

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

P0002/05A

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN
ELECTRONIQUE

**CONCEPTION ET SIMULATION
D'AMPLIFICATEURS MICROONDES
DE PUISSANCE EN CLASSE A**

Dirigé par :

Dr. M. Trabelsi

Etudié par :

**AKSAS Hamza
HOUHOU Fayçal**

Promotion : Juin 2005

DEDICACES

Je dédie ce mémoire à mes très chers parents, en insistant sur leurs sacrifices, durant mes dix-sept années d'études, des sacrifices sans lesquels je ne serais arrivé là où j'en suis maintenant. A mes sœurs Farah et Feriel et à mon petit frère Hamza, ainsi que toute ma famille.

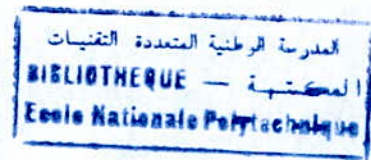
Je ne saurais oublier mes amis, qui m'ont beaucoup soutenu et sur lesquels j'ai toujours pu compter.

Fayçal

*A ma mère,
A mes frères Yacine et Lamine,
A mon frère Bouzid et sa famille,
A ma sœur Karima,
A mes sœurs Saliha, Nacira, Hakima, hassiba et leurs familles,
A toute ma famille,
A mon ami Lahsen, ainsi qu'à tous mes amis.*

A la mémoire de mon père,

Hamza



REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au sein du laboratoire de télécommunications de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction de Monsieur M. Trabelsi, Maître de conférences à l'ENP.

Nous le remercions en sa qualité d'encadreur, pour sa gentillesse, sa bonne humeur, ses précieux conseils et pour la confiance qu'il nous a témoignée en dirigeant ce travail.

Nous exprimons notre profonde gratitude à Monsieur M. Mehenni, Professeur, pour l'honneur qu'il nous fait en présidant le jury, ainsi qu'à Monsieur A. Mokraoui, Docteur d'état, pour avoir accepté d'en faire partie.

Notre reconnaissance va également à Monsieur R. Aksas, Professeur, pour sa disponibilité, son aide et ses conseils éclairés.

Nous remercions tous ceux qui ont de près ou de loin contribué à l'aboutissement et l'amélioration de ce travail.

Enfin et surtout, nous remercions le bon dieu de nous avoir donné le courage, la force et la volonté qui nous ont permis de faire aboutir ce modeste travail.

ملخص

يحتوي هذا العمل على دراسات لمضخمات للاستطاعة ميكرو موجية باستعمال مقالل ذو تأثير حقل ذو تصنيف موزع/جامع وذلك باستعمال عناصر محددة أو موزعة العناصر الموزعة أو النصف موزعة ، تم إنجازها بالتكنولوجيا الميكرو شريطية. تصميم هذه المضخمات يستند على نظريات الميكرو موجات، التي تركز على خطوط الإرسال و وسائط التوسيع. دراسة و تركيب عناصر المضخم تم دراستها بواسطة برنامج موافق، و تم اختيار تواتر 1 Ghz لاستعمالها في شبكات الهاتف النقال.

الكلمات المفتاحية: استقرار، ربح (معامل تضخيم)، مضخم استطاعة، تصنيف، ويلكينسون.

Résumé

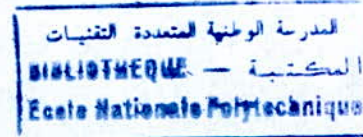
Ce travail s'intéresse à l'étude et à la conception de deux amplificateurs de puissance micro-ondes, l'un en topologie cascade, l'autre en topologie diviseur/combiner. Différents circuits passifs qu'ils soient à constantes localisées, semi localisés ou réparties, sont utilisés. Les circuits à constantes réparties sont réalisés en technologie microruban. La conception de ces amplificateurs fait appel à la théorie des systèmes micro-ondes, basée sur celle des lignes de transmission et sur les paramètres de répartition. La simulation et la synthèse de ces dispositifs se font à l'aide d'un logiciel approprié. La fréquence de 1 GHz est choisie en raison de son utilisation dans la radiotéléphonie.

Mots clés : amplificateurs de puissance, gain, stabilité, topologie, conception, Wilkinson

Abstract

This work interests the study and the design of two power microwave amplifiers. The first made with cascade topology and the second with divider/combiner topology. Various passive circuits, with lumped, half lumped or distributed constants, are used. The half lumped and distributed circuits are made in microstrip technology. The design of these amplifiers makes use of the theory of microwave systems, which is based on the transmission lines and the scattering parameters. The Simulation, the synthesis and the realization of the layout of these devices are performed with an adequate software. A 1 GHz frequency is selected for its use in mobile telephony.

Key words: power amplifiers, gain, stability, topology, design, Wilkinson



SOMMAIRE

INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 LES TRANSISTORS HYPERFREQUENCES	
1.1.Introduction.....	3
1.2. Les types de transistors.....	3
1.2.1. Les transistors à homojonction	3
2.1.2. Les transistors à hétérojonction	4
2.1.2.1. Les transistors à effet de champ à hétérojonction	4
2.1.2.2. Les transistors bipolaires à hétérojonction	5
1.3. Modèles électriques des transistors microondes.....	5
1.3.1. Modèle linéaire.....	5
1.3.2 Modèle non linéaire	6
1.4. Modèles mathématiques des transistors microondes.....	7
1.4.1. Modèle linéaire	9
1.4.2. Modèle non linéaire	9
1.5. Classes de fonctionnement.....	10
1.5.1. Les classes A, B, AB et C	10
1. 5.1.1. Classe A	12
1.5.1.2. Classe B	12
1.5.1.3. Classe AB	13
1.5.1.4. Classe C	14
1.5.2. Classes D et E	14
1.5.2.1. Classe D	14
1. 5.2.2. Classe E	15

CHAPITRE 2 ANALYSE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

2.1. Introduction	17
2.2. Performances des amplificateurs de puissance.....	17
2.2.1. Performances des classes de fonctionnement	18
2.2.1.1. Modèle linéaire.....	19
2.2.1.2 Modèle non linéaire	20
2.2.2. Détermination des performances.....	20
2.2.3. Comparaison des performances.....	22
2.3. Distorsion dans les amplificateurs de puissance.....	24
2.3.1. Gain et puissance à 1 dB de compression	25
2.3.2. Intermodulation d'ordre trois IM3.....	27
2.4. Configuration des amplificateurs de puissance.....	30
2.4.1. Définition du gain en puissance.....	31
2.4.2. Etude de la stabilité.....	31
2.4.3. Circuits de polarisation	33
2.4.3.1. Circuits à constantes localisées	33
2.4.3.2. Circuit de polarisation à lignes quart d'ondes.....	34
2.4.3.3. Circuit de polarisation à stub radial	34
2.4.4. Quadripôles d'adaptation	35
2.4.4.1. Quadripôles à constantes localisées	35
2.4.4.2. Quadripôles à constantes réparties	36

CHAPITRE 3 CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

3.1. Introduction.....	39
3.2. Conception	41
3.2.1. Choix du transistor.....	41
3.2.2. Etude de la stabilité	42
3.2.3 Détermination des paramètres de conception	42
3.2.4. Conception des circuits d'adaptation.....	47
3.2.4.1. Circuits à constantes localisées.....	47

3.2.4.2. Circuits à constantes réparties.....	48
3.2.5. Conception des Circuits de polarisation et des condensateurs de liaison.....	49
3.2.6. Synthèse de l'amplificateur	49

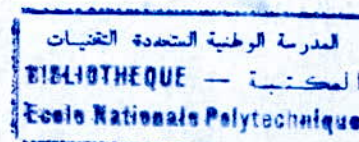
CHAPITRE 4 SIMULATION DES AMPLIFICATEURS

4.1.Introduction	53
4.2. Simulation des grandeurs statiques.....	53
4.3. Simulation des amplificateurs.....	56
4.3.1. Topologie cascade	56
4.3.2. Topologie diviseur	64
CONCLUSION	69

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXE A

ANNEXE B



GLOSSAIRE

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

Z_c : Impédance caractéristique d'une ligne.

K : Facteur de Rollet.

Δ : Déterminant de la matrice $[S]$.

Γ : Coefficient de réflexion.

ω : Pulsation ($\omega = 2\pi f$).

ϵ_r : Permittivité relative.

C : Vitesse de la lumière dans l'air

v : Vitesse dans un milieu de propagation.

λ : Longueur d'onde.

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

σ : Conductivité d'un matériau.

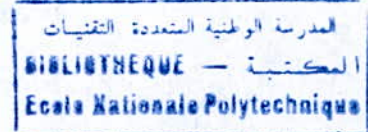
θ : Longueur électrique ($\theta = \beta l$).

h : Epaisseur du substrat diélectrique.

t : Epaisseur de la bande métallique.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة → BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION



INTRODUCTION

Le développement des systèmes de communications modernes conduit les concepteurs de circuits à élaborer des méthodes de conception optimales. L'amplificateur de puissance est un élément clé de ces systèmes. Il permet d'augmenter le niveau du signal en vue de son traitement ultérieur. Il est souvent utilisé dans la chaîne d'émission entre le modulateur et l'antenne d'émission et son rôle essentiel est d'assurer une puissance d'émission pour une puissance d'entrée donnée. Sa conception est basée sur un compromis concernant principalement les paramètres électriques suivant :

- les conditions de polarisation
- les niveaux de puissance mis en jeu
- les rendements
- la linéarité (ou distorsion)

Nous nous sommes fixés comme objectif de concevoir deux amplificateurs de puissance opérant à 1 GHz. Le premier en topologie cascade a fait l'objet de trois conceptions différentes selon que les circuits utilisés soient à constantes localisées, semi localisées ou réparties, le second en topologie diviseur/combineur associant seulement des circuits à constantes réparties.

Ce qui nous a amenés à nous intéresser à ces deux topologies c'est pour montrer, sur la base d'une étude comparative, que l'amplificateur à topologie diviseur/combineur peut fournir une puissance deux fois plus grande que celle d'un amplificateur à topologie cascade. Il est évident que cette caractéristique fasse de l'amplificateur à topologie diviseur/combineur un candidat potentiel pour des applications nécessitant des puissances élevées.

Le choix de la fréquence 1 GHz est motivé par le fait que la téléphonie par liaison radio s'opère au voisinage de cette fréquence.

L'organisation du mémoire comprendra quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la description des transistors à effet de champ utilisés dans les circuits hyperfréquences et à une présentation des principales classes de fonctionnement.

Nous abordons dans le deuxième chapitre une analyse théorique des amplificateurs de puissances, en détaillant ses performances, sa non linéarité et ses éléments constitutifs.

Dans le troisième chapitre, nous nous intéressons à la conception des amplificateurs de puissance.

Dans le dernier chapitre, une simulation des grandeurs électriques citées ci-dessus pour les deux topologies est traitée. Les résultats obtenus à l'issue de cette simulation sont conformes à ceux prévus lors de la conception.

Finalement, le mémoire se termine par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

Les transistors hyperfréquences

LES TRANSISTORS HYPERFREQUENCES

1.1. INTRODUCTION

Le premier choix que doit faire tout concepteur de circuit porte sur les transistors à utiliser. Dans la cas de la conception d'un amplificateur de puissance, les critères de choix du composant sont donnés par :

- la gamme de fréquence d'utilisation et le gain à obtenir ;
- le niveau de puissance de sortie à fournir.

A ces caractéristiques primordiales peuvent s'ajouter des critères tels que la densité de puissance maximale, les niveaux limites d'utilisation en courant et tension, le taux d'intégration, ... ainsi que des critères économiques portant sur le coût de fabrication, les éléments extérieurs d'adaptation et de contrôle...

1.2. LES TYPES DE TRANSISTORS

Les différents types de transistors qu'ils soient bipolaires ou à effet de champ peuvent être classés en deux familles qui sont les transistors à homojonction et à hétérojonction [1].

1.2.1. Les transistors à homojonction

Le transistor à effet de champ dénommé FET ou TEC repose sur le fonctionnement d'un dispositif semi-conducteur unipolaire. Sur ce principe, différentes structures de transistors à effet de champ correspondant à différents contacts de grille ont été élaborées :

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

De nouveaux transistors pouvant contrôler des puissances supérieures à l'état de l'art actuel sont en train d'émerger. Ils ne sont pas faits en Silicium ou en Arséniure de Gallium car ces matériaux sont utilisés près de leurs limites physiques ultimes. Aujourd'hui, les semi-conducteurs à large bande interdite sont les candidats idéaux pour réaliser un nouveau saut

technologique. Nous pouvons citer les FETs sur Sic (Carbure de Silicium) et GaN (Nitrure de Gallium) [2]. En effet, leurs propriétés physiques (champ électrique de claquage, vitesse de saturation, conductivité thermique) en font des matériaux de choix pour un grand nombre d'applications de forte puissance et à haute température, comme l'indique le tableau 1.1.

	Si	AsGa	GaN	SiC
Gap Eg (eV)	1.12	1.43	3.4	3.3
Mobilité ($\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{sec}$)	800	4900	1000	560
Vitesse de saturation ($\text{cm} \cdot \text{sec}^{-1}$)	10^7	10^7	$1,5 \cdot 10^7$	$2 \cdot 10^7$
Conductivité thermique ($\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$)	1.5	0.54	1.3	3.7
Champ de claquage ($\text{MV} \cdot \text{cm}^{-1}$)	0.25	0.4	3	2.2

Tableau 1.1 : Caractéristiques physiques des transistors MESFET

1.2.2. Les transistors à hétérojonction :

1.2.2.1. Les transistors à effet de champ à hétérojonction

Malgré des efforts considérables fournis en vue d'améliorer les performances en puissance et en fréquence des MESFETs sur AsGa, ces derniers restent aujourd'hui limités à des applications microondes qui ne dépassent pas environ 30 GHz. Pour des fréquences plus élevées, les composants à hétérojonction tels que les HEMTs (**H**igh **E**lectron **M**obility **T**ransistors) présentent de meilleures performances.

Ainsi, grâce aux meilleures propriétés de transport des électrons, les HEMTs répondent aux besoins de la réalisation de circuits à des fréquences millimétriques. De plus, leurs ordres de grandeur en bruit sont meilleures que celles des MESFETs.

A partir de la structure conventionnelle du HEMT, plusieurs types de transistors à effet de champ à hétérojonction ont été imaginés [3] :

- le HEMT (High Electron Mobility Transistor);
- le TEGFET (Two dimensionnal Electron Gas Field Effect Transistor);
- le HFET (Heterostructure Field Effect Transistor);
- le MODFET (MODulation Doped Field Effect Transistor);

- le PHEMT (Pseudomorphic Hight Electron Mobility Transistor);
- le PMHFET (PseudoMorphic Heterostructure Field Effect Transistor).

1.2.2.2. Les transistors bipolaires à hétérojonction

Dans les transistors bipolaires à hétérojonction (HBT : heterojunction bipolar transistor) les électrons injectés dans la base bénéficient d'une vitesse plus élevée, par rapport au transistor bipolaire classique, limitant ainsi le temps de transit. La fréquence de coupure du gain en courant et la fréquence de travail sont alors considérablement augmentées. Le transistor peut être constitué sur la base d'Arséniure de Gallium ou sur la base de Silicium germanium [4].

1.3. MODELES ELECTRIQUES DES TRANSISTORS MICROONDES

Fondamentalement les transistors de puissance en micro-onde sont modélisés, à la sortie, par des sources de courant idéales commandées par un signal d'excitation. En signaux faibles, le transistor est considéré comme un dispositif linéaire. Par contre en signaux forts, il est non linéaire.

Ce sont des modèles constitués d'éléments localisés issus de la caractérisation expérimentale. Les méthodologies d'extraction du modèle classique ne seront pas reportées dans ce mémoire. Cependant, le modèle classique est une approche globale du composant ne prenant pas en compte sa nature distribuée. Or, avec la montée en fréquences, il devient nécessaire de prendre en compte les phénomènes liés à la distribution du composant, ceci afin d'obtenir une meilleure prédiction des caractéristiques lors de la conception des circuits.

1.3.1. Modèle linéaire

Le modèle électrique du transistor linéaire (figure 1.1), décrit son comportement en faible signal. La détermination de ses éléments se fait à partir des paramètres de répartition S_{ij} mesurés.

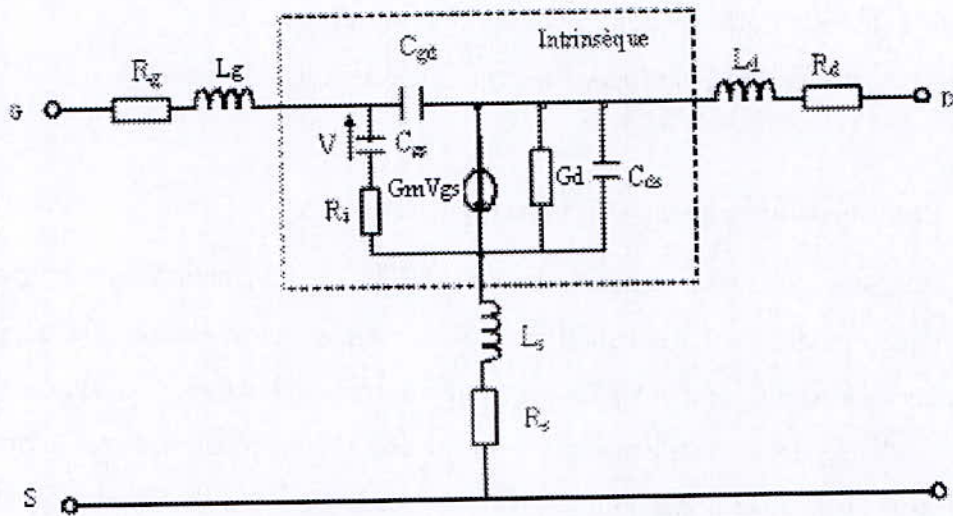


Fig. 1.1 : Schéma équivalent du transistor MESFET faible signal

Dans ce modèle :

- La transconductance G_m est l'élément principal du transistor. Elle traduit le contrôle du courant de canal I_{ds} par la tension V_{gs} , pour une tension V_{ds} constante.
- La conductance G_d , représente la résistance du canal ou la variation du courant I_{ds} en fonction de la tension V_{ds} .
- Les capacités C_{gs} et C_{gd} , représentent les variations de la charge accumulée sous l'électrode de grille, dans la zone de charge d'espace et le couplage électrostatique entre les électrodes du composant.
- Les résistances R_s et R_d sont dues aux contacts ohmiques et zones conductrices inactives dans le semi-conducteur.
- Les deux inductances L_g et L_d modélisent les bus d'accès aux électrodes du composant.

1.3.2 Modèle non linéaire

Le modèle fort signal (figure 1.2) comporte cinq non-linéarités en fonction de $V_{ds}(t)$ et $V_{gs}(t)$ dont la plus importante est $I_{ds}(t)$. Le générateur $I_{gs}(t)$ traduit la conduction de la jonction Schottky de grille, quand la tension appliquée à celle-ci est supérieure au potentiel de contact. Le générateur de courant $I_{gd}(t)$ traduit le phénomène d'avalanche lorsque la tension de drain est importante ou lorsque la tension grille est fortement négative. Parmi les éléments électriques intrinsèques seules C_{gs} et C_{dg} ont un comportement non linéaire.

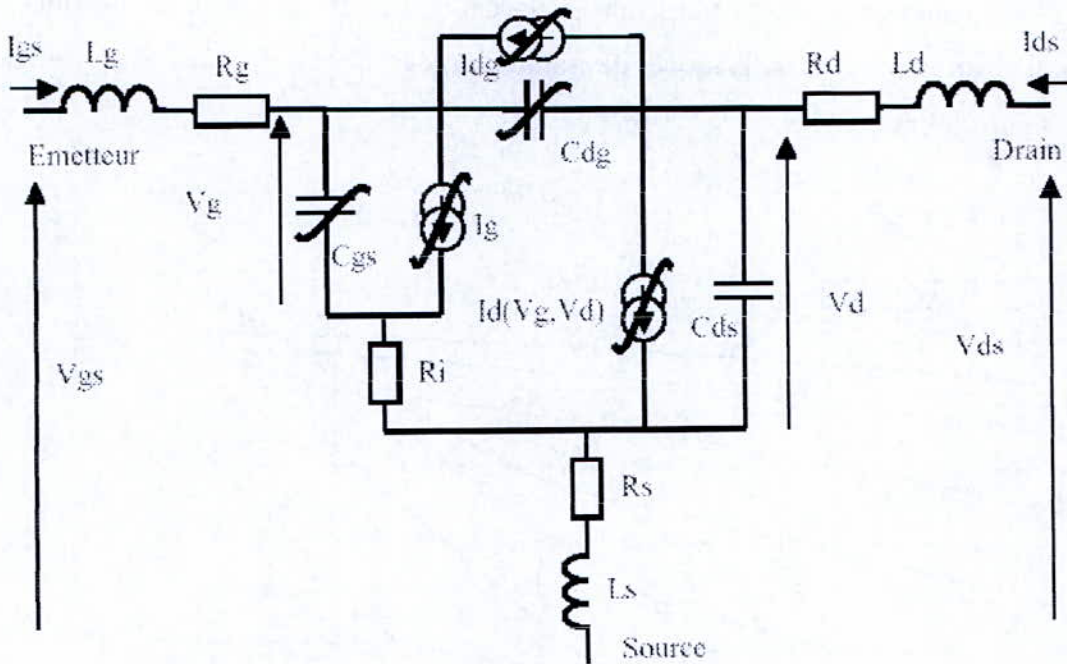


Fig. 1.2 : Schéma équivalent du transistor MESFET en fort signal

Dans ce modèle :

- $I_d(t)$ représente la non linéarité fondamentale du transistor,
- $I_g(t)$ traduit la mise en conduction de la jonction Schottky de grille pour une tension V_g supérieure au potentiel de contact,
- $I_{dg}(t)$ traduit le phénomène d'avalanche qui apparaît pour des différences élevées de potentiel entre grille et drain,
- C_{gs} et C_{gd} sont deux capacités variables en fonction des tensions appliquées. La variation de la valeur de ces capacités est plus importante pour des tensions de commande V_g élevées, soit une mise en conduction de la jonction Schottky de grille, ou V_d faible, située à proximité ou dans la zone ohmique.

1.4. MODELES MATHÉMATIQUES DES TRANSISTORS MICRONDES

Appelés aussi modèles de type « boîte noire », ces modèles sont fondés sur une représentation purement mathématique (polynômes, réseau de neurones ...) des réponses électriques aux accès du composant. Ces modèles peuvent être appliqués à tous types de transistors, car ils ne tiennent pas compte de fonctionnement physique du composant. De ce fait, ils ne permettent pas de réaliser une conception optimum. Il est impossible, par exemple,

de vérifier l'adaptation en sortie du transistor en traçant son cycle de charge intrinsèque. Ils sont généralement définis dans la zone de saturation des caractéristiques statiques des transistors (figure 1.3 et 1.4).

