matrice de dispersion  $[S]$ , qui sera calculée par la même approche précédente.

La relation liée entre les vecteurs d'ondes incidentes  $[a]$ , réfléchies  $[b]$  et de source  $[c]$  d'un circuit, est décrite comme [10]:

$$[b] = [S] \times [a] + [c] \quad (\text{III.34})$$

### III.4.2. La méthode non linéaire

Cette méthode est utilisée dans le cas où le signal de sortie  $y(t)$  d'un système est une fonction non linéaire du signal d'entrée  $x(t)$ . Dans l'amplificateur de puissance, l'élément actif est le responsable principal de la non linéarité. Les méthodes d'analyse les plus utilisées et implémentées dans des logiciels de simulation sont, la série de Volterra et l'équilibrage harmonique.

#### III.4.2.1. La série de Volterra

Cette méthode consiste à représenter la sortie  $y(t)$  d'un système non linéaire par réseaux partiels linéaires (Fig.III.5) [8] [10].

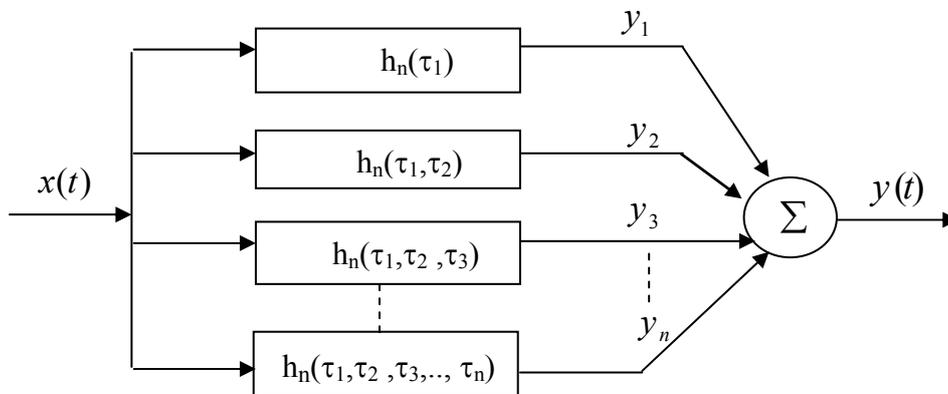


Fig.III.5 : Schéma symbolique du circuit non linéaire [10]

L'expression de la série de Volterra est décrite comme :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) \tag{III.35}$$

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) x(t - \tau_1) \cdot x(t - \tau_2) \cdot \dots \cdot x(t - \tau_n) \cdot d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_n \tag{III.36}$$

Nous remarquons d’après l’expression (III.36) que l’étude de la série de Volterra en domaine temporel est difficile, pour cela ; l’étude fréquentielle est imposée.

À l’aide de la transformée de Fourier, le spectre du signal de sortie  $Y(f)$  s’exprime alors par la relation [8] :

$$Y(f) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} Y_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \delta(f - f_1, \dots, f - f_n) df_1 \dots df_n \tag{III.37}$$

où la fonction de transfert d’ordre  $n$  ( $Y_n(f_1, f_2, \dots, f_n)$ ) est donnée par l’expression suivante :

$$Y_n(f_1, f_2, \dots, f_n) = H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \cdot X(f_1) \cdot \dots \cdot X(f_n) \tag{III.38}$$

L’inconvénient de cette méthode est présenté par sa limite d’application à des faibles non linéarités.

### III.4.2.2. L’équilibrage harmonique

Cette technique d’analyse est utilisée pour des circuits ayant une forte non linéarité. Le principe de cette méthode consiste à décomposer ces circuits en différents blocs regroupant [8] [12] [13] :

- les éléments linéaires qui seront analysés dans le domaine fréquentiel ;
- les sources non linéaires qui seront analysés dans le domaine temporel.

La liaison des domaines fréquentiel et temporel est réalisée à l’aide de transformation de Fourier discrets et inverses.

Cette décomposition aboutit au schéma présenté par la figure III.6.

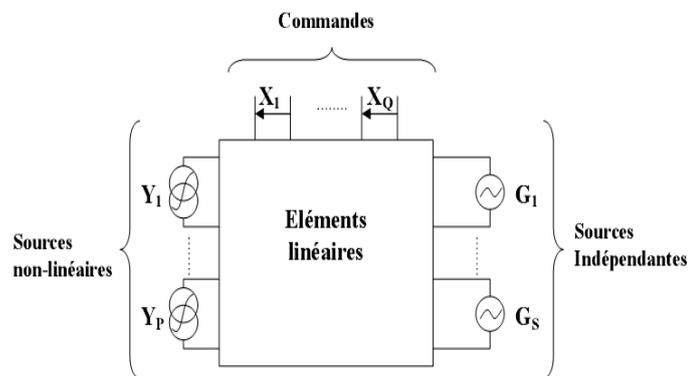


Fig.III.6 : Réseau de traitement d’équilibrage harmonique

À partir de ce schéma, il est possible de définir l’équation d’équilibrage harmonique

donnée ci-dessous.

$$F(\hat{X}) = \hat{X}_n - \hat{A}_n \cdot \hat{Y}_n(\hat{X}) - \hat{B}_n \cdot \hat{G}_n = 0 \quad (\text{III.39})$$

Avec  $n$  l'indice de la composante fréquentielle,  $\hat{X}_n$  le vecteur de la nième composante fréquentielle des commandes,  $\hat{A}_n$  la matrice de transfert des non linéarités vers les commandes et  $\hat{B}_n$  la matrice caractérisant le transfert des sources indépendantes vers les commandes.

# CHAPITRE IV

## CONCEPTION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

### IV.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter différentes conceptions d'amplificateurs de puissance fonctionnant à la fréquence  $2\text{ GHz}$  en classe A, AB, B et C et étant tous caractérisés par une bande étroite. Les topologies choisies sont au nombre de deux : la topologie avec des structures en cascade (fig.IV.1) et la topologie avec diviseur/combinez (fig.IV.2).

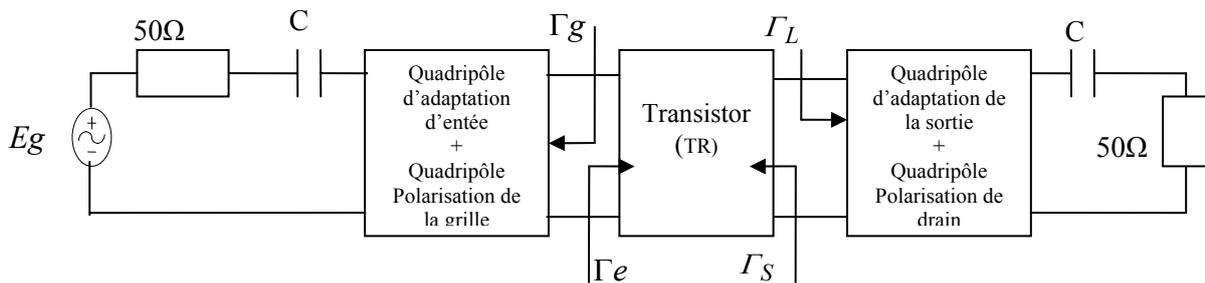


Fig.IV.1 : Amplificateur en topologie cascade

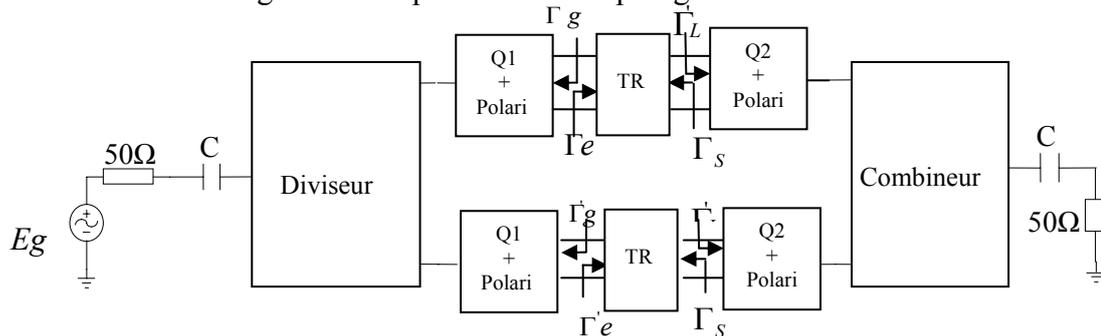


Fig. IV.2 : Amplificateur en topologie diviseur combineur

Pour ce faire, nous devons, en général, réaliser les étapes suivantes :

- La première étape consiste à sélectionner le ou les transistors répondant au mieux aux critères de puissance, de rendement de gain et de linéarité. Le choix de la classe de fonctionnement est lié à l'importance qui sera accordée à certains critères plutôt qu'à d'autres. Pour cela la connaissance du réseau de caractéristiques statiques du transistor est indispensable. En effet, le réseau de caractéristiques permet de fixer le point de polarisation en fonction des capacités offertes par le transistor d'une part, et de la classe de fonctionnement désirée d'autre part. On peut en déduire la charge optimale.

- La deuxième étape a pour objet l'étude de la stabilité linéaire de l'amplificateur en utilisant les paramètres de répartition du transistor choisi. En réalité, on utilise les valeurs de ceux-ci obtenus dans le cas d'un fonctionnement en classe A.

• Concernant la troisième étape, on doit d'abord déterminer les paramètres de conception selon l'objectif recherché et ensuite synthétiser les circuits associés au transistor y compris ceux nécessaires à la polarisation du transistor.

## IV.2. Choix du transistor

Le transistor choisi est le transistor de puissance HFET EPA-080A qui est à haut rendement et dont les caractéristiques sont données en annexe B. Ce choix est surtout motivé par le fait qu'on a en notre possession un grand nombre d'informations très utiles concernant ce transistor.

Comme nous l'avons dit précédemment, la connaissance du réseau des caractéristiques statiques du transistor est très importante pour entamer la procédure de conception. Pour cela, nous avons simulé, à l'aide d'un logiciel, les caractéristiques  $I_{ds}=f(V_{ds})$  et  $I_{ds}=f(V_{gs})$  respectivement paramétrées en  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  pour les montages des figures IV.3 et IV.4. Ceci fut rendu possible après avoir précisé le modèle, à savoir le modèle de Curtice.

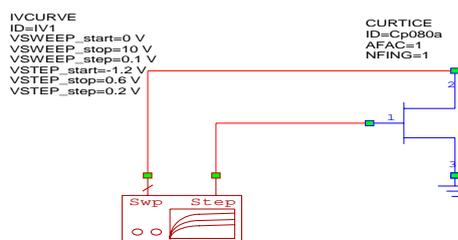


Fig.IV.3 : Montage pour la mesure de  $I_{ds} = f(V_{ds})$

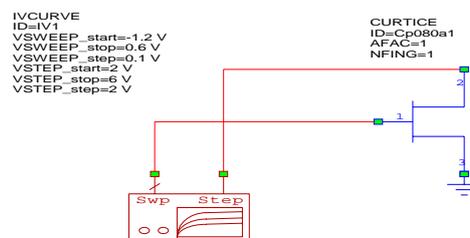


Fig.IV.4 : Montage pour la mesure de  $I_{ds} = f(V_{gs})$

Les résultats de la simulation sont donnés par les figures IV.5 et IV.6 où nous constatons que :

- zone ohmique est délimitée par  $V_{ds}=0$  volt et  $V_{dsmin} \approx 2$  volts ;
- zone de saturation démarre de  $V_{dsmin}$  et s'arrête à  $V_{dsmax} \approx 13.53$  volts ;
- la constante  $G_d$  diminue au fur et à mesure que la tension  $V_{gs}$  augmente dans la zone de saturation. Elle devient négative pour des valeurs de  $V_{gs}$  supérieures à 0.2 volt, ceci est dû au fait à l'élévation de la température au sein du composant. En effet, comme le courant dans un transistor à effet de champ est fonction de la mobilité des

porteurs, celle-ci diminue lorsque la température augmente (chapitre I.4.2), entraînant ainsi une diminution du courant [8] ;

- la tension  $V_{\phi}$  vaut 0.6 volt car pour des valeurs supérieures, nous constatons que les courbes sont pratiquement confondues ;
- le courant de saturation  $I_{dss}$  a pour valeur 354 mA si on prend  $V_{gs}=V_{\phi}$ , et 280 mA pour  $V_{gs}=0$  volt. La dernière valeur de  $I_{dss}$  est conforme à celle donnée par le constructeur à savoir :  $I_{dssmin}=130$  mA,  $I_{dss}$  typique=240 mA et  $I_{dssmax}=320$  mA.
- la tension de pincement  $V_p$  est égale à -1.12 volt en conformité avec celle fournie par le constructeur, soit  $V_p$  typique=-1 volt et  $V_{pmin}=-2$  volts.

Pour obtenir en sortie une puissance élevée, on doit prendre la limite maximale de  $V_{ds}$  qui est 13,53 volts. Dans ce cas, la tension continue de polarisation serait  $V_{DD}=7.75$  volts ; cependant, les paramètres  $S_{ij}$  du transistor, donnés par le constructeur sont déterminés pour  $V_{DD}=6$ volts. C'est pour cette raison qu'on a choisi une tension maximale de  $V_{ds}$  égale à 10 volts.

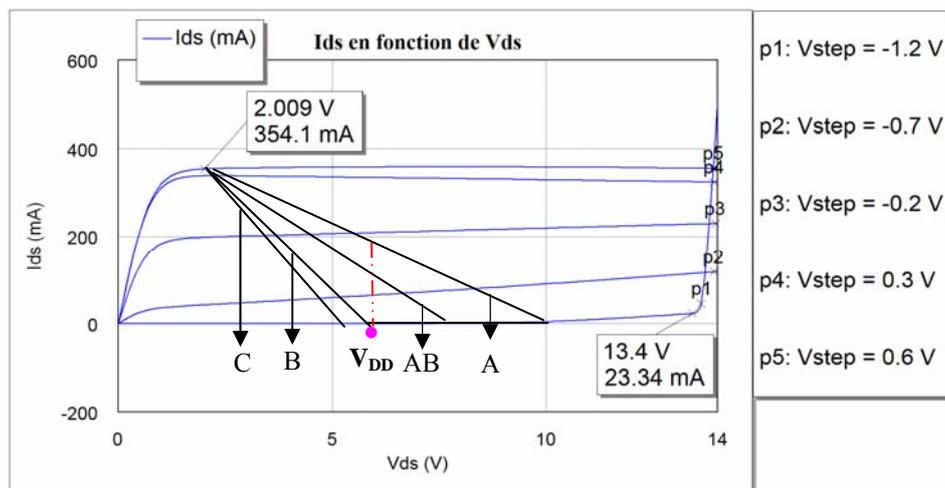


Fig.IV.5 : Caractéristique  $I_{ds} = f(V_{ds})$

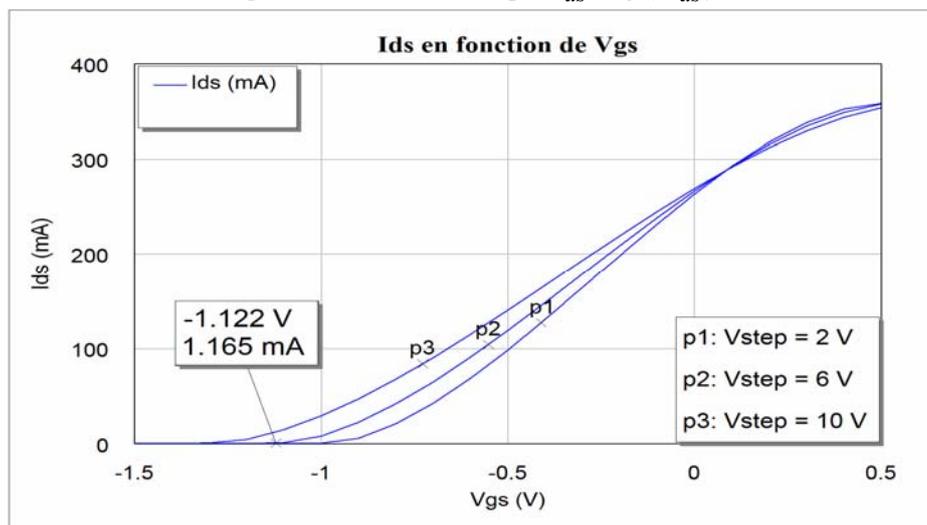


Fig.IV.6 : Caractéristique  $I_{ds} = f(V_{gs})$

Le point de polarisation ( $I_{ds0}, V_{gs0}, V_{ds0}$ ) et la charge optimale ( $R_{opt}$ ), pour chaque classe, sont déterminés à l'aide des expressions contenues dans le tableau III.1, qui donnent le résultat suivant :

- Pour la classe A ( $\theta = 180^\circ$ ) :

$$I_{ds0} = \frac{I_{DSS}}{2} = 0.177A, V_{gs0} = \frac{V_\phi - |V_P|}{2} = -0.26 \text{ volt}, V_{ds0} = \frac{V_{dsmax} + V_{dsmin}}{2} = 6 \text{ volts et}$$

$$R_{optA} = \frac{V_{dsmax} - V_{dsmin}}{I_{DSS}} = 22.8 \Omega$$

- Pour la classe AB ( $\theta = 120^\circ$ ):

$$I_{ds0} = 0.120 A, V_{gs0} = \frac{V_\phi - 2|V_P|}{3} = -0.546 \text{ volt}, V_{ds0} = \frac{V_{dsmax} + V_{dsmin}}{2} = 6 \text{ volts et}$$

$$R_{optAB} = \frac{R_{optA}}{1.08} = 21.11 \Omega$$

- Pour la classe B ( $\theta = 90^\circ$ ) :

$$I_{ds0} = 0 A, V_{gs0} = -|V_P| = -1.12 \text{ volt et } V_{ds0} = \frac{V_{dsmax} + V_{dsmin}}{2} = 6 \text{ volts et}$$

$$R_{optB} = R_{optA} = 22.8 \Omega .$$

- Pour la classe C ( $\theta = 60^\circ$ ) :

$$I_{ds0} = 0 A, V_{gs0} = -(2|V_P| + V_\phi) = -2.84 \text{ volts et } V_{ds0} = \frac{V_{dsmax} + V_{dsmin}}{2} = 6 \text{ volts et}$$

$$R_{optC} = \frac{R_{optA}}{0.8} = 28.5 \Omega .$$

$\theta = 60^\circ$ , est la valeur minimale fixée par la tension de claquage inverse  $V_c$  ( $V_c$  est fonction de la technologie utilisée) de la diode pour une excursion maximale de la tension  $V_{gs}$ .

Le transistor du modèle large signal de Curtice qu'on a choisi est caractérisé notamment par son rendement important.

### IV.3. Etude de la stabilité

Le transistor hyperfréquence possède en son sein des éléments dits éléments parasites qui varient avec la fréquence (Fig.III.1). Ces éléments peuvent introduire une réaction positive pour certaines fréquences ou certains intervalles de fréquence, auquel cas il y aura oscillation ou instabilité. Une étude de la stabilité de l'amplificateur qui est justement celle du transistor utilisé, ceci étant seulement valable pour une topologie cascade, s'impose donc avant toute conception. Cette étude consiste à évaluer les facteurs  $K$  de Rollet et  $B$  [15] qui s'expriment seulement en fonction des paramètres  $S_{ij}$  du transistor comme suit :

$$\begin{cases} K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta_S|}{2 \times |S_{12}|^2 \times |S_{21}|^2} & \text{(IV.1a)} \\ B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta_S|^2 & \text{(IV.1b)} \\ \Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} & \text{(IV.1c)} \end{cases}$$

Deux types de stabilité peuvent être pris en compte : la stabilité inconditionnelle ( $K > 1$  et  $B > 0$ ) et la stabilité conditionnelle ( $K \leq 1$  ou  $B \leq 0$ ). Comme l'amplificateur est conçu de sorte que sa bande passante soit étroite et centrée sur 2 GHz, il suffit donc d'estimer ces deux grandeurs entre les fréquences 1 et 3 GHz en utilisant évidemment les valeurs des  $S_{ij}$  correspondant à cet intervalle fréquentiel (annexe B). Pour que la simulation des facteurs  $K$  et  $\beta$  en fonction de la fréquence soit rendue possible par le logiciel, on doit d'abord construire le montage de la figure IV.7 où on utilise seulement le transistor EPA 080A-70, et procéder ensuite à son analyse. Les résultats obtenus sont ceux de la figure IV.8 indiquant que le transistor n'est pas inconditionnellement stable. Cet état de fait nous amène donc à calculer les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$  pour chaque classe afin de voir si le transistor est stable ou instable.

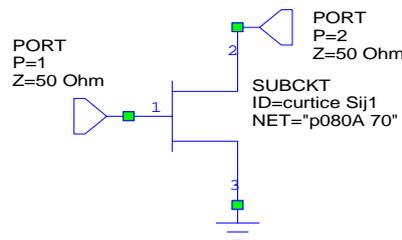


Fig.IV.7 : Montage à transistor (EPA 080A-70)

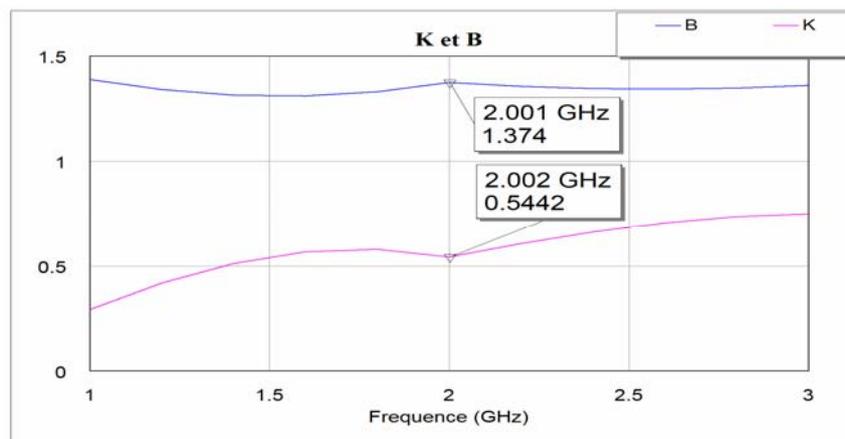


Fig.IV.8 : Evolution des paramètres  $K$  et  $\beta$  en fonction de la fréquence

D'après les résultats obtenus, on remarque que le transistor n'est pas inconditionnellement stable dans la bande de fréquence précédente et évidemment pour  $f_0=2\text{GHz}$ . On doit alors vérifier si le transistor est conditionnellement stable à la fréquence de

travail. Pour cela, il faut s'assurer que les coefficients de réflexion  $\Gamma_g$  (entrée) et  $\Gamma_L$  (sortie) soient à l'intérieur de la région, délimitée par les cercles de stabilité d'entrée et de sortie, à laquelle appartient le centre de l'abaque de Smith car les modules de  $S_{11}$  et de  $S_{22}$  sont inférieurs à 1 pour  $f_0=2Ghz$  (annexe B).

Les coefficients de réflexion ainsi que les impédances se rapportant à ces coefficients s'écrivent :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (IV.2)$$

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

$$Z_L = R_{Opt} // jL_s\omega_0 \quad (IV.4)$$

$$Z_g = Z_0 \frac{1 + \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} \quad (IV.5)$$

Où :

- $Z_L$  et  $Z_g$  sont respectivement les impédances de charge et de source ;
- $Z_0 = 50 \Omega$  ;
- $L_s$  est l'inductance qui résonne avec la capacité  $C_{ds}$  du transistor à la fréquence de travail  $f_0$ . Elle est donnée par :

$$L_s = \frac{1}{C_{ds}(2\pi \cdot f_0)^2} \quad (IV.6)$$

avec  $C_{ds}=0.216pF$  et  $f_0=2Ghz$ , elle vaut :  $L_s=29.317nH$ .

Le tableau IV.1 fournit les valeurs de ces grandeurs en fonction de la classe de fonctionnement.

Classe	A	AB	B	C
$\Gamma_L$	-0.3748+j0.0266	-0.4072+j0.0239	-0.3748+j0.0266	-0.2756+j0.0357
$\Gamma_g$	-0.2289+j0.7426	-0.2197+j0.7462	-0.2289+j0.7426	-0.2576+j0.7305
$Z_L (\Omega)$	22.7130+j1.4056	21.0409+j1.2056	22.7130+j1.4056	28.3305+j2.1916
$Z_g (\Omega)$	9.6086+j36.0187	9.6589+j36.4984	9.6086+j36.0187	9.4567+j34.5366
$Z_L (\Omega)$ normalisée à 50 $\Omega$	0.4543+j 0.0281	0.4208+j0.02410	0.4543+j 0.0281	0.5666+j0.04380
$Z_g (\Omega)$ normalisée à 50 $\Omega$	0.1922 +j0.7204	0.1932+j0.7300	0.1922 +j0.7204	0.1891+j0.69070

Tableau.IV.1 : Coefficients de réflexion et impédances en fonction de classe

La figure IV.9, illustre l'emplacement de  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$  par rapport aux cercles de stabilité d'entrée et de sortie à  $f_0=2\text{GHz}$ , pour toutes les classes de fonctionnement. Elle indique que ces coefficients se trouvent dans la zone de stabilité.

