

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

OPTION : TELECOMMUNICATIONS

THESE DE MAGISTER

PRESENTEE PAR : MOUSSAOUI Mohammed

Ingénieur d'Etat en Electronique ENP

Thème

**ETUDE ET CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS
DISTRIBUES DE PUISSANCE EN CLASSE A**

Soutenue publiquement le 03/ 07 / 2004 devant le jury composé de :

M ^r D. BERKANI	Professeur	ENP	Président
M ^r M. TRABELSI	Maître de conférences	ENP	Rapporteur
M ^r R. AKSAS	Professeur	ENP	Examineur
M ^r M. HADDADI	Professeur	ENP	Examineur
M ^r H. BOUSBIA-SALAH	Chargé de cours	ENP	Examineur
M ^r MT. BELAROSSI	Chargé de recherche	CDTA	Invité

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

OPTION : TELECOMMUNICATIONS

THESE DE MAGISTER

PRESENTEE PAR : MOUSSAOUI Mohammed

Ingénieur d'Etat en Electronique ENP

Thème

**ETUDE ET CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS
DISTRIBUES DE PUISSANCE EN CLASSE A**

Soutenue publiquement le 03/ 07 / 2004 devant le jury composé de :

M ^r D. BERKANI	Professeur	ENP	Président
M ^r M. TRABELSI	Maître de conférences	ENP	Rapporteur
M ^r R. AKSAS	Professeur	ENP	Examinateur
M ^r M. HADDADI	Professeur	ENP	Examinateur
M ^r H. BOUSBIA-SALAH	Chargé de cours	ENP	Examinateur
M ^r MT. BELAROSSI	Chargé de recherche	CDTA	Invité



AVANT PROPOS

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

Je tiens à lui exprimer mes plus sincères remerciements pour m'avoir offert l'opportunité d'explorer ce domaine, pour ses précieux conseils, ses encouragements et son aide sans réserve tout au long de ce travail.

J'exprime ma plus sincère gratitude au Professeur R. AKSAS, responsable du laboratoire de télécommunications pour son aide et son soutien moral continu.

Mes remerciements vont également à M^{elle} MOUSSAOUI Aicha de son aide pour l'aboutissement de travail.

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire des télécommunications du département d'électronique de l'Ecole Nationale Polytechnique (E.N.P), sous la direction du Dr. M. TRABELSI, Maître de conférences à l'E.N.P. Je tiens à lui exprimer mes plus sincères remerciements pour m'avoir offert l'opportunité d'explorer ce domaine, pour ses précieux conseils et son aide sans réserve tout au long de ce travail.

J'exprime ma plus sincère gratitude au Professeur R. AKSAS, responsable du laboratoire de télécommunications, qui a mis à notre disposition tout le matériel nécessaire pour accomplir ce travail. Je le remercie aussi d'avoir accepté d'examiner ce mémoire.

Je voudrais assurer de toute ma gratitude Monsieur D. BERKANI, Professeur à l'E.N.P, pour avoir bien voulu me faire l'honneur d'accepter de présider le jury.

Je tiens à remercier vivement Monsieur M. HADDADI, Professeur à l'E.N.P, pour avoir bien voulu accepter d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier également Monsieur H. BOUSBIA-SALAH Chargé de Cours à l'E.N.P, pour avoir bien voulu accepter de participer au jury.

Je remercie également MT. BELAROUSSI chargé de recherche au CDTA,, d'avoir accepté mon invitation et me faisant honneur de participer à ce jury.

Je tiens à exprimer toute ma sympathie à tous mes ami(e)s pour toute l'aide et leur soutien tout au long de l'élaboration de ce projet.

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

ملخص:

الهدف من عملنا هذا هو دراسة و تصميم مضخم موزع طاقتوي (ADP) في مجال الإشارة القوية قسم أ, باستعمال مقاحيل من نوع MESFET أو PHEMT (GaAs) و داك حسب النموذج الخطي و الغير الخطي. هذا المضخم الموزع الذي هو جهاز ميكروموجي ثماني الأقطاب نشيط يسمح بإعطاء ربح مسطح على شريط نافذ يؤول إلى عشرات من الجيقاتهزات. لقد اهتمنا بتطوير خصوصيات المضخم الموزع باقتراح تصميم لنوعين للمضخم الطاقوي (ADP), باستعمالنا وحيد الشكل (ADPU) و غير وحيدة الشكل (ADPNU). اقترحنا أيضا (ADP) باستعمال مفرع/موحد (Wilkinson) لوجود حلول لبعض العوامل المحددة للاستطاعة.

كلمات مفتاحية: ADPNU- مضخم موزع وحيد الشكل- موحد (Wilkinson) - إشارة قوية قسم أ.

Résumé :

Le but de notre travail est l'étude et la conception d'un amplificateur distribué de puissance (ADP) en classe A, à base de transistors MESFET (PHEMT) d'arséniure de Gallium (GaAs) selon les modèles linéaire ou non linéaire. Cet ADP, qui est un dispositif micro-onde sous forme d'un octopole actif, permet d'avoir un gain plat sur une bande passante allant jusqu'à plusieurs dizaines de giga hertz.

Nous nous sommes aussi intéressés à l'amélioration des performances de l'amplificateur distribué en proposant une conception de deux ADP, reposant sur des architectures différentes uniforme et non uniforme (ADPU et ADPNU), qui permet d'augmenter la puissance en sortie en optimisant la charge. Nous avons proposé aussi une configuration d'ADP avec le coupleur de Wilkinson pour pallier à certains facteurs limitateurs de puissance.

Mots clés : ADPNU-amplificateur distribué uniforme - coupleur de Wilkinson- signal fort en classe A

Abstract:

The goal of our work is the study and the design of an amplifier distributed of power (ADP) to large signal in class A, containing transistors MESFET (PHEMT) of gallium arsenide (GaAs) according to models' linear and no linear. This ADP, which is a device microwave in the form of an active octopole, makes it possible to have a flat gain on a band-width going until several tens of giga hertz.

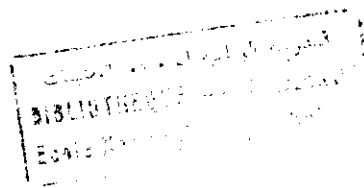
We were also interested in the improvement of the performances of the amplifier distributed by proposing a design of two ADP, putting back on different architectures uniform and nonuniform (ADPU and ADPNU), which make it possible to increase the power at out port . We also proposed a configuration of ADP with the coupler of Wilkinson to mitigate certain factors limiters of power.

Key words: ADPNU - uniform distributed amplifier - coupler of Wilkinson- large signal in class A.

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION	1
CHAPITRE I : Etude des différents modèles des MESFETs	3
1. Introduction	3
2. Généralités.	3
2.1. Le MOSFET.	3
2.2. Le MESFET.	7
3. Modélisation.	7
3.1 Modèle linéaire.	8
3.1.1. Eléments intrinsèques.	9
3.1.2. Eléments extrinsèques.	9
3.2 Modèle non linéaire.	9
3.2.1. Les non linéarités du MESFET GaAs.	10
3.2.2. Classification des modèles.	16
4. Conclusion.	16
CHAPITRE II : Les amplificateurs de puissance.	17
1. Introduction	17
2. Caractéristiques de la classe A.	17
2.1. Les classes de fonctionnement A, AB, B, C.	17
2.2. Classe A.	18
3. Expressions de la transconductance et du courant de drain.	20
3.1 La transconductance g_m .	20
3.1.1. La transconductance g_m constante.	20
3.1.2. La transconductance g_m linéaire.	21
3.2 Expressions du courant de drain.	21
4. Forme d'onde de $v_{ds}(t)$.	22
4.1 Transconductance g_m constante.	23
4.2 Transconductance g_m linéaire.	24
5. Puissances et rendements.	25
5.1 Puissances.	25
5.1.1. Puissance utile.	25
5.2 Rendement.	26
6. Modèle simplifié.	28
6.1. Courant de drain.	28



6.1.1. Tranconductance gm constante.	28
6.1.2. Tranconductance gm linéaire.	29
6.2. Forme d'onde de $v_{as}(t)$.	30
6.2.1. Tranconductance gm constante et linéaire.	30
6.3. Puissances et rendements.	33
7. Conclusion.	34
CHAPITRE III : Les amplificateurs distribués.	35
1. Introduction.	35
2. Structure et principe de fonctionnement d'un A.D.	35
2.1 Structure.	35
2.2. Principe de fonctionnement.	36
3. Impédance caractéristique et facteur de propagation.	37
3.1 Impédance caractéristique.	37
3.2 Facteur de propagation.	3
4. Gain de l'AD.	38
5. Conclusion.	42
CHAPITRE IV : Limitation de puissance dans les AD.	43
1. Introduction.	43
2. Mécanismes limitant la puissance.	43
2.1 Premier mécanisme.	44
2.2 Deuxième mécanisme.	44
2.3 Troisième mécanisme.	46
2.4 Quatrième mécanisme.	46
3. Conception d'amplificateur de puissance à ondes progressives.	47
4. Conclusion.	51
CHAPITRE V : Critères de conception des AD.	52
1. Introduction.	52
2. Amplificateur distribué uniforme (ADU).	52
2.1 Description de l'ADU.	52
2.2 Critères de conception de la ligne de drain	53
2.2.1. Amplificateur à bande modérée.	53
2.2.2. Amplificateurs distribués à bande large.	53
2.3 Critères de conception de la ligne grille.	55
2.4 Limites de la méthode.	57
3. Amplificateur distribué non-uniforme (ADNU).	59
4. Conclusion.	60
Chapitre VI : conception et simulation	61

1. Introduction	61
2. Présentation de l'élément actif.	61
3. Conception.	62
3.1 Modèle linéaire.	63
3.1 1 Modèle simplifié.	63
3.1 2 Modélisation Sij.	67
3.2 Modèle non linéaire.	68
3.2 1 Analyse non linéaire de l'AD.	68
4. Conclusion.	70
CONCLUSION	72

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXES

Introduction.

