

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
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

*Thème*

***CONCEPTION ET SIMULATION  
D'AMPLIFICATEURS MICRO-ONDES DE  
PUISSANCE DE TYPE DOHERTY***

Dirigé par :

***Dr. M. TRABELSI***

Etudié par :

***SAHNOUN Souleymen  
DEBOUZ Idriss***

*Promotion : Juin 2006*

*E.N.P.10, AVENUE HASSEN BADI, EL-HARRACH, ALGER.*

## **REMERCIEMENTS**

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

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

*Nous exprimons notre profonde gratitude à Monsieur R. Aksas, Professeur, et à Monsieur M. Mehenni, Professeur, qui nous ont fait l'honneur d'apprécier ce modeste travail.*

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

## *DEDICACES*

*Je dédie ce travail,*

*A mes chers parents, à mes frères et sœurs,*

*A toute ma famille,*

*A tous les frères,*

*A tous mes amis,*

*Souleyman*

*A mes parents et mes grands parents,*

*A mes frères et sœurs,*

*A ma famille,*

*A tous mes amis et collègue d'étude,*

*Je dédie ce travail.*

*Idriss*

## **Résumé**

La plupart des systèmes de télécommunication sans fil moderne utilisent des techniques de modulation caractérisées par une enveloppe variable ce qui conduit à un rendement en puissance ajoutée globalement faible. La technique Doherty apporte un élément de réponse au problème. Ce travail consiste en l'étude, la conception, et la simulation d'amplificateur de puissance micro-ondes de type Doherty. Une étude du Branch-line, du diviseur de Wilkinson et d'une nouvelle technique de combinaison pour l'amplificateur Doherty a été présentée. La simulation et la synthèse de ces dispositifs se font à l'aide d'un logiciel approprié. Le choix de la fréquence 1.8 GHz est motivé par le fait que la radiotéléphonie mobile s'opère au voisinage de cette fréquence.

**Mots clés :** amplificateur de puissance, Doherty, rendement, diviseur, Wilkinson, conception, stabilité, Branch-line.

## **Abstract**

Most of the modern wireless applications use techniques of modulation characterized by a variable envelope what drives globally to a weak power added efficiency. The technical Doherty brings an element of answer to the problem. This work interests the study, the design, and the simulation of microwave power amplifier of Doherty type. A survey of the Branch-line, the divider of Wilkinson and a new technique of combination for the Doherty power amplifier has been presented. The Simulation and the synthesis of these devices are performed with an adequate software. A 1.8 GHz frequency is selected for its use in mobile telephony.

**Key words:** power amplifier, Doherty, efficiency, divider, Wilkinson, design, stability, Branch-line.

# Sommaire

<b>Introduction</b> .....	1
 <b>Chapitre I Les Amplificateurs de Puissance Micro-Ondes</b>	
1.1 Introduction .....	3
1.2 Les transistors hyperfréquences .....	3
1.2.1 Les transistors à effet de champ.....	3
1.2.2 Les transistors à hétérojonction.....	4
1.2.2.1 Les transistors à effet de champ à hétérojonction.....	4
1.2.2.2 Les transistors bipolaires à hétérojonction.....	4
1.3 Modèles électriques des transistors micro-ondes .....	4
1.3.1 Modèle linéaire.....	5
1.3.2 Modèle non linéaire.....	5
1.4 Modèles mathématiques des transistors micro-ondes.....	6
1.4.1 Modèle linéaire.....	6
1.4.2 Modèle non linéaire.....	7
1.5 Les Classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance.....	8
1.5.1 Classe A.....	8
1.5.2 Classe B.....	9
1.5.3 Classe AB.....	10
1.5.4 Classe C.....	10
1.6 Caractéristiques des amplificateurs de puissance.....	10
1.6.1 Gain.....	11
1.6.1.1 Gain transducique.....	11
1.6.1.2 Gain en puissance disponible.....	12

1.6.1.3 Gain en puissance.....	12
1.6.2 Rendement électrique.....	12
1.6.3 La non linéarité dans les amplificateurs de puissance.....	13
1.6.3.1 Gain et puissance à 1dB de compression.....	14
1.6.3.2 Intermodulation d'ordre trois .....	17
<b>Chapitre 2 Amplificateur de Puissance Doherty</b>	
2.1 Introduction.....	20
2.2 Technique de variation de l'impédance de charge.....	20
2.3 Amplificateur Doherty à deux étages.....	21
2.3.1 Principe de fonctionnement.....	21
2.3.2 Détermination des impédances de charge vues par les deux amplificateurs....	23
2.3.3 Evolution des impédances de charges des deux amplificateurs.....	24
2.3.4 Détermination de l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde de sortie.....	27
2.3.5 Evolution du rendement total.....	28
2.3.5.1 Fonctionnement en dessous du point de transition ( $\alpha$ ).....	28
2.3.5.2 Fonctionnement au dessus du point de transition ( $\alpha$ ).....	30
2.3.5.3 Fonctionnement à puissance maximale.....	31
2.4 Amplificateur Doherty à trois étages.....	33
2.4.1 Principe de fonctionnement.....	33
2.4.2 Evolution du rendement total.....	34
2.4.2.1 Fonctionnement en dessous du point de transition ( $\alpha_1$ ).....	35
2.4.2.2 Fonctionnement entre les deux points de transition ( $\alpha_1$ et $\alpha_2$ ).....	36
2.4.2.3 Fonctionnement au dessus du second point de transition ( $\alpha_2$ ).....	37
2.4.2.4 Fonctionnement à puissance maximale.....	38
<b>Chapitre 3 Configuration et Conception d'un Amplificateur Doherty</b>	
3.1 Introduction.....	39

---

3.2	Architecture du l’DPA.....	39
3.3	Etude de stabilité.....	40
3.4	Configuration des amplificateurs de puissance.....	42
3.4.1	Circuit de polarisation.....	42
3.4.2	Circuits d’adaptation.....	42
3.4.3	Les diviseurs/combineur de puissance.....	44
3.4.3.1	Coupleurs directifs.....	44
3.4.3.2	Diviseur de Wilkinson.....	49
3.5	Processus de conception.....	49
3.5.1	Choix du transistor.....	50
3.5.2	Etude de stabilité.....	50
3.5.3	Evaluation des paramètres de conception.....	51
3.5.4	Conception des circuits de polarisation et des condensateurs de liaison.....	56
3.5.4.1	Polarisation de l’amplificateur principal.....	56
3.5.4.2	Polarisation de l’amplificateur auxiliaire.....	56
3.5.4.3	Condensateurs de liaison.....	56
3.5.5	Conception des circuits de sortie.....	57

## **Chapitre 4 Simulation**

4.1	Introduction .....	59
4.2	Synthèse et simulation des diviseur/combineur.....	59
4.2.1	Synthèse et analyse du Branch-Line.....	60
4.2.2	Synthèse analyse du diviseur de Wilkinson.....	62
4.3	Synthèse et simulation du circuit de sortie.....	64
4.4	Simulation des caractéristiques statiques du transistor.....	66
4.5	Simulation de l’amplificateur Doherty.....	68

<b>Conclusion.....</b>	<b>79</b>
------------------------	-----------

## **Bibliographie**

## **Annexe**

## Introduction

Ces dernières années, il y a eu une forte demande pour améliorer le rendement des amplificateurs employés dans les systèmes de télécommunication (téléphonie mobile, communication spatiale...).

De nouvelles techniques de transmission de l'information et de modulation ont été mises en oeuvre. Ces techniques de modulation caractérisées par une enveloppe variable ont été développées dans le but d'améliorer l'occupation spectrale des systèmes.

Le revers de la médaille est que l'amplification en puissance de signaux hyperfréquences à enveloppe non constante pose un certain nombre de problèmes. D'abord de part la nature de l'enveloppe non constante, les signaux modulés seront distordus si l'amplificateur micro-ondes de puissance est utilisé proche de la saturation. Il est alors possible de faire travailler l'amplificateur micro-ondes dans sa zone linéaire ce qui a pour effet d'augmenter la linéarité de ce dernier au détriment du rendement. En effet, les amplificateurs de puissance présentent un rendement maximal uniquement pour un niveau élevé de puissance, qui est habituellement proche de la puissance maximale délivrée par l'amplificateur. Lorsque le niveau d'entrée diminue, le rendement chute rapidement.

Afin d'amplifier un signal tout en maintenant un rendement optimal pour une variation ou un recul (« backoff ») en puissance, la technique Doherty est parmi celles qui apportent un élément de réponse au problème.

L'objectif de ce travail est de faire l'étude, la conception et la simulation d'amplificateur micro-ondes de puissance en utilisant la technique Doherty, et de vérifier les améliorations apportées par cette dernière.

La principale application visée est l'amplification de puissance d'une station de base dans la téléphonie mobile. Ceci nous a amenés à faire la conception à la fréquence  $1.8GHz$  .

Le mémoire est organisé en quatre chapitres.



Le premier chapitre est consacré à la présentation de quelques classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance et ses caractéristiques (gain, rendement, point de *1dB* de compression...).

Le deuxième chapitre expose les améliorations en terme de rendement apportées par la technique Doherty dans la réalisation des amplificateurs micro-ondes de puissance, en faisant une étude théorique portée sur les amplificateurs Doherty à deux et trois étages. Un état de l'art des amplificateurs Doherty a été également proposée.

Le troisième chapitre porte sur la configuration ainsi que la conception d'un amplificateur Doherty à deux étages, où nous présentons ses différents éléments constitutifs, avec une explication détaillée du processus de conception en utilisant le transistor ATF 34143.

Le quatrième chapitre aura trait aux résultats de la simulation d'amplificateur Doherty comparés à ceux des amplificateurs conventionnels.

Une conclusion achève ce travail.

# Chapitre 1

## Les Amplificateurs de Puissance Micro-Ondes

### 1.1 Introduction

Les amplificateurs de puissance sont des amplificateurs à grands signaux. Lorsqu'un signal est appliqué à leur entrée, ils utilisent généralement une portion beaucoup plus importante de la droite de charge dynamique comparativement aux amplificateurs à faibles signaux.

Les performances des amplificateurs de puissance sont liés à un certain nombre de conditions de polarisation, appelées classes de fonctionnement (classes: A, AB, C, D...).

### 1.2 Les transistors hyperfréquences

Le premier choix que doit faire tout concepteur de circuit amplificateur, porte sur les transistors à utiliser. Dans le cas de la conception d'un amplificateur de puissance, les critères de choix du composant sont donnés par [1]:

- 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 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...

On peut classer les transistors hyperfréquences en deux grandes catégories.

#### 1.2.1 Les transistors à effet de champ

Le transistor à effet de champ dénommé FET ou TEC, repose sur le fonctionnement d'un dispositif semi-conducteur unipolaire. Il existe différentes structures de transistors à effet de champ, parmi lesquelles:

- le MOSFET (Metal Oxyde Semi-conductor FET) pour des fréquences de travail ne dépassant pas quelques *GHz*.
- le MESFET (Metal Semi-conductor FET) pour des applications à des fréquences inférieures à *30 GHz*.

## 1.2.2 Les transistors à hétérojonction

Pour des fréquences plus élevées, les composants à hétérojonction présentent de meilleures performances, on peut les classer en deux catégories.

### 1.2.2.1 Les transistors à effet de champ à hétérojonction

Plusieurs types de transistors à effet de champ à hétérojonction ont été conçus:

- le HEMT (High Electron Mobility Transistor);
- le TEGFET (Two dimensionnal Electron Gas Field Effect Transistor);
- le HFET (Heterostructure Field Effect Transistor);
- le PHEMT (Pseudomorphic Hight Electron Mobility Transistor);

Ce dernier, étant le plus utilisé, est un dispositif à gain élevé. Sa limite fréquentielle est de l'ordre de *60 GHz* à *70 GHz*, ce qui fait de lui, le composant privilégié pour les amplificateurs de puissance.

### 1.2.2.2 Les transistors bipolaires à hétérojonction

Les transistors bipolaires à hétérojonction (HBT : heterojunction bipolar transistor) sont utilisés pour des applications de puissance pour les radiofréquences et ce pour des fréquences de travail allant jusqu'à une trentaine de *gigahertz*.

## 1.3 Modèles électriques des transistors micro-ondes

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.

### 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 [2].

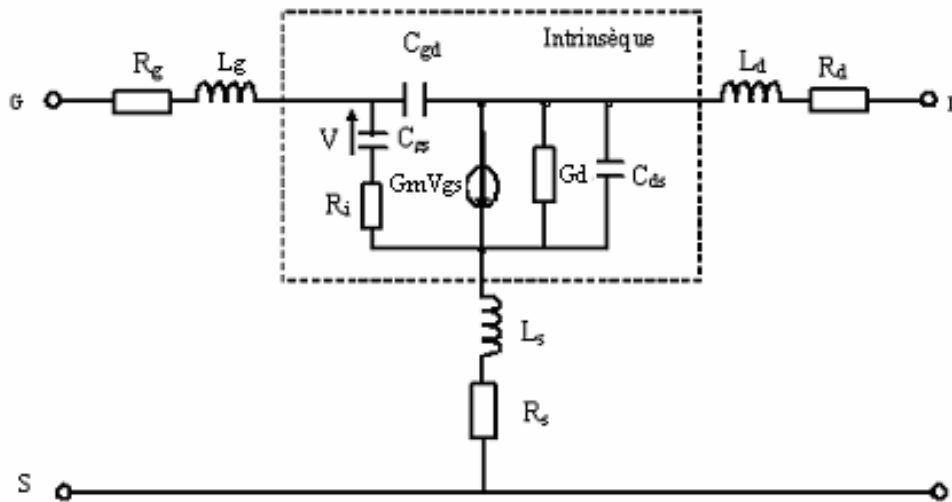


Fig. 1.1 : Schéma équivalent du transistor MESFET

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 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  $R_g, R_s$  et  $R_d$  sont dues aux contacts ohmiques et zones conductrices inactives dans le semi-conducteur.
- Les inductances  $L_s, L_g$  et  $L_d$  modélisent les bus d'accès aux électrodes du composant.

### 1.3.2 Modèle non linéaire

Dans ce modèle (figure 1.2):

- $I_d(t)$  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,
- $C_{dg}$ ,  $C_{gs}$  et  $C_{ds}$  sont des capacités variables en fonction des tensions appliquées.

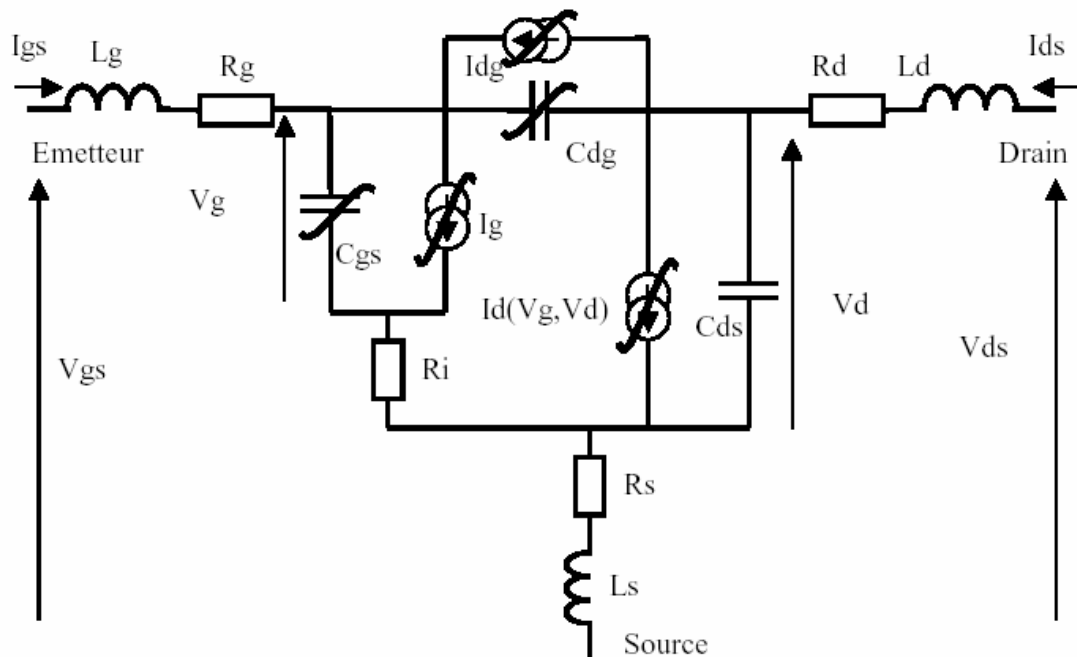


Fig. 1.2 : Schéma équivalent du transistor MESFET en fort signal

## 1.4 Modèles mathématiques des transistors micro-ondes

Appelés aussi modèles de type « boîte noire », ces modèles sont fondés sur une représentation purement mathématique 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. Ils sont généralement définis dans la zone de saturation des caractéristiques statiques des transistors.

### 1.4.1 Modèle linéaire

Dans la zone de saturation, les variations de  $I_{ds}(t)$  est donnée 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, 2] :

- Gopinath et Rankin

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^2 \left(1 - \frac{V_{ds}}{R_{d0} I_{dss}}\right) \quad (1.2)$$

- 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 (tension de pincement);

$b$  [ $V^{-1}$ ],  $\beta$  [ $V^{-1}\Omega^{-1}$ ] et  $\alpha$  [ $V^{-2}\Omega^{-1}$ ] sont les paramètres du modèle;

$\lambda$  [ $V^{-1}$ ] en rapport avec la conductance du drain.

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

- Curtice

$$I_{ds} = \beta (V_{gs} - V_p)^2 (1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (1.6)$$

- Materka

$$I_{ds} = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^2 \tanh \frac{\alpha V_{ds}}{V_{gs} - V_t} \quad (1.7)$$

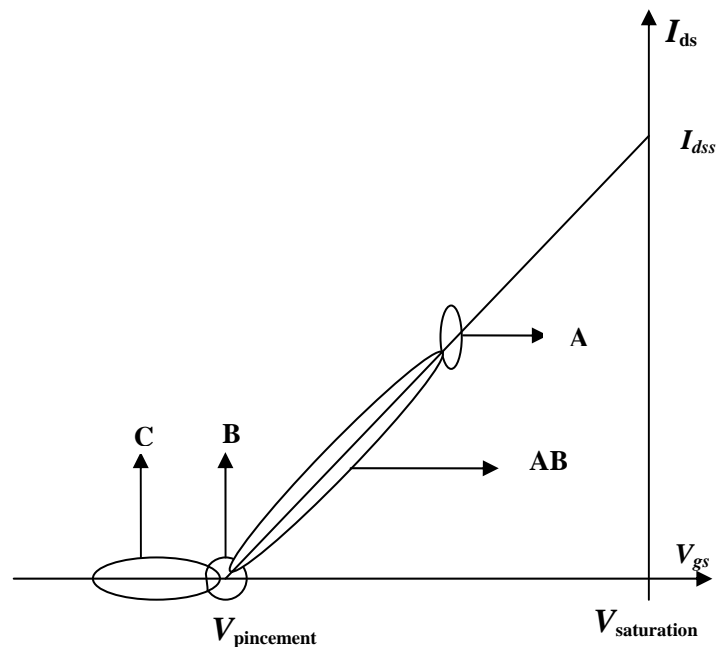
Avec  $V_1 = V_p + \lambda V_{ds}$

Où  $I_{dss}$ ,  $V_p$ ,  $\alpha$  [sans unité] et  $\lambda$  [sans unité] sont les paramètres du modèle.

## 1.5 Les classes de fonctionnement des amplificateurs de puissance

Les amplificateurs de puissance, utilisés dans les systèmes de communication, présentent en fonction de ces classes de fonctionnement différents degrés de non linéarité et de rendements entre autres. La non linéarité est principalement due au courant du drain  $I_{ds}$  qui ne varie pas rectilignement avec la polarisation du transistor.

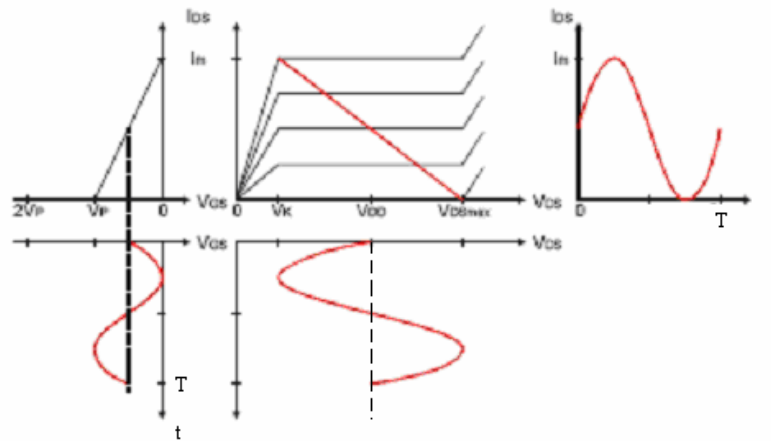
Selon la classe de fonctionnement, le transistor conduit pour une fraction ou la totalité du signal d'entrée. Evidemment, l'intervalle de temps de conduction du transistor détermine la classe de fonctionnement de l'amplificateur de puissance [3, 4, 5, 6]. La figure 1.3 présente les classes de fonctionnement A, AB, B et C sur la caractéristique statique de transfert  $I_{ds} = f(V_{gs})$ .



**Fig. 1.3:** Les classes de fonctionnement sur la caractéristique de transfert  $I_{ds}=f(V_{gs})$

### 1.5.1 Classe A

Les amplificateurs, polarisés en classe A, sont de telle sorte que le signal d'entrée se trouve entre les limites de blocage et de saturation [3]. La source de courant débite durant le cycle complet du signal d'entrée. Comme il est indiqué dans la figure 1.4, le point de polarisation est choisi au milieu de la caractéristique statique de transfert.

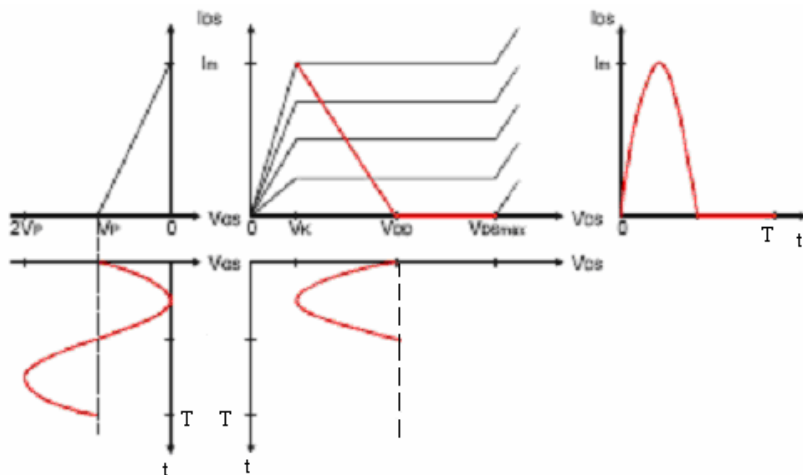


**Fig. 1.4 :** Fonctionnement en classe A [3]

Le fonctionnement en classe A donne une bonne linéarité par rapport aux autres classes de fonctionnement, mais un rendement faible.

### 1.5.2 Classe B

La conduction du transistor pendant une demi période du signal d'entrée signifie le fonctionnement en classe B. Cette classe est réalisée en polarisant le transistor au point de blocage (figure 1.5).



**Fig. 1.5 :** Fonctionnement en classe B [3]

Comme résultat, le rendement d'un amplificateur de puissance (PA) en classe B est presque le double du rendement d'un PA équivalent fonctionne en classe A [2].

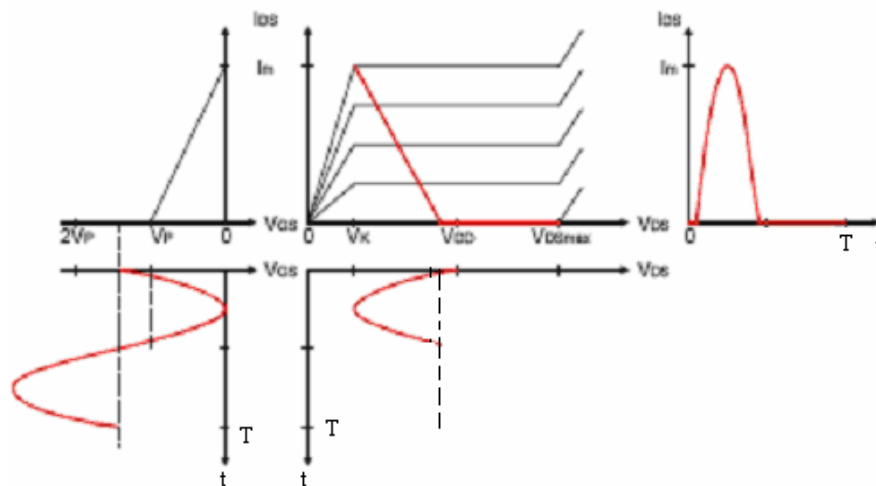


### 1.5.3 Classe AB

La classe AB est la classe intermédiaire entre la classe A et la classe B. le courant de drain ne circule pas toujours mais il est nul sur moins d'une demi période. Le PA classe AB a une linéarité près de celle d'un PA en classe A et un rendement proche de celui d'un PA en classe B [3].

### 1.5.4 Classe C

Les amplificateurs classe C sont polarisés de façon à ce que la conduction se produise sur beaucoup moins qu'un demi du cycle d'entrée, ils sont polarisés au-dessus du blocage avec l'alimentation négative  $-V_g$  (figure 1.6). Les amplificateurs classe C possèdent un meilleur rendement que ceux des classes A, B et AB. On peut donc obtenir plus de puissance de sortie avec le fonctionnement en classe C.



*Fig. 1.6* : Fonctionnement en classe C [3]

## 1.6 Caractéristiques des amplificateurs de puissance

Les performances d'un émetteur dans un système de communication mobile dépendent principalement des performances d'amplificateur de puissance. La conception de ce dernier est basée sur un compromis concernant principalement les paramètres électriques suivant :

- le gain.
- le rendement.
- la linéarité (ou distorsion).

## 1.6.1 Gain

On peut utiliser trois notions de gain en puissance [7, 8]. L'utilisation de chacune d'elle est liée au type de conception voulue.