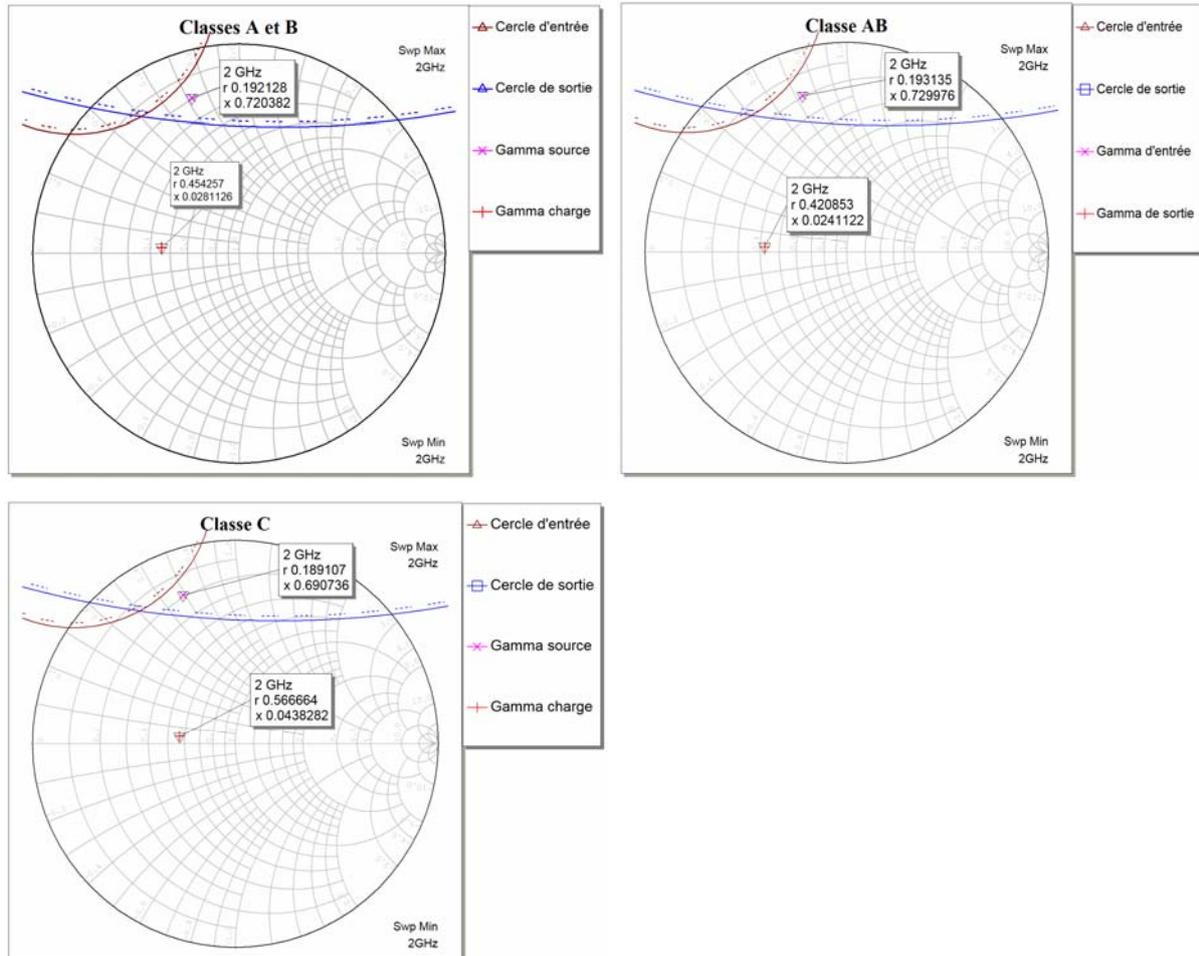


Fig.IV.9 : Positions de  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$  par rapport aux cercles de stabilité.

#### IV.4. Conception d'amplificateur à constantes localisées en topologie cascade

##### IV.4.1. Conception du circuit d'adaptation d'entée à constantes localisées

Le réseau d'entrée  $Q_1$  choisi est celui de la figure IV.10 et ce en raison du fait que la partie réelle de  $Z_g$  est plus petite que  $50\ \Omega$ , l'impédance interne du générateur. Il a pour rôle d'assurer le transfert de la puissance maximale du générateur vers l'entrée de l'amplificateur. Les expressions de  $C$  et  $L$ , en fonction de  $R$  (réel de  $Z_g$ ) et  $X$  (imaginaire de  $Z_g$ ), sont :

$$C = \frac{\sqrt{50-R}}{\omega_0 \sqrt{R50}} \quad \text{et} \quad L = \frac{X + \sqrt{(50-R)R}}{\omega_0} \quad (IV.7)$$

On remarque bien que ces expressions n'aurait pas de sens si  $R > 50$ . Les valeurs de ces éléments (self et capacité) sont données au tableau IV.2 en fonction de chaque classe.

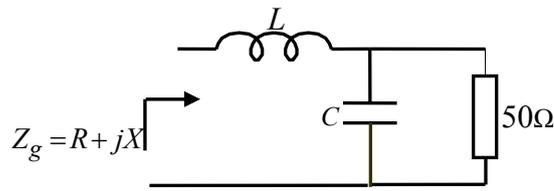


Fig.IV.10 : Réseau d’adaptation d’entrée réalisée à base d’éléments à constantes localisées LC [10]

Classe	A	AB	B	C
$C$ (pF) de $Q_1$	3.2631	3.2526	3.2631	3.2954
$L$ (nH) de $Q_1$	4.4340	4.4753	4.4340	4.3065

Tableau.IV.2 : Valeurs des selfs et des capacités selon la classe de fonctionnement

**IV.4.2 Conception du quadripôle de sortie à constantes localisées**

Ce quadripôle est constitué de l’inductance  $L_s$  et d’une ligne quart d’onde d’impédance caractéristique  $Z_c$  (Fig.IV.11). Si la présence de l’inductance  $L_s$  a déjà été justifiée, l’utilisation de la ligne quart d’onde, en remplacement d’une capacité ou d’une inductance série s’explique par le fait que ces derniers éléments engendreront, avec la charge de valeur  $50 \Omega$ , une impédance dont la partie réelle est supérieure à  $50 \Omega$ , alors qu’il faudrait une valeur de l’ordre de  $22 \Omega$  ( $R_{opt}$ ).

Le choix de la ligne microruban est surtout dicté par son adaptation avec les dispositifs actifs à l’état solide.

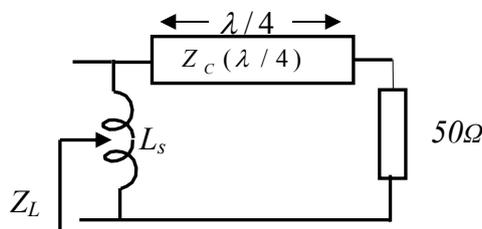


Fig.IV.11 : Quadripôle de sortie réalisé avec une inductance  $L_s$  et une ligne quart d’onde

L’impédance caractéristique de la ligne quart d’onde est donnée par l’expression suivante :

$$Z_c(\lambda/4) = \sqrt{R_{opt} \times 50} \tag{IV.8}$$

**IV.4.3. Synthèse de la ligne microruban**

La synthèse est une étape obligatoire pour dimensionner la ligne quart d’onde microruban précédente, la largeur  $w$  du ruban et la longueur  $\ell$  de la ligne. Ces dimensions dépendent des caractéristiques physiques et électriques du substrat et également des paramètres de conception que sont la fréquence et l’impédance caractéristique. Les caractéristiques du substrat utilisées sont [9] :

- la hauteur du diélectrique  $h=1,524$  mm ;
- l'épaisseur du conducteur  $t = 17$   $\mu$ m ;
- la permittivité relative du diélectrique  $\epsilon_r = 3$  ;
- les pertes du diélectrique  $\delta=0.002$ .

Pour cela, on a utilisé un logiciel de synthèse, lequel nous a donné les résultats illustrés dans le tableau IV.3 pour les différentes classes de fonctionnement.

Classe	A	AB	B	C
Dimension de la ligne quart d'onde micro-ruban (mm)	$w = 6.74384$ $\ell = 23.4481$ $Z_C(\lambda/4) = 33.76\Omega$	$w = 6.81517$ $\ell = 23.438$ $Z_C(\lambda/4) = 33.50\Omega$	$w = 6.74384$ $\ell = 23.4481$ $Z_C(\lambda/4) = 33.76\Omega$	$w = 5.77703$ $\ell = 23.5978$ $Z_C(\lambda/4) = 37.75\Omega$

Tableau.IV.3 : Dimensions de la ligne quart d'onde du quadripôle de sortie

#### IV.4.4. Conception du circuit de polarisation

Le circuit de polarisation est utilisé en parallèle pour assurer la contribution des tensions et courants continus aux transistors sans affecter leur fonctionnement en RF. Pour cela, l'impédance présentée par ce circuit 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 (Fig.IV.12). Les valeurs de  $L$  et  $C$  sont choisies de manière que l'impédance  $Z_{in}$  (IV.9) soit très grande à la fréquence de travail [9].

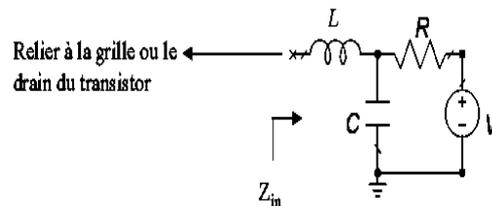


Fig.IV.12 : Circuit de polarisation à constantes localisées [9]

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + (RC\omega_0)^2} + j \left[ L\omega_0 - \frac{R^2 C \omega_0}{1 + (RC\omega_0)^2} \right] \tag{IV.9}$$

Selon qu'on polarise la grille ou le drain, la tension de polarisation  $V$  est  $V_g$  ou  $V_d$ , et la résistance  $R$  est  $R_g$  ou  $R_d$ . Les expressions des tensions de polarisation sont :

$$V_d = R_d I_{ds0} + V_{ds0} \tag{IV.10a}$$

$$V_g = V_{gso} \quad (I_{gso} \text{ très faible}) \tag{IV.10b}$$

En prenant  $R_d = 10\Omega$ ,  $R_g = 50\text{ k}\Omega$ ,  $L = 4000\text{ nH}$  et  $C = 500\text{ pF}$  [9]. On a choisi  $R_g$  très grand car  $I_{gso}$  est très faible.

A partir des valeurs des points de polarisation déterminées dans le paragraphe IV.2, nous avons calculé les tensions de polarisation pour les différentes classes de fonctionnement (Tableau. IV.4).

Classe	A	AB	B	C
$V_g$ (volt)	-0.26	-0.546	-1.12	-2.84
$V_d$ (volt)	7.77	7.200	6.00	6.00

Tableau. IV.4 : Valeurs des tensions de polarisation  $V_g$  et  $V_d$

#### IV.4.5. Choix des condensateurs de liaison

Les condensateurs de liaison  $C$  sont utilisés à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur et doivent vérifier la condition :

$$\frac{1}{C\omega_0} \ll 50\Omega \quad (\text{IV.11})$$

Pour la fréquence de travail  $f_0 = 2\text{GHz}$ , on a obtenu  $C \gg 1.5923\text{pF}$  et on a choisi  $C = 100\text{pF}$ .

#### IV.5. Conception d'amplificateur à constantes semi localisées

Les circuits à constantes semi localisées se rapportent, en réalité, à une inductance et une capacité dont les valeurs sont invariantes avec la fréquence. Ils sont réalisés avec des lignes sans pertes et très courtes comparativement à la longueur d'onde ( $\ell \ll \lambda$ ), qui :

- représentent une inductance si l'impédance caractéristique est grande par rapport aux impédances de source et de charge ;
- représentent une capacité si l'impédance caractéristique est petite par rapport aux impédances de source et de charge.

En effet, la matrice chaîne d'une ligne sans pertes de longueur  $\ell$ , de constante de phase  $\beta$  et d'impédance caractéristique  $Z_c$  s'écrit :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\beta\ell) & jZ_c \sin(\beta\ell) \\ jY_c \sin(\beta\ell) & \cos(\beta\ell) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$$

Si la ligne est courte  $\beta\ell$  devient petit, on peut alors écrire en première approximation :

$$\cos \beta\ell \approx 1 \text{ et } \sin \beta\ell \approx \beta\ell = \frac{\omega_0 \ell}{v}$$

où  $v$  et  $\beta\ell$  sont respectivement, la vitesse de propagation de l'onde dans le diélectrique et la longueur électrique.

En supposant que l'impédance de charge est  $Z_L$  et compte tenu de l'approximation précédente, on peut écrire donc :

$$V_1 \approx V_2 + j \frac{Z_c \beta\ell}{Z_L} V_2 \quad (\text{IV.12})$$

$$I_1 \approx \frac{j\ell\omega_0}{vZ_c} V_2 - I_2 \quad (\text{IV.13})$$

Pour que la ligne soit équivalente à un quadripôle, formé d'une capacité shunt, le deuxième terme du second membre de la relation (IV.12) doit obligatoirement être nul. Pour ce faire,  $Z_c$  doit être choisi très faible par rapport à  $Z_L$ . En utilisant la matrice chaîne inverse, on arrive au fait que  $Z_c$  doit également être de valeur très petite comparativement à  $Z_g$ , l'impédance interne du générateur. Par identification, on en tire l'expression de la capacité shunt  $C$  :

$$C = \frac{\ell}{vZ_c} \quad (\text{IV.14a})$$

Le même raisonnement est fait pour déterminer les conditions qu'a à vérifier une ligne pour qu'elle puisse se comporter comme une inductance série. Le résultat est que  $Z_c$  doit être, à la fois, plus grand que  $Z_g$  et  $Z_L$ , et l'inductance série  $L$  s'exprime comme :

$$L = \frac{Z_c \ell}{v} \quad (\text{IV.14b})$$

#### IV.5.1. Conception du quadripôle d'adaptation d'entrée

Le circuit d'adaptation d'entrée à constantes semi localisées, équivalent au circuit à constantes localisées (Fig.IV.13b), sera, par conséquent, constitué de deux lignes en cascade (Fig.IV.13a). Le résultat de la synthèse est illustré dans le tableau IV.5 où les dimensions  $w$  et  $\ell$  sont calculées à partir des valeurs extrêmes de  $Z_c$ , admises par le logiciel, qui sont :

- $Z_c = 15 \Omega$  pour réaliser la capacité shunt ;
- $Z_c = 100 \Omega$  pour réaliser l'inductance série,

et la longueur électrique  $\beta\ell$  en usant de la relation suivante :

$$\beta\ell = 2\pi f_0 C Z_c \quad (\text{IV.15a})$$

pour la ligne produisant la capacité shunt

$$\beta\ell = \frac{2\pi f_0 L}{Z_c} \tag{IV.15b}$$

pour la ligne produisant l'inductance série.

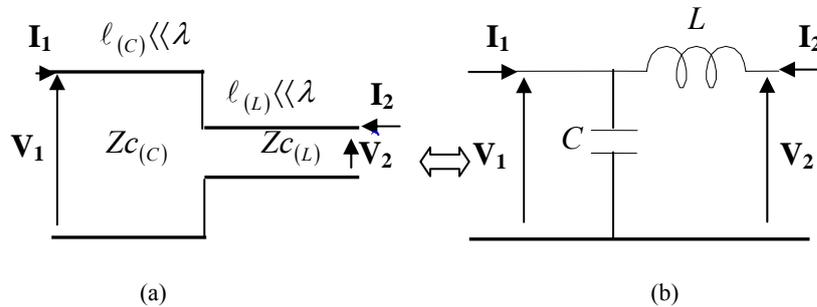


Fig.IV.13 : Circuit LC réalisé avec des lignes.

Les grandeurs figurant dans le tableau IV.5 sont valables pour toutes les classes de fonctionnement. La largeur de la ligne microruban d'impédance caractéristique  $Z_c = 15 \Omega$  est pratiquement grande.

Classe	A	AB	B	C
Ligne (mm) pour C	$w = 18.5803$ $\ell = 8.83617$ $\beta\ell = 35.2415^\circ$	$w = 18.5803$ $\ell = 8.80773$ $\beta\ell = 35.1281^\circ$	$w = 18.5803$ $\ell = 8.83617$ $\beta\ell = 35.2415^\circ$	$w = 18.5803$ $\ell = 8.92362$ $\beta\ell = 35.5903^\circ$
Ligne (mm) pour L	$w = 0.995466$ $\ell = 8.89692$ $\beta\ell = 31.9248^\circ$	$w = 0.995466$ $\ell = 8.9798$ $\beta\ell = 32.2222^\circ$	$w = 0.995466$ $\ell = 8.89692$ $\beta\ell = 31.9248^\circ$	$w = 0.995466$ $\ell = 8.64109$ $\beta\ell = 31.0068^\circ$

Tableau.IV.5 : Synthèse des quadripôles d'entrée à constantes semi localisées

Le tableau IV.5 montre que la grandeur  $\beta\ell$ , et ce quelque soit la classe de fonctionnement, a une valeur relativement élevée, résultat tout à fait en contradiction avec la propriété des lignes qui consiste à avoir des longueurs électriques très faibles pour modéliser des circuits à constantes semi localisées. Donc, c'est une conception qui ne peut être considérée comme telle, à savoir une conception à circuits à constantes semi localisées.

### IV.5.2. Conception du quadripôle de sortie

La conception du quadripôle de sortie à constantes semi localisées consiste à remplacer l'inductance de résonance  $L_s$  par une ligne de transmission microruban d'impédance caractéristique  $Z_c = 100 \Omega$ . On trouve  $\beta\ell = 211^\circ$ , ce qui nous permettra de tirer la même conclusion que précédemment.

### IV.5.3. Conception du quadripôle de polarisation à constantes semi localisées

Comme l'inductance ainsi que la capacité du circuit de polarisation (Fig.IV.12) doivent

avoir des valeurs très grandes, les expressions (IV.15a) et (IV.15b) donnerons alors des longueurs électriques également très grandes, ce qui exclura ce dispositif des circuits à constantes semi localisées.

#### IV.6. Conception d'amplificateur à constantes réparties

La conception des circuits à constantes réparties est basée sur l'utilisation des lignes sans pertes de longueurs non négligeables devant la longueur d'onde  $\lambda$ .

##### IV.6.1. Conception du quadripôle d'adaptation d'entrée

Ce quadripôle a pour rôle de transformer l'impédance  $50 \Omega$  (respectivement admittance  $0.02 \Omega^{-1}$ ) en impédance  $Z_g$  (respectivement admittance  $Y_g$ ). Différentes topologies peuvent alors être utilisées ; nous avons choisi la topologie composée d'un stub ouvert qui n'est autre qu'une ligne d'impédance caractéristique  $Z_{cs}$  et de longueur  $\ell_s$ , et d'une ligne quart d'onde définie par son impédance caractéristique  $Z_c$  (Fig.IV.14). Le stub procure la susceptance  $B$  et la ligne quart d'onde la conductance  $G$  de  $Y_g$ .

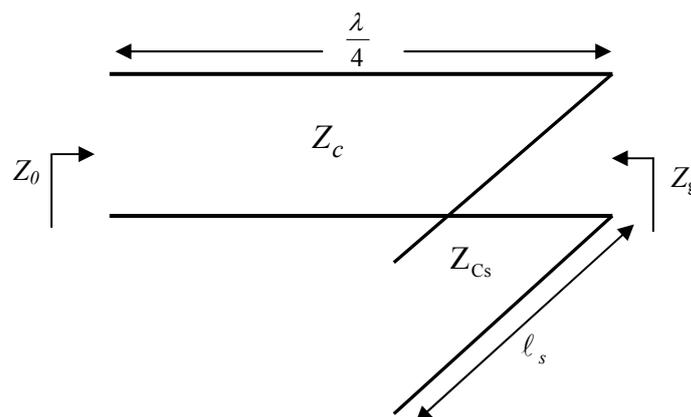


Fig. IV.14 : Circuit d'adaptation a stub (c-o) et ligne quart d'onde

Les expressions permettant de calculer  $\ell_s$  et  $Z_c$ , sont données comme :

$$Z_c = \sqrt{Z_o \frac{1}{G}} \quad (\text{IV.16})$$

$$\ell_s = \frac{1}{\beta} \arctg(B Z_{cs}) \quad (\text{IV.17})$$

Compte tenu des valeurs données par le tableau IV.1 et de la valeur de  $50 \Omega$  attribuée à  $Z_{cs}$ , la synthèse du circuit, pour toutes les classes de fonctionnement, aboutit aux résultats du tableau IV.6.

Classe	A	AB	B	C
Ligne quart d'onde (mm)	$w = 1.45056$ $\ell = 24.8318$ $Z_c = 85 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 1.41419$ $\ell = 24.8503$ $Z_c = 86 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 1.45056$ $\ell = 24.8318$ $Z_c = 85 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 1.56598$ $\ell = 24.7748$ $Z_c = 82 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$
Stub (c.o) en (mm)	$w = 3.808350$ $\ell_s = 33.8666$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 127^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell_s = 34.1333$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 128^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell_s = 33.8666$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 127^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell_s = 33.5999$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 126^\circ$

Tableau.IV.6 : Dimensionnement du quadripôle d'adaptation d'entrée à constantes réparties

#### IV.6.2. Conception du quadripôle de sortie

Le quadripôle de sortie à constantes réparties est similaire à celui utilisé en entrée, à la seule différence qu'il doit transformer  $50 \Omega$  en  $Z_L$ . Le tableau IV.7, représente les résultats de la synthèse pour toutes les classes de fonctionnement.

Classe	A	AB	B	C
Ligne quart d'onde (mm)	$w = 6.67900$ $\ell = 23.4574$ $Z_c = 34 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 7.10055$ $\ell = 23.3986$ $Z_c = 32.5 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 6.67900$ $\ell = 23.4574$ $Z_c = 34 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 5.72349$ $\ell = 23.6068$ $Z_c = 38 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$
Stub (c.o) en (mm)	$w = 3.808350$ $\ell_s = 45.8666$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 172^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell_s = 45.8666$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 172^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell_s = 45.8666$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 172^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell_s = 45.8666$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 172^\circ$

Tableau IV.7 : Dimensionnement du quadripôle de sortie à constantes réparties

#### IV.6.3. Circuit de la polarisation à stub radial

Le circuit de polarisation à constantes réparties le plus utilisé est composé de deux lignes quart d'ondes micro rubans placées en cascade, d'impédances caractéristiques de valeurs très différentes. De ce fait, la discontinuité, engendrée au niveau de la jonction de ces deux lignes, sera très importante et par voie de conséquence, l'impédance à l'entrée du circuit ne sera donc pas infinie, condition pour que le circuit de polarisation ne perturbe pas tout le dispositif, si la sortie est ouverte. Pour minimiser cette discontinuité, Vinding a proposé la structure de la figure.IV.15, appelée stub radial, constitué d'une portion ayant  $R_i$  et  $R_o$  comme rayons intérieur et extérieur, et  $\theta$  son angle d'ouverture, et également une ligne quart d'onde [14][15].

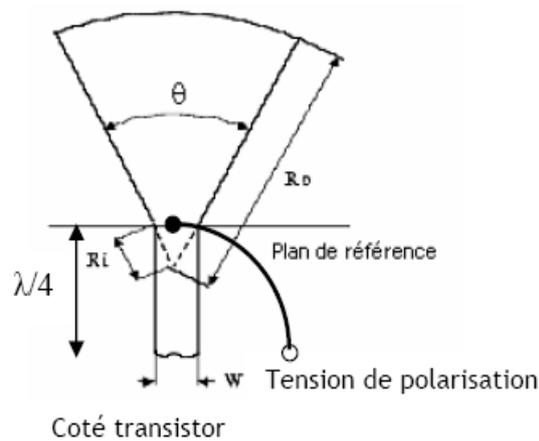


Fig.IV.15 : Circuit de polarisation à stub radial [9]

Ces grandeurs doivent vérifier [16]:

$$R_i = \frac{w}{2 \sin(\theta/2)} \quad (\text{IV.18a})$$

$$90^\circ < \theta < 160^\circ \quad (\text{IV.18b})$$

$$R_o > \frac{R_i}{0.99} \quad (\text{IV.18c})$$

En prenant  $Z_c = 100\Omega$  et  $\beta\ell = 90^\circ$ , les résultats de la synthèse pour la ligne quart d'onde sont  $w = 0.995466 \text{ mm}$  et  $\ell = 25.0815 \text{ mm}$ , et pour la portion  $R_i = 0.8176 \text{ mm}$  et  $R_o = 10 \text{ mm}$  avec  $\theta = 75^\circ$ .

#### IV.7. Conception d'amplificateur de puissance en topologie Diviseur Combineur

Pour améliorer la puissance de sortie, on peut associer, en entrée et en sortie, un certain nombre de transistors aux diviseurs et combineurs. Généralement, on utilise deux transistors auxquels on connecte en entrée un diviseur et en sortie un combineur (Fig.IV.2). Dans ce type d'amplificateurs, les critères d'adaptation et d'isolation sont imposés et pour cela le diviseur combineur de Wilkinson hybride (Fig.IV.16) est le mieux indiqué.

##### IV.7.1. Conception du diviseur de Wilkinson

C'est un triporte, généralement réalisé en lignes microruban, et constitué [17][18][19]:

- de deux lignes identiques de longueur  $\lambda/4$  et d'impédance caractéristique  $Z_c = 50\sqrt{2} \Omega$ ,
- d'une résistance d'isolement  $R=100\Omega$  entre les accès (2) et (3), assurant à la fois l'adaptation et l'isolation.