Le développement rapide de la recherche et de l'industrialisation technologique dans le domaine des télécommunications a permis à un large public d'accéder aux moyens modernes de communication. Ces développements s'accompagnent d'une utilisation de plus en plus intense du spectre hyperfréquence à des fréquences toujours de plus en plus élevées et d'une augmentation du débit et de la puissance de ces communications. Il est donc normal d'exiger des dispositifs électriques, entre autres les amplificateurs, éléments principaux des systèmes de communications, des performances allant dans le sens de l'élargissement de la bande de fréquence et de l'augmentation de la puissance. La bande de fréquence et l'augmentation de la puissance sont fortement liées aussi bien aux paramètres technologiques et électriques de l'élément actif qu'à la topologie de l'amplificateur.

Les recherches effectuées ont permis de déceler des caractéristiques fort intéressantes du transistor à effet de champ MESFET (HEMT ou PHEMT) à l'arséniure de gallium (GaAs) pour répondre à ces deux exigences.

De part sa réponse fréquentielle allant du continu à quelques dizaines de giga hertz, la topologie de l'amplificateur distribué (AD), qui associe judicieusement les transistors MESFET (HEMT ou PHEMT) GaAs, constitue la solution à notre problème.

Ceci nous a donc amené à effectuer des travaux portant sur la conception des amplificateurs distribués de puissances (ADP).

Dans le premier chapitre, nous donnons un rappel succinct de quelques notions de base du MESFET GaAs et de ses dérivés (HEMT et PHEMT), nous abordons ensuite la modélisation du transistor de puissance qui est un dispositif non linéaire. Des études ont montré qu'il peut être représenté par plusieurs modèles [1-6]. Une classification de ces différents modèles est faite dans cette dernière partie du chapitre en se basant sur ceux de Statz et de Tajima.

Nous avons développé, dans le second chapitre, une étude de l'amplificateur de puissance en classe A à MESFET GaAs, mettant en relief les performances concernant la puissance de sortie, la puissance utile et le rendement. L'un des points clef de la conception des amplificateurs de puissance que nous avons abordée est la détermination de la charge optimale pour les modèles simples concernant les deux cas de transconductance constante et linéaire.

Le troisième chapitre fera l'objet de la présentation d'un ADP, à base de MESFETs, qui va nous servir de support durant tout notre travail. Pour cet amplificateur, l'idée est de permettre l'addition des transconductances des MESFETs en séparant leurs capacités au moyen des lignes de transmission artificielles. Cette technique permet d'obtenir un gain plat sur des bandes passantes s'étendant du continu jusqu'à plusieurs dizaines gigahertz, mais la puissance en sortie se trouve limitée par différents mécanismes. Nous terminerons ce chapitre par une application d'un ADP à quatre MESFETs (FLR016XV) de Fujitsu.

Quatre des mécanismes, limitant la puissance, seront traités dans le quatrième chapitre en se basant sur ceux d'un amplificateur distribué à ondes progressives (AOP). Une première configuration d'ADP permet de pallier trois de ces mécanismes et de s'approcher de la valeur de l'impédance optimale. Un exemple de conception d'ADPs utilisant un coupleur de Wilkinson est donné en fin de ce chapitre.

Les techniques de conception d'une autre configuration d'ADP, étudiées dans le chapitre cinq, consistent à dimensionner les tronçons de ligne de l'amplificateur de puissance distribué, uniforme ou non uniforme [7,8], à partir de la charge optimale pour une puissance de sortie maximale. Les performances de cet ADP tels que sa puissance, son rendement, sa linéarité ... dépendent de la classe de fonctionnement (A, AB, B, C, D, E et F) [9-11]. La bande de fréquence de l'ADP étant large, la classe A est de ce fait la plus appropriée [12].

Dans le chapitre six, trois conceptions d'ADPs selon une architecture uniforme (ADPU) sont simulées autour du PHEMT GaAs "ATF-35143" d'Agilent Technology. La première conception prend le modèle linéaire simplifié du transistor, la seconde utilise la modélisation par les paramètres de dispersion S_{ij} et la troisième le modèle non linéaire de Statz. Le choix du modèle de Statz nous a été imposé par le fait que le seul transistor disponible est représenté par ce modèle. Les paramètres réactifs sont extraits du modèle du transistor et insérés dans les lignes de l'ADPU. Le déphasage entre les signaux d'entrée et de sortie au niveau du transistor est donc nul, ce qui nous a conduits à utiliser la méthode d'analyse non linéaire basée sur le développement polynomial.

CHAPITRE I

ETUDE DES DIFFERENTS MODELES
DES TRANSISTORS A EFFET DE
CHAMPS

ETUDE DES DIFFERENTS MODELES DU MESFET (GaAs)

1 Introduction:

Actuellement, la simulation est une étape essentielle dans toute conception [1]. Dans le domaine des micro-ondes, les transistors à effet de champs (TEC) ou FET (Field Effect Transistor) sont les composants actifs les plus utilisés dans les circuits et doivent donc être modélisés en vue de leur intégration dans le simulateur.

Nous commencerons ce premier chapitre par des notions générales sur les FETs et leurs dérivés (MESFET, MOSFET, HEMT, PHEMT,...), nous aborderons ensuite la modélisation et la classification des différents modèles.

2. Généralités.

Le transistor à effet de champ FET a été décrit la première fois par Schottky en 1951 [13]. Il repose sur le fonctionnement d'un dispositif semi-conducteur unipolaire et est essentiellement élaboré sur du matériau de type N. Le principe du FET est comparable à celui d'une résistance semi-conductrice dont la section est modulée par une jonction polarisée en inverse [13]. Différentes structures de transistors sont utilisées. Nous retiendrons le MOSFET pour des fréquences ne dépassant pas quelques gigahertz et le MESFET pour des applications comprises dans le domaine des fréquences micro ondes.

2.1 Le MOSFET (Metal Oxyde Semi-conductor Field Effect Transistor).

C'est un composant à grille métallique isolée de la couche active par un oxyde isolant. Sa capacité d'entrée est importante et limite l'utilisation de celui-ci à des fréquences de l'ordre de quelques GHz [14,15].

2.2 Le MESFET (Metal Semi-conductor Field Effect Transistor).

Les premiers transistors à effet de champ ont été réalisés en silicium et permettent des fréquences d'utilisation maximales de l'ordre de quelques gigahertz. Pour un fonctionnement à des fréquences plus élevées, le silicium a été remplacé par l'Arséniure de Gallium (GaAs) [16]. Le MESFET GaAs est resté longtemps le composant à effet de champ

prépondérant pour l'amplification de puissance micro-onde [17]. En effet ; les propriétés de transport électronique de l'Arséniure de Gallium permettent d'obtenir des densités de porteurs dont la vitesse moyenne dans le canal est bien supérieure à celle du Silicium. Avantage supplémentaire, l'AsGa permet le dépôt de contacts ohmiques de bonne qualité par rapport à la plupart des autres composés III-V [18]. Ce type de transistor à grille métallique à barrière Schottky est construit (figure 1.1) sur un support mécanique isolant (substrat) en AsGa non dopé sur lequel est déposée une couche active dopée N qui constitue le canal du transistor.

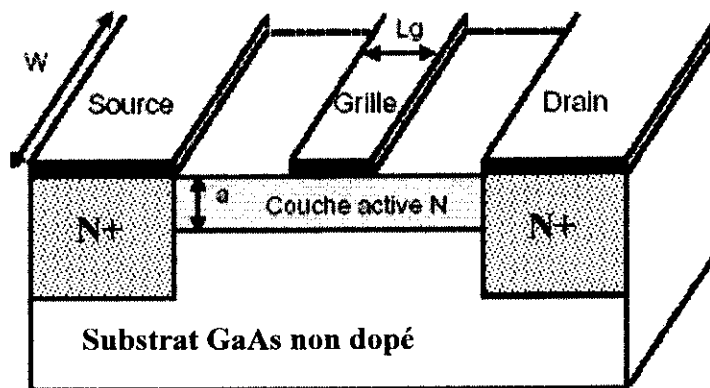


Figure 1.1: Structure d'un MESFET GaAs.

En régime de fonctionnement normal (figure 1.2), une zone dépeuplée de porteurs libres sous la grille est créée par la présence du contact Schottky. Lorsqu'une tension drain source V_{ds} positive est appliquée, un courant drain source I_{ds} circule dans le sens inverse résultant du flux d'électrons traversant le canal dont la section est limitée à la distance $a-d(x)$. Si la tension grille source V_{gs} diminue, l'épaisseur $d(x)$ augmente et par conséquent le courant I_{ds} diminue. Lorsque $d(x)$ atteint la valeur de a , le canal est pincé et I_{ds} s'annule. Ainsi le passage du courant de sortie est contrôlé par la commande de grille.

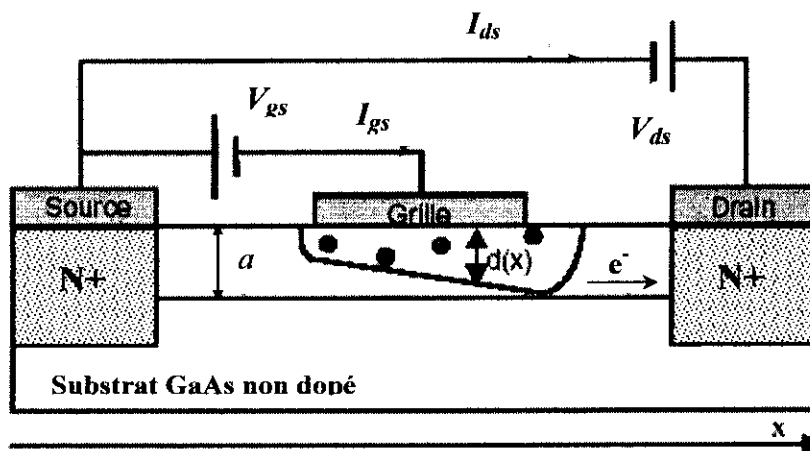


Figure 1.2: Vue en coupe d'un MESFET GaAs polarisé.