### 1.6.1.1 Gain transducique

Le gain transducique est défini comme le rapport de la puissance  $P_L$  absorbée par la charge à la puissance disponible au générateur  $P_{avG}$  [9].

$$G_T = \frac{\text{Puissance dissipée dans la charge } Z_L}{\text{Puissance disponible au générateur}} = \frac{P_L}{P_{avG}}$$

où  $P_{avG} = \frac{|E_g|^2}{8Z_0}$

Le gain transducique  $G_T$  tient compte des pertes d'adaptation à l'entrée et à la sortie du circuit. On peut l'exprimer en fonction des paramètres  $[S]$  du transistor normalisés à  $50 \Omega$  et des coefficients de réflexion  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$  comme suit

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_g)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_g\Gamma_L|^2} \quad (1.8)$$

On peut aussi exprimer  $G_T$  en fonction des coefficients de réflexion d'entrée et de sortie et cela par les expressions suivantes :

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_g\Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (1.9)$$

ou

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_g|^2 |1 - \Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \quad (1.10)$$

$G_T$  est maximum lorsqu'on a une adaptation conjuguée à l'entrée et à la sortie du transistor. Ceci correspond à la conception d'un amplificateur à gain élevé.

### 1.6.1.2 Gain en puissance disponible

C'est le rapport de la puissance disponible en sortie de l'amplificateur et de celle du générateur :

$$G_A = \frac{\text{Puissance disponible à la sortie}}{\text{Puissance disponible au générateur}} = \frac{P_{avOut}}{P_{avG}}$$

Le gain disponible  $G_A$  est un cas particulier du gain transducique et peut être donnée en remplaçant  $\Gamma_L$  par  $\Gamma_{out}^*$  dans l'expression (1.10) qui devient:

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_g|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (1.11)$$

### 1.6.1.3 Gain en puissance

C'est le rapport de la puissance absorbée par la charge à la puissance fournie par le générateur à l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  de l'amplificateur.

$$G_P = \frac{\text{Puissance délivrée à la charge}}{\text{Puissance entrante}} = \frac{P_L}{P_{in}}$$

$G_P$  est également un cas particulier du gain transducique lorsque l'entrée est adaptée. C'est ce qui est exigé de faire dans la conception d'un PA. En remplaçant  $\Gamma_g$  par  $\Gamma_{in}^*$  dans l'expression du gain transducique (1.8), on obtient:

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2)} \quad (1.12)$$

## 1.6.2 Rendement électrique

Un autre point essentiel pour les amplificateurs de puissance est la consommation électrique nécessaire pour obtenir un niveau de puissance de sortie souhaitée. Ce point est

caractérisé par le rendement électrique, défini par le rapport de la puissance de sortie utile à la puissance consommée [6, 10]:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (1.13)$$

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

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (1.14)$$

PAE est utilisée en général pour analyser les performances d'un PA quand le gain est élevé. On peut utiliser le rendement total qui est défini par le rapport de puissance de sortie aux puissances entrantes.

$$\eta_T = \frac{P_{out}}{P_{DC} + P_{in}} \quad (1.15)$$

### 1.6.3 La non linéarité dans les amplificateurs de puissance [11]

Excepté la présence du bruit et la bande passante finie du système, la distorsion du signal se produit aussi dans les systèmes de communication quand l'amplitude  $|H(j\omega)|$  et la phase  $\varphi(\omega)$  d'une fonction de transfert  $H(j\omega) = |H(j\omega)| \exp[j\varphi(\omega)]$  sont des fonctions dépendantes de la fréquence. Ce type de distorsion est souvent appelé "distorsion linéaire". 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:

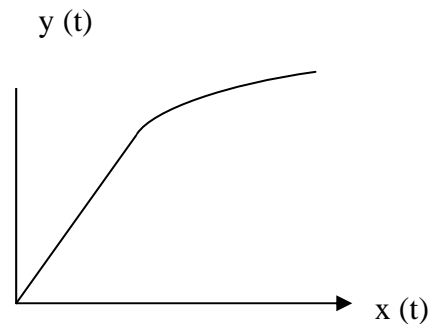
$$y(t) = Kx(t - t_0) \quad (1.16)$$

K étant constant.

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

$$H(j\omega) = K \exp(-j\omega t_0) \quad (1.17)$$

D'autres types de distorsions peuvent se présenter si le système possède des éléments non linéaires. Dans ce cas, le système ne peut pas être décrit par une seule fonction de transfert comme pour le cas linéaire, mais la sortie est souvent exprimée comme une fonction non linéaire de l'entrée  $y(t) = T[x(t)]$  comme il est illustré dans la figure 1.7. Cette forme de distorsion est appelée "distorsion non linéaire". Cette caractérisation de la distorsion d'un signal est très importante dans un système de communication car elle permet d'évaluer son étendue dynamique.



**Fig. 1.7 :** Caractéristique de transfert dans un système non linéaire

L'une des caractéristiques les plus connues de la non linéarité d'un dipôle est la distorsion d'amplitude, qui résulte de sa caractéristique non linéaire de transfert. Si le dipôle a une tension de sortie qui est une fonction instantanée de la fonction d'entrée, et sa non linéarité est faible (ce qui est le cas pour la majorité des systèmes de communication) alors la tension de sortie peut être représentée par une série de puissance de la tension d'entrée  $e_i(t)$  :

$$e_o = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3 + \dots \quad (1.18)$$

Cette représentation de  $e_o$  ne prend pas la phase en considération.

### 1.6.3.1 Gain et puissance à 1dB de compression

On considère un quadripôle avec une légère non linéarité. Dans ce cas  $e_o$  peut être représenté par les trois premiers termes du développement (1.18),

$$e_o = k_1 e_i + k_2 e_i^2 + k_3 e_i^3 \quad (1.19)$$

En prenant  $e_i = A \cos \omega_1 t$ ,  $e_0$  s'écrit :

$$e_0 = k_1 A \cos \omega_1 t + k_2 A^2 \cos^2 \omega_1 t + k_3 A^3 \cos^3 \omega_1 t \quad (1.20)$$

$$= \frac{1}{2} k_2 A^2 + \left( k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3 \right) \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2 \omega_1 t + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3 \omega_1 t$$

De la relation (1.20), on voit que le signal  $e_0$  résulte de la superposition de :

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

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

$$G = 20 \log \frac{k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3}{A} = 20 \log \left( k_1 + \frac{3}{4} k_3 A^2 \right) \quad (1.21)$$

Comparé au gain linéaire  $G_0$  défini par :

$$G_0 = 20 \log \frac{k_1 A}{A} = 20 \log k_1 \quad (1.22)$$

Le gain de 1 dB de compression est défini comme suit [11] :

$$G_{1dB} = G_0 - 1 \quad \text{dB} \quad (1.23)$$

Ou bien par :

$$k_1 + \frac{3}{4} k_3 A^2 = 0.891 k_1 \quad (1.24.a)$$

D'où au point de gain de  $1 \text{ dB}$  de compression l'amplitude de  $e_0$  est:

$$A^2 = 0.145 \frac{k_1}{|k_3|} \quad k_3 < 0 \quad (1.24.b)$$

Si les impédances d'entrée et de sortie du quadripôle sont  $Z_{in} = Z_{out} = R$ , les puissances d'entrée et de sortie  $P_{in}$  et  $P_{out}$  à la fréquence fondamentale  $f_1$  sont données en  $\text{dBm}$  par (par rapport à une puissance de normalisation de  $1 \text{ mW}$ ):

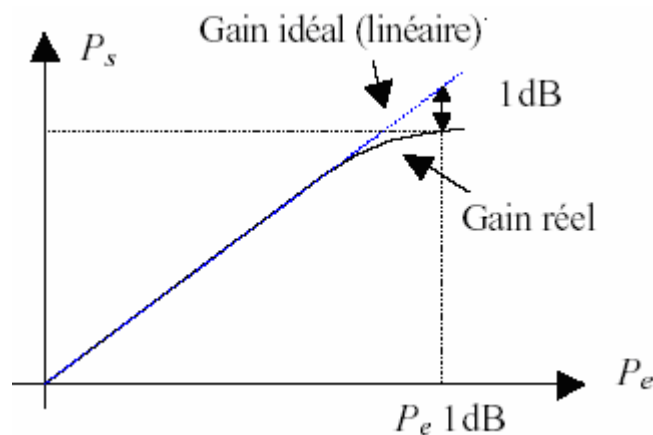
$$P_{in} = 10 \log \left\{ \left( \frac{A}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \quad \text{dBm} \quad (1.25)$$

$$P_{out} = 10 \log \left( \frac{k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \quad \text{dBm} \quad (1.26)$$

$$= G + P_{in} \quad \text{dBm}$$

La puissance de sortie au point de  $1 \text{ dB}$  de compression (figure 1.8) est:

$$P_{1dB} = G_{1dB} + P_{in} = G_0 - 1 + P_{in} \quad (1.27)$$



**Fig. 1.8 :** Point de  $1 \text{ dB}$  de compression

En remplaçant (1.24.b) et (1.25) dans (1.27), on trouve :

$$P_{1dB} = G_0 - 1 + 10 \log \frac{0.145 k_1}{2|k_3|} \cdot \frac{10^3}{R} \quad \text{dBm} \quad (1.28)$$

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

Pour  $R=50 \Omega$  on a:

$$P_{1dB} = 10 \log \frac{k_1^3}{|k_3|} + 0.62 \quad \text{dBm} \quad (1.29)$$

### 1.6.3.2 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  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont différentes. Le développement (1.18), donne le résultat suivant :

$$\begin{aligned} e_0 = & k_2 A^2 + k_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + (k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3)(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \\ & + \frac{3}{4} k_3 A^3 [\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] + k_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t \\ & + \frac{1}{2} k_2 A^2 (\cos 2\omega_1 t + \cos 2\omega_2 t) + \frac{3}{4} k_3 A^3 [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_2 + 2\omega_1)t] \\ & + \frac{1}{4} k_3 A^3 (\cos 3\omega_1 t + \cos 3\omega_2 t) \end{aligned} \quad (1.30)$$

De la relation (1.30) on voit que le signal  $e_0$  résulte de la superposition de :

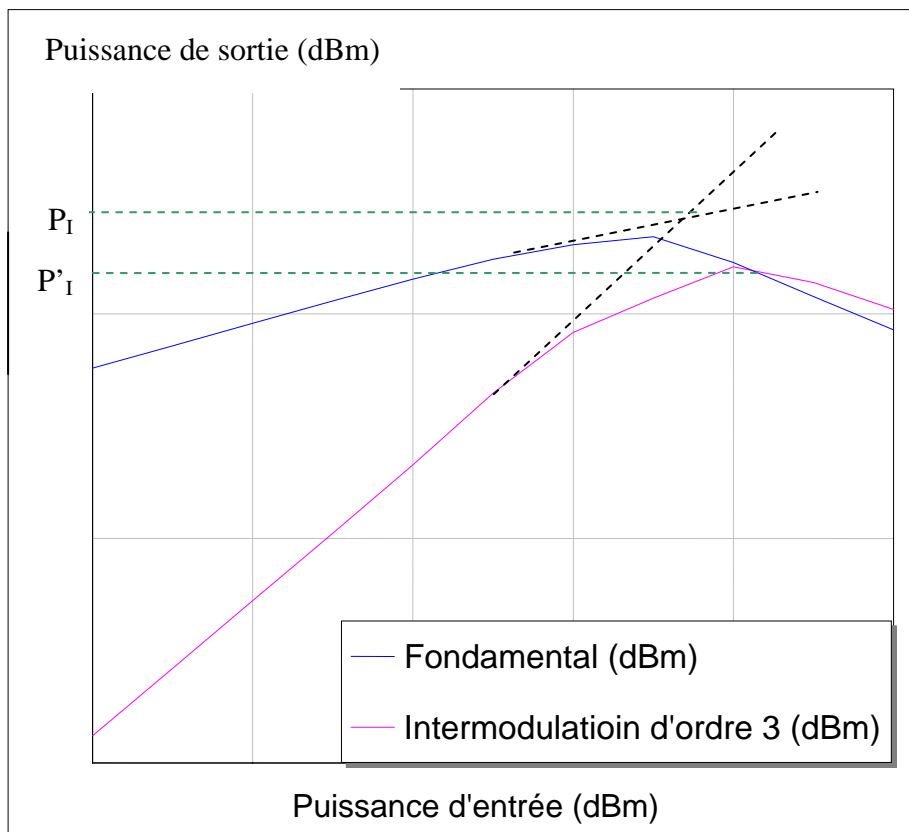
- la composante continue  $k_2 A^2$
- les composantes fondamentales d'amplitudes  $k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3$
- les harmoniques d'ordre 2 d'amplitudes  $\frac{1}{2} k_2 A^2$
- les harmoniques d'ordre 3 d'amplitudes  $\frac{1}{4} k_3 A^3$
- les produits d'intermodulations d'ordre 2 d'amplitudes  $k_2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



Le point d'interception est défini comme le niveau de la puissance de sortie  $P_I$  pour lequel  $P_{2f_1-f_2}$  à la fréquence  $2f_1-f_2$  intercepterait la puissance de sortie  $P_{out}$  (figure 1.9), quand le quadripôle est linéaire, avec:

$$P_{out} = 10 \log \left\{ \left( \frac{k_1 A}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \text{ dBm} \quad (1.31)$$

$$P_{2f_1-f_2} = 10 \log \left\{ \left( \frac{\frac{3}{4} k_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \right\} \text{ dBm} \quad (1.32)$$



**Fig. 1.9 :** Point d'interception

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

$$A^2 (\text{pour } P_I) = \frac{4}{3} \frac{k_1}{|k_3|} \quad (1.33)$$

Et par conséquent

$$P_I = 10 \log \left( \frac{2 k_1^3}{3 |k_3|} \right) \frac{10^3}{R} \quad dBm \quad (1.34)$$

Si  $R=50 \Omega$

$$P_I = 10 \log \frac{k_1^3}{|k_3|} + 11.25 \quad dBm \quad (1.35)$$

En comparant (1.28) et (1.35), une relation entre  $P_I$  et  $P_{IdB}$  est donnée par :

$$P_I = P_{IdB} + 10.63 \quad dBm \quad (1.36)$$

On note que la réponse de  $P_{f_1}$  coupe la réponse de  $P_{2f_1f_2}$  au point  $P_I'$  (figure 1.9). Aux faibles niveaux de puissance ( $k_1 A \gg \frac{9}{4} k_3 A^3$ ), la réponse de  $P_{f_1}$  à  $f_1$  coïncidera avec la réponse de  $P_{out}$  à  $f_1$  (quadripôle linéaire). Aux niveaux de puissance élevés, la réponse de  $P_{f_1}$  sera compressée et déviée de la réponse de  $P_{out}$ , avec:

$$P_{f_1} = 10 \log \left( \frac{k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{10^3}{R} \quad dBm \quad (1.37)$$

En égalisant cette fois, (1.37) et (1.32), l'amplitude A correspondant à  $P_I'$  sera :

$$A^2 (\text{pour } P_I') = \frac{2 k_1}{3 |k_3|} \quad (1.38)$$

De là :

$$\begin{aligned} P_I' &= 10 \log \left( \frac{1 k_1^3}{12 |k_3|} \right) \frac{10^3}{R} \quad dBm \\ &= P_I - 9 = P_{IdB} = 1.63 \quad dBm \end{aligned} \quad (1.39)$$

## Chapitre 2

# Amplificateur de Puissance Doherty

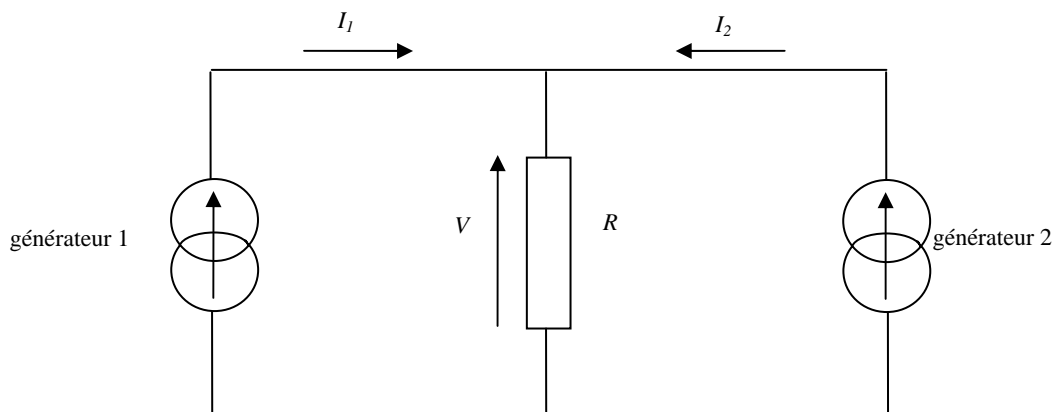
### 2.1 Introduction

Afin d'amplifier un signal tout en maintenant un rendement optimal, il est possible d'utiliser une variation de l'impédance de charge. L'utilisation de la technique Doherty [12] va permettre de modifier l'impédance de charge de l'amplificateur en fonction du niveau du signal et ainsi d'augmenter le rendement sur une plage de variation importante de la puissance de sortie. Cette catégorie d'amplificateurs utilise des topologies différentes de celles couramment utilisées pour les amplificateurs conventionnels telles que la mise en parallèle de cellules amplificatrices et/ou l'utilisation de plusieurs étages.

L'objectif de ce deuxième chapitre est de présenter la technique Doherty. Une étude sera présentée afin de tracer l'évolution du rendement pour différents niveaux de puissance.

### 2.2 Technique de variation de l'impédance de charge

La technique de variation de l'impédance de charge est basée sur le principe de variation de la charge en fonction du courant délivré par une deuxième source cohérente à la première source (figure 2.1) [12, 6].



*Fig. 2.1:* Principe de variation de charge

Selon la théorie des circuits, le générateur 1 voit une charge de résistance  $R$  quand le générateur 2 ne fournit pas de courant. Si le générateur 2 commence à fournir du courant, la tension aux bornes de la charge est donnée par :

$$V = R(I_1 + I_2) \quad (2.1)$$

Dans ce cas la charge vue par le générateur 1 devient :

$$R_1 = \frac{V}{I_1} = R \left[ \frac{I_1 + I_2}{I_1} \right] \quad (2.2)$$

Et celle vue par le deuxième générateur est :

$$R_2 = \frac{V}{I_2} = R \left[ \frac{I_1 + I_2}{I_2} \right] \quad (2.3)$$

Ce principe peut être généralisé pour les circuits AC où on utilise les notations complexes de courant, tension et de charge, l'équation (2.2) devient:

$$Z_1 = R \left[ 1 + \frac{i_2}{i_1} \right] \quad (2.4)$$

$Z_1$  est grande si les courants  $i_1$  et  $i_2$  sont en phase, et petite s'ils sont en opposition de phase.

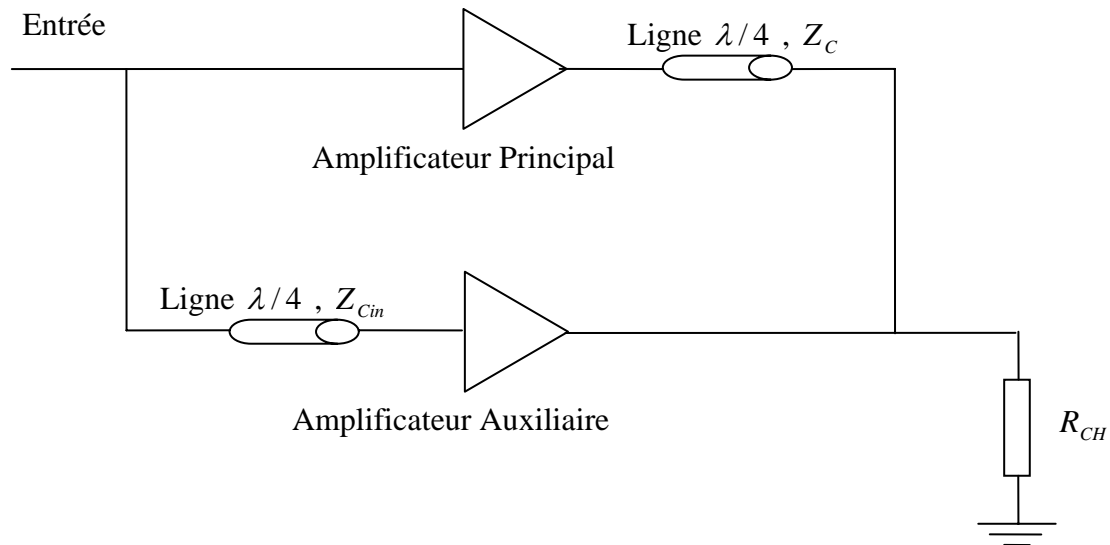
Le principe de variation de la charge peut être appliqué avec les transistors si les générateurs sont remplacés par les sources de courants des sorties des transistors.

## 2.3 Amplificateur Doherty à deux étages

### 2.3.1 Principe de fonctionnement

Les performances d'un amplificateur sont généralement déterminées par l'impédance de charge présentée en sortie des transistors [10]. La technique Doherty permet de modifier cette impédance de charge en fonction du niveau de puissance d'entrée, grâce à la combinaison de deux amplificateurs, principal et auxiliaire, ainsi que de deux lignes quart

d'ondes d'impédances caractéristiques  $Z_C$  et  $Z_{Cin}$  (figure 2.2). Cette technique fut inventée par W. H. Doherty en 1936 [13].



**Fig. 2.2:** Circuit d'analyse de la technique Doherty

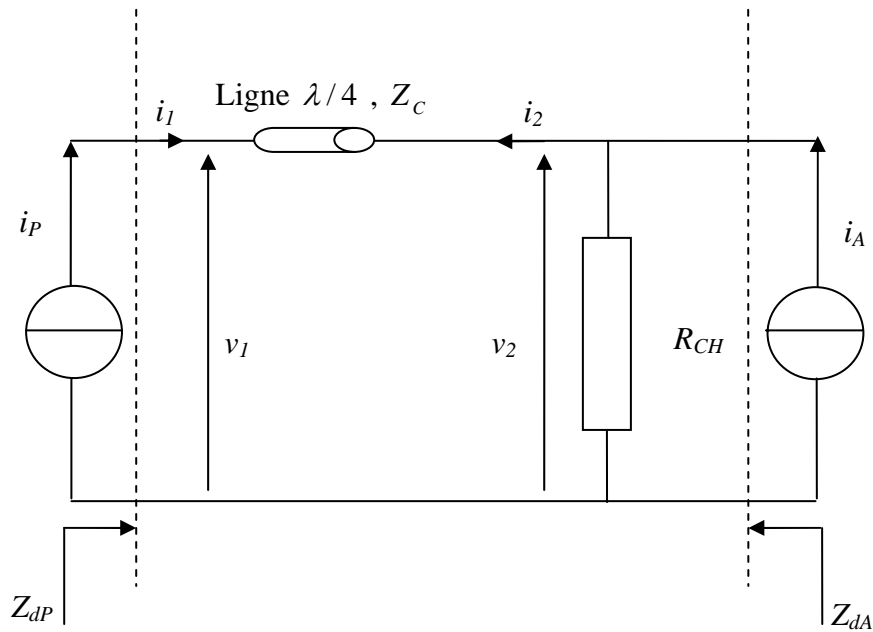
La première ligne quart d'onde, placée en sortie de l'amplificateur principal, est indispensable pour réaliser la transformation d'impédance nécessaire au maintien du rendement sur une plage de variation importante de la puissance de sortie. Mais, il introduit un déphasage de  $90^\circ$  qu'il va falloir compenser. La seconde ligne quart d'onde, placée en entrée de l'amplificateur auxiliaire, permet de compenser le déphasage entre les signaux des deux amplificateurs. Ce Ainsi la recombinaison en phase des signaux de sortie des deux amplificateurs est possible.

Le principe de fonctionnement est le suivant :

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

### 2.3.2 Détermination des impédances de charge vues par les deux amplificateurs

Si on modélise chaque transistor seulement par une source de courant commandée en tension, le circuit d'analyse de la technique devient celui de la figure 2.3. L'analyse de ce dernier va nous permettre de connaître les valeurs des impédances de charge présentées à chaque transistor [14, 10, 6].



**Fig. 2.3:** Circuit de détermination des impédances

$i_p$  est le courant de sortie du transistor de l'amplificateur principal d'amplitude  $I_p$  et  $i_A$  celui de l'amplificateur auxiliaire d'amplitude  $I_A$ .

Les grandeurs électriques pour une ligne quart d'onde sont reliés par:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jZ_c \\ \frac{j}{Z_c} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

avec :

$$\begin{cases} i_1 = i_p \\ i_2 = (i_A - \frac{v_2}{R_{CH}}) \end{cases} \quad (2.6)$$

On exprime les impédances  $Z_{dP}$  et  $Z_{dA}$  vues respectivement par les sources de courant du transistor principal  $i_p$  et de l'auxiliaire  $i_A$ .

$$\begin{cases} Z_{dP} = \frac{v_1}{i_p} \\ Z_{dA} = \frac{v_2}{i_A} \end{cases} \quad (2.7)$$

A partir des relations (2.5) et (2.7), on aura :

$$\begin{cases} Z_{dP} = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - jZ_C \frac{i_A}{i_p} \\ Z_{dA} = -jZ_C \frac{i_p}{i_A} \end{cases} \quad (2.8)$$

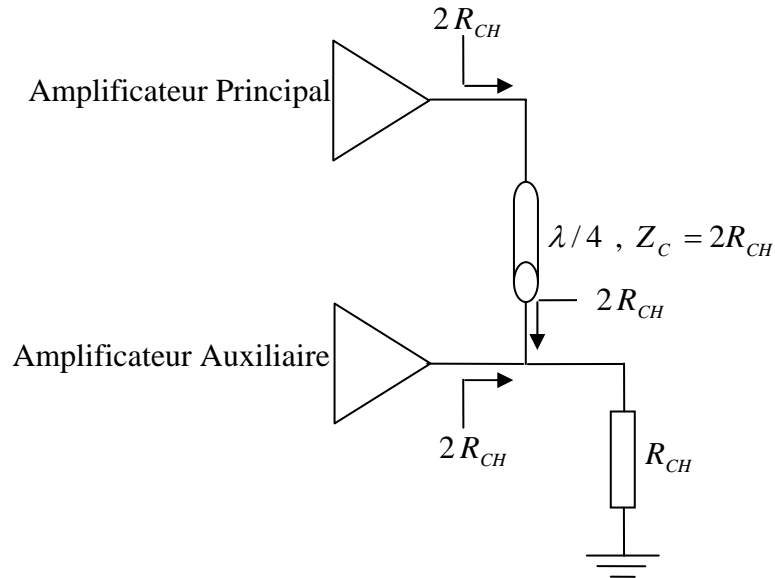
On constate que pour un déphasage de  $90^\circ$  entre les courants de drain de l'amplificateur principal et auxiliaire ( $i_p = i_A e^{j\frac{\pi}{2}}$ ), les impédances de charge des deux amplificateurs sont purement réelles. Ce déphasage sera obtenu à l'aide d'une ligne quart d'onde placée en entrée de l'amplificateur auxiliaire.