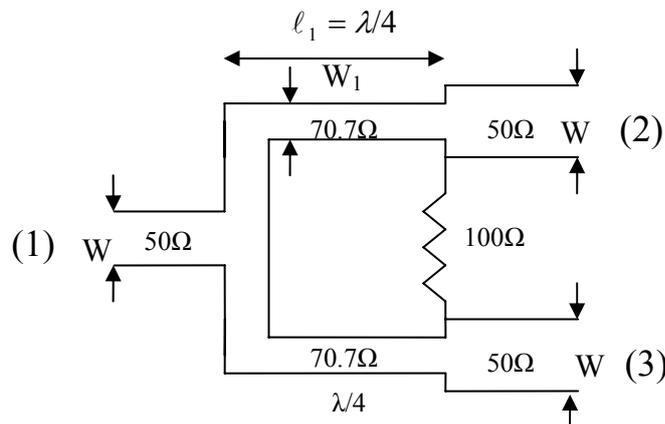


Fig. IV.16 : Diviseur Combineur de Wilkinson en technologie microruban

Sa matrice de dispersion à la fréquence centrale s’écrit donc [9]:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & -j \\ -j & 0 & 0 \\ -j & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les dimensions du diviseur de Wilkinson, obtenues en utilisant la procédure de synthèse dans laquelle nous avons spécifié les caractéristiques du substrat ainsi que la fréquence de travail, sont :

- la largeur des trois ports  $w = 3.80835 \text{ mm}$  ;
- la largeur de deux lignes quart d’ondes  $w_1 = 2.10324 \text{ mm}$  ;
- la longueur de deux lignes quart d’ondes  $\ell_1 = 24.5378 \text{ mm}$ .

#### IV.7.2. Analyse du diviseur de Wilkinson

Les résultats d’analyse du diviseur de Wilkinson par le logiciel de simulation sont illustrés dans les figures IV.17, IV.18 et IV.19.

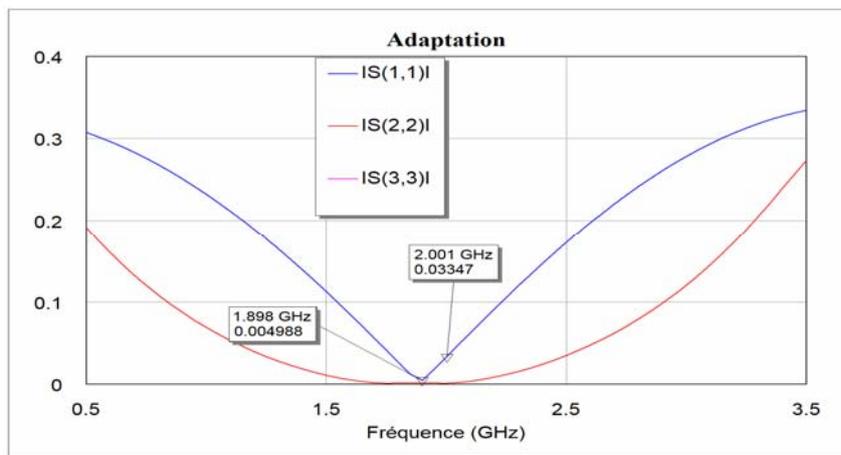


Fig.IV.17 :  $|S_{11}|$ ,  $|S_{22}|$  et  $|S_{33}|$  du diviseur de Wilkinson en fonction de la fréquence

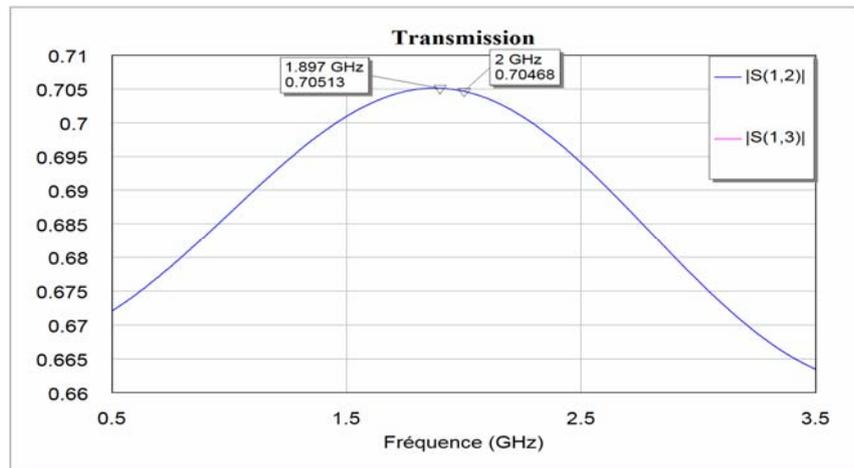


Fig.IV.18 :  $|S_{12}|$  et  $|S_{13}|$  du diviseur de Wilkinson  
en fonction de la fréquence

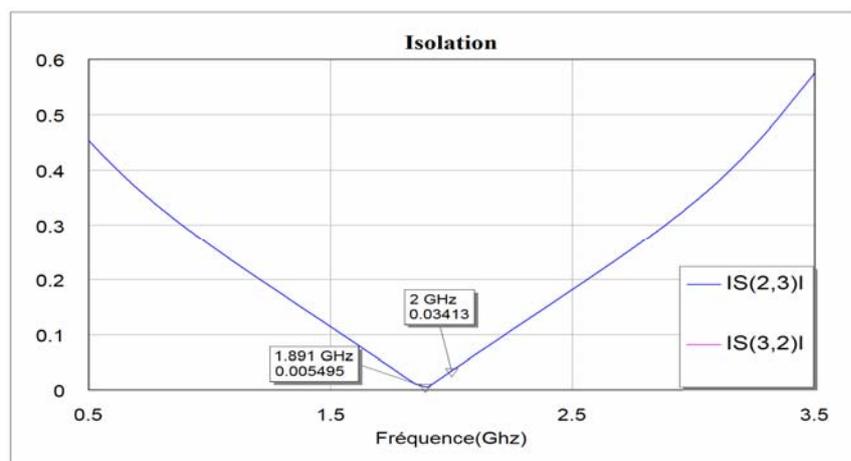


Fig.IV.19 :  $|S_{23}|$  et  $|S_{32}|$  du diviseur de Wilkinson  
en fonction de la fréquence

Nous remarquons d'après les figures de la simulation du diviseur de Wilkinson que les résultats désirés se trouvent à la fréquence  $f = 1.89$  GHz, malgré que la synthèse des lignes est faite à la fréquence de travail, cela est due au calcul des dimensions de la ligne qui est basé sur des expressions empiriques de synthèse. Pour décaler les résultats voulus vers la fréquence de travail on a optimisé la longueur de la ligne quart d'onde et nous avons trouvé  $\ell_1 = 23$  mm.

Les nouveaux résultats qu'on a trouvés sont illustrés dans les figures IV.20, IV.21 et IV.22.

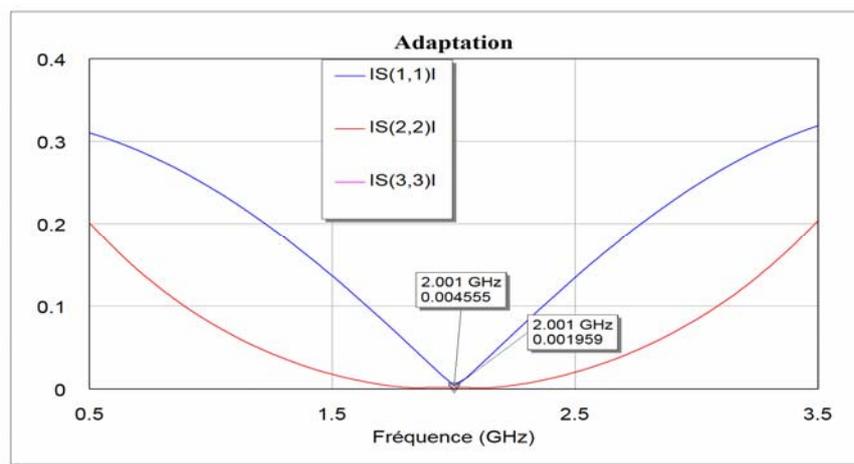


Fig.IV.20 :  $|S_{11}|$ ,  $|S_{22}|$  et  $|S_{33}|$  du diviseur de Wilkinson  
en fonction de la fréquence

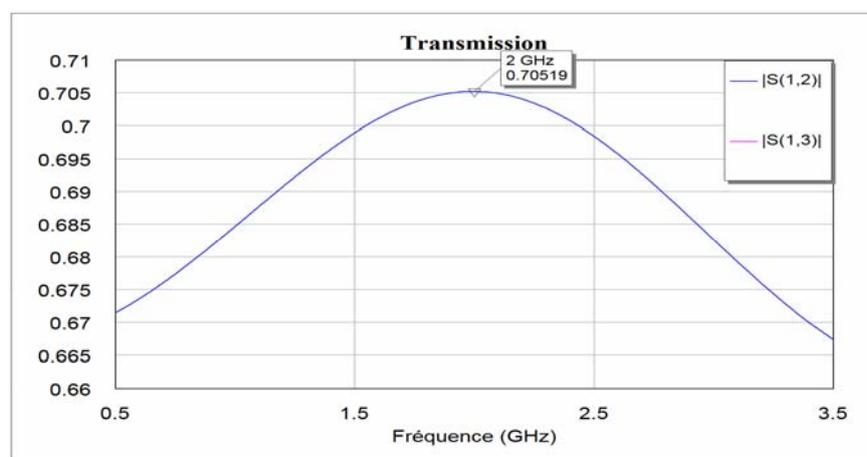


Fig.IV.21 :  $|S_{12}|$  et  $|S_{13}|$  du diviseur de Wilkinson  
en fonction de la fréquence

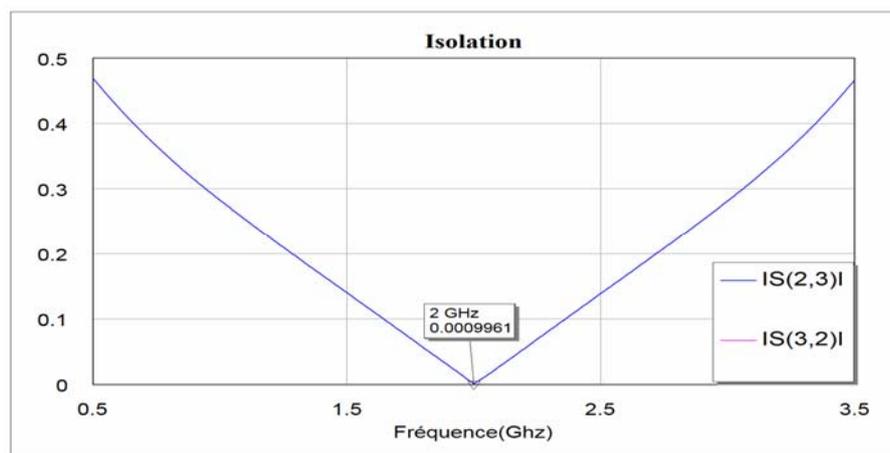


Fig.IV.22 :  $|S_{23}|$  et  $|S_{32}|$  du diviseur de Wilkinson  
en fonction de la fréquence

D'après la figure IV.20, on peut remarquer que les valeurs de  $|S_{11}|$ ,  $|S_{22}|$  et  $|S_{33}|$  sont proches de zéro à la fréquence de travail  $f_0=2\text{GHz}$ , ce qui signifie que les accès (1), (2) et (3)

sont adaptés. En ce qui concerne les termes de transmission, à la fréquence de travail, les valeurs de  $|S_{12}|$  et  $|S_{13}|$  sont maximales et égales à environ 0.705 (Fig.IV.21), indiquant ainsi le caractère hybride du diviseur, alors que celles de  $|S_{23}|$  et  $|S_{32}|$ , fournies par la figure IV.22, sont pratiquement nulles. Ces résultats sont ainsi conformes aux valeurs des éléments de la matrice de répartition.

# CHAPITRE V

## SIMULATIONS ET RESULTATS

### V.1. Introduction

L'analyse, dans ce chapitre, concernera tout d'abord des amplificateurs supposés linéaires pour simuler leurs paramètres de répartition et le gain transducique, ensuite des amplificateurs non linéaires pour évaluer leurs caractéristiques telles que le gain en puissance, la puissance de sortie, le rendement en puissance de sortie et le produit d'intermodulation d'ordre trois. Il est donc évident que nous devons utiliser successivement un simulateur linéaire et un simulateur non linéaire et ce pour les différentes classes A, AB, B et C, et aussi pour les différentes topologies, cascade et avec les diviseurs combineurs.

Pour la simulation linéaire, le transistor est supposé comme une 'boîte noire' donc caractérisé seulement par ses paramètres  $S_{ij}$  (annexe B) [20]. Ceci étant justifié par le fait que la bande passante est étroite. Pour le transistor, en simulation non linéaire, on utilise le modèle Curtice (annexe B) en raison de sa disponibilité dans le prospectus du constructeur.

### V.2. Simulation linéaire des amplificateurs

La simulation, à l'aide d'un logiciel, des coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$  des amplificateurs à constantes localisées (Fig.V.2) et à constantes réparties (Fig.V.3) est nécessaire car elle nous permet de savoir si la conception fut bien menée ou pas et si la stabilité est assurée. Pour le coefficient de réflexion  $S_{11}$ , la simulation devrait nous donner un module de valeur nulle, et pour  $S_{22}$  un argument également vaut  $180^\circ$  à la fréquence de travail.

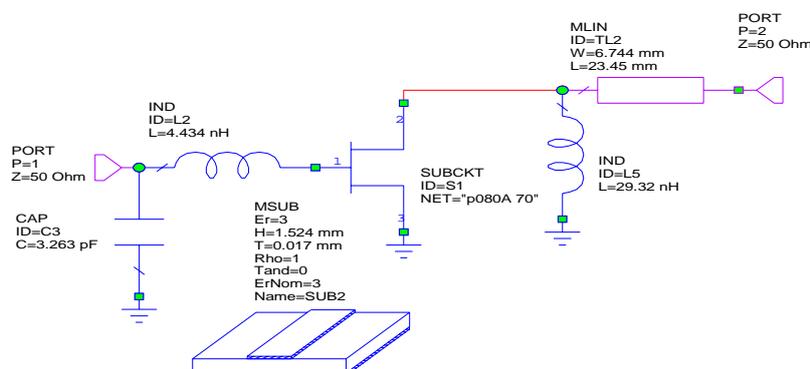


Fig.V.1 : Amplificateur linéaire en classe A à constantes localisées

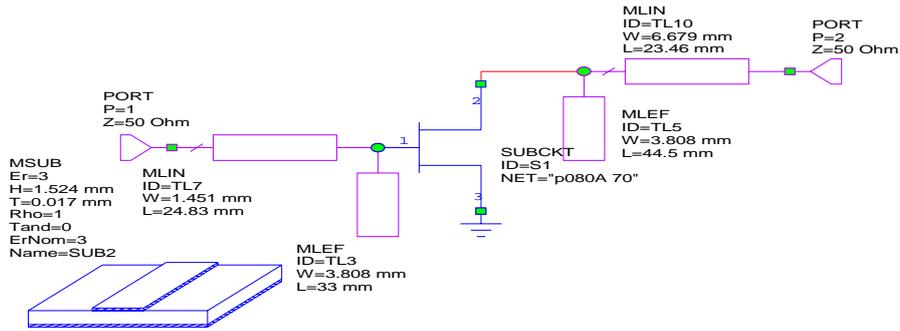


Fig.V.2 : Amplificateur linéaire en classe A à constantes réparties

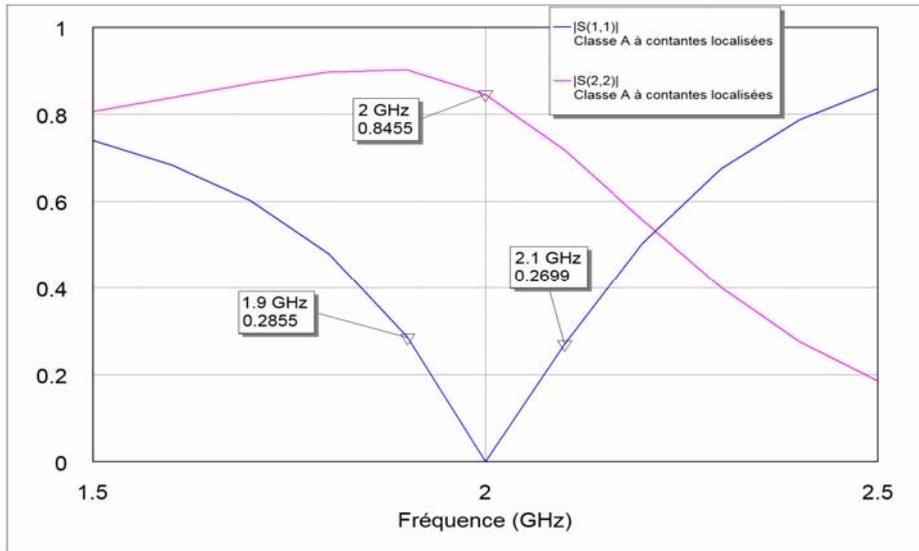


Fig.V.3 : Les paramètres  $|S_{11}|$  et  $|S_{22}|$  d'amplificateur en classe A à constantes localisées en fonction de la fréquence

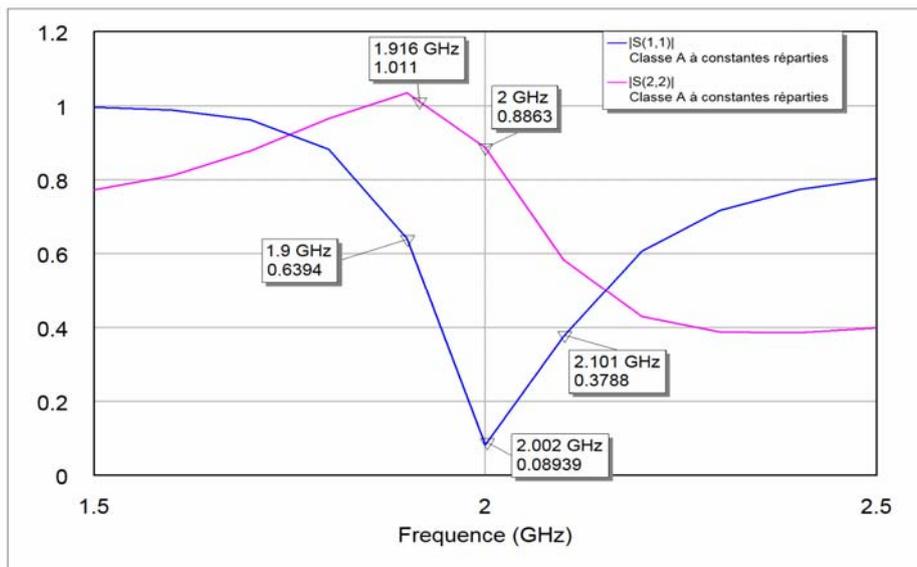


Fig.V.4 : Les paramètres  $|S_{11}|$  et  $|S_{22}|$  d'amplificateur en classe A à constantes réparties en fonction de la fréquence

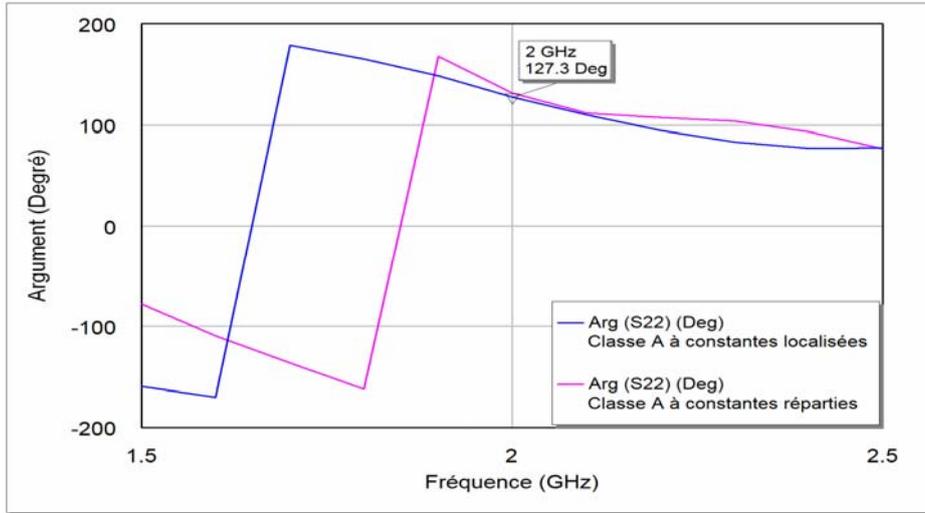


Fig.V.5 : L'argument de  $S_{22}$  d'amplificateur en classe A à constantes localisées et à constantes réparties en fonction de la fréquence

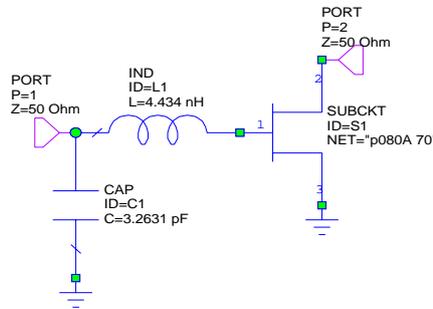


Fig.V.6 : Amplificateur linéaire en classe A sans le quadripôle de sortie  $Q_2$  à constantes localisées

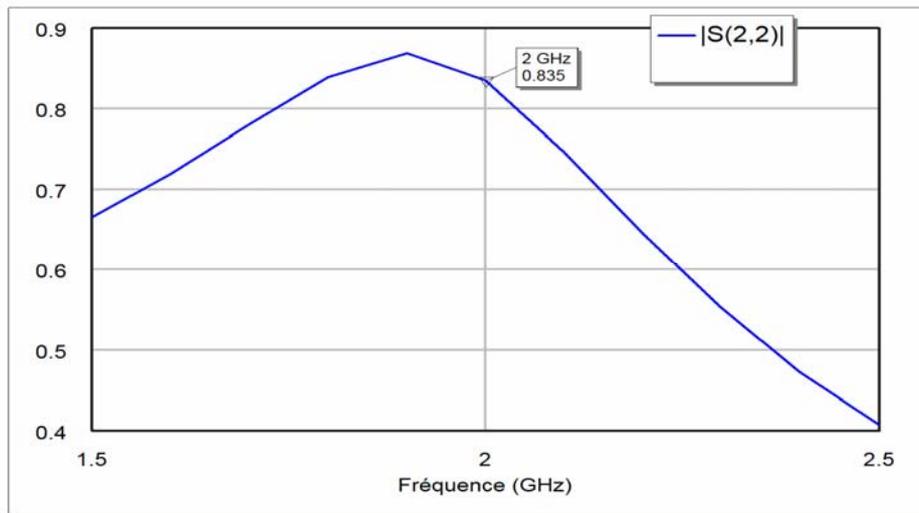


Fig.V.7 : Le module  $S_{22}$  d'amplificateur en classe A sans  $Q_2$  à constantes localisées et à constantes réparties en fonction de la fréquence

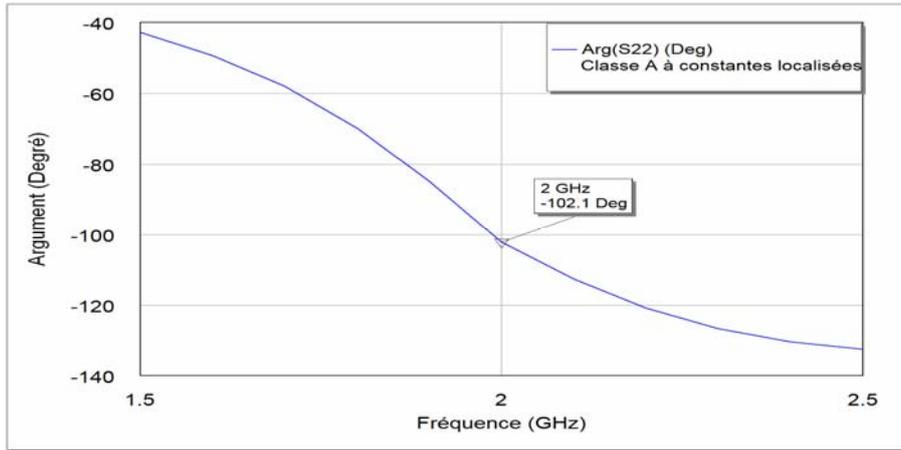


Fig.V.8 : L'argument de  $S_{22}$  d'amplificateur en classe A sans  $Q_2$  à constantes localisées et à constantes répartie en fonction de la fréquence

Les courbes de  $|S_{11}|$ , obtenues pour les circuits à constantes localisées et réparties, passent respectivement par la valeur nulle et environ  $0.089$  à la fréquence de travail (Fig.V.3 et V.4), ce qui confirme effectivement l'exactitude de la conception pour le premier circuit. En ce qui concerne le deuxième circuit, certes la valeur de  $|S_{11}|$  n'est pas nulle mais elle est très faible, elle résulte du fait que les valeurs des dimensions de la ligne ( $w$  et  $\ell$ ) sont calculées par des équations de synthèse empiriques.

