

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOD MAMMERI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

Mémoire de fin d'études
Présenté en vue de l'obtention
du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Option : communication

Thème:

Conception d'un amplificateur micro-onde de
puissance selon la technique Doherty

Dirigé par : M^r EL KECHAI. H

Présenté par : M^r IBEGHOUCHE Rafik

Année universitaire 2008/2009

Soutenu le : 12/10/2009

Remerciements

Je tiens à exprimer mon profonde gratitude à mon promoteur Mr. EL KECHAI H pour Votre encadrement, votre disponibilité, vos conseils, vos directives, et surtout votre rigueur tout au long de la réalisation de ce travail ont été sans failles et d'une importance capitale pour mon avenir. Soyez en remerciés sincèrement.

Je tiens également à présenter mes sincères remerciements à tous les enseignants de département génie électrique et informatique option communication.

Je remercie ma famille énormément et tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, pour la réalisation de ce travail.

Enfin, nous tenons à exprimer l'honneur qui nous a été fait par les membres du jury d'avoir accepté d'évaluer ce travail. Qu'ils trouvent ici nos reconnaissances et notre respect.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A la mémoire de mon père, et

À ma très chère mère ; à ceux que je dois tout, et

Je ne rendrai jamais assez.

*À mes chers trois frères et la femme de mon grand frère et son
fils.*

À ma chère sœur et son mari et ces trois enfants.

À tous mes amis.

À toute la promotion 2008-2009.

Rafik

Sommaire

Sommaire

Introduction générale

Chapitre I : les transistors de puissance micro-onde.

I-1 Introduction.....	1
I-2 principales paramètres physique des semi conducteur.....	1
I-3 Les transistors hyperfréquences.....	2
I-3-1 Les transistors à effet de champ	2
I-3-2 Les transistors à hétérojonction	2
I-3-2-1 Les transistors à effet de champ à hétérojonction	2
I-3-2-2 Les transistors bipolaires à hétérojonction	3
I-4 Caractéristique d'un transistor à effet de champ.....	3
I-4-1 Le transistor à effet de champ à jonction(JFET).....	3
I-4-1-1 Structure du transistor.....	3
I-4-1-2 : principe de fonctionnement.....	3
I-4-2-3 polarisation d'un JFET.....	8
I-4-2 le structures Métal Oxyde Semi-conducteur (MOSFET).....	9
I-4-2-1 transistor MOS à canal initial.....	9
I-4-2-2 transistor MOS à canal induit.....	11
I-5 Les grandeurs électriques	12
I-6 Les classes de fonctionnement.....	13
I-6-1 La classe B	13
I-6-2 La classe AB	18
I-7 Progression de rendement ajoute en fonction de la puissance d'entrée.....	19

Chapitre II : étude de la technique Doherty.

II-1 Introduction.....	26
II-2 Principe de fonctionnement.....	26
II-2-1 Le principe de fonctionnement	26
II-2-2 La ligne quart d'onde.....	27
II-3 technique de variation de l'impédance de charge.....	27
II-4 détermination des impédances de charge vue par les deux amplificateurs.....	28
II-5 Evolution des impédances de charge des deux amplificateurs.....	31
II-6 comportement du cycle de charge de fonctionnement.....	32
II-7 Evolution des tensions en fonction des niveaux de puissance.....	33
II-8 Evolution des courants en fonction de niveau de puissance	34
II-9 Evolution du rendement en fonction du niveau de puissance	36
II-10 Détermination de l'impédance caractéristique Z_C , et la résistance de charge.....	39
II-11 Application pour un amplificateur Doherty à auxiliaire double	40
II-12 Application pour un amplificateur Doherty à 3 étages.....	42

Chapitre III : méthodologie de simulation et de configuration.

III-1 Introduction	45
III-2 Simulateur.....	45
III-2-1 Simulation	45
III-2-2 Optimisation	45
III-3-modélisation non linéaire.....	45
III-4-comportement du transistor et bilan de puissance.....	46
III-4-1 composition du circuit.....	47
III-4-2 procédure d'optimisation et de réglage.....	47
III-4-3 bilan de puissance et de rendement.....	49
III-4-4 calcul de l'impédance de charge optimale du transistor.....	49
III-5 Détermination de l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde de sortie et l'impédance de charge.....	49

III-6 Architecteur de l'amplificateur Doherty.....50

Conclusion générale

Bibliographie

Introduction Générale

Introduction générale

Le développement des systèmes de communications, civiles et militaires, se traduit par leur montée en puissance et en fréquence. Cette évolution apparaît pour les concepteurs comme une nouvelle contrainte sur les étages d'amplification et donc plus particulièrement sur les transistors de puissance qui le constituent.

Compte tenu de la consommation des amplificateurs, il est primordial de les utiliser dans une zone de fonctionnement où le rendement électrique est élevé. Or le rendement maximum est obtenu lorsque l'amplificateur fonctionne en zone saturée, c'est-à-dire lorsque l'amplificateur est proche de son niveau de puissance maximum. Cependant, dans de telles conditions de fonctionnement, les non linéarités introduites par l'amplificateur dégradent le signal à amplifier.

Dans les nouvelles spécifications des amplificateurs de puissance pour les systèmes de télécommunication, il est demandé une certaine flexibilité en puissance, c'est-à-dire de travailler à des puissances tantôt faible, moyenne et forte.

L'objectif que vise notre travail est de répondre à des exigences qui sont une puissance de sortie élevée avec un rendement en puissance ajouté, pour des niveaux de puissance variable. Pour cela une architecture d'amplification dite **Architecteur Doherty** sera étudiée afin d'améliorer les performances en rendement sur une dynamique de puissance d'entrée importante.

Dans une première partie, une étude générale est présentée sur les transistors à effet de champ de puissance utilisés, et leur classe de fonctionnement suivant la flexibilité du signal en entrée.

Dans une seconde partie, nous intéresserons à la présentation de la nouvelle technique dite technique Doherty pour différents niveaux de puissance.

Dans une troisième partie, une méthodologie de la simulation et une configuration de l'amplificateur de puissance sera présentée. Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I

Les transistors de puissance micro-onde

I-1 Introduction

Beaucoup de recherche ont été mené pour trouver une nouvelle solution technologique quant aux matériaux utilisés. Actuellement les semi conducteur dite grand gap apparaissent comme des matériaux privilégiés pour la réalisation des composants capables de fonctionner en haut puissance et hautes fréquences.

I-2 Principales paramètres physique des semi conducteur

Pour répondre aux besoins de la génération de puissance micro-onde plusieurs technologies des semi conducteurs peuvent être envisagées. Le tableau ci-dessous regroupe ces différents paramètres. [1]

Semi conducteur		Si	GaAs	4H-SiC	GaN	AlN	Diamant
caractéristiques	unité						
Largeur de bande interdite	E_g (eV)	1.1	1.43	3.26	3.39	6.1	5.45
Le champ critique	\mathcal{E}_c (10^6 V/Cm)	0.3	0.4	3	3.3	NC	5.6
La vitesse de saturation des électrons	V_{sat} (10 ⁷ Cm/s)	1	1	2	2.5	NC	2.7
Mobilité des électrons à 300 °k	μ_n (Cm ² /vs)	1350	8500	800	1500	1100	1900
Conductivité thermique	δ (WCm ⁻¹ K)	300	0.5	4.9	1.7	2.5	20
Constante diélectrique relative	ϵ_r	11.8	12.5	10	9	8.4	5.5
Densité de porteur intrinsèque	n_i (Cm ⁻³)	$1.5 \cdot 10^{10}$	$1.79 \cdot 10^6$	$8.2 \cdot 10^9$	$1.9 \cdot 10^{10}$	$\approx 10^{31}$	$1.6 \cdot 10^{27}$
Températures max	°K	600	760	1720	1930	NC	2800
Température de fusion	°C	1400	1240	3103	2500	NC	NC

Figure I-1 : quelques propriétés physiques des différents semi conducteurs

NC : Non Communiqué

I-3 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 [2], [3].

- 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.

I-3-1 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*.

I-3-2 Les transistors à hétérojonction

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

I-3-2-1 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 (Heterostructural 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.

I-3-2-2 Les transistors bipolaires à hétérojonction

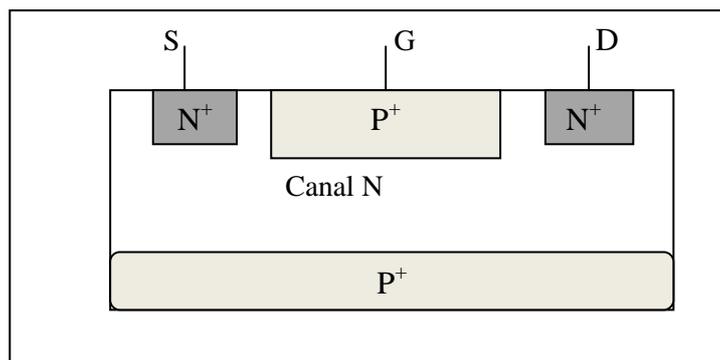
Les transistors bipolaires à hétérojonction (HBT : hétérojonction bipolar transistor) sont utilisés pour des applications de puissance pour les radiofréquences et ce pour des fréquences de travail allant jusqu'à une trentaine de gigahertz.

I-4 Caractéristique des transistors à effet de champ

I-4-1 Le transistor à effet de champ à jonction (JFET)

I-4-1-1 Structure du transistor

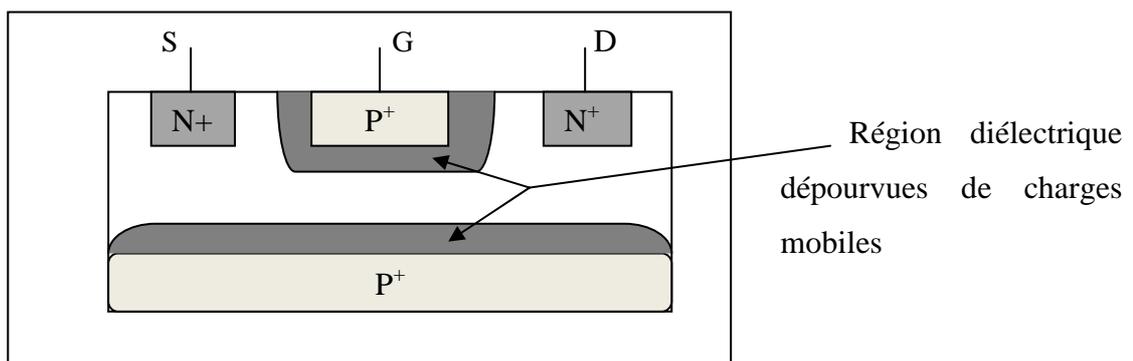
Dans un substrat de type P^+ on diffuse une zone N peu dopée qui formera le canal. Deux zones fortement dopées N^+ constituent les bornes d'accès de canal ; la borne S est la source, la borne D est le drain. Entre S et D on diffuse une nouvelle zone fortement dopée P^+ . Cette dernière zone, ainsi que le substrat P^+ délimitent complètement le canal N.



1-4-1-2 Principe de fonctionnement

- **Système isolé :**

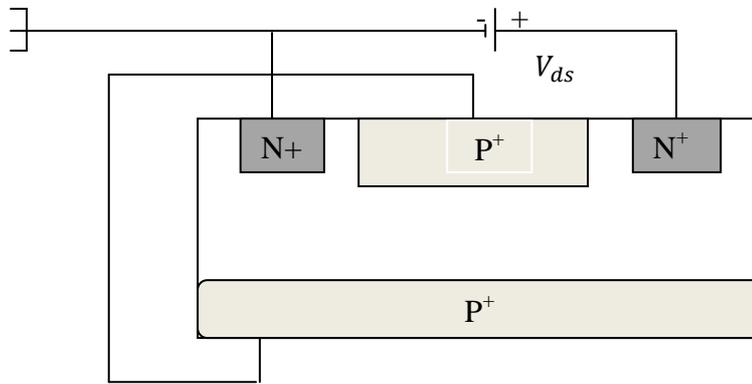
Le canal étant moins dopé que la grille, la zone de charge d'espace coté N est plus importante que coté P^+ .



La région conductrice ou se trouvent les porteurs libre (canal) est réduit.

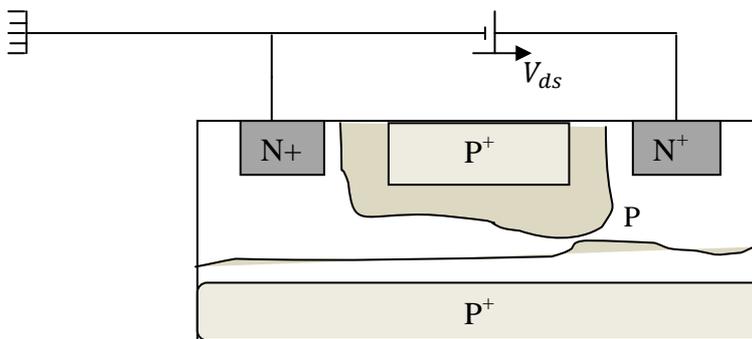
- **Tension aux bornes de canal entre D et S**

La grille est maintenue au potentiel de la source $\Rightarrow V_{gs} = 0$ et $V_{ds} > 0$



$V_{ds} > 0$ Implique la circulation dans le canal d'un courant I_d . (Circulation de courant de la source vers le drain).

- ✓ Examinons l'effet de V_{ds} sur la section de canal



De coté source, la section extérieure entre grille (P+) et source (N+) étant nulle, la ZCE reste inchangée.

Du coté drain $V_{dg} = V_{ds} > 0$, la jonction drain grille est polarisée en inverse, ce qui augmente la ZCE de coté drain.

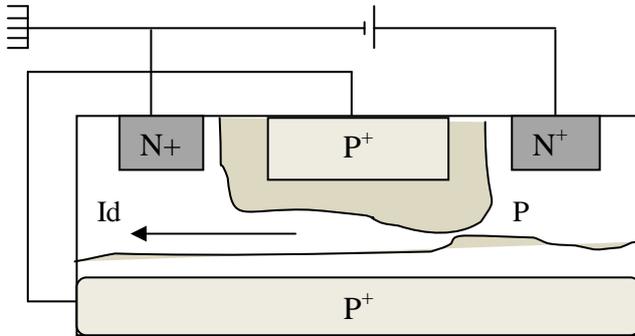
Au point P, la largeur de la ZCE est telle qu'il y a pincement du canal en fonction V_{ds} , on voit apparaitre, de part et d'autre de ce point P, deux régions de fonctionnement :

- a. **Région de fonctionnement ohmique et pincement du canal**

Tant que $V_{ds} < V_p$, les zones de transition reste séparées et $I_d = \frac{V_{ds}}{R}$

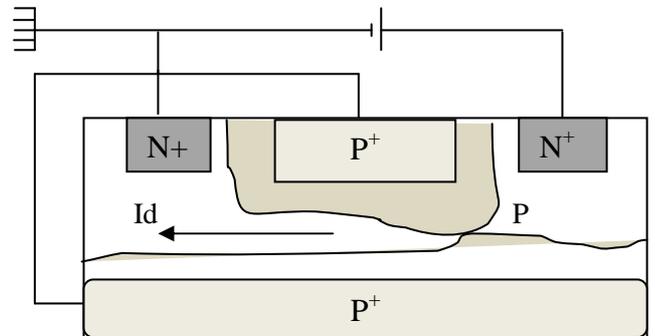
avec $R = \frac{L}{\delta S} = \frac{L}{eN_D\mu_n S} \Rightarrow I_d = eN_D S \mu_n \frac{V_{ds}}{L}$

S : section et L : longueur du canal



Avant pincement : $V_{ds} < V_p$

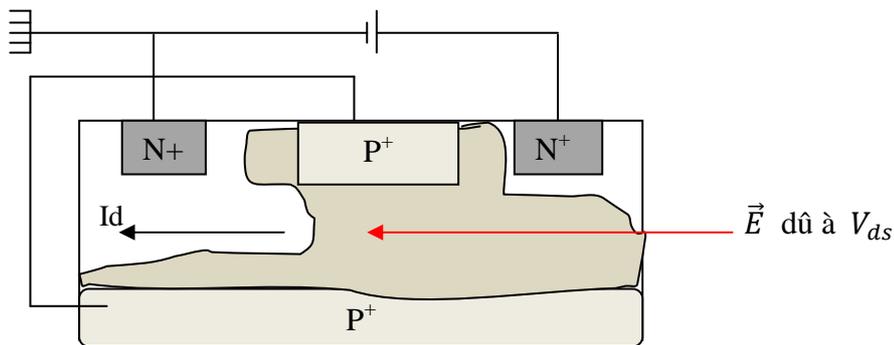
$$I_d = \frac{V_{ds}}{R}$$



Pincement $V_{ds} = V_p$

$$I_{ds} \rightarrow I_{dss}$$

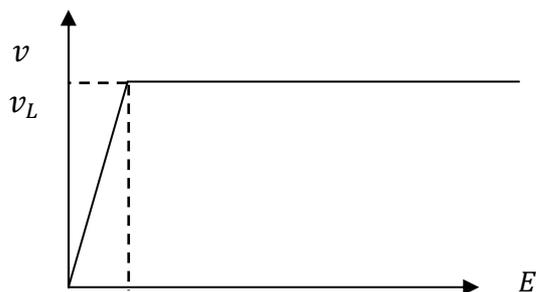
b. Région de fonctionnement à courant constant et claquage



Quand $V_{ds} > V_p$, il y a étranglement croissant du canal et donc le champ électrique $E = \frac{V_{ds}}{L}$ qui permet aux électrons d'aller de la source vers le drain, augmente

I_{ds} devient indépendant de V_{ds} et atteint sa valeur de saturation

- Explication : ce phénomène est dû à la saturation de la vitesse des électrons aux champs élevés, en effet :



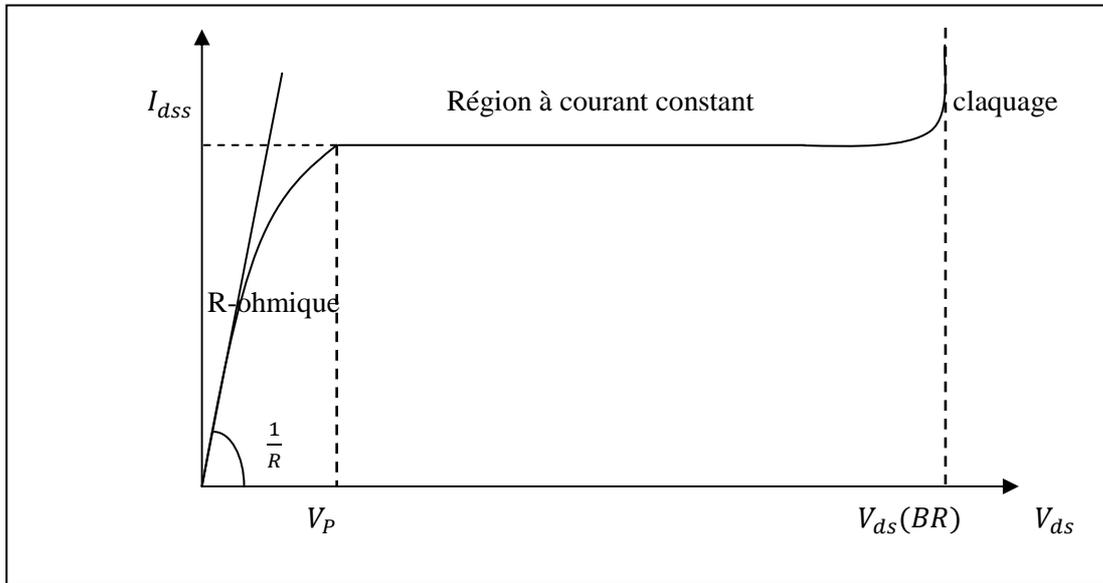
$E \rightarrow E$ critique, alors $v \rightarrow v$ limite

$$I_d = eN_D S \mu_n \frac{V_{ds}}{L} = eN_D S \mu_n E$$

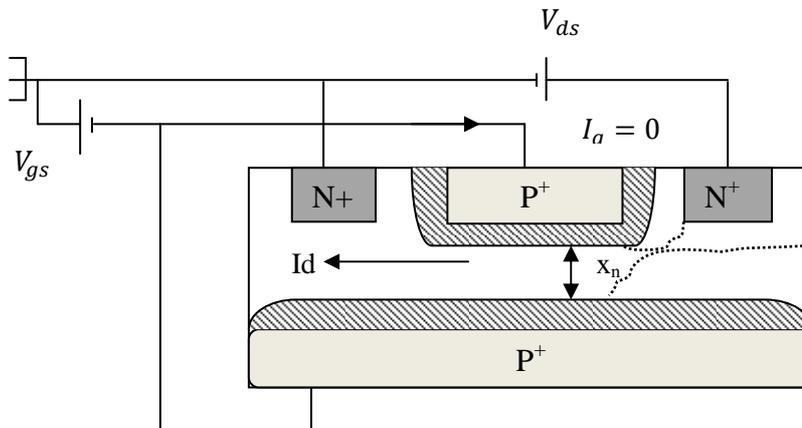
$$I_{dss} = eN_D S v_{lim}$$

Quand on augmente V_{ds} jusqu'à une valeur notée $V_{ds}(BR)$ on atteint le claquage par avalanche de la jonction.

Ce claquage n'est pas forcément destructif tant que la puissance correspondante $V_{ds}(BR)I_{dss} < \text{la puissance dissipable}$



- **Rôle de la grille.** V_{gs} appliquée



La jonction grille canal polarisée en inverse par V_{gs} conduit à un courant de grille I_g négligeable.

$$V_D = \frac{e}{2\epsilon} \frac{NA \cdot ND}{NA + ND} \omega_0^2 \Rightarrow \frac{e}{2\epsilon} ND x_{n0}^2 \Rightarrow x_{n0} = \sqrt{\frac{2\epsilon}{eND}} V_D$$

Avec V_{gs} : $x_{n0} \Rightarrow x_n = \sqrt{\frac{2\epsilon}{eND}} (V_d + V_{gs})$

Donc quand V_{gs} varie, x_n varie \Rightarrow S varie et I_d varie, on peut donc contrôler le courant de sortie I_d en agissant sur la polarisation inverse V_{gs} .

- **Caractéristique statique**

- ◆ $I_d = f(V_{ds})$ à V_{gs} cte

$V_{gs} = 0 \Rightarrow I_d$ Évolue suivant la figure précédente

$V_{gs} = -V_p \Rightarrow$ Canal est pincé sur toute sa longueur et le courant I_d est nulle (tant que

$V_{gs} < V_{ds}(BR)$).