Le tracé de $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ met en évidence deux zones de fonctionnement dans le réseau de caractéristiques (figure 1.3) :

- une zone linéaire appelée zone ohmique où le courant I_{ds} est proportionnel à la faible tension V_{ds} appliquée pour une tension V_{gs} constante et supérieure à la tension de pincement V_p ;
- une zone saturée obtenue pour des valeurs de V_{ds} assez fortes. Le courant de saturation I_{dss} apparaît à la limite de la zone ohmique et le début de la zone saturée pour une tension de polarisation V_{gs} supérieure ou égale à zéro.

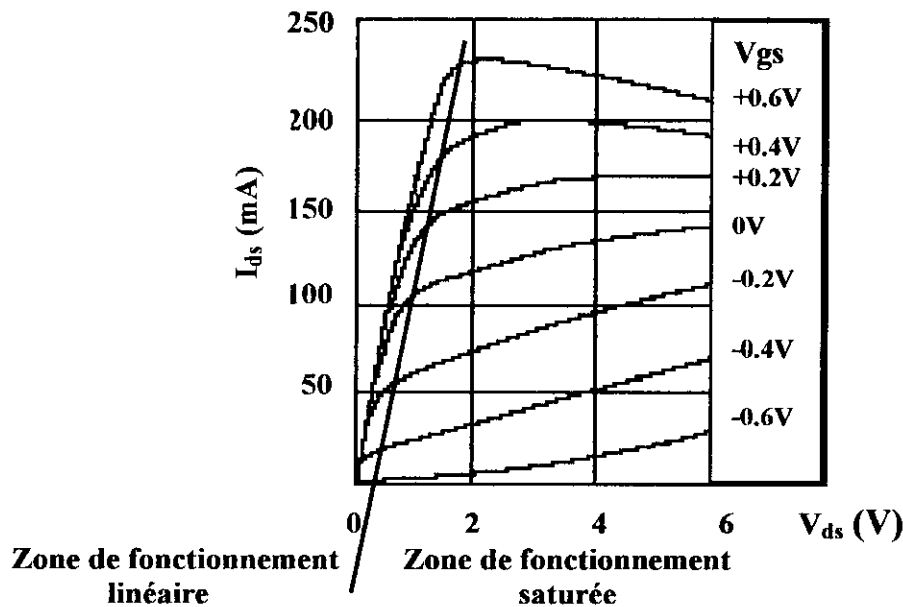


Figure 1.3: Réseau de caractéristiques d'un MESFET GaAs.

Les MESFETs GaAs sont limités à des applications micro-ondes qui ne dépassent pas 30GHz environ. Pour des fréquences plus élevées (60-70 GHz), les composants à hétérojonction tels que les HEMTs (High Electron Mobility Transistors) présentent de meilleures performances.

Les principes de fonctionnement de base sont semblables à ceux des MESFETs [19]. Les principales différences pour les HEMTs (figure 1.4a) sont, la structure épitaxiale des couches différemment dopées (présence d'une couche "espaceur") et les matériaux utilisés sont les éléments semi-conducteurs, de la colonne III à V du tableau de Mendeleïev, sur

substrat en AsGa comme les composés $Al_xGa_{(1-x)}As$ ($0,2 \leq x \leq 0,3$). Ces couches forment des hétérojonctions de bandes d'énergie différentes.

Les récents progrès technologiques en matières d'épitaxie ont donné naissance à d'autres dérivés les HEMTs pseudo morphiques ou PHEMTs (figure 1.4b), l'AsGa est remplacé par de l' $In_xGa_{(1-x)}As$ ($0,15 \leq x \leq 0,35$) dans la structure de l'hétéro interface. Cependant la structure cristalline de l'AsGaIn ne possède pas les mêmes dimensions que celle de l'AsGa. Elle est donc contrainte pour s'accorder à celle de l'AsGa. Cette couche, dont la structure cristalline est déformée, est appelée couche pseudo morphique [20]. La figure 1.5 montre la différence en bande d'énergie entre les deux composants HEMT et PHEMT.

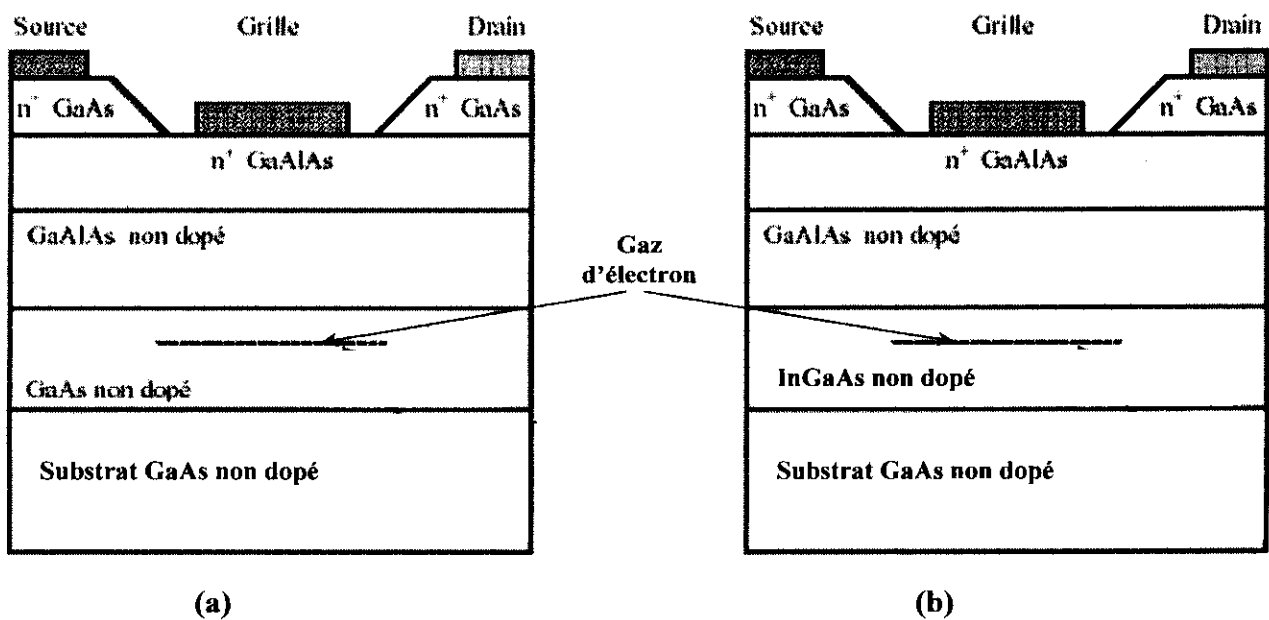


Figure 1.4 :Structure physique.
 (a)- HEMT.
 (b)- PHEMT.

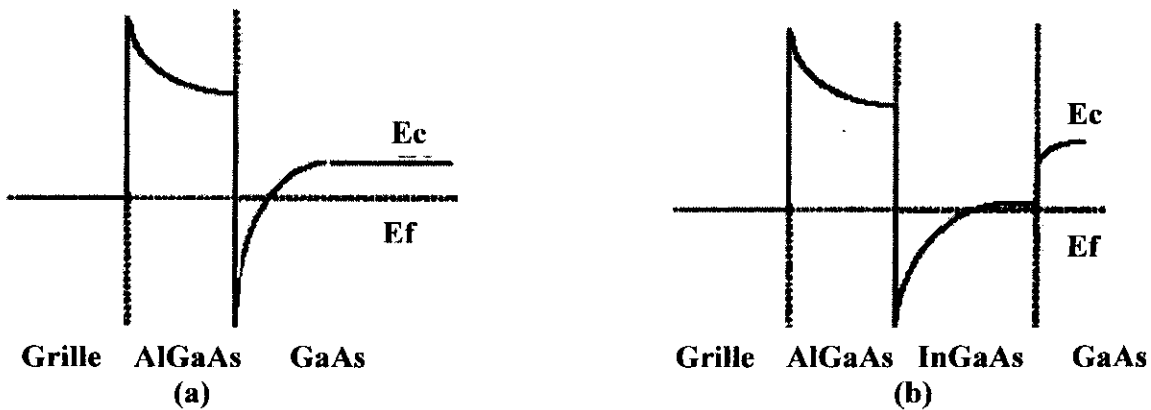


Figure 1.5 :Diagramme de bande d'énergie[20].
 (a)- HEMT.
 (b)- PHEMT.

3 Modélisation.

Nous citerons les principaux modèles [21] du MESFET GaAs:

- Modèle de type « boîte noire ».

Son application ne tient pas compte du fonctionnement du transistor. Ce type de modèle donne une représentation purement mathématique des réponses électriques du composant.

- Modèle physique.

Ce modèle est un outil très puissant pour la compréhension des phénomènes physique du semi-conducteur, il est basé sur la résolution des équations différentielles régissant les déplacements des charges dans le composant.

- Modèle constitué d'éléments localisés.

C'est le modèle classique, il est le plus utilisé et tient compte des linéarités et des non linéarités des éléments électriques du MESFET en plus de sa simple intégration dans les simulateurs. C'est le type de modèle que nous allons appliquer pour les deux cas linéaire et non linéaire.