### 2.3.3 Evolution des impédances de charges des deux amplificateurs

A un fort niveau de puissance, les deux amplificateurs sont saturés et leur courant  $I_p$  et  $I_A$  sont égaux. En supposant que les deux amplificateurs sont identiques, on aura:

$$\begin{cases} Z_{dP} = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - Z_C \\ Z_{dA} = Z_C \end{cases} \quad (2.9)$$

Si  $Z_C = 2R_{CH}$  alors, les deux amplificateurs auront la même charge présentée sur leur drain respectif (figure 2.4).

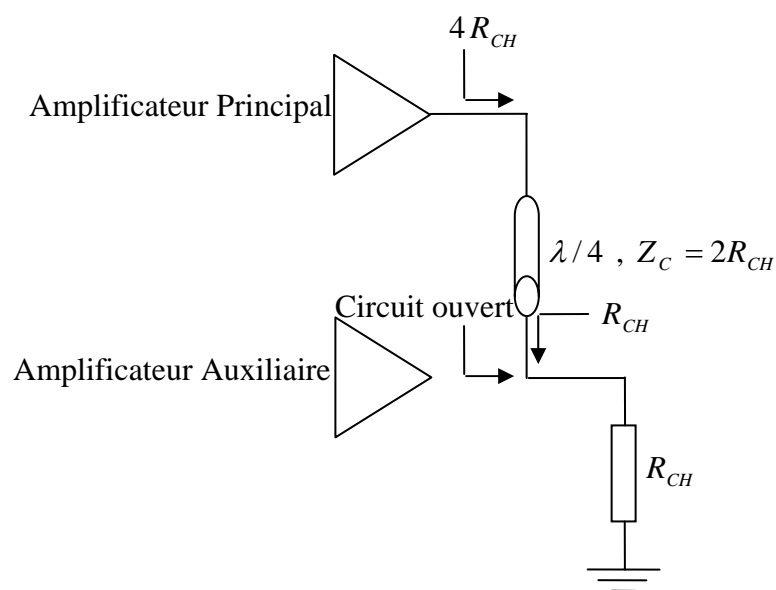


**Fig. 2.4:** Fonctionnement à des puissances d'entrée élevées

Dans ce cas, les deux amplificateurs fonctionnent ensemble pour délivrer un maximum de puissance de sortie.

$$Z_{dA} = Z_{dA} = 2R_{CH} \quad (2.10)$$

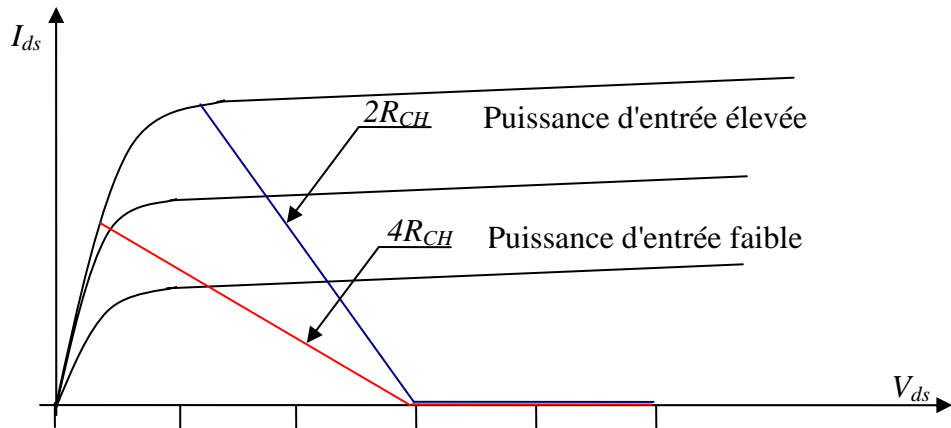
Pour un faible niveau d'entrée, si l'amplificateur auxiliaire est pincé, le courant  $i_A$  est nul. Par conséquent, l'impédance de charge vue par l'amplificateur auxiliaire est un circuit ouvert et  $Z_{dP} = 4R_{CH}$  (figure 2.5).



**Fig. 2.5:** Fonctionnement à faible niveau de puissance d'entrée

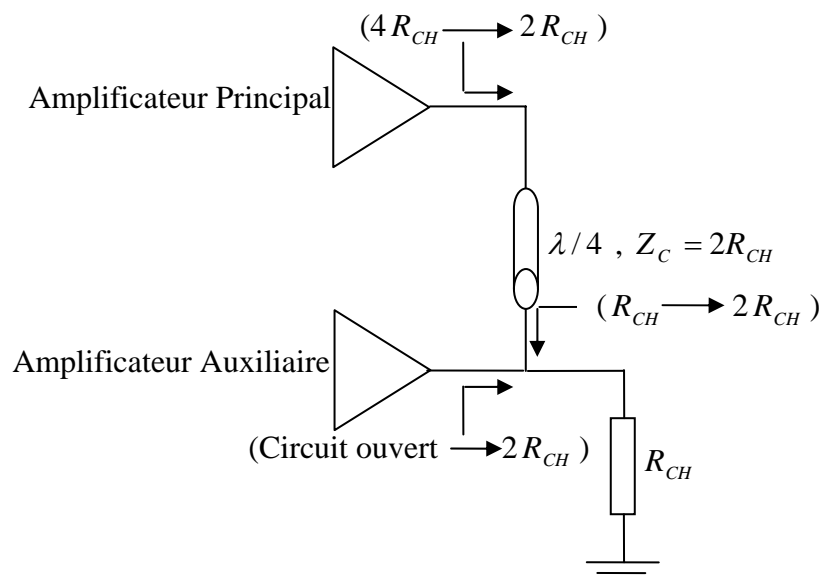


Cette variation d'impédance d'un rapport deux, se traduit sur le cycle de charge de l'amplificateur par une variation en fonction du niveau de puissance d'entrée, comme illustré sur la figure 2.6.



**Fig. 2.6:** Evolution du cycle de charge en fonction du niveau de puissance

Pour des niveaux de puissance compris entre  $P_{\alpha}$  et  $P_{\max}$ ,  $Z_{dP}$  varie de  $4R_{CH}$  à  $2R_{CH}$  et du circuit ouvert à  $2R_{CH}$  pour  $Z_{dA}$  (figure 2.7).



**Fig. 2.7:** Fonctionnement puissance d'entrée moyenne

L'amplificateur auxiliaire se comporte comme une charge active pour l'amplificateur principal.

Il est donc intéressant d'avoir un fonctionnement tel que l'amplificateur auxiliaire soit bloqué à faible niveau et devienne passant pour finalement fonctionner comme l'amplificateur principal. Ce niveau de puissance où l'amplificateur auxiliaire passe de l'état bloqué à la conduction est appelé communément point de transition  $\alpha$ .

Le tableau 2.1 illustre les modes de fonctionnement des deux amplificateurs en fonction du niveau de puissance d'entrée.

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

**Tableau 2.1** : Différents modes de fonctionnement d'un amplificateur Doherty

### 2.3.4 Détermination de l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde de sortie

Dans cette partie, nous allons chercher à déterminer l'expression de l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde de sortie. Cette détermination suppose que les deux amplificateurs délivrent leur puissance à une charge résistive [15]. Si les transistors principal et auxiliaire sont de même taille [16], ils délivrent à fort niveau le même courant.

$$I_P = I_A \quad (2.11)$$

Afin que les deux transistors délivrent la même puissance à fort niveau, ils doivent avoir :

$$Z_{dP} = Z_{dA} \quad (2.12)$$

D'après l'équation (2.9), l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde de sortie, permettant d'obtenir la même impédance à fort niveau est donnée par :

$$Z_C = 2 R_{CH} \quad (2.13)$$

Si maintenant, l'on veut généraliser l'expression  $Z_C$  quelque soit la taille du transistor auxiliaire, on peut considérer un transistor de  $n$  fois la taille du principal. Les courants à fort niveau s'écrivent de la manière suivante :

$$I_P = nI_A \quad (2.14)$$

A fort niveau, le transistor auxiliaire délivre  $n$  fois plus de puissance que le principal, donc :

$$n.Zd_p = Zd_A \quad (2.15)$$

D'après les équations (2.9),  $Z_C$  est alors donnée par :

$$Z_C = (1 + n) \cdot R_{CH} \quad (2.16)$$

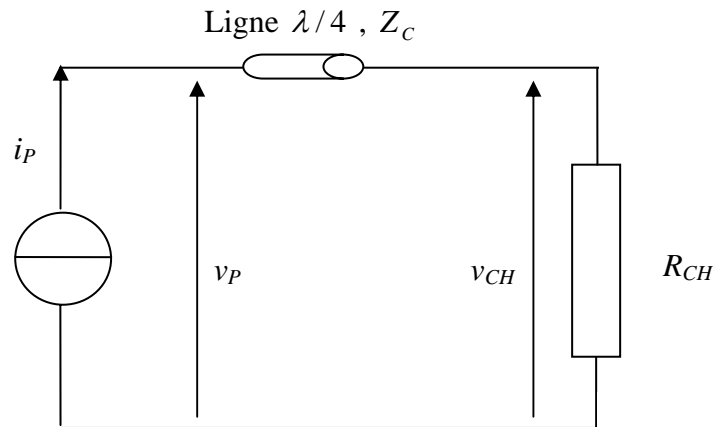
### 2.3.5 Evolution du rendement total

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

#### 2.3.5.1 Fonctionnement en dessous du Point de Transition ( $\alpha$ )

L'amplificateur principal est polarisé en classe B, ce qui permet d'obtenir un courant demi sinusoïdal et se comporte comme une source de courant en fonction du niveau d'entrée. L'amplificateur auxiliaire est éteint. La saturation de l'amplificateur principal intervient lorsque sa participation à la puissance crête du système est maximale, c'est à dire tant que  $|v_P| < \alpha \cdot V_{DD}$ .  $v_P$  représente la tension aux bornes de l'amplificateur principal et  $V_{DD}$  représente la tension d'alimentation des amplificateurs. La figure 2.8 illustre le

fonctionnement,  $i_P$  représente le courant délivrer à la fréquence fondamentale par le transistor principal.



**Fig. 2.8:** Circuit d'analyse de la technique Doherty pour un fonctionnement en dessous du point de transition

Soit  $v_{CH}$  la tension aux bornes de la charge d'amplitude  $V_{CH}$ . La puissance délivrée par l'amplificateur principal à la fréquence fondamentale s'exprime de la manière suivante :

$$P_{f_0,P} = \frac{1}{4} \frac{V_{CH}^2}{R_{CH}} \quad (2.17)$$

Comme le courant est demi sinusoïdal (classe B), le courant continu de l'amplificateur principal s'exprime par la relation suivante :

$$I_{DC,P} = \frac{I_P}{\pi} \quad (2.18)$$

D'après l'équation (2.18), il est possible d'exprimer  $I_P$  en fonction de  $V_{CH}$  de la manière suivante :

$$I_P = \frac{V_{CH}}{Z_C} \quad (2.19)$$

Donc l'expression du rendement s'exprime de la manière suivante :

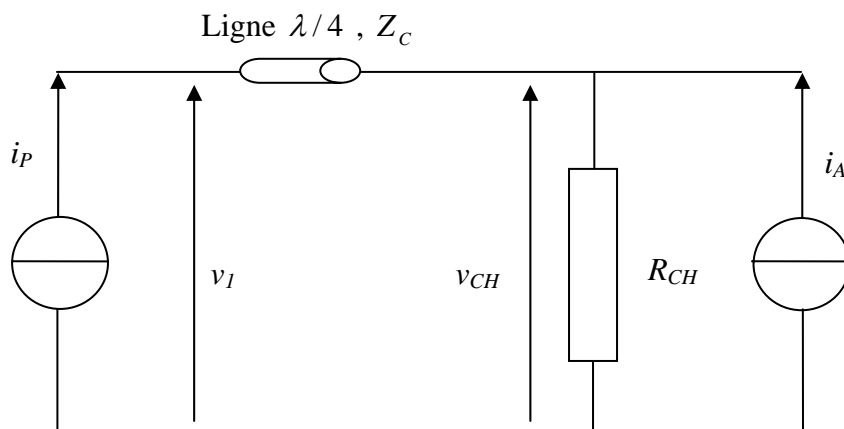
$$\eta = \frac{P_{f_0,P}}{P_{DC,P}} = \frac{\pi Z_C \cdot V_{CH}}{4 R_{CH} \cdot V_{DD}} \quad (2.20)$$

Si les deux amplificateurs sont de même taille et d'après l'équation (2.13), l'expression du rendement devient :

$$\eta = \frac{\pi V_{CH}}{2 V_{DD}} \quad (2.21)$$

### 2.3.5.2 Fonctionnement au dessus du point de transition ( $\alpha$ )

L'amplificateur principal est saturé et se comporte comme une source de tension fixe de valeur  $V_{DD}$ . L'amplificateur auxiliaire est polarisé en classe B [15] et se comporte comme une source de courant commandée (figure 2.9).



**Fig. 2.9:** Circuit d'analyse de la technique Doherty pour un fonctionnement au dessus du point de transition.

il est possible d'écrire :

$$v_{CH} = R_{CH} \left( i_A + \frac{V_{DD}}{Z_C} \right) \quad (2.22)$$

Le courant étant demi sinusoïdal (classe B) et d'après l'équation (2.18) on trouve:

$$\begin{cases} I_{DC,P} = \frac{1}{\pi} \frac{V_{CH}}{Z_C} \\ I_{DC,A} = \frac{1}{\pi} \left( \frac{V_{CH}}{R_{CH}} - \frac{V_{DD}}{Z_C} \right) \end{cases} \quad (2.23)$$

$P_{f_0}$  est donnée par l'expression (2.17). Par conséquent le rendement s'exprime par la formulation suivante :

$$\eta = \frac{P_{f_0}}{P_{DC,P} + P_{DC,A}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{CH}^2}{R_{CH} V_{DD} \left( \frac{V_{CH}}{R_L} + \frac{V_{CH}}{Z_C} - \frac{V_{DD}}{Z_C} \right)} \quad (2.24)$$

Si les deux amplificateurs sont de même taille et d'après l'équation (2.13), le rendement devient :

$$\eta = \frac{\pi}{2} \frac{\left( \frac{V_{CH}}{V_{DD}} \right)^2}{\left( \frac{3V_{CH}}{V_{DD}} - 1 \right)} \quad (2.25)$$

### 2.3.5.3 Fonctionnement à puissance maximale

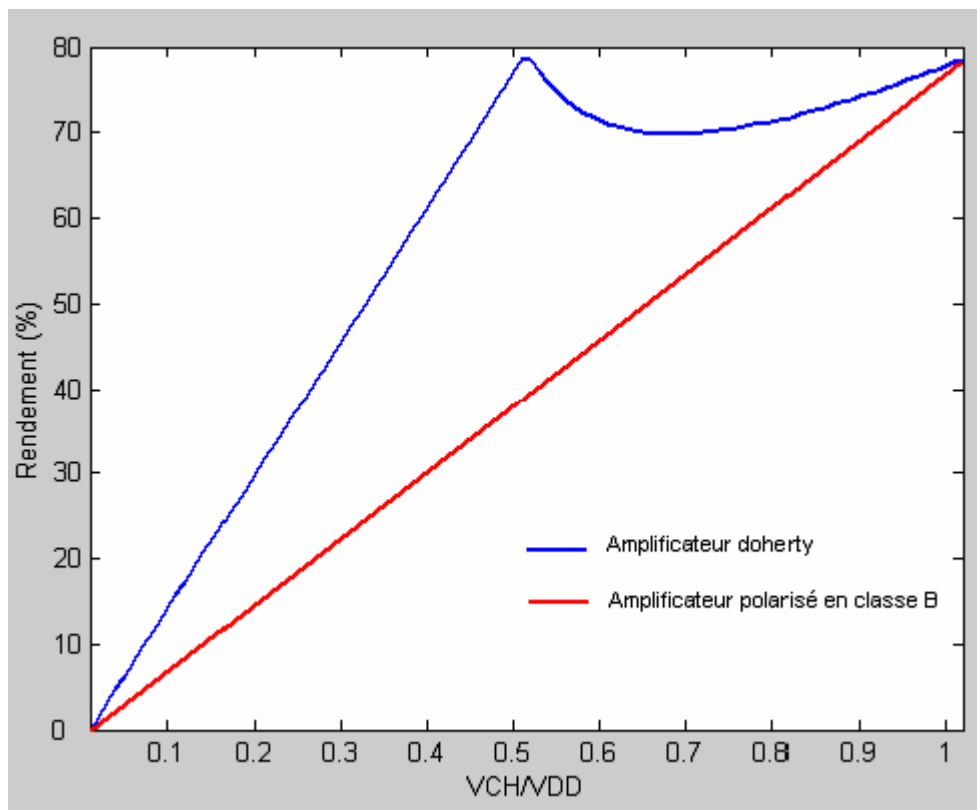
Les amplificateurs principal et auxiliaire fonctionnent en zone saturée donc  $V_{CH}$  tend vers  $V_{DD}$  et le rendement est maximum.

$$\eta = \frac{P_{f_0}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (2.26)$$

En résumé, pour la même taille des deux amplificateurs principal et auxiliaire, l'évolution du rendement se décrit en trois parties:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{\pi V_{CH}}{2 V_{DD}} & 0 \leq \frac{V_{CH}}{V_{DD}} < \alpha \\ \pi \frac{\left(\frac{V_{CH}}{V_{DD}}\right)^2}{\left(\frac{3V_{CH}}{V_{DD}} - 1\right)} & \alpha \leq \frac{V_{CH}}{V_{DD}} < 1 \\ \frac{P_{f_0}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% & \frac{V_{CH}}{V_{DD}} = 1 \end{array} \right. \quad (2.27)$$

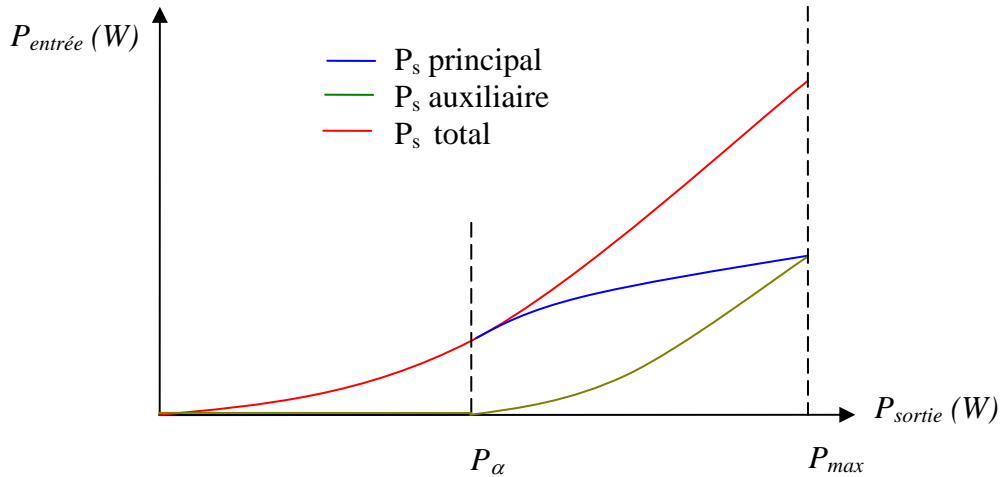
La figure 2.10 représente l'évolution calculée du rendement en fonction du rapport ( $V_{CH}/V_{DD}$ ).



**Fig. 2.10:** Evolution du rendement d'un amplificateur Doherty à deux étages

Sur la figure 2.10, il faut noter que le rendement évolue linéairement jusqu'au point de transition ( $\alpha$ ), puis il décroît lorsque l'amplificateur auxiliaire entre en conduction et enfin il augmente jusqu'à atteindre le rendement maximum (78.5%) à la puissance crête. Pour un recul du niveau de puissance, la valeur de ce rendement est supérieure à celle d'un amplificateur classique polarisé en classe B.

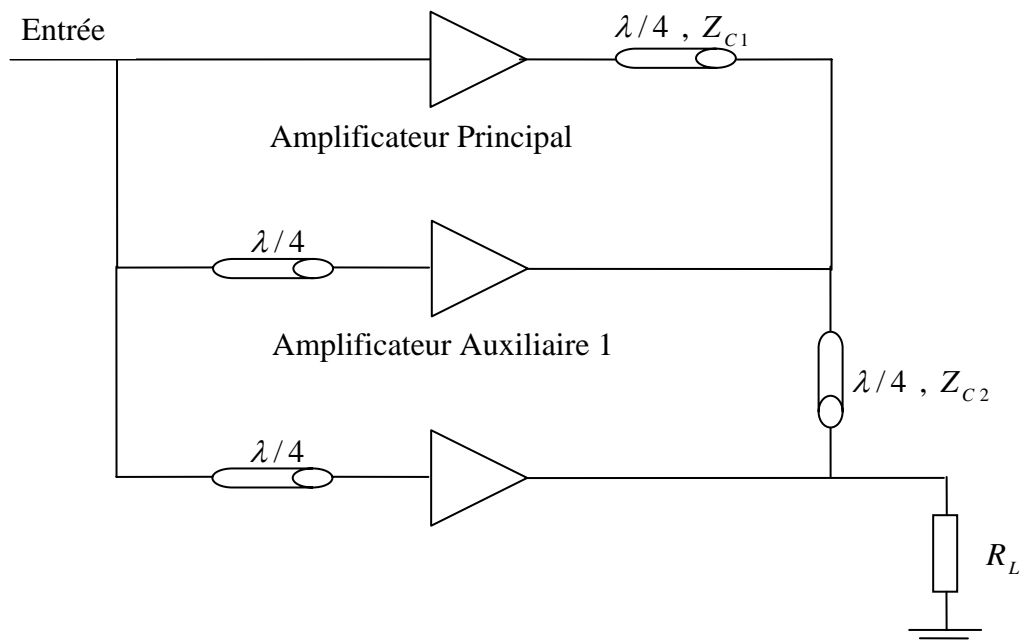
La figure 2.11 représente l'évolution des puissances de sortie lorsque les deux amplificateurs sont de même taille. A fort niveau, la puissance de sortie des deux amplificateurs est identique.



**Fig 2.11:** Evolution de la puissance d'un amplificateur doherty deux étages.

## 2.4 Amplificateur Doherty à trois étages

### 2.4.1 Principe de Fonctionnement



**Fig. 2.12:** Circuit d'analyse d'un amplificateur Doherty trois étages

Il est possible d'ajouter un troisième étage à la structure de base de l'amplificateur Doherty (figure 2.12).



Dans cette configuration, les deux points de transition sont définis comme étant l'entrée en conduction du premier amplificateur auxiliaire ( $\alpha_1$ ) et l'entrée en conduction du second amplificateur auxiliaire ( $\alpha_2$ ).

Le tableau 2.2 résume les différents modes de fonctionnement des amplificateurs en fonction de la variation du niveau de puissance.

Niveau de puissance d'entrée	amplificateur principal	1 <sup>er</sup> amplificateur auxiliaire	2 <sup>e</sup> amplificateur auxiliaire
$P_{in} < P_{\alpha_1}$	Source de courant commandée	Eteint	Eteint
$P_{\alpha_1} < P_{in} < P_{\alpha_2}$	Saturé	Source de courant commandée	Eteint
$P_{\alpha_2} < P_{in} < P_{max}$	Saturé	Saturé	Source de courant commandée
$P_{in} < P_{max}$	Saturé	Saturé	Saturé

**Tableau 2.2** : Différents modes de fonctionnement d'un amplificateur Doherty à 3 étages

$Z_{C1}$  et  $Z_{C2}$  peuvent être données par [10]:

$$\begin{cases} Z_{C1} = \frac{R_{CH}}{\alpha_1 \alpha_2} \\ Z_{C2} = \frac{R_{CH}}{\alpha_2} \end{cases} \quad (2.28)$$

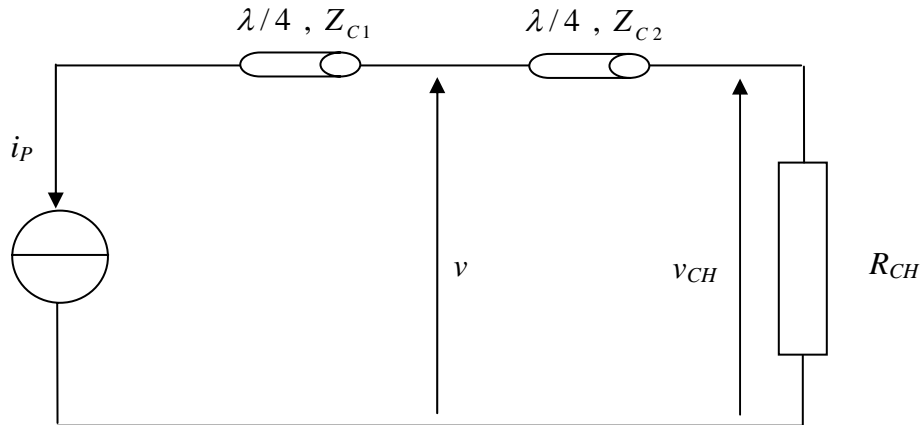
$\alpha_1$  représente le point de transition entre l'amplificateur principal et le premier amplificateur auxiliaire et  $\alpha_2$  représente le point de transition entre premier et le second amplificateur auxiliaire.