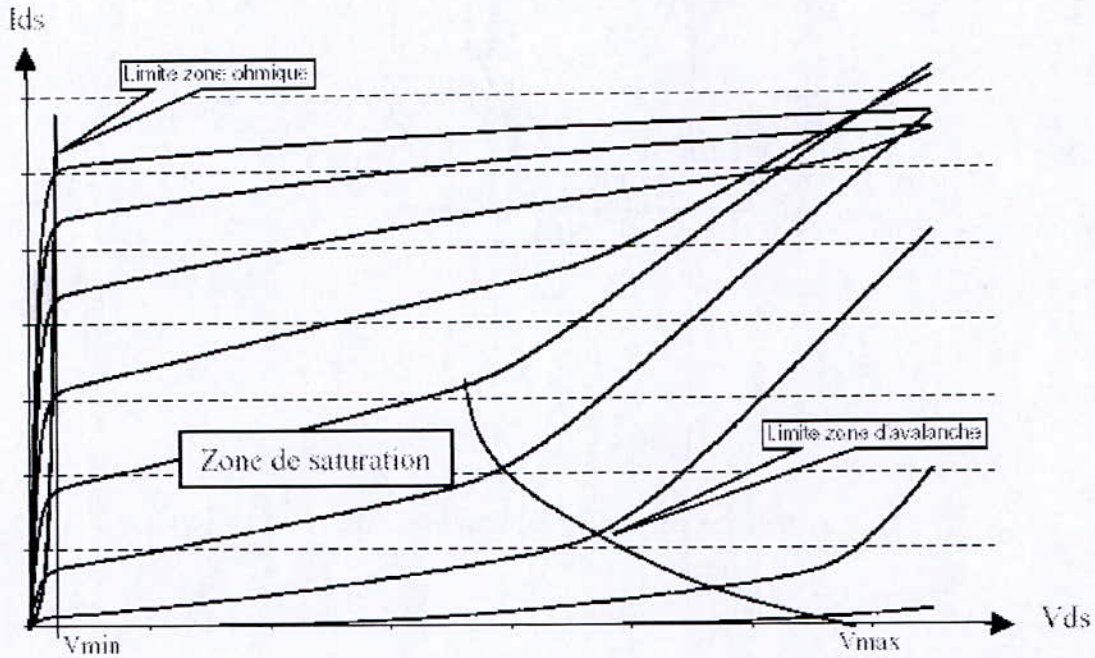


Fig. 1.3 : Caractéristiques statiques $I_{ds}=f(V_{ds})$

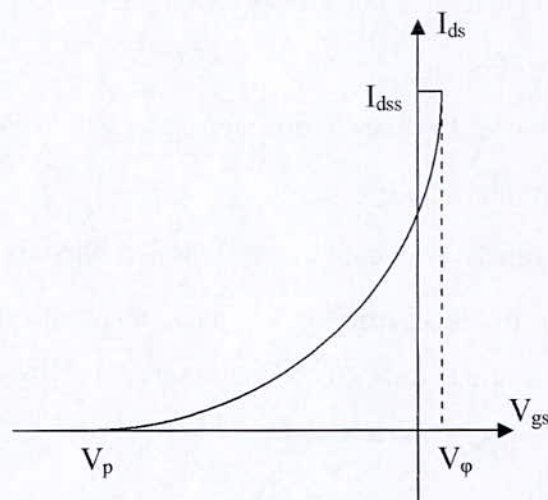


Fig. 1.4 : Caractéristiques statiques $I_{ds}=f(V_{gs})$

Où I_{dss} est le courant maximal de drain et V_p et V_ϕ sont respectivement les tensions de pincement et de claquage de la source

1.4.1. Modèle linéaire

Dans la zone saturée, les variations de $I_{ds}(t)$ est donnée [5] par la fonction linéaire suivante :

$$I_{ds}(t) = G_m (V_{gs}(t) - V_\phi) + G_d (V_{ds}(t) - V_{ds\min}) + I_{dss} \quad (1.1)$$

où G_m et G_d sont respectivement la transconductance et la conductance de drain.

1.4.2. Modèle non linéaire

Plusieurs expressions analytiques du courant drain-source ont été développées ; parmi lesquelles on peut citer [1] :

- Gopinath et Rankin

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_\phi}\right)^2 \left(1 - \frac{V_{ds}}{R_{do} I_{dss}}\right) \quad (1.2)$$

- Staz et Pucel

$$I_{ds} = 0 \quad \text{si } V_{gs} < V_T \quad (1.3)$$

$$I_{ds} = \beta \frac{(V_{gs} - V_t)^2}{1 + b(V_{gs} - V_t)} (1 + \lambda V_{ds}) \left[1 - \left(1 - \frac{\alpha V_{ds}}{\beta}\right)^3 \right] \quad \text{si } V_{ds} < \frac{3}{\alpha} \quad (1.4)$$

$$I_{ds} = \beta \frac{(V_{gs} - V_t)^2}{1 + b(V_{gs} - V_t)} (1 + \lambda V_{ds}) \quad \text{si } V_{ds} \geq \frac{3}{\alpha} \quad (1.5)$$

où V_T : threshold or turn-on voltage;

b , β et α sont les paramètres du modèle;

λ en rapport avec la conductance du drain.

On s'intéresse au cas où $V_{ds} \geq \frac{3}{\alpha}$ (région de saturation).

- Tajima

$$I_{ds} = I_{dss} F_G F_D \quad (1.6)$$

où

$$F_G = \frac{V_{gsN} - \frac{1 - \exp(-mV_{gsN})}{m}}{K} \quad (1.7)$$

$$F_D = 1 - \exp(-V_{dsN} - aV_{dsN}^2 - bV_{dsN}^3) \quad (1.8)$$

$$V_{gsN} = 1 + \frac{V_{gs}(1-\tau) - V_\phi}{V_p} \quad (1.9)$$

$$V_{dsN} = \frac{V_{ds}}{V_{ds0} \left(1 + W \frac{V_{gs}(1-\tau)}{V_p} \right)} \quad (1.10)$$

$$K = 1 - \frac{\exp(-m)}{m} \quad (1.11)$$

où W est la largeur du TEC

- Curtice

$$I_{ds} = \beta (V_{gs} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (1.12)$$

- Materka

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^2 \tanh \frac{\alpha V_{ds}}{V_{gs} - V_1} \quad (1.13)$$

avec $V_1 = V_t + \lambda V_{ds}$

où I_{dss} , V_t , α et λ sont les paramètres du modèle.

1.5. CLASSES DE FONCTIONNEMENT

On peut distinguer différentes classes de fonctionnement, chacune d'elles correspond à une valeur ou à un intervalle de l'angle d'ouverture $\theta_o = \omega t_o$ où ω et t_o représentent respectivement la pulsation du signal et le temps durant lequel le courant de drain $I_{ds}(t)$ est différent de zéro.

1.5.1. Les classes A, B, AB et C

Ces classes sont obtenues pour une tension d'excitation sinusoïdale. En sortie, les composantes harmoniques de la tension de drain sont filtrées afin d'obtenir une tension purement sinusoïdale.

Le point de polarisation d'entrée, ou de grille, est choisi de façon à modifier le temps de conduction de la source de courant de drain (figure 1.3). La valeur de la tension d'excitation par rapport à la tension de pincement détermine la classe de fonctionnement et la forme temporelle du courant de drain.

Le point de polarisation (figure 1.4) par rapport à la tension de pincement détermine la classe de fonctionnement et la forme d'onde du courant de drain .

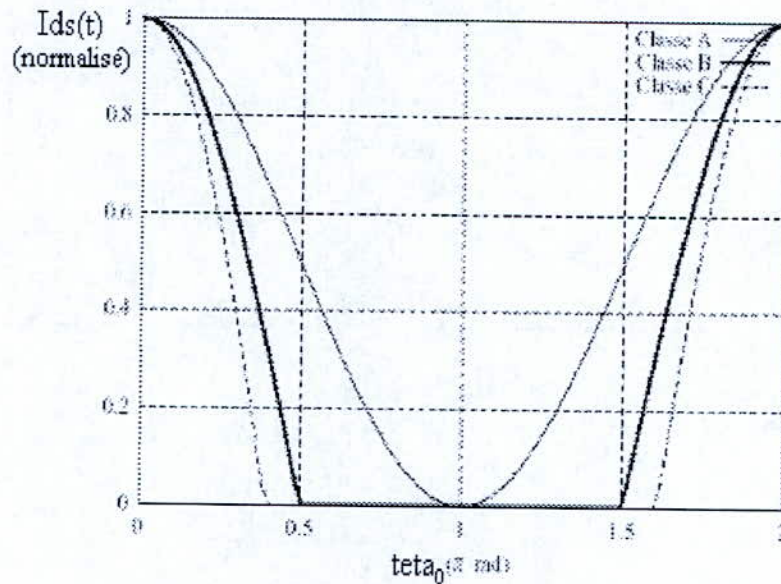


Fig. 1.3: forme temporelle du courant en classe A, B et C

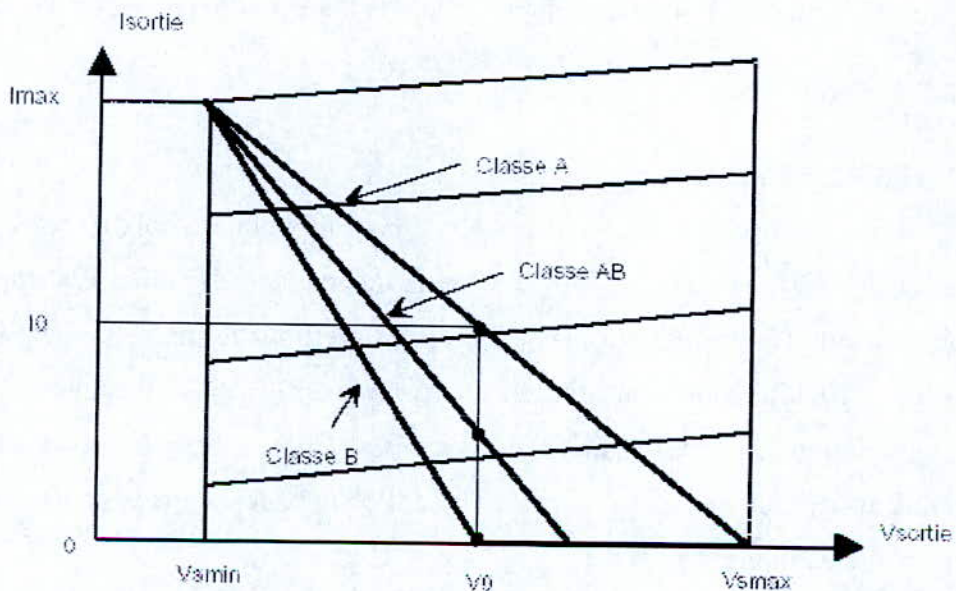


Fig. 1.4 : Evolution du point de repos en fonction de la classe de fonctionnement

1.5.1.1. Classe A

Si le transistor conduit constamment, la classe de fonctionnement est dite « classe A ». De ce fait, il n'y a aucune déformation du signal due au blocage du transistor, le signal de sortie sera proche d'une sinusoïde (figure 1.5) et l'amplificateur est considéré linéaire. Pour obtenir une dynamique et donc une puissance de sortie maximale, le point de polarisation est choisi au milieu de la caractéristique de telle sorte que le transistor sature le plus tardivement possible.

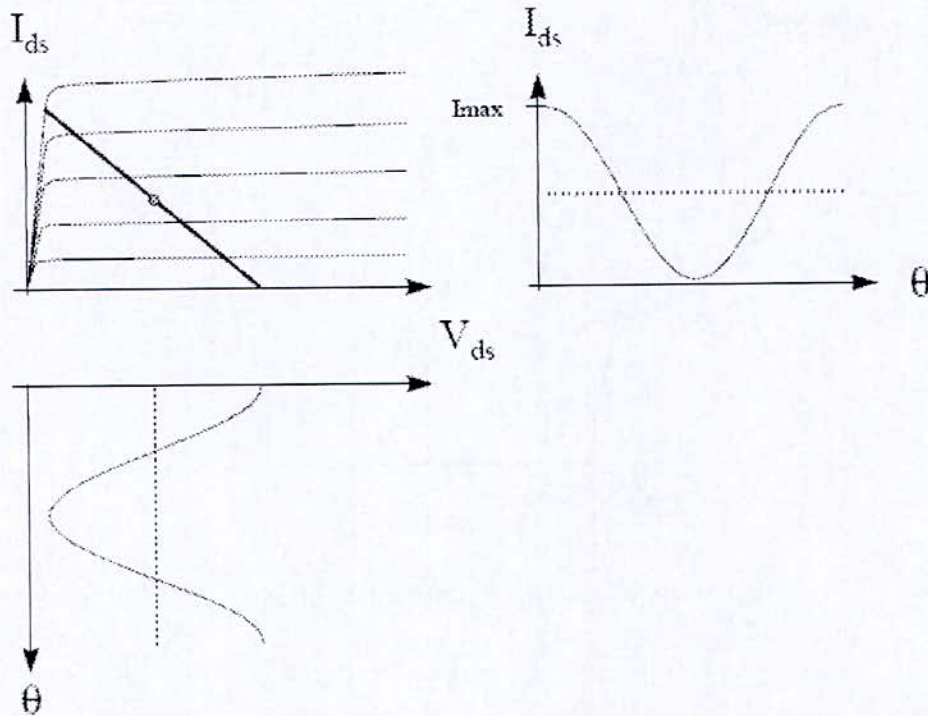


Fig. 1.5: Formes des signaux de drain et cycle de charge en classe A

1.5.1.2. Classe B

Le transistor fonctionne en « classe B » pour un point de polarisation bien précis, choisi au point de blocage du transistor. La forme du courant de drain est alors proche d'une demi sinusoïde (figure 1.6). La classe B est utilisée pour le montage « Push-pull » où deux branches d'amplification sont utilisées alternativement [6]. Une branche pour les alternances positives, l'autre pour les alternances négatives. Chaque branche conduit en Classe B, la recombinaison des signaux en sortie permet d'obtenir des signaux sinusoïdaux avec un fort rendement électrique.

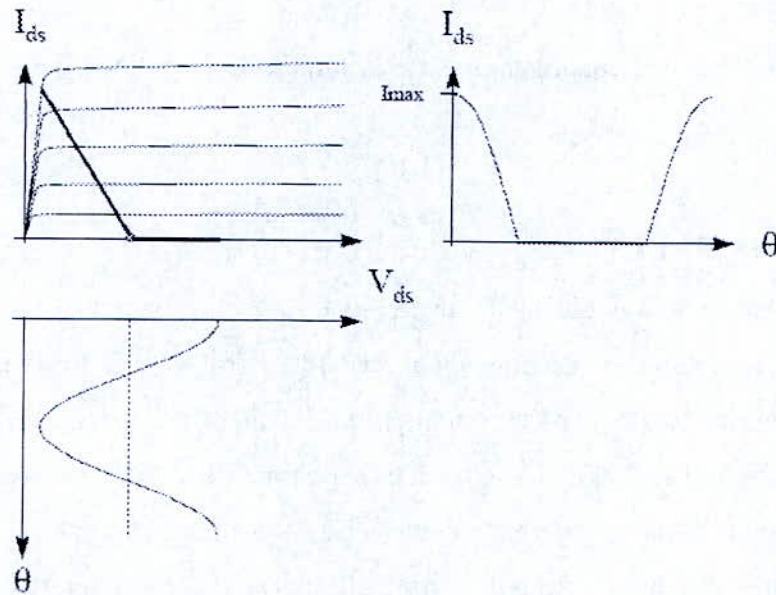


Fig. 1.6 : Formes des signaux de drain et cycle de charge en classe B

1.5.1.3. Classe AB

La classe AB est la classe intermédiaire entre la classe A et la classe B. La source de courant ne conduit pas toujours mais elle est bloquée sur moins d'une demi-période (figure 1.7).

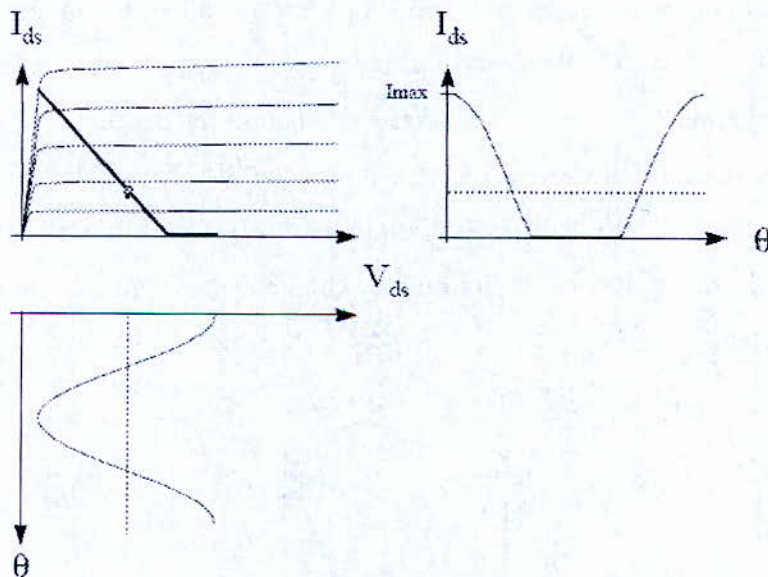


Fig. 1.7 : Formes des signaux de drain et cycle de charge en classe AB

Si le point de polarisation est proche de la tension de pincement pour la tension de grille, la classe de fonctionnement est dite « classe AB profonde » ; au contraire, si le transistor est peu bloqué, la classe est dite « classe AB légère ».

1.5.1.4. Classe C

En classe C le transistor conduit moins de la moitié de la période comme illustré sur la figure 1.3.

1.5.2. Classes D et E

Les classes de fonctionnement D et E sont des classes pour lesquelles le signal d'excitation est de type carré et non sinusoïdal, et où la sortie est une sortie périodique. Dans ces classes, le transistor fonctionne en commutation. En théorie, il est possible d'atteindre un rendement électrique de 100 % [7]. La tension et le courant de sortie ne doivent pas être actifs au même instant, pour avoir un tel rendement. C'est-à-dire qu'à tout instant le produit de la tension de drain par le courant de drain doit être nul. $I_{ds}(t) \cdot V_{ds}(t) = 0$ quel que soit l'instant t . L'inconvénient majeur de ces classes pour des applications à des fréquences élevées est la nature du signal d'entrée à utiliser. En effet le niveau de puissance nécessaire pour l'obtention d'un tel signal est élevé, d'où un faible rendement en puissance ajoutée pour des fréquences supérieures à quelques GHz.

1.5.2.1. Classe D

La classe D fonctionne sur le principe d'une entrée d'excitation de forme carrée et nécessite un circuit de charge sélectif afin d'obtenir un courant dans la charge de forme sinusoïdale. Un problème subsiste sur les temps de montée et descente du courant et de la tension de drain, du coup, il existe une certaine puissance dissipée qui pénalise le rendement électrique. Avec la classe D, il est difficile d'atteindre les 100 % de rendement. La figure 1.8 illustre les formes de la tension et du courant en incluant les temps de montée et descente pénalisant le rendement.

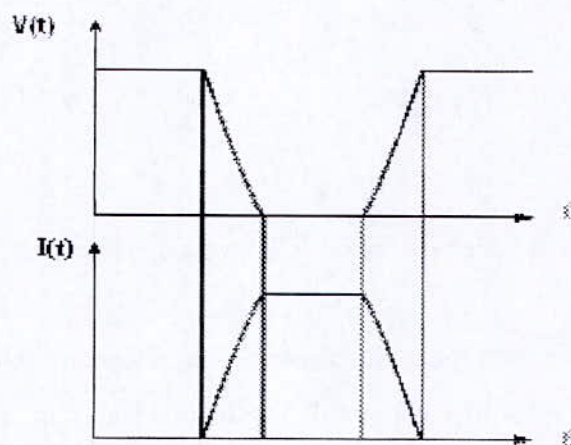


Fig. 1.8 : Courant et tension de sortie du transistor pour la classe D

1. 5.2.2. Classe E

Le principe de la classe E est identique à celui de la classe D mais le circuit de charge est calculé de façon à éviter le recouvrement entre le courant et la tension de sortie (figure 1.9). Le fait de réduire les recouvrements limite un petit peu la valeur et les excursions des signaux donc également la puissance de sortie.

Pour supprimer les recouvrements, un procédé consiste à décaler les instants de montée et de descente [8].

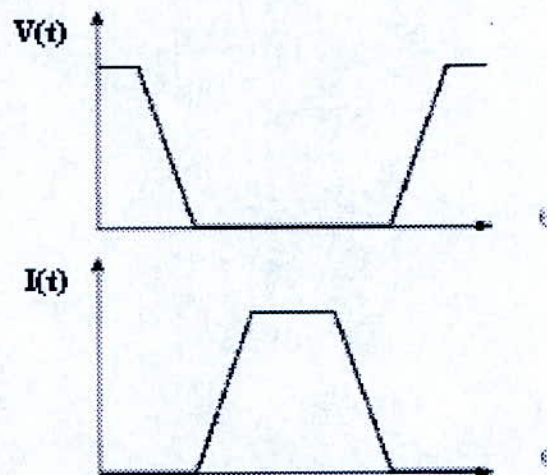


Fig. 1.9 : Courant et tension de sortie du transistor pour la classe E

CHAPITRE 2

Analyse des amplificateurs de puissance

ANALYSE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

2.1. INTRODUCTION

L'analyse des amplificateurs de puissance traitée dans ce chapitre est décomposée en trois parties. La première est l'évaluation des performances, elle reposera sur les modèles du courant $I_{ds}(t)$, l'un linéaire et l'autre non linéaire, en tenant compte des classes de fonctionnement. La deuxième est focalisée sur la distorsion due aux éléments non linéaire, et la dernière détaillera ses caractéristiques et le dimensionnement de ses éléments constitutifs

2.2. PERFORMANCES DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

L'amplificateur de puissance est un élément actif, d'où la présence de sources d'alimentation continues. Son but principal est de délivrer le maximum de puissance à la sortie. Il est possible de dresser un bilan des puissances mises en jeu (figure 2.1) en distinguant les différentes puissances.

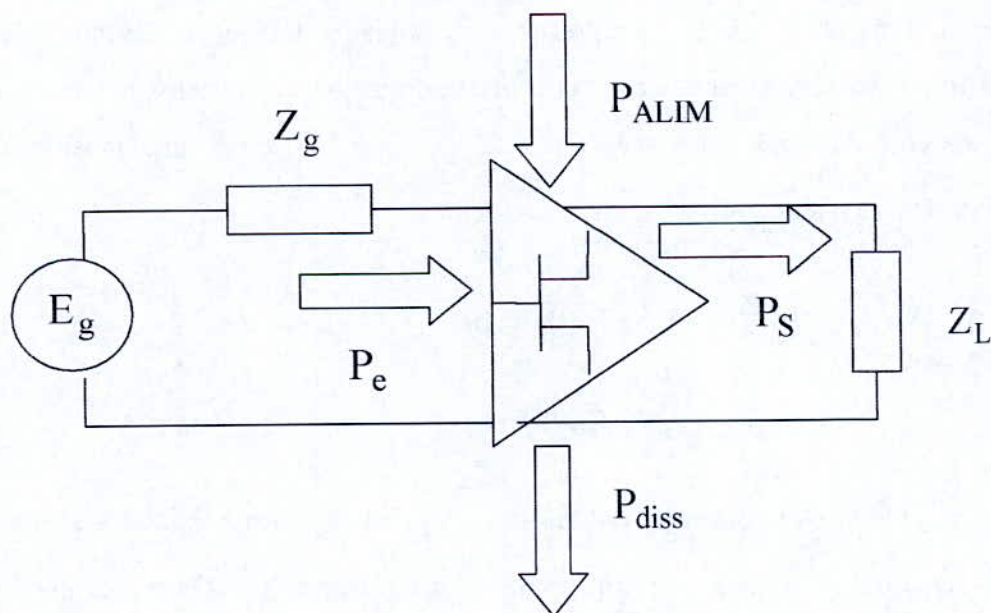


Fig. 2.1: Grandeurs caractéristiques aux accès de l'amplificateur

Les puissances fournies à l'amplificateur sont:

- la puissance d'entrée (P_e),
- la puissance continue provenant des alimentations (P_{ALIM}).

Les puissances de sortie résultantes sont:

- la puissance de sortie (P_s),
- la puissance dissipée (P_{diss}).

Dans le bilan des puissances, ces deux catégories doivent se compenser, soit:

$$P_e + P_{ALIM} = P_s + P_{diss}$$

Un autre point essentiel pour les amplificateurs de puissance est la consommation électrique nécessaire pour obtenir un niveau de puissance de sortie souhaité. Ce point est caractérisé par le rendement électrique.

2.2.1. Performances des classes de fonctionnement

Le choix des classes est un critère très important pour l'optimisation des rendements et des puissances lors de la conception. Nous déterminons, en fonction de l'angle d'ouverture, les performances normalisées du transistor en fonction de l'angle d'ouverture et de la tension d'entrée. Ceci nous permet d'établir une comparaison entre les différentes classes. La connexion à la sortie du transistor d'une résistance optimale, associée à une inductance qui résonne à la fréquence fondamentale avec la capacité drain-source du transistor, nous permet d'une part d'avoir une puissance élevée et de recueillir en sortie une tension $V_{ds}(t)$ sinusoïdale. Ainsi, on peut écrire :

$$V_{gs}(t) = V_{gso} + V_{gs1} \cos \omega_o t \quad (2.1)$$

$$V_{ds}(t) = V_{dso} - V_{ds1} \cos \omega_o t \quad (2.2)$$

où V_{gso} et V_{dso} sont les tensions de polarisation, V_{gs1} et V_{ds1} les amplitudes des tensions variables. Pour qu'il y ait puissance maximale à la sortie, ces grandeurs doivent vérifier [5] :

$$V_{dso} = \frac{V_{dsmax} + V_{dsmin}}{2} \quad (2.3)$$

$$V_{gs1} = V_{\varphi} - V_{gs0} \quad (2.4a)$$

$$V_{ds1} = \frac{V_{ds\max} - V_{ds\min}}{2} \quad (2.4b)$$

L'objectif est de calculer d'abord les composantes continue et fondamentale de $I_{ds}(t)$ selon que le modèle du transistor soit linéaire ou non linéaire, et d'en déduire ensuite la puissance de sortie, la puissance d'alimentation, le rendement et la charge optimale.