3.1 Modèle linéaire.

Il est considéré comme la base de la modélisation du MESFET, et passe par l'approximation petit signal qui considère l'élément comme linéaire pour de faibles variations du signal autour du point de polarisation. Le comportement de chaque région physique du composant est représenté [22] par un paramètre électrique (figure 1.6). La figure 1.7 montre le schéma électrique équivalent du modèle et met en évidence deux types d'éléments, les éléments intrinsèques (dépendants des points de polarisation du transistor) et les éléments extrinsèques (éléments parasites indépendants de la polarisation) du composant.

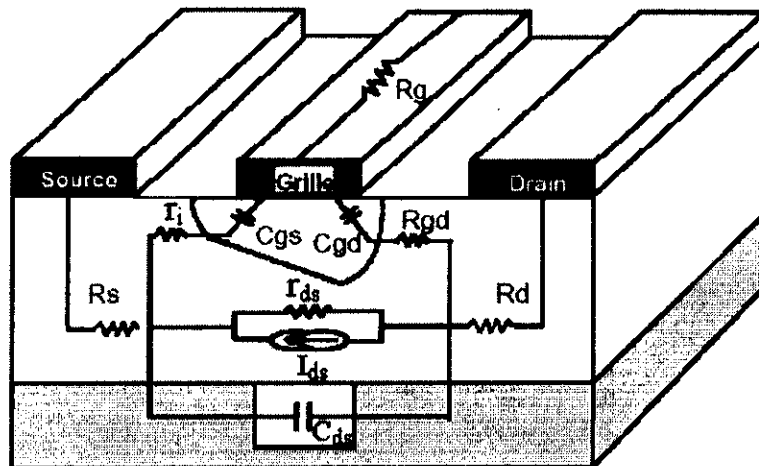


Figure 1.6: Origine physique du schéma équivalent linéaire du MESFET [22].

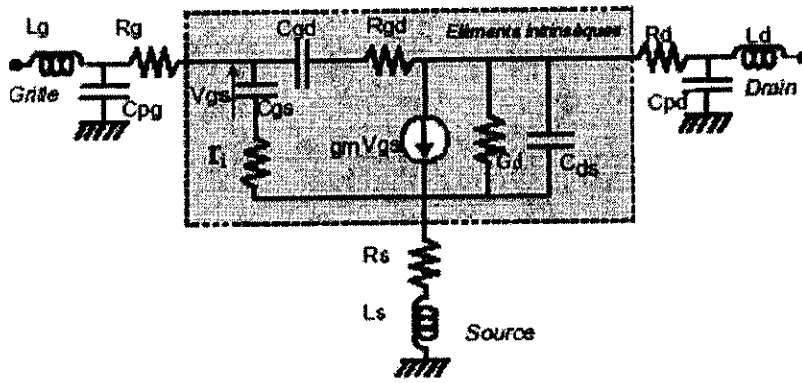


Figure 1.7 : Modèle petits signaux d'un MESFET [22].

3.1.1 Les éléments intrinsèques.

- La transconductance g_m du transistor, élément principal qui traduit le mécanisme de contrôle du courant dans le canal par la commande de grille, son expression est donnée par :

$$g_m = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=cste} \quad (1.1)$$

- La conductance de sortie s'exprime par :

$$G_d = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=cste} \quad (1.2)$$

- Les capacités grille-source C_{gs} et grille-drain C_{gd} , introduites par la zone dépeuplée sous la grille s'écrivent:

$$C_{gs} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gd}=cste} \quad \text{et} \quad C_{gd} = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} \right|_{V_{gs}=cste} \quad (1.3)$$

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

- La résistance r_i est la résistance équivalente de l'entrée du canal, elle modélise l'impédance d'entrée du transistor et R_{gd} améliore la modélisation de la rétroaction du transistor.
- C_{ds} , capacité drain-source modélisant le couplage électrostatique entre les zones dopées des électrodes de drain et de source.

Les valeurs des paramètres des éléments du circuit électrique sont obtenues par extraction directe à partir des paramètres de répartition (S) mesurés [22].

3.1.2 Les éléments extrinsèques.

La partie extrinsèque est constituée des éléments d'accès suivants :

- R_s et R_d : résistances dues aux contacts ohmiques.
- R_g : résistance représentant les pertes ohmiques dues à la métallisation de l'électrode de grille.
- L_g et L_d : inductances représentant l'accès aux électrodes du transistor et l'induction introduite par les fils de contact.
- C_{pg} et C_{pd} modélisent les capacités de plot du transistor.

La détermination de ces éléments extrinsèques est basée sur une méthode qui consiste d'abord à caractériser le composant à froid ($V_{ds} = 0 V$) et déterminer ensuite les paramètres de répartition (S) du transistor [22].

3.2 Modèle non linéaire.

Lorsque le signal RF appliqué à la grille du MESFET n'est plus faible, le comportement de certains des éléments du schéma électrique [23,24] comme g_m , C_{gs} , et C_{gd} , n'est plus le même et des non linéarités apparaissent.

3.2.1 Non linéarités du MESFET.

Les principales non linéarités [23-31], prises en compte lors de l'application d'un fort signal RF sur la grille du composant, sont :

- Les capacités de jonctions.

L'influence du temps de retard τ des électrons sous la grille n'est plus négligeable comme en faible signal, ainsi les capacités C_{gs} et C_{gd} dépendent respectivement de $V_g(t - \tau)$ et de $V_d(t - \tau)$.

- La transconductance g_m et la conductance de sortie G_d .

Comme l'illustre la figure 1.3, la non linéarité du réseau de caractéristiques $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ du MESFET GaAs nous montre que g_m et G_d ne sont pas constantes

pour de forte variation de commande. La modélisation de ces deux éléments est décrite par le générateur de courant en figure 1.7.

La résistance d'entrée r_i étant faible devant l'impédance d'entrée du MESFET, sa non linéarité peut être négligée.

De même la capacité C_{ds} , liée au couplage des électrodes de drain et de source, sa valeur reste assez faible devant celles des autres impédances du composants pour de forte variation de V_{ds} et peut être considéré comme linéaire.

Nous pouvons déjà définir une première approche de modélisation non linéaire à partir des non linéarités de C_{gs} , C_{gd} , et du générateur de courant, c'est ce qu'illustre le schéma de la figure 1.8.

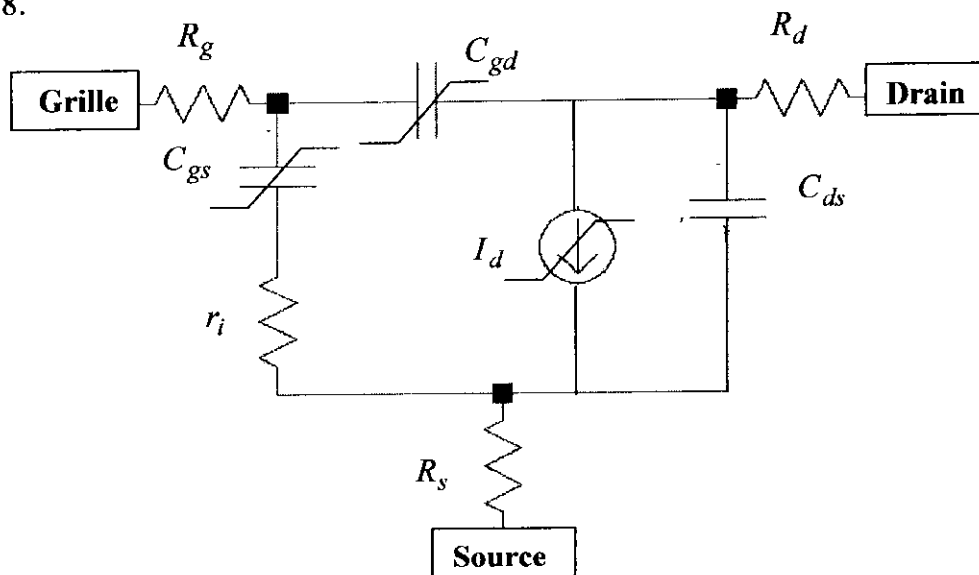


Figure 1.8 : Première approche de modélisation non linéaire du transistor MESFET.

L'élaboration d'un modèle non linéaire consiste à décrire le plus fidèlement possible le comportement du MESFET GaAs en fonction des tensions V_{gs} et V_{ds} par l'expression analytique de chaque non linéarité.

3.2.2 Classification des modèles

Nous distinguons dans cette classification trois catégories selon la formulation du courant de drain I_{ds} .

a) Première catégorie.

Dans la première catégorie I_{ds} est exprimé par [31].

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = \beta(V_{gs} - V_T)^2(1 + \lambda V_{ds}) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (1.4)$$

où α, λ et β sont des paramètres du modèle et V_T la tension de seuil.

Parmi les modèles élaborés, nous citons :

- **Le modèle de Statz [1].**

Les non linéarités les plus importantes, et ce quel que soit le modèle, sont le courant de drain I_{ds} et les charges Q_{gs} et Q_{ds} respectivement des capacités grille-source C_{gs} et drain-source C_{gd} . Les expressions analytiques de ces trois éléments sont basées sur les paramètres électriques et technologiques ainsi que sur les conditions de polarisation du composant.