## 2.4.2 Evolution du rendement total

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

### 2.4.2.1 Fonctionnement en dessous du point de transition ( $\alpha_1$ )

L'amplificateur principal est polarisé en classe B et se comporte comme une source de courant commandée. Les deux amplificateurs auxiliaires sont éteints en dessous du point ( $V_{CH} < \alpha_1 V_{DD}$ ). (figure 2.13)



**Fig. 2.13:** Circuit d'analyse de la technique Doherty trois étages pour un fonctionnement en dessous du premier point de transition

Le courant étant demi sinusoïdal (classe B), le courant continu de l'amplificateur principal s'exprime par la relation suivante :

$$I_{DC,P} = \frac{I_P}{\pi} \quad (2.29)$$

D'après l'équation (2.4), il est possible d'exprimer  $I_P$  et le courant dans la charge  $I_{R_{CH}}$  de la manière suivante :

$$\begin{cases} I_P = \frac{V}{Z_{C1}} \\ I_{R_{CH}} = \frac{V}{Z_{C2}} \end{cases} \quad (2.30)$$

Donc :

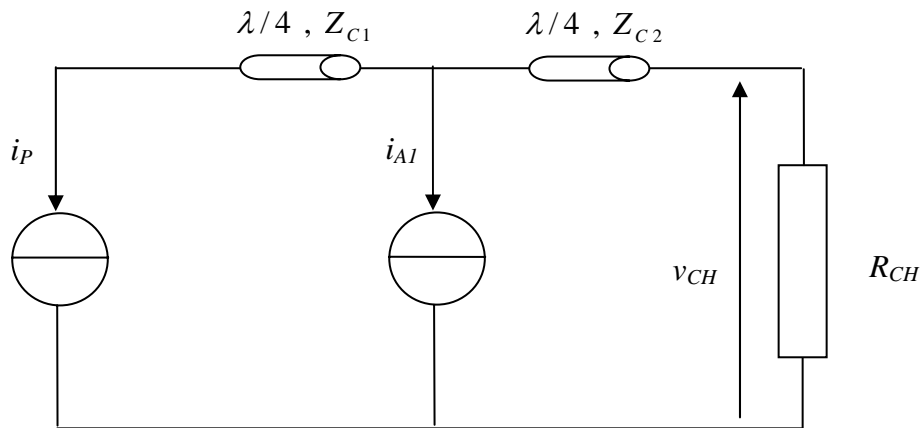
$$I_P = \frac{Z_{C2} V_{CH}}{Z_{C1} R_{CH}} \quad (2.31)$$

La puissance de sortie délivrée à la charge à la fréquence fondamentale est donnée par l'expression (2.17) et d'après les impédances des deux lignes quart d'onde de sortie (2.28), le rendement s'exprime par l'expression suivante :

$$\eta = \frac{P_{f_0,P}}{P_{DC,P}} = \frac{\pi}{4} \frac{V_{CH}}{\alpha_1 V_{DD}} \quad (2.32)$$

### 2.4.2.2 Fonctionnement entre les deux Points de Transition ( $\alpha_1$ et $\alpha_2$ )

L'amplificateur principal est saturé, le premier amplificateur auxiliaire entre en conduction et se comporte comme une source de courant commandée et le second amplificateur auxiliaire est éteint (figure 2.14). La tension aux bornes de la charge RF est comprise entre  $\alpha_1 V_{DD} < V_{CH} < \alpha_2 V_{DD}$ .



**Fig. 2.14:** Circuit d'analyse de la technique Doherty trois étages pour un fonctionnement entre les deux points de transition

D'après l'équation (2.31), il est possible d'avoir :

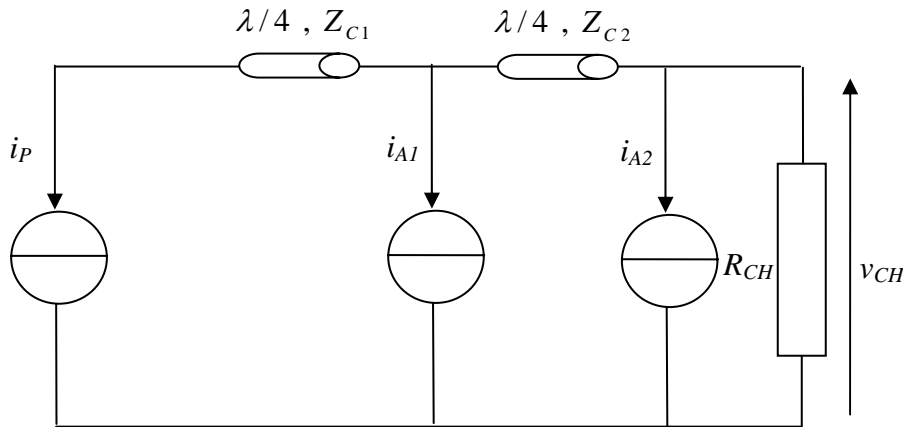
$$\begin{cases} i_P = \frac{Z_{C2}^2}{Z_{C1} R_{CH}} \left( \frac{V_{DD}}{Z_{C1}} + i_{A1} \right) \\ i_{A1} = \frac{v_{CH}}{Z_{C2}} - \frac{V_{DD}}{Z_{C1}} \end{cases} \quad (2.33)$$

Compte tenu, de la forme demi sinusoïdal du courant (classe B), les courant continus de l'amplificateur principal et du premier auxiliaire s'expriment de la même manière que dans la formulation (2.29). La puissance de sortie délivrée à la charge à la fréquence fondamentale est donnée par l'expression (2.17) et d'après les équations (2.28), le rendement s'exprime de la manière suivante :

$$\eta = \frac{P_{f_0,P}}{P_{DC,P} + P_{DC,A1}} = \frac{\pi}{4} \frac{\left(\frac{V_{CH}}{V_{DD}}\right)^2}{(\alpha_1 + \alpha_2) \frac{V_{CH}}{V_{DD}} - \alpha_1 \alpha_2} \quad (2.34)$$

### 2.4.2.3 Fonctionnement au dessus du second point de transition ( $\alpha_2$ )

L'amplificateur principal et le premier auxiliaire sont saturés. Le second amplificateur auxiliaire entre en conduction et se comporte comme une source de courant commandée (figure 2.15). La tension aux bornes de la charge RF est comprise entre  $\alpha_2 V_{DD} < V_{CH} < V_{DD}$ .



**Fig. 2.15:** Circuit d'analyse de la technique Doherty trois étages pour un fonctionnement au dessus du second point de transition

D'après l'équation (2.31),

$$\begin{cases} I_P = \frac{V_{DD}}{Z_{C1}} \\ I_{A1} = \frac{V_{CH}}{Z_{C2}} - \frac{V_{DD}}{Z_{C1}} \\ I_{A2} = \frac{V_{CH}}{R_{CH}} - \frac{V_{DD}}{Z_{C2}} \end{cases} \quad (2.35)$$

Tenu compte, de la polarisation en classe B (le courant est demi sinusoïdal), d'après les formulations (2.29) ,(2.17) et (2.28), le rendement s'exprime de la manière suivante :

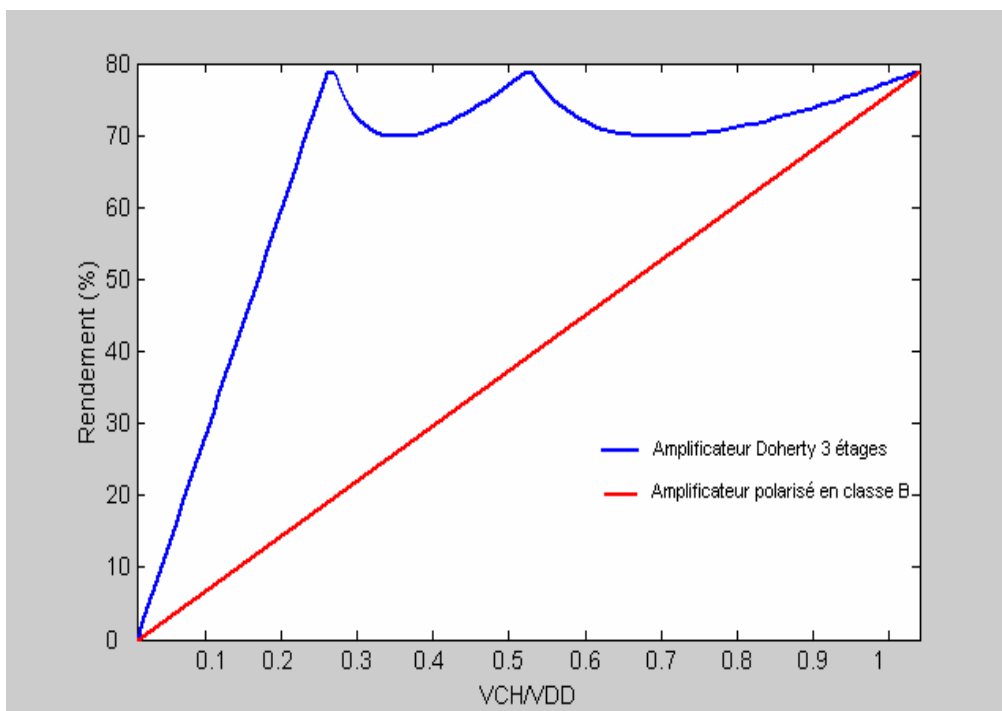
$$\eta = \frac{P_{f_0,P}}{P_{DC,P} + P_{DC,A1} + P_{DC,A2}} = \frac{\pi}{4} \frac{\left(\frac{V_{CH}}{V_{DD}}\right)^2}{(1 + \alpha_2) \frac{V_{CH}}{V_{DD}} - \alpha_2} \quad (2.36)$$

#### 2.4.2.4 Fonctionnement à Puissance Maximale

L'amplificateur principal et les deux amplificateurs auxiliaires fonctionnent en zone saturée donc  $V_{CH}$  tend vers  $V_{DD}$  et à partir de l'équation (2.36) l'expression du rendement devient :

$$\eta = \frac{P_{f_0}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} \quad (2.37)$$

La figure 2.16 représente l'évolution du rendement d'un amplificateur Doherty à trois étages (les tailles du premier et deuxième amplificateur auxiliaire vaut trois et quatre fois la taille de l'amplificateur principal respectivement) en fonction du rapport de la tension aux bornes de la charge et de la tension d'alimentation.



**Fig. 2.16:** Evolution du rendement d'un amplificateur Doherty à trois étages

## Chapitre 3

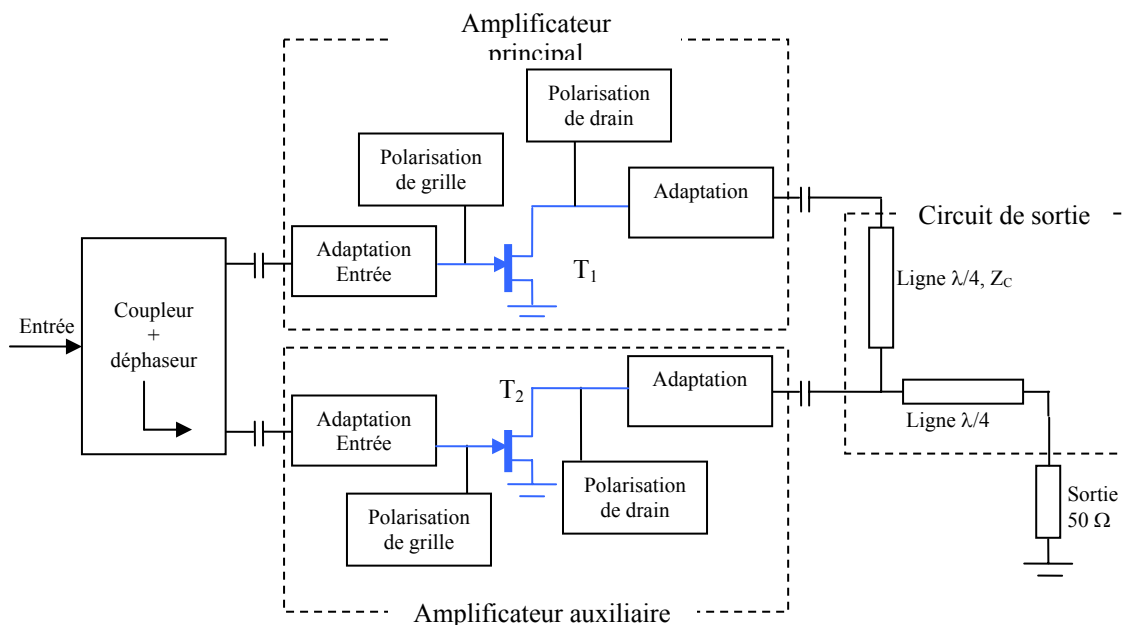
### Configuration et Conception d'un Amplificateur Doherty

#### 3.1 Introduction

L'objet de ce chapitre est la conception d'un amplificateur de puissance Doherty (DPA), tel que les amplificateurs principaux et auxiliaires fonctionnent en classes B et C respectivement. L'objectif de cette conception est d'obtenir un amplificateur capable de fournir un certain niveau de puissance de sortie, un rendement optimal et une distorsion minimale.

#### 3.2 Architecture du DPA

La topologie générale d'un DPA est donnée par la figure 3.1



*Fig. 3.1:* Topologie d'un amplificateur DPA

Le signal injecté à l'entrée subit, grâce à un diviseur, un partage équitable sur les deux voies de sortie, l'un pour l'amplificateur principal et l'autre pour l'auxiliaire. Premièrement, pour un transfert maximal de la puissance de sortie du diviseur vers la cellule amplificatrice de chaque étage, il suffit d'intercaler entre ces derniers quadripôles un réseau d'adaptation d'entrée. L'existence de la ligne quart d'onde en sortie d'amplificateur principal va générer un déphasage de  $\frac{\pi}{2}$  entre les signaux de sortie des deux étages. La compensation de ce déphasage est réalisée par l'insertion d'un déphaseur à l'entrée de l'amplificateur auxiliaire. Les deux réseaux d'adaptation sur les drains permettent d'adapter la partie imaginaire pour que l'on puisse obtenir la partie fondamentale. La ligne quart d'onde de sortie est introduite afin de transformer l'impédance de charge  $50\Omega$  à la valeur  $\frac{R_{opt}}{2}$ , cette dernière constitue avec la ligne quart d'onde de sortie de l'amplificateur principal, le circuit de sortie du DPA. Les circuits de polarisation assurent le fonctionnement des amplificateurs principal et auxiliaire en classes B et C respectivement.

### 3.3 Etude de stabilité

Lors de la conception des amplificateurs, l'étude de la stabilité est très importante. Un quadripôle, défini par ses paramètres  $[S]$ , est dit stable s'il répond aux conditions suivantes [17, 18, 19, 20]:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right| < 1$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_g}{1-S_{11}\Gamma_g} \right| < 1$$

Sur l'abaque de Smith, les zones de stabilité sont limitées par des cercles, lieux de  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$ , pour lesquels nous avons respectivement  $|\Gamma_{in}| = 1$  et  $|\Gamma_{out}| = 1$ .

Les rayons et les centres de ces cercles sont donnés par les relations suivantes:

Lieu de  $\Gamma_L$  tel que  $|\Gamma_{in}| = 1$  :

$$R_1 = \frac{|S_{12}| |S_{21}|}{\left| |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \right|}$$

$$\Omega_1 = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

Lieu de  $\Gamma_g$  tel que  $|\Gamma_{out}| = 1$  :

$$R_2 = \frac{|S_{12}| |S_{21}|}{\left| |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \right|}$$

$$\Omega_2 = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

Si  $|S_{11}| < 1$ , alors le centre de l'abaque appartient à la zone stable.

Si  $|S_{11}| > 1$ , alors le centre de l'abaque n'appartient pas à la zone stable.

Un quadripôle est dit inconditionnellement stable, s'il est stable quelles que soient les charges placées à l'entrée et à la sortie. Par contre, il est conditionnellement stable s'il existe des charges passives à l'entrée et à la sortie qui mettent le quadripôle en oscillation.

La stabilité inconditionnelle peut être exprimée selon le critère suivant :

$$K > 1 \text{ et } |\Delta| < 1$$

Avec

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}| |S_{21}|}$$

Où :  $K$  est le facteur de stabilité, appelé FACTEUR DE ROLLET.

$\Delta$  est le déterminant de la matrice  $[S]$ .

Si ce critère n'est pas vérifié, la stabilité est dite conditionnelle.



## 3.4 Configuration des amplificateurs de puissance

### 3.4.1 Circuit de polarisation [7]

Plusieurs configurations des circuits d'alimentation existent pour la polarisation d'un transistor en HF, parmi lesquels les circuits à constantes localisées.

Le circuit le plus utilisé est représenté par la figure 3.2. Son rôle est de privilégier le passage du courant continu et d'interdire, en revanche, celui du signal HF, et ce grâce à 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 manière à avoir  $Z_{in}$  très grand à la fréquence

de travail, et  $R$  telle que son bruit soit négligeable, ce qui se traduit par :  $R > \frac{I}{C\omega}$

Avec 
$$Z_{in} = \frac{R}{1 + (RC\omega)^2} + j[L\omega - \frac{R^2 C\omega}{1 + (RC\omega)^2}] \quad (3.1)$$

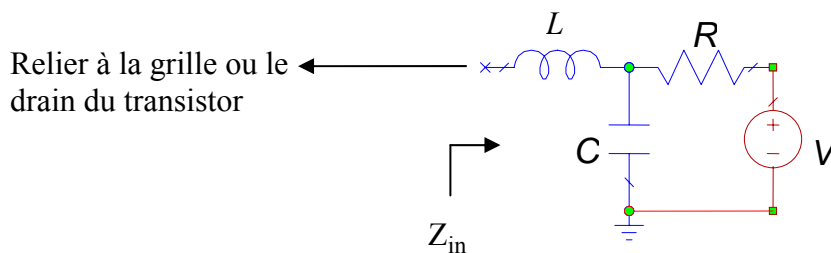


Fig. 3.2: Circuit de polarisation à constantes localisées

### 3.4.2 Circuits d'adaptation

Les quadripôles  $Q_1$  et  $Q_2$  (figure 3.3) doivent être sans pertes et consistent à transformer les impédances  $Z_g$  et  $Z_L$  à  $50 \Omega$ . Dans les amplificateurs de puissances,  $Q_1$  doit présenter le conjugué de l'impédance d'entrée du transistor ( $Z_{in}^*$ ) et  $Q_2$  la résistance optimale ( $1/G_{opt}$ ) en parallèle avec une inductance qui résonne avec la capacité drain-source du transistor.

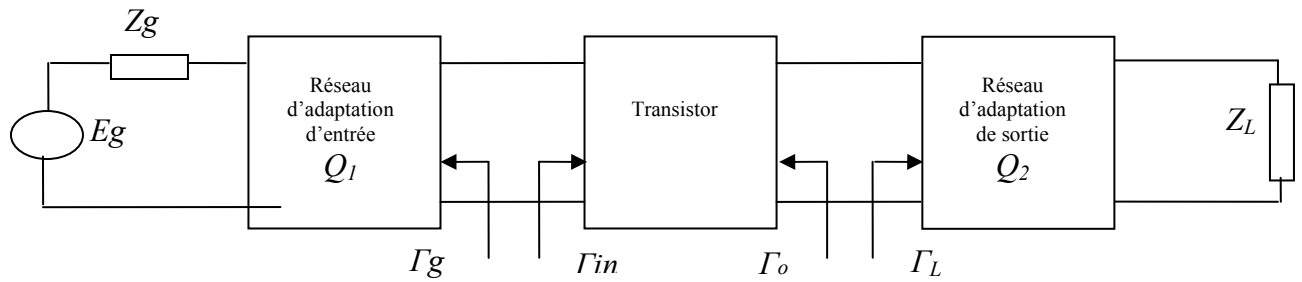


Fig. 3.3: Schéma d'un amplificateur

Les éléments à constantes localisées d'impédance  $Z_1$  et  $Z_2$  (figure 3.4) sont surtout utilisés pour l'adaptation aux radiofréquences (RF) [21], et pour les basses fréquences micro-ondes. Comparativement aux éléments à constantes réparties, ils sont de taille très réduites et possèdent une bande passante plus large. Ces éléments sont des réactances telles que :  $Z_1 = jX_1$ ,  $Z_2 = jX_2$  avec  $X_1 X_2 < 0$ .

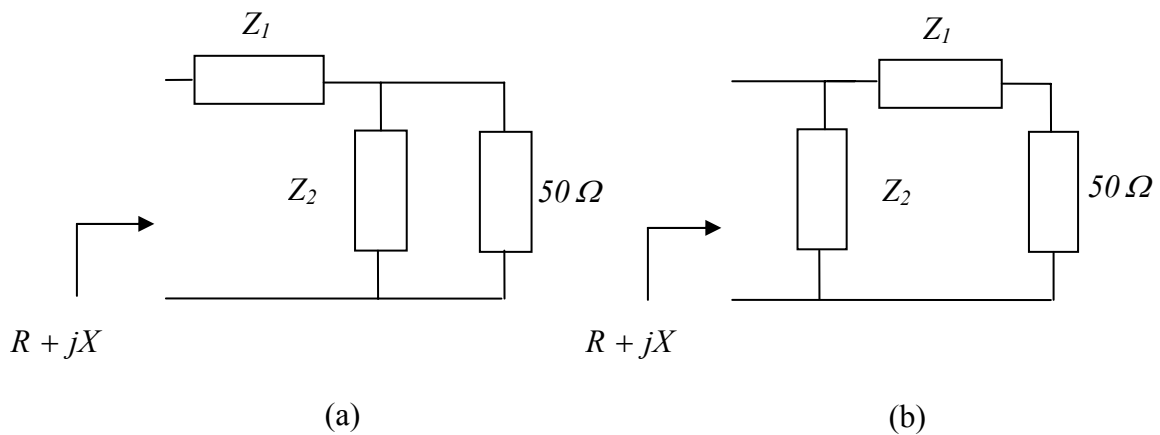


Fig. 3.4: Cellules d'adaptation à constantes localisées

- Pour  $R < 50 \Omega$ , on utilisera la cellule représentée par la figure 3.4.a avec :

$$X_1 = X \mp \sqrt{R(50-R)} \quad \text{et} \quad X_2 = \pm \frac{50\sqrt{R}}{\sqrt{50-R}} \quad (3.2)$$

- Pour  $R > 50 \Omega$ , on utilisera la cellule représentée par la figure 3.4.b avec :

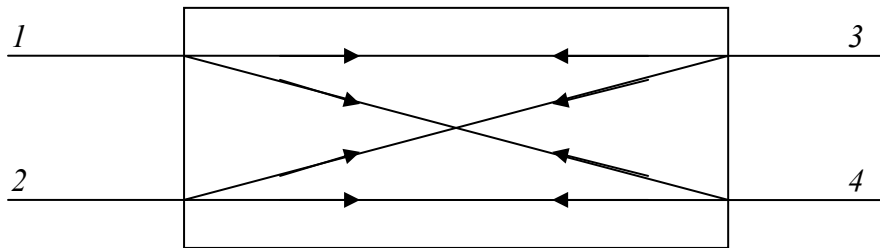
$$X_1 = \pm \sqrt{50 \left( \frac{1}{G} - 50 \right)} \quad \text{et} \quad X_2 = \frac{1}{\mp \sqrt{G \left( \frac{1}{50} - G \right) - B}} \quad (3.3)$$

Où  $Y = G + jB$

### 3.4.3 Les diviseurs/combineurs de puissance

#### 3.4.3.1 Coupleurs directs

L'élément principal dans un réseau de combineur/diviseur de puissance est le combineur/diviseur hexapôle. Il peut être utilisé pour combiner la puissance de deux accès isolés ou la diviser entre ces deux accès. Le combineur/diviseur hexapôle peut être obtenu du coupleur directif (figure 3.5), qui est un octopôle réciproque [11].



**Fig. 3.5:** Coupleur directif.

Le coupleur idéal a comme propriété, pour une onde incidente sur l'accès 1, de coupler la puissance au port 3 et 4 mais pas 2, et le même fonctionnement pour une puissance incidente sur l'accès 2. Réciproquement la propriété est vérifiée pour les accès 3 et 4 (les accès adjacents sont totalement découplés). En outre, si trois ports sont terminés par des charges d'adaptation, il n'y a pas de réflexion au niveau du quatrième port. La matrice de répartition du coupleur directif et sans pertes  $S = [S_{ij}]$  est :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Des propriétés du coupleur idéal, il en découle :

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{12} = S_{34} = 0 \quad (3.5)$$

$S$  peut donc être écrite comme :

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Comme le coupleur est sans pertes alors  $S^{T*}S = I_4$  ( $I_4$  matrice unité) [22], et on obtient :

$$\begin{aligned} S_{13}^* S_{23} + S_{14}^* S_{24} &= 0 \\ S_{13}^* S_{14} + S_{23}^* S_{24} &= 0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

Ou bien :

$$|S_{13}| |S_{23}| = |S_{14}| |S_{24}| \quad (3.9.a)$$

$$|S_{13}| |S_{14}| = |S_{23}| |S_{24}| \quad (3.9.b)$$

En divisant (3.9.a) par (3.9.b), on obtient :

$$\frac{|S_{23}|}{|S_{14}|} = \frac{|S_{14}|}{|S_{23}|} \quad (3.10)$$

Or :

$$|S_{23}| = |S_{14}| \quad (3.11)$$

Finalement de (3.11) et (3.9.b) on aura :

$$|S_{13}| = |S_{24}| \quad (3.12)$$

Le système (3.8) possède alors une solution unique :

$$S_{13} = S_{24} = \alpha \quad (3.13.a)$$

$$S_{14} = S_{23} = j\beta \quad (3.13.b)$$

Où  $\alpha$  et  $\beta$  sont des nombres réels. La matrice de répartition  $S$  peut être écrite comme :

$$\left[ \begin{array}{ccc|c} 0 & 0 & \alpha & j\beta \\ 0 & 0 & j\beta & \alpha \\ \alpha & j\beta & 0 & 0 \\ \hline j\beta & \alpha & 0 & 0 \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c|c} S_{11c} & S_{21c}^T \\ \hline S_{21c} & S_{22c} \end{array} \right] \quad (3.14)$$

De la propriété d'identité de  $S$  ( $S^{T*}S = I_4$ ), on peut facilement voir que

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (3.15)$$

Si le port 4 est terminé par une charge avec un coefficient de réflexion  $\Gamma_L$ , le coupleur directif sera un combineur hexapôle qui a les ports 1 et 2 comme entrées et le port 3 comme sortie, ou un diviseur qui a comme entrée le port 3 et comme sorties les ports 1 et 2. La matrice de répartition  $\Sigma$  du combineur/diviseur [11] est donnée par:

$$\begin{aligned} \Sigma &= S_{11c} + S_{21c}^T (I - \Gamma_L S_{22c})^{-1} \Gamma_L S_{21c} \\ &= S_{11c} + S_{21c}^T \Gamma_L S_{21c} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Si la charge terminale du port 4 est adaptée c.à.d  $\Gamma_L = 0$ , alors :

$$\Sigma = S_{11c} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha \\ 0 & 0 & j\beta \\ \alpha & j\beta & 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$a_i$  et  $b_i$  ( $i=1, 2, 3$ ) sont les ondes d'incidence et de réflexion normalisée des ports 1, 2 et 3 du combineur/diviseur hexapôle.  $a_1$  et  $a_2$  sont les seules ondes incidentes au port 1 et 2. Donc :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha \\ 0 & 0 & j\beta \\ \alpha & j\beta & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \alpha a_1 + j\beta a_2 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

De (3.18), on voit qu'il n'y a pas de réflexion sur les ports d'entrées et la puissance de sortie est donnée par :

$$|b_3|^2 = |\alpha a_1 + j\beta a_2|^2 \quad (3.19)$$

La puissance à l'accès 1 est  $|a_1|^2$  et à l'accès 2  $|a_2|^2$ .