En général, le transistor HFET présente toujours une impédance de sortie ayant une partie réelle supérieure à  $50 \Omega$ . Par conséquent, l'insertion d'une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique  $Z_c = 33.76 \Omega$  et la résonance à la fréquence  $f_0 = 2 \text{ GHz}$  font que l'impédance de sortie de l'amplificateur sera réelle et de valeur inférieure à  $50 \Omega$ . Le coefficient de réflexion  $S_{22}$  sera donc réel et négatif à la fréquence  $f_0 = 2 \text{ GHz}$ ; autrement dit son argument vaudra  $180^\circ$ . Mais, d'après la figure (V.5), Il vaut  $127.5^\circ$ ; résultat que nous pouvons justifier par le fait que nous avons considéré que seule la capacité  $C_{ds}$  modélise la susceptance de l'admittance de sortie du transistor; alors qu'en réalité la susceptance est produite conjointement par cette capacité, par les autres éléments du schéma du transistor et par l'impédance du générateur. Le calcul de cette susceptance se fait à partir de la valeur de  $S_{22}$  du montage de la figure (V.6), ce qui donne :

$$Y_s = \frac{(1 - S_{22})}{Z_0(1 + S_{22})} = (0.0045 + j0.0243) \Omega^{-1}$$

Nous remarquons alors que la susceptance de l'admittance de sortie  $Y_s$  est positive, ce qui signifie que la sortie du transistor est équivalente à une résistance en parallèle avec une capacité dont la valeur de cette capacité sera :

$$C = \frac{0.0243}{2\pi f_0} = 1.933 \text{ pF}$$

Nous remarquons que la valeur de la capacité  $C$  est différente de celle donnée par le constructeur, à savoir  $0.216 \text{ pF}$ . Nous obtiendrons finalement la valeur de l'inductance  $L_s$  comme :

$$L_s = \frac{1}{C(2\pi f_0)^2} = 3.276 \text{ nH}.$$

Cette différence va nous conduire, à nouveau, à redimensionner les circuits (Tableau V.1) et vérifier ensuite la stabilité de l'amplificateur.

Classe	A	AB	B	C
$Z_L (\Omega)$	17.4482+j9.6633	16.7149+j8.5711	17.4482+j9.6633	19.2664+j13.3379
$Y_L (\Omega)$	0.0439 -j0.0243	0.0474 -j0.0243	0.0439 -j0.0243	0.0351 -j0.0243
$Z_g (\Omega)$	6.9356+j37.2984	7.2380+j37.6089	6.9356+j37.2984	5.9628 +j36.4270
$Y_g (\Omega)$	0.0048 -j0.0259	0.0049 -j0.0256	0.0048 -j0.0259	0.0044 -j0.0267
<i>Circuits à constantes localisées</i>				
$C(\text{pF})$ de $Q_1$	3.9659	3.8685	3.9659	4.3252
$L(\text{nH})$ de $Q_1$	4.3434	4.3928	4.3434	4.1883
<i>Circuits à constantes réparties</i>				
Ligne quart d'onde (mm) de $Q_1$	$w = 0.971018$ $\ell = 25.0962$ $Z_c = 101 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 0.980722$ $\ell = 25.0904$ $Z_c = 100.6 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 0.971018$ $\ell = 25.0962$ $Z_c = 101 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 0.857683$ $\ell = 25.1668$ $Z_c = 106 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$
Stub (c.o) (mm) de $Q_1$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.3333$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 125^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.4666$ $Z_c = 50 \Omega$ $\beta\ell = 125.5^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.3333$ $Z_c = 50 \Omega$ $\beta\ell = 125^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.0666$ $Z_c = 50 \Omega$ $\beta\ell = 124^\circ$
Ligne quart d'onde (mm) de $Q_2$	$w = 6.67900$ $\ell = 23.4574$ $Z_c = 34 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 7.10055$ $\ell = 23.3986$ $Z_c = 32.5 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 6.67900$ $\ell = 23.4574$ $Z_c = 34 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 5.72349$ $\ell = 23.6068$ $Z_c = 38 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$
Stub (c.o) en (mm) de $Q_2$	$w = 3.808350$ $\ell_s = 33.5999$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 126^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell_s = 33.5999$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 126^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell_s = 33.5999$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 126^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell_s = 33.5999$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 126^\circ$

Tableau.V.1 : Dimensionnement des circuits des amplificateurs à constantes localisées et à constantes réparties

La simulation des paramètres caractéristiques  $S_{11}$  et  $S_{22}$  des amplificateurs en classe A à constantes localisées et à constantes réparties après la modification des ces éléments du  $Q_1$  et du  $Q_2$  sont donnés respectivement par les figures V.9, V.10 et V.11 comme suite.

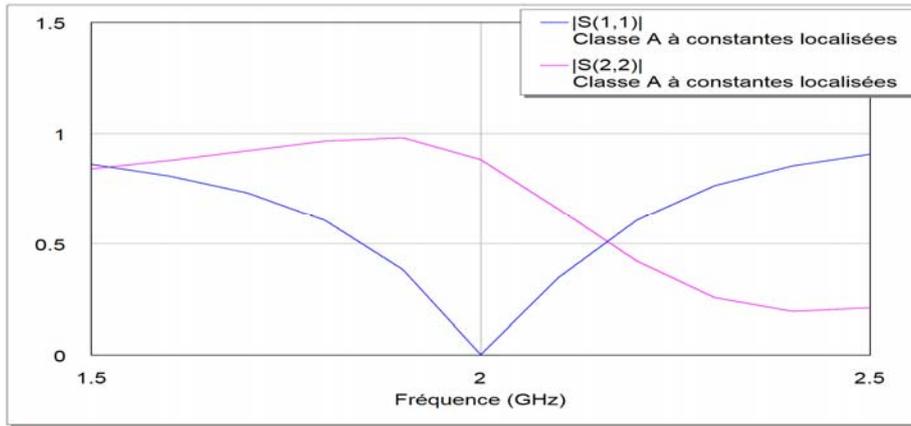


Fig.V.9 : Les paramètres  $|S_{11}|$  et  $|S_{22}|$  d'amplificateur en classe A à constantes localisées en fonction de la fréquence

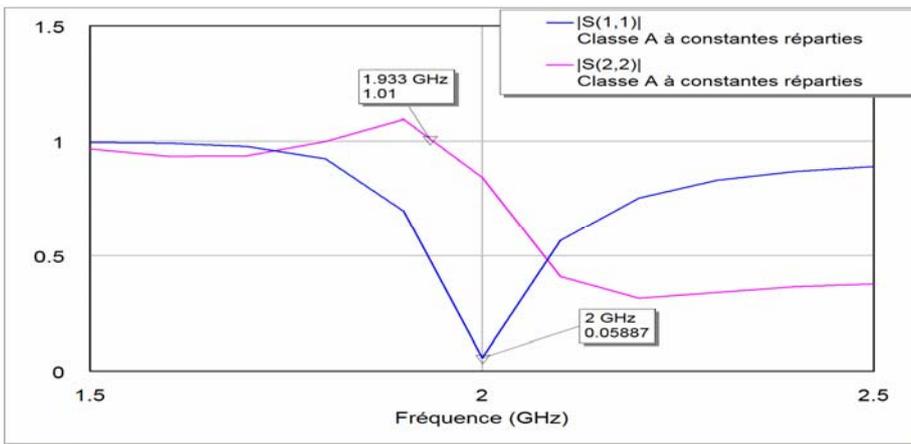


Fig.V.10 : Les paramètres  $|S_{11}|$  et  $|S_{22}|$  d'amplificateur en classe A à constantes réparties en fonction de la fréquence

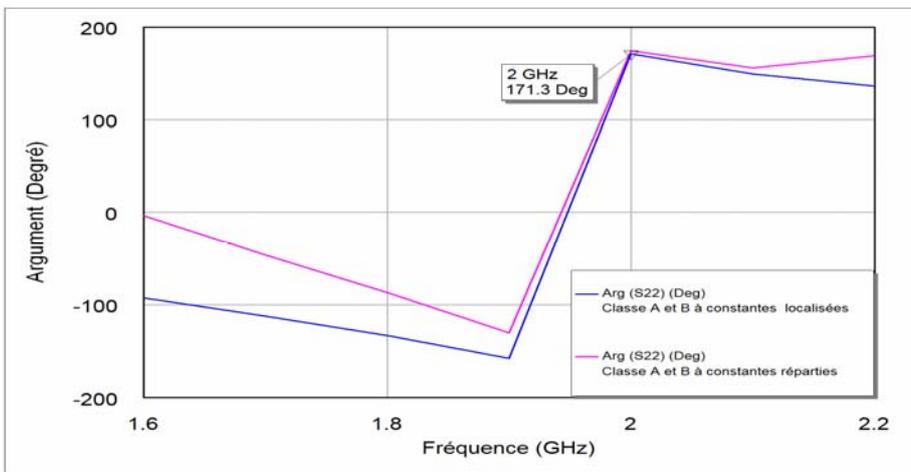


Fig.V.11 : L'argument de  $S_{22}$  d'amplificateur en classe A à constantes localisées et à constantes répartie en fonction de la fréquence

Nous remarquons d'après la figure V.11 que la valeur de l'argument de  $S_{22}$  ( $171.3^\circ$ ) est différente de celle escomptée à savoir  $180^\circ$ . Pour parvenir à cette valeur, nous avons développé, sous Matlab, une méthode itérative [5] qui consiste à calculer à chaque itération les coefficients de réflexions d'entrée  $\Gamma_g$  et de sortie  $\Gamma_L$  en imposant toujours  $(R_{opt})^{-1}$  comme partie réelle de l'admittance de charge  $Y_L$  et en remplaçant la partie imaginaire de celle-ci par le conjugué de la susceptance de l'admittance de sortie  $Y_s$ . L'arrêt de ce processus, défini par le critère de convergence  $|\Gamma_L(n+1) - \Gamma_L(n)| < \varepsilon$  ( $\varepsilon$  : quantité choisie très faible et  $n$  : rang de l'itération), sera atteint lorsque  $\Gamma_L$  obtient une valeur pratiquement invariable. C'est justement cette valeur, obtenue avec l'entrée de l'amplificateur adaptée, qui nous donnera celle de  $Y_L$ .

Cette méthode se déroule de la manière suivante :

$$(1) \quad \Gamma_L(n) = \frac{Y_c - Y_L(n)}{Y_c + Y_L(n)} \text{ (valeur initiale pour } Y_L = (R_{opt})^{-1} - jC\omega)$$

$$(2) \quad \Gamma_e(n) = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L(n)}{1 - S_{22}\Gamma_L(n)}$$

$$(3) \quad \Gamma_g(n) = \Gamma_e(n)^*$$

$$(4) \quad \Gamma_s(n) = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_g(n)}{1 - S_{11}\Gamma_g(n)}$$

$$(5) \quad Y_s(n) = Y_c \frac{1 - \Gamma_s(n)}{1 + \Gamma_s(n)} = G_s(n) + jB_s(n)$$

$$(6) \quad Y_L(n) = (R_{opt})^{-1} - jB_s(n)$$

$$(7) \quad \Gamma_L(n+1) = \frac{Y_c - Y_L(n)}{Y_c + Y_L(n)}$$

$$(8) \quad \text{si la condition } |\Gamma_L(n+1) - \Gamma_L(n)| < \varepsilon :$$

- n'est pas vérifiée, retour à l'étape (2) ;
- est vérifiée, le processus d'itération s'arrête et les valeurs des admittances se déduisent

des expressions suivantes :

$$Y_L = Y_c \frac{1 - \Gamma_L(n)}{1 + \Gamma_L(n)} \quad Y_g = Y_c \frac{1 - \Gamma_g(n)}{1 + \Gamma_g(n)}$$

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

$$L_s = \frac{1}{\omega \cdot B_s(n)}$$

où  $B_s(n)$  est la partie imaginaire de l'admittance  $Y_s(n)$ .

Les résultats se rapportant aux paramètres de conception et aux dimensionnements des circuits des amplificateurs sont donnés par le tableau V.2, et ceux de la simulation sont illustrés par les figures. V.12, V.13 et V.14.

Classe	A	AB	B	C
$Z_L(\Omega)$	$16.0783+j10.3958$	$15.5406+j9.3033$	$16.0783+j10.3958$	$17.2391+j13.9330$
$Y_L(\Omega)$	$0.0439-j0.02840$	$0.0474-j0.02840$	$0.0439-j0.02840$	$0.0351-j0.02840$
$Z_g(\Omega)$	$6.5938+j37.6857$	$6.9159+j37.9482$	$6.5938+j37.6857$	$5.5742 +j36.9786$
$Y_g(\Omega)$	$0.0045-j0.02570$	$0.0046 -j0.02550$	$0.0045 -j0.02570$	$0.0040 -j0.02640$
<i>Circuits à constantes localisées</i>				
$C(pF)$ de $Q_1$	4.0834	3.9724	4.0834	4.4931
$L(nH)$ de $Q_1$	4.3452	4.3935	4.3452	4.1949
$L_s(nH)$	2.8061	2.8061	2.8061	2.8061
<i>Circuits à constantes réparties</i>				
Ligne quart d'onde (mm) de $Q_1$	$w = 0.879218$ $\ell = 25.1531$ $Z_c = 105 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 0.901302$ $\ell = 25.1392$ $Z_c = 104 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 0.879218$ $\ell = 25.1531$ $Z_c = 105 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 0.757752$ $\ell = 25.2328$ $Z_c = 111 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$
Stub (c.o) (mm) de $Q_1$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.3333$ $Z_{cs} = 50 \Omega$ $\beta\ell = 125^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.4666$ $Z_c = 50 \Omega$ $\beta\ell = 125.5^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.3333$ $Z_c = 50 \Omega$ $\beta\ell = 125^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.0666$ $Z_c = 50 \Omega$ $\beta\ell = 124^\circ$
Ligne quart d'onde (mm) de $Q_2$	$w = 6.67900$ $\ell = 23.4574$ $Z_c = 34 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 7.10055$ $\ell = 23.3986$ $Z_c = 32.5 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 6.67900$ $\ell = 23.4574$ $Z_c = 34 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$	$w = 5.72349$ $\ell = 23.6068$ $Z_c = 38 \Omega$ $\beta\ell = 90^\circ$
Stub (c.o) en (mm) de $Q_2$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.1999$ $Z_c = 50 \Omega$ $\beta\ell = 124.5^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.1999$ $Z_c = 50 \Omega$ $\beta\ell = 124.5^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.1999$ $Z_c = 50 \Omega$ $\beta\ell = 124.5^\circ$	$w = 3.808350$ $\ell = 33.1999$ $Z_c = 50 \Omega$ $\beta\ell = 124.5^\circ$

Tableau.V.2 : Dimensionnement des circuits des amplificateurs à constantes localisées et à constantes réparties

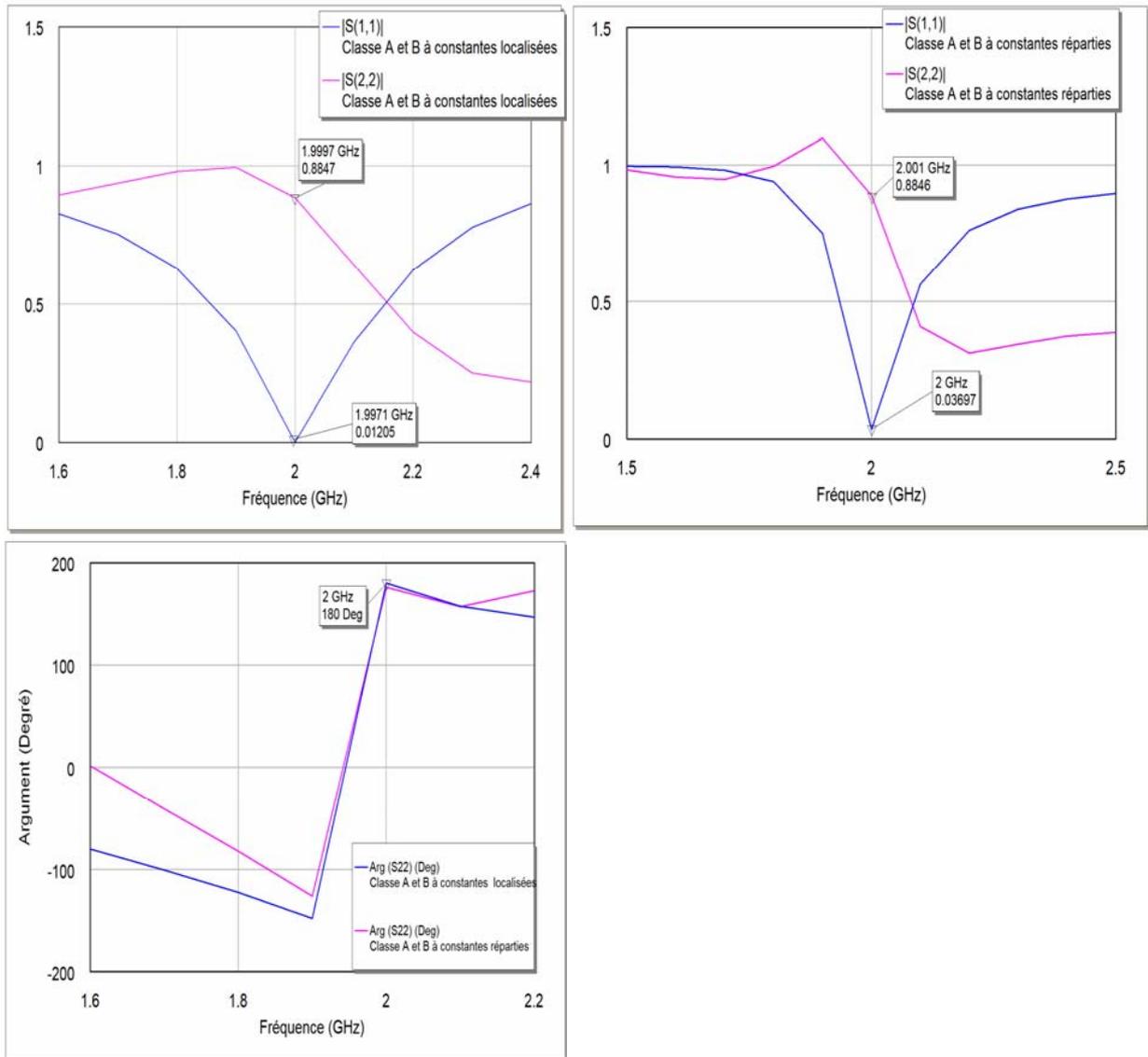
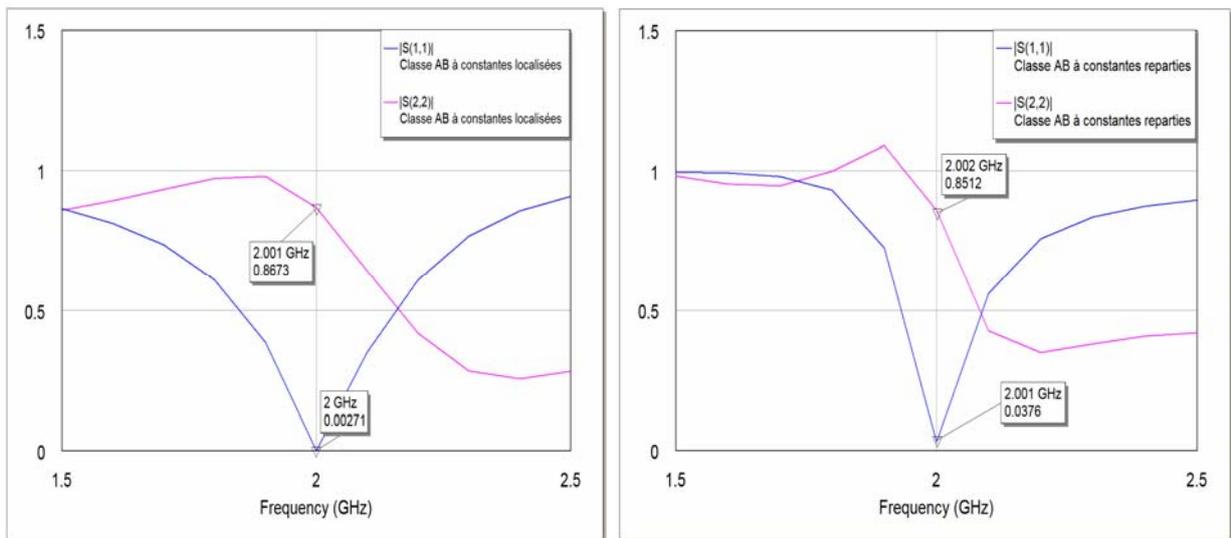


Fig.V.12 : Coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  des amplificateurs en classes A et B à constantes localisées et réparties en fonction de la fréquence



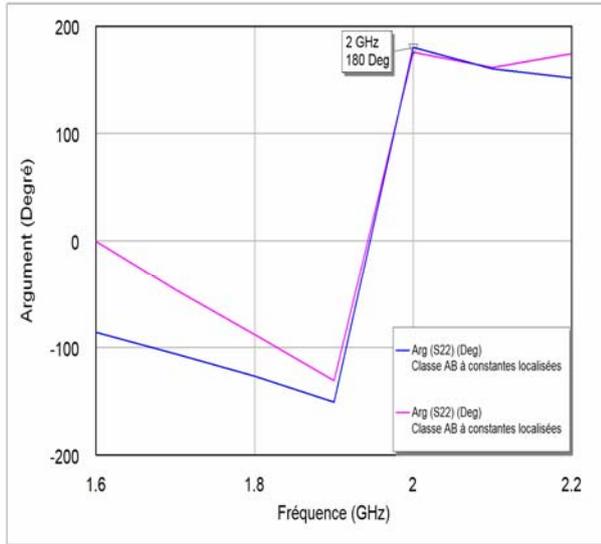


Fig.V.13 : Coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  des amplificateurs en classe AB à constantes localisées et réparties en fonction de la fréquence

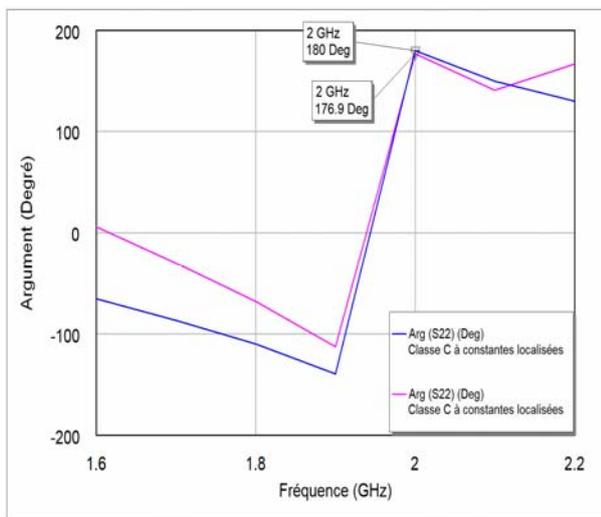
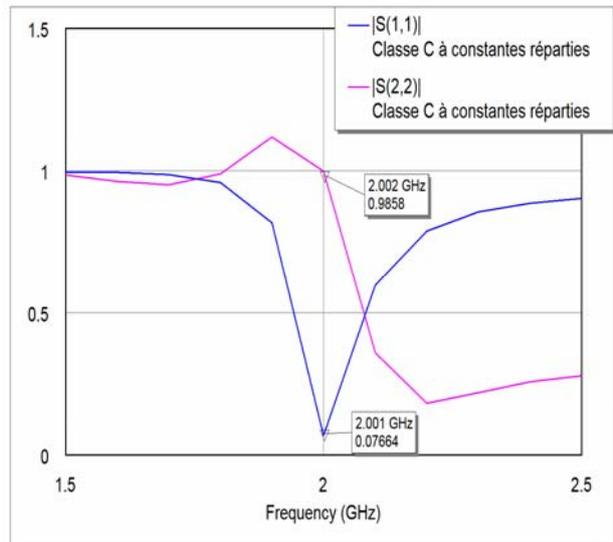
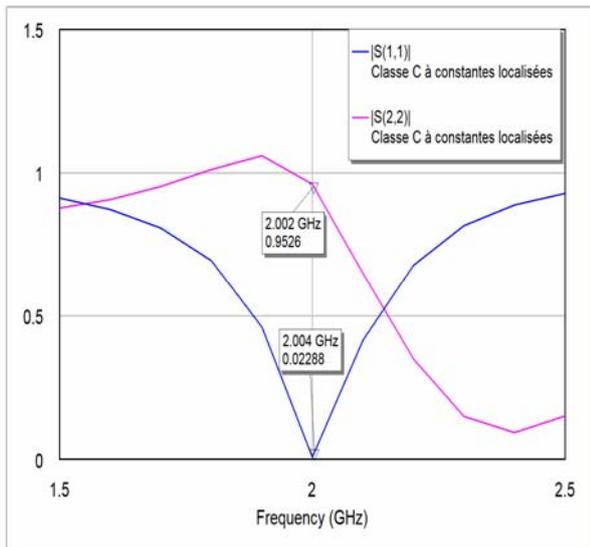


Fig.V.14 : Coefficients  $S_{11}$  et  $S_{22}$  des amplificateurs en classe C à constantes localisées et réparties en fonction de la fréquence

Les résultats illustrés dans les figures V.12, V.13 et V.14 montrent que notre conception produit effectivement une adaptation à l'entrée de l'amplificateur et une résonance à sa sortie, c'est le but recherché.