Dans l'expression (1.4) le terme de \tanh consomme un temps machine considérable pendant la simulation, il a été remplacé par la relation approchée suivante [1]:

$$\tanh(\alpha V_{ds}) \begin{cases} \cong 1 - (1 - \frac{\alpha V_{ds}}{3}) & 0 < V_{ds} < \frac{3}{\alpha} \\ = 1 & V_{ds} \geq \frac{3}{\alpha} \end{cases} \quad (1.5)$$

Une autre approximation a été fait introduite mais pour la quantité $(V_{gs} - V_T)$ très petite ce qui mène à la relation quadratique suivante :

$$I_{ds} = \beta(V_{gs} - V_T)^2 \quad (1.6)$$

Une formulation empirique [1] de I_{ds} est donnée, cette fois en prenant les deux considérations de $(V_{gs} - V_T)$ grand et $(V_{gs} - V_T)$ petit. Elle s'exprime comme suit :

$$I_{ds} = \frac{\beta(V_{gs} - V_T)^2}{1 + b(V_{gs} - V_T)} \quad (1.7)$$

En effet l'équation (1.7) est quadratique pour de faible variation de $V_{gs} - V_T$, elle est presque linéaire pour de forte variation de $(V_{gs} - V_T)$.

Ces non-linéarités, s'écrivent pour le modèle de Statz. comme suit :

$$I_{ds} = \begin{cases} 0 & V_{gs} \leq V_T & \text{(a)} \\ \frac{\beta(V_{gs} - V_T)^2}{1 + b(V_{gs} - V_T)} \left[1 - \left(1 - \frac{\alpha V_{ds}}{3}\right)^3 \right] (1 + \lambda V_{ds}) & 0 < V_{ds} < \frac{3}{\alpha} & \text{(b)} \\ \frac{\beta(V_{gs} - V_T)^2}{1 + b(V_{gs} - V_T)} (1 + \lambda V_{ds}) & V_{ds} \geq \frac{3}{\alpha} & \text{(c)} \end{cases} \quad (1.8)$$

$$Q_{gs} = \begin{cases} C_{gs} \left(2.V_{bi} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{V_{max}}{V_{bi}}} \right) + \frac{V_{new} - V_{max}}{\sqrt{1 - \frac{V_{max}}{V_{bi}}}} \right) & \text{pour } V_{new} > V_{max} \\ 2C_{gs}.V_{bi} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{V_{new}}{V_{bi}}} \right) & \text{pour } V_{new} \leq V_{max} \end{cases} \quad (1.9)$$

$$Q_{gd} = C_{gd} V_{eff2} \quad (1.10)$$

avec

$$V_{max} = F_c.V_{bi}$$

$$V_{new} = \frac{1}{2} V_{eff1} + V_T + \sqrt{(V_{eff1} + V_T)^2 + \Delta_2^2}$$

$$V_{eff1} = \frac{1}{2} V_{gs} + V_{gd} + \sqrt{(V_{gs} - V_{gd})^2 + \Delta_1^2}$$

$$V_{eff2} = \frac{1}{2} V_{gs} + V_{gd} - \sqrt{(V_{gs} - V_{gd})^2 + \Delta_1^2}$$

La description des différents paramètres de ce modèle est donnée au tableau 1.1.

Nom	Description	Unité
b	Paramètre de contrôle de transition	V ⁻¹
C _{ds}	Capacité drain-source	pF
C _{gd}	Capacité grille-drain	pF
C _{gs}	Capacité grille -source	pF
F _c	Paramètre de déplétion de grille (du modèle de diode)	/
v _{bi}	Tension de jonction interne de grille	V
V _{max}	Tension de jonction maximale avant limitation de capacitance	V
V _T	Tension de pincement du modèle	V
α	Paramètre de claquage du drain	V ⁻¹
β	Coefficient de transconductance	A.V ⁻²
Δ ₁	Tension de saturation de transition de la capacitance	V
Δ ₂	Tension seuil de transition de la capacitance	V
λ	Paramètre de modulation du canal	V ⁻¹

Tableau 1.1 : Description des paramètres du modèle de Statz.

Modèle de Curtice [25] :

Le modèle de Curtice introduit un courant d'avalanche et ne fait intervenir que les non linéarités de I_{ds} et de C_{gs} .

- **Modèle de Sango [26]:**

En plus des trois non linéarités de Statz, le modèle de Sango ne néglige pas les non linéarités de r_i et de G_d .

- **Modèle de Hwang [27]:**

Pour le modèle de Hwang, on tient compte de la résistance négative à de fortes variations de V_{ds} dans l'expression de I_{ds} .

- **Modèle de Curtice [25] :**

Le modèle de Curtice introduit un courant d'avalanche et ne fait intervenir que les non linéarités de I_{ds} et de C_{gs} .

b) Seconde catégorie.

Cette catégorie regroupe les modèles pour lesquels I_{ds} [28] est formulé par :

$$I_{ds} = (a_0 + a_1 V_1 + a_2 V_1^2 + a_3 V_1^3) \tanh(\alpha V_{ds}) \quad (1.11)$$

où a_0, a_1, a_2 et a_3 sont des coefficients d'interpolation, α une constante et V_1 donnée par :

$$V_1 = V_{in} [1 + b(V_{bias} - V_{out})] \quad (1.12)$$

où V_{in} , V_{bias} , et V_{out} sont respectivement les tensions d'entrée, de polarisation et de sortie.

Nous trouverons dans cette catégorie les modèles suivants :

- **Modèle de Curtice [28].**

C'est un modèle dynamique qui tient en compte les effets d'avalanche grille-drain. Il considère les non linéarités des courants I_{ds} , I_{gd} , I_{gs} ainsi que celle de C_{gs} (figure 1.9).

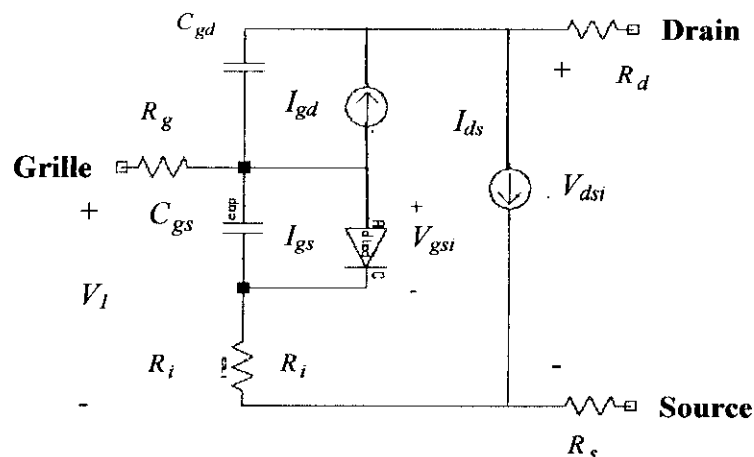


Figure 1.9 : Modèle non linéaire de Curtice [28].

- **Modèle de Brazil** [29].

Son modèle repose sur celui de Curtice et considère seulement la non linéarité de I_{ds} , C_{gs} et C_{gd} .

- **Modèle de Paggi** [30].

Ce modèle est équivalent à celui de Curtice, il modélise en plus le phénomène de piégeage en introduisant un réseau RC

c) Troisième catégorie.

Cette dernière catégorie rassemble les modèles dont le courant I_{ds} est formulé par des expressions polynomiale et exponentielle combinées, nous distinguons :

- **Modèle de Tajima** [31].

Les non linéarités considérés dans ce modèle sont celles de I_{ds} , C_{gs} et du courant I_g de la diode d'entrée ainsi que celle du courant de la diode de réaction I_{dg} (avalanche grille-drain).

Ces non linéarités s'expriment par :

* Le courant I_{ds} .

$$I_{ds} = \begin{cases} I_{ds0} F_g F_d \\ 0 \end{cases} \quad \text{pour } V_{gs}(t-\tau) - V_{bi} < V_P \quad (1.13)$$

où
$$I_{ds0} = \frac{I_{dss}}{1 - m(1 - e^{-m})},$$

$$F_g = V_{gsn} - \frac{1}{m}(1 - e^{-mV_{gsn}})$$

$$F_d = 1 - e^{-V_{dsn}(1 + \alpha V_{dsn} + bV_{dsn}^2)}$$

$$V_{gsn} = 1 + \frac{V_{gs}(t-\tau) - V_{bi}}{V_P}$$

$$V_{dsn} = \frac{V_{ds}(t)}{V_{dsp}(1 + \omega \frac{V_{gs}(t-\tau)}{V_P})}$$

avec
$$V_p = -V_T + pV_{ds}(t) + V_{bi}$$

où I_{dss} est le courant de saturation, V_T est la tension de seuil, a , b , m , p et ω sont des paramètres d'ajustage du modèle.

* La capacité C_{gs} .

Elle s'exprime comme suit :

$$C_{gs} = \begin{cases} \frac{C_{gs0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gs}}{V_{bi}}}} & \text{pour } -V_p < V_{gs} \\ \frac{C_{gs0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{gs}}{V_{bi}}}} & \text{pour } V_{gs} < V_p \end{cases} \quad (1.14)$$

où C_{gs0} est la capacité à V_{gs} nulle.

* Le courant I_g .

Ce courant n'apparaissant que pour de fortes valeurs de V_{gs} est formulé par :

$$I_g = I_s (e^{\alpha V_{gs}} - 1) \quad (1.15)$$

avec $\alpha = \frac{q}{nkT}$

q , n , k et T désignent respectivement la charge de l'électron, la constante de saturation, la constante de Boltzmann et la température en Kelvin.

* Le courant I_{gd} .

L'expression du courant d'avalanche grille-drain est donnée par :

$$I_{dg} = \begin{cases} I_{dg} = \frac{V_{gd} - V_b}{R_b} & \text{pour } -V_{gd} > V_b \\ 0 & \text{pour } V_{gd} < V_b \end{cases} \quad (1.16)$$

où $V_b = V_{b0} + R_1 I_{ds}$ et $R_b = R_{b0} + R_2 \frac{I_{ds}}{I_{dss}}$

V_{b0} , R_1 , R_2 et R_{b0} des paramètres à déterminer du modèle.

- Modèle de Materka [32].

Comme Tajima, Materka donne une approche quasi-statique pour son modèle dont l'analyse tient compte aussi de l'effet d'avalanche grille-drain.