Si on considère que le combineur est idéal, la puissance de sortie est :

$$|b_3|^2 = |a_1|^2 + |a_2|^2 \quad (3.20)$$

On obtient la relation (3.20) à partir de la relation (3.19) en choisissant :

$$\beta = \alpha \frac{|a_2|}{|a_1|} \quad (3.21)$$

Et un déphasage de  $\frac{\pi}{2}$  entre  $a_1$  et  $a_2$

$$a_1 = |a_1| \exp(j\theta)$$

$$a_2 = |a_2| \exp(j(\theta - \pi/2))$$

Donc

$$|b_3|^2 = |\alpha |a_1| + \beta |a_2||^2$$

On a :

$$\alpha^2 + \beta^2 = (\alpha^2 + \beta^2)^2 = 1$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow |b_3|^2 &= \left| \alpha |a_1| + \frac{\beta^2}{\alpha} |a_1| \right|^2 = \frac{(\alpha^2 + \beta^2)^2 |a_1|^2}{\alpha^2} = \frac{(\alpha^2 + \beta^2) |a_1|^2}{\alpha^2} \\ &= |a_1|^2 + \frac{\beta^2}{\alpha^2} |a_1|^2 = |a_1|^2 + |a_2|^2 \end{aligned} \quad (3.22)$$

De (3.21) et en utilisant  $\alpha^2 + \beta^2 = 1$  on trouve :

$$\alpha = \pm \frac{1}{\left[1 + \frac{|a_2|^2}{|a_1|^2}\right]^{\frac{1}{2}}} = \pm \frac{|a_1|}{\left[|a_1|^2 + |a_2|^2\right]^{\frac{1}{2}}} \quad (3.23.a)$$

$$\beta = \pm \frac{|a_2|}{\left[|a_1|^2 + |a_2|^2\right]^{\frac{1}{2}}} \quad (3.23.b)$$

Pour le diviseur,  $a_3$  est la seule puissance incidente au port 3. De (3.17) on obtient :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha \\ 0 & 0 & j\beta \\ \alpha & j\beta & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ a_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha a_3 \\ j\beta a_3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

On ne voit alors pas de réflexion au niveau du port 3 et les puissances aux deux autres ports sont :

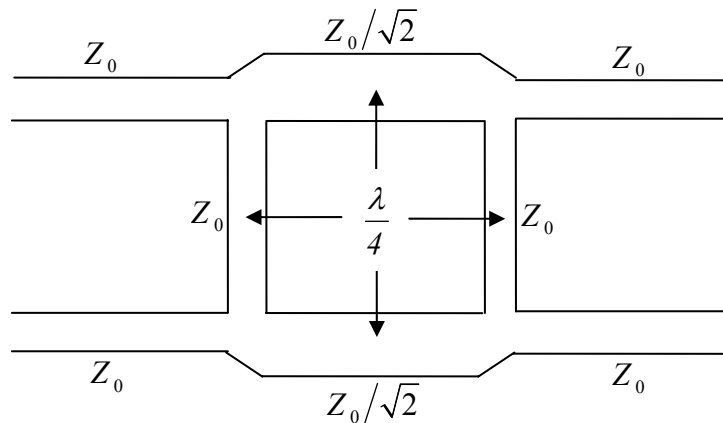
$$|b_1|^2 = \alpha^2 |a_3|^2 \quad (3.25)$$

$$|b_2|^2 = \beta^2 |a_3|^2$$

Dépendante du choix de  $\alpha$  et  $\beta$  avec  $\alpha^2 + \beta^2 = 1$ , la puissance d'entrée  $|a_3|^2$  peut être répartie uniformément ou non sur les deux ports de sorties. Si  $\alpha^2 = \beta^2 = \frac{1}{2}$  alors

$$|b_1|^2 = |b_2|^2 = \frac{|a_3|^2}{2}, \text{ c'est un diviseur de puissance à } 3 \text{ dB.}$$

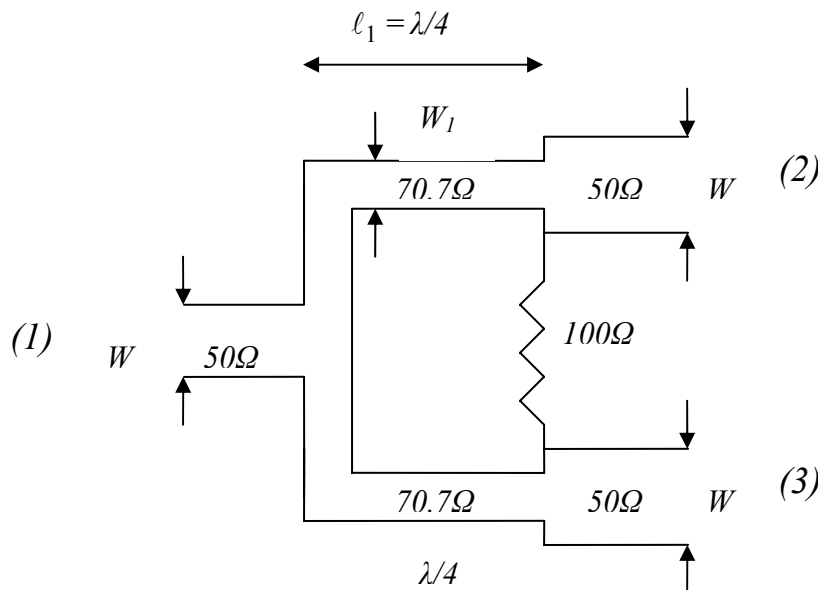
Un coupleur microruban à 3 dB est représenté à la figure 3.6 (appelé aussi coupleur hybride  $90^\circ$  ou coupleur branch-line).



**Fig. 3.6:** Coupleur Branch-Line en technologie microruban

### 3.4.3.2 Diviseur de Wilkinson

On présente un autre type de combineur/diviseur de puissance ayant 3 accès, appelé diviseur/combineur de Wilkinson (figure 3.7).



**Fig. 3.7:** Combineur/diviseur de Wilkinson en technologie microruban

La matrice de répartition à la fréquence centrale s'écrit [22]:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & -j & -j \\ -j & 0 & 0 \\ -j & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

Celle-ci vérifie les caractéristiques suivantes du diviseur de Wilkinson :

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

## 3.5 Processus de conception

Dans cette section, nous allons voir en détail la conception de chaque constituant de la topologie du DPA proposée précédemment. Pour cela, les étapes suivies sont :

- Le choix du transistor



- L'étude de la stabilité
- La détermination des paramètres de conception
- La conception des circuits d'adaptation
- La conception des circuits de polarisation et des condensateurs de liaison
- La conception du diviseur et du combineur

### 3.5.1 Choix du transistor:

Le choix du transistor *ATF-34143* est dicté par sa disponibilité. Ses caractéristiques sont données en annexe.

### 3.5.2 Etude de stabilité:

Le but de l'étude de la stabilité est de prémunir l'amplificateur de tout risque d'oscillation, et comme les circuits sont associés en cascade, l'étude se limitera alors à celle du transistor.

L'étude de la stabilité s'appuie sur l'évaluation des paramètres  $K$  et  $\Delta$ , il faut donc avoir les paramètres  $S_{ij}$  de l'*ATF-34143* correspondants aux classes  $B$  et  $C$ . Mais ceux-ci ne sont pas donnés par le constructeur, ce qui nous a amené à utiliser les valeurs des  $S_{ij}$  pour la polarisation  $V_{ds}=4 V$  et  $I_{ds}=60 mA$ .

L'introduction des paramètres  $S_{ij}$  dans le logiciel de simulation permet de tracer la variation des deux paramètres  $K$  et  $|\Delta|$  dans la bande de fréquence  $0.5 GHz$  et  $18 GHz$  (figure 3.8). Du tracé, nous remarquons qu'à la fréquence de travail  $1.8 GHz$  le transistor utilisé est conditionnellement stable. Donc les coefficients de réflexion  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$  doivent être à l'intérieur des régions délimitées par les cercles de stabilité d'entrée et de sortie sur l'abaque de SMITH.

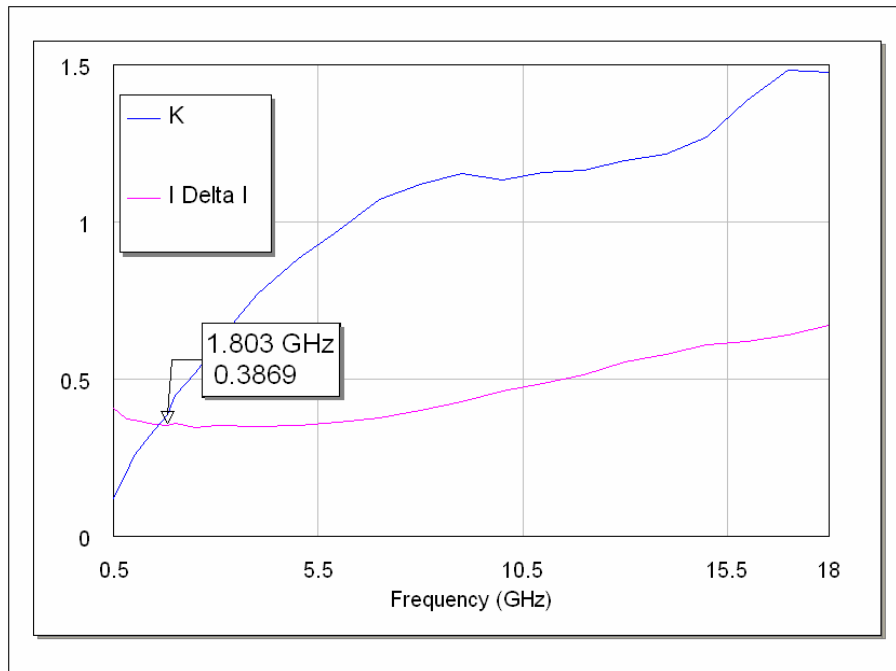


Fig. 3.8: Variation de  $K$  et  $|\Delta I|$  en fonction de la fréquence

### 3.5.3 Evaluation des paramètres de conception

Lors de la conception on désire d'une part que la source fournisse au transistor une puissance active maximale et, d'autre part, que la charge reçoive une puissance maximale tout en ayant un rendement optimal. Il faut donc avoir :

- L'adaptation de l'entrée :  $\Gamma_g = \Gamma_{in}^*$
- Le transfert maximal de puissance à la charge sans distorsion: assuré en utilisant une charge optimale

$$Y_L = G_{opt} - j \frac{1}{L\omega}$$

Où  $R_{opt} = \frac{1}{G_{opt}}$  la résistance, obtenue en classe B pour l'amplificateur principal et vue en sortie par ce dernier. Dans ces conditions, l'amplificateur principal délivre une puissance maximale, et l'inductance  $L$  doit résonner avec la capacité  $C_{ds}$  du transistor afin que d'une part cela soit conforme à la technique de DPA et qu'on obtienne d'autre part le signal fondamental.

Comme il est précédemment expliqué dans la technique Doherty les deux amplificateurs principal et auxiliaire voient en saturation la même charge  $R_{opt}$ .

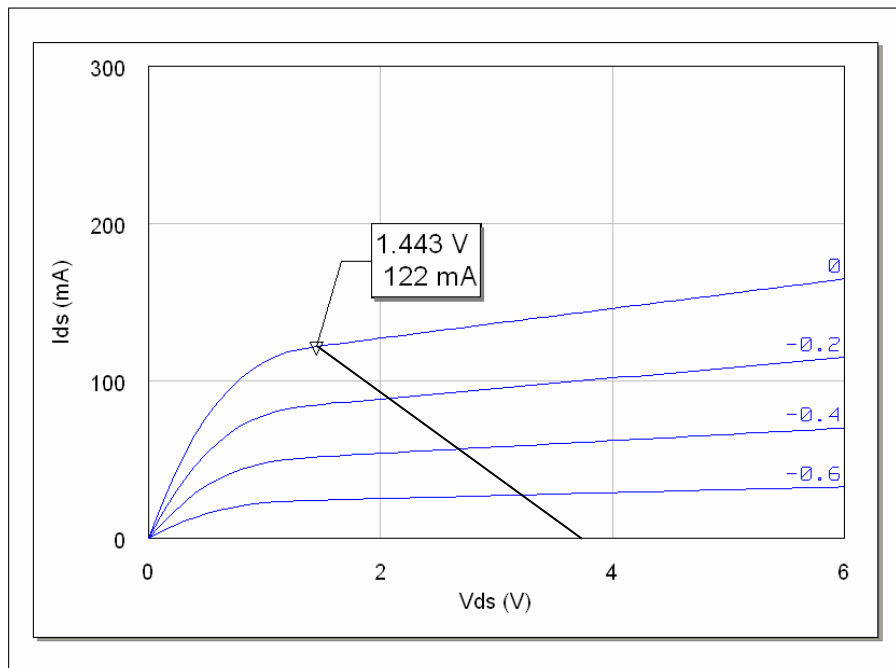
$R_{opt}$  peut être déterminée graphiquement à partir des caractéristiques statiques du transistor utilisé (figure 3.9), obtenues par simulation dont le résultat sera donné dans le chapitre 4. Les limites de  $V_{ds}$  et  $I_{ds}$  sont telles que l'amplificateur principal fonctionne en classe B et dans la zone de saturation, ce qui donne:

$$\begin{aligned} V_{ds \min} &= 1.44 \text{ V}, & V_{ds \max} &= 6 \text{ V} \\ I_{ds \min} &= 0 \text{ A}, & I_{ds \max} &= 122 \text{ mA} \end{aligned} \quad \text{pour } V_{gs} = 0 \text{ V}$$

Ces limites nous donnent:

$$V_{DD} = \frac{V_{ds \max} + V_{ds \min}}{2} = 3.72 \text{ V}$$

$$R_{opt} = -\frac{V_{ds \min} - V_{ds \max}}{I_{ds \max} - I_{ds \min}} = 18.6 \Omega$$



**Fig. 3.9:** Caractéristique statique du transistor

L'inductance  $L$  doit résonner avec  $C_{ds}$  à la fréquence de travail ( $\frac{1}{C_{ds}\omega} = L\omega$ ), la valeur de  $C_{ds} = 0.04 \text{ pF}$  implique à  $1.8 \text{ GHz}$  une inductance de valeur très grande.

La solution que nous préconisons consiste à utiliser à la place de l'inductance  $L$  une ligne quart d'onde court-circuitée, dont l'impédance caractéristique demeure un paramètre de conception choisie en fonction des limites fixées par la technologie micro ruban d'une part, et

du but recherché qui est principalement la sélectivité de la ligne, d'autre part. Nous pouvons montrer que la sélectivité augmente lorsque la valeur de l'impédance caractéristique diminue. Nous avons décidé pour notre dispositif une sélectivité moyenne en choisissant une ligne d'impédance caractéristique égale à  $50 \Omega$  pour éviter l'encombrement qu'engendrerait l'utilisation d'une autre ligne caractérisée par impédance de valeur plus faible.

La détermination des coefficients de réflexion de charge  $\Gamma_L$  et de source  $\Gamma_g$  se fait à partir des équations suivantes :

$$\Gamma_L = \frac{R_{opt} - Z_C}{R_{opt} + Z_C}$$

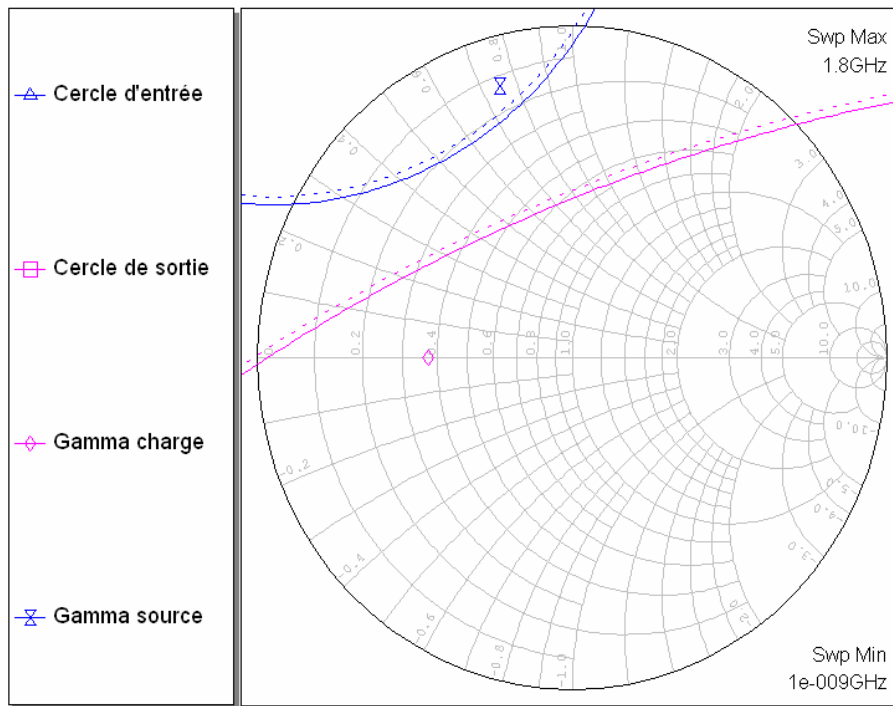
$$\Gamma_g = \Gamma_{in}^* = \left( S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right)^*$$

Avec :  $Z_C = 50 \Omega$ ,  $R_{opt} = 18,6 \Omega$  et les paramètres  $S_{ij}$  du transistor à  $1.8 \text{ GHz}$  sont donnés en annexe.

On obtient les résultats suivants:

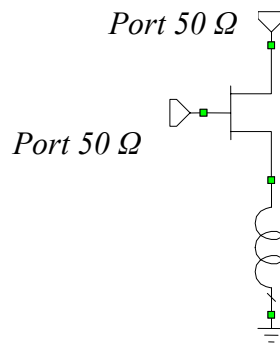
$$\Gamma_L = -0.4577$$

$$\Gamma_g = -0.2297 + j * 0.8174$$



**Fig. 3.10:** Les positions de  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$  par rapport aux cercles de stabilité

Le coefficient  $\Gamma_g$  se situe en dehors de la zone de stabilité (figure 3.10) Alors l'addition d'une contre réaction de type série-série peut rendre l'amplificateur stable. Le quadripôle de contre réaction comporte une inductance shunt (figure 3.11). Mais avec ce genre de structure, la stabilité du transistor est, en revanche, accompagnée d'un affaiblissement du gain.



**Fig. 3.11:** Contre réaction série-série utilisant une inductance

Nous sommes donc intéressés à chercher un compromis entre un gain appréciable et une stabilité conditionnelle. Pour cela nous avons déterminé la valeur de l'inductance  $L$  qui rend le quadripôle inconditionnellement stable. Puis nous diminuons la valeur de  $L$  et nous calculons les coefficients de réflexion correspondants à cette nouvelle valeur de  $L$  jusqu'à l'obtention de la petite valeur de  $L$  telle que les coefficients de réflexion correspondants à cette petite inductance vérifient les conditions de stabilité. Le calcul a été fait pour les valeurs suivantes.

$L = 0.5 \text{ nH}$  : stabilité inconditionnelle du transistor.

$L = 0.4 \text{ nH}$  : stabilité conditionnelle du transistor.

$L = 0.3 \text{ nH}$  : stabilité conditionnelle du transistor.

$L = 0.2 \text{ nH}$  : stabilité conditionnelle du transistor.

$L = 0.1 \text{ nH}$  : stabilité conditionnelle du transistor.

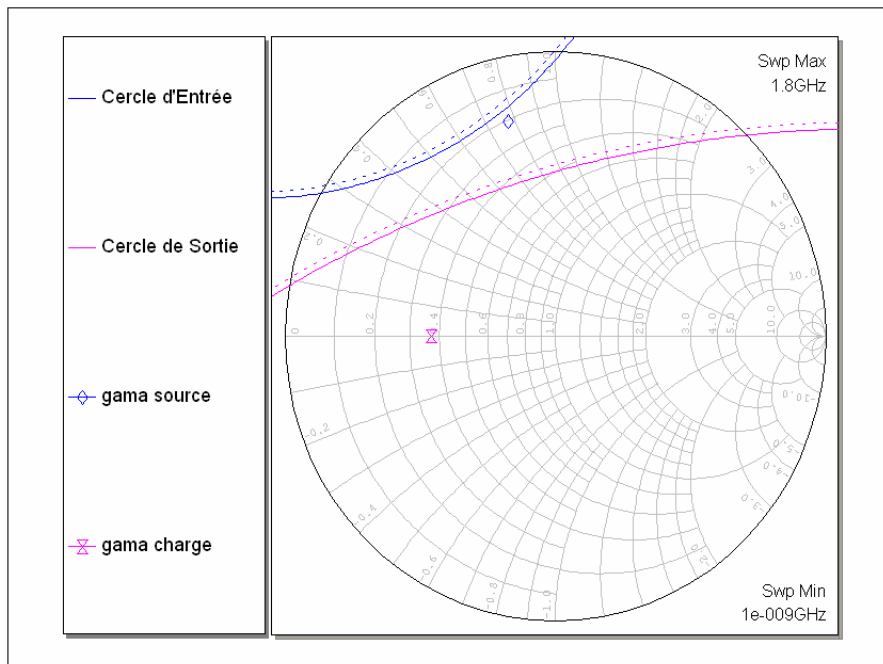
$L = 0.05 \text{ nH}$  : stabilité conditionnelle du transistor.

Pour  $L = 0.05 \text{ nH}$  les coefficients de réflexion sont :

$$\Gamma_g = -0.1731 + j * 0.7540$$

$$\Gamma_L = -0.4577$$

$\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$  se trouvent dans les régions de stabilité comme il est indiqué dans la figure 3.12.



**Fig. 3.12:** Positionnement de  $\Gamma_g$  et  $\Gamma_L$  par rapport aux cercles de stabilité après addition de contre réaction

### Conception des circuits d'adaptation

A partir du coefficient  $\Gamma_g$ , nous pouvons calculer l'impédance de source

$$Z_g = 50 \frac{1 + \Gamma_g}{1 - \Gamma_g} = 10.32 + j38.77$$

Comme la partie réelle de  $Z_g$  est inférieure à  $50 \Omega$ , le circuit d'adaptation choisi est celui de la figure 3.4.a. Les relations (3.2) donnent:

$jX_1 = -j25.55$ , donc l'impédance  $jX_1$  est un condensateur de capacité  $C = 3.46 \text{ pF}$ .

$jX_2 = j59$ , donc l'impédance  $jX_2$  est une self d'inductance  $L = 5.22 \text{ nH}$ .

Le circuit d'adaptation n'est pas nécessaire à la sortie, car le transistor est chargé par  $R_{opt}$ .

### 3.5.4 Conception des circuits de polarisation et des condensateurs de liaison

Les deux amplificateurs principal et auxiliaire fonctionnent en classes différentes, donc la polarisation de chaque amplificateur se fait seule.

#### 3.5.4.1 Polarisation de l'amplificateur principal

Cet amplificateur fonctionne en classe B, donc les conditions de polarisations sont:

$$\begin{aligned}V_{gs} &= V_p = -0.9V \\ V_{ds} &= V_{DD} = 3.72V\end{aligned}$$

$I_{ds}$  et  $I_{gs}$  sont nuls donc on peut prendre

$$\begin{aligned}V_g &= V_{gs} = -0.9V \\ V_d &= V_{ds} = 3.72V\end{aligned}$$

Avec une self de grande impédance ( $L = 4000 nH$ ), la capacité de découplage est négligeable.

#### 3.5.4.2 Polarisation de l'amplificateur auxiliaire

Cet amplificateur fonctionne en classe C, donc les conditions de polarisations sont:

$$\begin{aligned}2V_p &< V_{gs} < V_p \\ V_{ds} &< V_{DD}\end{aligned}$$

$I_{ds}$  et  $I_{gs}$  sont nuls donc la cellule de polarisation peut être constituée d'une self de grande impédance ( $L = 4000 nH$ ) avec une source de tension qu'on ajuste afin d'obtenir de bonnes performances (la capacité de découplage est négligeable).

#### 3.5.4.3 Condensateurs de liaison

Comme le montre le schéma synoptique de l'amplificateur (figure 3.1), il existe quatre condensateurs de liaison, deux sont connectés à l'entrée et les deux autres à la sortie. Ils doivent vérifier les conditions :

$$\frac{1}{C\omega} \ll 50 \Omega \quad (3.27)$$

Pour  $f = 1.8 \text{ GHz}$ , on trouve  $C \gg 1.76 \text{ pF}$ . Nous avons pris  $C = 100 \text{ pF}$ , valeur généralement utilisée.