L'analyse de la stabilité, dans le chapitre IV, a montré que le facteur  $K$  est inférieur à 1 d'une part, et les coefficients de réflexion, obtenus pour la première conception, se trouvaient dans la région de stabilité d'autre part. Comme nous venons de procéder à une nouvelle conception générant naturellement de nouvelles valeurs des coefficients de réflexion  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$ , il est donc impératif de localiser celles-ci sur l'abaque de Smith (Fig. V.15) pour savoir si elles procurent une stabilité conditionnelle ou pas. La figure V.15 indique que l'amplificateur est effectivement stable et ce quelque soit la classe de fonctionnement.

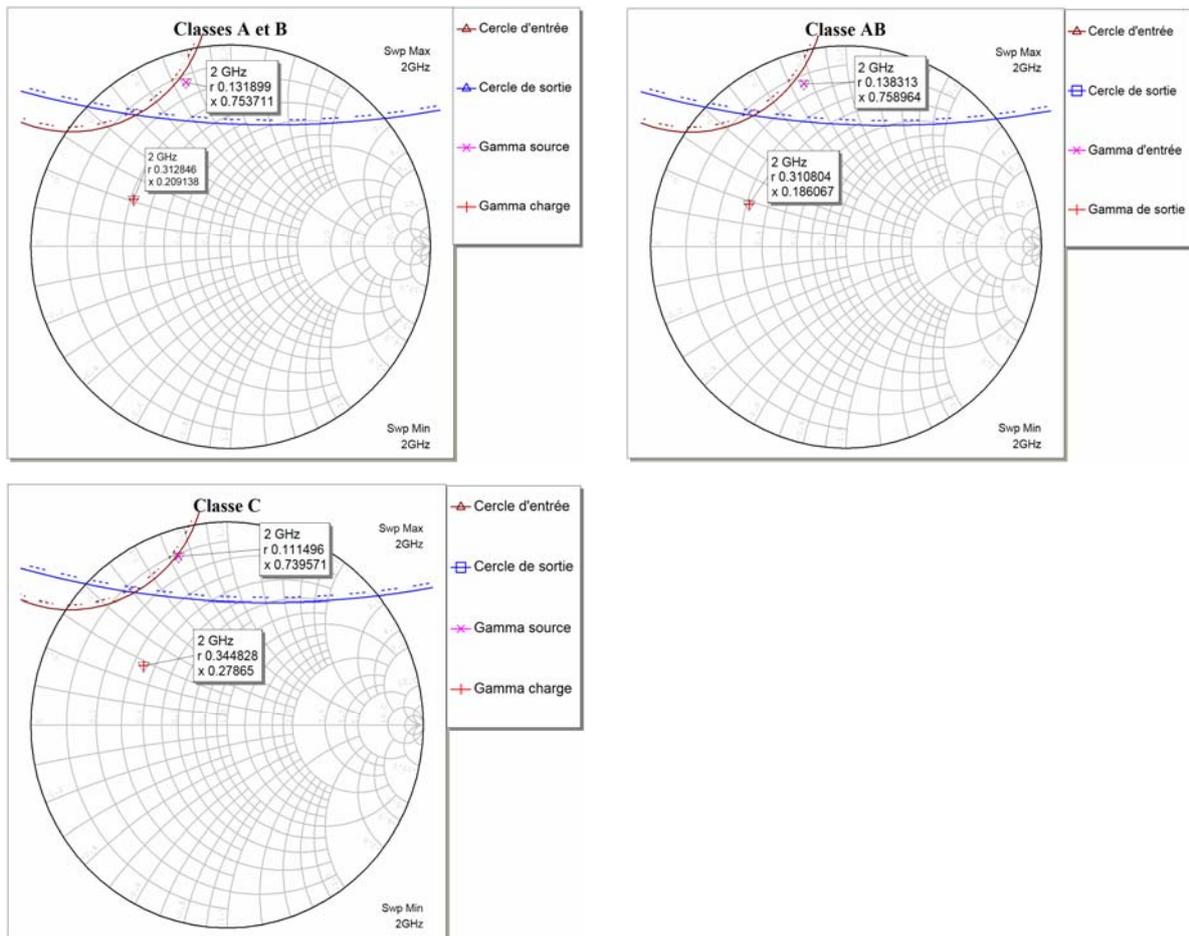


Fig.V.15 : Positions de  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$  par rapport aux cercles de stabilité

### V.3. Simulation non linéaire des amplificateurs

Les figures V.16 à V.19 représentent, indépendamment des classes de fonctionnement, les schémas complets des amplificateurs conventionnels et de ceux utilisant la topologie diviseur- combineur que nous avons conçus. Les valeurs des éléments constitutifs, autre que les

circuits de polarisation, des amplificateurs conventionnels figurent dans le tableau V.2 et celles des circuits formant les amplificateurs à diviseur-combinez sont exposées dans le paragraphe 7 du chapitre IV. Ces amplificateurs fonctionnent pour les différentes classes A, AB, B, et C et sont formés de circuits à constantes localisées ou réparties. Les tensions de polarisation ainsi que les valeurs des circuits de polarisation se trouvent dans le chapitre IV-sous paragraphe 4.4.

Les performances des différents amplificateurs, obtenues par simulation sont :

- le gain en puissance en fonction de la fréquence ;
- le gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée ;
- la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée ;
- le rendement (%) ;
- le point à 1dB de compression ;
- le produit d'intermodulation d'ordre trois.

D'une manière générale, la simulation non linéaire ne peut se faire que si le niveau du signal d'entrée, en termes de puissance, est défini par un intervalle. La borne inférieure de cet intervalle est représentée par une valeur minimale qui doit être au moins égale à la puissance minimale détectable, liée principalement à la sensibilité de l'amplificateur ou bien à son facteur de bruit, et la borne supérieure par une valeur maximale engendrant la distorsion. Cette valeur minimale de la puissance ne peut pas être évaluée dans notre cas à cause de l'indisponibilité d'informations concernant le facteur de bruit du transistor utilisé, faute de quoi, nous avons choisi une valeur tout à fait moyenne et qui est de -30 dBm. La valeur maximale doit être choisie plus grande que la puissance d'entrée exigée par chacune des classes. Cette dernière s'exprime comme suit :

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_{gs1} \times I_{gs1}^*) = \frac{1}{2} \left( \frac{V_{gs1} \times V_{gs1}^*}{Z_e} \right) \quad (\text{V.2})$$

$$P_e = \frac{1}{2} |V_{gs1}|^2 \times \operatorname{Re}(Y_e) \quad (\text{V.3})$$

où l'amplitude du signal d'entrée  $V_{gs1} = V_\phi + |V_{gs0}|$  avec  $V_\phi = 0.6$  volt.

Le tableau V.3 donne les caractéristiques calculées les plus importantes de l'amplificateur de puissance. Etant donné que la puissance d'entrée en classe C est de  $13.84$  dBm, nous avons fixé dès lors la valeur maximale à  $20$  dBm pour la simulation.

Classe	A	AB	B	C
$ V_{gs0} $ (v)	-0.26	-0.546	-1.12	-2.84
$V_{gs1}$ (v)	0.86	1.146	1.72	3.44
$Re(Y_e)$	0.0045	0.0046	0.0045	0.0040
$P_e$ (dBm)	2.21	4.8	8.23	13.84
$P_s$ (dBm)	25.49	25.82	25.49	24.52
$G_p$ (dB)	23.27	21.05	17.25	10.26
$\eta$ (%)	33.33	44.5	52.32	60

Tableau.V.3 : Puissance d'entrée pour chaque classe de fonctionnement

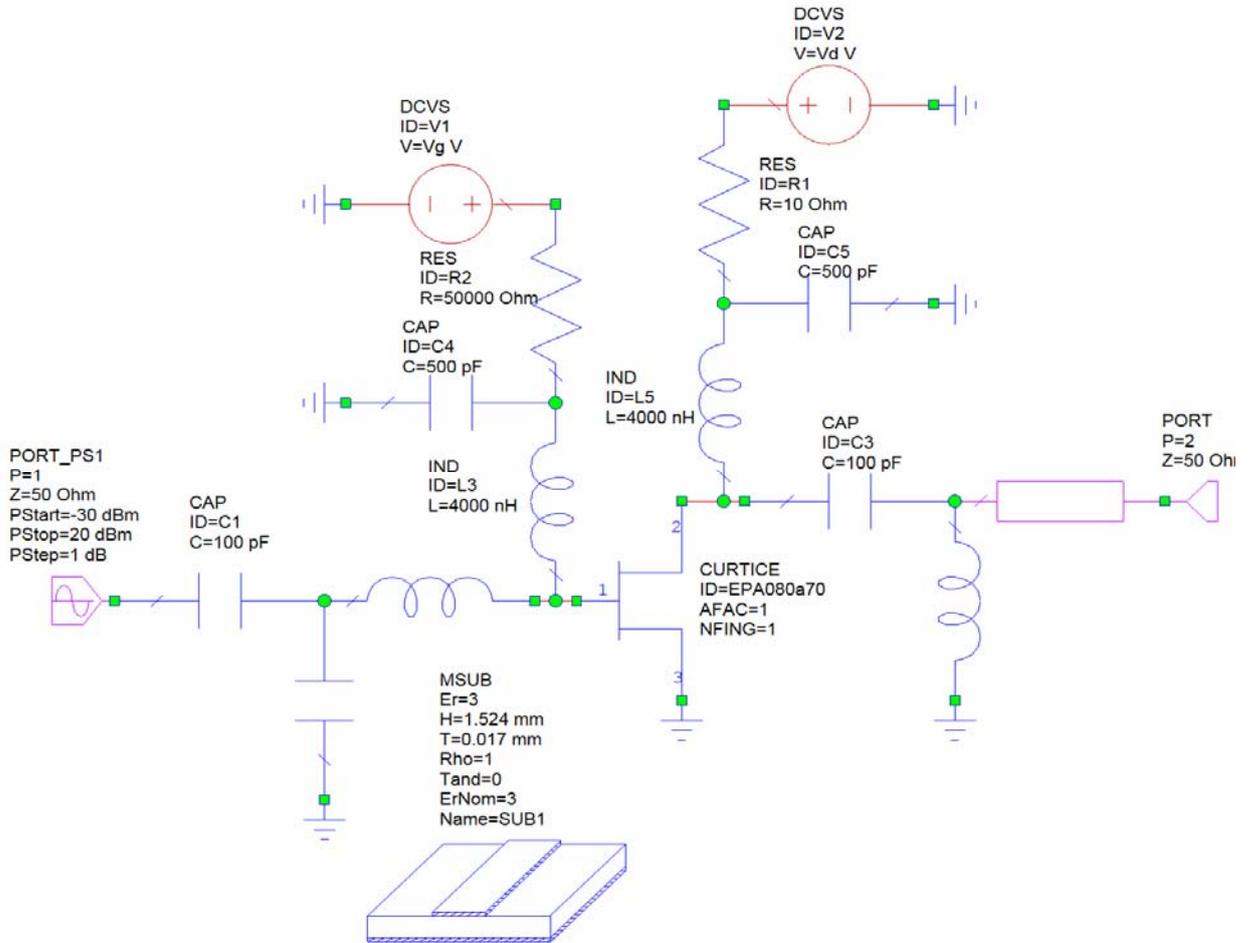


Fig.V.16: Amplificateur à constantes localisées en topologie cascade

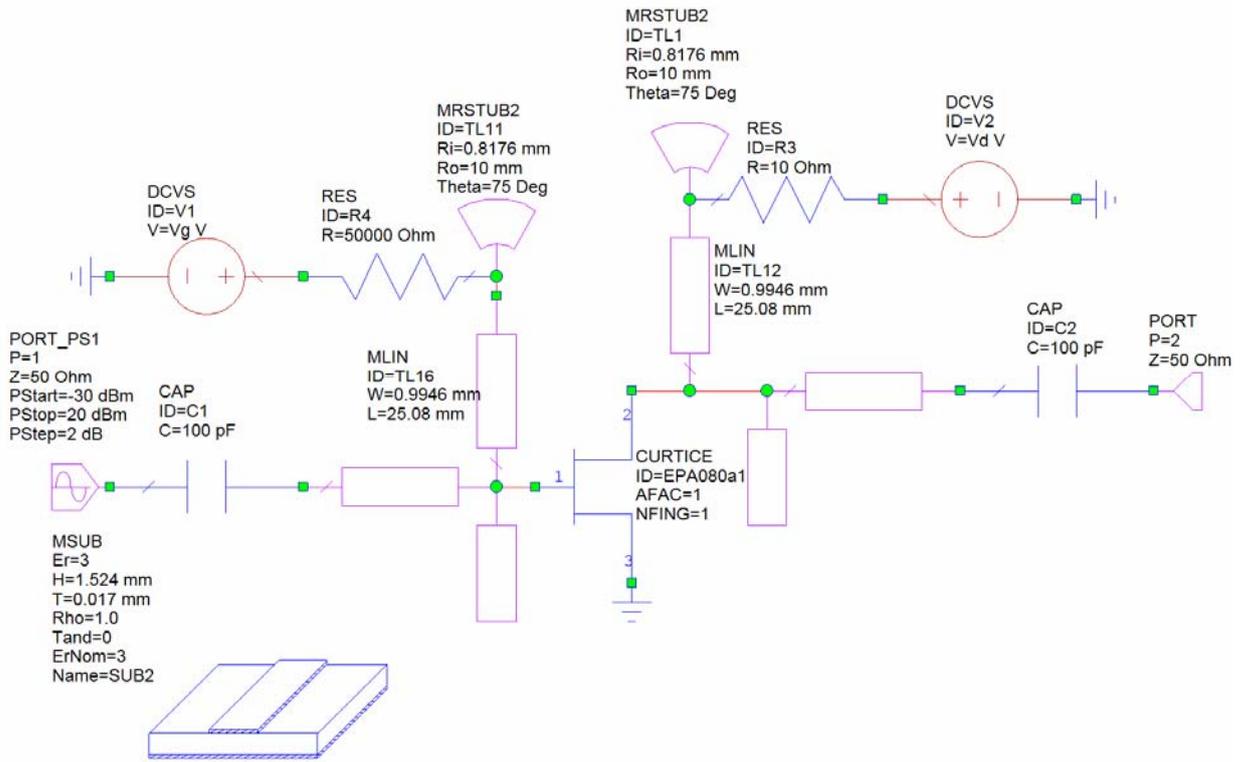


Fig.V.17. Amplificateur à constantes réparties en topologie cascade

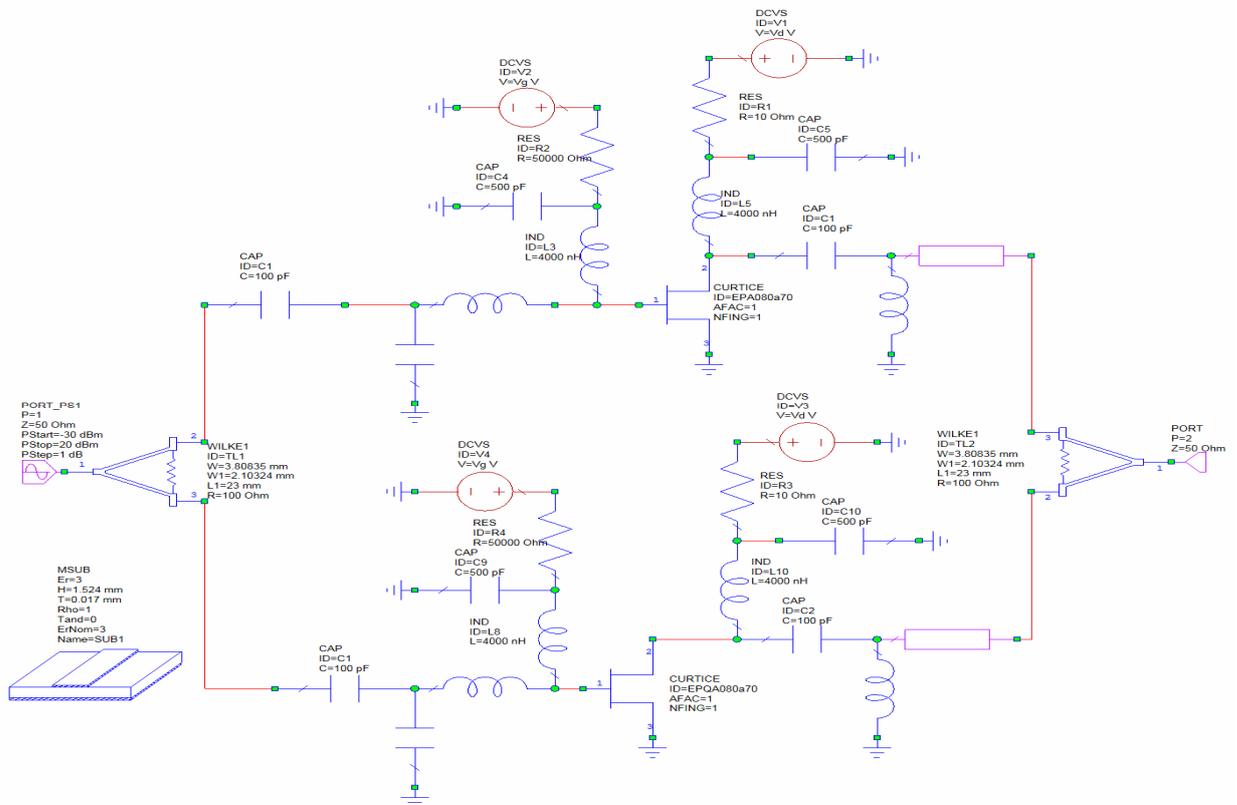


Fig.V.18: Amplificateur à constantes localisées en topologie diviseur combineur

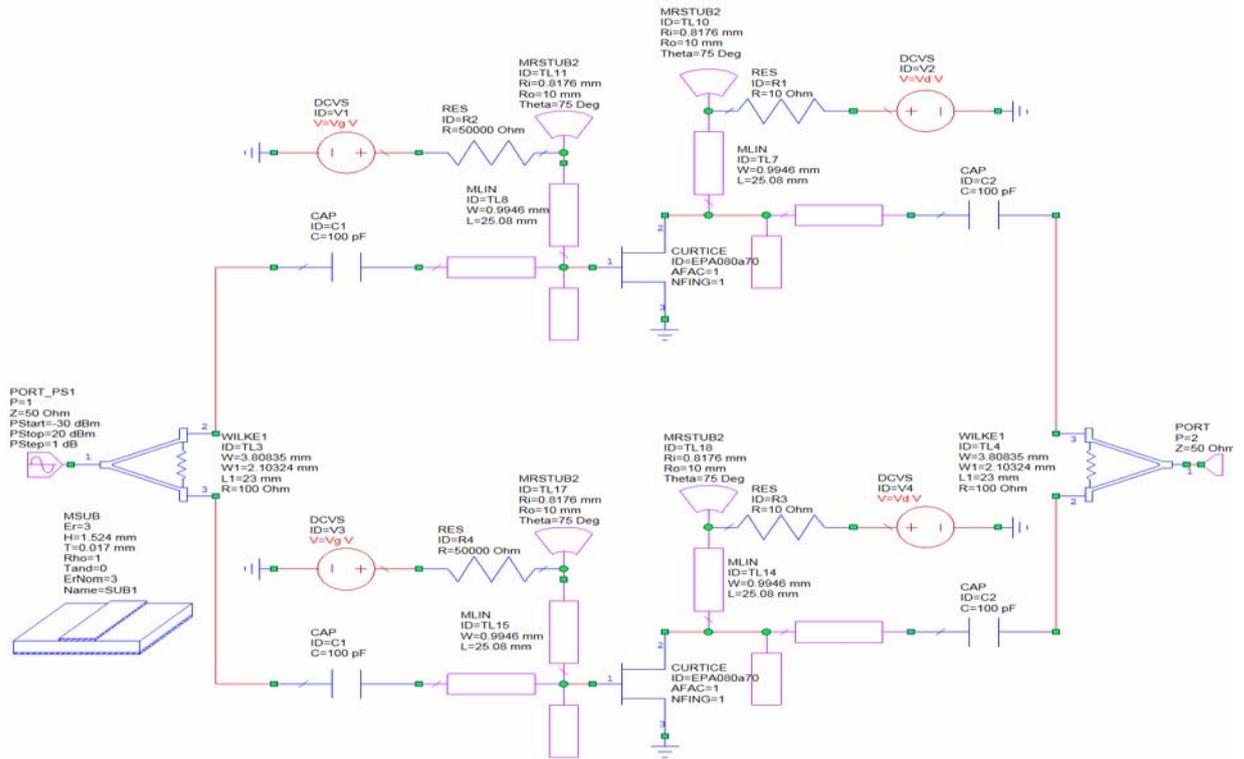


Fig.V.19 : Amplificateur à constantes réparties en topologie diviseur combineur

a) Gain en puissance en fonction de la fréquence

Le tracé du gain en puissance en fonction de la fréquence a surtout pour objectif la connaissance de la bande passante de l'amplificateur. Pour cela, nous avons opté pour deux régimes de fonctionnement à savoir le régime linéaire pour lequel la puissance d'entrée est relativement faible -30 dBm (fig. V.20-23) et le régime non linéaire où les puissances d'entrée (fig. V.24-27) sont celles figurant dans le tableau V.4.

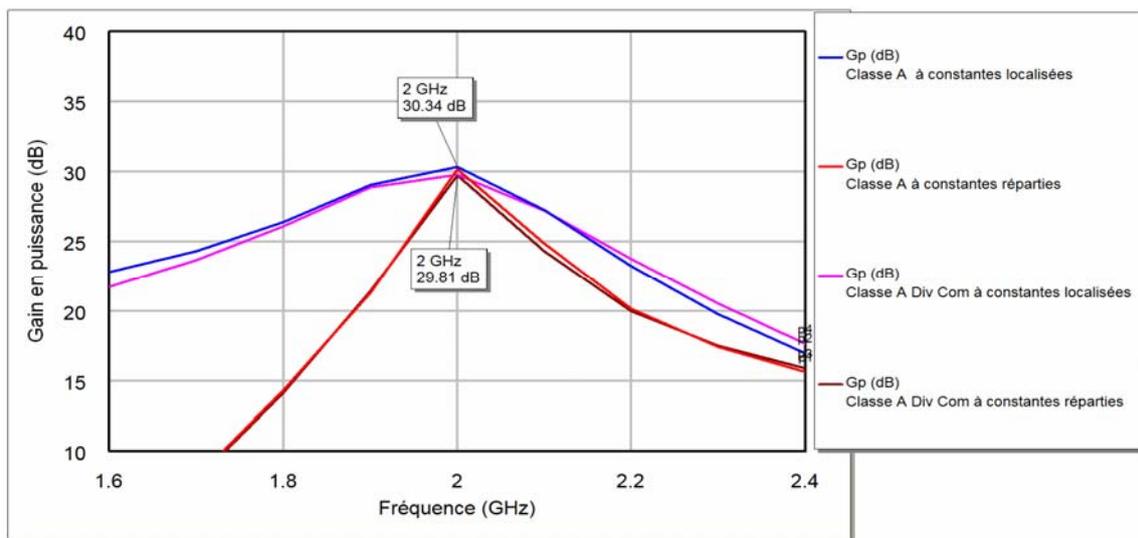


Fig.V.20 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe A) en régime linéaire

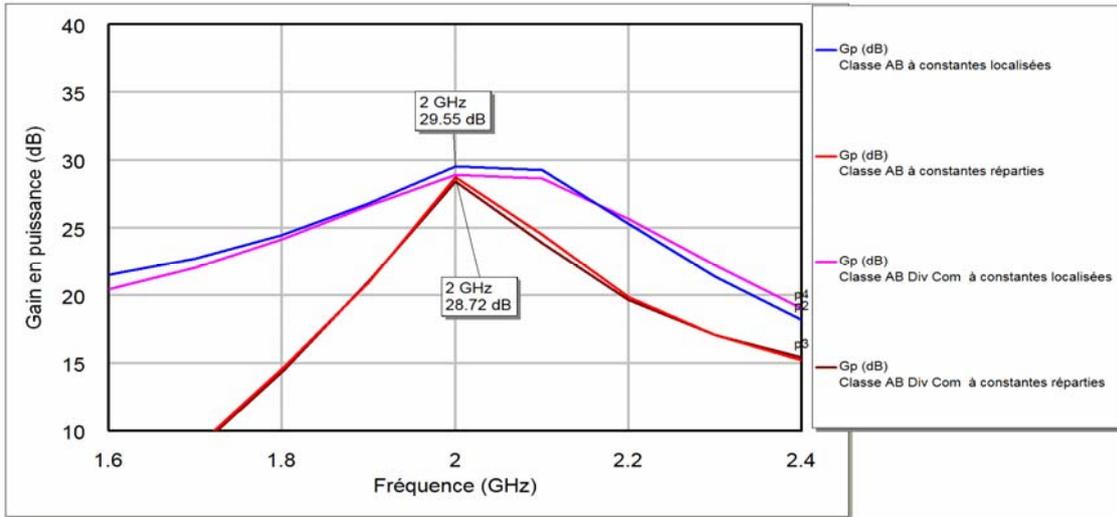


Fig.V.21 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe AB) en régime linéaire