$V_{gs} = -V_p = V_{gs\ off}$: tension de blocage ou de cut-off.

- ◆ Pincement et claquage en fonction de V_{gs}

Pour $V_{gs} = 0$ pincement se produit pour $V_{ds} = V_p$

Pour $V_{gs} \neq 0$ pincement se produit pour $V_{ds} = V_p + v_{gs}$

Le claquage se produit pour $V_{ds} = V_{ds}(BR) = V_{gs}$ avec $V_{gs} < 0$

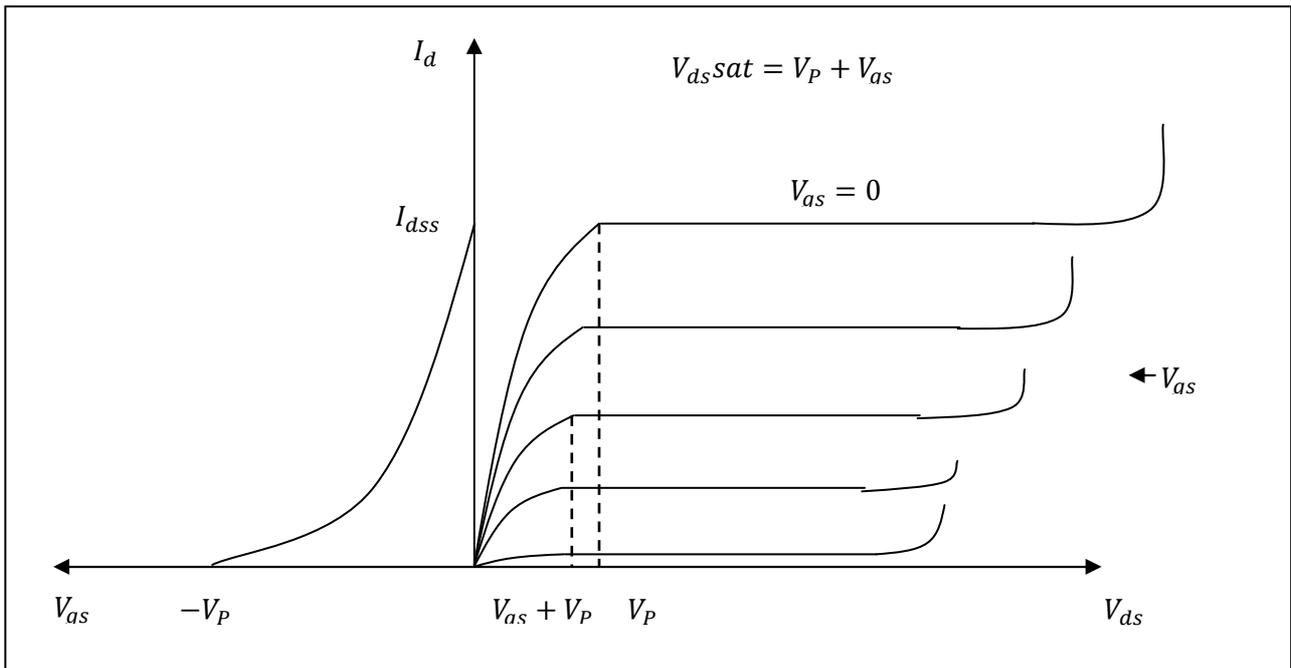
- ◆ Caractéristique statique de transfert : $I_d = f(V_{gs})$

Dans la zone de fonctionnement à courant constant, I_d est indépendant de V_{ds} et la caractéristique statique est unique.

Approximation : $I_d = I_{dss} \left(1 + \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^2$ avec $\begin{cases} V_{ds} > V_p + V_{gs} \\ V_p < V_{gs} < 0 \end{cases}$

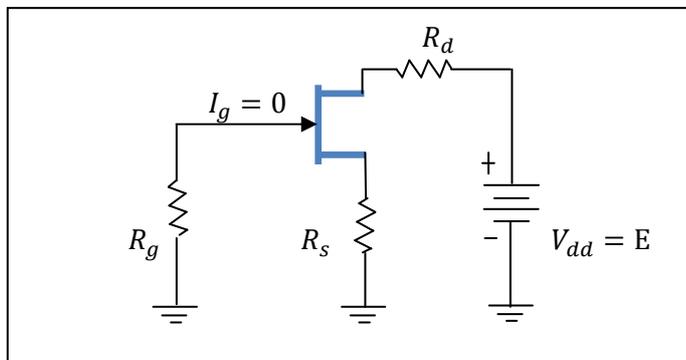
Remarque

Cette forme parabolique, donc non linéaire, montre que le transistor à effet de champ à jonction, ne peut être utilisé qu'en régime de petits signaux.



I-4-2-3 Polarisation d'un JFET

- Principe de polarisation automatique

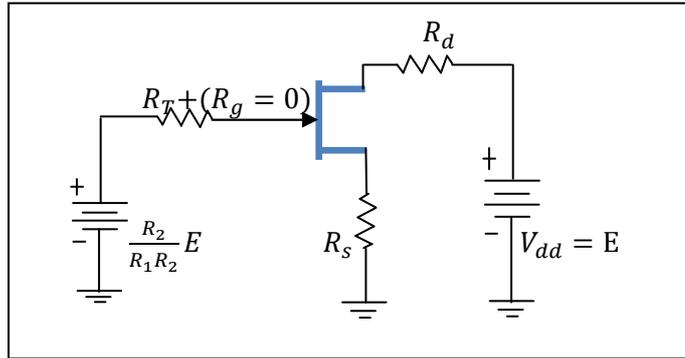


$$R_s I_d + V_{gs} = R_g I_g = 0 \text{ car } I_g = 0$$

$V_{gs} = -R_s I_d$: Droite de polarisation automatique

$E = (R_d + R_s) I_d + V_{ds}$: Droite de charge statique Δ

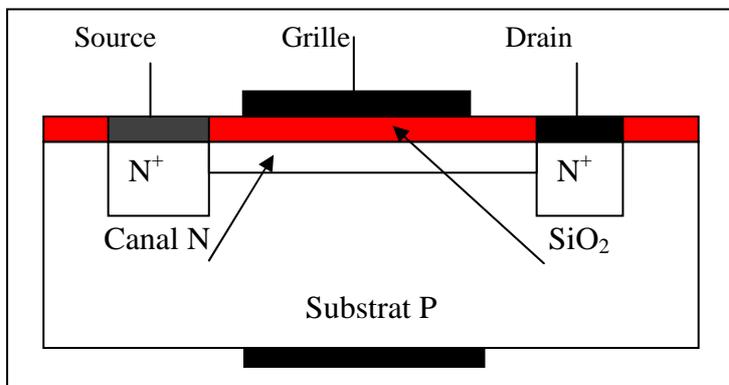
On peut remplacer R_g par un pont de résistance $R_1 R_2$ et à l'aide du théorème de Thévenin transformer le circuit d'entrée telle que :



I-4-2 structures Métal Oxyde Semi-conducteur (MOSFET)

I-4-2-1 Transistor MOS à canal initial

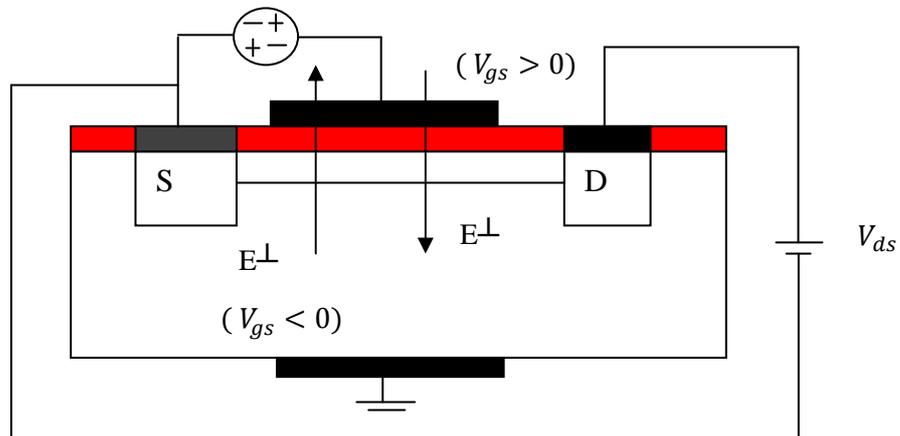
- Structure



Le système grille métallique, isolant(SiO₂) et semi-conducteur forme un condensateur. Quand la grille est



- Principe de fonctionnement



Quand on applique une ddp entre grille et source (en substrat), on crée dans le semi-conducteur un champ électrique qui repousse les majoritaire au fond du substrat et attire les minoritaire vers l'interface SiO₂-Sc

a. En enrichissement

$V_{gs} > 0 \Rightarrow E^\perp$ dirigé de grille vers le substrat :

e+ majoritaire de P refoulés

e- minoritaire de P attirés vers l'interface \Rightarrow nombre d'e- dans le canal augmente \Rightarrow enrichissement.

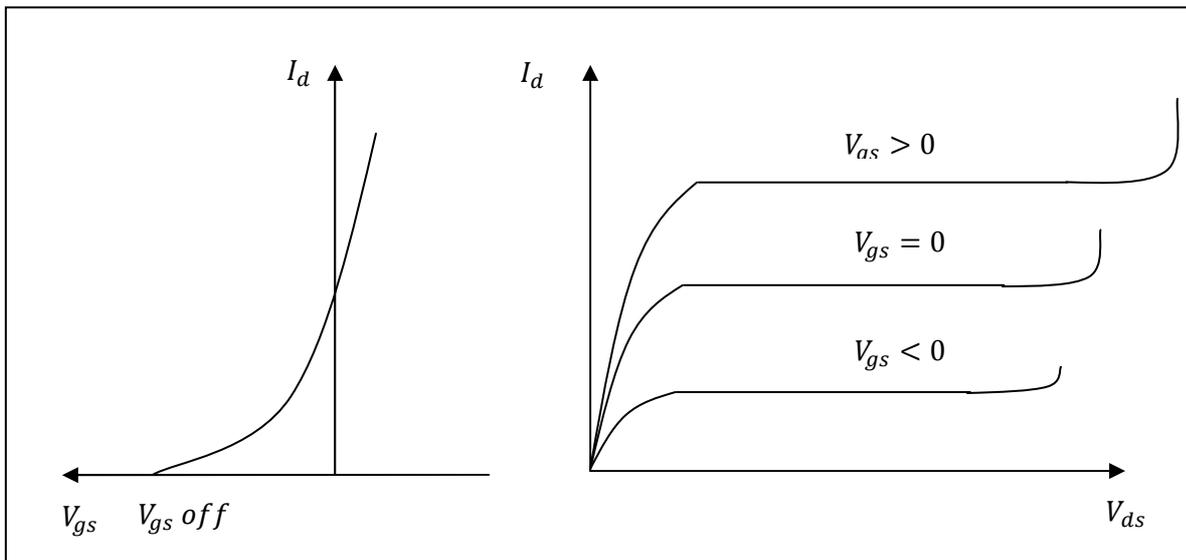
b. Appauvrissement

$V_{gs} < 0 \Rightarrow E^\perp$ dirigé du substrat vers la grille :

e- majoritaires de N refoulés \Rightarrow nombre d'e- dans le canal diminue.

e+ minoritaires de N attirés vers l'interface.

c. Caractéristique statique

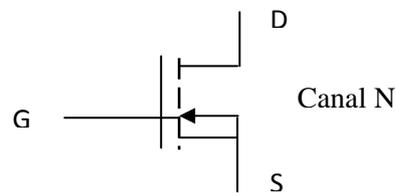
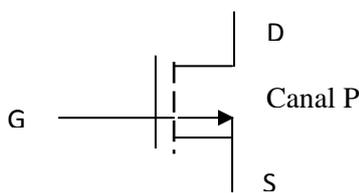
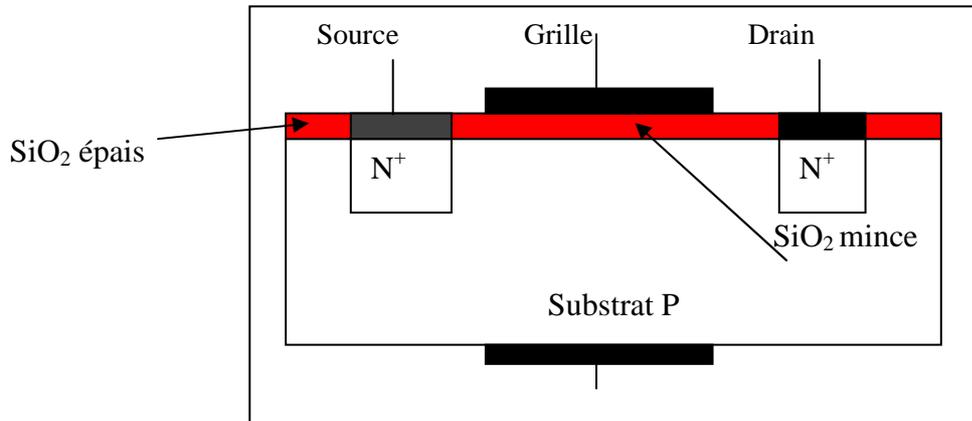


$V_{gs\ off}$ = valeurs de v_{gs} négatif qui appauvrit totalement le canal $\Rightarrow I_d=0$

$V_{gs\ off}$ du MOSFET joue un rôle identique à V_p pour le JFET

I-4-2-2 Transistor MOS à canal induit

- Structure

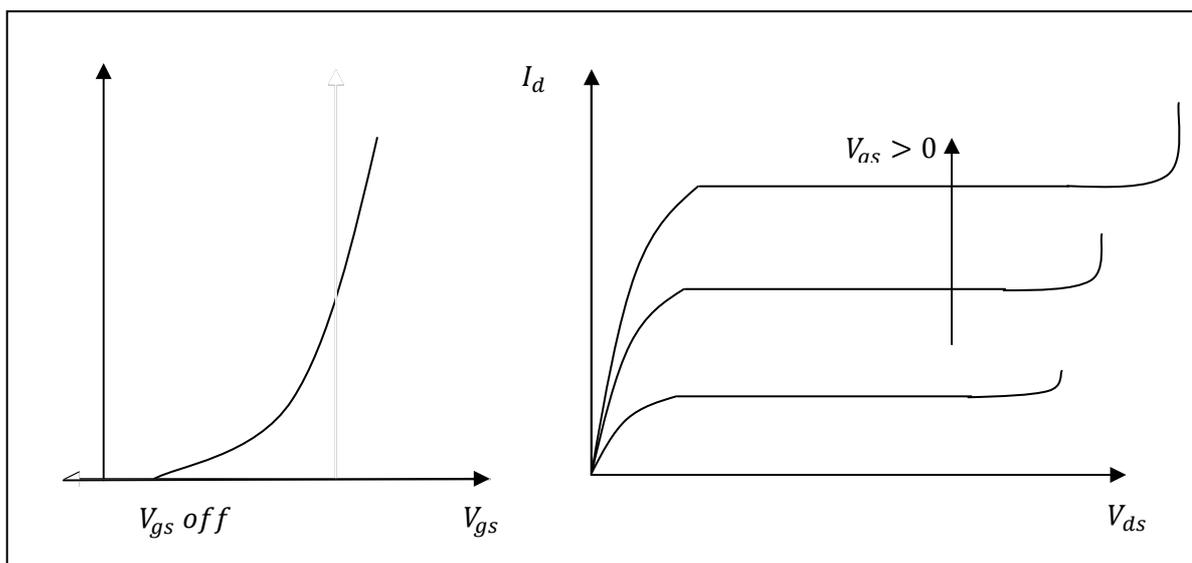


Deux types de MOS peuvent être intégrés dans un même substrat afin d'obtenir une structure complémentaire appelée CMOS.

- Principe de fonctionnement

A l'origine il n'y a pas de canal mais quand la grille devient positive, elle attire grâce à $E \perp$, les e- minoritaires de P vers l'interface ou ils deviennent majoritaires créant ainsi un canal N.

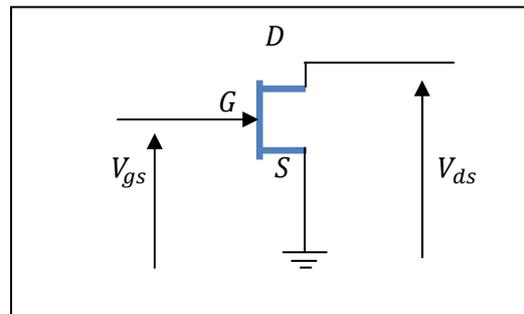
On peut dire que localement le semi-conducteur a changé de type : cette couche d'inversion de type N est atteinte quand $V_{gs} = V_{gs\ off}$.



- Remarque
- ❖ Un MOSFET à canal induit ne peut fonctionner qu'en régime d'enrichissement
 - Comparaison entre un JFET et un MOSFET
- ❖ Les JFET utilisent les porteurs majoritaires et sont donc moins sensible à la température
- ❖ Leurs principe de fonctionnement est la modulation de la résistance d'un canal semi-conducteur : $R = \frac{L}{e_n \mu_n S}$
- ❖ Mais la variation de cette résistance est due à celle de S pour un JFET et à celle de la densité pour un MOSFET.

I-5 Les grandeurs électriques

Considérant le schéma d'un transistor à effet de champ suivant [5]:



➤ On fixe :

$$V_{gs}(t) = V_{gs0} + V_{gs1} \cos \omega t \quad \text{I-1}$$

$$V_{ds}(t) = V_{ds0} - V_{ds1} \cos \omega t \quad \text{I-2}$$

➤ L'amplitude du courant I_{dc} et le courant du drain ($I_{ds,f0}$) à la fréquence de travail sont donnés :

$$I_{DC} = I_{ds0} = \frac{I_{max}}{2\pi} \frac{2\sin(\frac{\varphi}{2}) - \varphi \cos(\frac{\varphi}{2})}{1 - \cos(\frac{\varphi}{2})} \quad \text{I-3}$$

$$I_{ds1,f0} = \frac{I_{max}}{2\pi} \frac{\varphi - \sin \varphi}{1 - \cos(\frac{\varphi}{2})} \quad \text{I-4}$$

φ : étant l'angle d'ouverture ou bien l'angle du conduction.

➤ La puissance de sortie :

$$P_s = \frac{1}{2} V_{ds1} I_{ds1}$$

- La puissance d'entrée :

$$P_e = \frac{1}{2} g_{in} V_{gs}^2 \text{ Ou (} g_{in} \text{ est l'admittance d'entrée)}$$

- La puissance consommée :

$$P_{DC} = V_{ds0} I_{ds0} + V_{gs0} I_{gs0} , \text{ or } I_{gs0} \approx 0$$

$$P_{DC} = V_{ds0} I_{ds0}$$

- Le rendement de sortie

$$\eta = \frac{P_s}{P_{DC}}$$

- La puissance ajoutée :

$$P_{aj} = P_s - P_e$$

- Le rendement ajouté :

$$\eta_{aj} = \frac{P_s - P_e}{P_{DC}}$$

- Le gain en puissance

$$G = \frac{P_s}{P_e}$$

- La résistance optimale :

$$R_{opt} = \frac{V_{ds1}}{I_{ds1}}$$

I-6 Les classes de fonctionnement

la classe B est caractérisée par ($\varphi=\pi$, $V_{gs0}=V_P$, $I_{ds0}=0$) [5][11]. Le transistor conduit pendant une demi-période de signal d'entrée. Elle a un bon rendement par rapport à la classe A, il est d'environ de 78.5%.