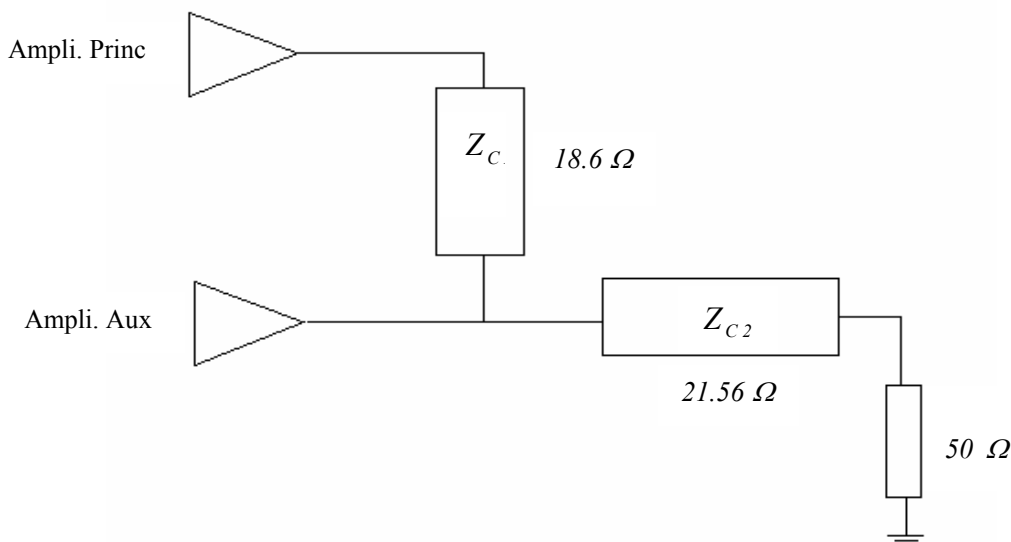
### 3.5.5 Conception des circuits de sortie

La topologie utilisée comprend une ligne quart d'onde dont l'impédance caractéristique est égale à  $R_{opt}$  (figure. 3.13), et une deuxième ligne quart d'onde qui transforme  $50 \Omega$  en impédance de charge [6]

$$R_{CH} = \frac{R_{opt}}{2} = 9.3 \Omega$$

Son impédance caractéristique aura la valeur:

$$Z_{C2} = \sqrt{9.3 \cdot 50} = 21.56 \Omega$$

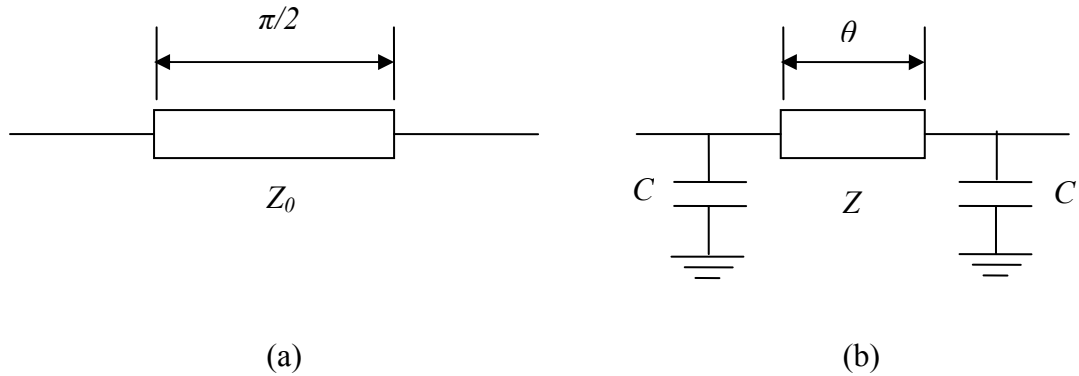


**Fig. 3.13:** Circuits de sortie

A cause des deux lignes quart d'ondes, cette topologie peut avoir des dimensions prohibitifs notamment à des fréquences basses et pour des substrats à faible permittivité relative.

Pour solutionner ce problème dans une certaine mesure, il a été proposé récemment à la place d'une ligne quart d'onde un nouveau type de circuit [23] utilisant une ligne de transmission de longueur arbitraire plus courte et des capacités à constantes localisées (figure 3.14).





**Fig. 3.14:** Inverseur d'impédance : a)- Ligne quart d'onde

b)- Ligne de longueur arbitraire avec capacités

Cette technique permet alors la réduction de la taille du circuit. L'impédance caractéristique de cette ligne de longueur électrique  $\theta$  et les capacités shunt  $C$  sont données par les relations suivantes :

$$Z = \frac{Z_0}{\sin \theta} \quad (3.28)$$

$$C = \frac{1}{Z_0 \omega} \cos \theta \quad (3.29)$$

Où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde.

Les expressions sont obtenues en égalant les matrices chaînes calculées à la fréquence centrale de la ligne quart d'onde et de la nouvelle structure, et qui s'écrivent :

- Pour la ligne quart d'onde :

$$[T] = \begin{pmatrix} 0 & jZ_0 \\ \frac{j}{Z_0} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

- Pour la nouvelle structure :

$$[T'] = \begin{pmatrix} -\omega CZ \sin \theta + \cos \theta & jZ \sin \theta \\ j(\omega C \cos \theta + Y \sin \theta) & -\omega CZ \sin \theta + \cos \theta \end{pmatrix} \quad (3.31)$$

Les équations (1) et (2) sont valables uniquement à la fréquence centrale.

## Chapitre 4

### Simulation du DPA

#### 4.1 Introduction

L'objectif de la simulation est d'analyser les dispositifs que nous avons conçus qui sont le diviseur de Wilkinson, le branch-line, le circuit de sortie et l'amplificateur Doherty. Ceci afin d'évaluer leurs performances et de vérifier les améliorations apportées par la technique Doherty par rapport aux amplificateurs de puissance micro-ondes conventionnels.

Les performances que nous devons évaluer sont :

- les paramètres  $S_{ij}$  des diviseurs de puissance et le circuit de sortie ;
- les caractéristiques statiques  $I/V$  ;
- le gain à  $1\text{ dB}$  de compression ;
- le produit d'intermodulation d'ordre trois et le point d'interception.

Le DPA est constitué d'éléments passifs linéaires (ligne, branch-line, diviseur de Wilkinson, condensateurs et inductances) et d'éléments actifs non linéaires (transistors). La simulation doit donc se faire à l'aide d'un simulateur linéaire pour les éléments passifs et d'un simulateur non linéaire pour les éléments actifs. Le choix du modèle non linéaire du transistor est une exigence pour le simulateur. Pour cela, nous avons retenu le modèle de Statz [24].

#### 4.2 Synthèse et simulation des diviseur/combineur

L'objectif de la simulation est d'analyser le branch-line et le diviseur de Wilkinson en évaluant les paramètres  $S_{ij}$  en fonction de la fréquence. Le logiciel exige pour ce type de circuit, s'il est réalisé en technologie microruban, la connaissance des caractéristiques électriques et physiques du substrat et des lignes à utiliser, ainsi que la fréquence de travail ( $1.8\text{ GHz}$ ).

Le substrat disponible présente les paramètres suivants :

- Permittivité relative du diélectrique  $\varepsilon_r = 2.3$  .
- Epaisseur du diélectrique  $h = 0.63 \text{ mm}$  .

Quant aux caractéristiques des lignes, elles se limitent à:

- leurs impédances caractéristiques.
- leurs longueurs électriques à la fréquence de travail de  $1.8 \text{ GHz}$  .

Les longueurs électriques des lignes d'amenée aux différents accès peuvent être arbitraires ou tenir compte de certaines contraintes pratiques.

Pour l'obtention des dimensions physiques, en l'occurrence les largeurs  $W$  et les longueurs  $L$  des lignes, nous avons utilisé un programme de synthèse dont le fonctionnement exige la connaissance des caractéristiques précédentes.

### 5.2.1 Synthèse et analyse du Branch-Line

L'exécution du programme de synthèse nous a présenté le résultat suivant:

- pour la ligne d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  et de longueur électrique  $90^\circ$ :

$$L = 29.728 \text{ mm}$$

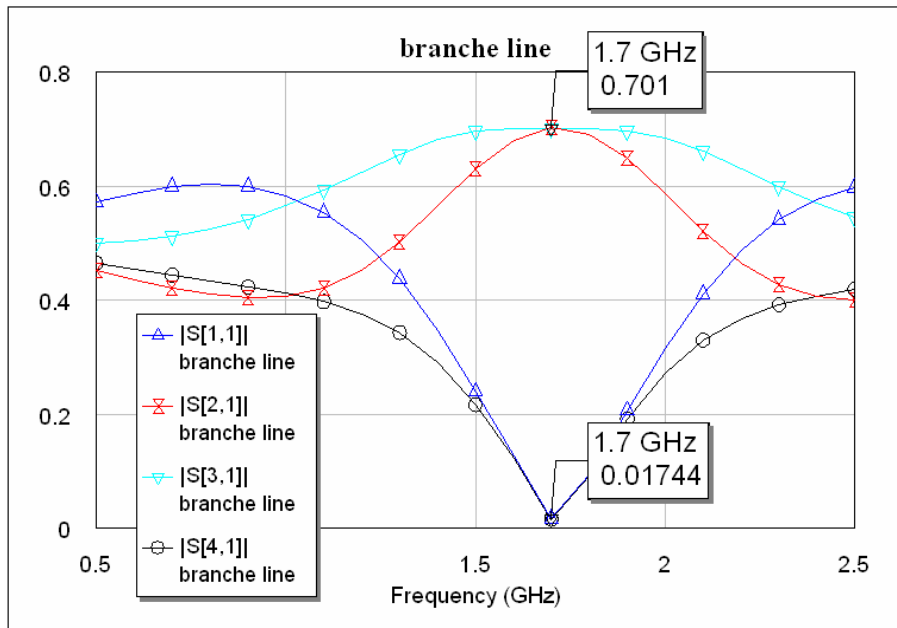
$$W = 1.898 \text{ mm}$$

- pour la ligne d'impédance caractéristique  $35.35 \Omega$  et de longueur électrique  $90^\circ$ :

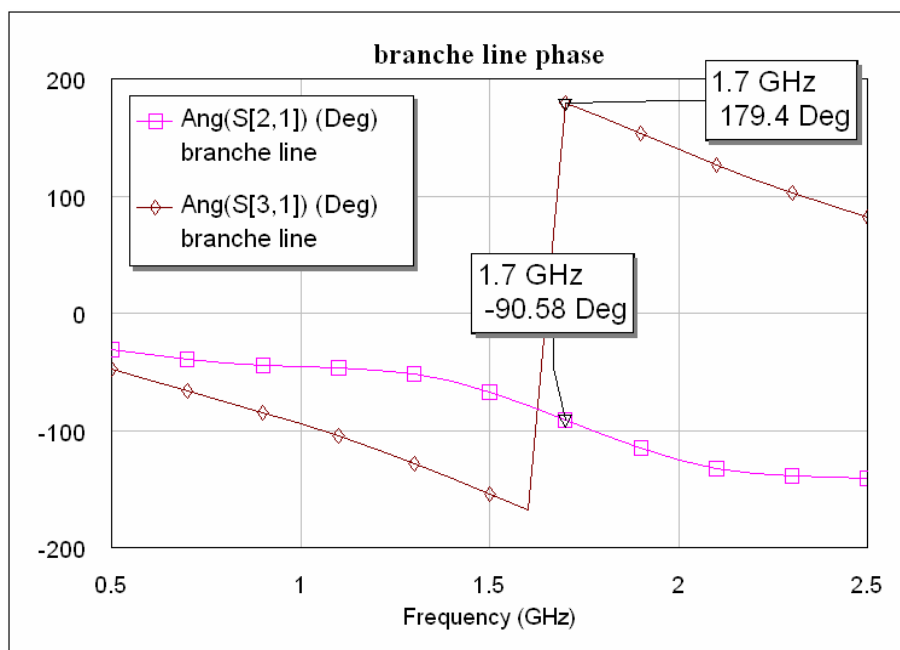
$$L = 29.258 \text{ mm}$$

$$W = 3.0992 \text{ mm}$$

La structure du branch-line admet deux plans de symétrie verticale et horizontale. Cet état de fait implique seulement la détermination de  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  et  $S_{41}$  pour décrire entièrement le dispositif. A l'aide du logiciel d'analyse, nous pouvons facilement tracer les graphes des amplitudes et des arguments des paramètres  $S_{ij}$  en fonction de la fréquence (figure 4.1 et figure 4.2).



**Fig. 4.1:** Modules des  $S_{ij}$  du Branch-line en fonction de la fréquence



**Fig. 4.2:** Arguments de  $S_{21}$  et  $S_{31}$  du Branch-line en fonction de la fréquence

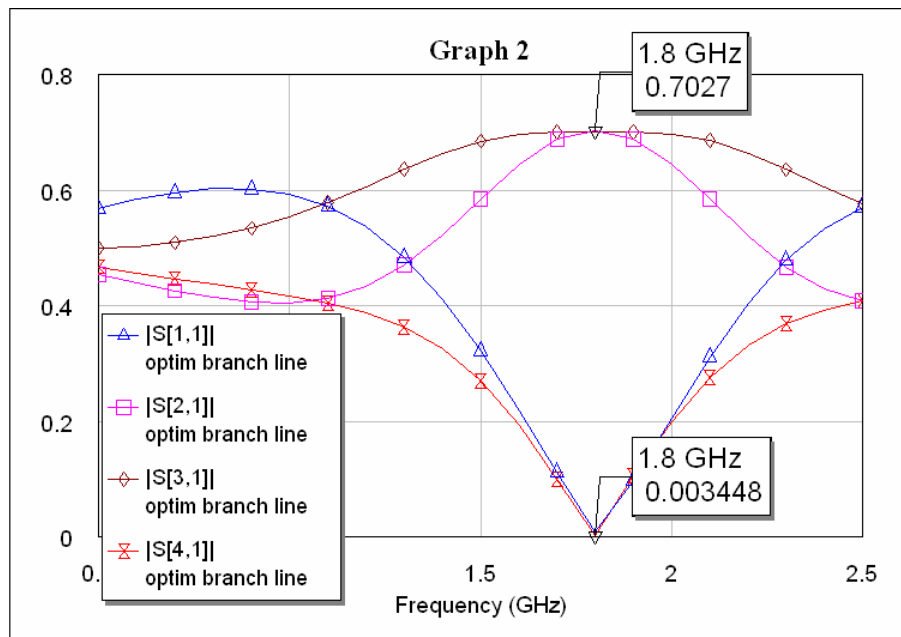
Nous constatons tout d'abord que les résultats escomptés à la fréquence  $1.8 \text{ GHz}$  sont obtenus à la fréquence  $1.7 \text{ GHz}$ . Ce léger décalage peut être principalement dû aux erreurs causées par les expressions de la synthèse qui sont dans la plupart des cas semi-empiriques, ainsi qu'aux discontinuités au niveau des jonctions de deux lignes ayant des caractéristiques différentes.

Nous obtenons bien un déphasage entre les voies directes et les voie couplées de l'ordre de  $90^\circ$ .

Nous pouvons ensuite noter que les paramètres de transmissions  $S_{21}$  et  $S_{31}$  ont le même module à la fréquence  $1.7 \text{ GHz}$  et qui est  $0.701$  au lieu  $0.707$ . On relève aussi que  $S_{31}$  varie moins que  $S_{21}$  lorsque nous nous éloignons de la fréquence centrale. Ceci pourrait s'expliquer par le fait que l'onde émergente à l'accès 3 résulte de la superposition de deux ondes empruntant deux chemins identiques. Alors que l'onde sortant de l'accès 2 s'obtient par l'interférence de deux ondes traversant deux milieux différents.

La valeur de  $|S_{11}|$  à la fréquence de  $1.7 \text{ GHz}$  montre qu'il y a réellement adaptation.

L'ajustage ou l'optimisation consiste à modifier les paramètres physiques des lignes pour recentrer toutes les courbes des  $S_{ij}$  sur la fréquence fixée par le cahier de charge, qui est  $1.8 \text{ GHz}$ . Par une optimisation manuelle, nous avons recentré les courbes à la fréquence  $1.8 \text{ GHz}$  (figure 4.3) en diminuant les longueurs des lignes du branch-line.



**Fig. 4.3:** Modules des  $S_{ij}$  optimisés du branch-line en fonction de la fréquence

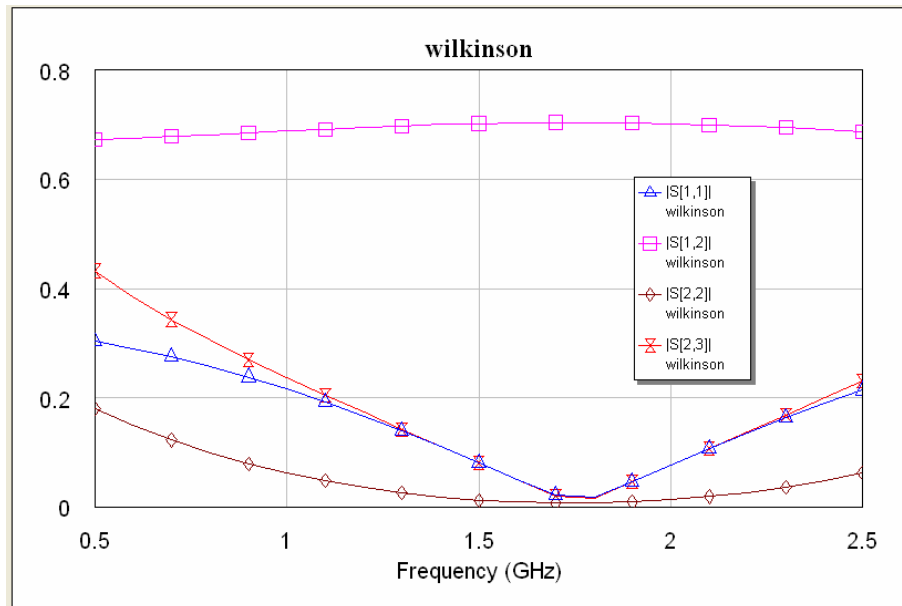
#### 4.2.2 Synthèse et analyse du diviseur de Wilkinson

A l'aide du programme de synthèse, nous obtenons les caractéristiques physiques suivantes:

- pour la ligne d'impédance caractéristique  $71.71 \Omega$  et de longueur électrique  $90^\circ$

$$L = 30.264 \text{ mm} \quad W = 1.055 \text{ mm}$$

Du fait que le diviseur admette un plan de symétrie, le calcul des paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{22}$  et  $S_{23}$  suffit donc pour la description du dispositif (figure 4.4).



**Fig. 4.4:** Paramètres S du diviseur de Wilkinson hybride  $3dB$  en fonction de la fréquence

On observe déjà que les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  tendent vers 0 à la fréquence centrale. On en déduit que les accès 1 et 2 sont bien adaptés (l'accès 3 est aussi adapté par symétrie).

L'écart entre la valeur théorique de  $S_{12}$  (0.707) (resp.  $S_{21}$ ) et sa valeur obtenue par simulation (0.7043) est très faible. Les causes peuvent être l'imprécision de la synthèse et les pertes du substrat.

Le paramètre  $S_{23}$  tend vers 0 à la fréquence centrale ce qui est traduit par une isolation entre l'accès 2 et l'accès 3.

Les résultats obtenus précédemment montrent que le diviseur de Wilkinson possède des caractéristiques moins sensibles à la variation de la fréquence que celle du Branch-line. C'est ce qui nous a motivé à choisir le diviseur de Wilkinson.

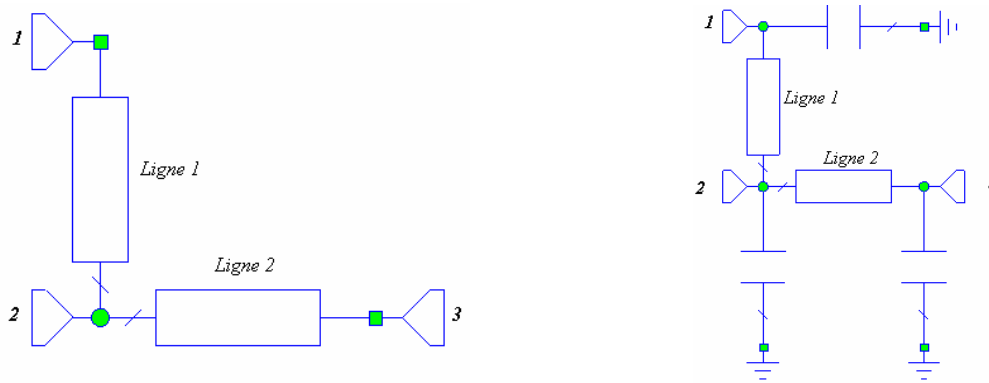
### 4.3 Synthèse et simulation du circuit de Sortie

L'objectif de la simulation est de comparer les performances entre le circuit conventionnel (CC) et le nouveau circuit de sortie (NCS) [23] (figure 4.5) en évaluant leurs paramètres  $S_{ij}$ .

En choisissant  $\theta = 30^\circ$  pour le nouveau circuit, nous obtenons alors à partir des relations 3.28 et 3.29 :

$$\text{Pour } Z_0 = 18.6 \Omega : \quad Z = 37.2 \Omega \quad \text{et} \quad C = 4.12 \text{ pF}$$

$$\text{Pour } Z_0 = 21.56 \Omega : \quad Z = 43.12 \Omega \quad \text{et} \quad C = 3.55 \text{ pF}$$



**Fig. 4.5:** Les structures de circuit conventionnel et le nouveau circuit

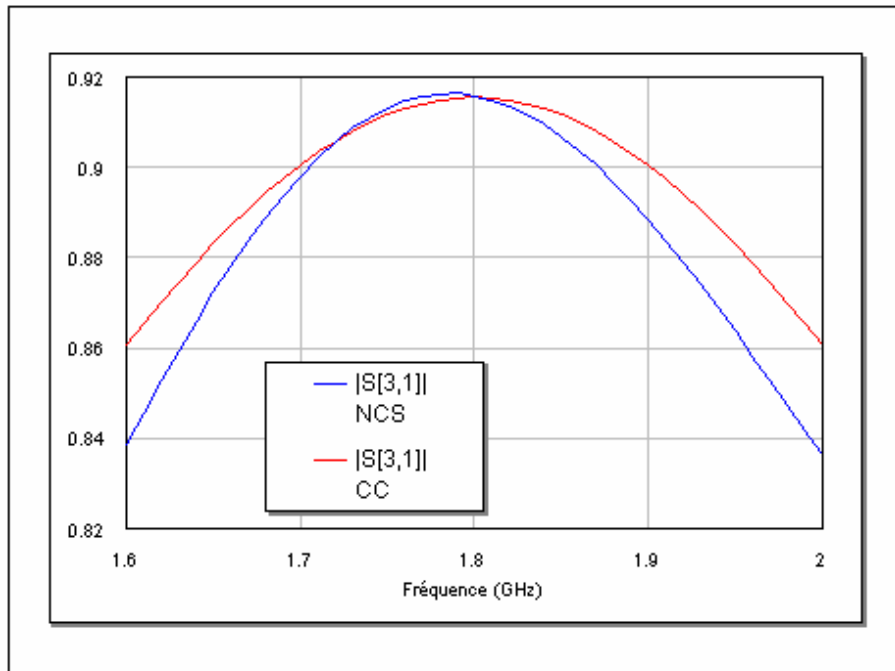
Nous avons utilisé le logiciel de synthèse pour déterminer la longueur  $L$  et la largeur  $W$  des différentes lignes (tableau 4.1)

	$\theta(\text{deg})$	$Z_0(\Omega)$	$L(\text{mm})$	$W(\text{mm})$
Ligne 1	30	37.2	9.7746	2.893
Ligne 2	30	43.12	9.8404	2.3561
Ligne 1	90	18.6	28.54	6.9124
Ligne 2	90	21.56	28.686	5.797

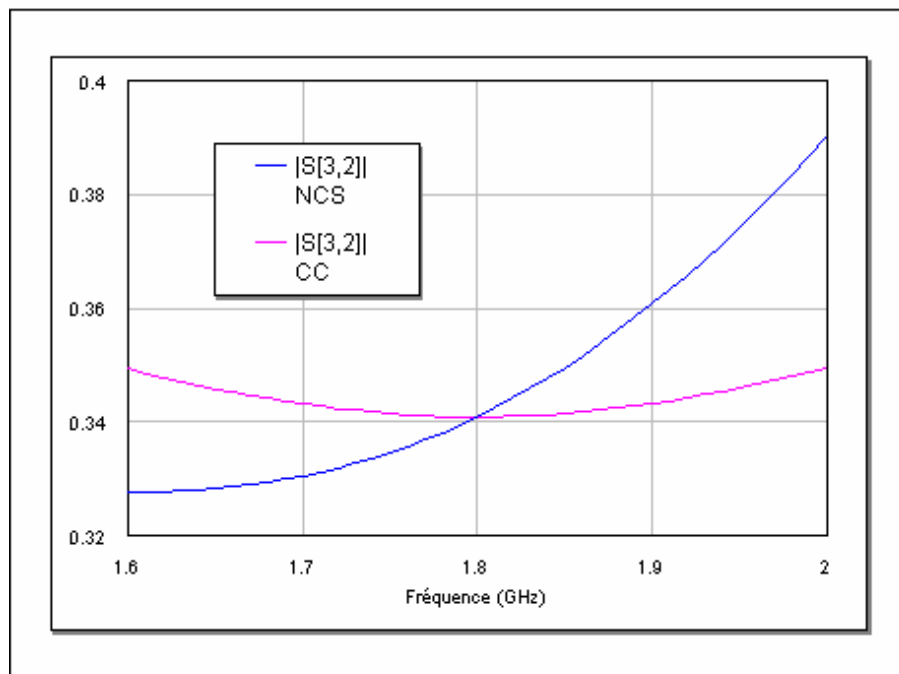
**Tableau. 4.1 :** Dimensionnement des circuits de sortie CC et NCS.

Pour montrer que les circuits CC et NCS sont équivalents à la fréquence  $1.8 \text{ GHz}$ , nous avons calculé leurs coefficients de réflexion de transmission  $S_{31}$  et  $S_{32}$  en fonction de la

fréquence (figures 4.6 et 4.7). Nous observons qu'ils sont effectivement égaux à la fréquence centrale, et différents par contre, lorsque la fréquence s'éloigne de  $1.8\text{ GHz}$ .