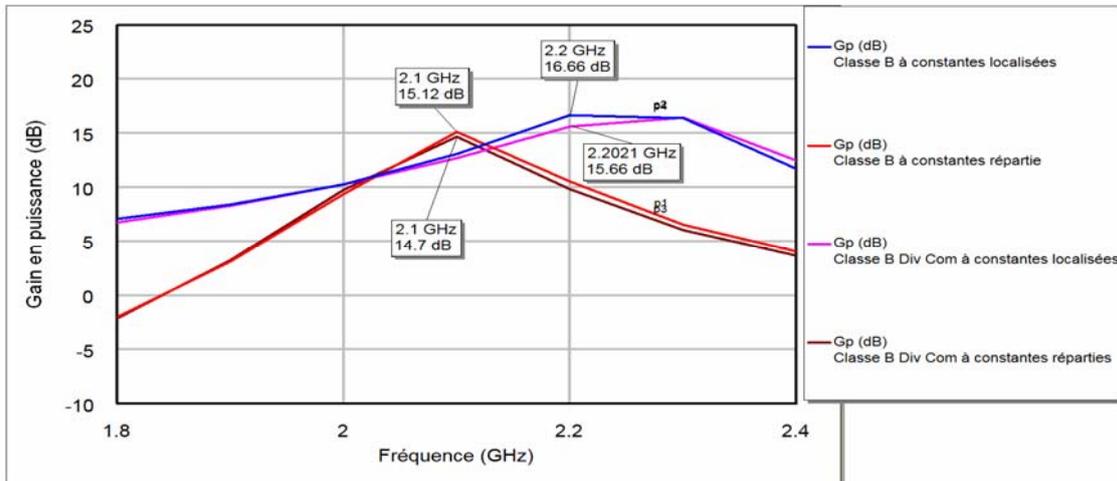


Fig.V.22 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe B) en régime linéaire

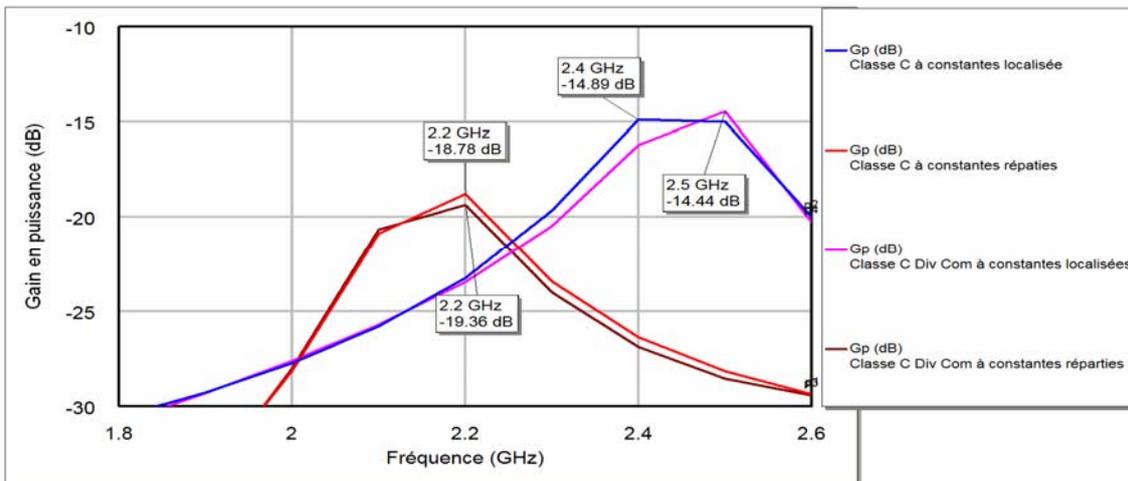


Fig.V.23 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe C) en régime linéaire

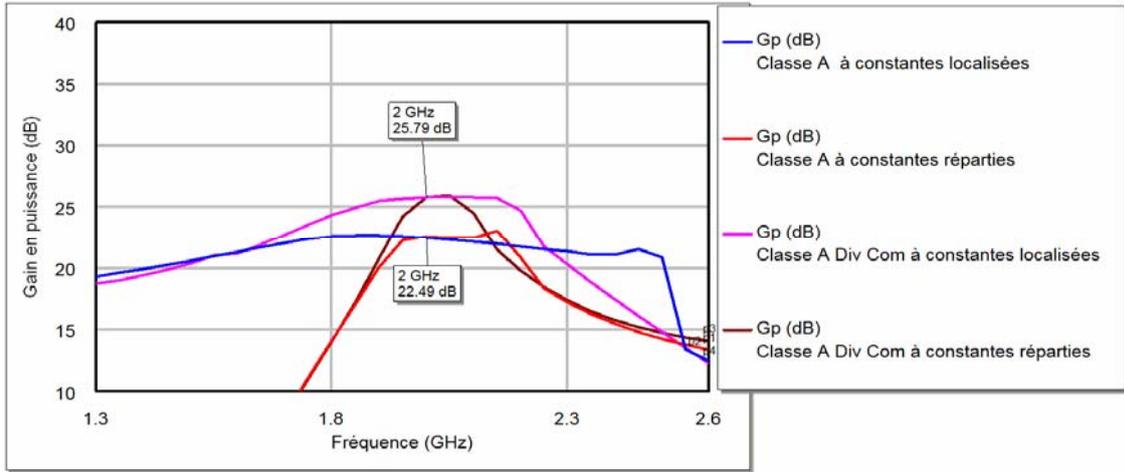


Fig.V.24 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe A) en régime non linéaire

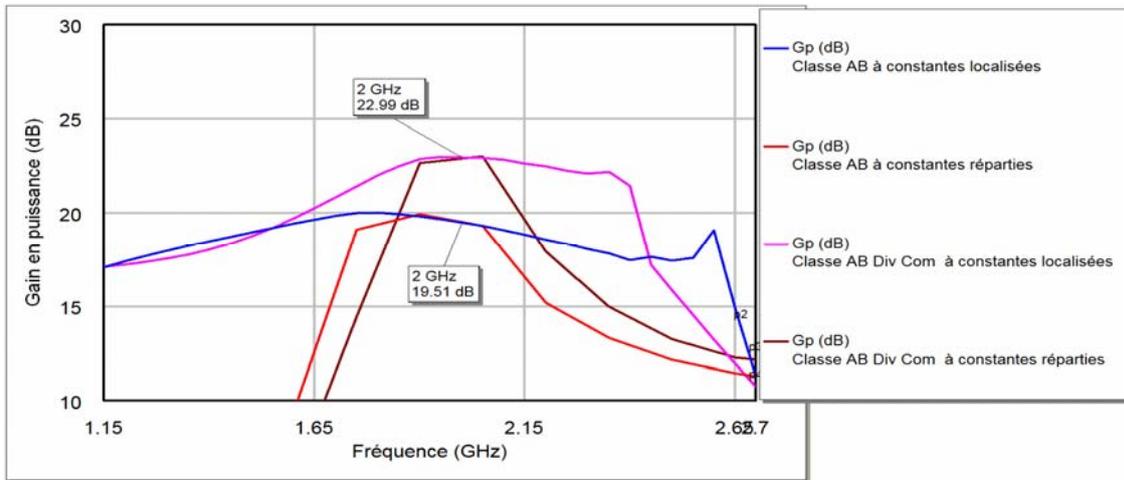


Fig.V.25 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe AB) en régime non linéaire

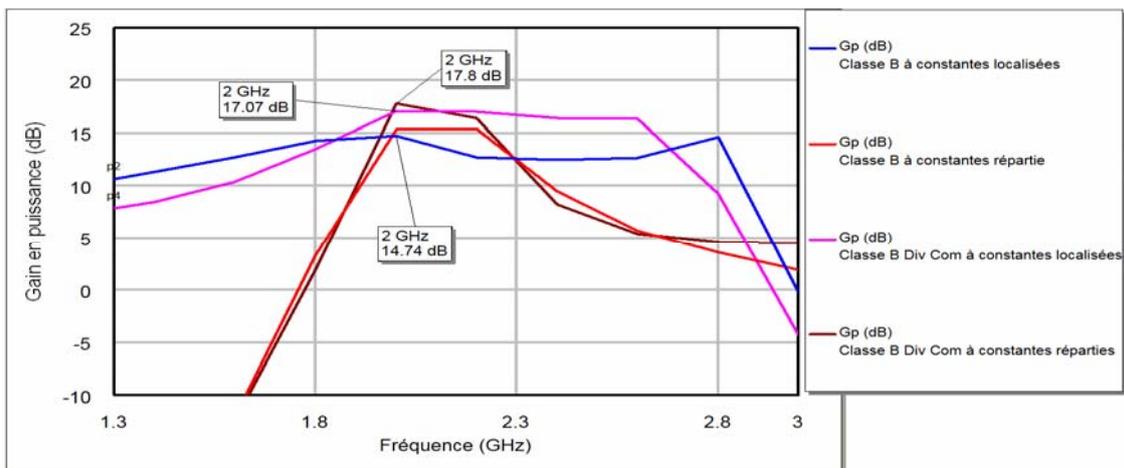


Fig.V.26 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe B) en régime non linéaire

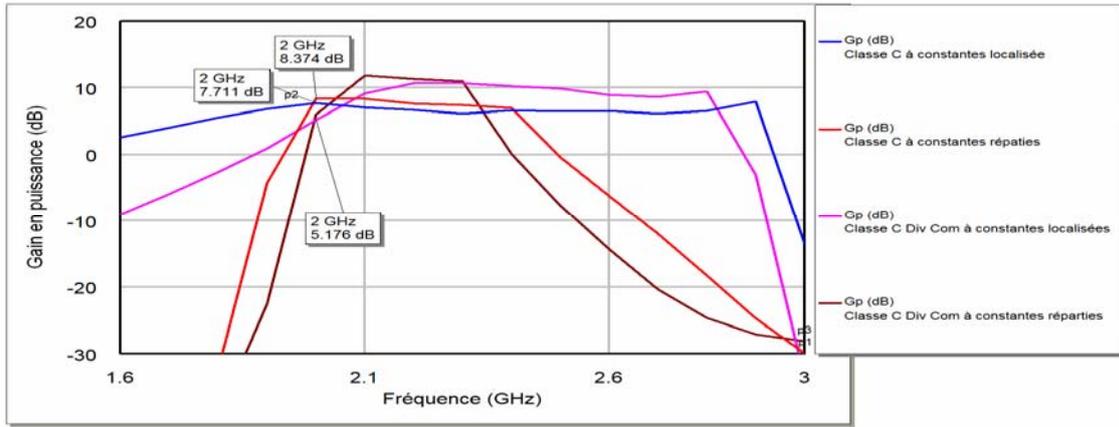


Fig.V.27 : Gain en puissance en fonction de la fréquence (classe C) en régime non linéaire

En régime linéaire, nous remarquons que la valeur élevée du gain en puissance pour les classes A et AB se trouve à la fréquence de travail  $f_0$ , mais à d’autres fréquences pour les classes B et C. Sachant que les performances d’un amplificateur dépendent des conditions de polarisation en général, nous pouvons donc expliquer ce résultat par le fait que pour les classes A et AB la tension de polarisation  $V_{gs0}$  est pratiquement la même, alors qu’elle est différente par rapport à celle utilisée pour les classes B et C.

La sensibilité accrue par rapport à la fréquence des amplificateurs à constantes réparties engendre une bande de fréquence plus faible que celle des amplificateurs à constantes localisées, c’est ce que confirme le tableau V.4.

En ce qui concerne le régime non linéaire, nous remarquons que les bandes passantes  $\Delta f(GHz)$  obtenues sont élevées par rapport à celles de régime linéaire, et la valeur maximale du gain des différents amplificateurs se trouve pratiquement à la fréquence de travail (tableau V.4).

Classe		A	AB	B	C
<i>Régime linéaire</i>					
$\Delta f(GHz)$	Constantes localisées	0.2636	0.2802	0.2424	0.2206
	Constantes réparties	0.091	0.1105	0.1179	0.1773
	Div-Com à constantes localisées	0.2879	0.3193	0.26	0.204
	Div-Com à constantes réparties	0.092	0.111	0.118	0.1881
<i>Régime non linéaire</i>					
$\Delta f(GHz)$	Constantes localisées	1.179	1.524	1.378	1.169
	Constantes réparties	0.337	0.422	0.354	0.446
	Div-Com à constantes localisées	0.529	0.793	0.831	0.751
	Div-Com à constantes réparties	0.200	0.28	0.277	0.271

TableauV.4 : Les bandes passantes des différents amplificateurs

**b) Gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée**

Les résultats de simulation du gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée, sont illustrés dans les figures V.28 à V.31.

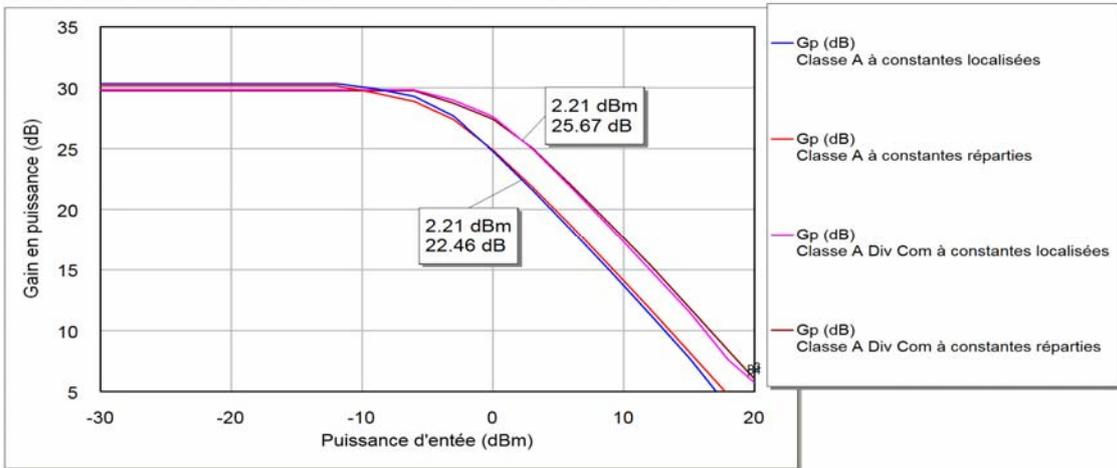


Fig.V.28 : Gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée (classe A)

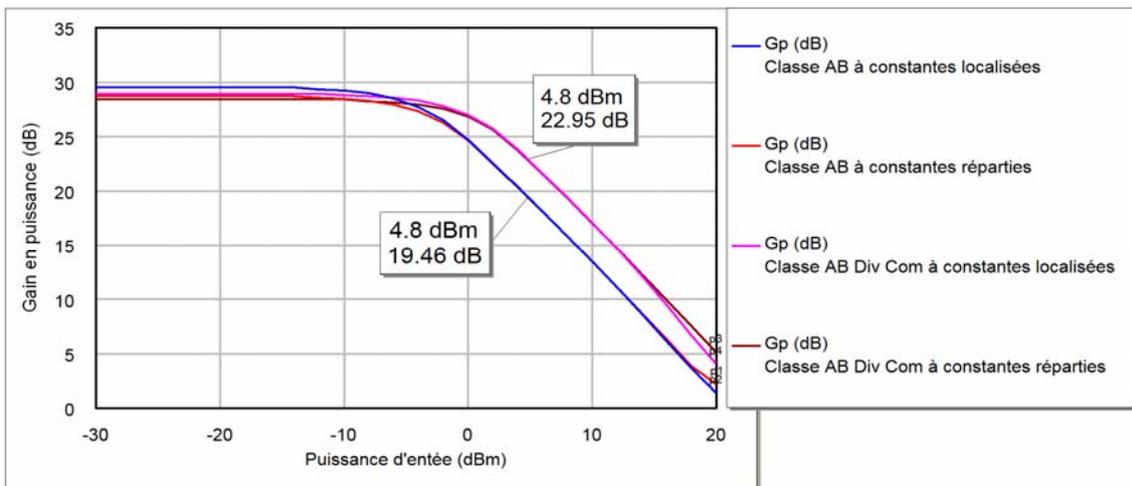


Fig.V.29 : Gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée (classe AB)

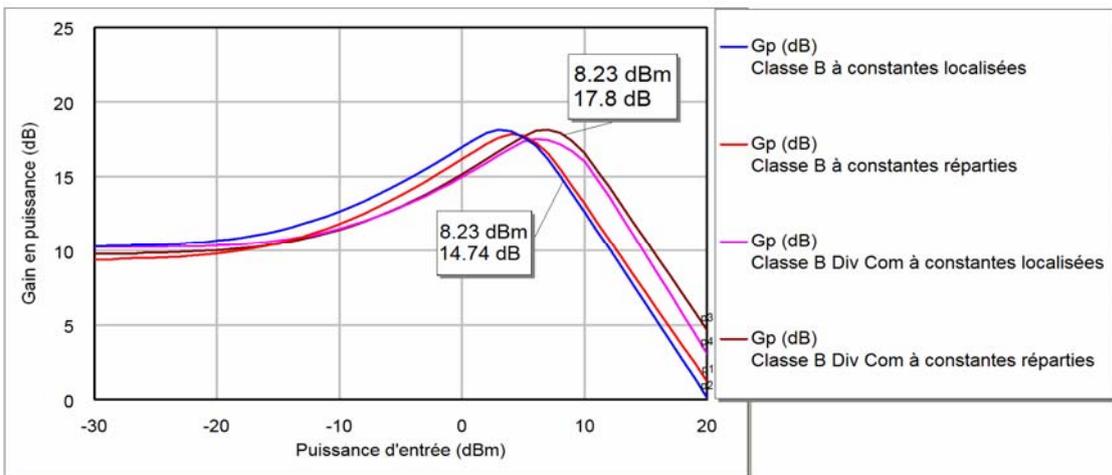


Fig.V.30 : Gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée (classe B)

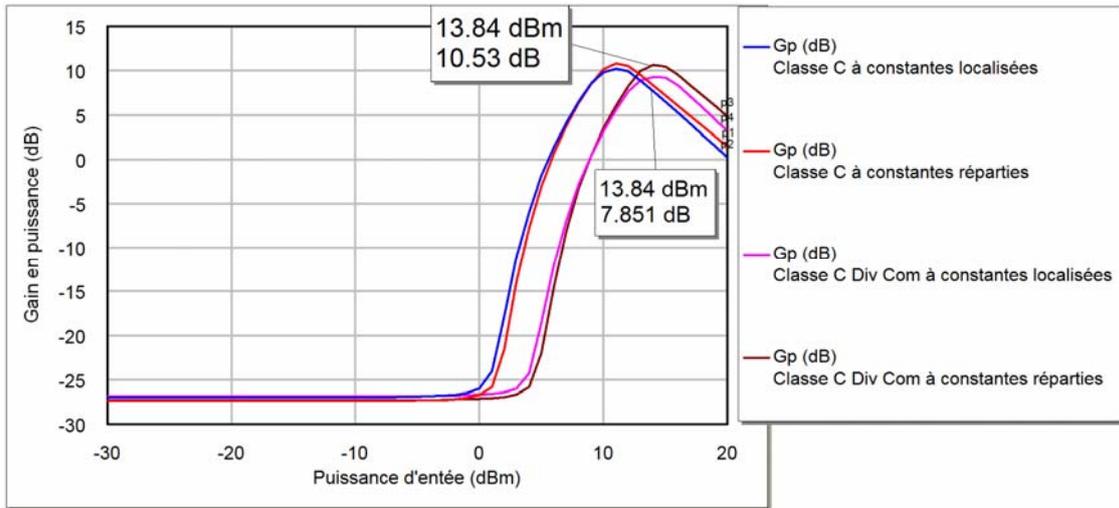


Fig.V.31 : Gain en puissance en fonction de la puissance d'entrée (classe C)

Le tableau V.5 illustre la comparaison entre les valeurs des gains théoriques calculées et celles obtenues par simulation (Fig. V.28-V.31). Nous relevons de ce tableau qu'un certain écart entre les valeurs calculées et simulées existe. L'existence de cet écart résulte du fait que les valeurs des gains calculées sont obtenues pour un transistor supposé linéaire alors que celles qui sont simulées prennent en compte les non linéarités réelles du même transistor. Cet écart augmente avec l'ordre des classes de fonctionnement suivant A, AB, B et C, ce qui est conforme à la théorie. Le plus grand écart est donné alors par la classe C et vaut 2.41 dB ce qui correspond à 16% et ce pour la topologie cascade. Pour ce qui est de l'écart entre les gains simulés des amplificateurs cascade et à diviseur combineur, il est de l'ordre de 3 dB au bénéfice du second amplificateur, résultat tout à fait logique puisque le diviseur à l'entrée partage, entre les amplificateurs cascade, la puissance par deux et met ainsi chaque transistor dans des conditions à faible signal.

Classe	A	AB	B	C
$P_e$ (dBm)	2.21	4.8	8.23	13.84
<i>Gain théorique</i>				
$G_p$ (dB)	23.27	21.05	17.25	10.26
<i>Gain simulé : amplificateur cascade</i>				
$G_p$ (dB)	22.46	19.46	14.74	7.851
<i>Gain simulé : amplificateur diviseur combineur</i>				
$G_p$ (dB)	25.67	22.95	17.8	10.53

Tableau.V.5 : Les valeurs des gains théoriques et celles obtenues par simulation.

Les courbes du gain en fonction de la puissance d'entrée (Fig. V.28-V.31) montrent que, pour des faibles puissances d'entrées, le gain des amplificateurs en classes A et AB pour les différentes topologies reste constant, résultat escompté théoriquement. Cependant, pour des

puissances relativement élevées la topologie diviseur combineur présente une meilleure linéarité par rapport à la topologie cascade ; ceci s'explique par le fait que la puissance du signal injectée à l'entrée de chaque amplificateur cascade est la deux fois plus faible. Ces courbes indiquent également qu'à la fréquence 2 GHz le gain est pratiquement le même quelque soit la nature des circuits passifs localisés ou répartis, c'est un résultat auquel on doit s'attendre puisque seul le comportement fréquentiel de ces circuits diffère.

En ce qui concerne l'amplificateur en classe C, le gain en dB est négatif pour des puissances d'entrée inférieures à 0 dBm, la raison est que l'amplificateur ne fonctionne pas (bloqué).

**c) Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée**

Les figures V.32 à V.35, représentent respectivement, l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée de chaque amplificateur pour différents circuits et différentes topologies.