2.2.1.1. Modèle linéaire

Dans la zone saturée, les variations de $I_{ds}(t)$ sont données [5] par la fonction linéaire suivante :

$$\begin{aligned} I_{ds}(t) &= G_m(V_{gs}(t) - V_{\varphi}) + G_d(V_{ds}(t) - V_{ds\min}) + I_{dss} \\ &= G_m(V_{gs0} - V_{\varphi}) + G_d(V_{ds0} - V_{ds\min}) + (G_m V_{gs1} - G_d V_{ds1}) \cos \omega t + I_{dss} \end{aligned} \quad (2.5)$$

G_m et G_d sont respectivement la transconductance et la conductance de drain.

Sachant que le courant de drain s'annule pour l'angle d'ouverture θ_o , on aura :

$$\cos \theta_o = \frac{G_m(V_{\varphi} - V_{gs0}) + G_d(V_{ds\min} - V_{ds0})}{(G_m V_{gs1} + G_d V_{ds1})} - I_{dss} \quad (2.6)$$

D'où, la nouvelle expression de $I_{ds}(t)$:

$$\begin{aligned} I_{ds}(t) &= \frac{I_{dss}(\cos \omega t - \cos \theta_o)}{1 - \cos \theta_o} \quad \text{pour } 0 \leq t \leq t_o \text{ et } T - t_o \leq t \leq T \\ I_{ds}(t) &= 0 \quad \text{ailleurs} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Le développement en série de Fourier, conduisant à la détermination de la composante continue I_{dso} et à l'amplitude I_{ds1} à la fréquence fondamentale, permet d'obtenir :

$$I_{dso} = \frac{I_{dss}}{\pi(1 - \cos \theta_o)} (\sin \theta_o - \theta_o \cos \theta_o) \quad (2.8)$$

$$I_{ds1} = \frac{I_{dss}}{\pi(1 - \cos \theta_o)} (\theta_o - \sin \theta_o \cos \theta_o) \quad (2.9)$$

2.2.1.2. Modèle non linéaire

Compte tenu de la non linéarité de $I_{ds}(t)$, on peut, en première approximation, écrire [8] :

$$I_{ds}(t) = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}(t)}{V_p}\right)^2 \quad (2.10)$$

Ce modèle simplifié permet d'étudier l'influence de la forme de la caractéristique $I_{ds}(t) = f(V_{gs}(t))$ sur les classes de fonctionnement. La relation (2.10) s'écrit sous la forme :

$$I_{ds}(t) = I_{dss} \frac{V_{gs1}^2}{V_p^2} (\cos \omega_o t - \cos \theta_o)^2 \quad (2.11)$$

avec
$$\cos \theta_o = \frac{V_p - V_{gs0}}{V_{gs1}}$$

Le développement en série de Fourier de la relation (2.10) conduit aux expressions suivantes :

$$I_{dso} = I_{dss} \left(\frac{V_{gs1}}{V_p}\right)^2 \frac{1}{\pi} \left(\theta_o + \frac{\theta_o}{2} \cos 2\theta_o - \frac{3}{4} \sin 2\theta_o\right) \quad (2.12)$$

$$I_{dsl} = I_{dss} \left(\frac{V_{gs1}}{V_p}\right)^2 \frac{2}{\pi} \left(\frac{3}{4} \sin \theta_o - \theta_o \cos \theta_o + \frac{1}{12} \sin \theta_o\right) \quad (2.13)$$

2.2.2. Détermination des performances

Pour le modèle linéaire :

- La puissance de sortie à la fréquence fondamentale est

$$\begin{aligned} P_{S1} &= \frac{1}{2} V_{ds1} I_{ds1} \\ &= \frac{1}{4} (V_{ds \max} - V_{ds \min}) I_{dss} \frac{\theta_o - \sin \theta_o \cos \theta_o}{\pi(1 - \cos \theta_o)} \end{aligned} \quad (2.14)$$

- La puissance d'alimentation du drain du transistor est donnée par l'expression :

$$\begin{aligned} P_{AL} &= V_{dso} I_{dso} \\ &= \frac{V_{ds \max} + V_{ds \min}}{2} I_{dss} \frac{\sin \theta_o - \theta_o \cos \theta_o}{\pi(1 - \cos \theta_o)} \end{aligned} \quad (2.15)$$

- Le rendement de drain est alors :

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{S1}}{P_{AL}} \\ &= \frac{1}{2} \frac{V_{ds \max} - V_{ds \min}}{V_{ds \max} + V_{ds \min}} \frac{(\theta_o - \sin \theta_o \cos \theta_o)}{(\sin \theta_o - \theta_o \cos \theta_o)} \end{aligned} \quad (2.16)$$

- Pour une admittance de charge réelle, la puissance de sortie est élevée. Cette dernière est maximale si l'admittance de charge a pour expression :

$$G_{opt} = \frac{I_{ds1}}{V_{ds1}} = \frac{2I_{dss}}{\pi(V_{ds\max} - V_{ds\min})} \frac{\theta_o - \sin\theta_o \cos\theta_o}{1 - \cos\theta_o} \quad (2.17)$$

Pour le modèle non linéaire :

$$P_{S1} = \frac{I}{2\pi} (V_{ds\max} - V_{ds\min}) I_{dss} \left(\frac{V_{gs1}}{V_p}\right)^2 \left(\frac{3}{4} \sin\theta_o - \theta_o \cos\theta_o + \frac{1}{12} \sin 3\theta_o\right) \quad (2.18)$$

$$P_{AL} = \frac{I}{2\pi} (V_{ds\max} + V_{ds\min}) I_{dss} \left(\frac{V_{gs1}}{V_p}\right)^2 \left(\theta_o + \frac{\theta_o}{2} \cos\theta_o - \frac{3}{4} \sin 2\theta_o\right) \quad (2.19)$$

$$\eta = \frac{V_{ds\max} - V_{ds\min}}{V_{ds\max} + V_{ds\min}} \left(\frac{\frac{3}{4} \sin\theta_o - \theta_o \cos\theta_o + \frac{1}{12} \sin 3\theta_o}{\theta_o + \frac{\theta_o}{2} \cos 2\theta_o - \frac{3}{2} \sin 2\theta_o} \right) \quad (2.20)$$

$$G_{opt} = \frac{2I_{dss} V_{gs1}^2}{\pi V_{ds1} V_p^2} \left(\frac{3}{4} \sin\theta_o \cos\theta_o + \frac{1}{12} \sin 3\theta_o \right) \quad (2.21)$$

2.2.3. Comparaison des performances

Un récapitulatif des performances obtenues pour les classes A et B est présenté par le tableau 2.1 avec les remarques suivantes :

- pour une classe donnée le meilleur rendement est obtenu avec le modèle non linéaire, alors que pour un même modèle le rendement est plus important en classe B ;
- pour le modèle linéaire la puissance de sortie est la même et la puissance d'alimentation est supérieure en classe A, alors que pour le modèle non linéaire, la puissance de sortie est inférieure en classe B, et la puissance d'alimentation est la même ;
- l'admittance optimale ne change pas pour le modèle linéaire, par contre elle est doublée en classe B pour le modèle non linéaire.

	Modèle linéaire	
	Classe A	Classe B
P_{SI}	$\frac{I_{dss}}{8} (V_{ds\ max} - V_{ds\ min})$	$\frac{I_{dss}}{8} (V_{ds\ max} - V_{ds\ min})$
$P_{SI\ max} (V_{ds\ min} = 0)$	$\frac{I_{dss}}{8} V_{ds\ max}$	$\frac{I_{dss}}{8} V_{ds\ max}$
P_{ALIM}	$\frac{V_{ds\ max} + V_{ds\ min}}{4} I_{dss}$	$\frac{V_{ds\ max} + V_{ds\ min}}{2\pi} I_{dss}$
η	$\frac{1}{2} \frac{V_{ds\ max} - V_{ds\ min}}{V_{ds\ max} + V_{ds\ min}}$	$\frac{\pi}{4} \frac{V_{ds\ max} - V_{ds\ min}}{V_{ds\ max} + V_{ds\ min}}$
$\eta_{max} (V_{ds\ min} = 0)$	50%	78.5%
G_{opt}	$\frac{I_{dss}}{(V_{ds\ max} - V_{ds\ min})}$	$\frac{I_{dss}}{(V_{ds\ max} - V_{ds\ min})}$
	Modèle non linéaire	
	Classe A	Classe B
P_{SI}	$\frac{\pi}{8} (V_{ds\ max} - V_{ds\ min}) I_{dss} \left(\frac{V_{gs1}}{V_p}\right)^2$	$\frac{1}{12} (V_{ds\ max} - V_{ds\ min}) I_{dss} \left(\frac{V_{gs1}}{V_p}\right)^2$
$P_{SI\ max} (V_{ds\ min} = 0)$	$\frac{\pi}{8} V_{ds\ max} I_{dss} \left(\frac{V_{gs1}}{V_p}\right)^2$	$\frac{1}{12} V_{ds\ max} I_{dss} \left(\frac{V_{gs1}}{V_p}\right)^2$
P_{ALIM}	$\frac{1}{4} (V_{ds\ max} + V_{ds\ min}) I_{dss} \left(\frac{V_{gs1}}{V_p}\right)^2$	$\frac{1}{4} (V_{ds\ max} + V_{ds\ min}) I_{dss} \left(\frac{V_{gs1}}{V_p}\right)^2$
η	$\frac{2}{3} \frac{V_{ds\ max} - V_{ds\ min}}{V_{ds\ max} + V_{ds\ min}}$	$\frac{8}{3\pi} \frac{V_{ds\ max} - V_{ds\ min}}{V_{ds\ max} + V_{ds\ min}}$
$\eta_{max} (V_{ds\ min} = 0)$	66.66%	84.88%
G_{opt}	$\frac{2I_{dss}V_{gs1}^2}{\pi V_{ds1}V_p^2}$	$\frac{4I_{dss}V_{gs1}^2}{\pi V_{ds1}V_p^2}$

Tableau .2.1 : Comparaison des performances pour les classes A et B

En conclusion, en classe A et pour une puissance de sortie donnée, l'utilisation du transistor dans une région où il a un comportement non linéaire s'impose.

Il est évident que pour la classe AB on aura des valeurs intermédiaires entre celles de la classe A et celles de la classe B, et pour la classe C, les valeurs dépasseront celles de la classe B.

La courbe « rendement = $f(\theta_0)$ » (figure 2.2) montre immédiatement que la diminution de l'angle d'ouverture entraîne bien l'augmentation du rendement jusqu'à 1 ; c'est-à-dire que le rendement maximum s'élève théoriquement jusqu'à 100%.

Mais une telle baisse de l'angle d'ouverture implique en entrée du transistor une puissance incidente très grande. Or si le rendement importe, et tend dans ce cas là vers sa valeur maximale 1, on n'est pas cependant disposé à lui sacrifier totalement l'énergie fournie et le gain. Le choix de l'angle d'ouverture, c'est-à-dire le degré de classe sera nécessairement un compromis. En fait ce compromis s'établit généralement aux environs de 60° à 75° [5] ce qui nous nous un rendement idéal de 80% à 90%. Par ailleurs, les transistors réalisés aujourd'hui n'acceptent pas des excitations importantes à l'entrée : il y a risque d'avalanche.

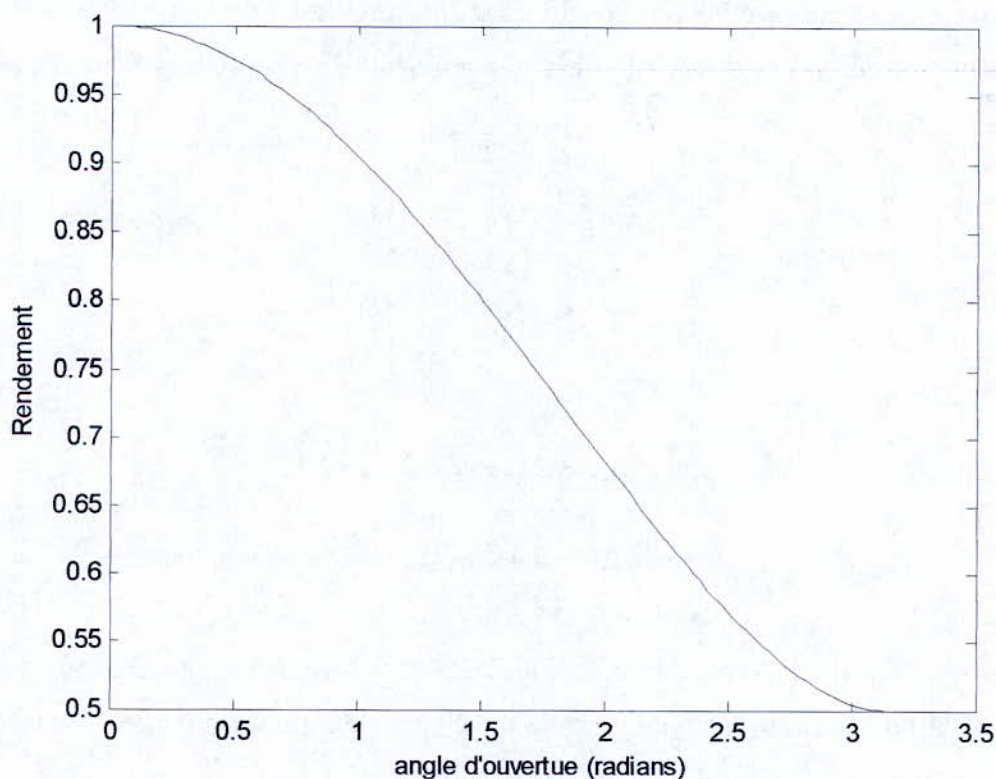


Fig. 2.2 : Evolution du rendement en fonction de l'angle d'ouverture

2.3. DISTORSION DANS LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

En plus de la présence de bruit dans une large bande des systèmes de communication, une distorsion du signal dite linéaire y est aussi présente quand l'amplitude $|H(j\omega)|$ et la phase $\varphi(\omega)$ de la fonction de transfert $H(j\omega) = |H(j\omega)| \exp[j\varphi(\omega)]$ sont des fonctions dépendantes de la fréquence. Par contre, il n'y a pas de distorsion si le signal de sortie $y(t)$ en fonction du signal d'entrée $x(t)$ est :

$$y(t) = Kx(t - t_0)$$

où t_0 est le temps de retard.

Ce qui implique que la fonction de transfert $H(j\omega)$ doit être :

$$H(j\omega) = K \exp(-j\omega t_0)$$

D'autres types de distorsion, appelés distorsions non linéaires, peuvent être présents dans un système possédant des éléments non linéaires. Dans ce cas, le système ne peut pas être décrit par une fonction de transfert unique comme pour le cas linéaire ; au lieu de cela, la sortie est souvent exprimée comme une fonction non linéaire de l'entrée $y(t) = g(x(t))$ (figure 2.3). La caractérisation de cette distorsion est très importante puisqu'elle permet d'évaluer l'étendu dynamique du système.

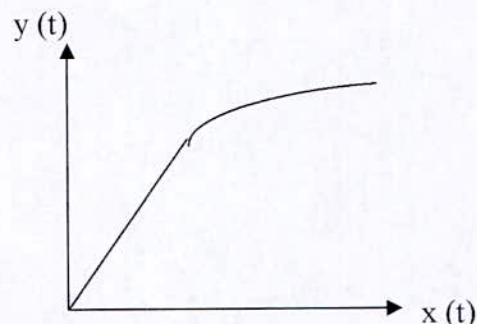


Fig. 2.3 : Caractéristique de transfert d'un système non linéaire

La distorsion d'amplitude résulte de la non linéarité des systèmes, qui peut se traduire, dans le cas où la non linéarité est faible, par le développement polynomial de la tension de sortie $e_o(t)$, en fonction de la tension d'entrée $e_i(t)$:

$$e_o = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3 + \dots \quad (2.22)$$

Dans cette expression, la phase n'est pas prise en compte.

2.3.1. Gain et puissance à 1 dB de compression :

En considérant un quadripôle légèrement non linéaire tel que le développement polynomial de e_o s'étende jusqu'au troisième ordre :

$$e_o = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3 \quad (2.23)$$

En posant $e_i = A \cos \omega_1 t$, alors e_o s'écrira :

$$\begin{aligned} e_o &= k_1 A \cos \omega_1 t + k_2 A^2 \cos^2 \omega_1 t + k_3 A^3 \cos^3 \omega_1 t \\ &= \frac{1}{2} k_2 A^2 + \left(k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3 \right) \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega_1 t \end{aligned} \quad (2.24)$$

De la relation (2.24) on remarque que le signal e_o résulte de la superposition de :

- la composante continue $\frac{1}{2} k_2 A^2$
- la composante fondamentale $k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3$
- l'harmonique d'ordre 2 $\frac{1}{2} k_2 A^2$
- l'harmonique d'ordre 3 $\frac{1}{4} k_3 A^3$

La plupart des dispositifs usuels sont compressifs [9], c'est-à-dire $k_3 < 0$ et leur puissance de sortie est caractérisé à 1dB de compression. Le gain à la fréquence fondamentale est donné par :

$$G = 20 \log \frac{k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3}{A} = 20 \log \left(k_1 + \frac{3}{4} k_3 A^2 \right) \quad (2.25)$$

Comparé au gain linéaire qui est défini par :

$$G_o = 20 \log \frac{k_1 A}{A} = 20 \log k_1 \quad (2.26)$$

Le gain à 1dB de compression est défini comme suit [9] :

$$G_{1dB} = G_o - 1 \quad \text{dB} \quad (2.27)$$

En combinant les relations (2.25), (2.26) et (2.27), l'amplitude A correspondant au gain à 1 dB de compression est :

$$A^2 = 0.145 \frac{k_1}{|k_3|} \quad k_3 < 0 \quad (2.28)$$

Si les impédances d'entrée et de sortie du quadripôle sont $Z_{in} = Z_{out} = R$, les puissances d'entrée P_i et de sortie P_0 , à la fréquence fondamentale ω_1 s'écrivent :

$$P_i = 10 \log \left(\frac{A}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \quad \text{dBm} \quad (2.29)$$

$$P_0 = 10 \log \left(\frac{k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \quad \text{dBm} \quad (2.30)$$

$$= G + P_i \quad \text{dBm}$$

La puissance de sortie au point à 1dB [9] du gain de compression (figure 2.4) est:

$$P_{1dB} = G_{1dB} + P_i = G_0 - 1 + P_i \quad (2.31)$$

En remplaçant (2.28) et (2.29) dans (2.31), on trouve :

$$P_{1dB} = G_0 - 1 + 10 \log \frac{0.145 k_1}{2|k_3|} \cdot \frac{10^3}{R} \quad \text{dBm} \quad (2.32)$$

$$= 10 \log \frac{57.7 k_1^3}{|k_3| R} + 10 \log \frac{k_1^3}{17.33 |k_3|} \frac{10^3}{R} \quad \text{dBm}$$

Pour $R=50\Omega$ on a :

$$P_{1dB} = 10 \log \frac{k_1^3}{|k_3|} + 0.62 \quad \text{dBm} \quad (2.33)$$

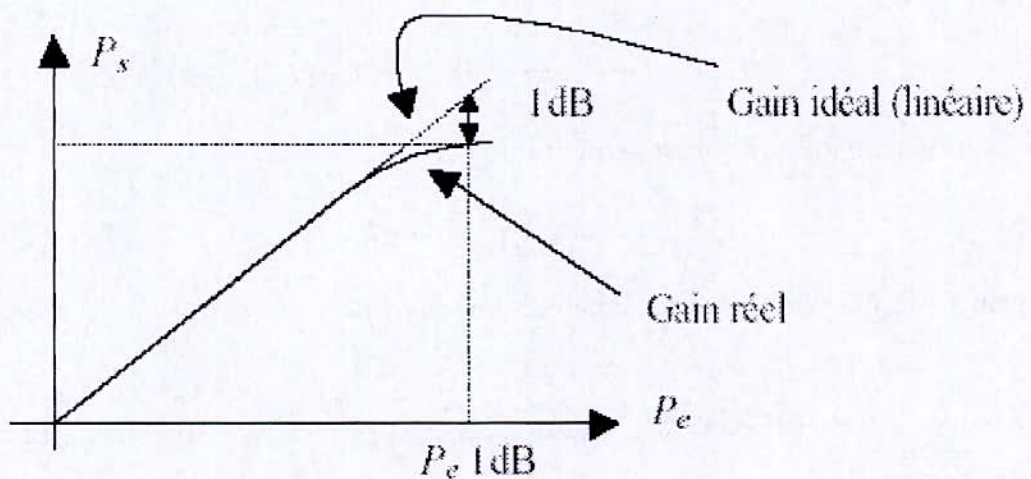


Fig. 2.4 : Point de compression à 1 dB

2.3.2. Intermodulation d'ordre trois

Dans ce cas, on excite l'entrée par un signal $e_i = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$, où les pulsations ω_1 et ω_2 sont différentes. Le développement (2.23), donne le résultat suivant :

$$\begin{aligned}
 e_0 = & k_2 A^2 + k_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + (k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3)(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \\
 & + \frac{3}{4} k_3 A^3 [\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] + k_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t \\
 & + \frac{1}{2} k_2 A^2 (\cos 2\omega_1 t + \cos 2\omega_2 t) + \frac{3}{4} k_3 A^3 [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_2 + 2\omega_1)t] \\
 & + \frac{1}{4} k_3 A^3 (\cos 3\omega_1 t + \cos 3\omega_2 t)
 \end{aligned} \tag{2.34a}$$

qui peut s'écrire [1] dans le cas général :

$$e_i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} K_n K_m \cos(n\omega_1 t + m\omega_2 t) \tag{2.34b}$$

De la relation (2.34a) on voit que le signal e_0 résulte de la superposition de :

- la composante continue $k_2 A^2$
- les composantes fondamentales $k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3$
- les harmoniques d'ordre 2 $\frac{1}{2} k_2 A^2$
- les harmoniques d'ordre 3 $\frac{1}{4} k_3 A^3$
- les produits d'intermodulations d'ordre 2 $k_2 A^2$
- les produits d'intermodulations d'ordre 3 $\frac{3}{4} k_3 A^3$

Le point d'interception est défini comme le niveau de la puissance de sortie P_I pour lequel $P_{2\omega_1 - \omega_2}$ à la fréquence $2\omega_1 - \omega_2$ intercepterait la puissance de sortie P_o (figure 2.5), quand le quadripôle est linéaire [9], avec:

$$P_o = 10 \log \left(\frac{k_1 A}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \quad \text{dBm} \tag{2.35}$$

$$P_{2\omega_1-\omega_2} = 10 \log \left(\frac{3}{4} \frac{k_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \quad \text{dBm} \quad (2.36)$$

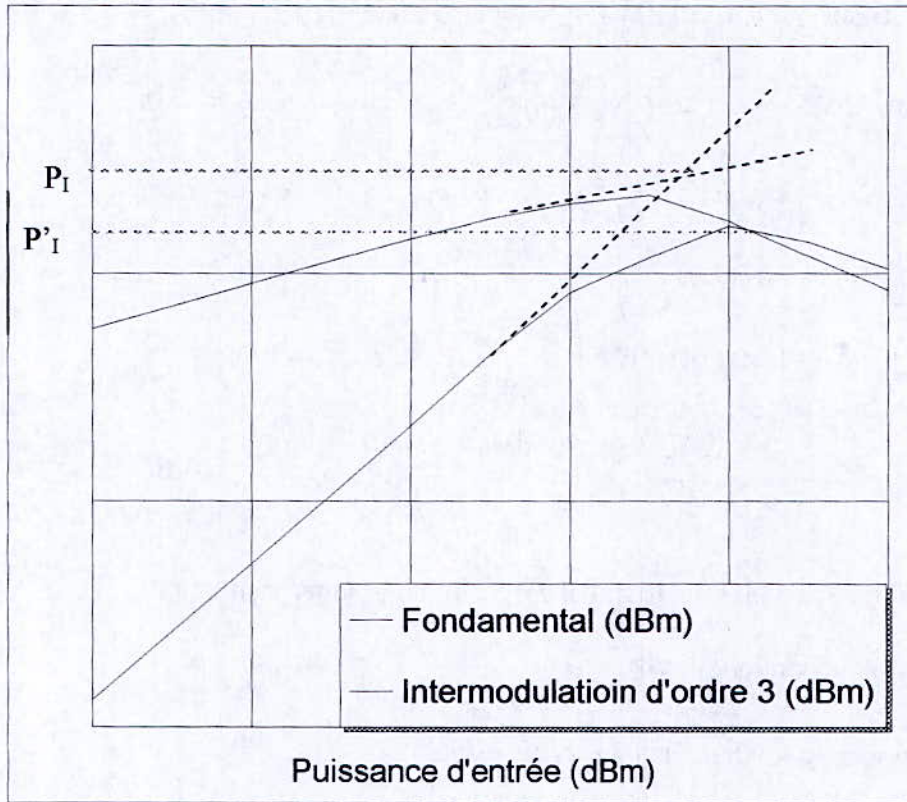


Fig.2.5 : Point d'interception

En égalisant ces deux dernières expressions, on obtient l'amplitude théorique A à P_I comme :

$$A^2(\text{ pour } P_I) = \frac{4}{3} \frac{k_1}{|k_3|} \quad (2.37)$$

et par conséquent

$$P_I = 10 \log \left(\frac{2}{3} \frac{k_1^3}{|k_3|} \right) \frac{10^3}{R} \quad \text{dBm} \quad (2.38)$$

Si $R=50\Omega$

$$P_I = 10 \log \frac{k_1^3}{|k_3|} + 11.25 \quad \text{dBm} \quad (2.39)$$

En comparant (2.32) et (2.39), une relation entre P_I et P_{1dB} est donnée par :

$$P_I = P_{1dB} + 10.63 \quad \text{dBm} \quad (2.40)$$

On note que la réponse de P_{ω_1} coupe la réponse de $P_{2\omega_1-\omega_2}$ au point P_I' (figure 2.5). Aux faibles niveaux de puissance ($k_1 A \gg \frac{9}{4} k_3 A^3$), la réponse de P_{ω_1} à ω_1 coïncidera avec la réponse de P_0 à ω_1 (quadripôle linéaire). Aux niveaux de puissance élevés, la réponse de P_{ω_1} sera compressée et déviée de la réponse de P_0 , avec:

$$P_{\omega_1} = 10 \log \left(\frac{k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \quad \text{dBm} \quad (2.41)$$

En égalisant cette fois, (2.41) et (2.36), l'amplitude A correspondant à P_I' sera :

$$A^2 (\text{pour } P_I') = \frac{2 k_1}{3 |k_3|} \quad (2.42)$$

De là :

$$\begin{aligned} P_I' &= 10 \log \left(\frac{1 k_1^3}{12 |k_3|} \right) \frac{10^3}{R} \quad \text{dBm} \\ &= P_I - 9 = P_{I_{dB}} = 1.63 \quad \text{dBm} \end{aligned} \quad (2.43)$$

2.4. CONFIGURATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

La figure 2.6 décrit le schéma synoptique d'un amplificateur. Les quadripôles d'entrée Q1 et Q2 sont utilisés pour fournir les impédances de source et de charge voulues.