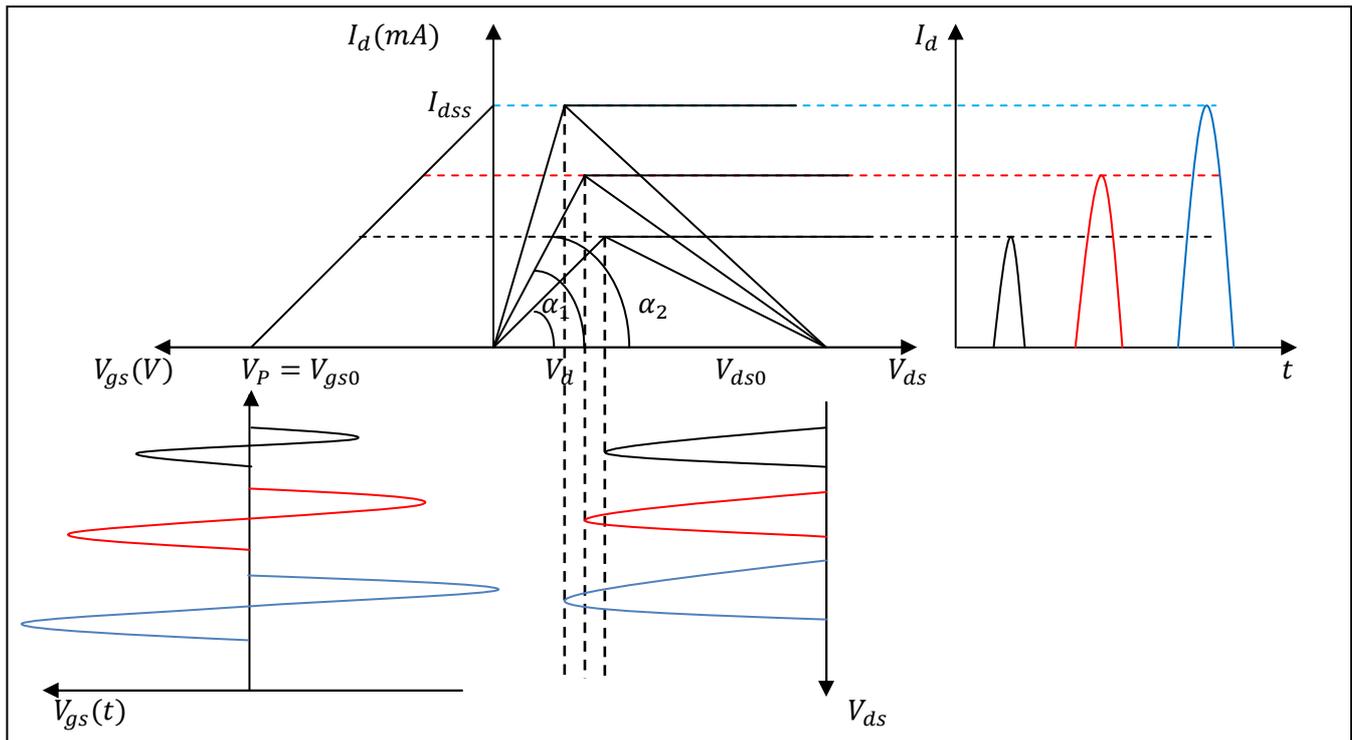


Figure I-4 : fonctionnement en classe B

➤ L'expression de V_d :

$$\text{à } I_{dss} \text{ on a : } \tan \alpha = \frac{I_{dss}}{V_d} \quad \Rightarrow \quad V_d = \frac{I_{dss}}{\tan \alpha} \quad \text{I-5-a}$$

$$\text{à } \frac{I_{dss}}{2} \text{ on a : } \tan \alpha = \frac{I_{dss}}{2V_d} \quad \Rightarrow \quad V_d = \frac{I_{dss}}{2 \tan \alpha} \quad \text{I-5-b}$$

$$\text{à } \frac{3I_{dss}}{4} \text{ on a : } \tan \alpha = \frac{3I_{dss}}{4V_d} \quad \Rightarrow \quad V_d = \frac{3I_{dss}}{4 \tan \alpha} \quad \text{I-5-c}$$

➤ L'expression de la tension de sortie V_{ds1} :

$$V_{ds1} = V_{ds0} - V_d$$

$$\text{à } I_{dss} \text{ on a : } V_{ds1} = V_{ds0} - \frac{I_{dss}}{\tan \alpha} \quad \text{I-6-a}$$

$$\text{à } \frac{I_{dss}}{2} \text{ on a : } V_{ds1} = V_{ds0} - \frac{I_{dss}}{2 \tan \alpha} \quad \text{I-6-b}$$

$$\text{à } \frac{3I_{dss}}{4} \text{ on a : } V_{ds1} = V_{ds0} - \frac{3I_{dss}}{4 \tan \alpha} \quad \text{I-6-c}$$

➤ L'expression de courant I_{ds0} :

$$I_{ds0} = \frac{I_{max}}{2\pi} \frac{\sin(\frac{\varphi}{2}) - \varphi \cos(\frac{\varphi}{2})}{1 - \cos(\frac{\varphi}{2})} \quad \text{avec} \quad I_{max} = -\frac{I_{dss}}{V_P} V_{gs1}$$

$$\text{à } I_{dss} \text{ on a :} \quad I_{ds0} = -\frac{I_{dss}}{2V_P\pi} V_{gs1} \frac{\sin(\frac{\varphi}{2}) - \varphi \cos(\frac{\varphi}{2})}{1 - \cos(\frac{\varphi}{2})} \quad \text{I-7-a}$$

$$\text{à } \frac{I_{dss}}{2} \text{ on a :} \quad I_{ds0} = -\frac{I_{dss}}{2V_P\pi} V_{gs1} \frac{\sin(\frac{\varphi}{2}) - \varphi \cos(\frac{\varphi}{2})}{1 - \cos(\frac{\varphi}{2})} \quad \text{I-7-b}$$

$$\text{à } \frac{3I_{dss}}{4} \text{ on a :} \quad I_{ds0} = -\frac{I_{dss}}{2V_P\pi} V_{gs1} \frac{\sin(\frac{\varphi}{2}) - \varphi \cos(\frac{\varphi}{2})}{1 - \cos(\frac{\varphi}{2})} \quad \text{I-7-c}$$

➤ L'expression de courant I_{ds1} :

$$I_{ds1} = \frac{I_{max}}{\pi} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos\frac{\varphi}{2} \sin\frac{\varphi}{2}}{1 - \cos\frac{\varphi}{2}} \quad \text{avec} \quad I_{max} = -\frac{I_{dss}}{V_P} V_{gs1}$$

$$\text{à } I_{dss} \text{ on a :} \quad I_{ds1} = -\frac{I_{dss}}{V_P\pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos\frac{\varphi}{2} \sin\frac{\varphi}{2}}{1 - \cos\frac{\varphi}{2}} \quad \text{I-8-a}$$

$$\text{à } \frac{I_{dss}}{2} \text{ on a :} \quad I_{ds1} = -\frac{I_{dss}}{V_P\pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos\frac{\varphi}{2} \sin\frac{\varphi}{2}}{1 - \cos\frac{\varphi}{2}} \quad \text{I-8-b}$$

$$\text{à } \frac{3I_{dss}}{4} \text{ on a :} \quad I_{ds1} = -\frac{I_{dss}}{V_P\pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos\frac{\varphi}{2} \sin\frac{\varphi}{2}}{1 - \cos\frac{\varphi}{2}} \quad \text{I-8-c}$$

➤ L'expression de la résistance optimale R_{opt} :

$$R_{opt} = \frac{V_{ds1}}{I_{ds1}}$$

$$\text{à } I_{dss} \text{ on a :} \quad R_{opt} = \frac{V_{ds0} - \frac{I_{dss}}{\tan \alpha}}{-\frac{I_{dss}}{V_P\pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos\frac{\varphi}{2} \sin\frac{\varphi}{2}}{1 - \cos\frac{\varphi}{2}}} \quad \text{I-9-a}$$

$$\text{à } \frac{I_{dss}}{2} \text{ on a : } R_{opt} = \frac{V_{ds0} - \frac{I_{dss}}{2 \tan \alpha}}{\frac{-I_{dss}}{V_P \pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}}} \quad \text{I-9-b}$$

$$\text{à } \frac{3I_{dss}}{4} \text{ on a : } R_{opt} = \frac{V_{ds0} - \frac{3I_{dss}}{4 \tan \alpha}}{\frac{-I_{dss}}{V_P \pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}}} \quad \text{I-9-c}$$

➤ L'expression de la puissance de sortie P_s :

$$P_s = \frac{1}{2} V_{ds1} I_{ds1} = \frac{1}{2} R_{opt} I_{ds1}^2$$

➤ à I_{dss} on a :

$$P_s = \left(\frac{V_{ds0} - \frac{I_{dss}}{\tan \alpha}}{\frac{I_{dss}}{V_P \pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}}} \right) * \left(\frac{-I_{dss}}{V_P \pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}} \right)^2 \quad \text{I-10-a}$$

➤ à $\frac{I_{dss}}{2}$ on a :

$$P_s = \left(\frac{V_{ds0} - \frac{I_{dss}}{2 \tan \alpha}}{\frac{I_{dss}}{V_P \pi} V_P \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}}} \right) * \left(\frac{-I_{dss}}{V_P \pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}} \right)^2 \quad \text{I-10-b}$$

➤ à $\frac{3I_{dss}}{4}$ on a :

$$P_s = \left(\frac{V_{ds0} - \frac{3I_{dss}}{4 \tan \alpha}}{\frac{I_{dss}}{V_P \pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}}} \right) * \left(\frac{-I_{dss}}{V_P \pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}} \right)^2 \quad \text{I-10-c}$$

➤ l'expression de la puissance d'entrée P_e :

$$P_e = g_{in} V_{gs1}^2 \quad \text{I-11}$$

➤ l'expression de la puissance consommée P_{DC} :

$$P_{DC} = V_{ds0} I_{ds0}$$

➤ à I_{dss} on a :

$$P_{DC} = V_{ds0} * \left(-\frac{I_{dss}}{V_P 2\pi} V_{gs1} \frac{\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) - \varphi \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)} \right) \quad \text{I-12-a}$$

➤ à $\frac{I_{dss}}{2}$ on a :

$$P_{DC} = V_{ds0} * \left(-\frac{I_{dss}}{V_P 2\pi} V_{gs1} \frac{\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) - \varphi \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)} \right) \quad \text{I-12-b}$$

➤ à $\frac{3I_{dss}}{4}$ on a :

$$P_{DC} = V_{ds0} * \left(-\frac{I_{dss}}{V_P 2\pi} V_{gs1} \frac{\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) - \varphi \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)} \right) \quad \text{I-12-c}$$

➤ l'expression de rendement en puissance ajoute :

$$\eta_{aj} = \frac{P_s - P_e}{P_c}$$

à I_{dss} on a :

$$\eta_{aj} = \frac{\left(\left(\frac{V_{ds0} \frac{I_{dss}}{\tan \alpha}}{\frac{I_{dss} V_{gs1} \frac{\varphi - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}}}} \right) * \left(-\frac{I_{dss} V_{gs1} \frac{\varphi - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}} \right)^2 \right) - (g_{in} V_{gs1}^2)}{V_{ds0} * \left(-\frac{I_{dss}}{V_P 2\pi} V_{gs1} \frac{\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) - \varphi \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)} \right)} \quad \text{I-13-a}$$

➤ à $\frac{I_{dss}}{2}$ on a :

$$\eta_{aj} = \frac{\left(\left(\frac{V_{ds0} \frac{I_{dss}}{2 \tan \alpha}}{\frac{-I_{dss} V_{gs1} \frac{\varphi - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}}}} \right) * \left(-\frac{I_{dss} V_{gs1} \frac{\varphi - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}} \right)^2 \right) - (g_{in} V_{gs1}^2)}{V_{ds0} * \left(-\frac{I_{dss}}{V_P 2\pi} V_{gs1} \frac{\sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) - \varphi \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)}{1 - \cos\left(\frac{\varphi}{2}\right)} \right)} \quad \text{I-13-b}$$

➤ à $\frac{3I_{dss}}{4}$ on a :

$$\eta_{aj} = \frac{\left(\left(\frac{V_{dso} \frac{3I_{dss}}{4 \tan \alpha}}{\frac{-I_{dss}}{V_P \pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}}} \right) * \left(-\frac{I_{dss}}{V_P \pi} V_{gs1} \frac{\frac{\varphi}{2} - \cos \frac{\varphi}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}{1 - \cos \frac{\varphi}{2}} \right)^2 \right) - ((g_{in} V_{gs1}^2))}{V_{dso} * \left(-\frac{I_{dss}}{V_P 2\pi} V_{gs1} \frac{\sin(\frac{\varphi}{2}) - \varphi \cos(\frac{\varphi}{2})}{1 - \cos(\frac{\varphi}{2})} \right)} \quad \text{I-13-c}$$

I-6-2 La classe AB :

La classe AB est caractérisée par ($\pi < \varphi < 2\pi, V_p < V_{gs0} < V_p/2, I_{ds0}=0$) Cette classe de fonctionnement est la classe intermédiaire entre la classe A et la classe AB, elle a une linéarité près de celle de la classe A, et un rendement proche de ce de la classe AB.

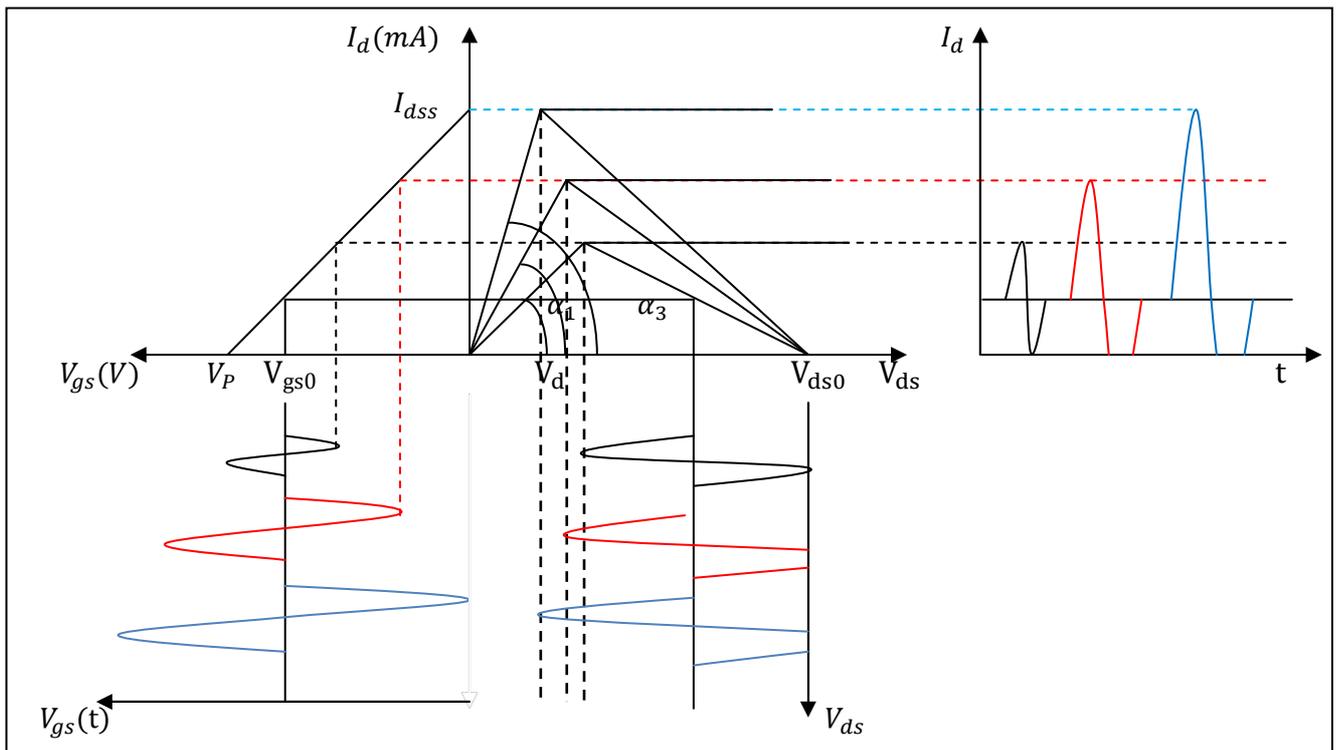


Figure I-5 : fonctionnement en classe AB

Pour cette classe de fonctionnement, toutes les expressions restent valables sauf que dans cette classe on a :

- l'angle d'ouverture : $\pi < \varphi < 2\pi$
- les points de polarisation: $V_p < V_{gs0} < V_p/2, 0 < I_{ds0} < I_{max}/2$.

I-7 Progression de rendement ajoute en fonction de la puissance d'entrée

Les relations établies [I-6] permettent d'observer l'évolution de rendement ajouté en fonction de la puissance d'entrée.

On se propose donc de tracer l'évolution de rendement ajouté en fonction de la puissance d'entrée en classe B et AB pour trois cycles de charge différent. Pour cela l'étude sera menée pour deux grandeurs de V_{ds0} et deux grandeurs pour α .

Pour un V_{gs1} variable de 0V jusqu'au V_{gs1max} , et suivant le cas de cycle de charge considéré, la puissance d'entrée est calculée, ce qui permet d'en déduire la progression du rendement ajouté en fonction de celle-ci.

- Pour la classe AB :

Les données : $V_p = -3V$; $I_{dss} = 0.2A$; $g_{in} = 2m\Omega$; $V_{ds0} = 3.5V$ et $7V$; $\alpha = 50^\circ$ et 70°

$$\varphi = \frac{4\pi}{3} \text{ à } I_{dss} \text{ et } \frac{3I_{dss}}{4} ; \varphi = 2\pi \text{ à } \frac{I_{dss}}{2}$$

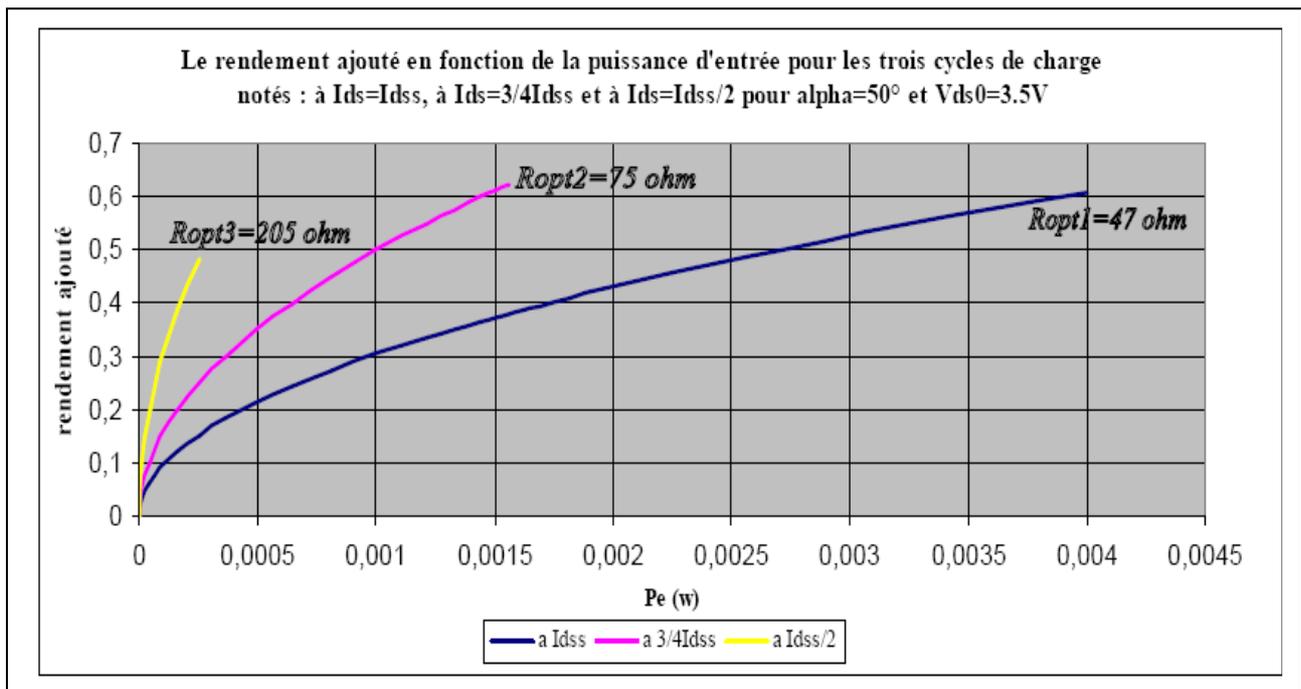
$$\text{à } I_{dss} \quad \Rightarrow \quad V_{gs1max} = 2V$$

$$\text{à } \frac{I_{dss}}{2} \quad \Rightarrow \quad V_{gs1max} = 0.5V$$

$$\text{à } \frac{3I_{dss}}{4} \quad \Rightarrow \quad V_{gs1max} = 1.25V$$

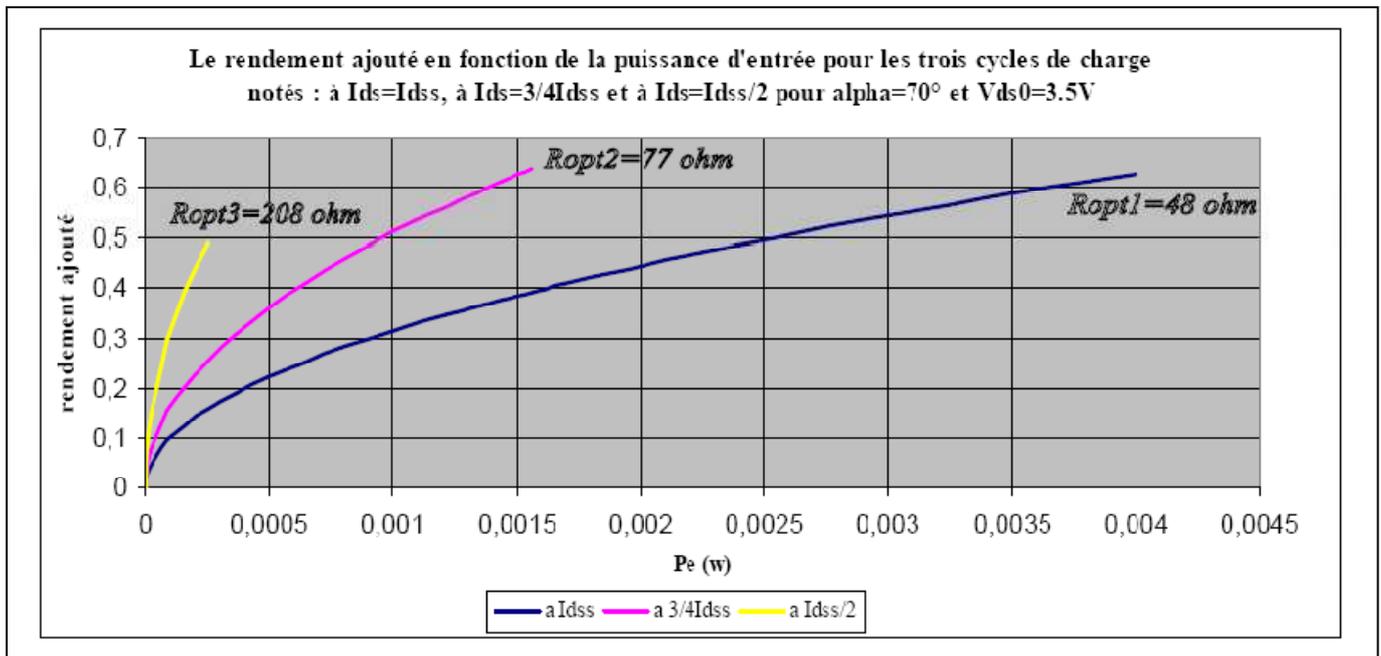
Les caractéristiques obtenues sont :

$$V_{ds0} = 3.5V \text{ et } \alpha = 50^\circ$$



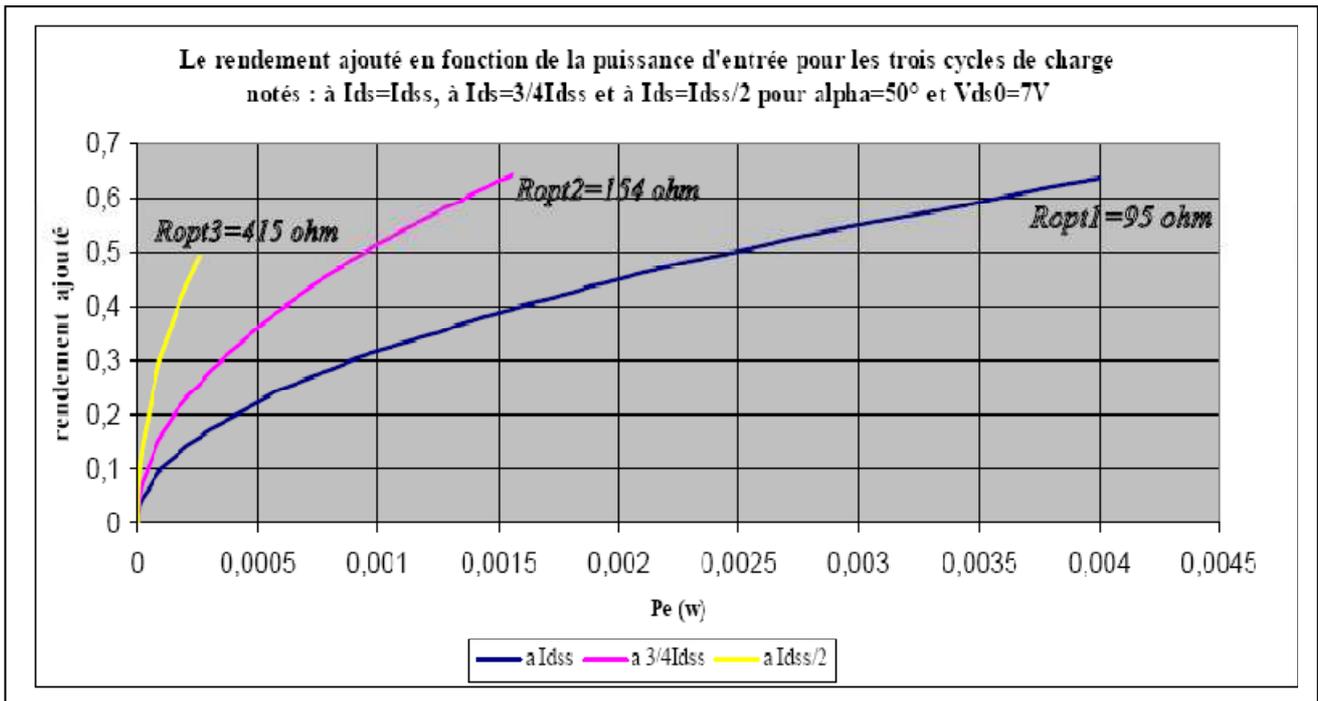
Sur cette configuration, pour des faibles puissances d'entrée, de l'ordre de 0.25mW, le cycle de charge le mieux adapté est celui à $I_{ds}/2$, car le rendement est le plus élevé, de l'ordre de 49%. Alors que pour des puissances comprise entre 0.25mW et 1.6mW le cycle de charge le mieux adapté est celui à $3/4I_{dss}$, car le rendement ajouté atteint au maximum 62%. pour des fortes puissances d'entrée, à partir de 1.6mW jusqu'au 4mW le cycle le mieux adapté est celui à I_{dss} , car le rendement ajouté peut atteindre 60%. Donc pour chaque cycle de charge correspond une résistance optimale qui permet obtenir un maximum de puissance en sortie.