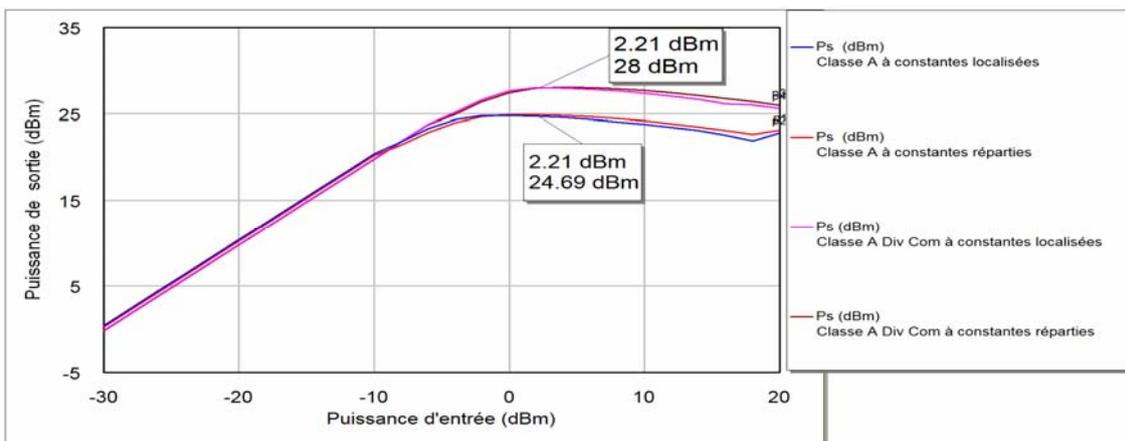


Fig.V.32 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (classe A)

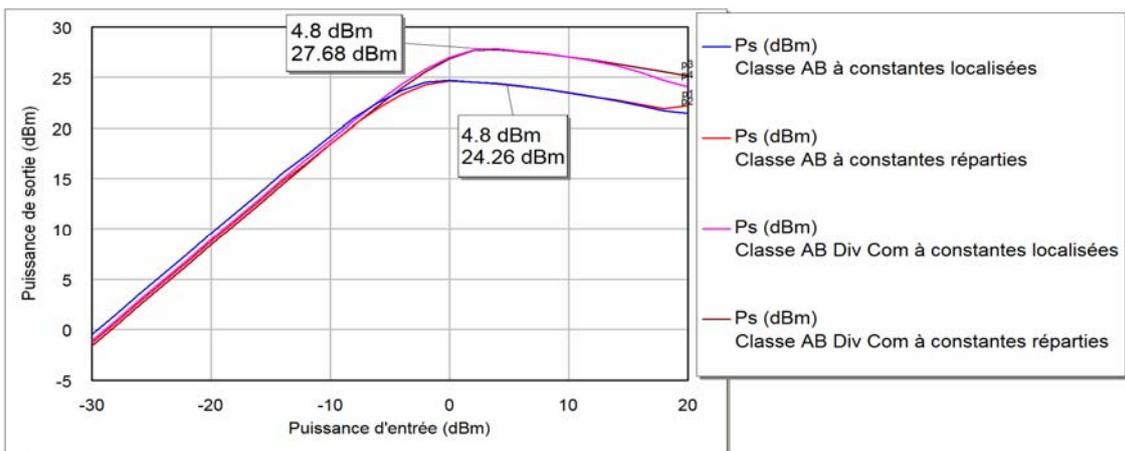


Fig.V.33 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (classe AB)

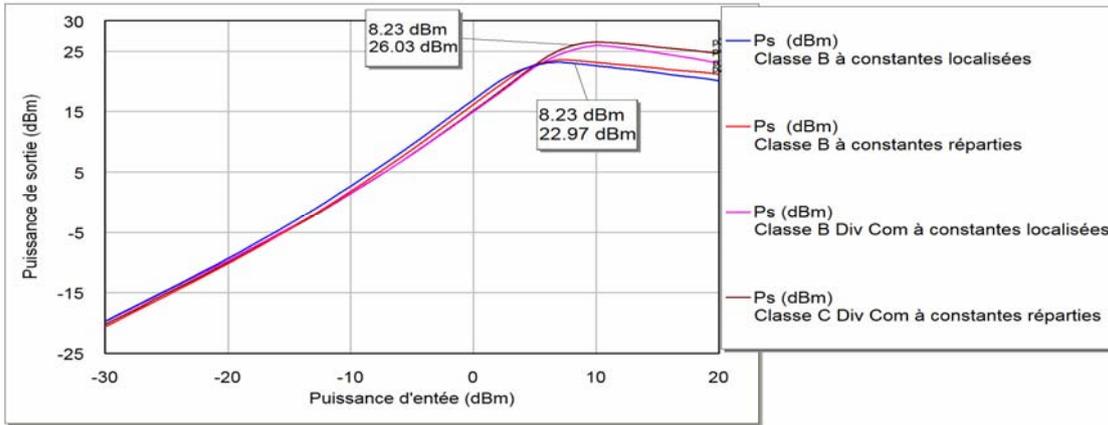


Fig.V.34 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (classe B)

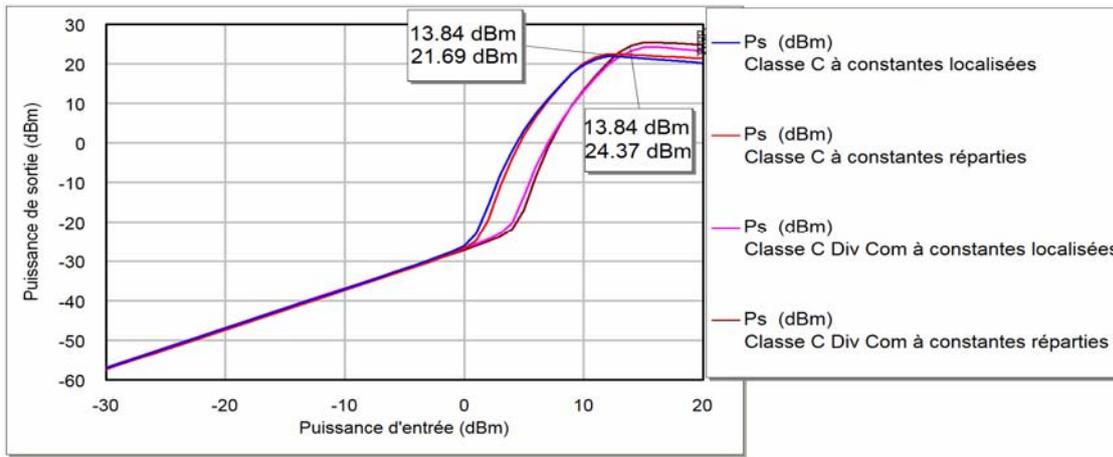


Fig.V.35 : Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (classe C)

Du tableau V.6 indiquant les valeurs théoriques et simulées des puissances, nous tirons les mêmes conclusions que précédemment.

Classe	A	AB	B	C
$P_e$ (dBm)	2.21	4.8	8.23	13.84
<i>La puissance de sortie théorique</i>				
$P_s$ (dBm)	25.49	25.82	25.49	24.52
<i>La puissance de sortie simulée : amplificateur cascade</i>				
$P_s$ (dBm)	24.69	24.26	22.97	21.69
<i>La puissance de sortie simulée : amplificateur diviseur combineur</i>				
$P_s$ (dBm)	28	27.58	26.03	24.37

Tableau. V.6 : Les valeurs des puissances de sortie théoriques et celles obtenues par simulation.

**d) Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée**

Les figures V.36 à V.39 illustrent l'évolution du rendement en fonction de la puissance d'entrée des différents amplificateurs à la fréquence de travail.

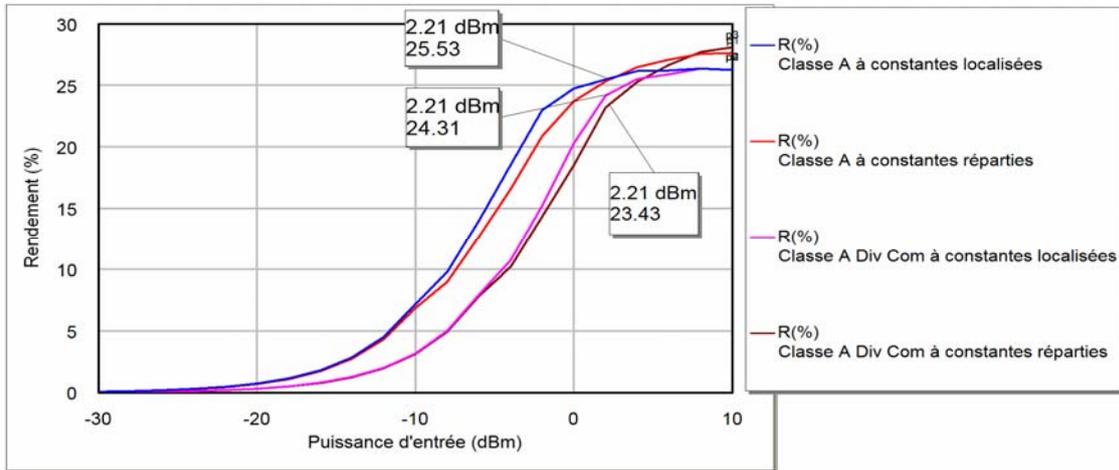


Fig.V.36 : Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée (classe A)

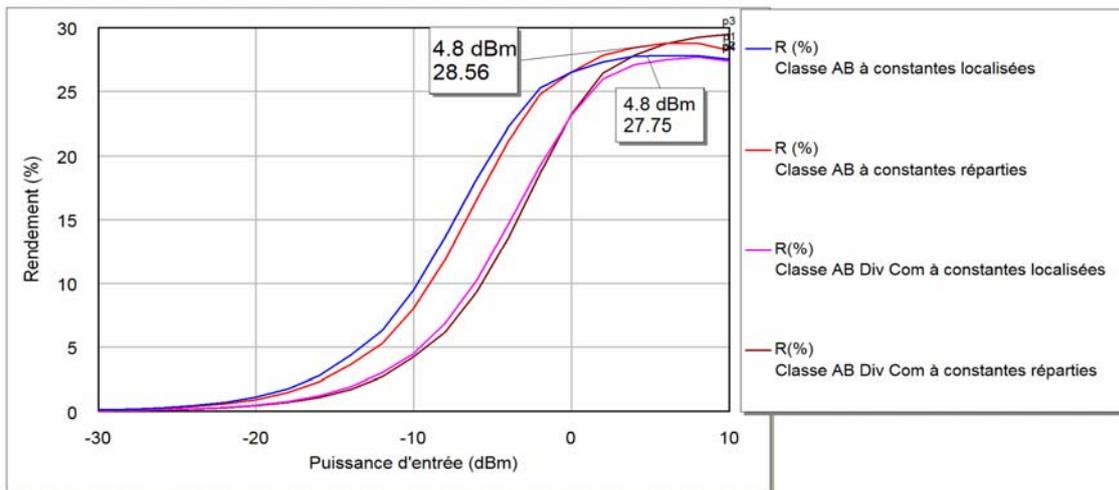


Fig.V.37 : Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée (classe AB)

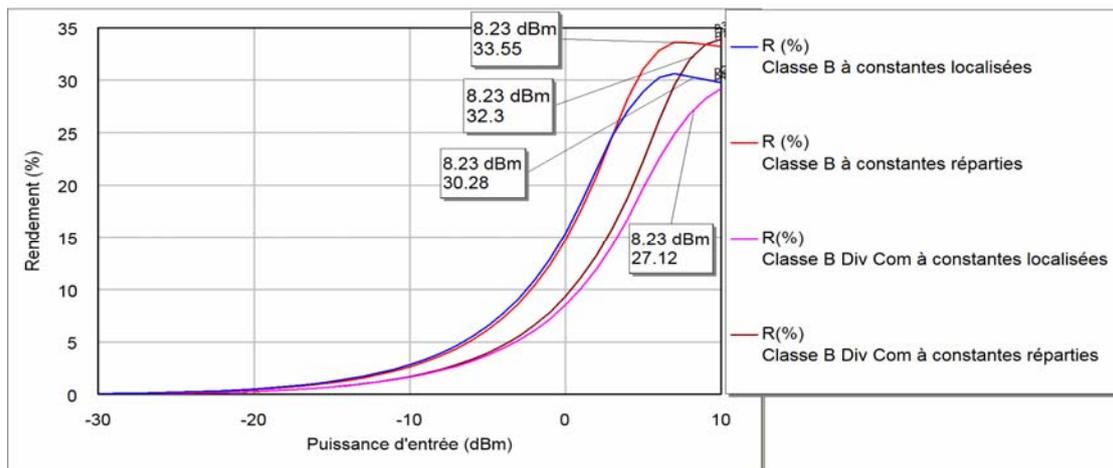


Fig.V.38 : Rendement (%) en fonction de la puissance d'entrée (classe B)

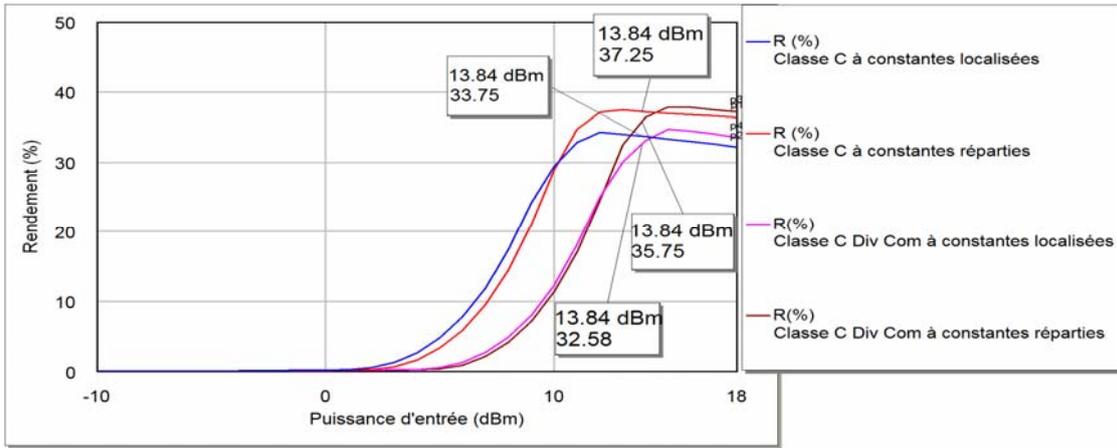


Fig.V.39 : Rendement (%) en fonction de la puissance d’entrée (classe C)

Le tableau V.7 illustre les valeurs théoriques et simulées des rendements (%) de chaque classe de fonctionnement pour les différentes topologies.

Classe		A	AB	B	C
$P_e$ (dBm)		2.21	4.8	8.23	13.84
<i>Le rendement théorique maximal</i>					
$\eta$ (%)		33.33	44.5	52.32	60
<i>Le rendement simulé maximal : amplificateur cascade</i>					
$\eta$ (%)	<i>Circuits localisés</i>	25.53	27.75	30.28	33.75
	<i>Circuits répartis</i>	25.53	28.56	33.55	37.25
<i>Le rendement simulé : amplificateur diviseur combineur</i>					
$\eta$ (%)	<i>Div-Com à Circuits localisés</i>	23.43	27.5	27.12	32.58
	<i>Div-Com à Circuits répartis</i>	24.31	28.56	32.3	35.75

Tableau.V.7 : Les valeurs théoriques et simulées des rendements.

Les courbes (Fig.V.36-V.39) ainsi que le tableau V.7 indiquent que les meilleurs rendements sont ceux des amplificateurs en classes C et B, ce qui confirme les résultats théoriques. Concernant les topologies utilisées, les résultats obtenus montrent que les faibles rendements sont enregistrés pour les amplificateurs en topologie diviseur combineur ce qui permet de dire que le rendement et le gain sont deux performances antagonistes.

**e) Point à 1dB de compression**

Les figures V.40 et V.41 illustrent la puissance de sortie à 1dB de compression des amplificateurs à constantes localisées pour la topologie cascade et celle en diviseur combineur.

En ce qui concerne les amplificateurs à constantes réparties, nous constatons d’après les courbes des figures V.36 à V.39 que le point à 1dB de compression pour chaque classe est presque le même pour les amplificateurs des deux circuits, donc les résultats coïncident avec ceux à constantes localisées.

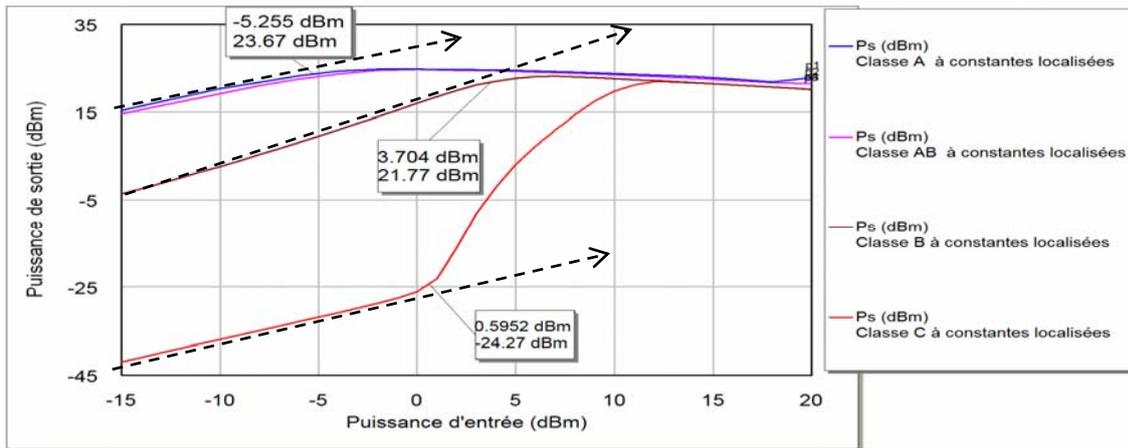


Fig.V.40 : Point à 1dB de compression pour la topologie cascade

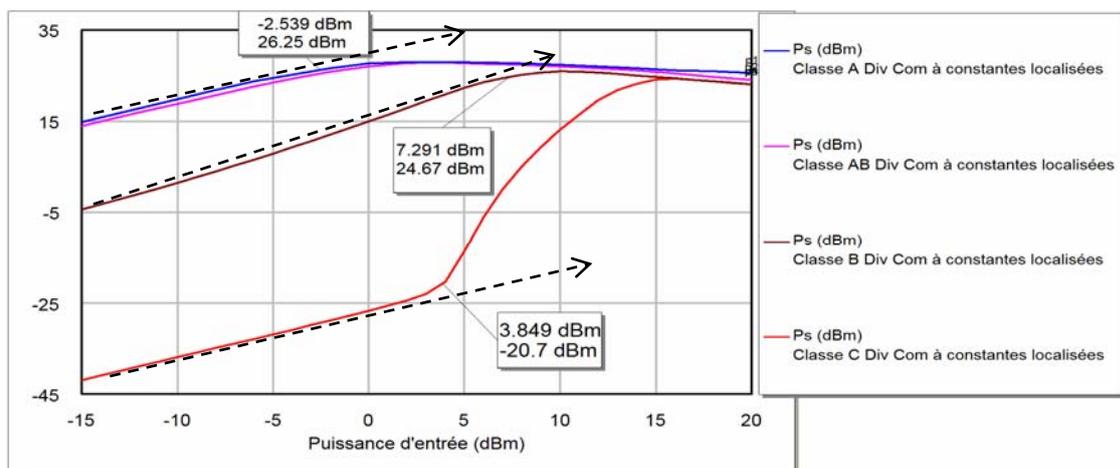


Fig.V.41 : Point à 1dB de compression pour la topologie diviseur combineur

Le tableau V.8 montre les valeurs simulées des points à 1dB de compression des différents amplificateurs à constantes localisées.

Classe	A	AB	B	C
<i>Le point à 1dB de compression simulé : amplificateur cascade</i>				
$P_e$ (dBm)	-5.25	-5.25	3.7	0.56
$P_s$ (dBm)	24.67	24.67	22.77	-23.27
<i>Le point à 1dB de compression simulé : amplificateur diviseur combineur</i>				
$P_e$ (dBm)	-2.54	-2.54	7.291	3.85
$P_s$ (dBm)	27.25	27.25	25.67	-21.7

Tableau.V.8 : Les valeurs simulées des points à 1dB de compression.

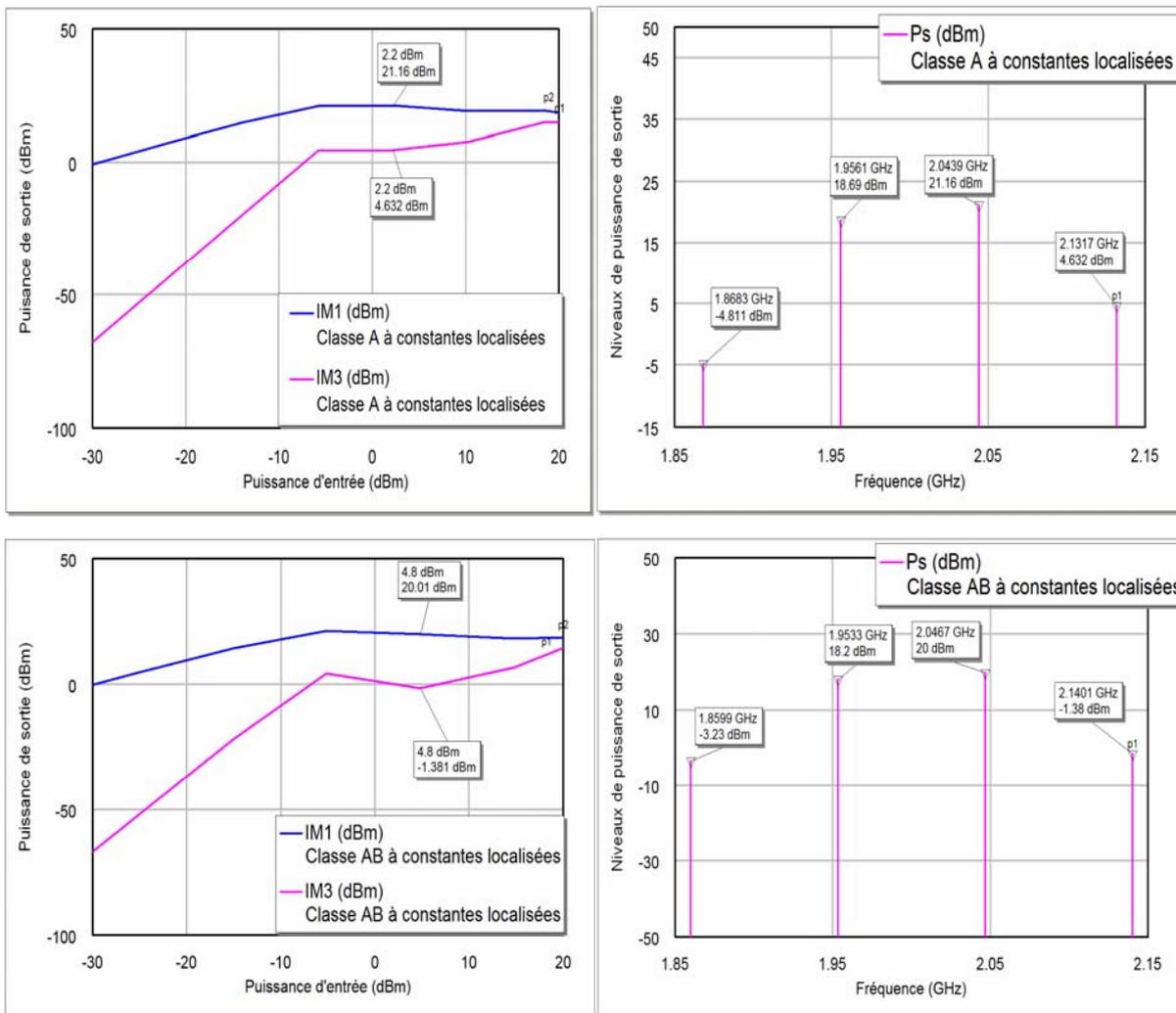
Le tableau V.8 montre que la puissance de sortie à 1dB de compression des amplificateurs en classes A, AB et B pour la topologies cascade est proche de la valeur typique donnée par le constructeur qui vaut 24 dBm, par contre, l'amplificateur en classe C donne une valeur négative (-23.27 dBm). En ce qui concerne les amplificateurs en topologie diviseur combineur, les

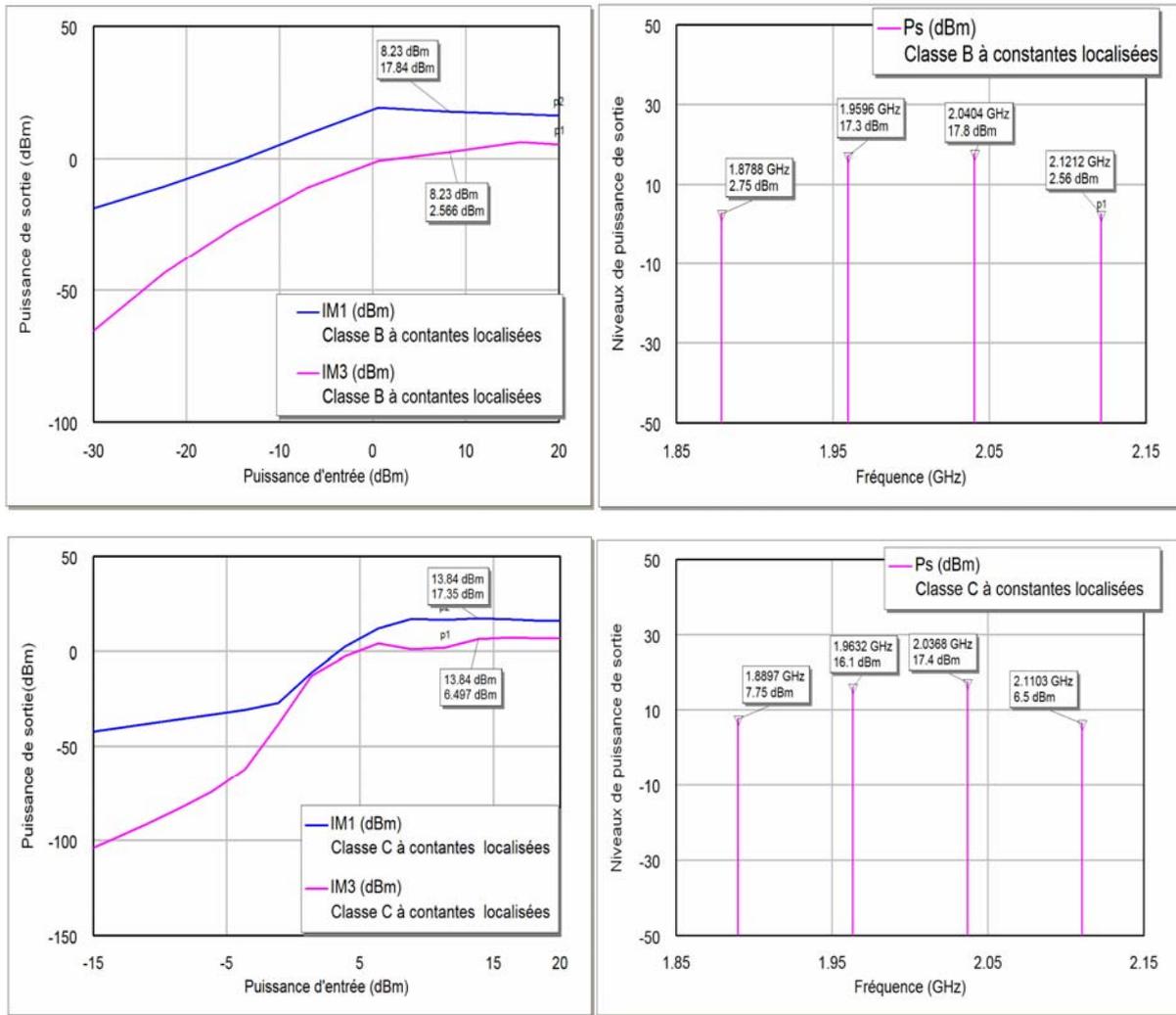
valeurs des puissances à 1dB de compression sont presque égales au double de celles de la topologie cascade.

**f) Produit d’intermodulation d’ordre trois**

Pour étudier la sensibilité des amplificateurs conçus aux fréquences d’interférence, nous devons appliquer à l’entrée de chaque amplificateur deux signaux de fréquences différentes ( $f_1$  et  $f_2$ ) situées au voisinage de la fréquence de travail ( $f_0 = 2\text{ GHz}$ ), le choix des deux fréquences se fait de telle sorte que l’écart  $(f_2 - f_1) < \frac{3}{2}\Delta f$ , pour rester à l’intérieur de la bande passante  $\Delta f$  de l’amplificateur. L’intermodulation d’ordre trois est la caractéristique la plus utilisée pour étudier cette sensibilité.