4. Conclusion.

Après avoir passé en revue les différentes linéarités et non linéarités du MESFET, nous avons classé les modèles non linéaires selon la formulation du courant de drain. La liste de ces modèles n'est pas exhaustive et nous n'avons cité que les modèles les plus importants. Nous avons laissé en annexe I, les modèles des MESFETs GaAs et HEMT supportés par un simulateur, ainsi que les modèles Raython (Statz et al) Curtice Quadratique et Materka-Kacperzak.

LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE.

1. Introduction.

Nous étudierons, dans cette partie le comportement du courant de drain I_{ds} et son impacte sur les performances de l'amplificateur à savoir la puissance de sortie, la puissance dissipée et le rendement. Nous examinerons également l'influence de la charge sur ces performances. L'étude portera sur le fonctionnement de l'amplificateur en classe A.

Un des points clef dans la conception d'amplificateur, est la détermination de la charge optimale qui maximise la puissance de sortie, nous abordons le calcul de cette charge pour les modèles simplifié et réel en considérant les deux cas de transconductance constante et linéaire. Ces charges optimales peuvent être déterminées par des simulations non-linéaires ou par la mesure de la charge-active (load-pull) [21].

2. Caractéristiques de la classe A.

2.1 Les classes de fonctionnement A, AB, B, C [9,10].

Le fonctionnement des classes A, AB, B et C, appelées aussi classes à haut rendement, nécessitent une tension d'entrée $V_e(t)$ purement sinusoïdale. La différence entre ces classes se situe au niveau du temps de conduction du courant de sortie I_{ds} . Pour traduire l'existence du courant de sortie sur une période, on définit l'angle d'ouverture θ [9] correspondant à la durée pendant laquelle ce courant est non nul sur une demi période (figure 2.1).

Le choix du fonctionnement d'un transistor dans l'une ou l'autre des classes se fait à partir du positionnement du point de repos (I_{DD}, V_{DD}) comme le montre la figure 2.2. Cette figure présente, dans un plan courant sortie / tension sortie du MESFET GaAs, les droites de charge suivant la classe de fonctionnement choisie.

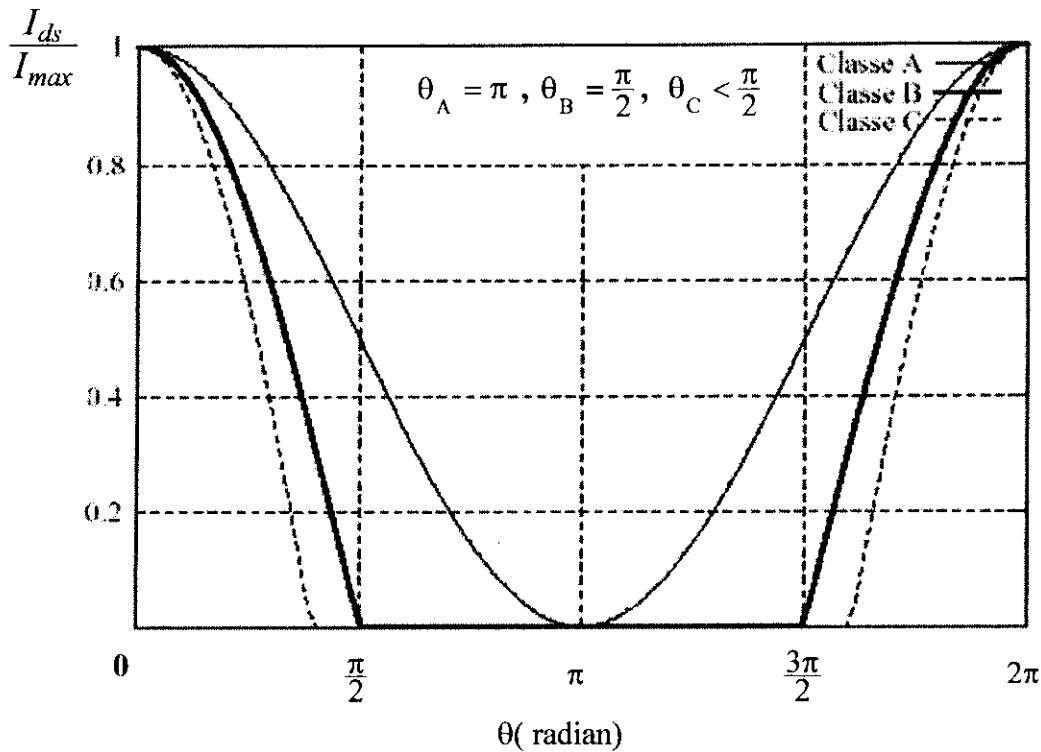


Figure 2.1 : Forme temporelle du courant de sortie en classe A ,B et C en fonction de l'angle d'ouverture θ [9].

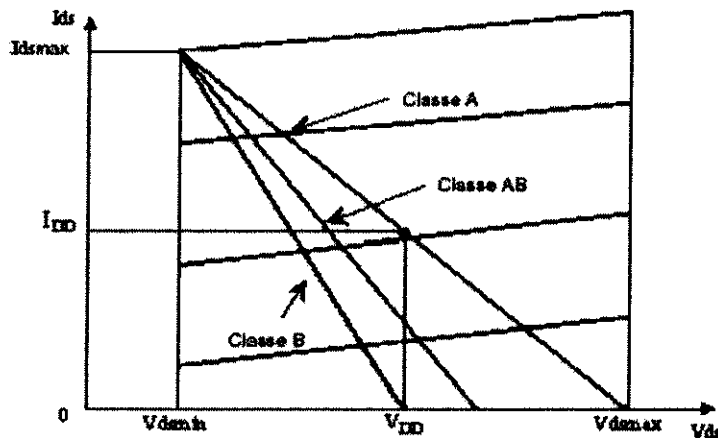


Figure 2.2 : Evolution du point de repos en fonction de la classe de fonctionnement [9].

2.2 La classe A.

Si le transistor conduit constamment (figures 2.3 et 2.4), la classe de fonctionnement est dite "classe A". De ce fait, il n'y a aucune déformation du signal due au blocage et à la saturation du transistor. Le signal de sortie sera alors proche d'une sinusoïde et l'amplificateur est considéré comme linéaire. Par contre il subit une déformation dans le cas où la caractéristique $I_{ds} = f(V_{gs})$ est non linéaire, autrement dit lorsque la transconductance g_m est non linéaire.

L'amplification en classe A se caractérise donc par sa bonne linéarité, son courant de repos

élevé et un rendement faible [10]. Cette classe de fonctionnement sera principalement utilisée pour la conception d'amplificateurs de puissance large bande [12].

Pour obtenir une dynamique et donc une puissance de sortie maximale, le point de polarisation est choisi au milieu de la caractéristique $I_{ds}=f(V_{gs}, V_{ds})$ (figure 2.4) de telle sorte que le transistor sature le plus tardivement possible. Ce point de fonctionnement sur les caractéristiques de sortie $I_{ds}=f(V_{ds})$ est défini par (I_{DD}, V_{DD}) . Les excursions de la tension V_{ds} et du courant I_{ds} doivent être maximales pour une puissance maximale et la pente de la droite de charge est donnée par :

$$R_L = \frac{V_{ds\ max} - V_{ds\ min}}{I_{ds\ max} - I_{ds\ min}} = \frac{V_{DD}}{I_{DD}} \tag{2.1}$$

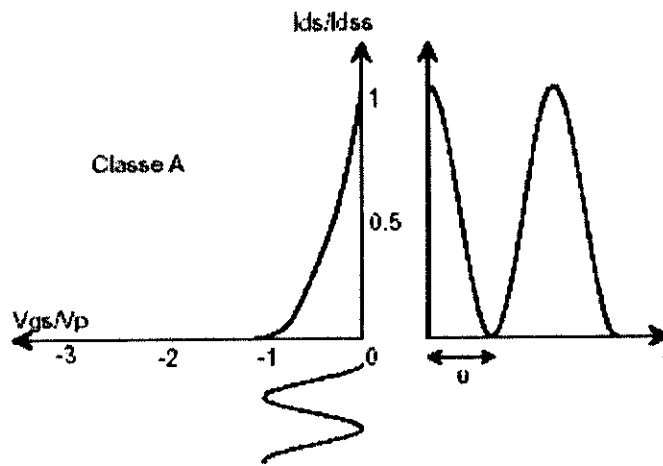


Figure 2.3 : Forme d'ondes en classe A ($\theta=\pi$).