$$V_{ds0}=3.5 \text{ et } \alpha=70^\circ$$



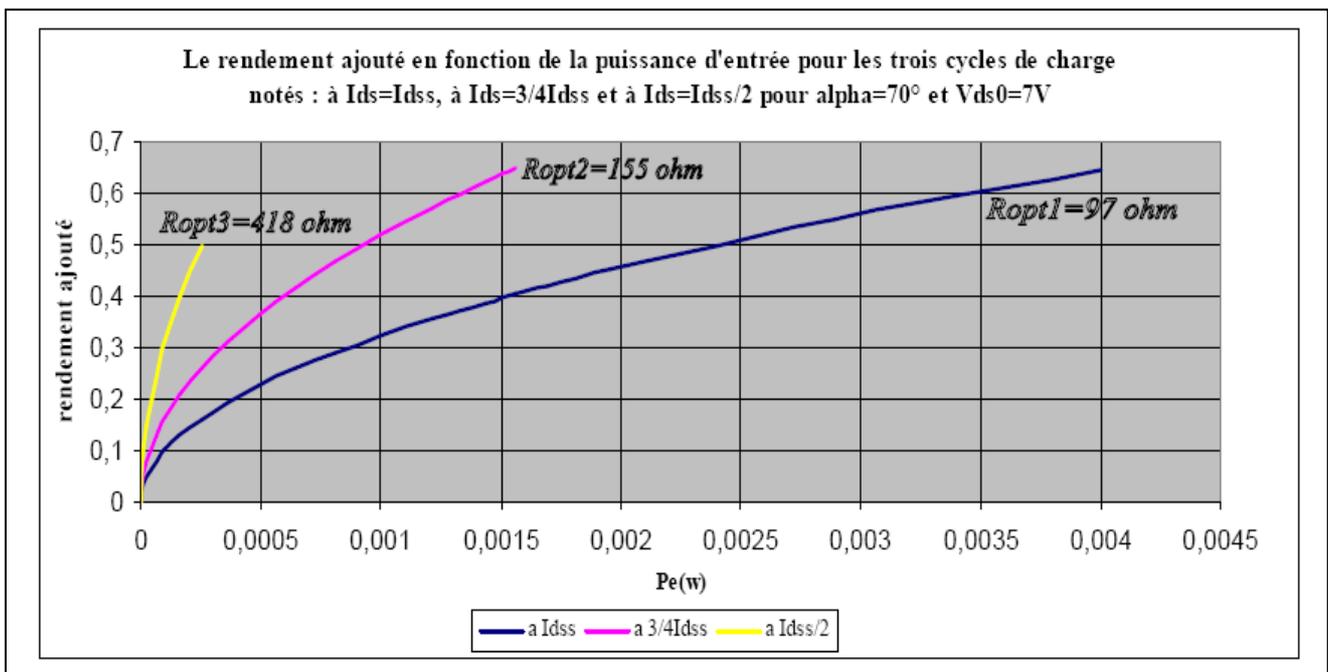
Sur cette configuration, lorsque l'angle qui caractérise la zone ohmique(α) augmente la résistance optimale augmente de 1% environ et le rendement ajouté a évolué de 2à3%.

$V_{ds0}=7V$ et $\alpha=50^\circ$



Ici, la constatation est la même que précédemment, sauf que la résistance optimale et le rendement ajouté ne cessent d'augmenter.

$V_{ds0}=7V$ et $\alpha=70^\circ$



Le maximum de rendement ajouté est obtenu dans cette configuration. Car sur la première configuration le maximum de rendement obtenu est de 62%, alors qu'avec cette dernière, le rendement atteint 65% environ. Donc une amélioration de 3%.

En effet, il va falloir trouver des compromis entre les polarisations et les angles α , afin d'obtenir aux nombreux critères qui peuvent être pris en compte lors de la sélection d'un amplificateur.

- **Pour la classe B :**

Les données : $V_p = -3V$; $I_{dss} = 0.2A$; $g_{in} = 2m\Omega$; $V_{ds0} = 3.5V$ et $7V$; $\alpha = 50^\circ$ et 70°

$$\varphi = 2\pi$$

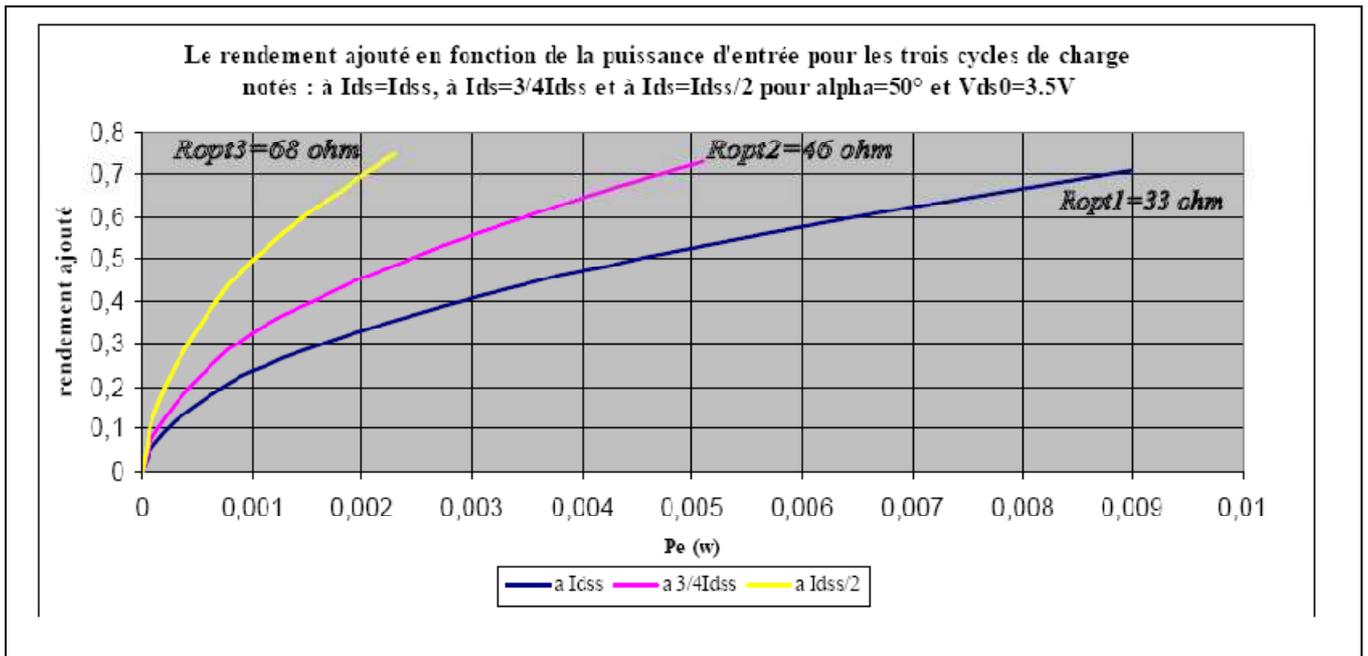
$$\text{à } I_{dss} \Rightarrow V_{gs1max} = 2V$$

$$\text{à } \frac{I_{dss}}{2} \Rightarrow V_{gs1max} = 0.5V$$

$$\text{à } \frac{3I_{dss}}{4} \Rightarrow V_{gs1max} = 1.25V$$

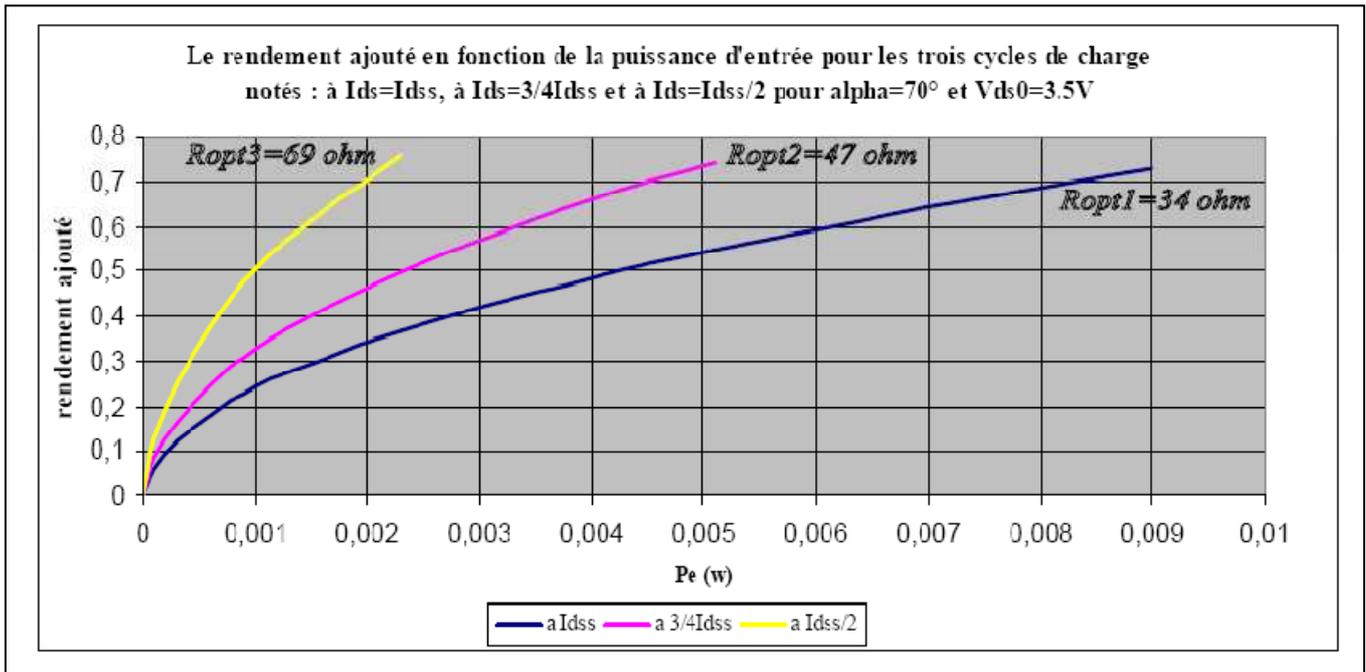
Les caractéristiques obtenues sont les suivantes :

$$V_{ds0} = 3.5V \text{ et } \alpha = 50^\circ$$



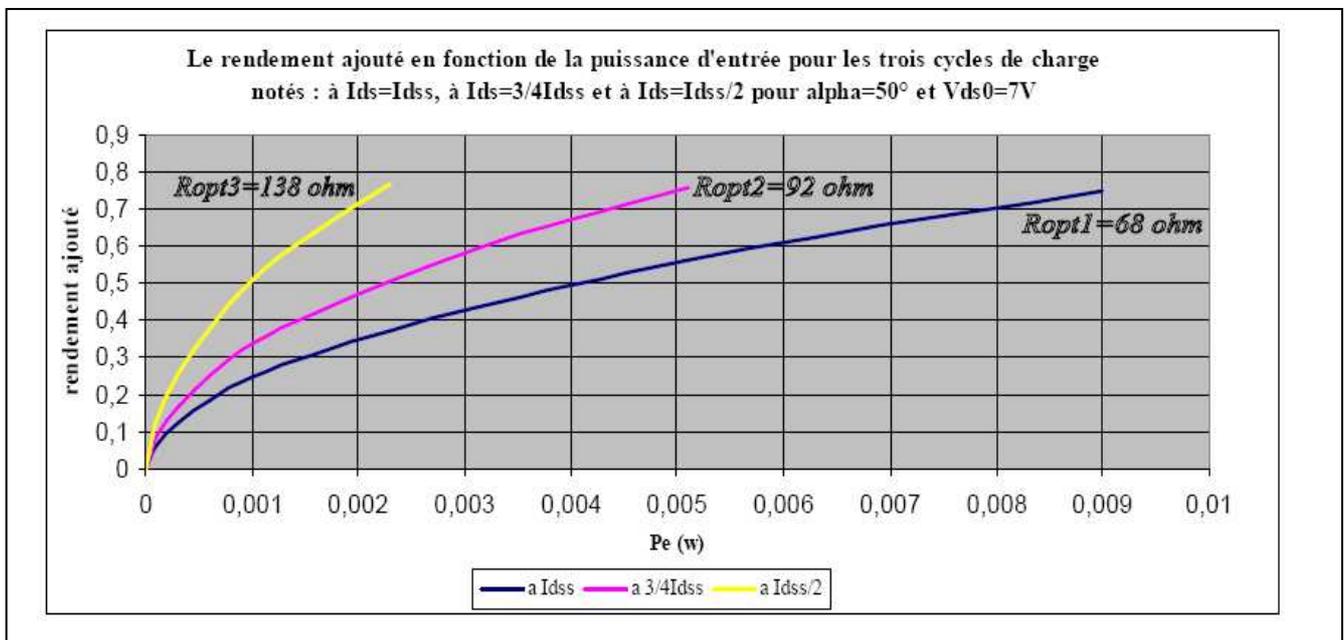
Sur cette configuration pour des faibles puissances d'entrée, de l'ordre de 2.5mW, le cycle de charge le mieux adapté est celui à $I_{dss}/2$, car le rendement ajouté est le plus élevé, de l'ordre de 75%. Alors que, pour des puissances d'entrée comprise entre 2.5mW et 5.2mW le cycle de charge le mieux adapté est celui à $3/4 I_{dss}$, car le rendement ajouté atteint au maximum 73%. Pour des fortes puissances d'entrée à partir de 5.2mW jusqu'à 9mW le cycle le mieux adapté est celui à I_{dss} , car le rendement ajouté peut atteindre les 70%. Donc pour chaque cycle de charge correspond une résistance optimale qui permet d'obtenir un maximum de puissance en sortie.

$V_{ds0}=3.5$ et $\alpha=70^\circ$



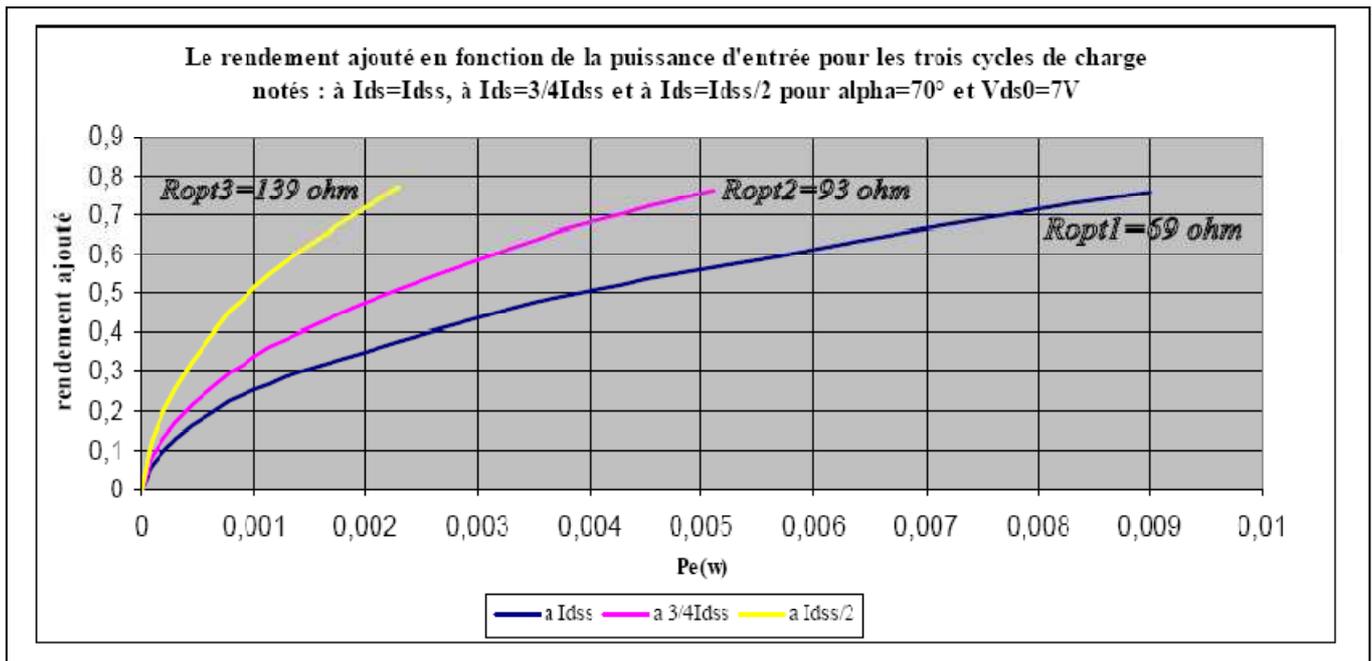
Sur cette configuration, la résistance optimale a progressée de 1% environ et le rendement ajouté a évolué de 1 à 2%.

$V_{ds0}=7V$ et $\alpha=50^\circ$



Ici la même constatation que précédemment, sauf que la résistance optimale ne cessent d'augmenter.

$$V_{ds0}=7V \text{ et } \alpha=70^\circ$$

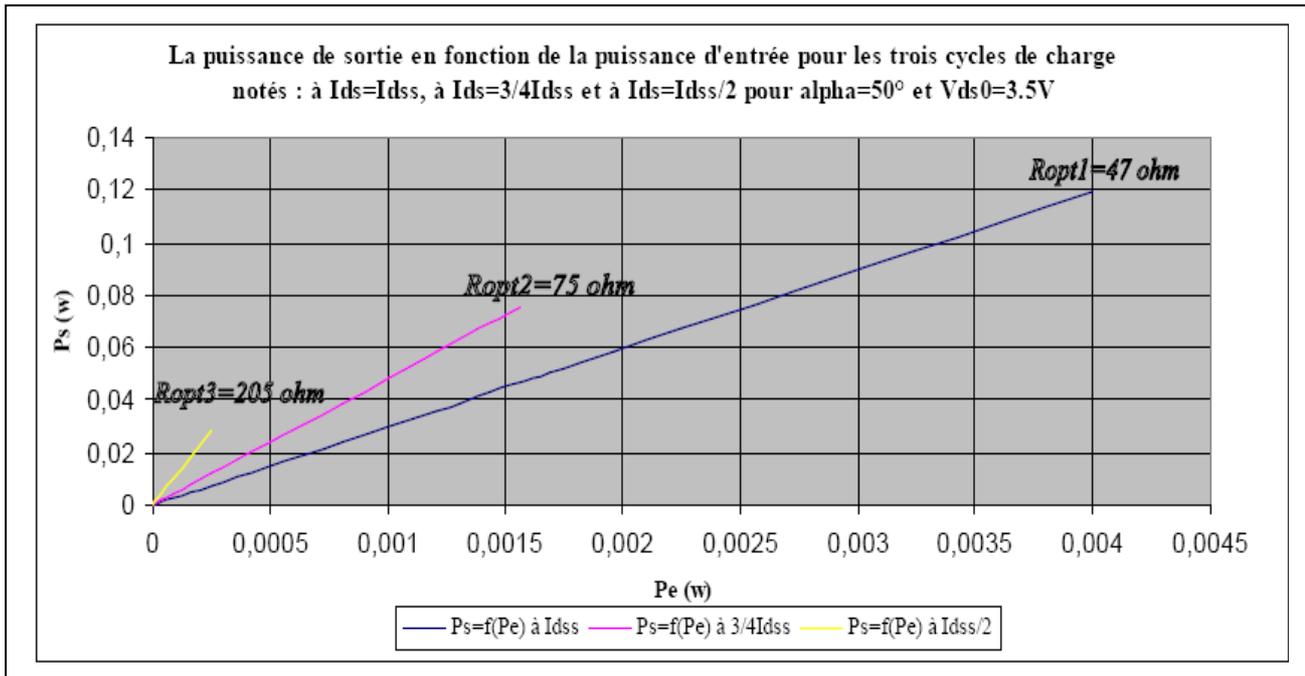


Le maximum de rendement ajouté est obtenu dans cette configuration. Car sur cette configuration le maximum de rendement obtenu est de 75%, alors qu'avec cette dernière, le rendement atteint 78%. Donc une amélioration de 3%.