Cet amplificateur est constitué de :

- un transistor qui peut être bipolaire ou à effet de champ ;
- deux circuits d'adaptation, l'un à l'entrée (Q1) et l'autre à la sortie (Q2), qui sont passifs et non dissipatifs ;
- deux circuits de polarisation ;
- deux condensateurs de liaison.

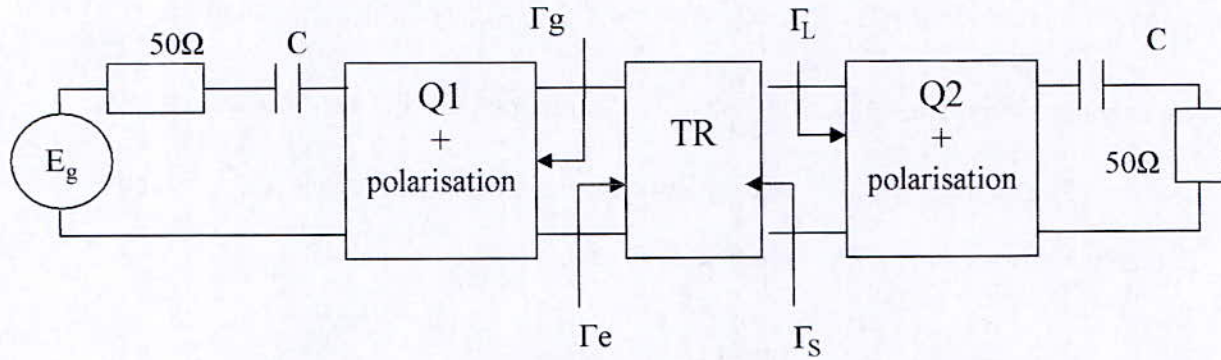


Fig. 2.6 : schéma synoptique de l'amplificateur microonde

2.4.1. Définition du gain en puissance

Dans les amplificateurs de puissance (figure 2.6), on cherche une désadaptation à la sortie ($\Gamma_s \neq \Gamma_L^*$) et une adaptation à l'entrée ($\Gamma_e = \Gamma_g^*$). On conçoit un réseau de sortie pour avoir une puissance maximale de sortie et un minimum de distorsion ; par contre, en entrée, on réalise un circuit d'adaptation pour un maximum de gain. Le gain en puissance est défini par :

$$G_p = \frac{\text{puissance délivrée à la charge}}{\text{puissance entrante}} = \frac{P_s}{P_e} \quad (2.44)$$

Il peut être exprimé en fonction des paramètres S et des coefficients de réflexion comme suit :

$$G_p = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2) |S_{21}|^2}{(1 - |\Gamma_e|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.45)$$

2.4.2. Etude de la stabilité

Les types d'instabilité petit signal d'un transistor à effet de champ peuvent être regroupées en deux catégories distinctes [10] :

- Les instabilités externes : elles proviennent des impédances de fermeture présentées au transistor. Les valeurs de ces impédances associées aux valeurs des impédances d'entrée et de sortie du composant génèrent dans les plans d'entrée et de sortie des impédances à partie réelle nulle ou négative. Ceci représente une condition suffisante de démarrage d'oscillations. Ce type d'instabilité est classiquement mis en évidence par l'étude du facteur K.

- Les instabilités internes : elles sont toutes très liées à la géométrie même du transistor. Il est clair qu'un modèle localisé, dont la topologie est indépendante de la géométrie spécifique de chaque transistor, ne peut pas rendre compte de la stabilité interne du composant.

Le critère de stabilité du facteur K étudie la stabilité d'un quadripôle vis à vis de ses conditions de charges extérieures (entrée et sortie). Ce facteur est obtenu à l'aide des paramètres S du circuit.

Dans le cas général, d'un quadripôle linéaire décrit par ses paramètres S (figure 2.7). Les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie s'écrivent :

$$\Gamma_e = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.46)$$

$$\Gamma_s = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_g}{1 - S_{11}\Gamma_g} \quad (2.47)$$

et doivent vérifier $|\Gamma_e| < 1$ et $|\Gamma_s| < 1$

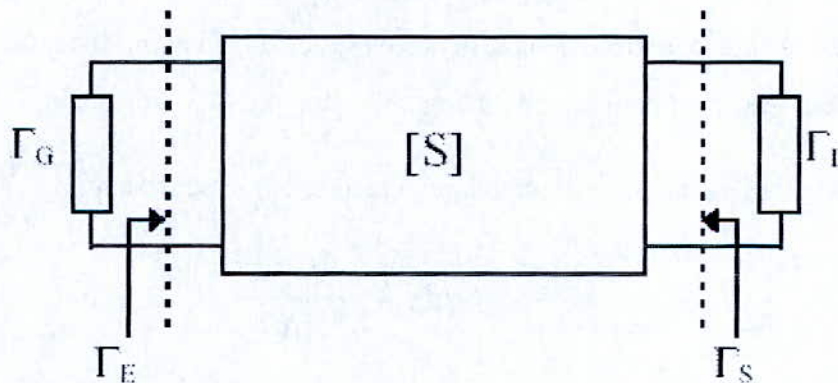


Fig. 2.8 : Quadripôle linéaire

A partir des paramètres S du quadripôle, le facteur K est défini par l'expression suivante :

$$K = \frac{1 + |A|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}| |S_{21}|} \quad (2.48)$$

où $|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|$ (Δ est le déterminant de la matrice S)

Suivant les valeurs de K et Δ , il existe deux notions de stabilité :

- La stabilité inconditionnelle : lorsque $K > 1$ et $|\Delta| < 1$, le circuit est inconditionnellement stable. Aucune impédance de fermeture ne pourra le rendre instable.
- La stabilité conditionnelle : lorsque $K < 1$ et $|\Delta| < 1$, on parle de stabilité conditionnelle. Certaines impédances de fermeture seront susceptibles d'engendrer une instabilité du circuit. Ces impédances sont déterminées par l'étude des cercles de stabilité (Annexe A).

2.4.3. Circuits de polarisation [11]

Il existe de nombreuses configurations possibles pour polariser un transistor en HF., parmi lesquelles les circuits à constantes localisées, les circuits à lignes quart d'onde et les circuits à stub radial.

2.4.3.1. Circuits à constantes localisées

Le circuit le plus utilisé est représenté par la figure 2.9. Son principe est d'isoler les signaux continus de ceux HF avec une inductance. Comme cette dernière n'est pas idéalement un circuit ouvert, elle est accompagnée d'une capacité de découplage reliée à la masse pour évacuer les signaux résiduels. Le rôle de la résistance est de fixer le point de repos.

Les valeurs de L et C sont choisies de telle manière à avoir Z_{in} très grand à la fréquence de travail, et R doit être telle que son bruit soit négligeable, ce qui se traduit par : $R > \frac{1}{C\omega}$

Avec
$$Z_{in} = \frac{R}{1+(RC\omega)^2} + j[L\omega - \frac{R^2C\omega}{1+(RC\omega)^2}] \quad (2.49)$$

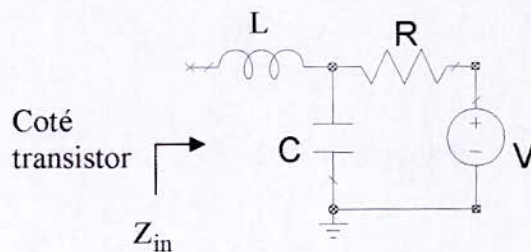


Fig. 2.9 : Circuit de polarisation à constantes localisées

2.4.3.2. Circuit de polarisation à lignes quart d'ondes

Il comprend deux lignes quart d'onde sans pertes, d'impédances caractéristiques Z_1 et Z_2 de valeurs très différentes ; l'ensemble étant terminé par un circuit ouvert (figure 2.10).

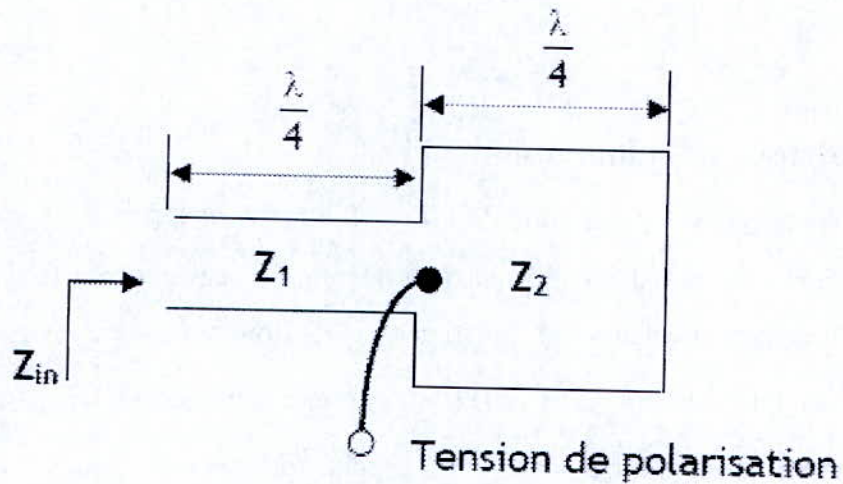


Fig. 2.10 : Circuit de polarisation à lignes quart d'onde microruban

2.4.3.3. Circuit de polarisation à stub radial

Il est constitué d'une ligne microruban quart d'onde suivie d'une portion de ligne ouverte de forme V ; R_i et R_o sont respectivement le rayon intérieur et extérieur de cette portion et θ son angle d'ouverture (figure 2.11).

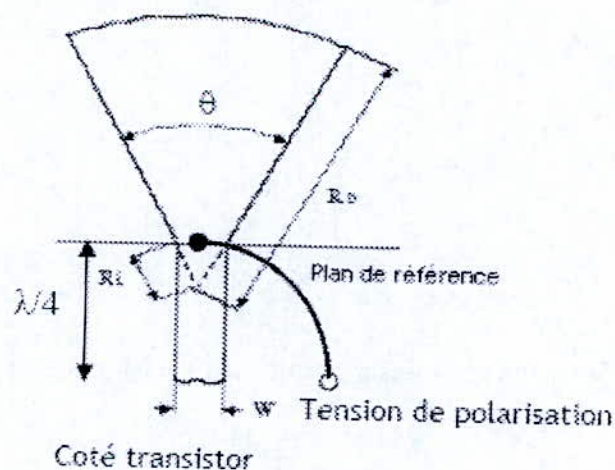


Fig. 2.11 : Circuit de polarisation à stub radial

Ces grandeurs doivent vérifier [12] :

$$R_i = \frac{W}{2 \sin(\theta/2)}$$

$$9^\circ < \theta < 160^\circ \tag{2.50}$$

$$R_o > \frac{R_i}{0.99}$$

2.4.4. Quadripôles d'adaptation

Les quadripôles Q_1 et Q_2 (figure 2.6) doivent être sans pertes et consistent à transformer les impédances de valeurs 50 ohms en des impédances désirées selon l'objectif recherché. Dans les amplificateurs de puissances, Q_1 doit présenter le conjugué de l'impédance d'entrée du transistor (Z_e^*) et Q_2 la résistance optimale ($1/G_{opt}$) en parallèle avec une inductance qui résonne avec la capacité drain-source du transistor. En hyperfréquences, les quadripôles peuvent être constitués de circuits distribués à constantes localisées, ou réparties.

2.4.4.1. Quadripôles à constantes localisées

Les éléments à constantes localisées L et C (figure 2.12) sont surtout utilisés pour l'adaptation aux radio-fréquences (RF), et pour les faibles (basses) fréquences micro-ondes. Comparativement aux éléments à constantes réparties, ces éléments sont de taille très réduites et possèdent une bande passante plus large.

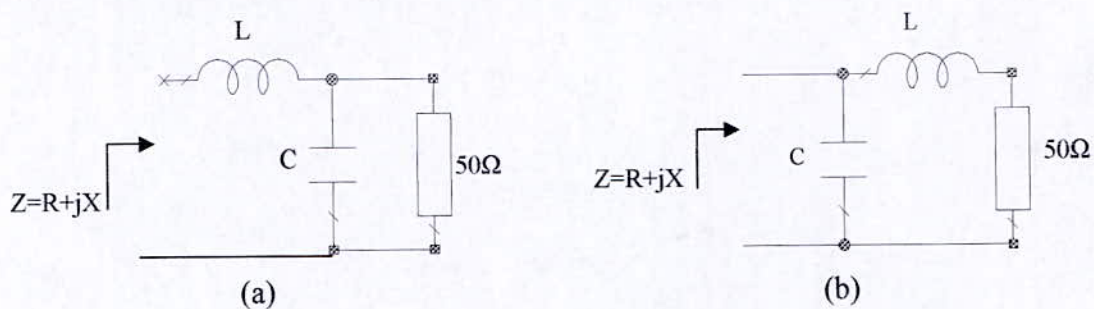


Fig. 2.12 : Cellules d'adaptation réalisées à base d'éléments à constantes localisées LC

Pour $R < 50\Omega$ on utilisera la cellule représentée par la figure 2.12a avec :

$$C = \frac{\sqrt{50 - R}}{50\omega\sqrt{R}} \quad \text{et} \quad L = \frac{X + \sqrt{R(50 - R)}}{\omega} \tag{2.51}$$

Pour $R > 50\Omega$ on utilisera la cellule représentée par la figure 2.12b avec :

$$C = \frac{1}{\omega \sqrt{50(\frac{1}{G} - 50)}} \quad \text{et} \quad L = \frac{1}{\omega(\sqrt{G(\frac{1}{50} - G)} - B)} \quad (2.52)$$

où $Y = 1/Z = G + jB$

2.4.4.2. Quadripôles à constantes réparties

Les éléments constitutifs de ces quadripôles sont des lignes de longueurs non négligeables devant la longueur d'onde λ . On peut dénombrer différentes structures parmi lesquelles, nous exposerons le cas d'une ligne seule et celui d'une ligne quart d'onde associée à un stub.

a) Adaptation à l'aide d'une ligne seule

Cette structure est constituée par une ligne sans perte d'impédance caractéristique Z_C et de longueur ℓ (figure 2.13) données respectivement par les expressions suivantes

$$Z_C = \sqrt{Z_o \frac{X^2 + R^2 - R Z_o}{R Z_o}} \quad (2.53)$$

$$\beta \ell = \arctg \frac{Z_o - R}{Z_o X} \sqrt{Z_o \frac{X^2 + R^2 - R Z_o}{R - Z_o}} \quad (2.54)$$

où $Z = R + jX$

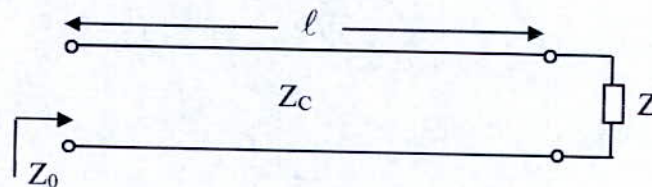


Fig. 2.13 : Adaptation à l'aide d'une ligne

b) Adaptation à l'aide d'une ligne quart d'onde et d'un stub

Ce type de montage (figure 2.14) est constituée par une ligne quart d'onde d'impédance caractéristique Z_{C1} , et d'une ligne ouverte de longueur ℓ_2 et d'impédance caractéristique

Z_{C2} . Dans ce dernier cas il s'agira de déterminer Z_{C1} et ℓ_2 , connaissant Z_{C2} et Z par les relations suivantes :

$$Z_{c1} = \sqrt{Z_o \frac{1}{G}} \quad (2.55)$$

$$\ell_2 = \frac{1}{\beta} \arctg(BZ_{C2}) \quad (2.56)$$

où $Y=1/Z=G+jB$.

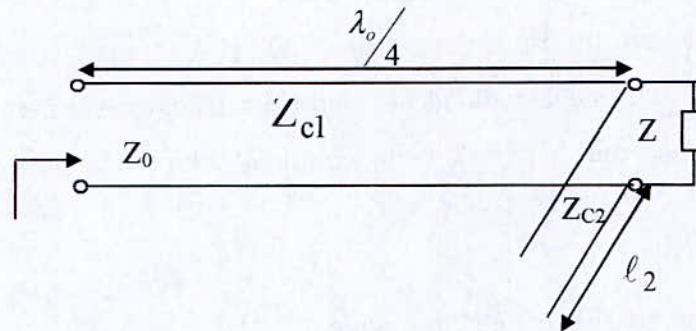


Fig. 2.14: Adaptation à l'aide d'une ligne quart d'onde et un stub

CHAPITRE 3

Conception d'amplificateurs de puissance

CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

3.1. INTRODUCTION

Pour concevoir un amplificateur de puissance, il faut suivre des étapes bien précises, à savoir :

- le choix du transistor ;
- l'étude de la stabilité ;
- l'évaluation des paramètres de conception ;
- la conception des circuits d'adaptation ;
- la conception des circuits de polarisation et des condensateurs de liaison ;
- la synthèse de l'amplificateur selon la technologie adoptée.

L'objectif de notre travail consiste à réaliser deux amplificateurs de puissance en classe A à bande étroite à la fréquence 1 GHz, l'un en topologie cascade (figure 3.1), l'autre en topologie diviseur/combineur (figure 3.2). Le diviseur/combineur retenu est le diviseur hybride de WILKINSON.

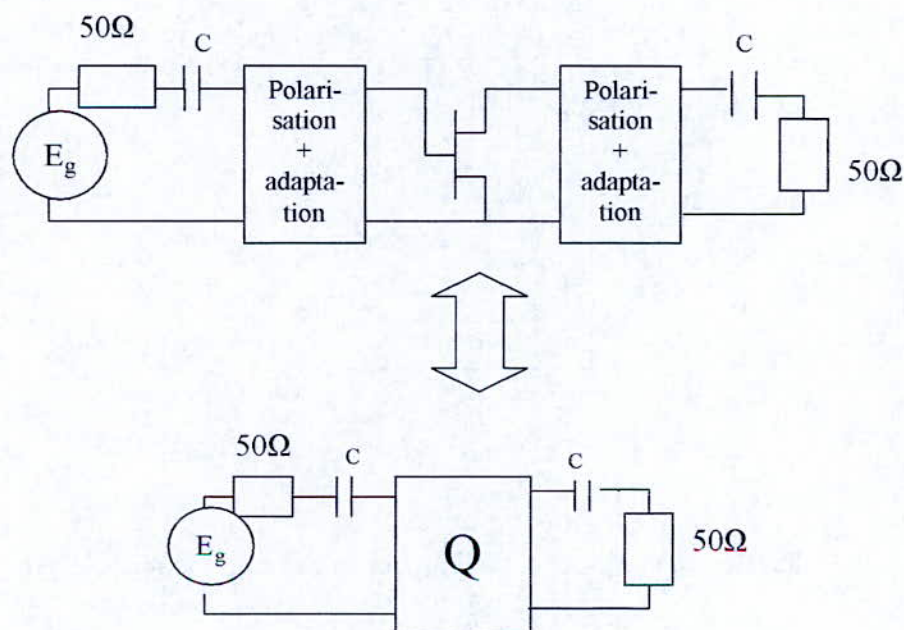


Fig. 3.1 : Amplificateur en topologie cascade

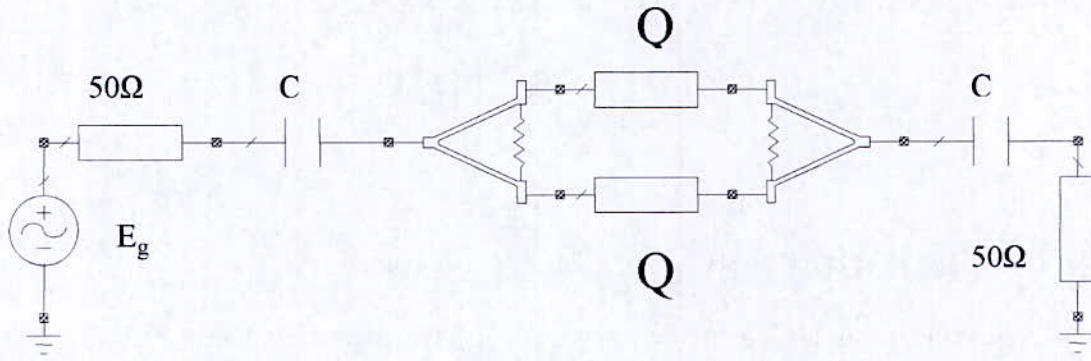


Fig. 3.2 : Amplificateur en topologie diviseur/combiner

Diviseur de Wilkinson

Le diviseur de Wilkinson est une structure à trois accès adaptés, grâce aux lignes quart d'onde (figure 3.3). Le principe de ce diviseur consiste à placer une charge résistive $2Z_0$ entre les sorties (2) et (3) pour absorber l'énergie de retour, si une désadaptation venait à se produire entre les deux bras de sorties. Cette résistance permet aussi d'isoler les accès (2) et (3).