**Fig. 4.6:** Variation de  $S_{31}$  des deux Structures en fonction de la fréquence

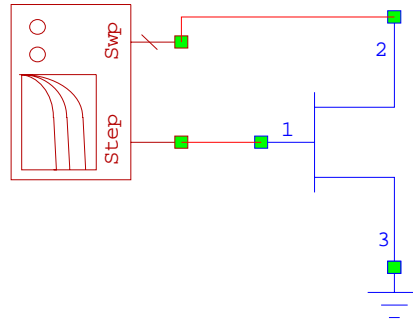


**Fig. 4.7:** Variation de  $S_{32}$  des deux structures en fonction de la fréquence

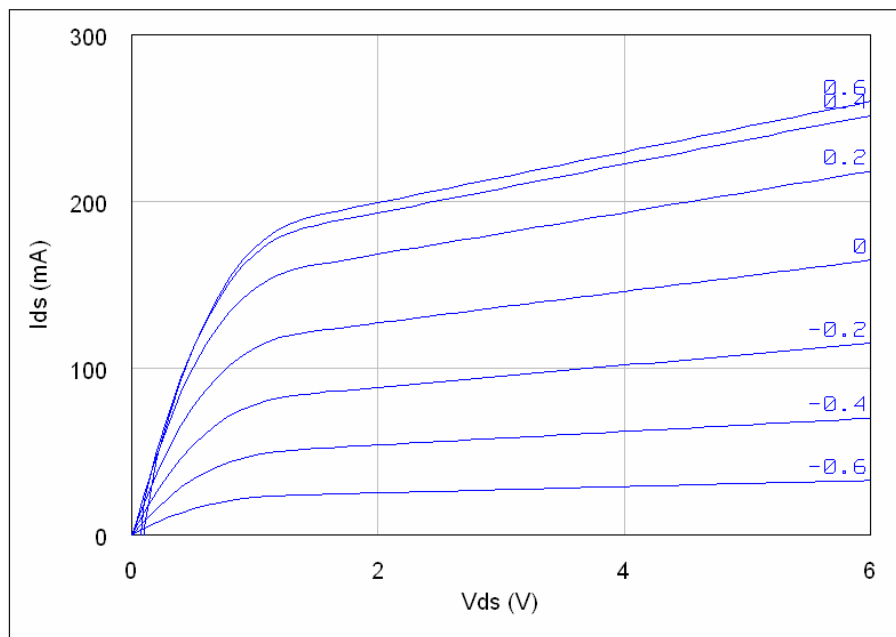


## 4.4 Simulation des caractéristiques statiques du transistor

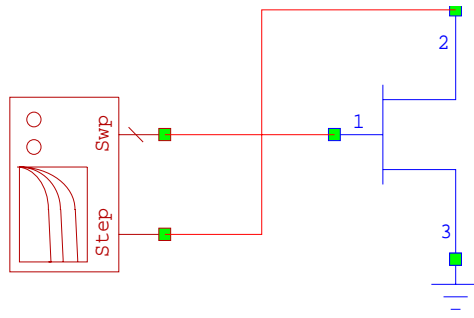
A l'aide des paramètres du modèle de Statz fournis par le constructeur (Annexe A), et après avoir réalisé le montage des figures 4.8 et 4.10 nous obtenons les caractéristiques statiques  $I_{ds} = f(V_{ds})$  (figure 4.9) et  $I_{ds} = f(V_{gs})$  (figure 4.11).



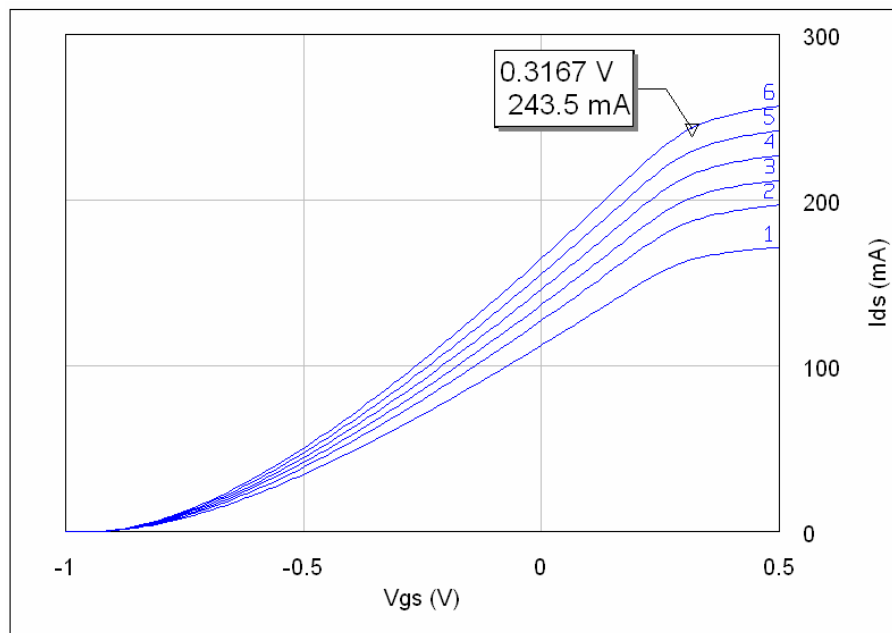
**Fig. 4.8 :** Montage pour la mesure de  $I_{ds} = f(V_{ds})$



**Fig. 4.9:** Caractéristique  $I_{ds} = f(V_{ds})$  pour  $-0.6 < V_{gs} \text{ (V)} < 0.6$



**Fig. 4.10:** Montage pour la mesure de  $I_{ds} = f(V_{gs})$



**Fig. 4.11:** Caractéristique  $I_{ds} = f(V_{gs})$  pour  $1 < V_{ds} (V) < 6$

En comparant les caractéristiques  $I_{ds} = f(V_{ds})$  obtenues par simulation, à celles données par le constructeur [24] (figure 4.12), nous pouvons dire qu'il y a accord seulement pour  $V_{gs}$  faible.

La tension de pincement donnée par le constructeur est  $V_{p} = -0.5 V$  (pour  $V_{ds} = 1.5 V$  et  $I_{ds} = 10\%$  de  $I_{dss}$ ), alors que celle déduite de la caractéristique statique de transfert est  $V_{p} = -0.9 V$ .

L'existence de différence entre les deux caractéristiques statiques (fournies par le constructeur et simulées) est due au fait que les paramètres de Statz donnés dans la fiche technique ne sont pas complets.

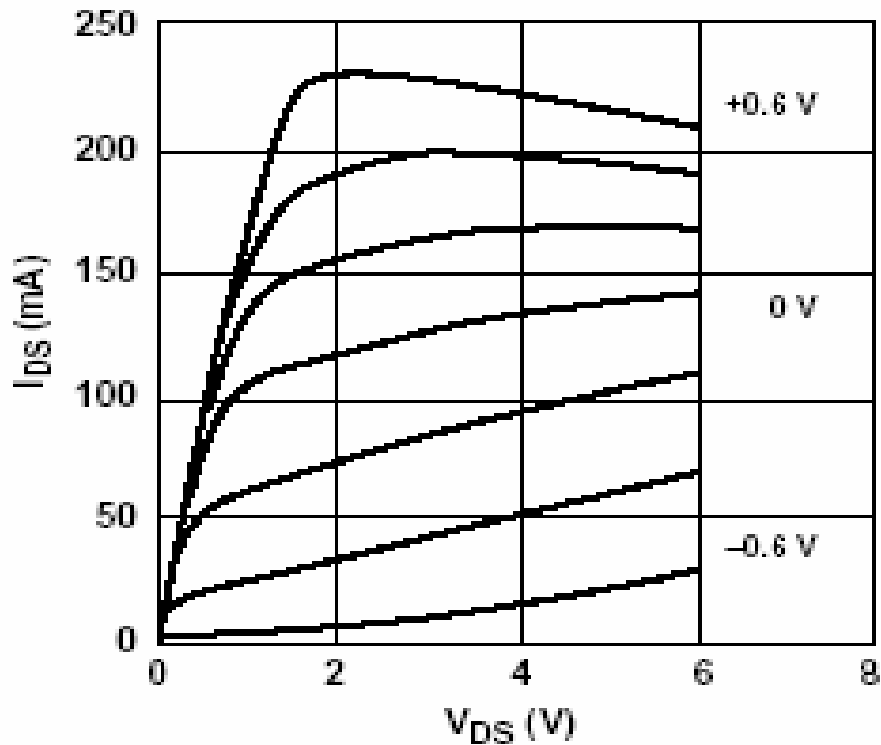


Fig. 4.12: Caractéristique  $I_{ds} = f(V_{ds})$  mesurée par le constructeur

## 5.5 Simulation de l'amplificateur Doherty

Le circuit complet de l'amplificateur Doherty nécessaire à la simulation est représenté sur la figure 4.13. Nous remarquons la présence des alimentations en courant continu, qui est nécessaire pour indiquer la classe de fonctionnement de l'amplificateur d'une part et rendre d'autre part la technique d'analyse non linéaire opérationnelle. Pour comparer les performances du Doherty à celles des amplificateurs conventionnels, nous avons conçu à cet effet deux autres amplificateurs fonctionnant en classes B et C (figures 4.14 et 4.15).

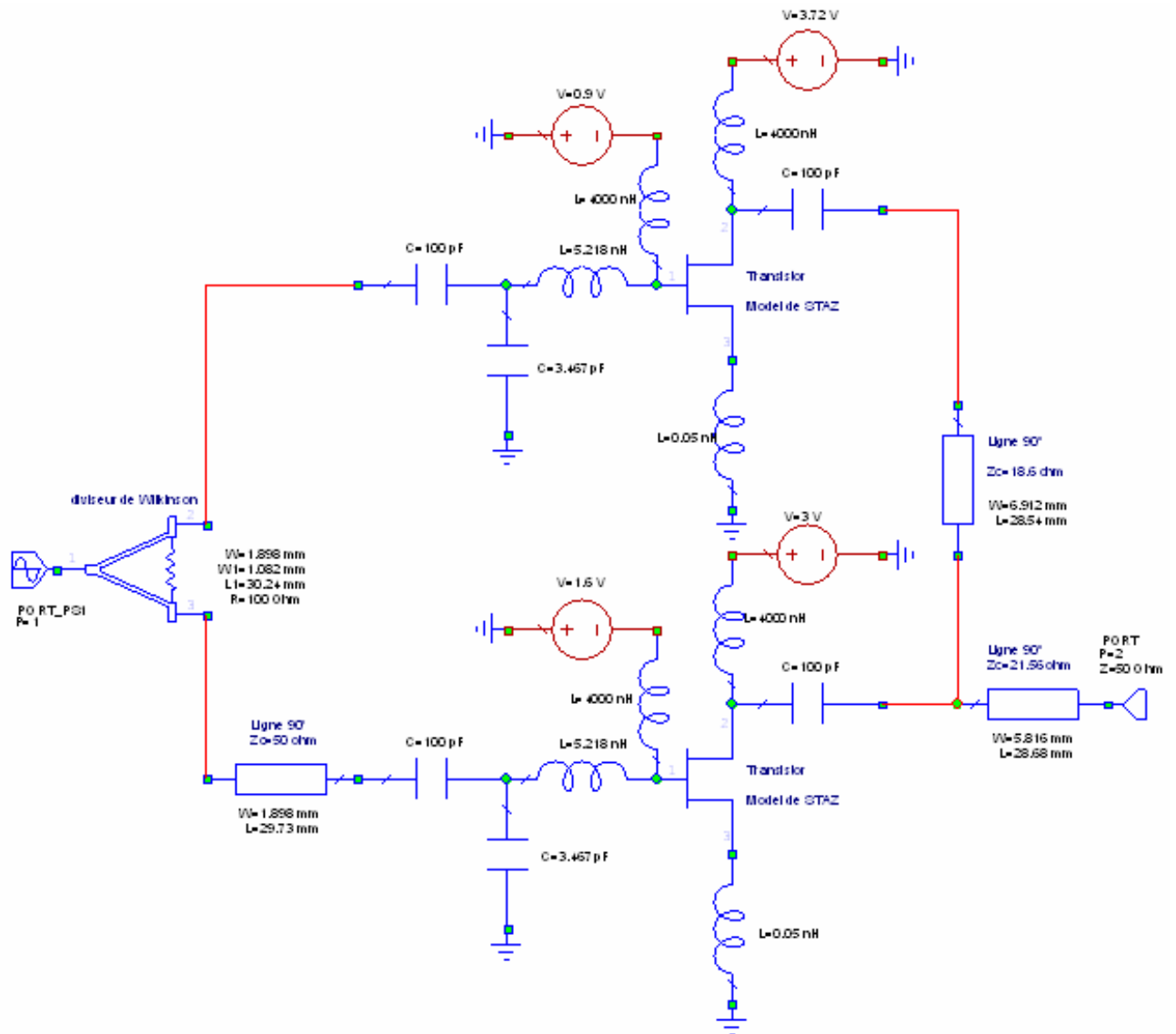
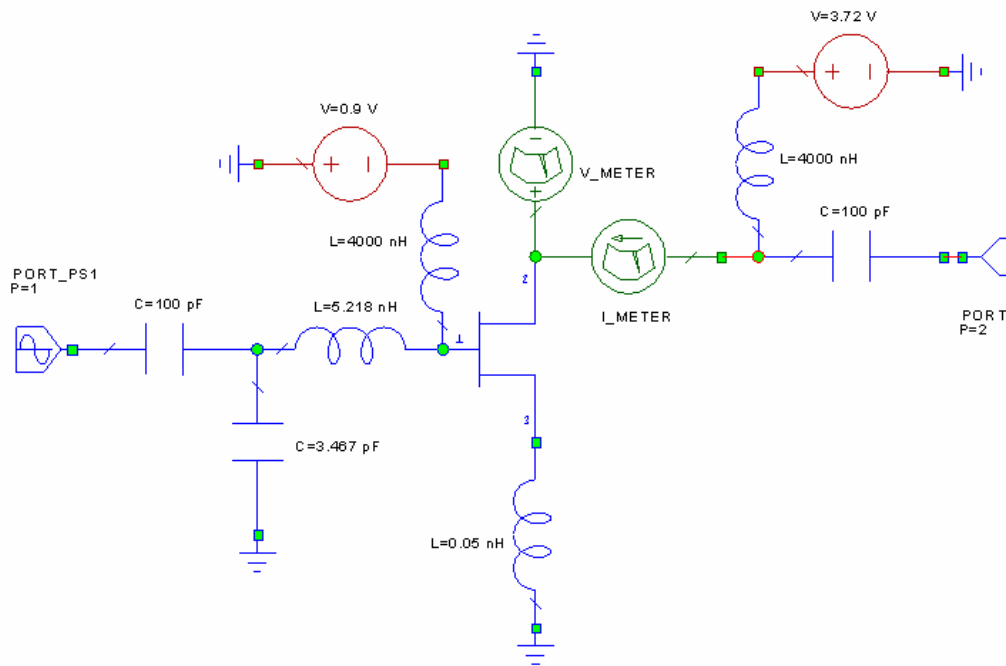
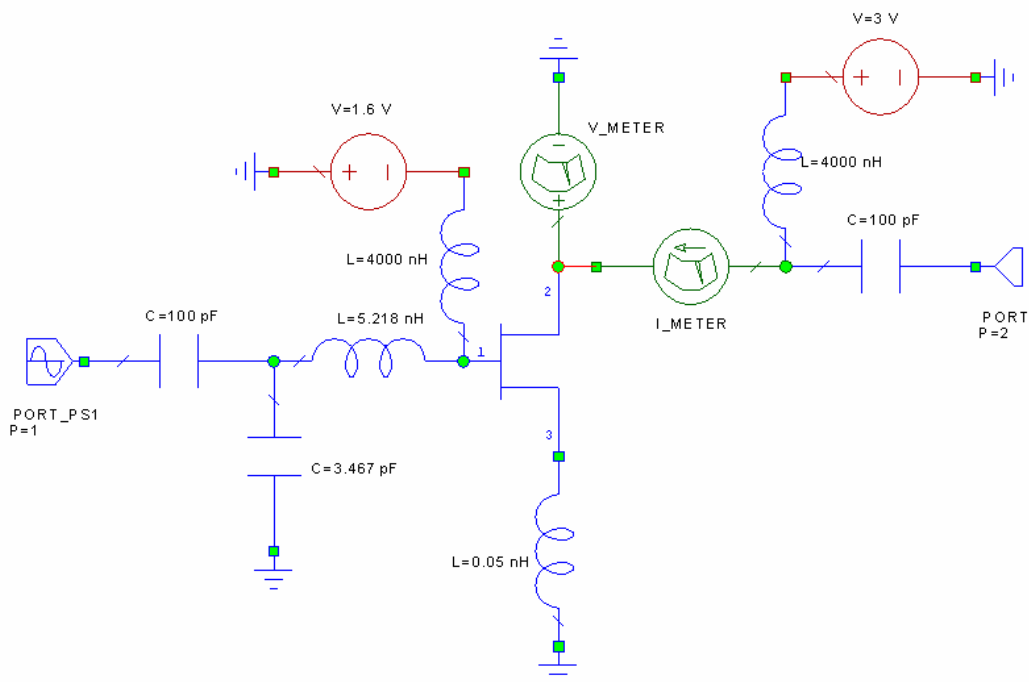


Fig. 4.13: Schéma de simulation de l'amplificateur Doherty

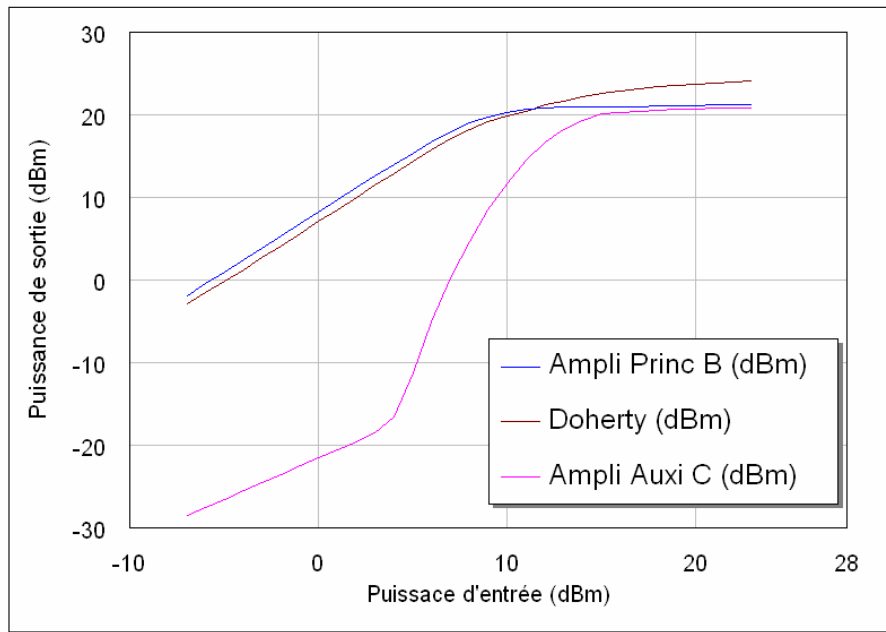


**Fig. 4.14:** Schéma de simulation de l'amplificateur classe B



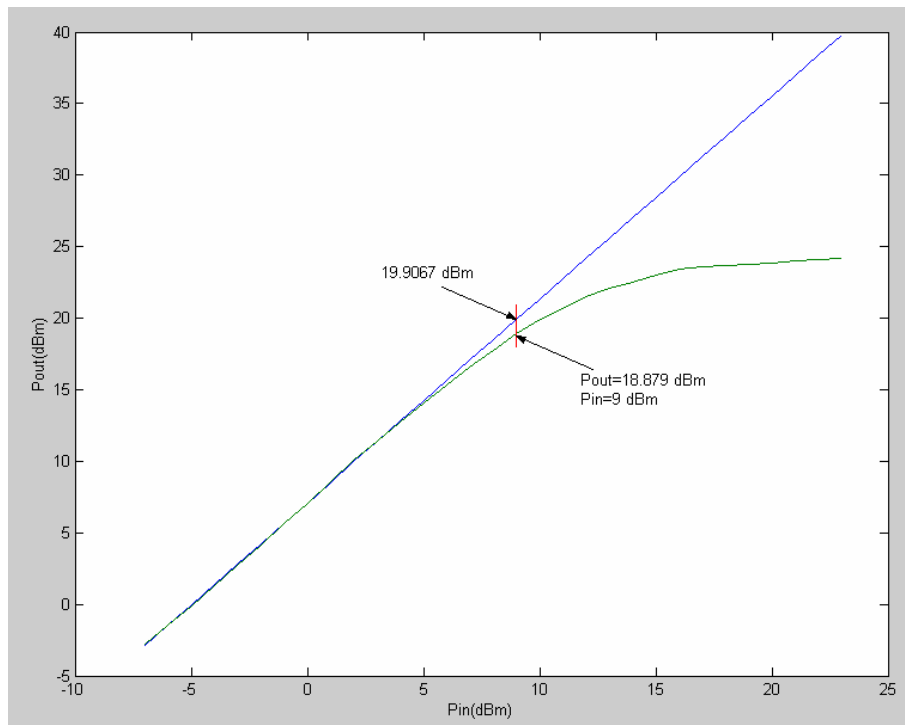
**Fig. 4.15:** Schéma de simulation de l'amplificateur classe C

Après ajustage de la tension de polarisation de l'amplificateur auxiliaire afin d'améliorer la linéarité du DPA, nous avons obtenu les réponses en puissance (figure 4.16) des trois amplificateurs précédents. Nous constatons une légère amélioration de la linéarité du DPA par rapport à celles des amplificateurs conventionnels.



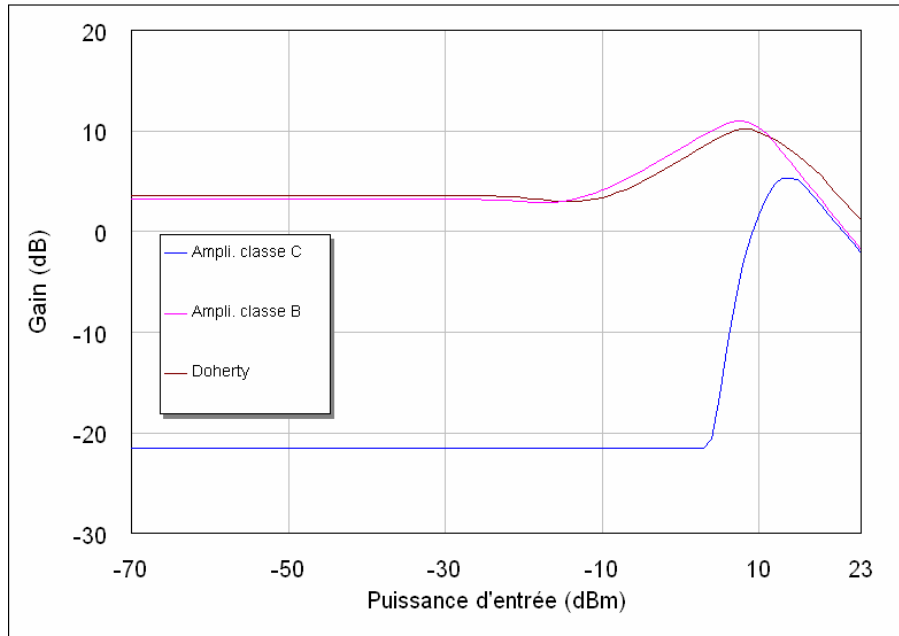
**Fig. 4.16:** Evolution de la puissance de sortie des amplificateurs

La figure 4.17 illustre la puissance de sortie à  $1\text{ dB}$  de compression du DPA qui est de  $18.879\text{ dBm}$  correspondant à une puissance d'entrée de  $9\text{ dBm}$ . La puissance de sortie à  $1\text{ dB}$  de compression obtenue est proche de celle donnée par le constructeur ( $20\text{ dBm}$ ).



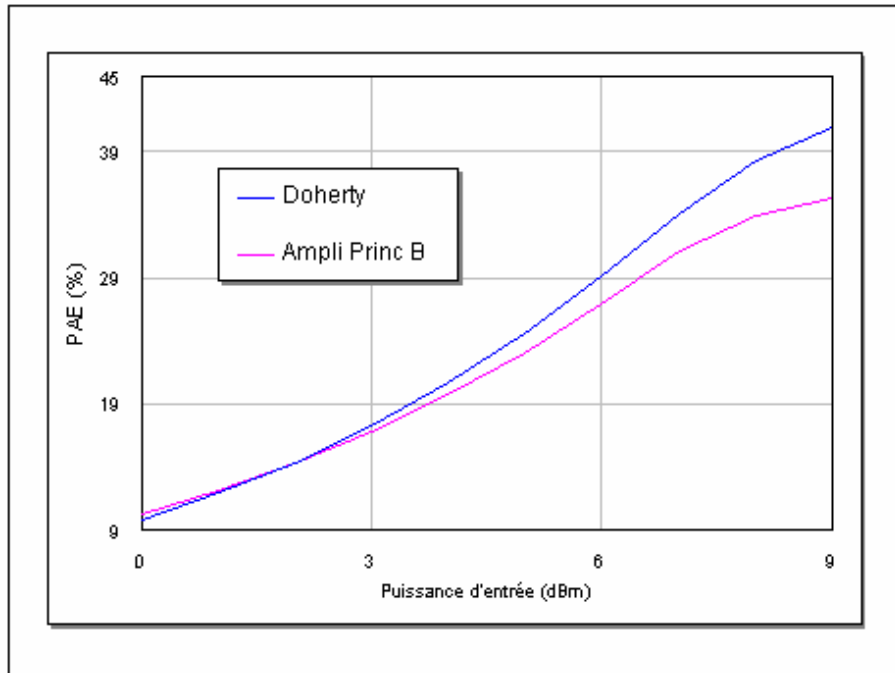
**Fig. 4.17:** Puissance de sortie à  $1\text{ dB}$  de compression

La figure 4.18 représente les courbes des gains du DPA et des amplificateurs conventionnels. Les gains sont presque constants pour des puissances d'entrée très faibles ce qui dénote que le dispositif est linéaire à ces puissances, et ils diminuent à des puissances élevées. Cette diminution s'explique par la saturation des transistors.



**Fig. 4.18:** Le gain en fonction de la puissance d'entrée

La figure 4.19. montre que le rendement en puissance ajoutée (PAE) d'un DPA en fonction de la puissance d'entrée est meilleur que celui de l'amplificateur conventionnel en classe B plus particulièrement lorsque la puissance d'entrée devient importante. Ce résultat confirme la propriété du DPA qui se caractérise par un meilleur PAE.