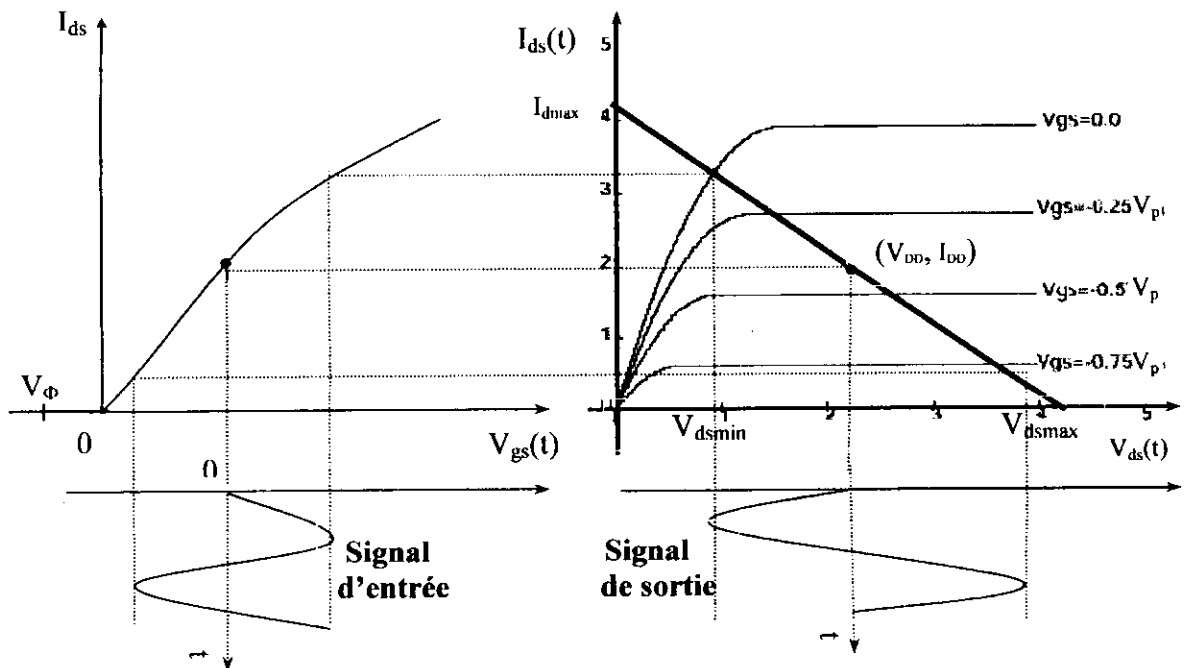


Figure 2.4 : Courant de drain $I_{ds}(t)$ en fonction de $V_{gs}(t)$ et de $V_{ds}(t)$.

3. Expressions de la transconductance et du courant de drain.

Selon que la transconductance g_m est constante ou linéaire, le transistor MESFET est soit linéaire ou non linéaire. Nous pouvons donc envisager deux cas que nous étudierons avec un signal d'excitation sinusoïdal.

Tout d'abord nous supposons que I_{ds} est régi par un modèle simplifié indépendant de V_{ds} et que la tension V_ϕ nulle, ensuite nous procéderons à l'étude du modèle réel auquel nous considérons quelques simplifications.

3.1 La transconductance g_m .

3.1.1 La transconductance g_m constante.

La dépendance du courant I_{ds} par rapport à V_{gs} est donnée pour ce modèle par [32] :

$$I_{ds} = I_{max} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^n \quad n > 0 \quad (2.2)$$

où V_p désigne la tension de pincement (pinch-off) du MESFET.

La transconductance s'obtient en dérivant la relation (2.2),

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} = -\frac{n}{V_p} I_{max} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^{n-1}$$

ce qui montre que la transconductance est constante pour n égale à l'unité, nous obtenons ainsi les expressions de I_{ds} et de g_m (figure 2.5) données par:

$$I_{ds} = I_{max} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p}\right) \quad (2.3)$$

$$g_m = -\frac{I_{max}}{V_p} \quad (2.4)$$

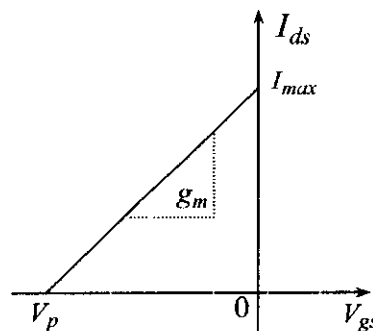


Figure 2.5 : I_{ds} en fonction de V_{gs} pour g_m constante.

3.1.2 La transconductance g_m linéaire.

La linéarité de g_m par rapport à V_{gs} (figure 2.6) peut être formulée ainsi :

$$g_m = \alpha V_{gs} + \beta \quad (2.5)$$

où α et β sont des constantes.

L'intégration de l'équation (2.5) en tenant compte des conditions limites suivantes :

$$I_{ds} = I_{max} \Big|_{V_{gs}=0}, \quad I_{ds} = 0 \Big|_{V_{gs}=V_p} \quad \text{et} \quad \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} = 0 \Big|_{V_{gs}=V_p}$$

nous donne:

$$I_{ds} = I_{max} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p}\right)^2 \quad (2.6)$$

Nous en déduisons finalement:

$$g_m = \frac{2 I_{max}}{V_p} \left(\frac{V_{gs}}{V_p} - 1\right) \quad (2.7)$$

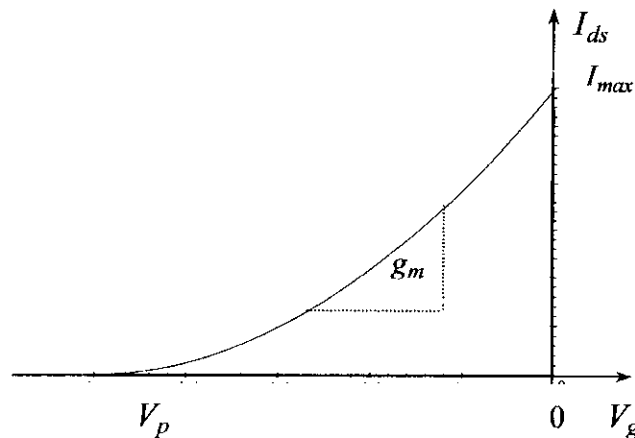


Figure 2.6 : La transconductance g_m linéaire.

3.2 Expressions du courant de drain.

En associant le fait que l'amplification en puissance impose une excursion maximale de V_{gs} au fonctionnement en classe A, son expression s'écrira donc :

$$V_{gs}(t) = \frac{V_p}{2} (1 - \sin \omega_0 t) \quad (2.8)$$

En remplaçant $V_{gs}(t)$ donnée par l'expression (2.8) dans les équations (2.3) et (2.6), nous obtenons les courants de drain $I_{dsc}(t)$ et $I_{dsl}(t)$ pour les transconductances g_m constante et linéaire formulées respectivement par:

$$I_{dsc}(t) = \frac{I_{max}}{2} (1 + \sin \omega_0 t) \quad (2.9)$$

et
$$I_{ds\ell}(t) = \frac{I_{max}}{4} (1 + \sin \omega_0 t)^2 \quad (2.10)$$

Le développement de Fourier de $I_{ds}(t)$ est donné par :

$$\begin{cases} I_{ds}(t) = \Re e \left(\sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} C_n e^{jn\omega_0 t} \right) \\ C_n = \frac{\omega_0}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega_0}} I_{ds}(t) \cdot e^{-jn\omega_0 t} dt \end{cases} \quad (2.11)$$

En appliquant le développement en séries de Fourier aux deux relations (2.9) et (2.10), nous trouvons pour les deux cas :

$$I_{dsc}(t) = \frac{I_{max}}{2} (1 + \sin \omega_0 t) \quad (2.12)$$

et
$$I_{ds\ell}(t) = \frac{I_{max}}{4} \left(\frac{3}{2} + 2 \sin \omega_0 t - \frac{\cos 2\omega_0 t}{2} \right) \quad (2.13)$$

4. Forme d'onde de $v_{ds}(t)$.

Dans la partie qui va suivre, nous allons déterminer la puissance de sortie maximale et le rendement. La puissance est maximale pour une charge résistive dont l'évaluation est primordiale dans la conception de l'amplificateur de puissance et dépend de $V_{ds}(t)$ (figure 2.7).

Le développement en série de Fourier sera appliqué à $V_{ds}(t)$ tel que :

$$V_{ds}(n) = \begin{cases} V_{DD} = I_{ds}(0) R_D & \text{pour } n=0 \\ -I_{ds}(n) Z_L(n) & \text{pour } n \geq 1 \end{cases} \quad (2.14)$$

où R_D désigne la résistance de polarisation.

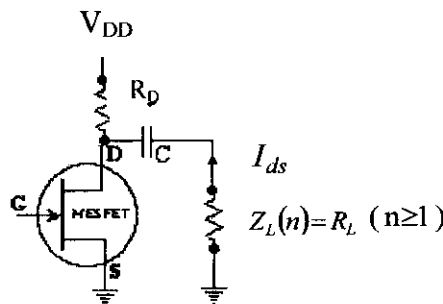


Figure 2.7 : Charge Z_L résistive à la fréquence fondamentale f_0 .

Comme la susceptance de sortie d'un transistor MESFET est une capacitance, la charge doit comporter non seulement la résistance optimale mais aussi une inductance en parallèle qui doit résonner avec cette capacitance à la fréquence fondamentale ou celle de l'harmonique n désirée que nous pouvons traduire par la relation :

$$Z_L(n) = R_L \text{ pour } n \geq 1$$

4.1 Transconductance g_m constante :

En tenant compte de l'équation (2.14), le développement en série de Fourier nous donne :

$$V_{dsc}(t) = V_{DD} - \frac{R_L I_{max}}{2} (1 + \sin \omega_0 t) \quad (2.15)$$

$V_{dsc}(t)$, représentée par la figure 2.8 est obtenue pour $V_{DD} = 8 \text{ V}$, $I_{max} = 120 \text{ mA}$ et $R_L = 50 \Omega$, est une sinusoïde. La charge optimale peut être obtenue aux instants $t_1 = \frac{\pi}{2\omega_0}$

soit $t_1 = \frac{T}{4}$ et $t_2 = \frac{3\pi}{2\omega_0}$ soit $t_2 = \frac{3T}{4}$ (extremums de $V_{dsc}(t)$), avec $V_{dsc}(t_1) = V_{dsmin}$ et

$V_{dsc}(t_2) = V_{dsmax}$ soit :

$$R_{Lopt} = 2 \frac{V_{DD} - V_{dsmin}}{I_{max}} \quad (2.16)$$

$$R_{Lopt} = 2 \frac{V_{dsmax} - V_{DD}}{I_{max}} \quad (2.17)$$

Nous obtenons une nouvelle relation de la charge optimale en combinant (2.16) et (2.17),

$$R_{Lopt} = \frac{V_{dsmax} - V_{dsmin}}{I_{max}} \quad (2.18)$$

La droite de charge, illustrée par la figure 2.9, passant par les deux points (V_{dsmin}, I_{max}) et $(2V_{DD} - V_{dsmin}, 0)$ a pour équation :

$$I_{ds}(t) = G_{opt} (-V_{ds}(t) + 2V_{DD} - V_{dsmin}) \quad (2.19)$$

avec

$$G_{opt} = \frac{1}{R_{Lopt}} = \frac{I_{max}}{2(V_{DD} - V_{dsmin})}$$

Pour des charges différentes de la charge optimale R_{Lopt} (figure 2.9):

- $R_L > R_{Lopt}$ pour une variation sur le courant I_{ds} , l'excursion en courant de drain se trouve réduite.
- $R_L < R_{Lopt}$, une variation de V_{ds} réduira l'excursion en tension de drain.