Conclusion :

On remarque maintenant que pour un transistor donné et une polarisation donnée, il serait intéressant de faire varier électroniquement la charge en fonction du niveau de puissance d'entrée pour l'adapter au rendement maximal.

Ceci est indispensable, car si on reste sur l'impédance de charge donnant le rendement maximal, on ne peut pas atteindre la puissance de sortie maximale comme la montre la figure ci-dessous



Sur cette figure, pour un fonctionnement à I_{dss} , l'impédance de charge optimale de ce transistor est de 47Ω , ce qui nous permet d'atteindre un maximum de puissance de $120mW$ avec un rendement de 60% .

En conséquence pour un fonctionnement maximal à $I_{dss}/2$, l'impédance de charge optimale est de 205Ω , ce qui nous permet d'atteindre un maximum de puissance en sortie de $30mW$ avec un rendement ajouté maximum de 49% .

En effet si l'on souhaite obtenir une puissance de sortie maximale qui doit varier de $30mW$ jusqu'à $120mW$ en sortie de ce transistor, il est nécessaire de faire varier son impédance de charge de 47Ω jusqu'à 205Ω , afin de garder un rendement le plus maximal possible.

Et pour répondre à des exigences qui sont une puissance de sortie élevée avec un rendement en puissance ajouté, une technique dite technique Doherty est présentée pour satisfaire ce compromis.

Chapitre II

Etude de la technique Doherty

II-1 Introduction

Afin d'amplifier un signal en maintenant un rendement optimal pour une variation de puissance à l'entrée, il est possible d'utiliser une variation de l'impédance de charge présentée à la sortie de transistor. L'utilisation de la technique Doherty va permettre de modifier cette impédance de charge de l'amplificateur en fonction du niveau de signal en entrée.

II-2 Configuration de base

Les performances d'un amplificateur sont généralement déterminées par l'impédance de charge présentée en sortie des transistors [5]. La technique Doherty permet de modifier cette impédance de charge en fonction de niveau de puissance d'entrée, et cela grâce à une combinaison de deux amplificateurs, principal, auxiliaire, ainsi que deux lignes quart d'onde.

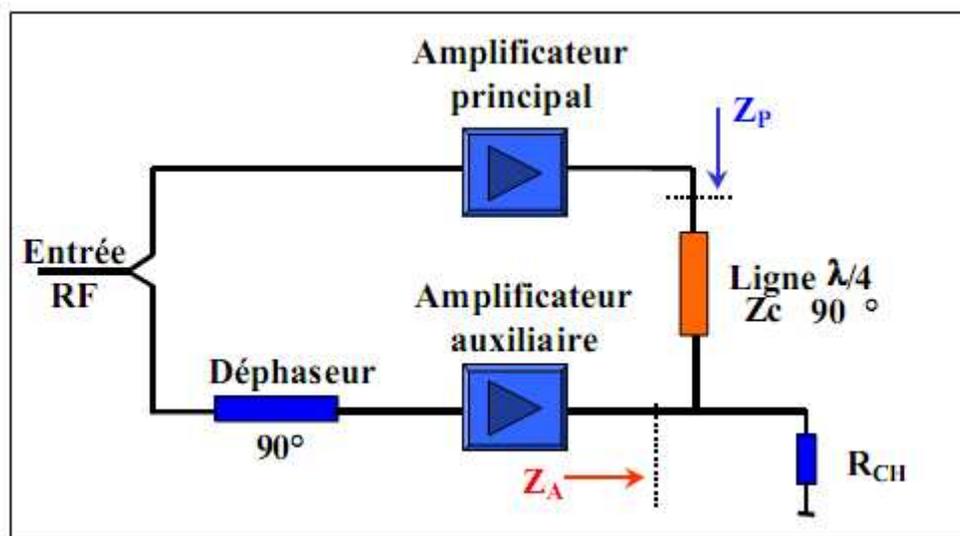


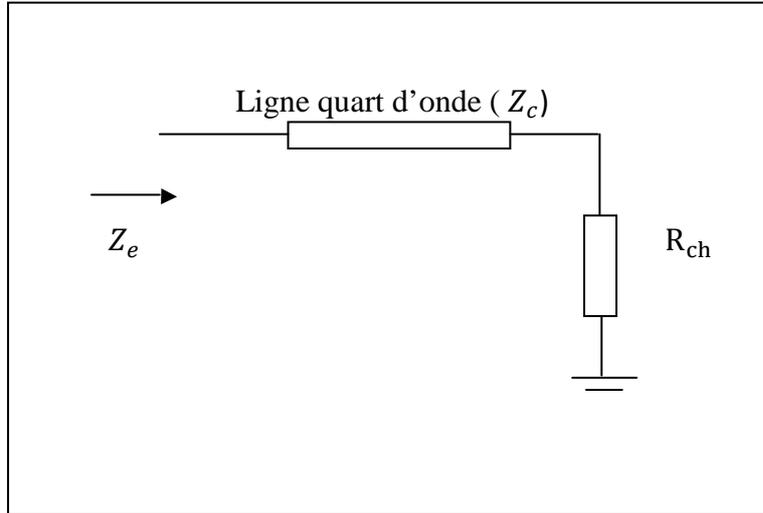
Figure II-1 : schéma d'un amplificateur Doherty

II-2-1 Le principe de fonctionnement

- A faible niveau de puissance d'entrée, seul l'amplificateur principal fournit de la puissance, l'amplificateur auxiliaire est éteint.
- A niveau de puissance moyen, l'amplificateur auxiliaire commence à conduire et fournit de puissance, alors que l'amplificateur principal devient de plus en plus saturé. la mise en conduction de l'amplificateur auxiliaire permet de modifier l'impédance de charge présentée en sortie de l'amplificateur principal.
- A fort niveau de puissance les deux amplificateurs sont saturés et leurs puissance de sortie doivent se combiner le mieux possible en sortie.

II-2-2 La ligne quart d’onde

La première ligne quart d’onde place en sortie de l’amplificateur principal est indispensable pour réaliser la transformation d’impédance nécessaire pour le maintien du rendement sur une plage de variation importante de la puissance en sortie [6].



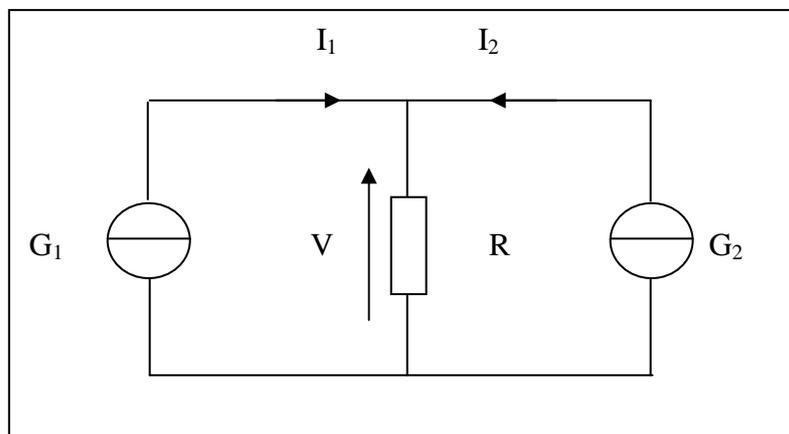
L’impédance ramenée par cette ligne quart d’onde est:

$$Z_e = \frac{Z_c^2}{R_{ch}} \quad \text{II-1}$$

Mais elle traduit un déphasage de $\frac{\pi}{2}$ qu’il va falloir compenser, en utilisant une deuxième ligne quart d’onde en entrée de l’amplificateur auxiliaire, ou bien en utilisant coupleur hybride (0°, 90°).

II-3 Technique de variation de l’impédance de charge

Le principe est de générer un autre courant par une deuxième source cohérent à la première source [7], comme le montre le schéma suivant :



$$V=R (I_1 + I_2)$$

- L'impédance vue par le générateur 1 :

$$Z_1 = \frac{V}{I_1} = R\left(1 + \frac{I_2}{I_1}\right) \quad \text{II-2}$$

- L'impédance vue par le générateur 2 :

$$Z_2 = \frac{V}{I_2} = R\left(1 + \frac{I_1}{I_2}\right) \quad \text{II-3}$$

En utilisant les notions complexes des courants et des tensions, les deux impédances deviennent :

$$Z_1 = R\left(1 + \frac{i_2}{i_1}\right) \quad \text{II-4}$$

et $Z_2 = R\left(1 + \frac{i_1}{i_2}\right) \quad \text{II-5}$

avec $I_1 = i_1 e^{j\varphi}$

et $I_2 = i_2 e^{j\varphi}$

Z_1 est grand si : i_1 et i_2 sont en phase.

et petit si : i_1 et i_2 sont en opposition de phase.

II-4 Détermination des impédances de charge vue par les deux amplificateurs

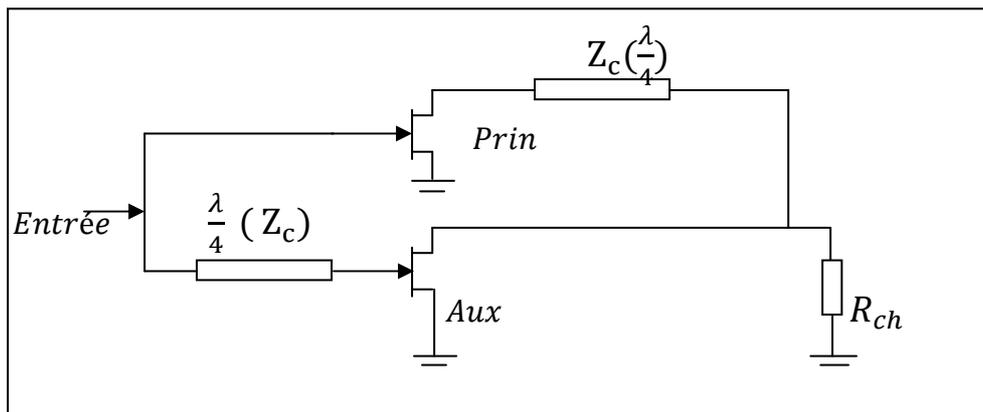
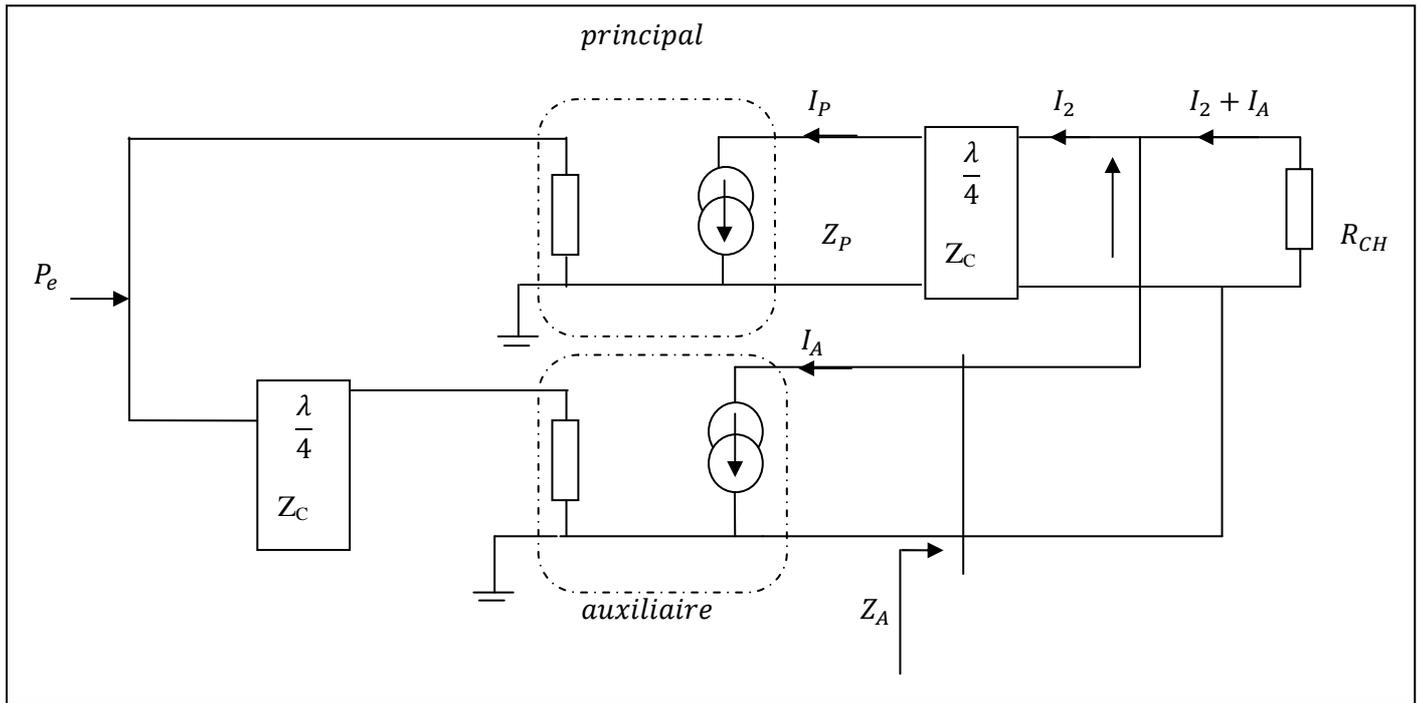


Figure II-2 : circuit d'analyse de la technique Doherty.

Cette analyse va nous permettre de connaître les valeurs des impédances de charge présentée à chaque transistor [8].

Si l'on considère les deux transistors seulement par leur effet fondamental, c'est-à-dire une source de courant commande en tension, le circuit d'analyse de la technique devient [5] :



Le circuit simplifié est le suivant :

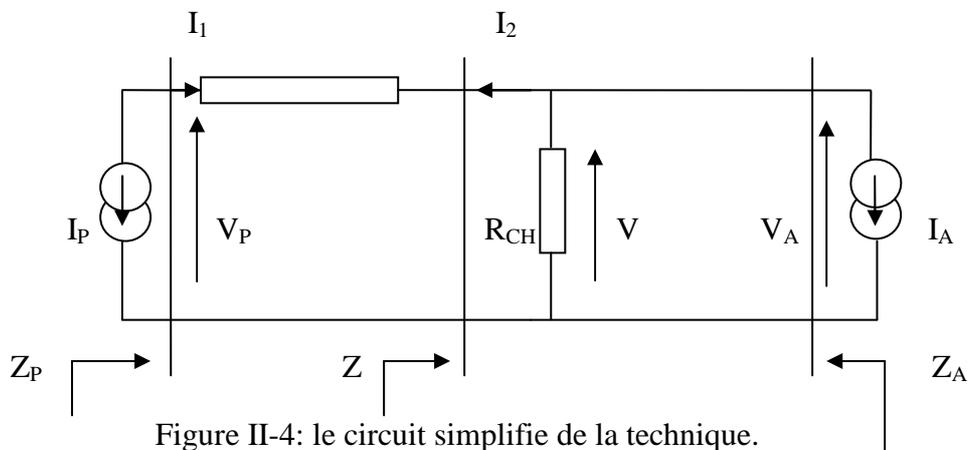


Figure II-4: le circuit simplifié de la technique.

- Z_C : l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde.
- Z_P : l'impédance de charge vue par l'amplificateur principal.
- Z_A : l'impédance de charge vue par l'amplificateur auxiliaire.

Les grandeurs électrique d'une ligne quart d'onde sont relie [8] :

$$\begin{pmatrix} V_P \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & jZ_C \\ \frac{j}{Z_C} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_A=V \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad \text{II-6}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_P = -jZ_C I_2 \\ V_A = -jZ_C I_1 \end{cases}$$

De plus la loi des nœuds nous donne :

$$\begin{aligned} I_1 &= -I_P & \text{II-7} \\ I_2 &= -(I_A + \frac{V_A}{R_{CH}}) \end{aligned}$$

On déduit les tensions des deux amplificateurs :

$$\begin{cases} V_P = jZ_C (I_A + \frac{V_A}{R_{CH}}) \\ V_A = jZ_C I_P \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_P = jZ_C (I_A + j \frac{Z_C}{R_{CH}} I_P) \\ V_A = jZ_C I_P \end{cases}$$

$$\bullet \begin{cases} V_P = jZ_C I_A - \frac{Z_C^2}{R_{CH}} I_P \\ V_A = jZ_C I_P \end{cases} \quad \text{II-8}$$

Les impédances respectives sont :

$$\begin{cases} Z_P = -\frac{V_P}{I_P} = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - jZ_C \frac{I_A}{I_P} \\ Z_A = -\frac{V_P}{I_A} = -jZ_C \frac{I_P}{I_A} \end{cases} \quad \text{II-9}$$

Dans un amplificateur Doherty, on introduit un déphasage de $\frac{\pi}{2}$ entre I_P et I_A (déphaseur d'entrée de 90°), on obtient les impédances Z_P et Z_A réel suivante :

$$\begin{cases} Z_P = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - Z_C \frac{I_A}{I_P} \\ Z_A = Z_C \left(\frac{I_P}{I_A} \right) \end{cases} \quad \text{II-10}$$

II-5 Evolution des impédances de charge des deux amplificateurs

On considère que les deux transistors sont identiques et sont polarisés respectivement en classe B, donc les courants I_A et I_P sont égaux.

- A fort niveau de puissance, les deux amplificateurs sont saturés et les deux courants sont égaux ($I_A=I_P$). L'équation II-10 devient :

$$\begin{cases} Z_P = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - Z_C \\ Z_A = Z_C \end{cases} \quad \text{II-11}$$

Or dans la figure III-4 on a :

$$Z = -\frac{V}{I_2} = \frac{R_{CH}*(I_2+I_A)}{I_2}$$

$$Z = R_{CH}\left(1 + \frac{I_A}{I_2}\right)$$

$$\text{Et } Z_A = -\frac{V}{I_A} = \frac{R_{CH}*(I_A+I_2)}{I_A} = R_{CH}\left(1 + \frac{I_2}{I_A}\right)$$

$$\Rightarrow Z_A = 2R_{CH}$$

$$\text{donc } Z_C = 2R_{CH}$$

$$\Rightarrow Z_P = 2R_{CH}$$

Dans ce cas les deux transistors travaillent ensemble pour délivrer un maximum de puissance pour la charge.

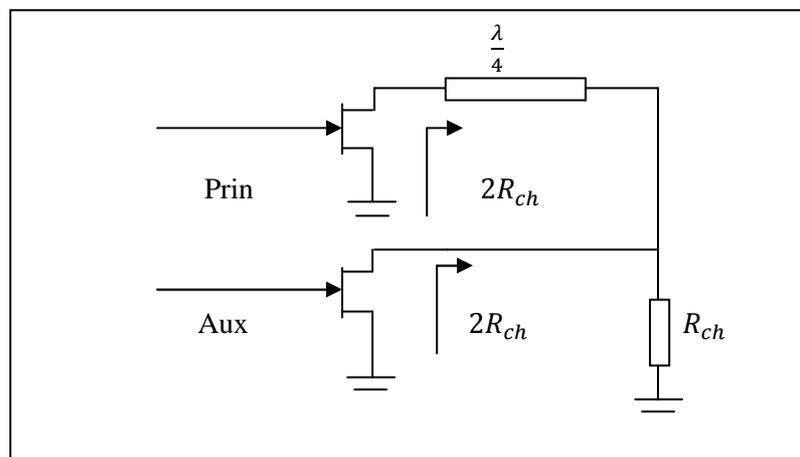


Figure II-5 : fonctionnement à fort niveau de puissance.

- A faible niveau de puissance.

L'amplificateur auxiliaire est éteint c'est-à-dire : $I_A=0$

$$Z_P = \frac{Z_C^2}{Z} = \frac{Z_C^2}{R_{CH}\left(1 + \frac{I_A}{I_2}\right)}$$

- $Z_A = \infty$ (court circuit)

Et $Z_C = 2R_{CH}$

- $Z_P = 4R_{CH}$

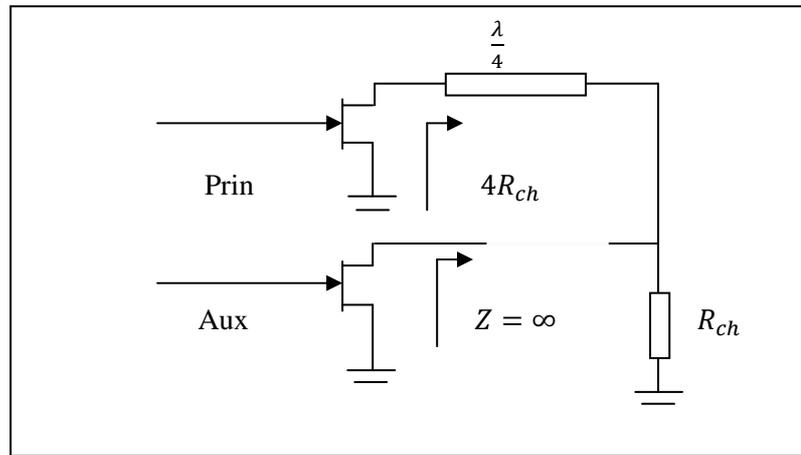


Figure II-6 : fonctionnement à faible niveau de puissance.

II-6 Comportement du cycle de charge de fonctionnement

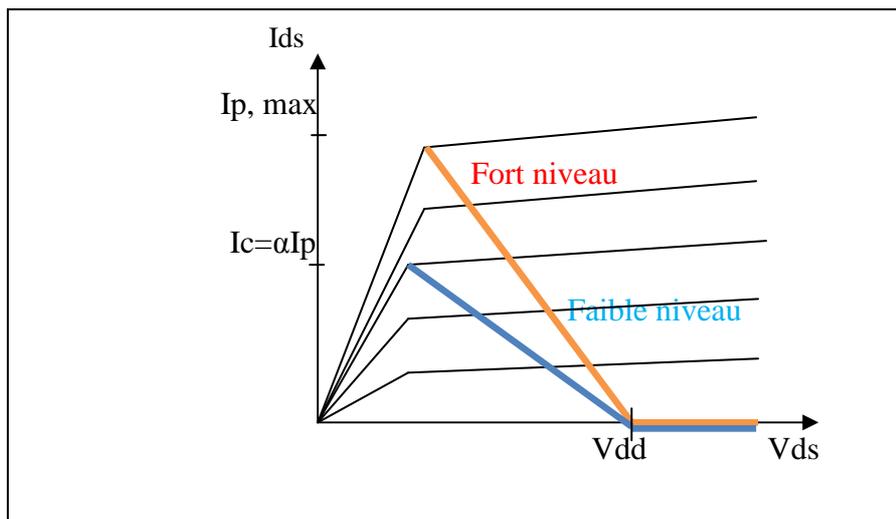


Figure II-7 : Evolution du cycle de charge en fonction du niveau de puissance.