**Fig. 4.19:** Rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée

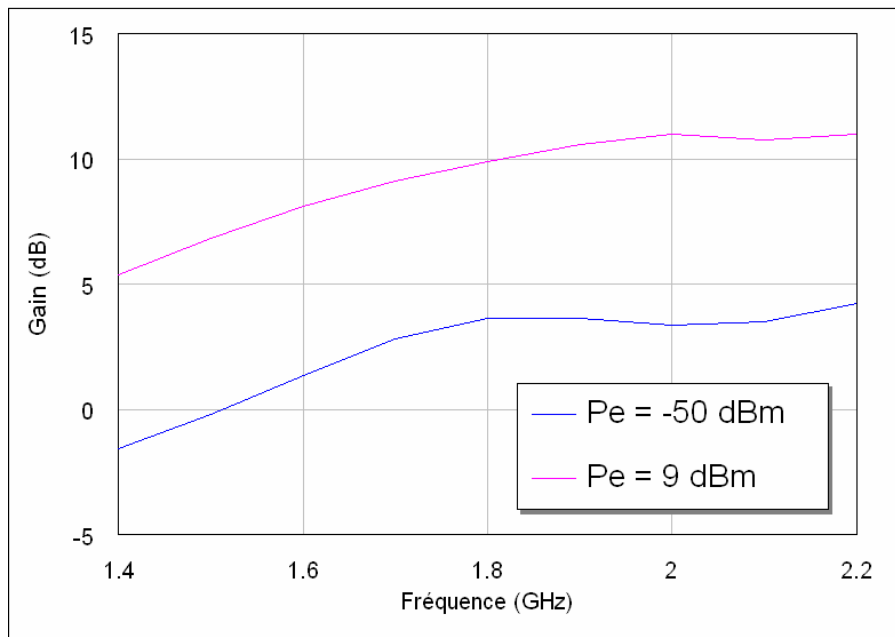
Pour l'étude du produit d'intermodulation IM3 d'ordre trois, nous devons d'abord fixer deux fréquences différentes, situées de part et d'autre de la fréquence centrale. Nous avons choisi des écarts appropriés tels que  $2f_1 - f_2$  et  $2f_2 - f_1$  soient à l'intérieur de la bande passante  $\Delta f$  [2] :

$$(2f_2 - f_1) - (2f_1 - f_2) < \Delta f \Rightarrow f_2 - f_1 < \Delta f / 3$$

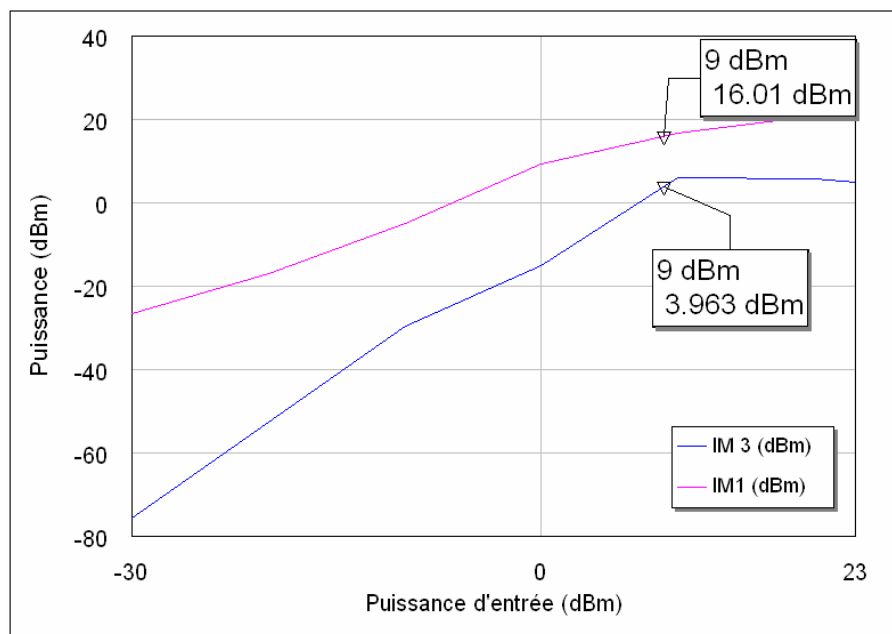
Il est donc impératif de déterminer  $\Delta f$  pour fixer la valeur de l'écart  $f_2 - f_1$ . Pour cela, nous devons d'abord calculer le gain en puissance en fonction de la fréquence et en déduire ensuite  $\Delta f$ , définie à  $-3dB$ . Comme la charge du DPA varie avec le niveau de la puissance d'entrée, il est normal que nous trouvions des réponses différentes pour des puissances d'entrées inégales, comme le confirme la figure 4.20. La bande passante (gain correspondant à  $Pe=9 dBm$ ) est grande.

Nous prendrons :  $f_2 - f_1 = 0.1 GHz$



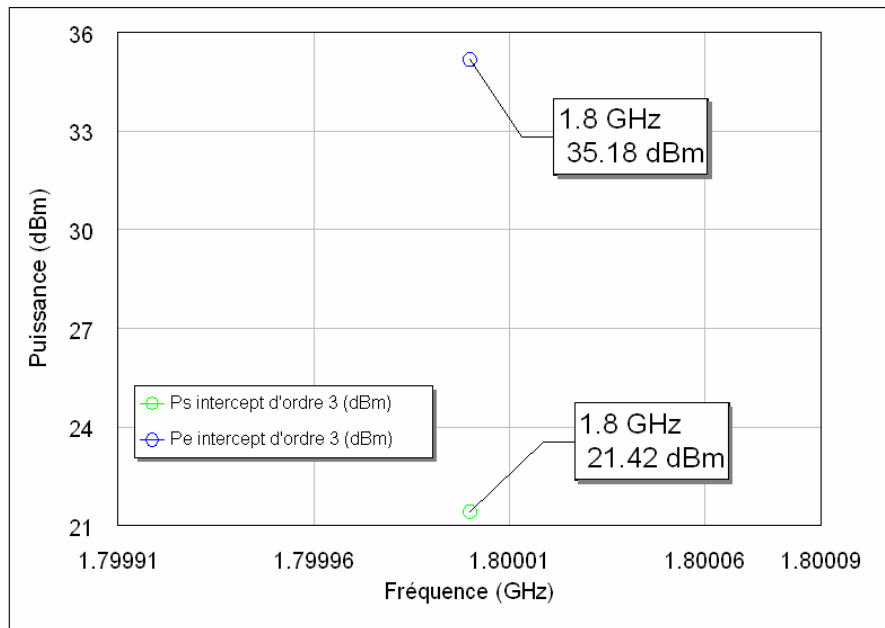


**Fig. 4.20:** Le gain en fonction de la fréquence avec  $P_e = -50$  dBm et  $P_e = 9$  dBm



**Fig. 4.21:** Comparaison des niveaux du signal fondamental et du produit d'intermodulation d'ordre 3

Pour évaluer, dans ce cas, l'influence de ce type de distorsion sur le signal, nous avons relevé le point d'interception  $P_I'$  (figure 4.22) qui se produit de l'intersection des courbes du signal fondamental et du signal d'intermodulation d'ordre 3. Les coordonnées de ce point sont dans l'ordre suivant : puissance d'entrée, puissance de sortie.

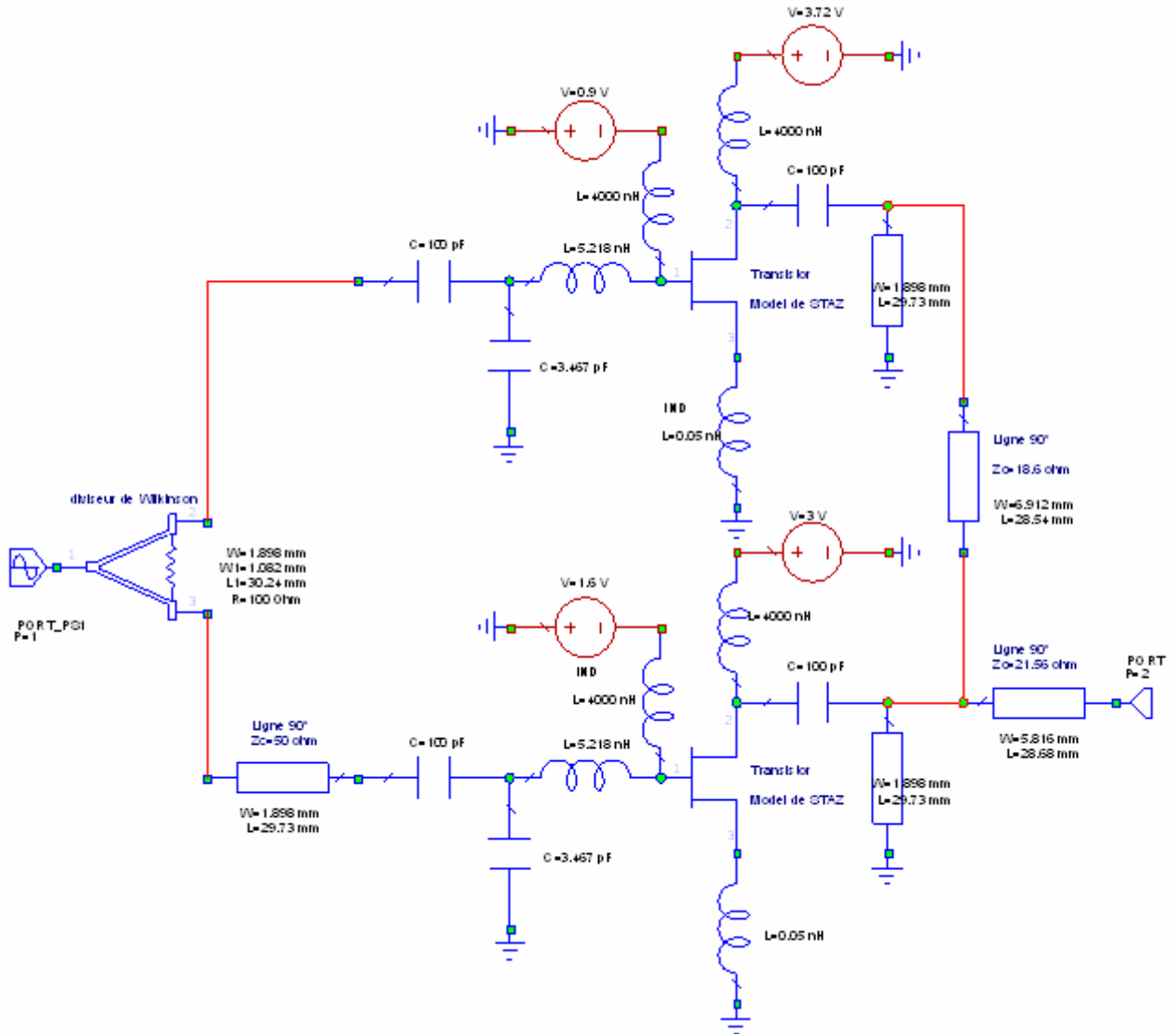


**Fig. 4.22:** Point d'interception

Le point d'interception du DPA ( $P'_{I_{DPA}} (35.18 dBm, 21.42 dBm)$ ) se situe plus loin que le point à  $1 dB$  de compression ( $P_{1dB} (9 dBm, 18.87 dBm)$ ), donc le niveau du produit d'intermodulation d'ordre 3 n'affecte pas celui du fondamental pour des puissances d'entrée inférieures ou égales à  $9 dBm$ , ce qui indique un faible degré de distorsion.

Dans le montage précédent, l'utilisation d'un filtre passe bande sélectif en sortie, pour restituer le signal d'entrée, ne fut pas envisagée. Dans le montage suivant (figure 4.23), l'insertion du filtre est prise en considération. Ce filtre est une ligne quart d'onde court-circuitée et d'impédance caractéristique égale à  $50 \Omega$ . Le choix des caractéristiques de cette ligne permet d'avoir un dispositif relativement moins encombrant au détriment de la sélectivité. Nous allons étudier l'impact de cette ligne sur les performances du DPA. La synthèse de cette ligne nous donne:

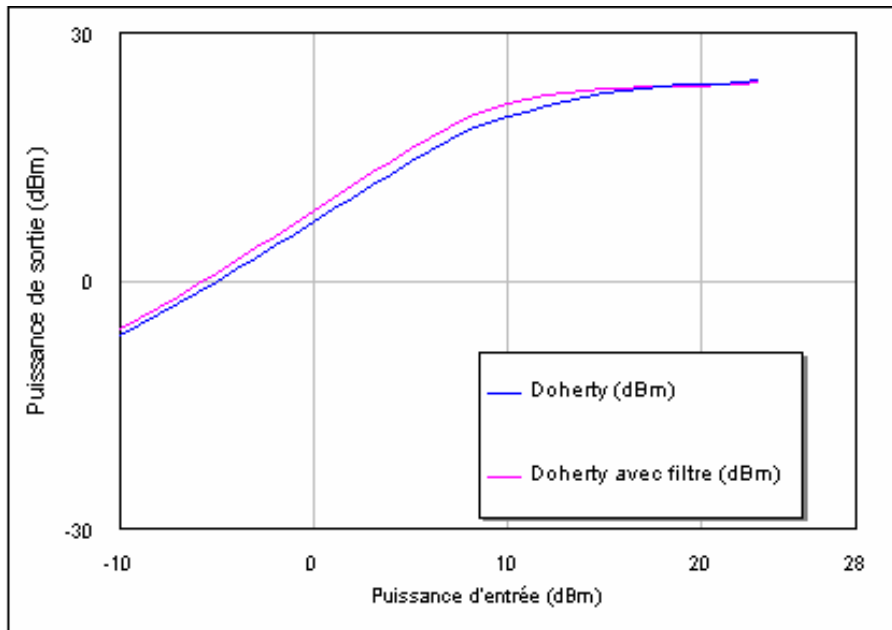
$L=29.73 mm$  (longueur de la ligne) et  $W=1.696 mm$  (largeur du ruban).



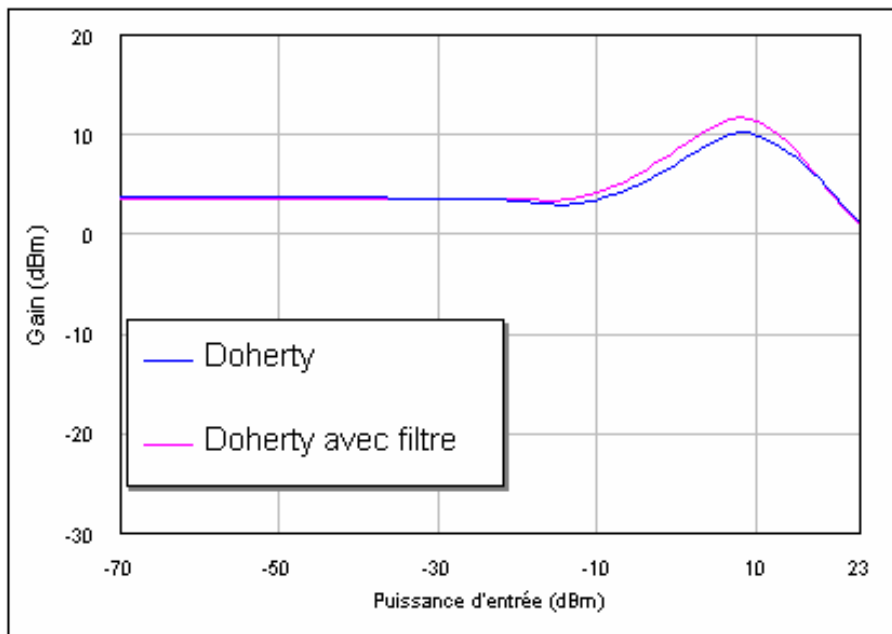
**Fig. 4.23:** Schéma de simulation de l'amplificateur Doherty avec filtre passe bande

L'analyse de ce dispositif a donné les résultats suivants:

- Graphe de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (figure 2.24): l'amplificateur Doherty avec filtre (DPAF) est légèrement meilleur que celui sans filtre (DPA);
- Graphe du gain en fonction de la puissance d'entrée (figure 2.25): DPAF est légèrement meilleur que DPA;
- Graphe du rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée (figure 2.26) montre que DPAF est meilleur que DPA;
- Graphe du point d'interception à  $1.8 \text{ GHz}$  (figure 2.27) : DPAF est nettement meilleur que DPA car le filtre améliore la linéarité;



**Fig. 4.24:** Evolution de la puissance de sortie de DPA et de DPAF



**Fig. 4.25:** Le gain de DPA et de DPAF en fonction de la puissance d'entrée

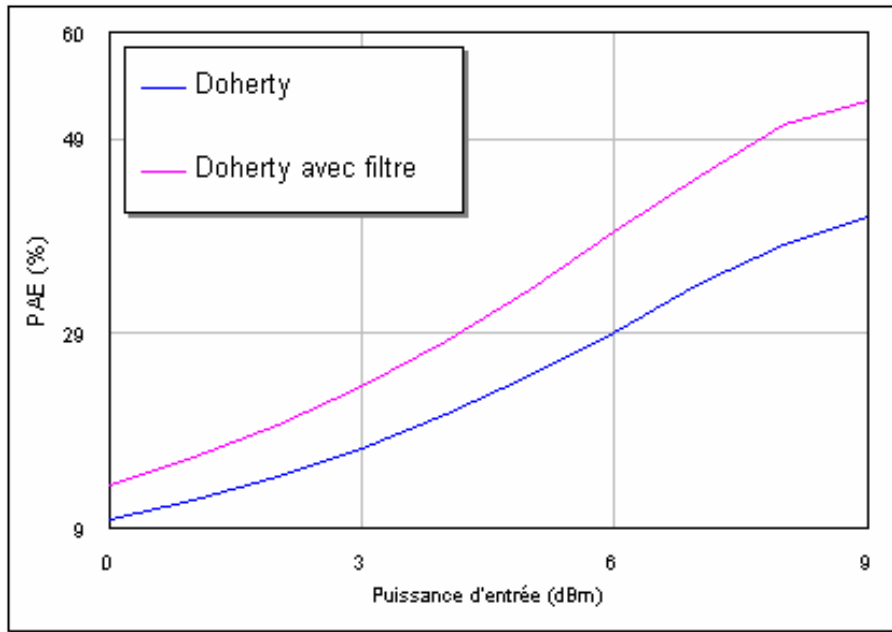


Fig. 4.26: PAE en fonction de la puissance d'entrée de DPA et DPAF

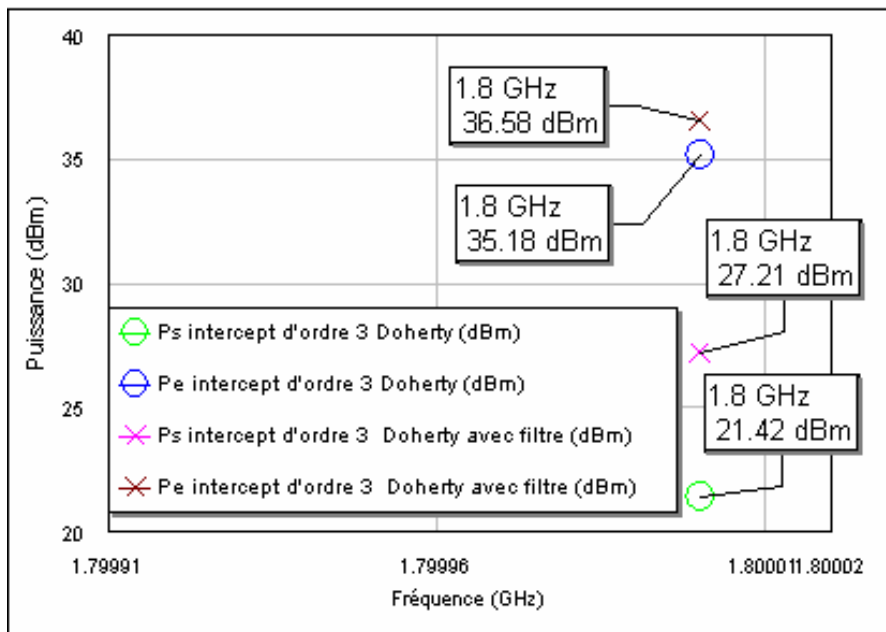


Fig. 4.27: Point d'interception pour le DPA et DPAF

En conclusion, le DPAF apporte effectivement des améliorations.

## Conclusion

Dans ce mémoire, nous avons présenté le principe de fonctionnement de la technique Doherty. Ainsi que l'étude de l'évolution du rendement des amplificateurs Doherty à deux et trois étages.

En analysant les paramètres caractéristiques des diviseurs de puissance, nous sommes arrivés à conclure que le diviseur de Wilkinson contrairement au branch-line, est le mieux indiqué pour des applications nécessitant des bandes de fréquences larges.

L'étude concernant une ligne de longueur arbitraire et associée à deux condensateurs shunt a montré que ce dispositif permet de réduire l'encombrement de l'amplificateur Doherty, dû principalement aux lignes quart d'onde. Cependant, le remplacement de ces lignes quart d'onde par le dispositif n'est valable qu'à la fréquence de travail.

La comparaison des résultats obtenus d'une part par un amplificateur conventionnel fonctionnant en classe B et ceux d'un amplificateur Doherty d'autre part nous a permis de mettre en évidence les améliorations apportées par ce dernier et concernant notamment le rendement.

En concevant deux amplificateurs Doherty, l'un sans filtre passe bande et l'autre avec filtre passe bande, nous avons montré l'importance de ce filtre dans l'amélioration des performances de l'amplificateur, et plus particulièrement celle ayant trait à la linéarité.

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

Les perspectives, qui à notre avis peuvent être retenus se rapportent à l'amélioration des circuits passifs du point de vu encombrement.

## Bibliographie

- [1] 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.
- [2] H.AKSAS, F.HOUHOU, “ *Conception et simulation d’amplificateurs micro-ondes de puissance en classe A*”, Projet de fin d’études ENP d’Alger, 2005.
- [3] T.Floyd, “ *Electronique, composants et systèmes d’application*”, REYNALD GOULET.
- [4] Malvino, “ *Principe d’électronique*”, Dunod, 2002.
- [5] M. Mayer, H. Arthaber, “ *RF Power Amplifier Design*”, présentation, June 2001.
- [6] V.Viswanathan, “ *Efficiency enhancement of base station power amplifiers using Doherty technique* ”, Thesis of master, Virginia Polytechnic Institute and State University, february 2004.
- [7] S.Hebib, I.Yahi, “ *Conception et simulation d’un amplificateur micro-ondes à faible Bruit*”, Projet de fin d’études ENP d’Alger, 2004.
- [8] P.BAREAU, “ *Amplificateurs*”, Technique d’ingénieurs, traité électronique, E310.
- [9] G.GONZALEZ, “ *Microwave transistor amplifiers, analysis and design*”, Prentice-Hall, 1984.
- [10] N.DUBUC, “ *Modélisation électrothermique de transistors MESFET SiC et optimisation d’une architecture Doherty pour l’amplificateur de puissance à haut rendement* ”, thèse de doctorat, Université de Limoges, 2003.
- [11] Tri.T.Ha, “ *Solid-state microwave amplifier design*”, Wiley, New York, 1981.

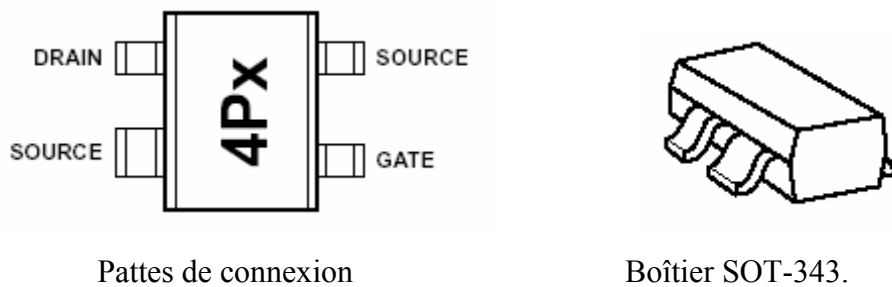
- [12] S.Nicolas, “*Adaptation dynamique de la compression d’un amplificateur RF pour des signaux modulés en amplitude et en phase*”, Thèse de doctorat 2004, EPFL.
- [13] Doherty, “A Doherty amplifier”, Western electric.
- [14] M. Iwamoto, “*An Extended Doherty Amplifier With High Efficiency Over a Wide Power Range*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, Dec. 2001.
- [15] Y. Yang, “*A Fully N-Way Doherty Amplifier With Optimized Linearity*”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Mar. 2003.
- [16] Y. Yang, “*Optimum Design for Linearity and Efficiency of a Microwave Doherty Amplifier Using a New Load Matching Technique*”, Microwave Journal, December 2001.
- [17] C.GENTILI, “*Amplificateurs et oscillateurs micro-ondes*”, Masson, 1984.
- [18] A.PACAUD, “*Electronique radiofréquence*”, Ellipse, 2000.
- [19] A.Tayeb, Chapitre 7 du cours, INRS.
- [20] E. da Silva, “*High Frequency and Microwave Engineering*”, Butterworth–Heinemann, 2001.
- [21] P.F.Combes, “*Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes*”, Dunod, 1985.
- [22] Z.SIDI Ali MBAREK, “*Support de transmission et composantes micro-ondes*”, OPU, 1995.
- [23] H.Tea Jeong, “*A novel power combining network for Doherty amplifiers*”, Microwave Journal, July 2004.
- [24] “*Fiche technique de l’ATF-31143*” de la société Agilent technologies.



## ANNEXE

### LE TRANSISTOR ATF-34143

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



Pattes de connexion

Boîtier SOT-343.

**Fig. A.1:** Transistor ATF-34143

Ses paramètres  $S$  mesurés pour le point de polarisation  $V_{ds} = 4$  v,  $I_{ds} = 60$  mA, dans la bande de fréquence [0.5 - 5] GHz, sont représentés dans le tableau A.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. A.1 : Paramètres de répartition de l'ATF-34143 pour  $V_{ds} = 4$  V,  $I_{ds} = 60$  mA

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

Nom	Description	valeur	Unité
$\alpha$	Paramètre de claquage du drain	4	$V^{-1}$
$\beta$	Transconductance	0.24	
b	Paramètre de contrôle de transition	0.8	
$\lambda$	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	Capacitance 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
$\Delta_1$	Paramètre de capacitance	0.2	
$\Delta_2$	Paramètre de capacitance	0.2	
FNC	Coefficient de bruit	$10^6$	

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