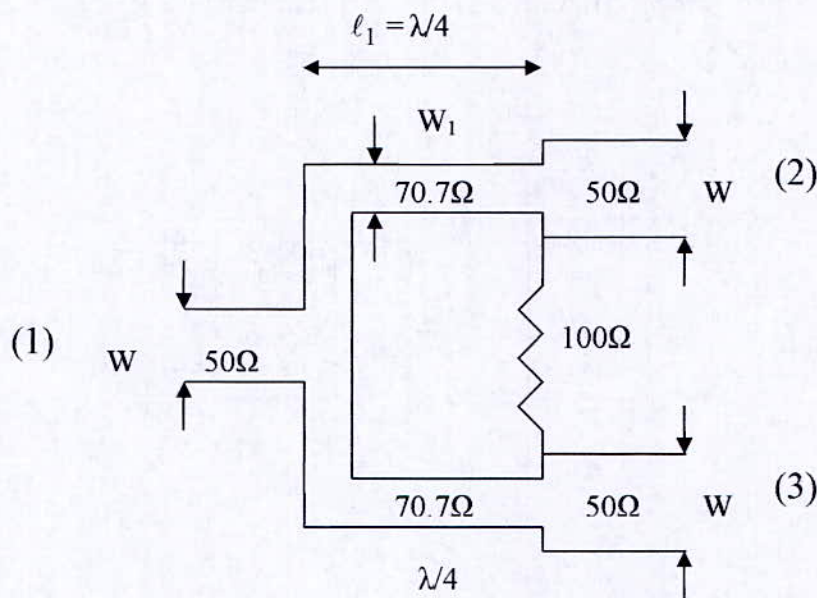


Fig. 3.3 : Diviseur/combiner de Wilkinson en technologie microruban

La matrice de dispersion à la fréquence centrale s'écrit [9] :

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

Celle ci vérifie les caractéristiques suivantes du diviseur de Wilkinson :

- l'adaptation des trois accès ;
- l'isolation entre les accès (2) et (3) ;
- répartition équitable de puissance entre les accès (2) et (3).

C'est grâce à ces caractéristiques que le diviseur de Wilkinson peut être utilisé dans les amplificateurs de puissance.

Les avantages de cette topologie (figure 3.2) sont nombreux, on peut citer [14] :

- la réduction des effets de dissipation apparaissant surtout à la sortie ;
- un degré de stabilité plus élevé ;
- la puissance de sortie est doublée par rapport à un seul amplificateur (une puissance supérieure à la puissance limite de chaque transistor) ;
- si l'un des amplificateurs fait défaut, l'autre continuera à fonctionner, mais le circuit aura bien sur un gain réduit.

Son seul inconvénient réside dans le fait que deux transistors sont utilisés, d'où la consommation d'une puissance continue plus élevée.

3.2. CONCEPTION

Comme dans la topologie diviseur/combineur, les deux branches sont constituées de deux amplificateurs identiques à celui du montage cascade. La conception concernera donc seulement l'amplificateur en topologie cascade.

3.2.1. Choix du transistor

Le transistor utilisé est l'ATF-34143, ce choix fut imposé par sa disponibilité au laboratoire de télécommunications de l'ENP d'une part et par ses potentialités du point de vue puissance d'autre part.

3.2.2. Etude de la stabilité

Du fait que les circuits soient associés en cascade, l'étude de la stabilité de l'amplificateur portera alors sur celle du transistor. Pour les conditions de polarisation $V_{ds} = 4V$ et $I_{ds} = 60 mA$, qui correspondent à une puissance élevée, les paramètres S_{ij} caractérisant l'ATF, sont données par le tableau B.1 (Annexe B). L'étude de la stabilité s'appuie sur l'évaluation des paramètres K et $|\Delta|$ (2.48) et doit se faire sur une bande de fréquence relative d'au moins 10%. Dans notre cas, on calcule ces deux paramètres dans l'intervalle de fréquence 500 MHz–2 GHz (figure 3.4), le résultat montre que le transistor utilisé est conditionnellement stable ($K < 1$ et $|\Delta| < 1$).

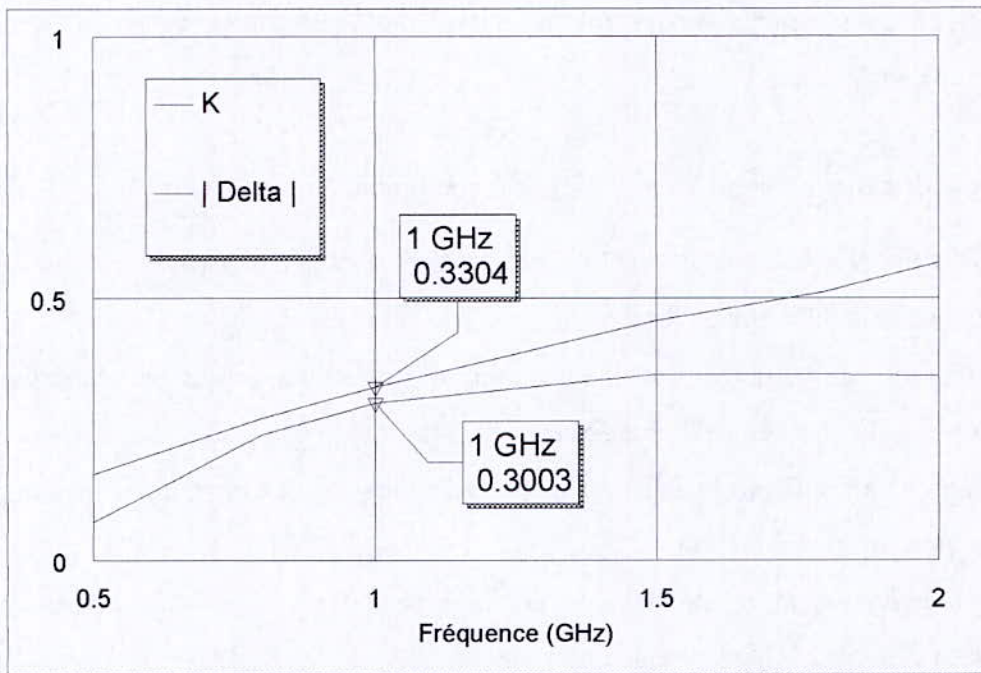


Fig. 3.4 : Evolution des paramètres K et $|\Delta|$ en fonction de la fréquence

Il faut donc s'assurer que les coefficients de réflexion Γ_L et Γ_g soient à l'intérieur des régions délimitées par les cercles de stabilité d'entrée et de sortie sur l'abaque de Smith (Annexe A).

3.2.3 Détermination des paramètres de conception

La conception de l'amplificateur de puissance doit répondre aux deux critères suivants :

- Entrée adaptée : se traduit par la condition $Z_g = Z_e^*$ (ie $\Gamma_g = \Gamma_e^*$) ;

- Puissance maximale à la sortie sans distorsion : obtenue en utilisant une charge particulière $Z_L = R_{opt} + jL_s\omega$, où la résistance R_{opt} est telle que les excursions de composantes fondamentales V_{ds1} et I_{ds1} soient maximales et l'inductance L_s résonne avec la capacité C_{ds} du transistor.

Pour aboutir à la conception de l'amplificateur, la détermination préalable des paramètres de conception R_{opt} , L_s et Z_g est impérative. Pour y arriver, R_{opt} peut être calculée soit analytiquement par la relation 2.17, soit graphiquement à partir des caractéristiques statiques de l'ATF [15] (figure 3.5). Les limites inférieures et supérieures de V_{ds} et I_{ds} que nous nous sommes imposés sont :

- $V_{dsmin} = 2V$ et $V_{dsmax} = 6V$
- $I_{dsmin} = 0mA$ et $I_{dsmax} = 120mA$ (pour $V_{gs} = 0V$)

Ce choix est dicté par l'obligation de faire fonctionner le transistor dans la zone de saturation.

Ainsi, nous obtenons $R_{opt} = 33 \Omega$

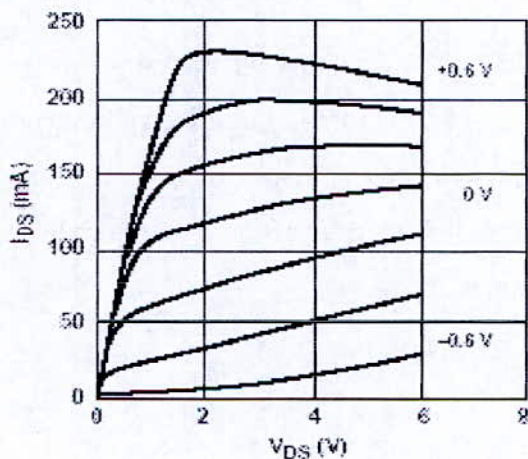


Fig. 3.5 : Caractéristiques statiques $I_{ds} = f(V_{ds})$ de l'ATF-34143

Pour trouver Z_e et L_s , paramètres indissociables, une approche itérative est proposée et dont le principe est de minimiser l'écart des coefficients de réflexion Γ_L obtenu entre deux itérations successives. De plus, ce coefficient de réflexion doit assurer la stabilité. Cette méthode est définie par l'algorithme ci-dessous où les données à introduire sont les valeurs des paramètres S_{ij} (à la fréquence de travail), de R_{opt} et de l'erreur tolérée ϵ . Les grandeurs

de sortie sont le coefficient de réflexion de charge Γ_L et le coefficient de réflexion de source Γ_g .

$$(1) \quad \Gamma_L(n) = \frac{Z_L - Z_C}{Z_L + Z_C} \quad (\text{Valeur initiale pour } Z_L = R_{opt} = \frac{I}{G_L})$$

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

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

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

$$(5) \quad Y_S(n) = \frac{I}{Z_C} \frac{1 - \Gamma_s(n)}{1 + \Gamma_s(n)} = G_S(n) + jB_S(n)$$

$$(6) \quad Y_L(n) = G_L - jB_S(n)$$

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

$$(8) \quad \text{si la condition } |\Gamma_L(n+1) - \Gamma_L(n)| < \varepsilon \text{ n'est pas réalisée retour à l'étape (2)}$$

En poussant l'erreur ε à 10^{-6} pour améliorer la précision, les résultats obtenus font de l'amplificateur un dispositif instable. La solution alternative demeure dans la création d'une contre-réaction de type série-série par l'association d'un quadripôle constitué d'une impédance shunt. A l'aide du logiciel, nous avons pu déterminer la nature de l'impédance, en l'occurrence une inductance (figure 3.6).

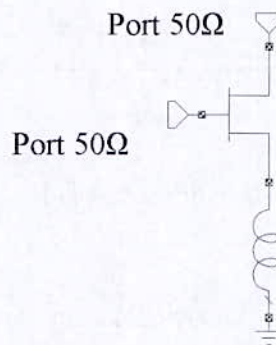


Fig. 3.6 : Contre réaction série-série utilisant une inductance

L'avantage de ce genre de structure est de rendre le transistor stable voire inconditionnellement stable, mais comme la stabilité et le gain sont deux performances antagonistes, ce dernier sera inéluctablement plus faible (figure 3.7).

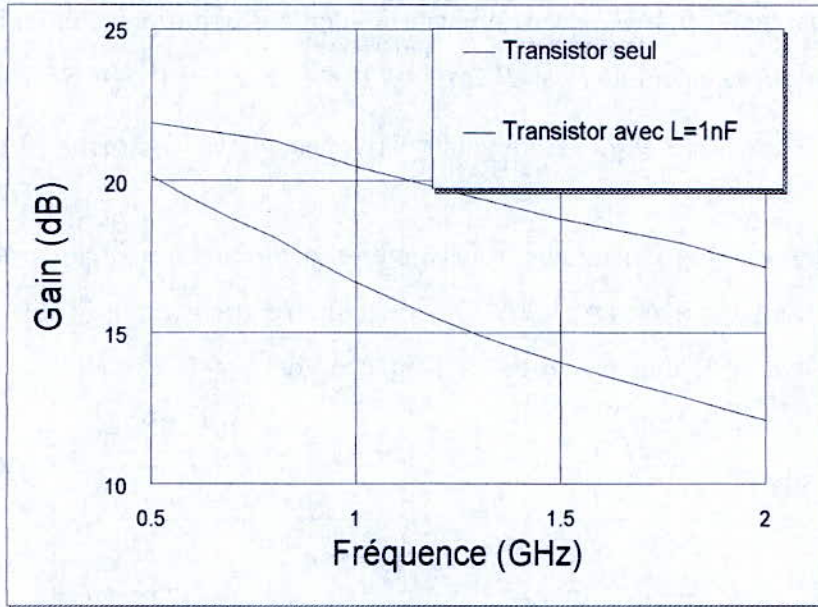


Fig. 3.7 : Comparaison des gains du transistor seul et du transistor avec une contre réaction

L'objectif consiste donc à rechercher un compromis entre un gain appréciable et une stabilité conditionnelle du transistor. Pour cela, nous avons calculé et tracé le gain intrinsèque $|S_{21}|^2$ et le facteur de Rollet K de ce nouvel élément actif, pour différentes valeurs de L (figure3.8).

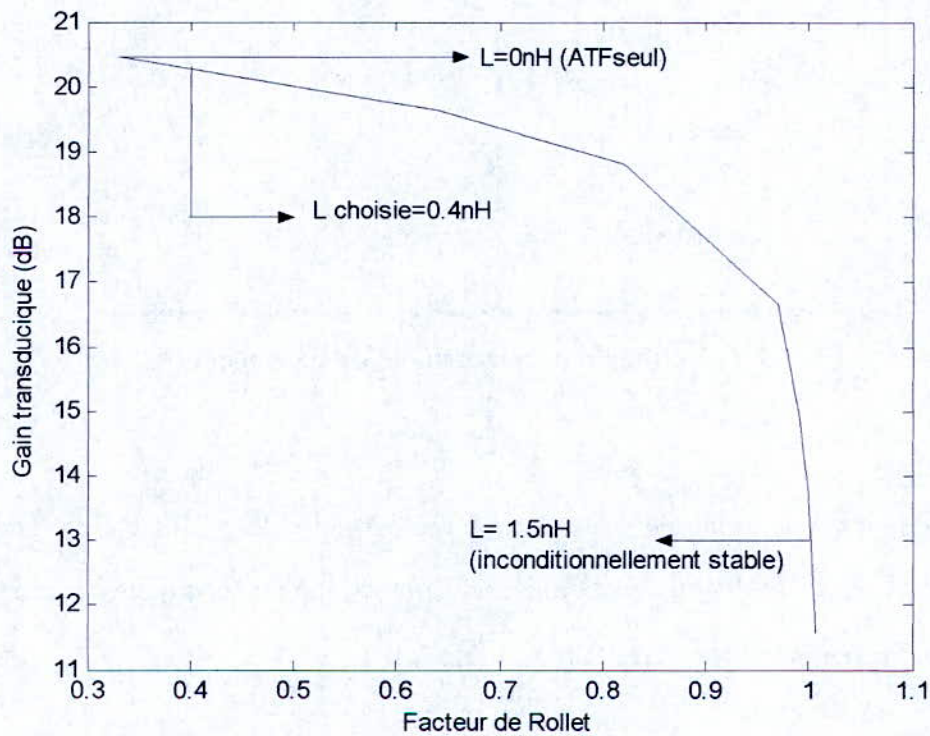


Fig. 3.8 : Evolution de G_T et de K pour différentes valeurs de L

En choisissant $L=0.4nH$, valeur donnant le meilleur compromis, et en réutilisant la méthode itérative pour le calcul de Γ_L et Γ_g ($\Gamma_L = -0.34 + 0.3j$ et $\Gamma_g = 0.35 + 0.7j$) dont les valeurs obtenues assurent la stabilité et un gain relativement élevé (figure 3.9).

Les cercles de stabilité constituent les frontières délimitant les régions de stabilité et d'instabilité du transistor (Annexe A). Ces régions représentent soit les valeurs des coefficients de réflexion de source, soit celles de la charge.

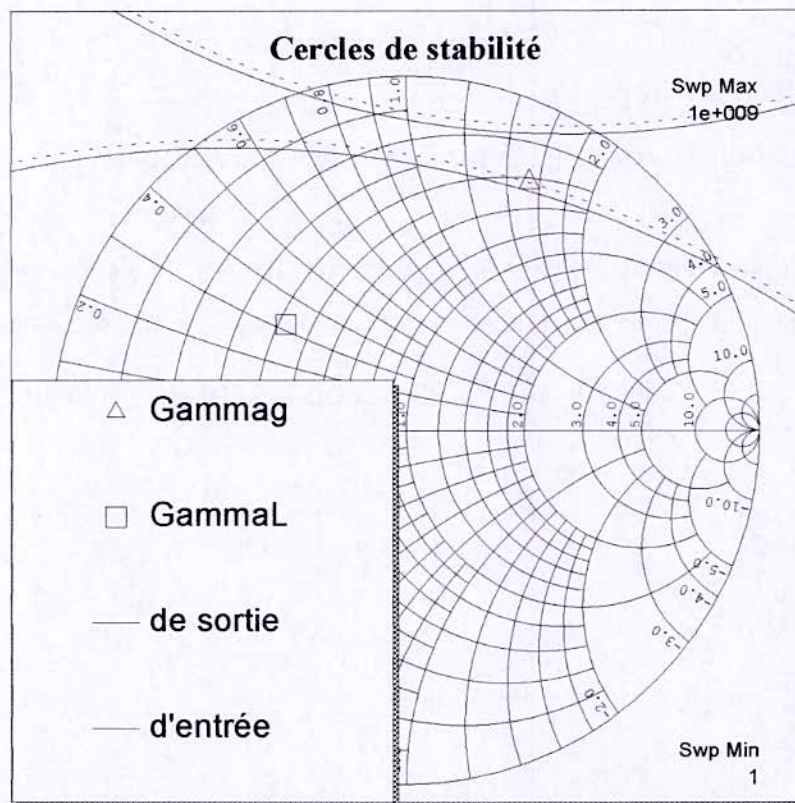


Fig. 3.9 : Vérification de la stabilité de l'élément actif

La méthode itérative proposée, avec comme vecteur initial le coefficient de réflexion Γ_L correspondant à R_{opt} , se distingue par une convergence rapide (quelques itérations) même dans le cas où l'erreur admise est très faible (figure 3.10).

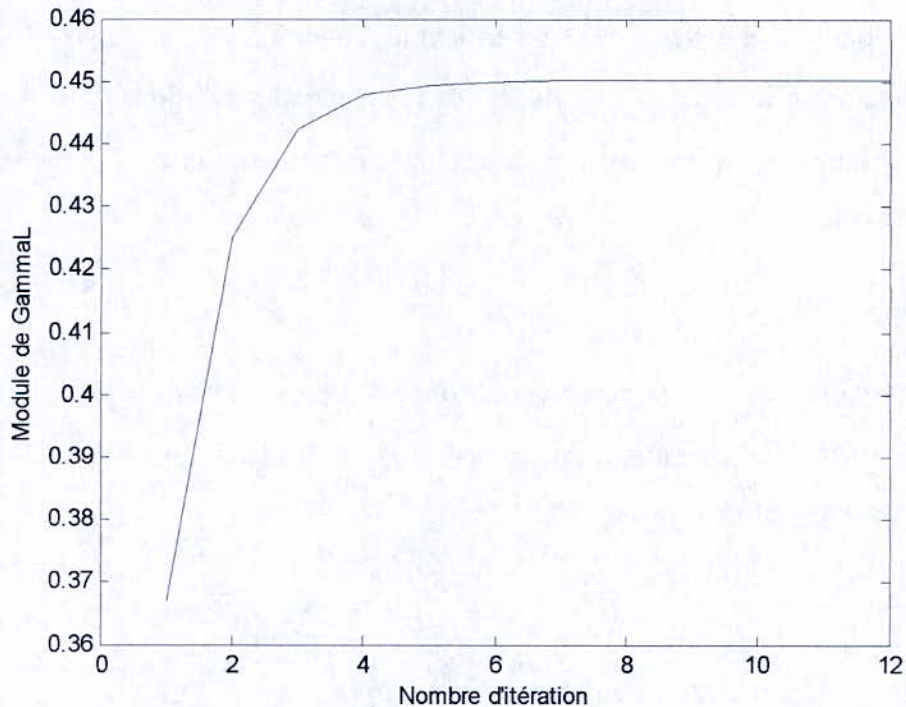


Fig. 3.10 : Convergence de $|\Gamma_L|$ par la méthode itérative

3.2.4. Conception des circuits d'adaptation

3.2.4.1. Circuits à constantes localisées

A partir des valeurs de Γ_L et Γ_g , nous déterminons celles des impédances de source et

de charge:

$$Z_g = 50 \frac{1 + \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} = 22 + 77j$$

$$Z_L = 50 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = 21 + 16j$$

Comme ces impédances sont toutes les deux à partie réelle inférieure à 50Ω , la cellule d'adaptation de la figure 2.12a est la plus appropriée, l'utilisation des relations 2.51 donne :

$$\Rightarrow \text{Cellule d'entrée : } L_1 = 16.25 \text{ nH} \quad C_1 = 3.61 \text{ pF}$$

$$\Rightarrow \text{Cellule de sortie : } L_2 = 6.48 \text{ nH} \quad C_1 = 3.68 \text{ pF}$$

Ces valeurs risquent de ne pas être normalisées (standard) et pour éviter cela, la solution consiste à utiliser des circuits à constantes semi localisées qui n'admettent pas justement ce type de contraintes.

Ces circuits sont réalisés à l'aide de lignes sans pertes. Ils doivent être de longueur très faible par rapport à la longueur d'onde ($\ell \ll \lambda$) et vérifient les conditions suivantes [16] :

- pour une self d'inductance L , l'impédance caractéristique Z_c de la ligne doit être très grande comparativement aux impédances qui lui sont connectées. L'expression de la self est donnée par :

$$L = \frac{\ell Z_c}{v} \quad (3.1)$$

- pour un condensateur de capacité C , l'impédance caractéristique Z_c doit être, par contre, très faible par rapport aux impédances qui lui sont connectées. L'expression de la capacité est donnée par :

$$C = \frac{\ell}{v Z_c} \quad (3.2)$$

où v est la vitesse de propagation de l'onde dans la ligne.

Pour la synthèse des lignes, il est plus commode d'utiliser les longueurs électriques $\theta = \beta \ell$, qui s'expriment différemment selon que l'on désire avoir une self ou une capacité :

$$\beta \ell = \frac{2\pi f L}{Z_c} \quad (3.3)$$

$$\beta \ell = 2\pi f C Z_c \quad (3.4)$$

Les impédances caractéristiques des lignes, réalisées en technologie microruban, varient entre 10 ohms et 120 ohms environ [16]. En tenant compte des contraintes dues à la réalisation des lignes microruban et en évitant l'apparition des modes supérieurs, nous avons retenu les valeurs de 100 Ω pour l'inductance et de 15 Ω pour la capacité. Avec ces valeurs, les équations (3.3) et (3.4) conduisent à :

$$\Rightarrow \text{Cellule d'entrée : } \beta \ell_1(L_1) = 58.5^\circ \quad \beta \ell_1'(C_1) = 19.5^\circ$$

$$\Rightarrow \text{Cellule de sortie : } \beta \ell_2(L_2) = 23.3^\circ \quad \beta \ell_2'(C_2) = 19.9^\circ$$

En ce qui concerne la self de la contre réaction on aura : $\beta \ell = 1.44^\circ$ pour $Z_c = 100\Omega$

3.2.4.2. Circuits à constantes réparties

Nous avons également décidé d'effectuer une troisième conception avec des circuits à constantes réparties. Par souci de simplicité, nous avons opté pour une seule structure,

constituée d'une ligne quart d'onde et d'un stub (figure 2.14). Les expressions 2.55 et 2.56 nous permettent de calculer les grandeurs inconnues Z_{C1} et $\beta\ell_2$:

$$\begin{aligned} \Rightarrow \text{Cellule d'entrée : } & Z_{C1} = 120\Omega & \beta\ell_2 = 150^\circ \\ \Rightarrow \text{Cellule de sortie : } & Z_{C1} = 41\Omega & \beta\ell_2 = 131.5^\circ \end{aligned}$$

3.2.5. Conception des Circuits de polarisation et des condensateurs de liaison

- Dans la figure 2.9, les éléments réactifs n'interviennent pas, on peut donc écrire :

$$V_d = R_d I_{ds} + V_{ds}$$

$$V_g = R_g I_{gs} + V_{gs} \quad (I_{gs} \text{ très faible})$$

où R_d et R_g représentent respectivement la résistance de drain et la résistance de source. En prenant $R_d = R_g = 10\Omega$, $L = 5000nH$ et $C = 500pF$, les conditions citées dans la partie 2.4.3.1 seront satisfaites. Pour les conditions de polarisations $V_{ds} = 4V$, $I_{ds} = 60mA$ et $V_{gs} = -0.5V$, on trouve donc :

$$V_d = 4.6V$$

$$V_g = -0.5V$$

Pour le circuit à ligne quart d'onde on prendra $Z_1 = 100\Omega$ et $Z_2 = 15\Omega$, et pour celui du stub radial, on prendra l'impédance caractéristiques de la ligne quart d'onde égale à 15Ω .

- Comme le montre le schéma synoptique de l'amplificateur (figures 3.1 et 3.2), il existe deux condensateurs de liaison, l'un connecté à l'entrée et l'autre à la sortie, vérifiant la condition :

$$\frac{1}{C\omega} \ll 50\Omega \quad (3.5)$$

Pour $f = 1GHz$, on trouve $C \gg 3.2pF$. Nous avons pris $C = 100pF$, valeur généralement utilisée.