- pour un fort niveau de puissance :

$$I_A = I_P \quad \Rightarrow \quad Z_P = Z_A = 2R_{ch}$$

- pour un faible niveau de puissance :

$$I_A = 0 \quad \Rightarrow \quad Z_A = \infty, Z_P = 4R_{ch}$$

- pour un niveau de puissance compris entre le niveau haut et le niveau bas, l'impédance de sortie vue par l'amplificateur principal varie de $4R_{ch}$ à $2R_{ch}$, et de court circuit à $Z_A = 2R_{ch}$ pour l'amplificateur auxiliaire.

II-7 Evolution des tensions en fonction des niveaux de puissance

La variation de niveau de puissance en entrée ; l'amplificateur auxiliaire passe d'un état bloqué à un état passant puis il se sature à un niveau de puissance fort. Dans ce cas on définit la puissance de transition $P\alpha$. [8].

- A faible niveau de puissance :

$$I_A = 0$$

V_P (Augmente progressivement que I_P)

$$V_P = V_{pMax} = V_{DD} \text{ (Tension de polarisation de drain)}$$

Et $I_P = I_C = \alpha I_{pMax}$ (le courant critique), (α le point de transition)

$$\text{Or } \begin{cases} V_P = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} I_P + jZ_C I_A \\ V_A = jZ_C I_P \end{cases}$$

Dans un amplificateur Doherty, généralement on introduit un déphasage $\frac{\pi}{2}$ ($e^{j\frac{\pi}{2}}$) entre I_A et I_P (la ligne quart d'onde), on obtient les tensions réel suivante.

$$\begin{cases} V_P = -\frac{Z_C^2}{R_{CH}} I_P + Z_C I_A \\ V_A = -Z_C I_P \end{cases}$$

$$\text{➤ Principal : } \quad I_A=0 \quad \Rightarrow \quad V_P = -\frac{Z_C^2}{R_{CH}} I_P$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Pour } V_P = V_{dd} = V_{PMax} \\ \text{et } I_P = I_C = \alpha I_P \end{array} \right\} \Rightarrow V_{pMax} = -\frac{Z_C^2}{R_{CH}} \alpha I_{pMax}$$

la tension V_P augmente en fonction de I_P jusqu'à V_{dd} .

➤ Auxiliaire

$$V_A = -Z_C I_P$$

Et lorsque les deux transistors seront saturés :

$$V_{P_{MAX}} = V_{A_{MAX}} \quad \Rightarrow \quad -Z_C I_{P_{MAX}} = \frac{-Z_C^2}{R_{CH}} \alpha I_{P_{MAX}}$$

$$\Rightarrow \quad \alpha = \frac{R_{CH}}{Z_C}$$

V_A : augmente progressivement jusqu'à $V_A = V_{A_{MAX}} = V_{DD}$

Représentation des tensions :

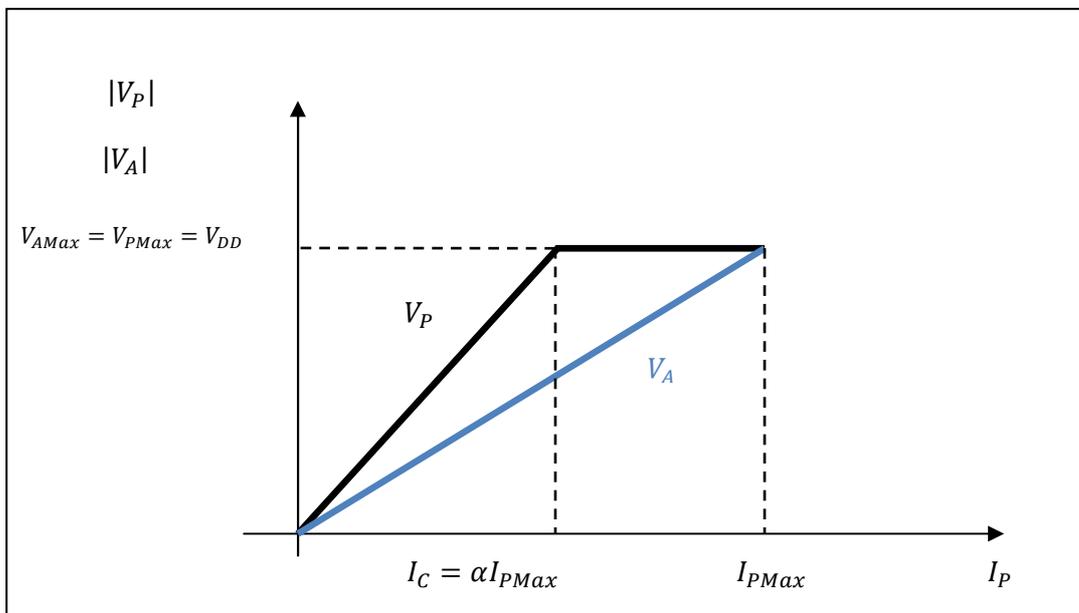


Figure II-8 : Evolution des tensions en fonction de courant I_P

II-8 Evolution des courants en fonction de niveau de puissance

$$\begin{cases} Z_P = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - Z_C \frac{I_A}{I_P} \\ Z_A = Z_C \frac{I_P}{I_A} \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} I_P = \frac{Z_C^2}{R_{CH} \cdot Z_P} I_P - \frac{Z_C}{Z_P} I_A \\ I_A = \frac{Z_C}{Z_P} I_P \end{cases}$$

Le courant I_P augmente progressivement de 0 à $I_{P_{MAX}}$.

Le courant I_A est nulle jusqu'au courant critique $I_C = \alpha I_{P_{MAX}}$ puis augmente progressivement.

$$\text{Si } I_P < I_C \Rightarrow I_A = 0$$

$$\text{Si } I_P \geq I_C \Rightarrow I_A = k(I_P - I_C)$$

Calcul de k à partir de l'équation: 2

$$V_P = -\frac{Z_C^2}{R_{CH}} I_P + Z_C I_A \quad \Rightarrow \quad V_P = -\frac{Z_C^2}{R_{CH}} I_P + Z_C k(I_P - I_C)$$

$$\Rightarrow \quad V_P = -\frac{Z_C^2}{R_{CH}} I_P + Z_C k I_P - Z_C k I_C$$

Lorsque $I_P \geq I_C \Rightarrow V_P = \text{cste}$

$$\frac{dV_P}{dI_P} = 0 \quad \Rightarrow \quad -\frac{Z_C^2}{R_{CH}} + Z_C k = 0$$

On déduit que $k = \frac{Z_C}{R_{CH}}$

$$\text{Or: } \alpha = \frac{R_{CH}}{Z_C} \quad \Rightarrow \quad k = \frac{1}{\alpha}$$

$$I_A = \frac{1}{\alpha} (I_P - I_C) = \frac{1}{\alpha} (I_P - \alpha I_{PMax}) \quad \text{II-12}$$

$$I_A = \frac{1}{\alpha} (I_P - \alpha I_{PMax}) \quad \text{Lorsque } I_P > I_C$$

$$I_A = 0 \quad \text{Lorsque } I_P < I_C$$

La figure suivante représente l'évolution des courants des deux amplificateurs principaux et auxiliaires.

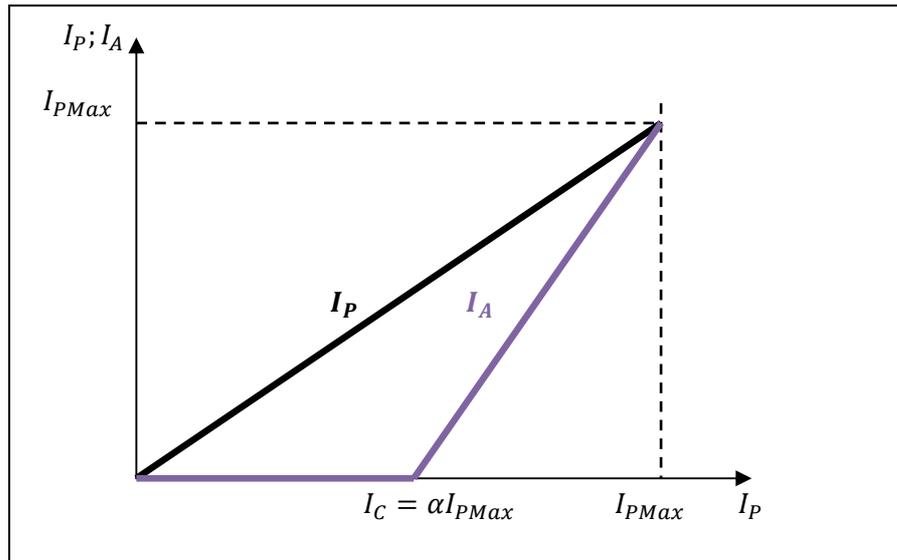


Figure II-9 : Evolution des courants en fonction de courant I_P

Lorsque ces deux amplificateurs sont saturés, on obtient la relation suivante

$$I_{AMax} = \left(\frac{1}{\alpha} - 1\right) I_{PMax}$$

II-9 Evolution du rendement en fonction du niveau de puissance

Comme les deux transistors sont polarisés en classe B on à [8]:

➤ Pour : $I_P < I_C$: $I_A = 0$

$$I_{P;f_0} = \frac{I_P}{2} \quad \text{le courant principal a la fréquence } f_0$$

$$I_{P;DC} = \frac{I_P}{\pi} \quad \text{le courant au continue}$$

- La puissance de sortie de l'amplificateur principal

$$P_{SP;f_0} = \frac{1}{2} Z_P I_{P;f_0}^2 \tag{II-13}$$

$$\text{avec } Z_P = \frac{R_{opt}}{\alpha}$$

$$P_{SP;f_0} = \frac{1}{2} \frac{R_{opt}}{\alpha} \frac{I_P^2}{4} \tag{II-14}$$

- La puissance d'alimentation au continue du principal est

$$P_{P;DC} = I_{P;DC} V_{DD} = \frac{I_P}{\pi} V_{DD} \tag{II-15}$$

- l'expression du rendement :

$$\text{Lorsque } I_P < I_C : \eta = \frac{P_{SP;f_0}}{P_{P;DC}} = \frac{\pi R_{opt}}{8 \alpha V_{DD}} I_P \quad \text{II-16}$$

D'après le cycle de charge et pour un courant sinusoïdal

$$\frac{R_{opt}}{V_{DD}} = \frac{2}{I_{PMax}} \quad \Rightarrow \quad \eta = \frac{\pi}{4} \frac{1}{\alpha} \frac{I_P}{I_{PMax}} \quad \text{II-17}$$

➤ Pour $I_P \geq I_C$

- L'expression de la puissance de l'amplificateur principal au fondamental

$$P_{P,f_0} = \frac{1}{2} Z_P I_{P,f_0}^2 = \frac{1}{2} \left(\frac{Z_C^2}{R_{CH}} - Z_C \frac{I_{A,f_0}}{I_{P,f_0}} \right) I_{P,f_0}^2$$

$$\Rightarrow P_{P,f_0} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{opt}}{\alpha} - Z_C \frac{I_{A,f_0}}{I_{P,f_0}} \right) I_{P,f_0}^2 \quad \text{II-18}$$

- L'expression de la puissance de l'amplificateur auxiliaire au fondamental

$$P_{A,f_0} = \frac{1}{2} Z_A I_{A,f_0}^2 = \frac{1}{2} Z_C \frac{I_{P,f_0}}{I_{A,f_0}} I_{A,f_0}^2$$

$$P_{A,f_0} = \frac{1}{2} Z_C \frac{I_{A,f_0}}{I_{P,f_0}} I_{P,f_0}^2 \quad \text{II-19}$$

- La puissance total au fondamental

$$P_{T;f_0} = P_{P;f_0} + P_{A;f_0} = \frac{1}{2} \frac{R_{opt}}{\alpha} I_{P,f_0}^2$$

$$P_{T;f_0} = \frac{1}{8} \frac{R_{opt}}{\alpha} I_P^2 \quad \text{II-20}$$

- L'expression de la puissance d'alimentation au continu du principal et auxiliaire

$$P_{P;DC} = I_{P;DC} V_{DD} = \frac{I_P}{\pi} V_{DD} \quad \text{II-21}$$

$$P_{A;DC} = I_{A;DC} V_{DD} = \frac{I_A}{\pi} V_{DD} \quad \text{II-22}$$

- P_T de la puissance d'alimentation au continu :

$$P_{T;DC} = P_{P;DC} + P_{A;DC} = \frac{V_{DD}}{\pi} (I_A + I_P)$$

Or $I_A = \frac{1}{\alpha} I_P - I_{PMax}$

$$P_{T;DC} = \frac{V_{DD}}{\pi} \left(\frac{1}{\alpha} I_P - I_{PMax} + I_P \right) = \frac{V_{DD}}{\pi} \left(\left(\frac{1}{\alpha} + 1 \right) I_P - I_{PMax} \right)$$

$$P_{T;DC} = \frac{V_{DD}}{\pi} I_{PMax} \left(\left(\frac{1}{\alpha} + 1 \right) \frac{I_P}{I_{PMax}} - 1 \right) \tag{II-23}$$

➤ Le rendement lorsque $I_P > I_C$

$$\eta = \frac{P_{T;f_0}}{P_{T;DC}} = \frac{\pi R_{opt}}{8 \alpha V_{DD} I_{PMax}} \frac{I_P^2}{I_{PMax}} \frac{1}{\left(\left(\frac{1}{\alpha} + 1 \right) \frac{I_P}{I_{PMax}} \right)} \tag{II-24}$$

$$\eta = \frac{\pi}{4 \alpha} \frac{1}{\left(\left(\frac{1}{\alpha} + 1 \right) \frac{I_P}{I_{PMax}} - 1 \right)} \tag{II-25}$$

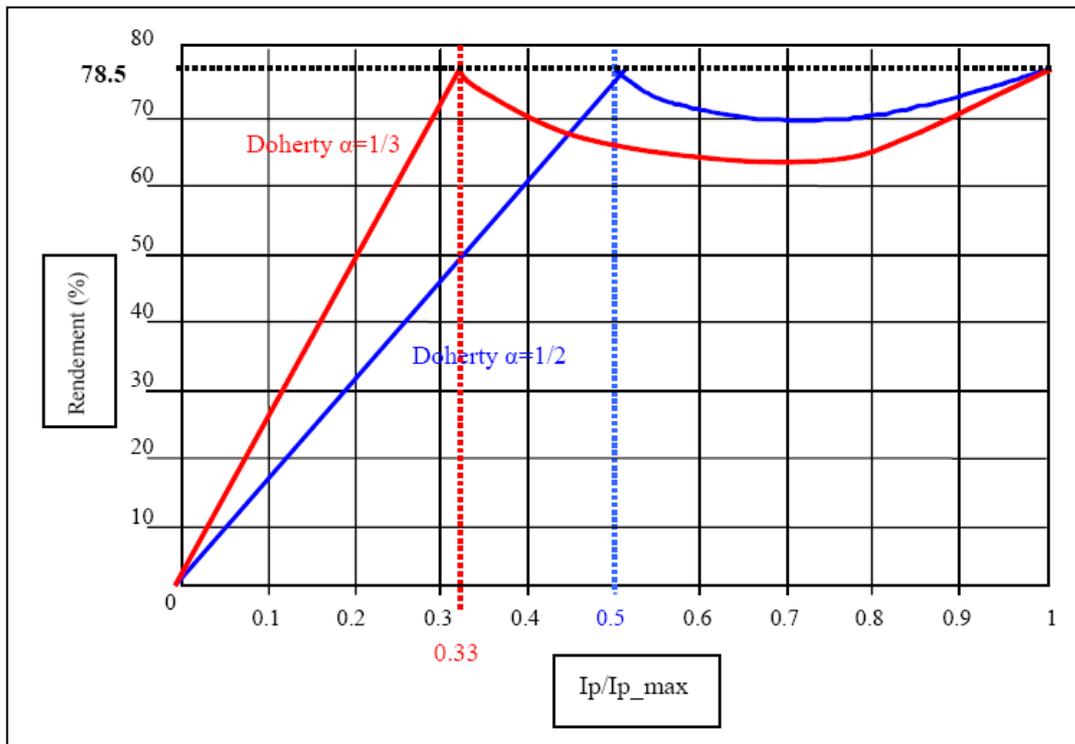


Figure II-10 : Evolution du rendement en fonction $\frac{I_P}{I_{PMax}}$ [8]

La figure montre l'évolution du rendement d'une manière linéaire jusqu'au point de transition α , puis, il décroît lorsque l'amplificateur auxiliaire entre en conduction et en fin il augmente jusqu'à atteindre le rendement maximum (dans notre cas c'est 78,5%).

III-10 Détermination de l'impédance caractéristique Z_C , et la résistance de charge

À partir des équations II-11 on a les impédances suivantes :

$$Z_P = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - Z_C \quad \text{II-26}$$

$$Z_A = Z_C \quad \text{II-27}$$

Les deux amplificateurs sont conçus pour fournir la puissance maximal (à fort niveaux de puissance) c'est-à-dire lorsque leurs impédance de charge sont égale à optimal (R_{opt}).

$$Z_P = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - Z_C = R_{opt} \quad \text{II-28}$$

$$Z_A = Z_C = R_{opt} \quad \text{II-29}$$

On conclut : $Z_C = R_{opt} \quad \text{II-30}$

$$R_{CH} = \frac{R_{opt}}{2} \quad \text{II-31}$$

Dans ce cas les impédances des deux amplificateurs deviennent à faible niveau de puissance.

$$I_A = 0$$

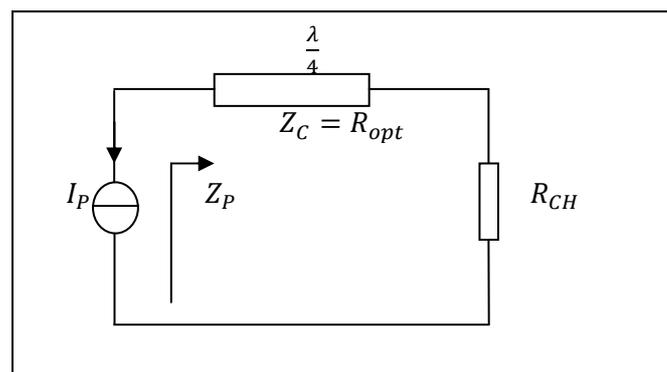


Figure II-11 : circuit simplifier pour de faible puissance.

$$Z_P = \frac{Z_C^2}{\frac{R_{opt}}{2}} \quad \text{or} \quad Z_C = R_{opt} \quad \Rightarrow \quad Z_P = 2R_{opt}$$

et Z_A : circuit ouvert

Le tableau suivant montre la variation des deux impédances (Z_P, Z_A) en fonction de niveau de puissance

Niveau de puissance	Z_P	Z_A
$P < P_\alpha$	$2R_{opt}$	∞
$P_\alpha < P < P_{Max}$	$2R_{opt} \rightarrow R_{opt}$	$\infty \rightarrow R_{opt}$
$P = P_\alpha$	R_{opt}	R_{opt}

P_α : La puissance a laquelle l'amplificateur auxiliaire passe l'état bloqué à l'état saturé.

II-11 Application pour un amplificateur Doherty à auxiliaire double

Jusqu'à présent nous avons étudié un amplificateur Doherty avec des transistors de même taille [8], [9].

Cependant, il est possible de concevoir un amplificateur Doherty avec un transistor auxiliaire de taille deux fois plus important que celle du transistor principale.

Les amplitudes max des courants devient

$$I_{AMax} = 2I_{PMax} \tag{II-3}$$

Or d'après l'équation: $I_{AMax} = \left(\frac{1}{\alpha} - 1\right) I_{PMax}$ II-33

$$2 = \left(\frac{1}{\alpha} - 1\right)$$

$$3 = \frac{1}{\alpha} \quad \alpha = \frac{1}{3}$$

Dans ce cas le principe de cet amplificateur est de fournir un courant double

$$Z_P = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - Z_C \frac{I_A}{I_P}$$

$$Z_A = Z_C \frac{I_P}{I_A}$$

$$\begin{cases} Z_P = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - 2Z_C \\ Z_A = \frac{Z_C}{2} \end{cases}$$

L'impédance de charge optimal présente à leur sortie c'est-à-dire (sorties des transistors) est égale à R_{opt} pour le principal et $\frac{R_{opt}}{2}$ pour l'auxiliaire, [8] donc :

$$\begin{cases} Z_P = \frac{Z_C^2}{R_{CH}} - 2Z_C = R_{opt} \\ Z_A = \frac{Z_C}{2} = \frac{R_{opt}}{2} \end{cases}$$

En conclut: $Z_C = R_{opt}$ II-34

$$R_{CH} = \frac{R_{opt}}{3} \tag{II-35}$$

$$3R_{opt} = \frac{R_{opt}^2}{R_{CH}} \Rightarrow R_{CH} = \frac{R_{opt}}{3}$$

On obtient le nouveau tableau des variations d'impédance suivant :

Niveau de puissance	Z_P	Z_A
$P < P_\alpha$	$3R_{opt}$	∞
$P_\alpha < P < P_{Max}$	$3R_{opt} \Rightarrow R_{opt}$	$\infty \Rightarrow \frac{R_{opt}}{2}$
$P = P_\alpha$	R_{opt}	$\frac{R_{opt}}{2}$

Donc le fait de doubler la taille du transistor auxiliaire influe sur les variations des impédances de charge ce qui agit sur l'évolution du rendement

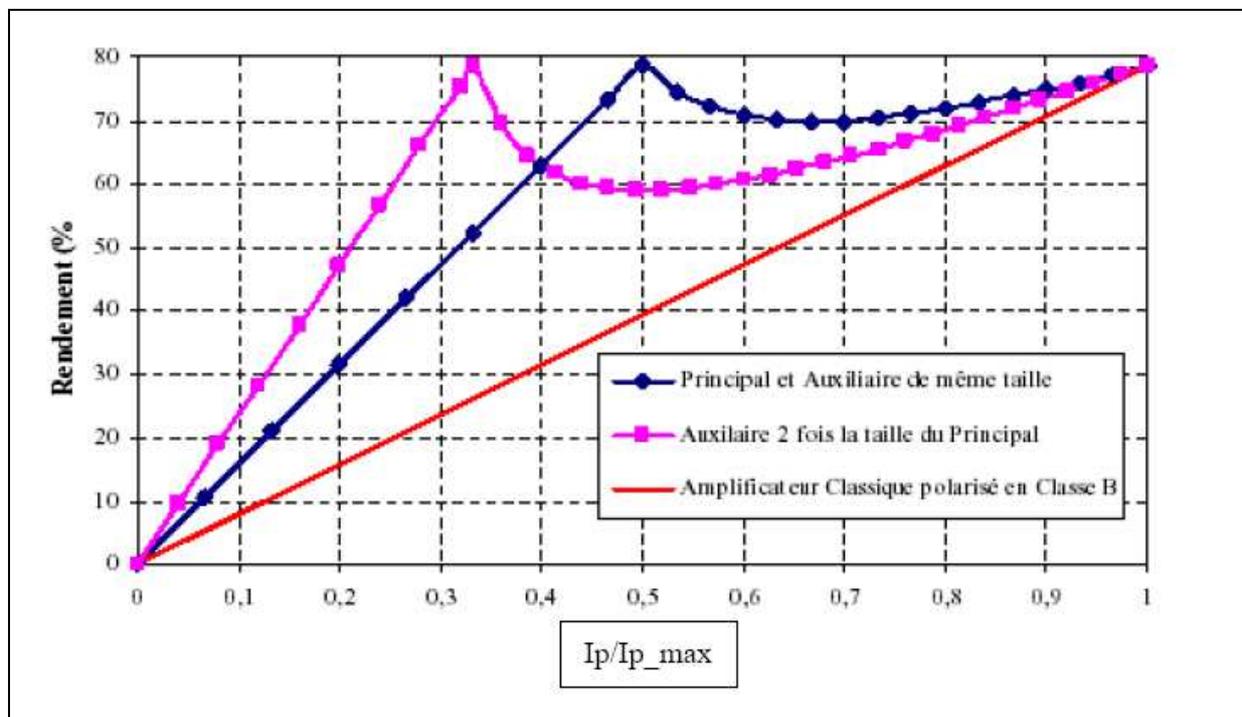


Figure II-12 : l'évolution du rendement d'un amplificateur Doherty à auxiliaire double. [8]

Dans ce cas le rendement est maintenu sur une plage de variation plus grande que celle de l'amplificateur de même taille.