Les figures V.42 et V.43 illustrent les niveaux du fondamental et du produit d’intermodulation d’ordre 3 des amplificateurs à constantes localisées et à constantes réparties, respectivement.

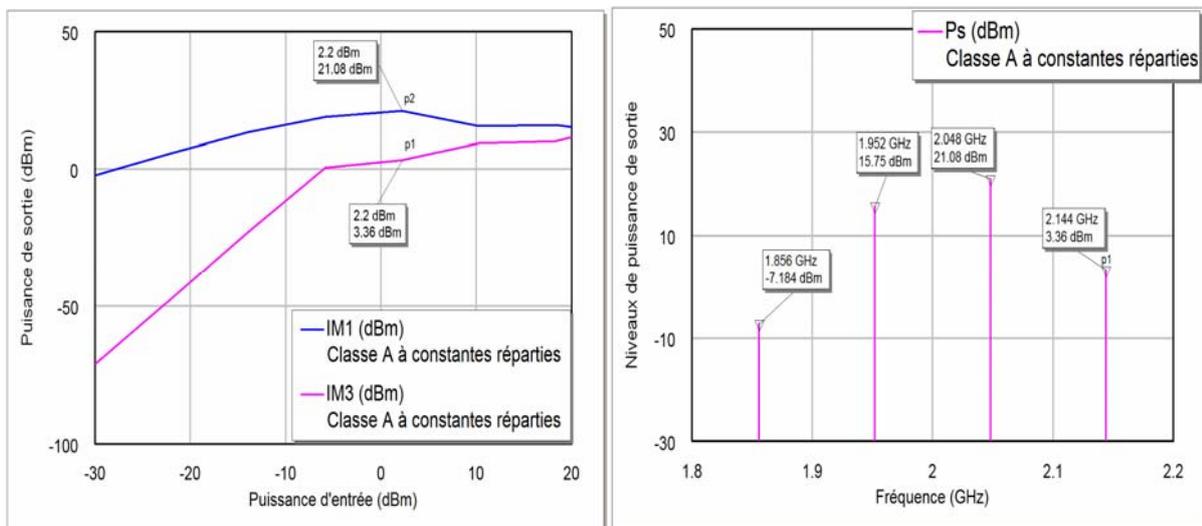


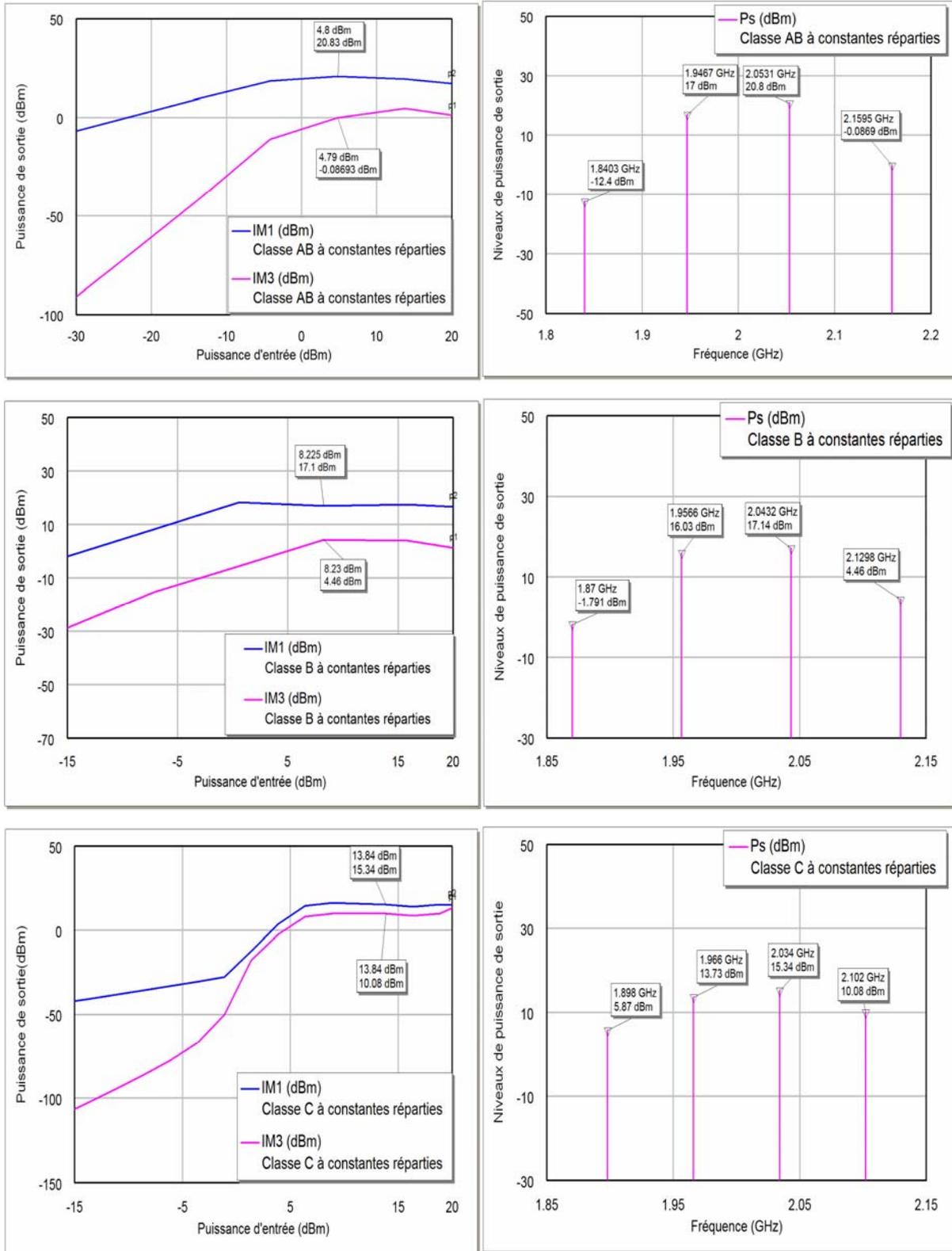


a) Le signal du fondamental et du produit d'intermodulation d'ordre 3

b) Spectre de la puissance de sortie en fonction de la fréquence pour la puissance  $P_e$

Fig.V.42 : Comparaison des niveaux du fondamental et du produit d'intermodulation d'ordre 3 des amplificateurs à constantes localisées





a) Le signal du fondamental et du produit d'intermodulation d'ordre 3

b) Spectre de la puissance de sortie en fonction de la fréquence pour la puissance  $P_e$

Fig.V.43 : Comparaison des niveaux du fondamental et du produit d'intermodulation d'ordre 3 des amplificateurs à constantes réparties

D'après les courbes des figures V.42 et V.43, nous remarquons que le niveau de produit d'intermodulation d'ordre 3 n'atteint pas celui du fondamental pour la puissance d'entrée  $P_e$ , ceci apparaît clairement pour les classe A, AB et B, par contre, pour la classe C, le niveau du produit d'intermodulation d'ordre 3 est proche de celui du fondamental.

D'après ces résultats, on peut constater que les amplificateurs de puissance conçus ont de faibles distorsions.

# CONCLUSION GENERALE

## CONCLUSION GENERALE

Le travail de ce mémoire s'articule autour de deux axes, le premier est consacré à la conception des amplificateurs de puissance micro ondes conventionnels en classes A, AB, B, et C à constantes localisées, semi localisées et réparties, le deuxième est consacré à la conception des amplificateurs précédents en topologie diviseur combineur, ce qui nous amène à plusieurs conclusions.

Les résultats des performances simulées sont proches de celles du modèle linéaire de transistor ce qui permet de constater que, la conception basée sur les paramètres de ce modèle linéaire est valable.

Les amplificateurs en classes A et AB donnent une meilleure linéarité et une puissance de sortie élevée par rapport à ceux en classes B et C, par contre, en terme de rendement élevé, les amplificateurs en classes B et C sont plus adéquats, ce qui confirme que ces deux performances sont antagoniste, et dans ce cas on peut dire que l'amplificateur en classe AB donne un meilleur compromis entre ces deux performances.

D'autre part, l'étude de la topologie diviseur/combineur, a montré son principal avantage qui consiste à doubler la puissance de sortie par rapport à la topologie cascade.

Les résultats de simulation des performances des différents amplificateurs à constantes localisées montrent la primauté de ce type de circuits par rapport à ceux à constantes réparties, du point de vue bande passante et gain. Cela est dû aux pertes de discontinuité et au comportement fréquentiel sélectif des circuits à constantes réparties par rapport à ceux à constantes localisées, ce qui mènera à l'optimisation des circuits conçus. Dans ce cadre, nous pouvons dire que la conception des amplificateurs à constantes semi localisées ne peut être considérée, c'est également le cas de notre conception, sauf si les valeurs des longueurs électriques  $\beta l$  des lignes sont faibles.

# BIBLIOGRAPHIE

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] Cyril Lagarde, « Modélisation de transistor de puissance GaN : conception d'un amplificateur de type Doherty pour les émetteurs a puissance adaptative », Thèse de doctorat, Université de Limoges, Septembre 2006.
- [2] 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, juillet 2005.
- [3] 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.
- [4] Jérôme Lajoinie, «Contribution a la conception optimale en terme linéaire et consommation des amplificateur de puissance en fonctionnement multiporteuse », Thèse de doctorat, Université de Limoges, février 2000.
- [5] Christophe Charbonniaud, «Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde », Thèse de doctorat, Université de Limoges, octobre 2005.
- [6] Hind Bousbia, «Analyse et développement de la caractérisation en puissance, rendement et linéarité de transistors de puissance en mode impulsionnel », Thèse de doctorat, Université de Limoges, décembre 2006.
- [7] Dorothée Muller, «Optimisation des potentialités d'un transistor LDMOS pour l'intégration d'amplificateur de puissance RF sur silicium », Thèse de doctorat, Université de Limoges, Octobre 2006.
- [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] H.Aksas, F.Houhou, « Conception et simulation d'amplificateur micro onde de puissance en classe A », PFE , ENP D'Alger, juin 2005.
- [10] Lounici Souad, Conception d'un Amplificateur de Puissance Micro-onde de type Doherty», Mémoire de Magister, ENP D'Alger, décembre 2006.
- [11] Dani Tannir, « Moments-Based computation of intermodulation distortion of RF circuits », IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.55, no. 10, October 2007, pp. 2135-2146.
- [12] Abderrazak Bennadji, «Implémentation de modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance dans des environnements de simulation système et co-simulation circuit système», Thèse de doctorat, Université de Limoges, avril 2006.

## BIBLIOGRAPHIE

- [13] Xuan Dai Do, « A generalized harmonic balance method for EMTP initialization», IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10. No. 3, July 1995.
- [14] F.Giannini et M. Ruggieri , « Planar circuit analysis of microstrip radial stub», IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.matt 32, no.12, december 1984, pp.1652– 1655.
- [15] F.Giannini et M. Ruggieri , « Shunt-connected microstrip radial strips », IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.mtt 34, no.3, mars 1986, pp. 333 – 336.
- [16] B.C.Wadell, “Transmission Line Design Book, Artech House”, Boston-London, 1991, pp 306-307.
- [17] Robert Badoual, “Les micro ondes : circuits, microrubans, fibres”, éditeur Masson, 1993, pp 222-307.
- [18] David M.Pozar, “microwave engineering”, John Wiley and sons,INC, 1998, pp 363-367.
- [19] 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, Université de Limoges, Novembre 2003.
- [20] “Fiche technique de l’EPA 080A-70” de la société Excelics Semiconductor, Inc.

# *ANNEXES*

## ANNEXE A

Détermination des composants du courant de drain  $I_{ds}(t)$ 

Nous avons choisi pour cette étude un modèle non linéaire du Gopinath, la non linéarité de ce modèle est présentée dans l'expression du courant de drain  $I_{ds}(t)$  en fonction des tensions  $V_{gs}(t)$  et  $V_{ds}(t)$ .

L'expression du courant de drain selon le modèle de Gopinath est donnée comme suit :

$$I_{ds}(t) = I_{dss} \left( 1 - \frac{V_{gs}(t)}{V_p} \right)^2 \left( 1 - \frac{V_{ds}(t)}{R_{d0} I_{dss}} \right) \quad (1)$$

Sachant que la fonction d'amplification dans un transistor de puissance est valable que dans la zone de saturation, nous avons limité l'étude dans l'intervalle  $V_{ds\min} < V_{ds} < V_{ds\max}$  :

Dans le cas d'une excitation sinusoïdale, nous avons :

$$V_{gs}(t) = V_{gs0} + V_{gs1} \cos \omega_0 t \quad (2)$$

$$V_{ds}(t) = V_{ds0} - V_{ds1} \cos \omega_0 t \quad (3)$$

Nous remplaçons (2) et (3) dans (1), dans ce cas, On peut calculer la valeur de  $\theta_0$  (1) sachant que  $I_{ds}(\omega t_0) = I_{ds}(\theta_0) = 0$ , on trouve donc :

$$\left( V_p - V_{ds0} - V_{gs1} \cos \theta_0 \right)^2 \left( R_{d0} I_{dss} - V_{ds0} + V_{ds1} \cos \theta_0 \right) = 0 \quad (4)$$

$$(4) \Rightarrow \begin{cases} \cos \theta_0 = \frac{V_p - V_{gs0}}{V_{gs1}} \\ \text{ou} \\ \cos \theta_0 = -\frac{R_{d0} I_{dss} - V_{ds0}}{V_{ds1}} \end{cases} \quad (5)$$

Nous remplaçons (5) et (6) dans l'expression (1) on trouve une nouvelle formulation de  $I_{ds}(t)$  donnée comme suit :

$$I_{ds}(t) = \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_p^2 R_{d0}} \left( \left( \frac{V_p - V_{gs0}}{V_{gs1}} \right) - \cos \omega_0 t \right)^2 \left( \left( \frac{R_{d0} I_{dss} - V_{ds0}}{V_{ds1}} \right) + \cos \omega_0 t \right) \quad (7)$$

$$I_{ds}(t) = \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} (\cos \theta_0 - \cos \omega_0 t)^2 (\cos \theta_0 + \cos \omega_0 t) \quad (8)$$

$$I_{ds}(t) = \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} (-\cos^3 \theta_0 + 3 \cos^2 \theta_0 \cos \omega_0 t - 3 \cos \theta_0 \cos \omega_0^2 t + \cos \omega_0^3 t) \quad (9)$$

Supposant que :  $A = -\cos^3 \theta_0$ ,  $B = 3 \cos^2 \theta_0$ ,  $C = -3 \cos \theta_0$ ,  $D=1$ .

L'expression (9) devient :

$$I_{ds}(t) = \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{V_P^2 R_{d0}} (-A + 3B \cos \omega_0 t - 3C \cos \omega_0^2 t + D \cos \omega_0^3 t) \quad (10)$$

La décomposition en série de Fourier de  $I_{ds}(t)$  donnée par (11) permet de calculer la valeur moyenne  $I_{ds0}$  ainsi que l'amplitude du fondamental  $I_{ds1}$  :

$$I_{ds}(t) = I_{ds0} + \sum_{n=1}^{n=\infty} I_{dn} \cos(n \omega_0 t) + I_{dn} \sin(n \omega_0 t) \quad (11)$$

La valeur moyenne  $I_{ds0}$  est donnée par :

$$I_{ds0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} I_{ds}(t) d\omega_0 t \quad (12)$$

L'amplitude du fondamental  $I_{ds1}$  par :

$$I_{ds1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} I_{ds}(t) d\omega_0 t \quad (13)$$

On donne les résultats des intégrales nécessaires pour calculer  $I_{ds0}$  et  $I_{ds1}$  comme suit :

$$\int_{-\theta_0}^{\theta_0} d\omega_0 t = 2\theta_0 \quad (14)$$

$$\int_{-\theta_0}^{\theta_0} (\cos \omega_0 t) d\omega_0 t = 2 \sin \theta_0 \quad (15)$$

$$\int_{-\theta_0}^{\theta_0} (\cos \omega_0^2 t) d\omega_0 t = \theta_0 + \frac{1}{2} \sin 2\theta_0 \quad (16)$$

$$\int_{-\theta_0}^{\theta_0} (\cos \omega_0^3 t) d\omega_0 t = 2 \sin \theta_0 \cos^2 \theta_0 + \frac{4}{3} \sin^3 \theta_0 = \frac{3}{2} \sin \theta_0 + \frac{1}{6} \sin 3\theta_0 \quad (17)$$

$$\int_{-\theta_0}^{\theta_0} (\cos \omega_0 t)^4 d\omega_0 t = 2 \sin \theta_0 \cos^3 \theta_0 + \frac{3}{4} \theta_0 \cos 2\theta_0 - \frac{3}{8} \sin 2\theta_0$$

$$= \frac{3}{4} \theta_0 \cos 2\theta_0 + \frac{3}{8} \sin 2\theta_0 + \frac{1}{2} \sin \theta_0 \cos 3\theta_0;$$
(18)

Après développement des intégrales, on aboutit à :

$$I_{ds0} = \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{2\pi V_P^2 R_{d0}} \left( \begin{array}{l} 2A\theta_0 + 2B \sin \theta_0 + C\theta_0 + \frac{C}{2} \sin 2\theta_0 + 2 \sin \theta_0 \cos^2 \theta_0 \\ -\frac{4}{3} \sin 3\theta_0 + 4 \sin \theta_0 \cos^2 \theta_0 \end{array} \right)$$
(19)

$$I_{ds1} = \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{\pi V_P^2 R_{d0}} \left( \begin{array}{l} 2A \sin \theta_0 + B\theta_0 + \frac{B}{2} \sin \theta_0 + 6C \sin \theta_0 \cos^2 \theta_0 + \frac{4}{3} C \sin 3\theta_0 \\ + \frac{3}{4} \theta_0 + \frac{1}{2} \sin 2\theta_0 + \frac{3}{16} \cos \theta_0 \sin 3\theta_0 - \frac{1}{16} \sin \theta_0 \cos 3\theta_0 \end{array} \right)$$
(20)

Les résultats finals de la composante continue  $I_{ds0}$  et de la composante de fondamental

$I_{ds1}$  sont donnés par :

$$I_{ds0} = \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{2\pi V_P^2 R_{d0}} \left( \begin{array}{l} -4\theta_0 \cos \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0 \cos 2\theta_0 + \frac{9}{2} \sin \theta_0 (1 + \cos 2\theta_0) \\ -\frac{4}{3} \sin 3\theta_0 \end{array} \right)$$
(21)

$$I_{ds1} = \frac{V_{gs1}^2 V_{ds1}}{\pi V_P^2 R_{d0}} \left( \begin{array}{l} \frac{9}{4} \theta_0 + \frac{3}{2} \theta_0 \cos 2\theta_0 - \sin 2\theta_0 \left( \frac{15}{4} + \frac{17}{4} \cos 2\theta_0 \right) \\ + \frac{67}{16} \cos \theta_0 \sin 3\theta_0 - \frac{1}{16} \sin \theta_0 \cos 3\theta_0 \end{array} \right)$$
(22)

## ANNEXE B

## a) Le transistor de puissance HFET EPA-080A (modèle de Curtice)

Le modèle non linéaire de Curtice est défini par l'équation analytique paramétrée suivante :

$$I_{ds}(t) = (A_0 + A_1 V_1 + A_2 V_1^2 + A_3 V_1^3) \tanh(\gamma V_{ds}(t))$$

$$\text{avec : } V_1 = V_{gs}(t - \tau) \left(1 + \beta(V_{ds\text{ sat}} - V_{ds}(t))\right)$$

## b) Les paramètres de l'EPA-080A

Les paramètres de l'EPA-080A sont donnés par le tableau B.1

Nom	Unité	valeur	Description
$\beta$	-	0.318	Paramètre du sous-seuil de conduction
$\gamma$	-	1.81	Paramètre du drain (I/V)
$A_0$	-	0.286	Coefficient de polynôme (I/V)
$A_1$	-	0.288	Coefficient de polynôme (I/V)
$A_2$	-	-0.192	Coefficient de polynôme (I/V)
$A_3$	-	-0.195	Coefficient de polynôme (I/V)
$V_{ds\text{ sat}}$	V	3.95	$V_{ds}$ à la quelle commenceront les effets de sous-seuil
$C_{ds}$	F	0.216 e-12	La capacité drain-source

Tableau.B.1 : Paramètres de l'EPA-080A

## c) Circuit équivalent

La figure B.1 illustre le circuit équivalent de transistor EPA-080A.

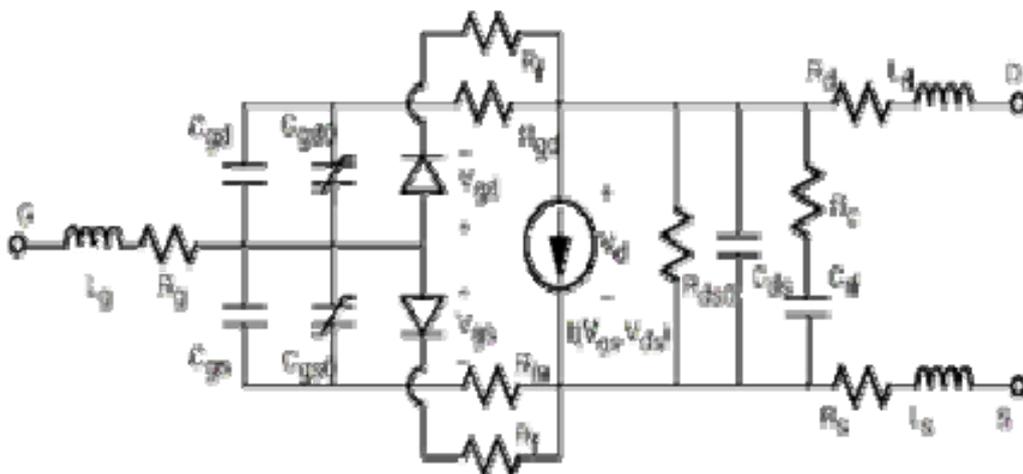


Fig.B.1 : Circuit équivalent de transistor EPA-080A

#### d) Paramètres de dispersion ( $S_{ij}$ ) de l'EPA-080A

Le tableau B.2 représente les paramètres de dispersion mesurés par le constructeur pour le point de polarisation  $V_{ds} = 6\text{ volt}$  et  $I_{ds} = 177\text{ mA}$ , pour une bande de fréquence allant de  $1\text{ GHz}$  à  $26\text{ GHz}$  :

<b>S-PARAMETERS</b>								
<b>6V, 1/2 Idss</b>								
FREQ	--- S11 ---		--- S21 ---		--- S12 ---		--- S22 ---	
(GHz)	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
1.0	0.866	-71.0	12.893	130.8	0.029	55.7	0.443	-37.6
2.0	0.744	-116.0	8.854	100.2	0.039	40.1	0.354	-61.3
3.0	0.694	-144.0	6.494	79.6	0.044	35.2	0.325	-76.0
4.0	0.674	-167.3	5.126	62.2	0.047	34.1	0.316	-87.5
5.0	0.671	174.4	4.223	46.6	0.051	33.5	0.299	-100.8
6.0	0.674	162.0	3.620	32.5	0.057	33.7	0.294	-118.5
7.0	0.678	147.6	3.162	18.9	0.064	33.2	0.314	-130.9
8.0	0.683	135.4	2.803	5.5	0.072	32.0	0.313	-144.8
9.0	0.709	117.2	2.462	-8.7	0.082	26.7	0.333	-156.3
10.0	0.738	102.6	2.179	-22.9	0.091	20.6	0.360	-172.2
11.0	0.750	93.1	2.025	-36.7	0.102	12.4	0.391	168.0
12.0	0.773	82.2	1.874	-51.2	0.115	3.5	0.427	149.7
13.0	0.815	70.3	1.640	-64.5	0.118	-6.0	0.453	133.7
14.0	0.841	59.8	1.424	-76.5	0.119	-14.4	0.485	121.1
15.0	0.848	49.5	1.308	-90.6	0.123	-25.1	0.535	105.0
16.0	0.857	38.3	1.175	-106.6	0.123	-37.7	0.570	86.3
17.0	0.847	30.3	1.017	-117.0	0.122	-42.3	0.574	75.0
18.0	0.853	24.6	0.946	-125.7	0.130	-54.7	0.617	67.3
19.0	0.861	13.5	0.879	-139.3	0.121	-64.6	0.649	54.3
20.0	0.879	3.2	0.810	-153.5	0.121	-76.1	0.701	40.3
21.0	0.898	-2.6	0.753	-164.7	0.120	-85.7	0.701	29.4
22.0	0.864	-11.2	0.714	-175.8	0.122	-95.8	0.688	21.7
23.0	0.855	-26.2	0.684	168.0	0.124	-110.9	0.672	4.6
24.0	0.856	-41.2	0.633	149.2	0.130	-129.7	0.683	-15.7
25.0	0.825	-52.8	0.607	136.3	0.138	-142.9	0.696	-26.3
26.0	0.811	-68.1	0.622	121.5	0.161	-156.6	0.677	-40.3

Tableau B.2 : Paramètres de dispersion ( $S_{ij}$ ) de l'EPA-080A