3.2.6. Synthèse de l'amplificateur :

Dans le but de dimensionner les circuits d'adaptation et de polarisation, le diviseur de Wilkinson et la self de stabilisation du transistor (contre réaction série), en technologie

microruban (figure 3.11), nous avons utilisé un logiciel de synthèse. Les caractéristiques du substrat utilisées sont :

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

Cette procédure consiste à calculer la longueur ℓ et la largeur W de la ligne à partir de son impédance caractéristique Z_C et de sa longueur électrique $\theta = \beta\ell$ (tableau 3.1 et 3.2).

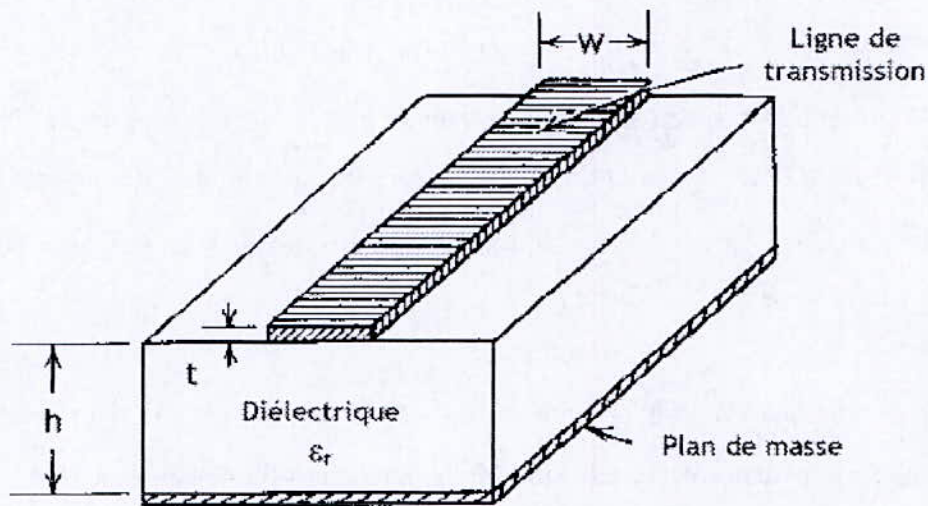


Fig. 3.12 : Ligne microruban

Pour le circuit de polarisation à stub radial, les résultats du tableau 3.2 associés à la relation 2.50 nous donnent pour $\theta=60^\circ$: $R_i=0.5$ mm et on prendra $R_o=10$ mm.

Circuits d'adaptation			DONNEES		RESULTATS	
			θ (°)	Z_c (Ω)	L (mm)	W(mm)
Circuits à constantes semi localisées	Entrée	Ligne1 (L_1)	58.5	100	32.525	1.0031
		Ligne1' (C_1)	19.5	15	9.7655	18.639
	Sortie	Ligne2 (L_2)	23.3	100	12.954	1.0031
		Ligne2' (C_2)	19.9	15	9.9658	18.639
Circuits à constantes réparties	Entrée	Ligne quart d'onde ($\lambda/4$)	90	120	50.586	0.5919
		STUB	150	50	79.876	3.8428
	Sortie	Ligne quart d'onde ($\lambda/4$)	90	41	47.359	3.1795
		STUB	131.5	50	70.024	3.8424

Tableau. 3.1 : Dimensionnement des circuits d'adaptation

			DONNEES		RESULTATS	
			θ (°)	Z_c (Ω)	L (mm)	W (mm)
Circuits de polarisation	à lignes quart d'onde	Ligne 1	90	100	50.038	1.0031
		Ligne 2	90	15	40.072	18.639
	à stub radial	Ligne quart d'onde	90	100	50.038	1.0031
Diviseur de WILKINSON	Lignes quart d'onde		90	70.7	48.98	2.1229
	Lignes d'accès 1, 2 et 3			50		3.8428
Self de la contre réaction			1.44	100	0.8	1

Tableau. 3.2 : Dimensionnement des circuits de polarisation, du diviseur de WILKINSON et de la self de la contre réaction

CHAPITRE 4

Simulation des amplificateurs

SIMULATION DES AMPLIFICATEURS

4.1. INTRODUCTION :

L'objectif de la simulation est d'analyser les deux amplificateurs de puissance que nous avons conçu pour évaluer leur performance.

Le simulateur non linéaire dont nous disposons, utilise les techniques d'analyse les plus répandues à savoir :

- la technique basée sur la série de Volterra ;
- la technique de l'harmonique équilibrée (Harmonic balanced)

Nous avons opté pour la technique de l'harmonique équilibrée car elle peut s'appliquer à n'importe quel dispositif et ce quelque soit le degré de la non linéarité de ses éléments constitutifs.

Les performances que nous devons évaluer sont :

- les caractéristiques statiques I/V ;
- le gain en fonction de la fréquence ;
- le gain à 1 dB de compression ;
- la puissance de sortie et le rendement en fonction de la fréquence;
- le produit d'intermodulation d'ordre trois et le point d'interception.

Pour réaliser ces simulations, nous devons attribuer un modèle au transistor. Dans notre cas, il s'agit du modèle de Statz présenté dans la partie 1.3.2.

Les résultats obtenus après analyse concernent pour la topologie cascade, aussi bien les amplificateurs à constantes localisées que les amplificateurs à constantes semi localisées et réparties, et pour la topologie diviseur/combineur les circuits à constantes réparties.

4.2. SIMULATION DES GRANDEURS STATIQUES

A l'aide des paramètres du modèle de Statz fournies par le constructeur (Annexe B), et après avoir réalisé le montage des figures 4.1 et 4.3 nous avons tracé les caractéristiques statiques $I_{ds} = f(V_{ds})$ (figure 4.2) et $I_{ds} = f(V_{gs})$ (figure 4.4).

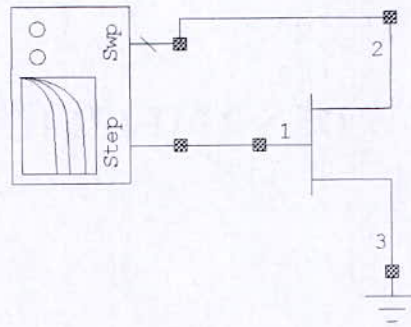


Fig. 4.1 : Montage pour la mesure de $I_{ds} = f(V_{ds})$

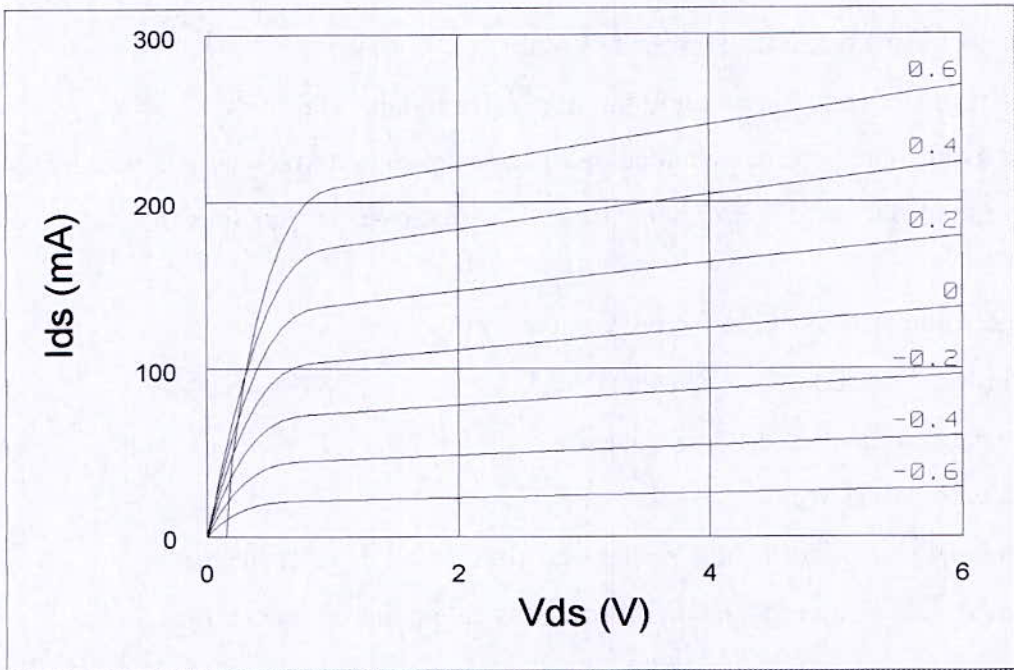


Fig. 4.2 : Caractéristique $I_{ds} = f(V_{ds})$ pour $-0.6 < V_{gs} \text{ (V)} < 0.6$

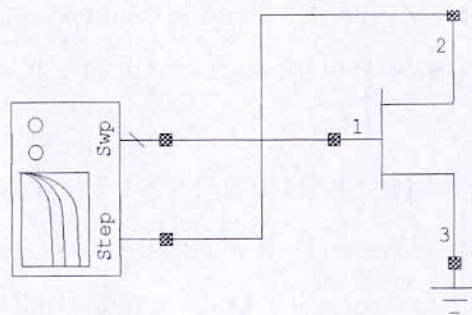


Fig. 4.3 : Montage pour la mesure de $I_{ds} = f(V_{gs})$

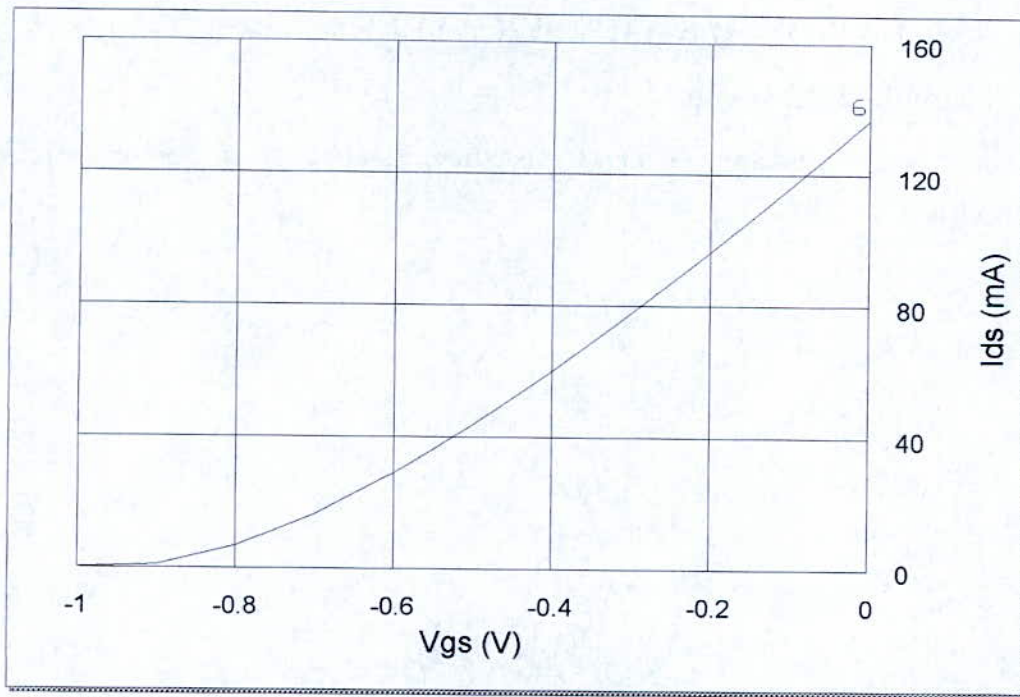


Fig. 4.4 : Caractéristique $I_{ds} = f(V_{gs})$ pour $V_{ds}=6V$

Ainsi, en comparant les caractéristiques $I_{ds} = f(V_{ds})$ obtenues par analyse à celles données par le constructeur [15] (figure 4.5), nous pouvons dire qu'il y a accord seulement pour V_{gs} faible.

Nous pouvons imputer l'écart observé pour V_{gs} élevé aux :

- paramètres de Statz fournis dans la fiche technique qui ne sont pas complets ;
- erreurs expérimentales ;

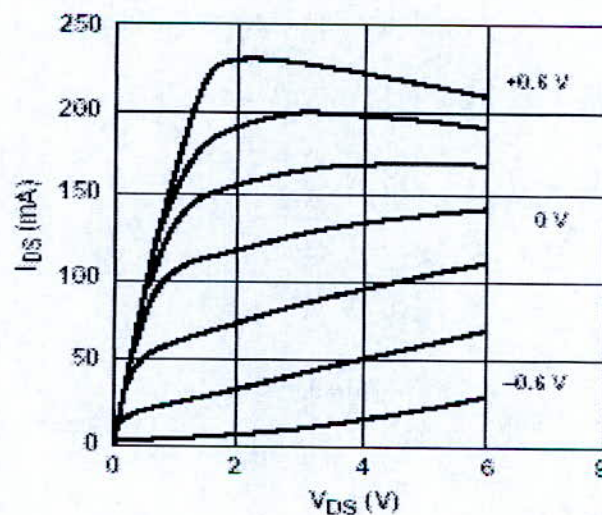


Fig. 4.5 : Caractéristique $I_{ds} = f(V_{ds})$ mesurée par le constructeur

4.3. SIMULATION DES AMPLIFICATEURS

4.3.1. Topologie cascade

Dans la figure 4.6, tous les éléments constituant l'amplificateur sont des circuits à constantes localisées.

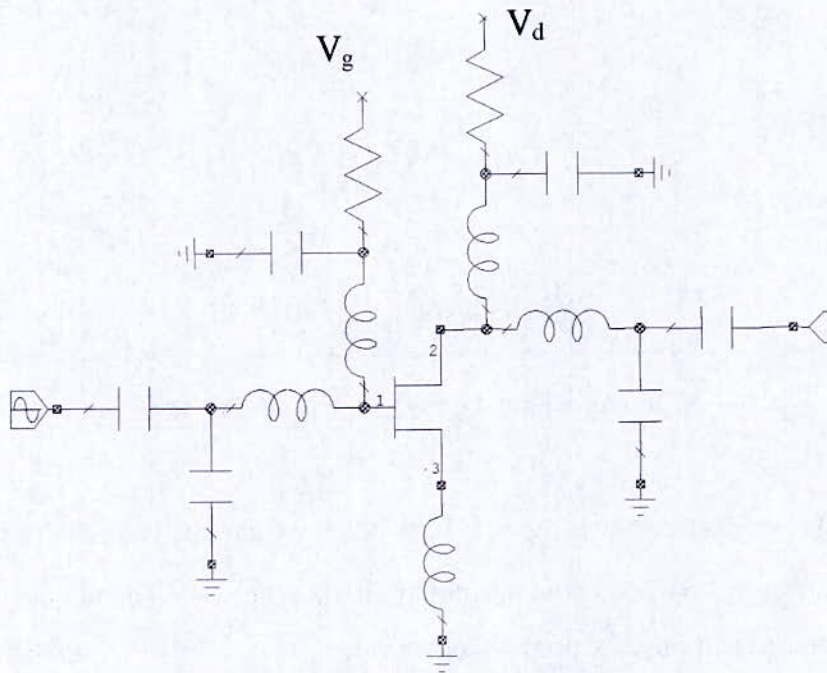


Fig. 4.6 : Amplificateur à constantes localisées

Quant à l'amplificateur schématisé par la figure 4.7, ses éléments sont à constantes semi localisées, mise à part la résistance de polarisation et les condensateurs de liaison.

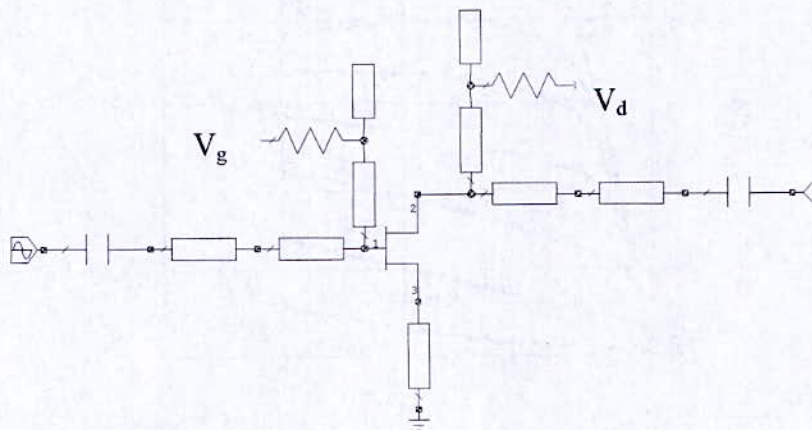


Fig. 4.7 : Amplificateur à circuits à constantes semi localisées

Il en est de même pour l'amplificateur à circuits répartis (figure 4.8).

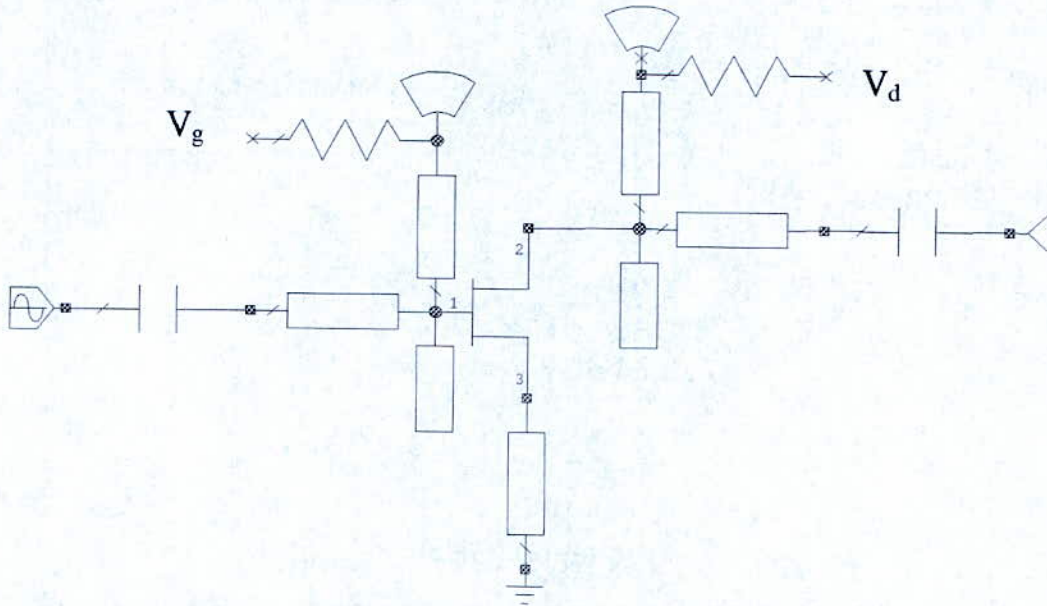


Fig. 4.8 : Amplificateur à circuits à constantes réparties

A l'aide du logiciel de conception, nous avons tracé le gain en fonction de la fréquence (figure 4.9), et ce pour une puissance d'entrée de -30 dBm (faible signal), autrement dit, pour laquelle le transistor n'a pas encore un comportement non linéaire.

Les bandes passantes à -3 dB trouvées, sont :

- pour l'amplificateur à circuits à constantes localisées, $\Delta f = 0.25 \text{ GHz}$
- pour l'amplificateur à circuits à constantes semi localisées, $\Delta f = 0.35 \text{ GHz}$
- pour l'amplificateur à circuits à constantes réparties, $\Delta f = 0.07 \text{ GHz}$

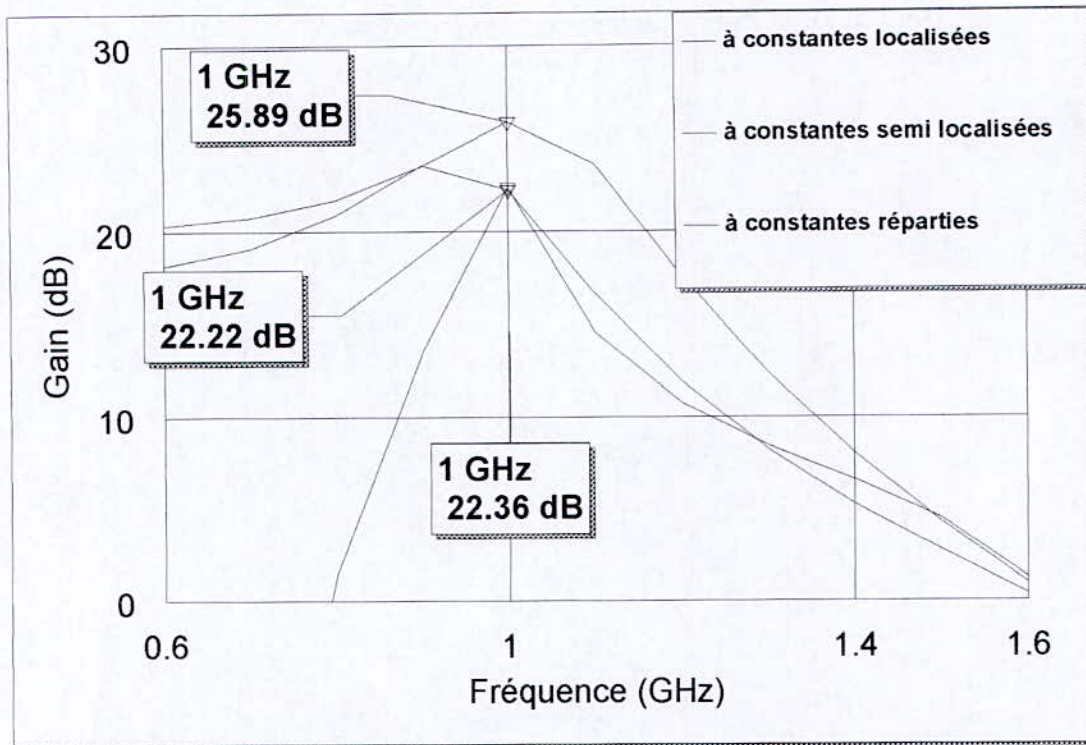


Fig. 4.9 : Evolution du gain en fonction de la fréquence

La différence constatée aussi bien pour la valeur maximale du gain que pour la courbe de réponse peut s'expliquer par :

- les pertes du substrat ($\delta=0.002$) et du conducteur (σ) ;
- l'imprécision de la synthèse de la ligne microruban ;
- et notamment par le comportement fréquentiel plus sélectif des circuits à constantes réparties par rapport aux deux autres types de circuits.

Quant aux variations du gain et de la puissance de sortie de la fréquence fondamentale en fonction de la puissance d'entrée, elles sont représentées respectivement par les figures 4.10, et par la figure 4.11. Elles nous permettent de déterminer le gain à 1 dB de compression qui nous enseigne sur l'importance de la distorsion non linéaire.

De l'équation (2.25), on déduit que le degré de la non linéarité augmente avec la puissance d'entrée. On peut donc, de ce résultat, dire que la non linéarité est moins accentuée pour les circuits à constantes semi localisées. A l'aide de la puissance d'entrée correspondant à G_{1dB} , on peut déterminer la puissance de sortie P_{1dB} sur la figure 4.11.