Il est à noter que lors de cette réalisation, la puissance délivrée va être divisée d'une manière asymétrique.

L'évolution de la puissance d'un amplificateur Doherty à auxiliaire double [2].

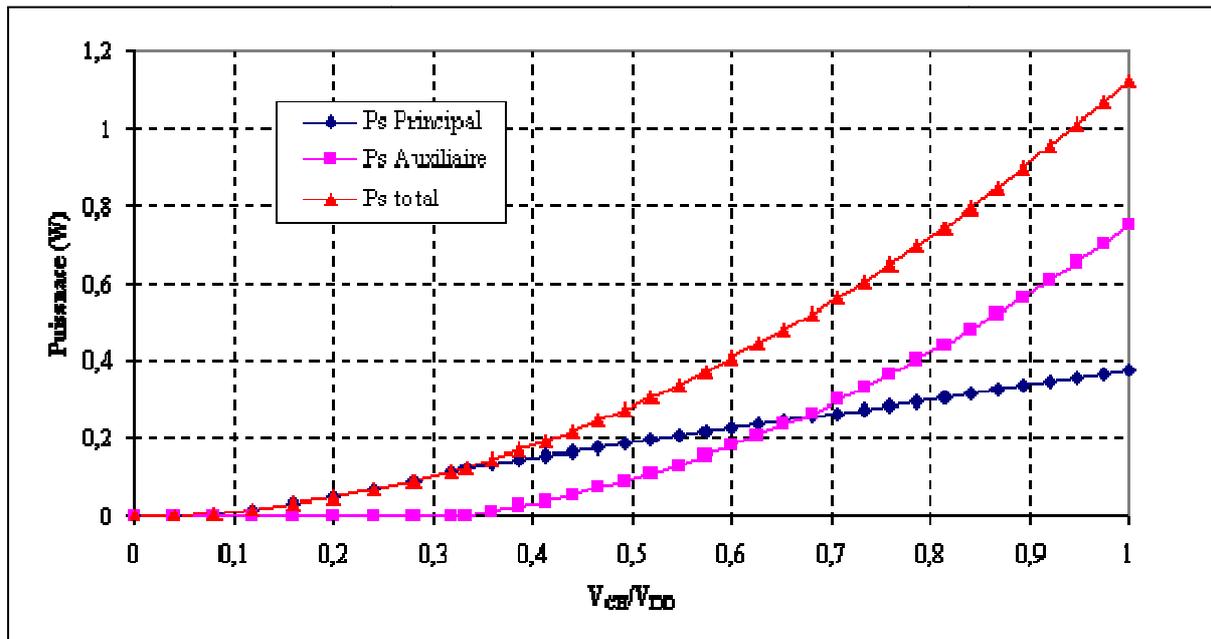


Figure II-13 : Evolution de la puissance d'un amplificateur à auxiliaire double. [2]

La figure montre l'évolution de la puissance de sortie en fonction du rapport $\frac{V_{CH}}{V_{DD}}$ lorsque la taille des transistors est différente, et en voie qu'à la puissance max l'amplificateur auxiliaire

délivre le double de l'amplificateur principal.

III-12 Application pour un amplificateur Doherty à 3 étages

Pour une configuration à deux auxiliaires, il existe deux points de transition (α_1, α_2). ces deux points sont définis comme étant l'entrée en conduction du premier amplificateur auxiliaire (α_1), et l'entrée en conduction de seconde amplificateur auxiliaire (α_2) [8].

Le schéma de l'amplificateur Doherty à deux auxiliaires est représenté sur la figure II-14 :

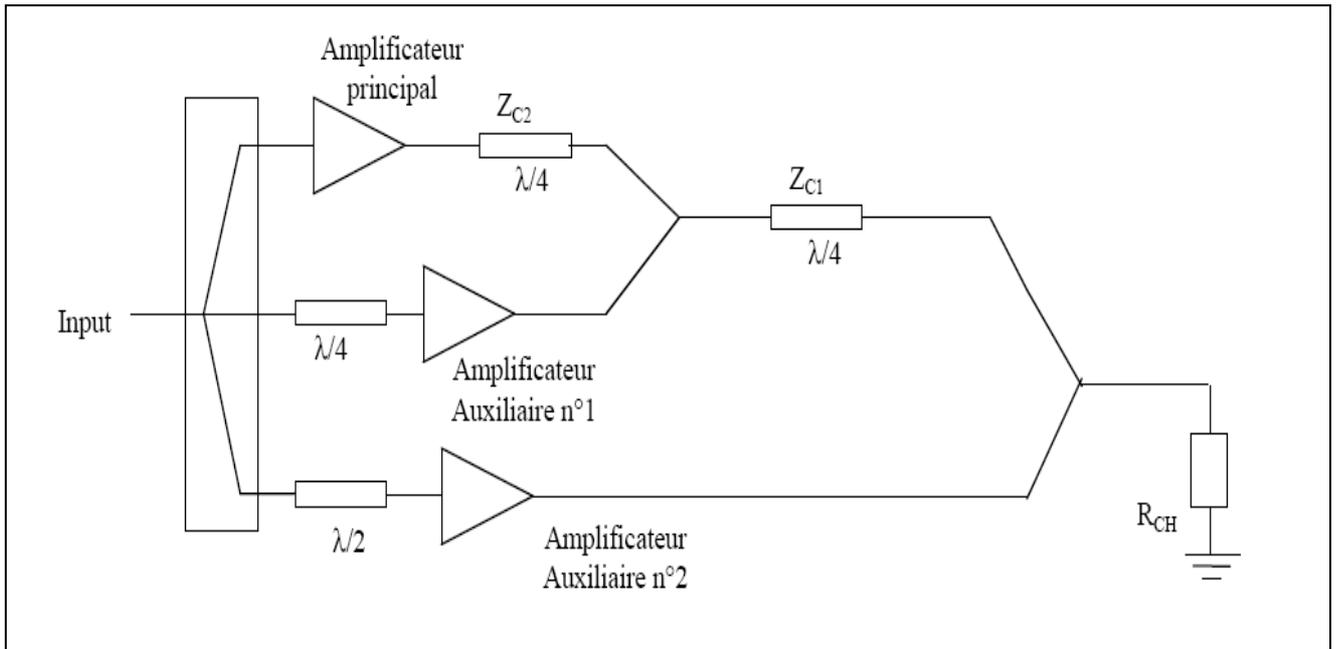


Figure II-14: schéma de principe d'un amplificateur Doherty à 3 étages.

Les impédances des deux lignes sont : [8]

$$Z_{c1} = \frac{R_{ch}}{\alpha_1} \tag{II-36}$$

$$Z_{c2} = \frac{R_{ch}}{\alpha_1 \alpha_2} \tag{II-37}$$

$$R_{ch} = 1 - \alpha_1 R_{opt} \tag{II-38}$$

Il est démontré que de bon résultat sont données pour des valeurs de $\alpha_1=0.5$ et $\alpha_2=0.25$. [8] pour cette configuration, on déduit :

$$R_{ch} = \frac{R_{opt}}{2} \tag{II-39}$$

$$Z_{c1} = 2R_{ch} = R_{opt} \tag{II-40}$$

$$Z_{c2} = 8R_{ch} = 4R_{opt} \tag{II-41}$$

On obtient le nouveau tableau qui résume les différents modes de fonctionnement d'un amplificateur Doherty à 3 étages en fonction de la variation de niveau de puissance.

Niveau de puissance	Amplificateur principal	Amplificateur auxiliaire 1	Amplificateur auxiliaire 2
$P < P_{\alpha 1} \text{ et } P_{\alpha 2}$	Source de courant	Eteint	Eteint
$P_{\alpha 1} < P < P_{\alpha 2}$	Saturée	Source courant	Eteint
$P_{\alpha 2} \text{ et } P_{\alpha 1} < P < P_{Max}$	Saturée	Saturée	Source de courant
$P = P_{Max}$	saturée	saturée	saturée

La figure II-15 montre l'évolution du rendement d'un amplificateur Doherty à deux auxiliaires en fonction de rapport de la tension aux bornes de la charge RF et de la tension d'alimentation ($\frac{V_{ch}}{V_{DD}}$).

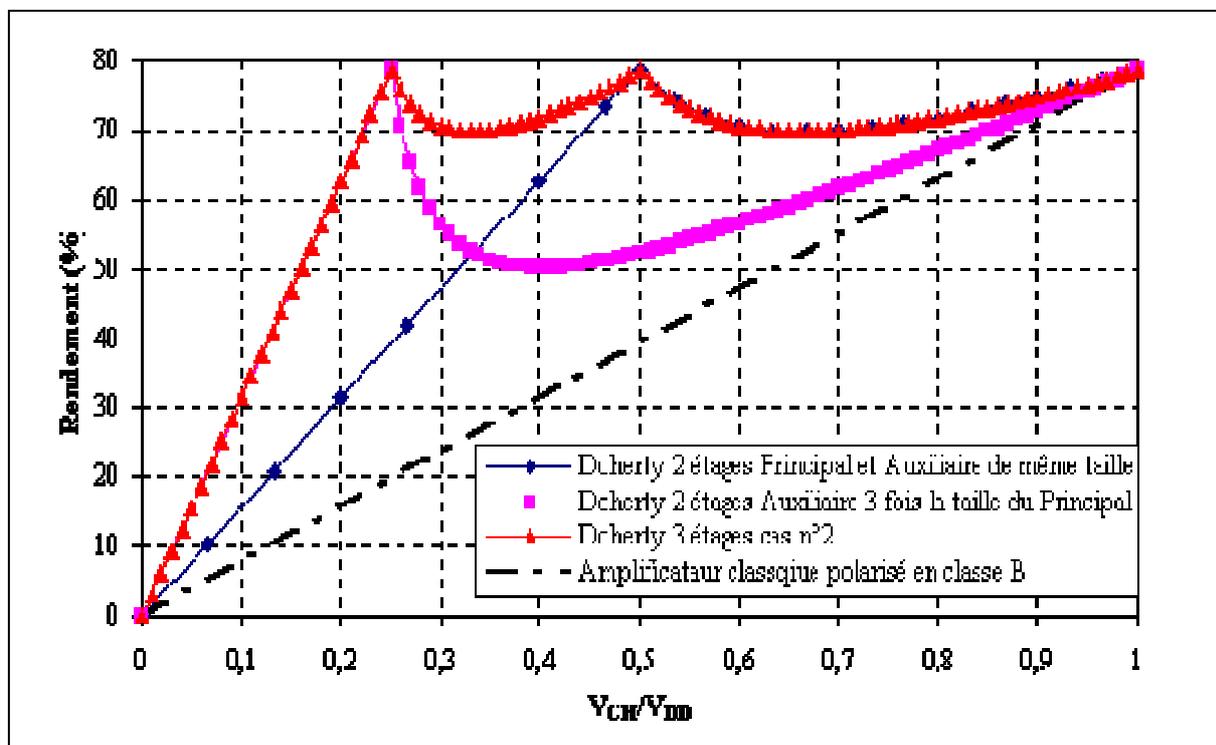


Figure II-15: évolution du rendement d'un amplificateur Doherty à 3 étages [8]

Cette évolution permet de voir les deux seuils de déclenchement des deux amplificateurs auxiliaire. Ce qui permet d'avoir un rendement meilleur sur une plage de variation importante.

Chapitre III
Méthodologie de Simulation et
Configuration

III-1 Introduction

Ce chapitre concerne la démarche nécessaire pour concevoir des circuits à des fréquences aussi élevées. Cette démarche est très importante car la réalisation des circuits ne permet pas de réglage au final, si jamais ce circuit ne fonctionne pas. La simulation est donc primordiale pour le bon fonctionnement du circuit. Elle doit être menée de façon rigoureuse.

III-2 Simulateur

La conception de circuit étant primordial pour estimer le comportement et la réponse du circuit à réaliser, différents simulateurs permettent de tenir compte de comportement des composants constituant le circuit.

III-2-1 Simulation :

Cette analyse permet de trouver le point de fonctionnement des composants actifs du circuit, de tracer leurs caractéristiques statiques et de déterminer la puissance consommée. Elle permet aussi de vérifier si tous les composants du circuit sont correctement polarisés.

III-2-2 Optimisation :

L'optimisation des valeurs des composants consiste à faire varier ces valeurs dans un intervalle et à simuler chacune de ces valeurs afin de comparer la réponse du circuit avec celle du cahier des charges. Les meilleures valeurs obtenues pour le circuit sont ensuite conservées.

III-3 Modélisation non linéaire

Afin d'utiliser le transistor correctement, une étude de ses caractéristiques principal est nécessaire. Une première étape consiste à la détermination des caractéristiques statiques intrinsèque de I_{ds} en fonction de V_{gs} et V_{ds} . Le schéma de simulation qui nous donne ces caractéristiques est le suivant :

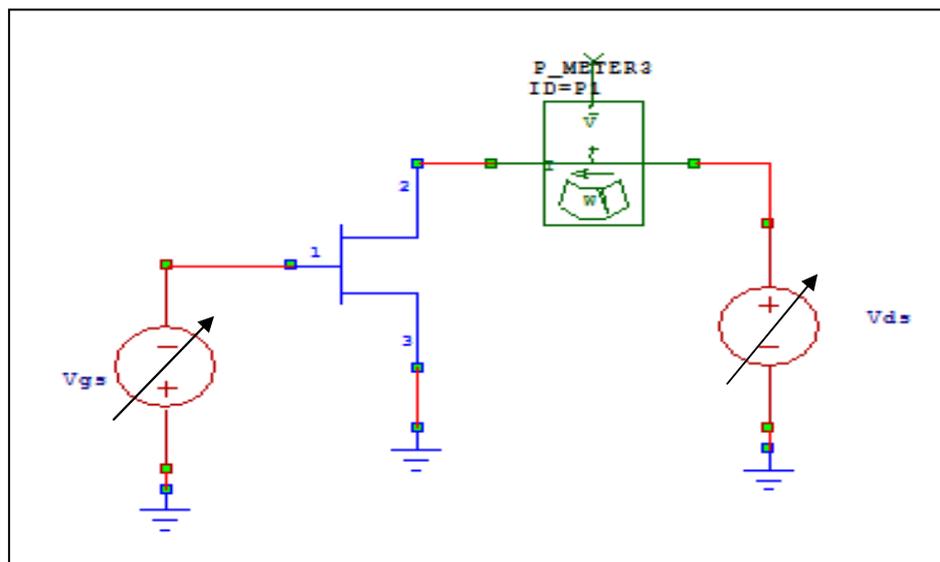
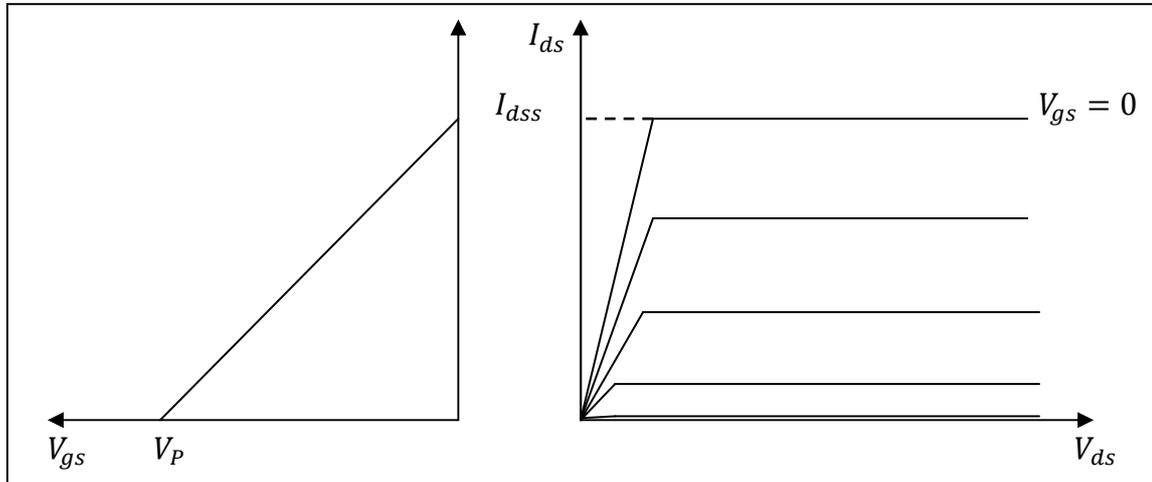


Figure III-1 : Le circuit de simulation

Le circuit est constitué de deux sources variables et un ampèremètre pour mesurer I_{ds} .

- On fixe V_{gs} et on fait varier la tension V_{ds} , on trace la caractéristique $I_{ds} = f(V_{ds})$, et la valeur pour laquelle $I_{ds} = 0$ correspond à la tension de pincement V_P .

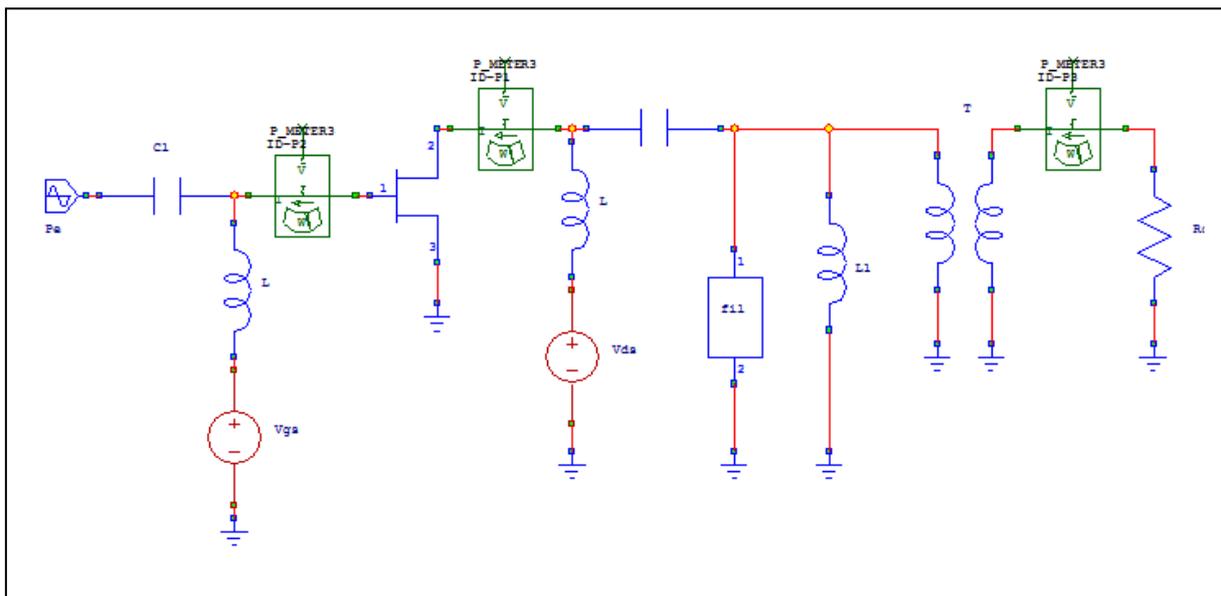


- Les caractéristiques à relever sont le courant maximal I_{dss} , et la tension de pincement V_P .

À partir des ces paramètres la conception des amplificateurs est possible.

III-4 Comportement du transistor et bilan de puissance

Après avoir étudiés les caractéristiques du transistor, un ensemble de composant lui associés afin de modéliser un amplificateur.



L'objectif est de chercher le rapport de transformation T du transformateur, pour aboutir à un maximum de puissance en sortie tout en ayant un rendement ajouté le plus élevé.

III-4-1 Composition du circuit

- Un générateur de puissance travaillant à une fréquence f_0 , pour observer l'évolution de puissance et de rendement.
- Des circuits de polarisation pour polariser correctement le transistor.
- Un filtre passe bas pour supprimer les harmoniques supérieures au fondamental.
- Une self L1, afin de compenser la partie imaginaire de transistor.
- Un transformateur pour réaliser l'adaptation en sortie.

III-4-2 Procédure d'optimisation et de réglage

Tout dépend de la classe de fonctionnement des transistors, il faut :

- ✓ Connaitre l'angle d'ouverture φ de chaque classe de fonctionnement.
 - La classe B : $\varphi = \pi$
 - La classe AB : $\pi < \varphi < 2\pi$
- ✓ Calculer le point de polarisation V_{gs0}
 - $V_P = V_{gs0} + V_{gs1} \cos \varphi$
- ✓ Calculer la self de compensation
 - $L * C_{ds} * \omega_0^2 = 1$
- ✓ Réglage de bloque permettant de supprimer les harmoniques supérieures au fondamental.
 - A partir du filtre, la puissance d'entrée est balayée d'un minimum à un maximum. Après une première simulation, si le cycle de charge ne correspond pas à celui d'une classe de fonctionnement et que le maximum de courant n'atteint pas I_{dss} , il va falloir optimiser le rapport de transformation et la self de sortie.

Pour une puissance variable en entrée et un rapport de transformation T, les caractéristiques complètes qu'on obtient sont :

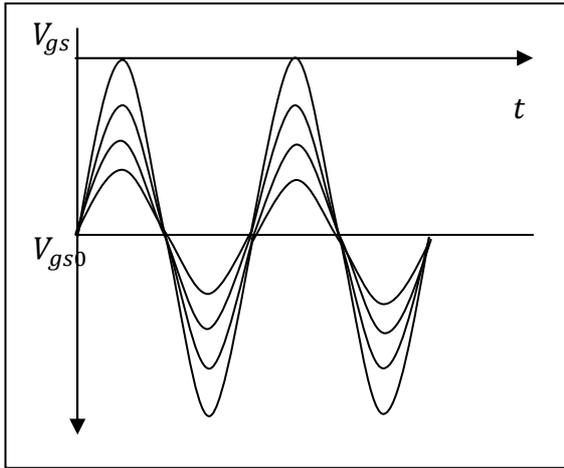


Figure III-3 Balayage de $V_{gs}(t)$ d'un minimum à un maximum

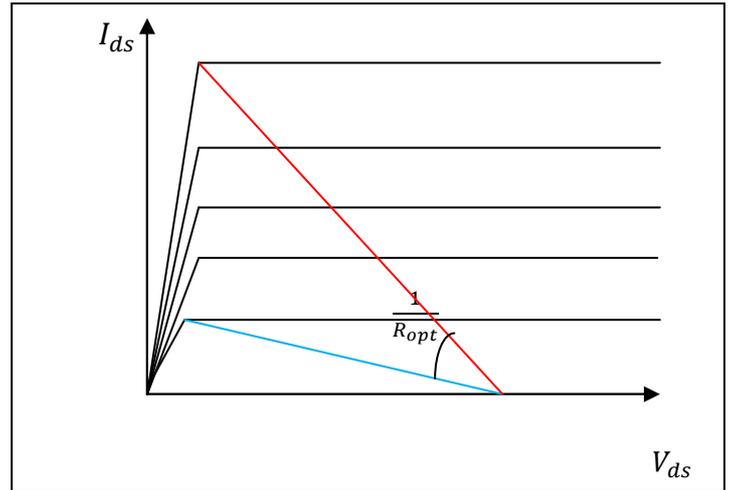


Figure III-4 Le cycle de charge de l'amplificateur :

- Fort niveau de puissance.
- Faible niveau de puissance

Le signal de sortie $V_{ds}(t)$ à obtenir :

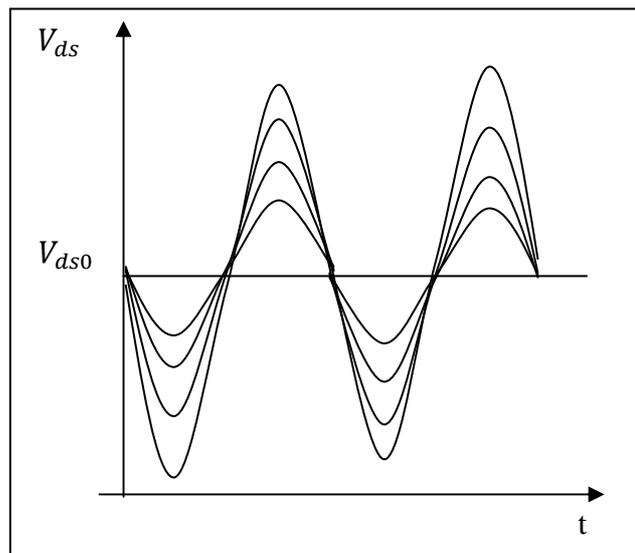


Figure III-5 : le signale de sortie de $V_{ds}(t)$

◆ Constatation

- Le cycle de charge à obtenir, il faut qu'il corresponde à l'une des classes de fonctionnement.
- Pour différent niveau d'entrée, le cycle de charge atteint les maximums des courants.
- Et que les tensions V_{gs} et V_{ds} soit en opposition de phase.

III-4-3 Bilan de puissance et de rendement

L'objectif principal de la simulation est d'observer l'évolution de la puissance d'entrée, ainsi que la progression du rendement ajouté en fonction de la puissance d'entrée.

- Pour chaque niveau de puissance en entrée, on visualise la puissance de sortie et si elle est supérieure à celle de l'entrée, donc on dit que l'amplification de puissance est réalisée.
- Ainsi que l'évolution du rendement.

III-4-4 Calcul de l'impédance de charge optimale du transistor

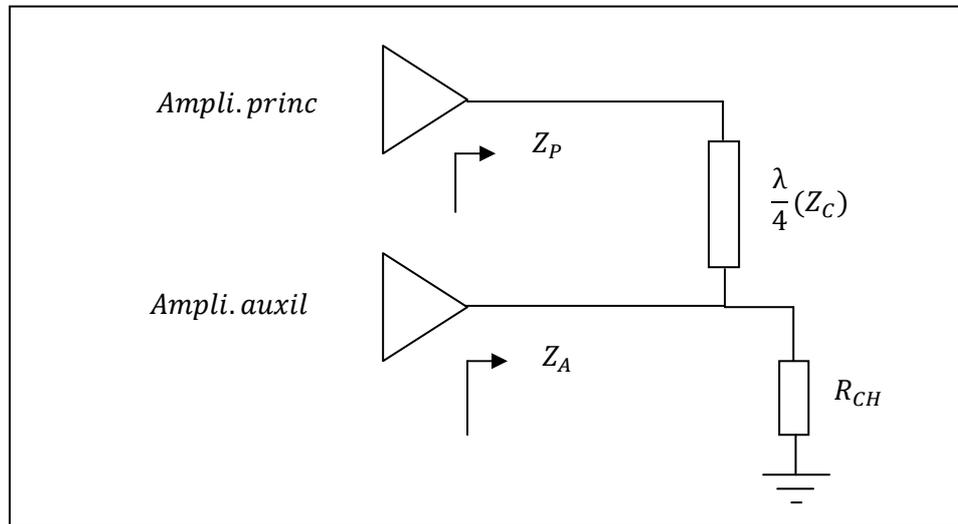
Pour le comportement de transistor à différent niveau d'entrée, on calcul l'impédance optimale de sortie : pour chaque niveau son impédance qui le correspondant.

Cette impédance optimale peut être déterminée graphiquement à partir de cycle de charge de l'amplificateur.

$$R_{opt} = - \frac{V_d - V_{ds0}}{I_{dss}}$$

II-5 Détermination de l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde de sortie et l'impédance de charge.

❖ à fort niveau de puissance



$$Z_p = \frac{Z_c^2}{2R_{CH}} = R_{opt}$$

$$Z_A = 2R_{CH} = R_{opt}$$

A partir de ces équations en déduit Z_C :

$$Z_C^2 = 2R_{CH}R_{opt} \quad \text{et} \quad R_{CH} = \frac{R_{opt}}{2} \Rightarrow Z_C = \sqrt{R_{opt}R_{opt}} \Rightarrow Z_C = R_{opt}$$

❖ A bas niveau de puissance

L'amplificateur auxiliaire est éteint c'est-à-dire : $I_A=0$

$$Z_P = \frac{Z_C^2}{Z} = \frac{Z_C^2}{R_{CH}\left(1+\frac{I}{I_A}\right)} \Rightarrow \frac{Z_C^2}{R_{CH}} \Rightarrow Z_P = 4R_{CH}$$

III-6 Architecteur de l'amplificateur Doherty

La topologie générale de l'amplificateur Doherty est la suivante :

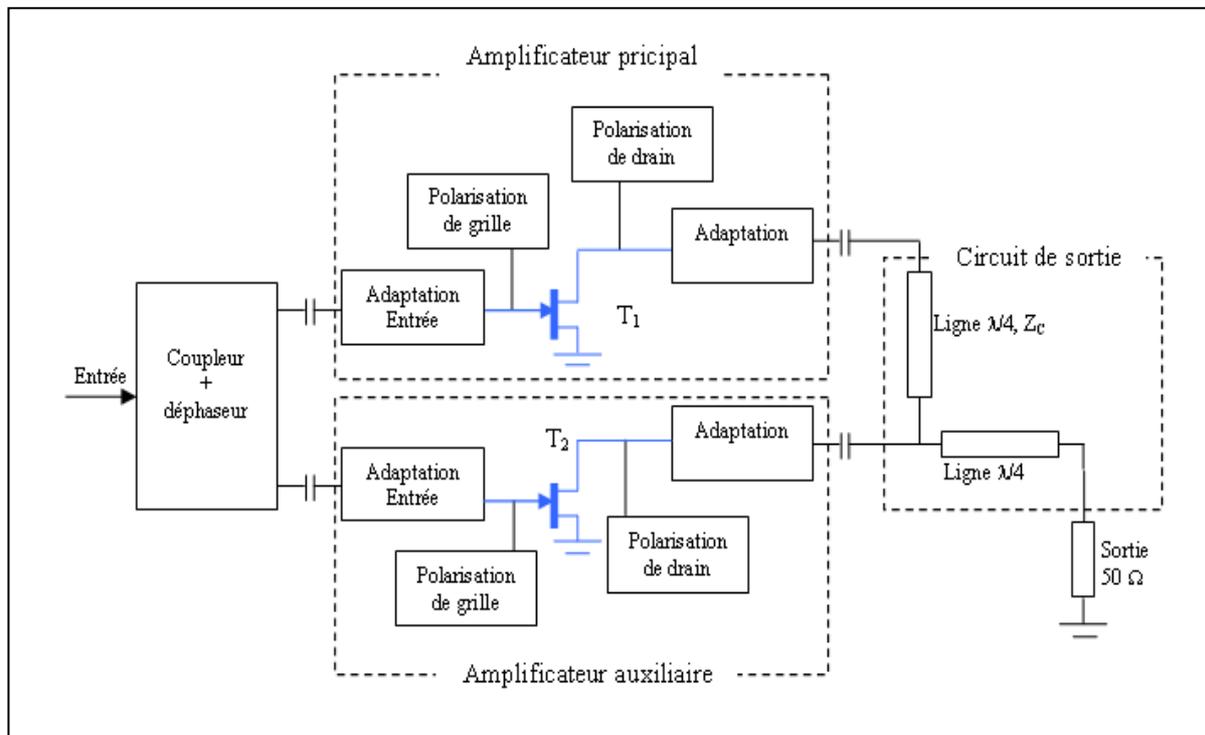


Figure III-6 : schémas de l'amplificateur Doherty.

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. La ligne quart d'onde de sortie est introduite afin de transformer l'impédance de charge 50Ω 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 l'amplificateur Doherty.

Les circuits de polarisation assurent le fonctionnement des transistors principal et auxiliaire en classes B et AB respectivement.

Conclusion Générale

Conclusion générale

L'utilisation de matériaux grand gap, semble être une solution intéressante pour la génération de puissance aux fréquences micro-onde.

A l'heure actuelle, une grande diversité technologique, tant par le choix des semi-conducteurs que par les différents types des transistors utilisés pour réaliser cette tâche. Par conséquent, la conception d'amplificateurs doit passer par un choix judicieux entre ces différentes technologies en fonction de leurs potentialités et des critères spécifiés suivant les applications visées. Or, dans notre projet nous avons présenté uniquement une étude analytique des classes de fonctionnement AB et B pour constater une solution envisageable à notre problématique, qui est l'analyse d'une technique d'optimisation du rendement des amplificateurs sur forte dynamique de puissance d'entrée.

Différentes techniques, permettant d'améliorer les performances pour l'amplification d'un signal à enveloppe variable ont été étudiées à savoir la méthode d'Elimination d'Enveloppe et Restitution(EER), EER utilisant le Feedback d'enveloppe, EER en bande de base, et la technique de Chireix. Mais, notre intérêt s'est porté sur la technique Doherty dont nous avons rappelé le principe de fonctionnement. Une étude de l'évolution du rendement et un état de l'art des amplificateurs utilisant cette technique nous a conduits à la présentation et à la réalisation d'une architecture Doherty comportant deux étages. Nous avons aussi comparé les performances d'un amplificateur utilisant Doherty avec celle d'un amplificateur conventionnel polarisé en classe AB à partir des travaux publiés [8],[2].

Un maintien du rendement en puissance ajoutée au-dessus de 50 % a été observé. Cependant, l'amélioration du rendement est possible grâce à la modification de la technique soit par la modification de la taille ou bien on ajoutant un autre amplificateur auxiliaire. Le rendement en puissance ajoutée est alors maintenu au-dessus de 50 % pour une plage de variation de la puissance d'entrée importante.

La topologie proposée pour l'amplificateur en utilisant la technique Doherty est présentée. Cette topologie comporte également, un réseau d'adaptation de sortie est introduit afin de transformer l'impédance de charge à la valeur optimale R_{opt} . Les deux réseaux d'adaptions en entrée permettent le transfert maximal de puissance.

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

Bibliographie

Ouvrage :

[3] : livre de anglais bibliothèque dept électronique

[4]: Electronique composants et système d'application. Thomas L.Floyd

Edition DUNOD. 5^{ème} édition

[9]: Micro-ondes 1.lignes, guides et cavités. Paul F.Combes

Edition DUNOD. 4^{ème} édition

[10]: Application des transistors à effet de champs en Arsenic de Gallium.

Sous la coordination de. R.Soares, J.Graffeuil et J.Obregon

3^{ème} édition

Internet :

[1]: Analyse et développement de la caractérisation en puissance, rendement et linéarité de transistor de puissance en mode impulsionnel. Hind BOUSBIA

- www.unilim.fr/theses/2006/sciences/.../bousbia_h

[2]: Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistor à effet de champs GaN pour l'amplification de puissance micro-onde. Christophe CHARBONNIAUD

- www.unilim.fr/theses/2005/sciences/2005limo0052/charbonniaud_c

[5]: Analyse d'une technique d'optimisation du rendement des amplificateurs sur une forte dynamique de puissance. J.FRAJ, M.EL JOAID et S.SENANE

[6]: Analysis of the Doherty technique and application to the 900MHz power amplifier.

[8]: Modélisation de transistor de puissance en technologie GaN : conception d'un amplificateur de type Doherty pour les émetteur à puissance adaptative. Cyril LAGARDE

- www.unilim.fr/theses/2006/sciences/.../lagarde_c

Mémoire :

- ((Contribution à la conception des circuits d'adaptation à large de bande))

Promotion 2006/2007; Talbi tahar, Taieb Mohamed, Tadrict Mohamed

❖ Circuit de polarisation

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. 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 : $R > \frac{1}{cW}$

Avec
$$Z_{in} = \frac{R}{1+(cW)^2} + j \left[LW - \frac{R^2 cW}{1+(RCW)^2} \right]$$

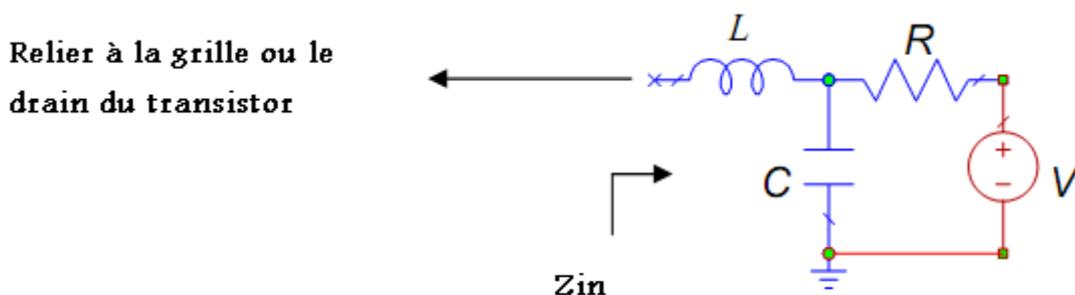


Figure : Circuit de polarisation à constantes localisées

❖ Circuits d'adaptation

Les quadripôles Q_1 et Q_2 (figure) doivent être sans pertes et consistent à transformer les impédances Z_g et Z_L à 50Ω . 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.

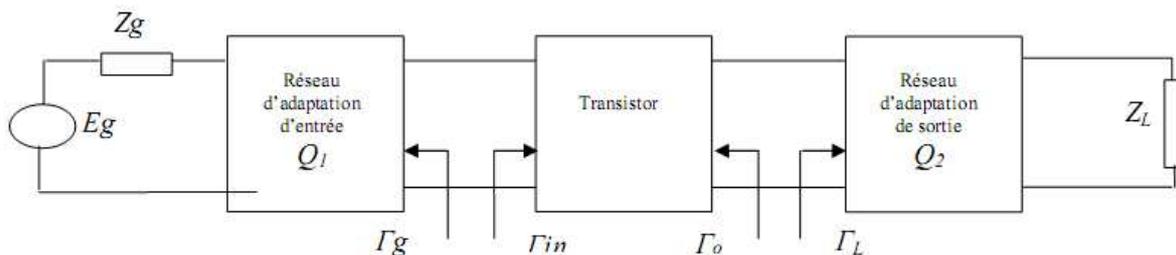


Figure : Schéma d'un amplificateur

Les éléments à constantes localisées d'impédance Z_1 et Z_2 (figure) 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 :

$$Z_1 = jX_1, Z_2 = jX_2 \text{ avec } X_1 X_2 < 0.$$

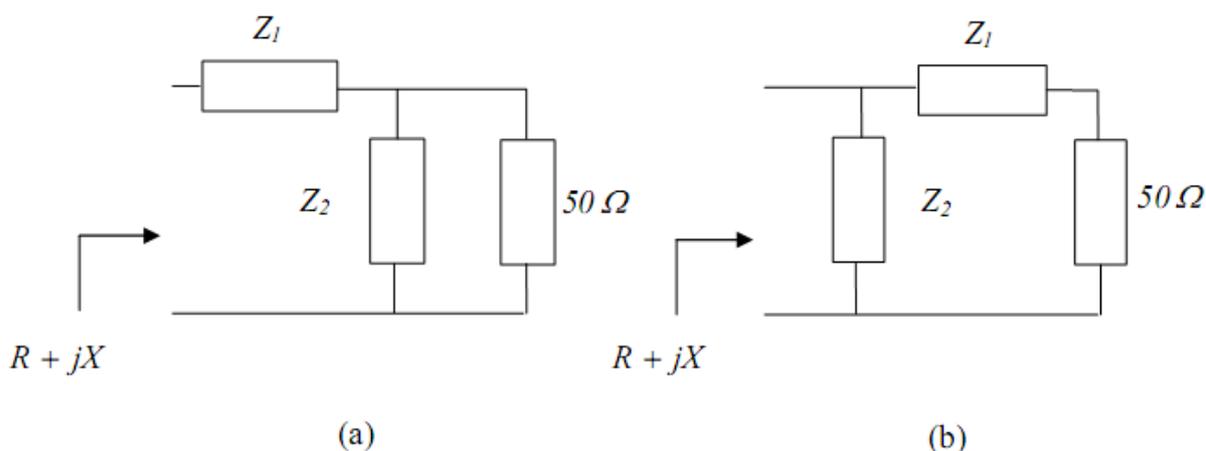


Figure : Cellules d'adaptation à constantes localisées

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

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

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

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

Où $Y = G + jB$

❖ Les diviseurs/combineurs de puissance

◆ Coupleurs directifs

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), qui est un octopôle réciproque.

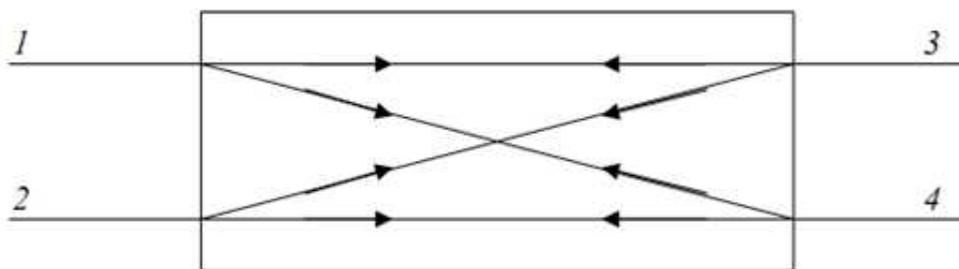


Figure : Coupleur directif.

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 :

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

❖ Diviseur de Wilkinson

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

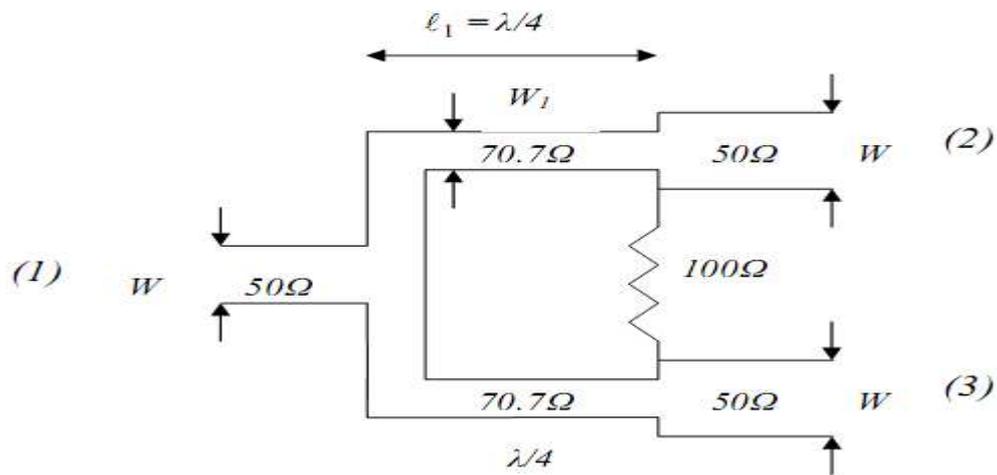


Figure : Combineur/diviseur de Wilkinson en technologie microruban

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

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

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

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