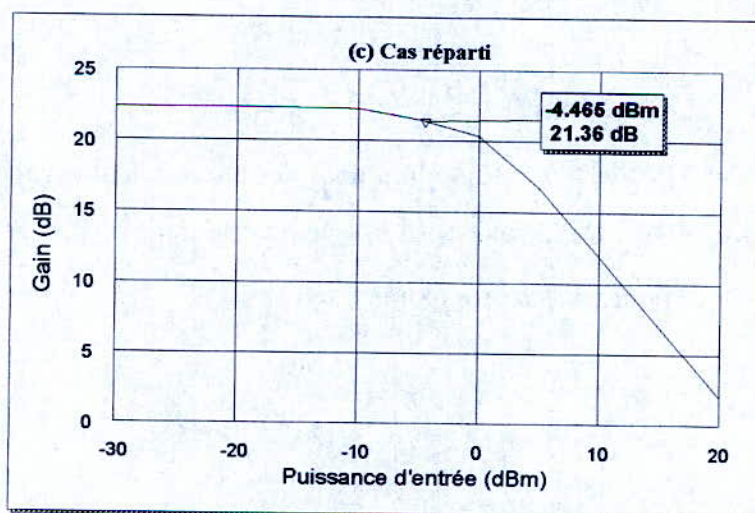
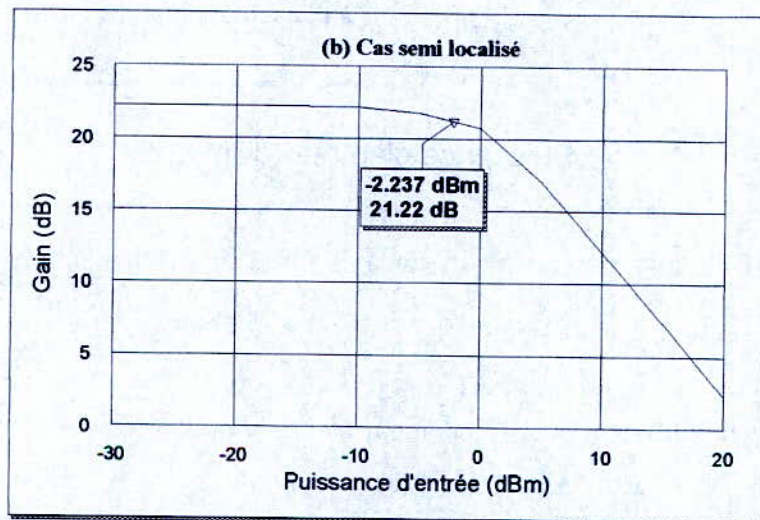
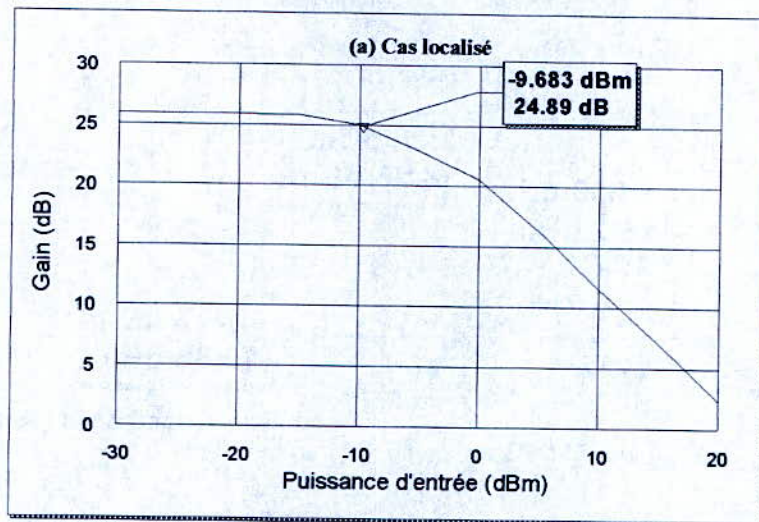


Fig. 4.10 : Gain en fonction de la puissance d'entrée

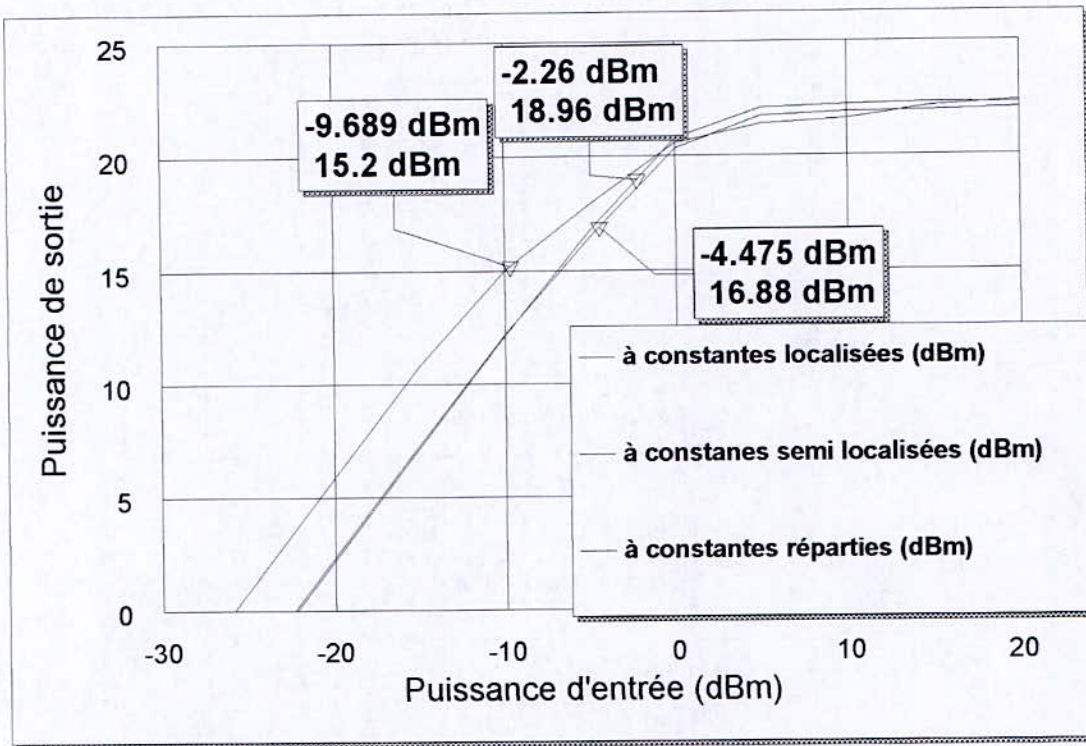


Fig. 4.11 : Détermination de la puissance de sortie à 1 dB de compression

Pour soutirer des amplificateurs un rendement élevé, la puissance envoyée à l'entrée du transistor est:

$$\begin{aligned}
 P_c &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_{gs} I_{gs}^*) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\left(V_{gs} \frac{V_{gs}^*}{Z_c^*}\right) \\
 &= \frac{1}{2} |V_{gs}|^2 \operatorname{Re}(Y_g)
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

Où $|V_{gs}| = -V_{gso} = 0.5 \text{ V}$, et $Y_g = 0.0034 - 0.012j$ (admittance de source calculée dans le chapitre 3)
 On obtient alors $P_c = -3.7 \text{ dBm}$. Cette valeur est utilisée pour le tracé du rendement électrique en fonction de la fréquence pour les deux topologies (figure 4.12).

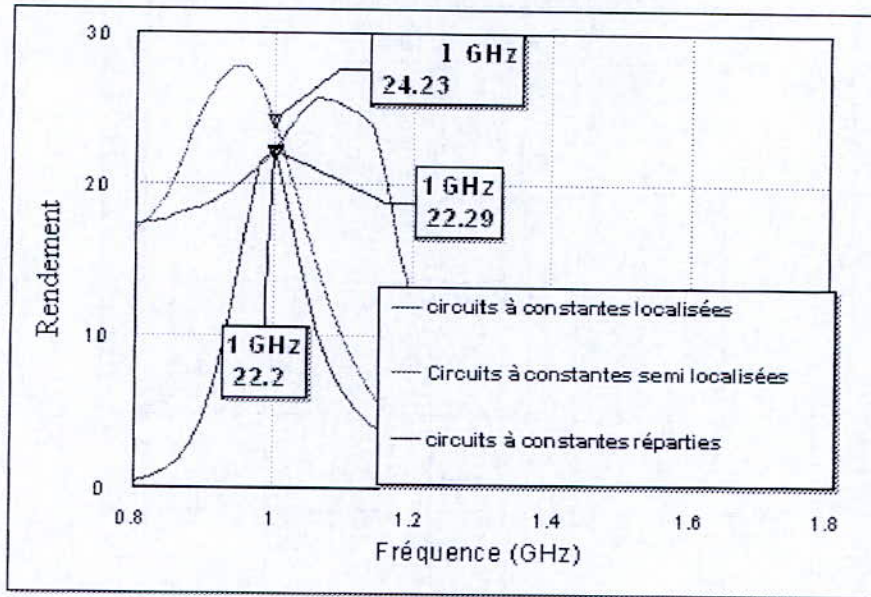


Fig. 4.12 : Rendement électrique en fonction de la fréquence

Les relations (2.16) et (2.20) nous montrent bien que le rendement maximal dans notre cas (classe A avec $V_{dsmax} = 6V$ et $V_{dsmin} = 2V$) ne peut dépasser 25% pour le modèle linéaire, et 33.33% pour le modèle non linéaire. Les résultats obtenus sont très proches de ces valeurs et nous laissent dire que le modèle de statz a un rendement acceptable comparé aux deux modèles étudiés dans le chapitre 2 (équations 2.5 et 2.10), et ce quelque soit la nature des circuits utilisés.

Pour l'étude du produit d'intermodulation d'ordre trois, nous devons d'abord fixer deux fréquences différentes, situées de part et d'autre de la fréquence centrale, telles que leur écart n'excède pas une octave [9]. Nous avons choisi des écarts appropriés tels que $2\omega_1 - \omega_2$ et $2\omega_2 - \omega_1$ soient à l'intérieur de la bande passante, autrement dit :

$$(2f_2 - f_1) - (2f_1 - f_2) < \Delta f \quad \text{et} \quad f_2 - f_1 < \Delta f / 3 \quad (4.2)$$

On prendra donc :

- pour l'amplificateur à circuits à constantes localisées, $f_2 - f_1 = 0.08 \text{ GHz}$
- pour l'amplificateur à circuits à constantes semi localisées, $f_2 - f_1 = 0.1 \text{ GHz}$
- pour l'amplificateur à circuits à constantes réparties, $f_2 - f_1 = 0.02 \text{ GHz}$

Pour évaluer, dans ce cas, l'influence de ce type de distorsion sur le signal, nous devons relever à partir des figures 4.13 le point d'interception P_I' (décrit dans la partie 2.3.2 de ce mémoire par la figure 2.5).

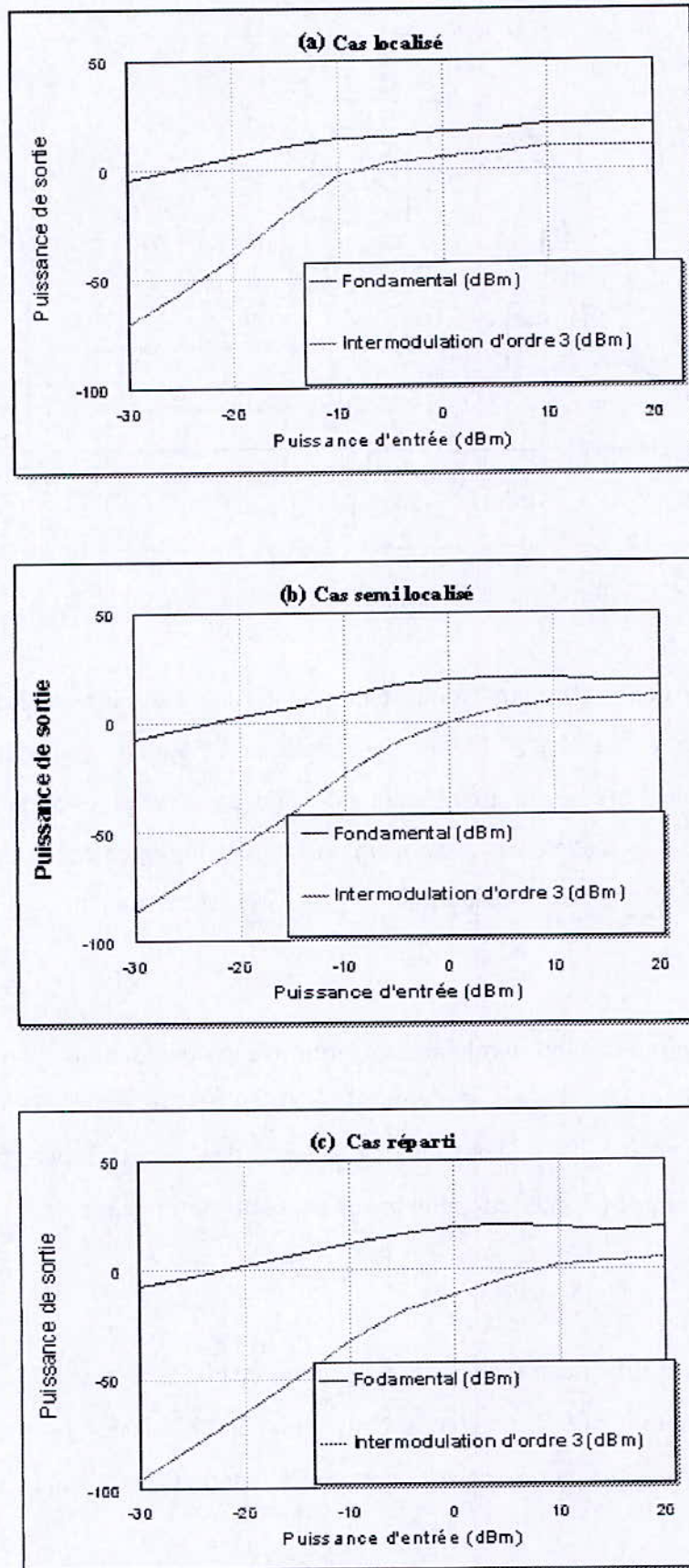
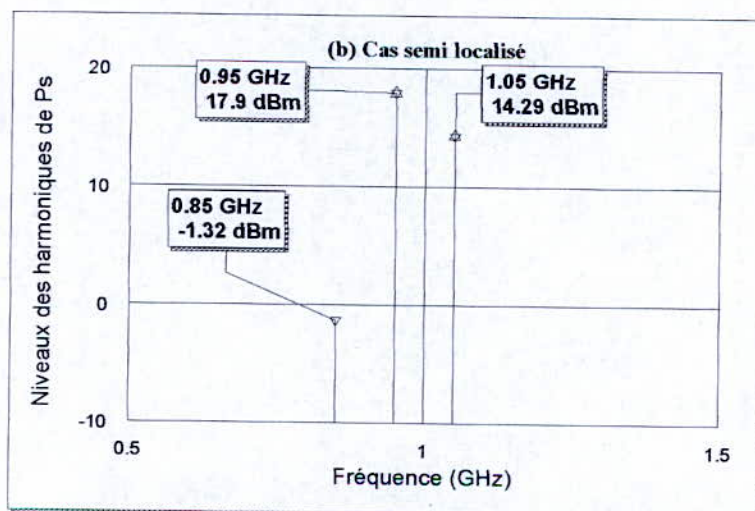
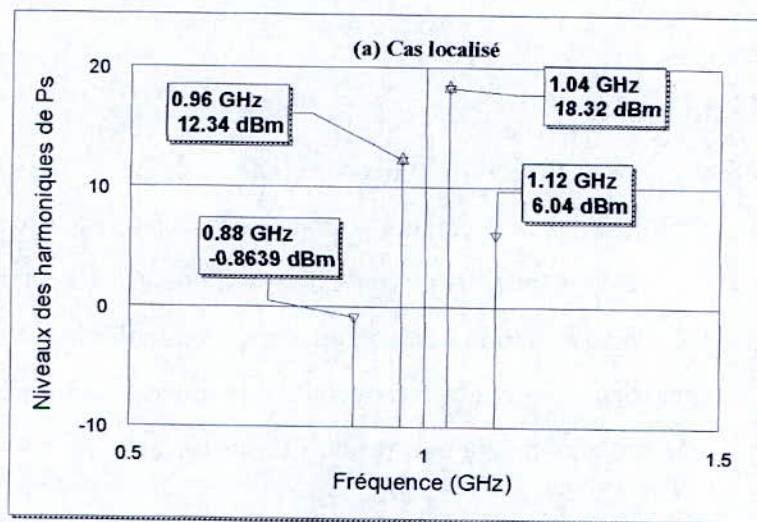


Fig. 4.13 : Comparaison des niveaux du fondamental et du produit d'intermodulation d'ordre 3

Dans la plage de variation choisie pour la puissance d'entrée (-30 dBm à 20 dBm), le niveau de produit d'intermodulation $2\omega_1 - \omega_2$ n'atteint jamais celui du fondamental, et ce quelque soit la nature des circuits. Par conséquent, le point d'interception P_I' existerait pour une puissance d'entrée supérieure à 20 dBm, ce qui indique un faible degré de distorsion, on peut donc dire que la self de résonance placée à la sortie du transistor a bien eu l'effet escompté.

Les spectres des puissances de sorties pour une puissance d'entrée égale à P_e , sont représentés dans les figures 4.14. Elles nous montrent que pour le premier cas les raies aux fréquences moins élevées (à gauche de 1 GHz) sont inférieures à celles aux fréquences plus élevées (à droite de 1 GHz), contrairement aux deux autres cas.



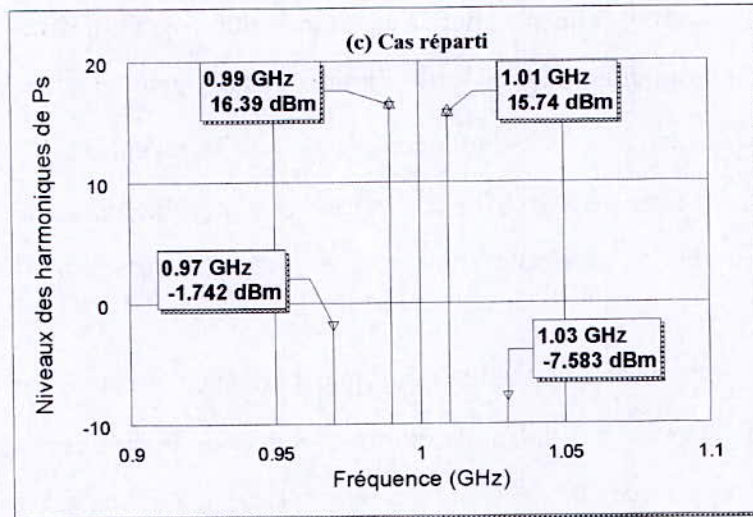


Fig. 4.14 : Spectre de la puissance de sortie

4.3.2. Topologie diviseur

La figure 4.15 montre un amplificateur de puissance en topologie diviseur/combineur. Il est constitué de deux amplificateurs à éléments à constantes réparties, associés grâce au diviseur de Wilkinson. Ce type de dispositifs possède deux avantages ; chaque avantage peut être mis à profit selon que l'on désire réduire la non linéarité ou doubler la puissance. Mais il est préférable de combiner deux transistors moyenne puissance, que d'utiliser un seul composant surdimensionné, et c'est en cela que réside l'un des avantages de la combinaison des puissances.

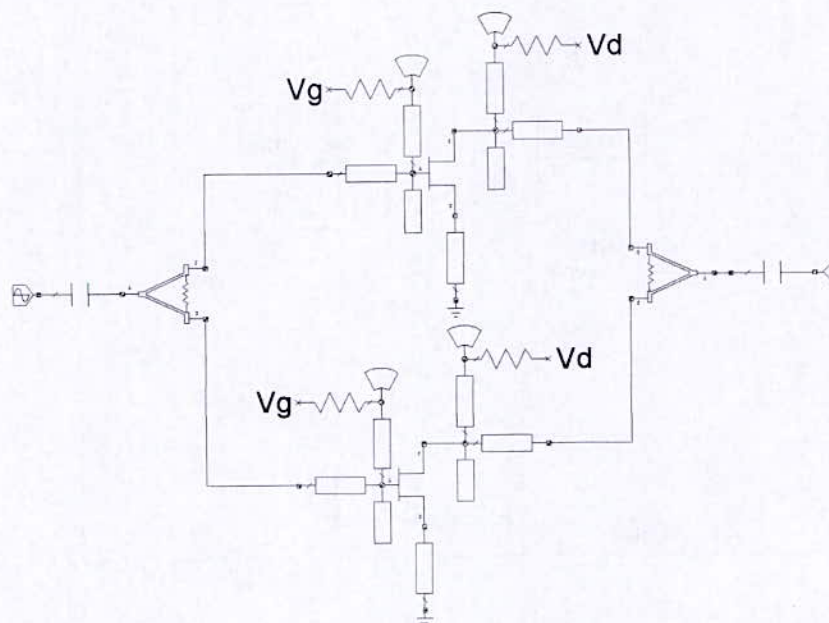


Fig. 4.15. Amplificateur en topologie diviseur/combineur à circuits à constantes réparties

La figure 4.16 illustre les gains en puissance en fonction de la fréquence des deux amplificateurs à topologie cascade et diviseur/combiné constitués de circuits à constantes réparties.

On voit bien que pour les deux topologies, les courbes des gains sont quasiment confondues, sauf au delà de 1.3 GHz où les courbes s'éloignent au fur et à mesure que la fréquence augmente. De plus, il y a une légère différence entre les valeurs maximales à la fréquence 1 GHz (22.39dB pour la topologie cascade et 21.64 dB pour l'autre topologie), qui peut s'expliquer par les pertes dues au diviseur de Wilkinson. Pour justifier ceci, il faut simplement remplacer ce dernier par un diviseur idéal (figure 4.17)

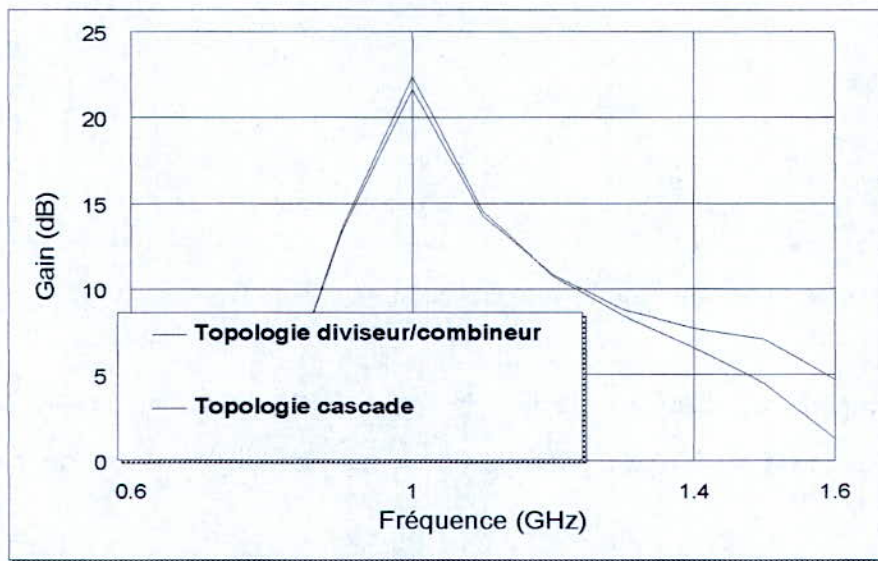


Fig. 4.16 : Gain en fonction de la fréquence pour les deux topologies

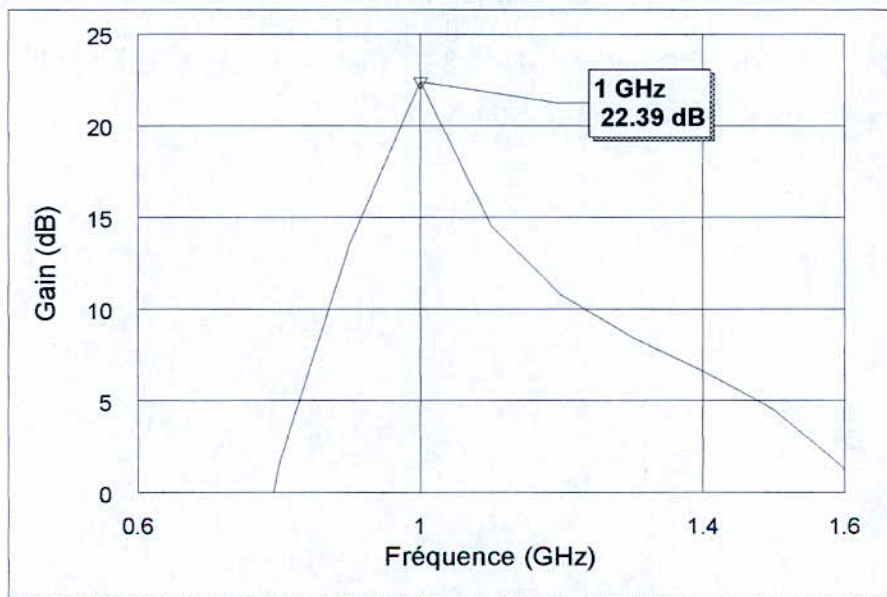


Fig. 4.17 : Gain en fonction de la fréquence pour un diviseur idéal

On fait maintenant varier le gain en fonction de la puissance d'entrée pour la même plage (-30dBm à 20dBm) (figure 4.18). L'analyse nous donne un gain à 1 dB de compression de valeur **20.64 dB** pour une puissance d'entrée de **0.14 dBm**.

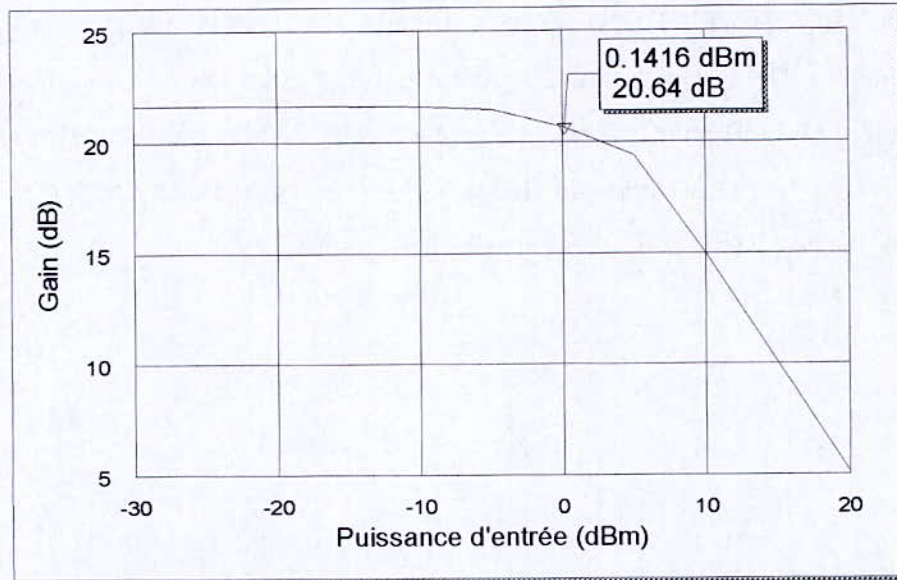


Fig. 4.18 : Evolution du gain en fonction de la puissance d'entrée

Si l'on compare cette dernière figure à la figure 4.10c, on remarque que la puissance d'entrée correspondant à G_{1dB} est plus élevée, ce qui traduit un degré de non linéarité moindre.

La valeur $P_c = -3.7 \text{ dBm}$ est utilisée pour le tracé de la puissance de sortie en fonction de la fréquence pour les deux topologies (figure 4.19). On constate que tout comme pour les gains, les puissances de sortie sont quasiment égales.

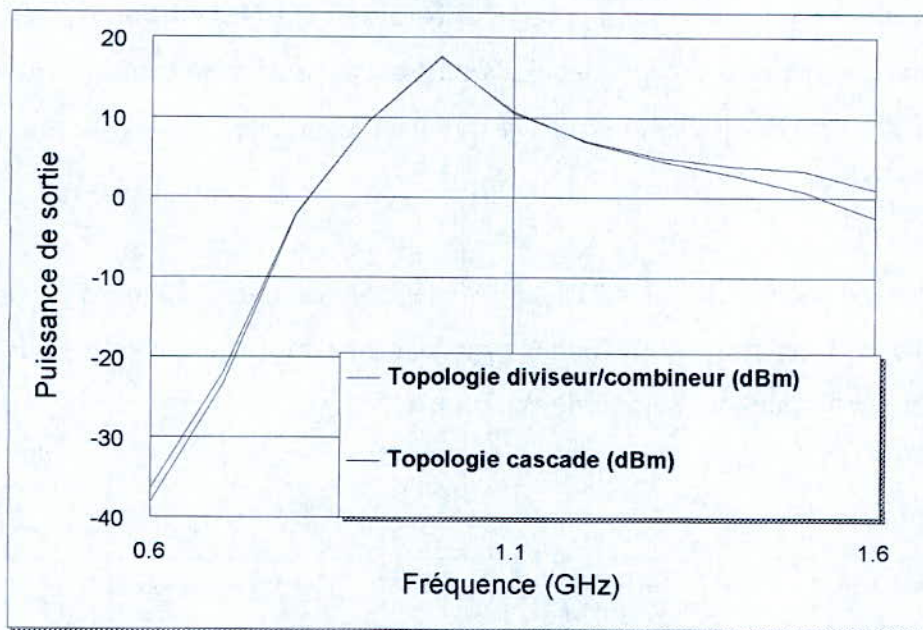


Fig. 4.19 : Evolution de la puissance de sortie pour une puissance d'entrée du transistor maximale

Puisque le diviseur de WILKINSON sépare et combine les puissances en deux parties égales, il est possible que le générateur fournisse à cette topologie une puissance double $2P_e = -0.7 \text{ dBm}$. Dans ce cas, la puissance de sortie va donc doubler comme le confirme la figure 4.20 où la puissance de sortie à la fréquence 1 GHz vaut **20.12 dBm**. Cette valeur peut s'écrire **20.12 dBm = (17.12+3) dBm**.

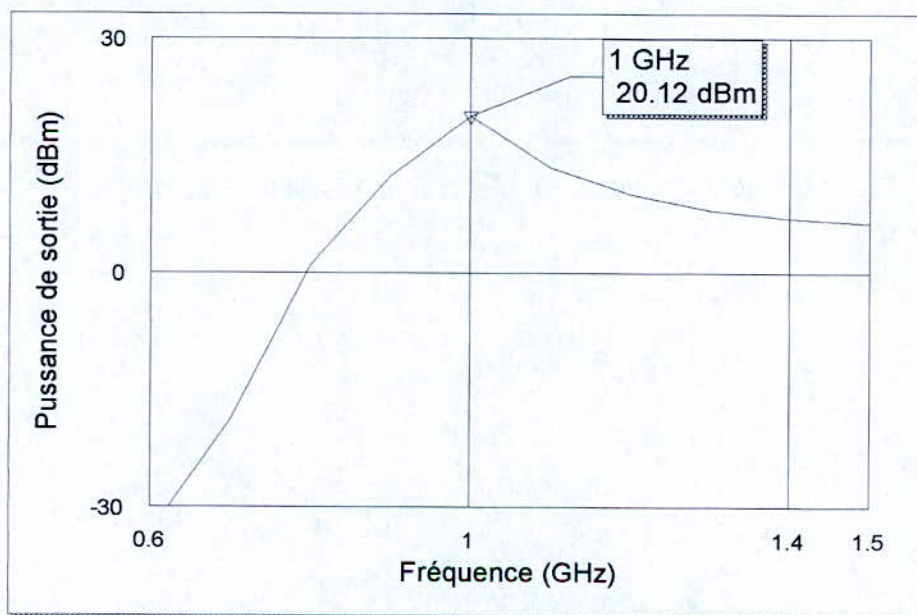


Fig. 4.20 : Puissance de sortie en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée égale à $2P_{e_{max}}$ du transistor (topologie diviseur/combineur)

Pour une puissance moitié, on a trouvé auparavant $P_S=17.48 \text{ dBm}$, ce qui montre qu'effectivement ce type de topologie double la puissance. Ainsi, l'on constate l'avantage le plus important de cette topologie, elle permet d'obtenir le double de la puissance que peut fournir un seul transistor.

Quant au rendement (figure 4.21), il est légèrement inférieur pour la topologie diviseur/combineur. Ceci peut être expliqué par la même raison qui a influé sur le gain, autrement dit les pertes dues au diviseur de Wilkinson.

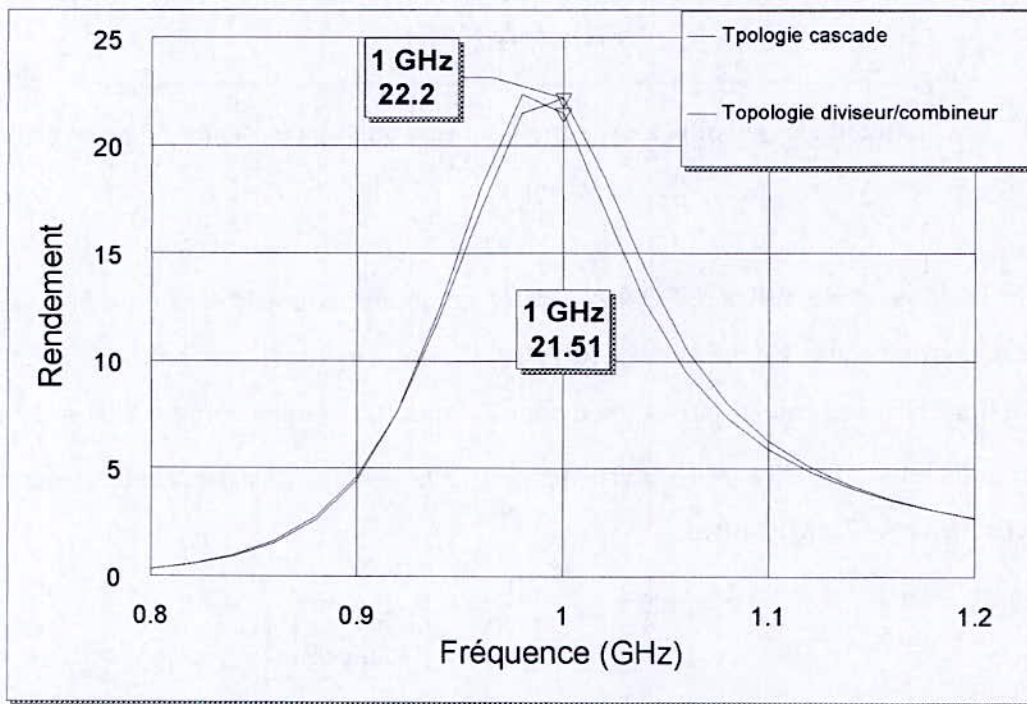


Fig. 4.21 : Rendement électrique en fonction de la fréquence

CONCLUSION

CONCLUSION

Afin de déterminer les paramètres de conception de deux amplificateurs de puissance, l'un en topologie cascade et l'autre en topologie diviseur/combineur, une méthode itérative a été proposée et mise en oeuvre. Les résultats obtenus indiquaient que le transistor choisi oscillerait si nous adoptions les valeurs trouvées. La solution alternative consistait donc à stabiliser le transistor en y adjoignant un quadripôle de retour, formé d'un dipôle shunt, tel que la contre réaction créée est du type série série. A l'aide du logiciel, nous avons pu déterminer la nature du dipôle et sa valeur optimale donnant le meilleur compromis gain-stabilité.

Après avoir dimensionné les différents éléments constitutifs de l'amplificateur suivant leur nature, nous avons simulé les principales grandeurs caractérisant l'amplificateur de puissance. Les résultats trouvés ont permis de mettre en évidence la supériorité des circuits à constantes localisés et semi localisés sur ceux à constantes réparties, notamment du point de vue du gain, de la bande passante et du rendement.

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, bien que le diviseur/combineur utilisé, en l'occurrence le diviseur de Wilkinson ait entraîné quelques pertes dues à sa technologie.

En conclusion, il apparaît donc que pour soutirer des transistors un maximum de puissance, la meilleure conception est celle d'un amplificateur à topologie diviseur/combineur associant des circuits à constantes localisées, si les valeurs trouvées sont standards, ou semi localisées dans le cas contraire. Ce travail nous a permis aussi de maîtriser et la conception des amplificateurs de puissances et leurs performances.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] P. BOUYASSE, "*Optimisation expérimentale des conditions de fonctionnement des transistors de puissance pour systèmes de télécommunications microondes*", thèse de Doctorat d'Electronique, Limoges, 1992.
- [2] H. Morkoc, S. Strite, G.B. Gao, M.E. Liu, B. Sverdiov and M. Burns, "*Large band gap, III-V nitride, and II-VI ZnSe-based semi-conductor device technologies Journal of applied physics*", vol. 76, n° 3, août 1994
- [3] R. CASTANE, J.P. DUCHEMIN, M. GLOANEC, CH. RUMELHERD, "*Circuits intégrés en arséniure de gallium*" Masson et CENT-ENST, Paris, 1992
- [4] F. Huin, C. Duvanaud, D. Masiiah, M. Pailiot, H. Mokrani, S. Gerlach et K. Worne, "*A low voltage integrated SiGe power amplifier for mobile applications Wireless Communications Conference*", San Diego, November 1998, proceedings pp121-124.
- [5] D. Payan, "*Fonctionnement d'un ampificateur a rtransistor a effet de champ en classes A, B, AB et C*", Rapport de stage de DEA, UER DES SCIENCES, Limoges 1988.
- [6] C.Y. Hang, W.R. Deal, Y. Qian et T. Itoh, "*Push-pull power amplifier integrated with quasi-Vagi a harmonic tuning*", IEEE MTT-s International Microwave symposium, Boston 200, vol. 1, p 533, 1999

-
- [7] M. Albulet, “*An exact analysis of Class-DE amplifier at any output Q*, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*”, vol. 46, n°10, Octobre 1999.
- [8] F. HUIN, “*Etude des formes d’ondes permettant une optimisation des performances des amplificateurs de puissance. Application à la conception d’amplificateurs, à faible tension de polarisation, pour les communications mobiles*”, thèse de doctorat 2001, Faculté des Sciences, Université de Limoges.
- [9] Tri.T.Ha, “*Solid-state microwave amplifier design*”, Wiley, New York, 1981, pp 202-209.
- [10] B. Mallet-Guy “*Modèles non linéaires distribués des transistors à effet de champ: application à l’analyse de stabilité de transistors à fort développement de grille*”, thèse de doctorat, université de Limoges 1999.
- [11] S. Hebib, I. Yahi,, “*Conception et simulation d’un amplificateur microondes à faible bruit*”, projet de fin d’études ENP d’Alger, 2004.
- [12] B.C.Wadell, “*Transmission Line Design Book, Artech House*”, Boston-London, 1991, pp 306-307.
- [13] F. Duhamel “*Analyse de transistors à effet de champ pour l’amplification de puissance et le mélange à partir d’une modélisation quasi-bidimensionnelle*” Thèse de doctorat, Université des sciences et technologies de Lille, octobre 1996.
- [14] G. Gonzalez, “*Microwave transistor amplifiers*”, Prentice Hall, New Jersey, 1984, p160.
- [15] “*Fiche technique de l’ATF-31143*” de la société Agilent technologies.
- [16] T.C. Edwards “*Conception des circuits microondes*”, éditeur Masson, 1984.

ANNEXES

ANNEXE A

CERCLES DE STABILITE

L'étude de la stabilité consiste à chercher le lieu des valeurs de Γ_i (coefficient de réflexion de charge ou de source) donnant la valeur critique $|\Gamma_j|=1$ (coefficient de réflexion d'entrée ou de sortie), tel que

$$\Gamma_j = A + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_i}{1 - B\Gamma_i} \quad (\text{A.1})$$

Avec: si $A = S_{11}$ et $B = S_{22}$, $\Gamma_j = \Gamma_e$ et $\Gamma_i = \Gamma_L$

si $A = S_{22}$ et $B = S_{11}$, $\Gamma_j = \Gamma_S$ et $\Gamma_i = \Gamma_g$

Ce lieu correspond à un cercle de rayon R_2 et de centre Ω_2 , où :

$$R_2 = \frac{|S_{12}||S_{21}|}{|B|^2 - |A|^2} \quad (\text{A.2})$$

$$\Omega_2 = \frac{(B - AA^*)}{|B|^2 - |A|^2}$$

- Si le cercle 2 ne contient pas le centre de l'abaque de Smith le domaine qu'il délimite correspond à des valeurs de Γ_2 engendrant l'instabilité. Pour éviter toute instabilité, il faut donc repousser ce cercle d'instabilité en dehors de l'abaque de Smith (figure A.1), soit respecter la condition :

$$|\Omega_2| - R_2 > 1 \quad (\text{A.3})$$

La stabilité est alors inconditionnelle.

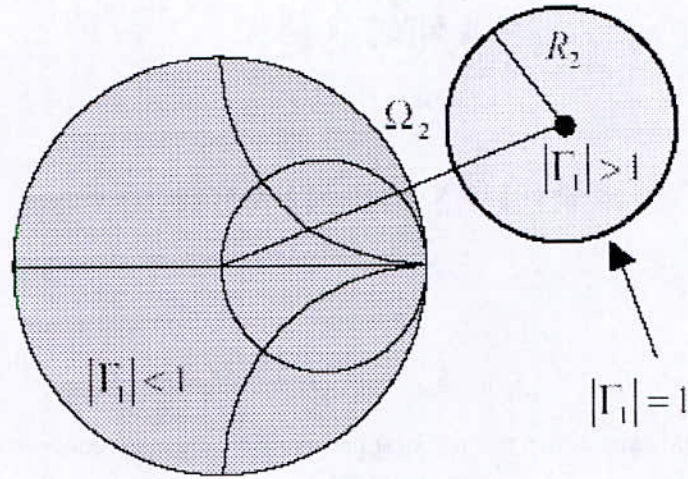


Fig. A.1 : Lieu du cercle représentant le lieu de Γ_2 dans le cas d'une stabilité inconditionnelle.

La figure A.2 montre le cas d'une stabilité conditionnelle. La zone d'intersection des deux cercles définit la zone d'instabilité. Dans ce cas n'importe quelle charge passive ne peut pas être choisie.

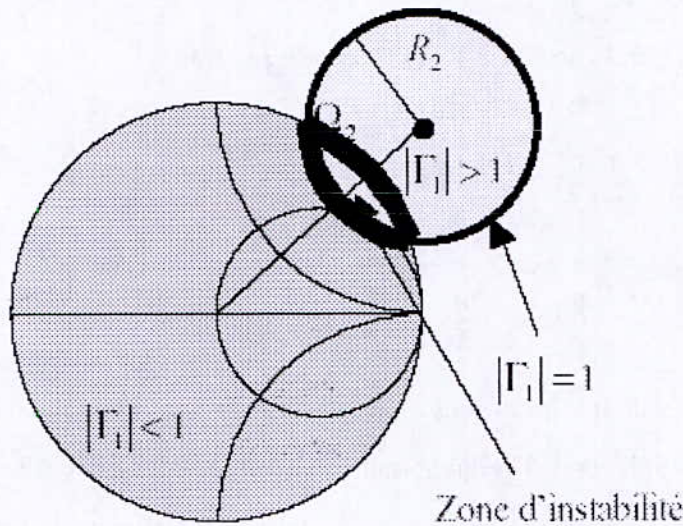


Fig. A.2 : Lieu du cercle représentant le lieu de Γ_2 dans le cas d'une stabilité conditionnelle.

- Si le cercle 2 contient le centre de l'abaque de Smith, c'est alors le domaine qu'il délimite qui est une zone stable. La figure A.3 montre un cas de stabilité conditionnelle.

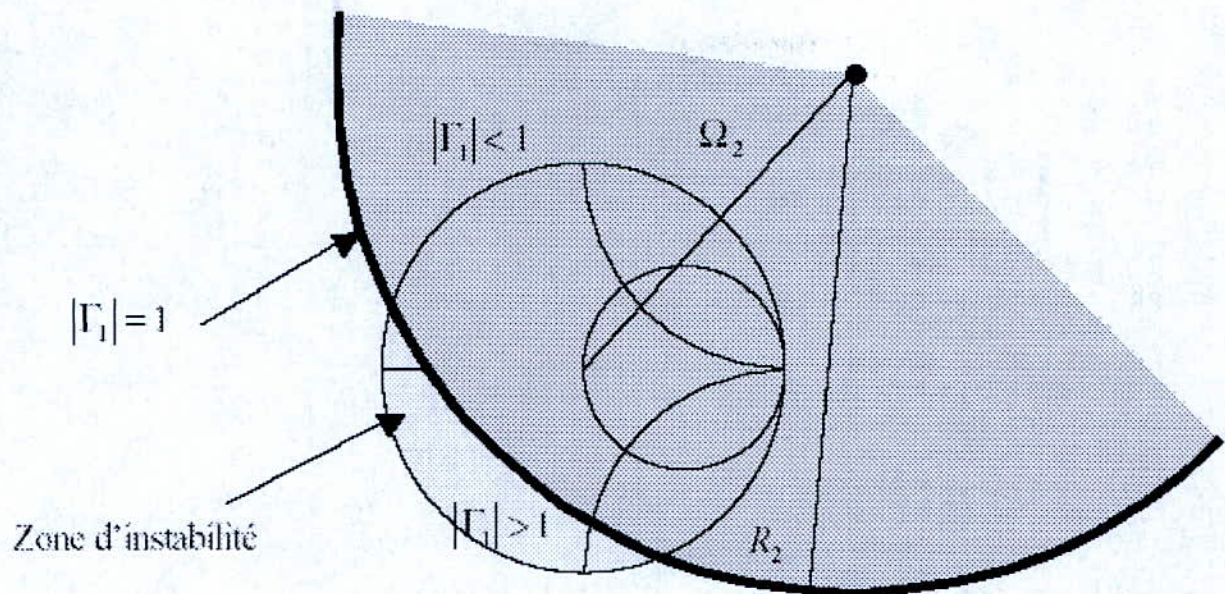


Fig. A.3 : Lieu du cercle représentant le lieu de Γ_2 dans le cas d'une stabilité conditionnelle.

Dans le cas de la figure A.3, pour éviter qu'il y ait une zone de Z_L interdite il faut satisfaire :

$$R_2 - |\Omega_2| > 1 \quad (\text{A.4})$$

En regroupant les deux inégalités (A.3) et (A.4), la stabilité est inconditionnelle si :

$$|R_2 - |\Omega_2|| > 1 \quad (\text{A.5})$$

ANNEXE B

LE TRANSISTOR ATF-34143

L'ATF-34143 est un transistor PHEMT de largeur de grille de $800\mu\text{m}$, il est à boîtier plastic type SOT-343 à quatre pattes (figure B.1)

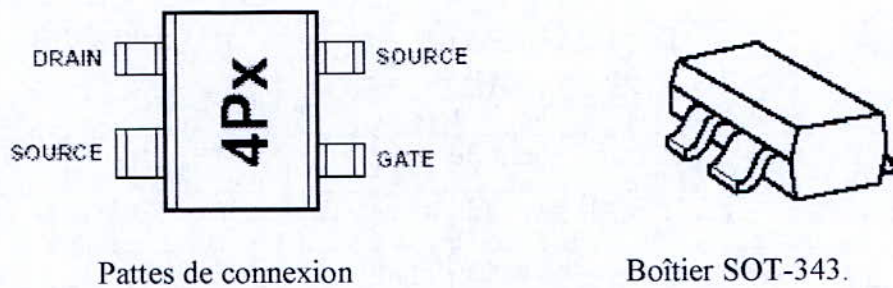


Fig. B.1: Transistor ATF-34143.

Ses paramètres S mesurés pour le point de polarisation $V_{ds} = 4\text{ v}$, $I_{ds} = 60\text{ mA}$, dans la bande de fréquence $[0.5 - 5]\text{ GHz}$, sont représentés dans le tableau B.1

f (GHz)	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
	module	phase	module	phase	module	phase	module	phase
0.5	0.95	-41	12.454	150	0.028	68	0.29	-41
0.8	0.89	-65	11.654	134	0.039	57	0.24	-67
1.0	0.85	-83	10.549	123	0.047	49	0.23	-84
1.5	0.78	-111	8.646	103	0.060	38	0.21	-114
1.8	0.75	-122	7.873	95	0.065	33	0.21	-125
2.0	0.73	-133	7.207	87	0.069	29	0.20	-136
2.5	0.69	-151	6.149	73	0.076	22	0.19	-155
3.0	0.67	-168	5.345	60	0.083	15	0.19	-171
4.0	0.64	161	4.232	37	0.094	3	0.18	162
5.0	0.63	134	3.501	16	0.105	-10	0.19	135

Tableau. B.1 : Paramètres de répartition de l'ATF-34143 pour $V_{ds} = 4\text{ V}$, $I_{ds} = 60\text{ mA}$

Les caractéristiques de son modèle de Statz sont données par le tableau B.2

Nom	Description	valeur	Unité
α	Paramètre de claquage du drain	4	V ⁻¹
β	Transconductance	0.24	
b	Paramètre de contrôle de transition	0.8	
λ	Conductance de sortie	0.09	
C _{ds}	Capacité drain-source	0.04	pF
C _{gd}	Capacité grille-drain	0.16	pF
C _{gs}	Capacité grille -source	0.8	pF
L _S	Inductance de source	0.0025	nH
L _d	Inductance de drain	0.0075	nH
L _g	Inductance de grille	0.0075	nH
FC	Capacité de déplétion de grille (du modèle de diode)	0.5	
V _{bi}	Tension de jonction interne de grille	0.7	V
V _T	Tension de pincement du modèle	-1	V
Δ_1	Paramètre de capacitance	0.2	
Δ_2	Paramètre de capacitance	0.2	
FNC	Coefficient de bruit	10 ⁶	

Tableau. B.2 : Paramètres de Statz de l'ATF-34143

L'expression mathématique pour ce modèle, dans la zone de saturation, devient :

$$I_{ds}(t) = \frac{0.24(V_{gs}(t)+1)^2}{1+0.8(V_{gs}(t)+1)}(1+0.09V_{ds}(t)) \quad \text{pour } V_{ds} > 0.75 \text{ V}$$