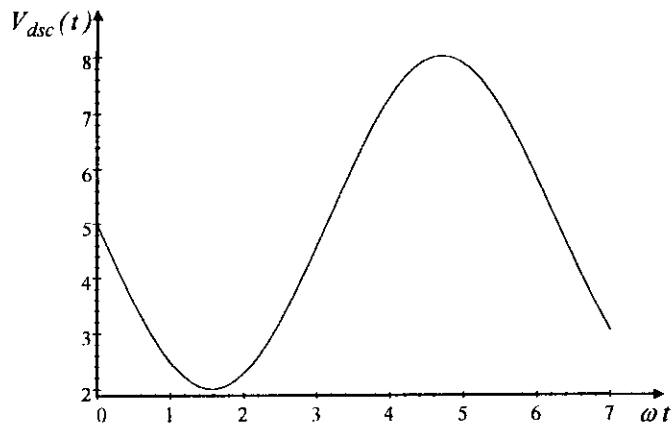


Figure 2.8 : Forme d'ondes de $V_{dsc}(t)$.

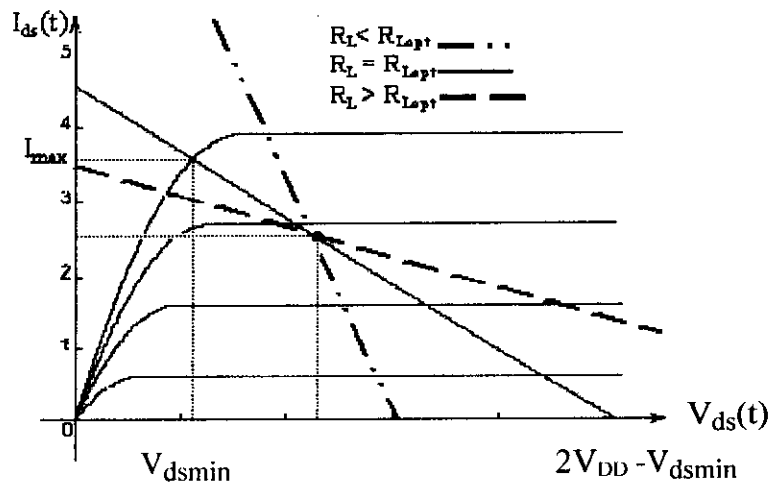


Figure 2.9 : Droites de charge pour différentes valeurs de R_L .

4.2 Transconductance g_m linéaire :

La tension $V_{dse}(t)$ est donnée par :

$$V_{dse}(t) = V_{DD} + \frac{R_L}{2} \frac{I_{max}}{2} \left(\frac{\cos 2\omega_0 t}{4} - \sin \omega_0 t \right) \quad (2.20)$$

Les extremums de l'expression (2.20) sont tels que $t_1 = \frac{\pi}{2\omega_0}$ et $t_2 = -\frac{\pi}{2\omega_0}$.

La charge optimale obtenue à l'instant t_1 est donnée par :

$$R_{Lopt} = \frac{8}{5} \frac{V_{DD} - V_{dsmín}}{I_{max}} \quad (2.21)$$

tandis qu'à la fréquence fondamentale, l'expression de cette charge optimale est:

$$R_{Lopt} = 2 \frac{V_{DD} - V_{dsmín}}{I_{max}} \quad (2.22)$$

La figure 2.10 montre que la courbe $V_{dse}(t)$ tracée avec $V_{DD} = 8V$, $I_{max} = 120mA$ et $R_L = 50 \Omega$, n'est pas une sinusoïde

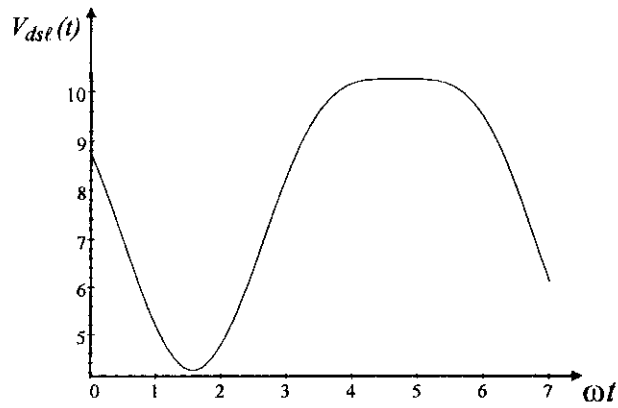


Figure 2.10 : Forme d'ondes de $V_{ds}(t)$.

5. Puissances et rendements.

5.1 Puissances.

La puissance utile au niveau du drain est donnée par la relation suivante:

$$P_u = \frac{1}{T} \int_0^T I_{ds}(t) V_{ds}(t) dt \quad (2.23)$$

et s'exprime dans le domaine fréquentielle par :

$$P_u = \sum_{n=0}^{+\infty} P_u(n) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{+\infty} I_{ds}(n) V_{ds}^*(n)$$

où $I_{ds}(n)$ et $V_{ds}(n)$ représentent respectivement les coefficients du développement en série de Fourier du courant et de la tension au niveau du drain du transistor.

Cette puissance peut être aussi formulée par :

$$P_u = \begin{cases} I_{ds}(0) V_{ds}(0) & \text{pour } n=0 \\ \frac{1}{2} \Re_e(I_{ds}(n) V_{ds}^*(n)) & \text{pour } n \geq 1 \end{cases} \quad (2.24)$$

P_u s'écrira à partir des deux expressions (2.14) et (2.24) combinées comme suit :

$$P_u(n) = P_{DC} - P_{AC} \quad (2.25)$$

où

$$P_{DC} = I_{ds}(0) V_{ds}(0) \quad (2.26)$$

et

$$P_{AC} = \sum_{n=1}^{+\infty} P_{out}(n) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{+\infty} |I_{ds}(n)|^2 \Re_e(Z_L(n)) \quad (2.27)$$

représentent respectivement la puissance d'alimentation et la puissance de sortie des n harmoniques.

5.1.1 Calcul de la puissance utile P_u .

- Transconductance g_m constante.

Avec $I_{ds}(0) = \frac{I_{max}}{2}$ et $V_{ds}(0) = V_{DD}$ (composantes continues du développement en séries de Fourier), la puissance d'alimentation est calculée par (2.26),

$$P_{DC} = \frac{I_{max}}{2} V_{DD} \quad (2.28)$$

Dans ce cas, la tension $V_{ds}(t)$ est sinusoïdale, donc le développement en série de Fourier se limite à la composante fondamentale ($n=1$). La puissance de sortie donnée par (2.27) est calculée pour $Z_L(1) = R_{Lopt}$ de l'équation (2.16) et $I_{ds}(1) = \frac{I_{max}}{2}$, elle est formulée par :

$$P_{out}(1) = \frac{I_{max}}{4} (V_{DD} - V_{dsmin}) \quad (2.30)$$

ce qui donne, finalement :

$$P_u = \frac{I_{max}}{4} (V_{DD} + V_{dsmin}) \quad (2.32)$$

- **Transconductance g_m linéaire.**

Avec $I_{ds}(0) = \frac{3}{8} I_{max}$ et $I_{ds}(1) = \frac{I_{max}}{2}$, la puissance utile dans ce cas est :

$$P_u = \frac{I_{max}}{4} (0,7 V_{DD} + 0,8 V_{dsmin}) \quad (2.33)$$

5.2 Calcul du rendement :

- Le rendement en puissance η_d au niveau du drain est défini par:

$$\eta_d = \frac{P_{out}(1)}{P_{DC}} \quad (2.34)$$

Les rendements respectifs η_{dc} et η_{dl} pour la transconductance g_m constante et linéaire sont donnés par :

$$\eta_{dc} = \frac{1}{2} (1 - \alpha) \quad (2.35)$$

$$\eta_{dl} = \frac{8}{15} (1 - \alpha) \quad (2.36)$$

avec $\alpha = \frac{V_{dsmin}}{V_{DD}}$ ($\alpha < 1$), η_{dc} et η_{dl} ne peuvent dépasser 0,5 et 0,53 respectivement.

- Le rendement en puissance ajoutée η_{paj} est formulé par :

$$\eta_{paj} = \frac{P_{aj}}{P_{DC}} \quad (2.37)$$

$$\text{où} \quad P_{aj} = P_{out} - P_{in} \quad (2.38)$$

désigne la puissance ajoutée et P_{in} la puissance d'entrée donnée par :

$$P_{in} = \frac{1}{2} V_{in}^2 y_{in} \quad (2.39)$$

où V_{in} et y_{in} ($y_{in} = r_i C_{gs}^2 \omega^2$) désignent respectivement la tension et l'admittance d'entrée du circuit pour le modèle du transistor utilisé.

Les relations (2.36) et (2.37) donnent une autre expression du rendement en puissance ajoutée mettant en apparence le gain en puissance G_p :

$$\eta_{paj} = \eta_d \left(1 - \frac{1}{G_p}\right) \quad (2.40)$$

avec G_p formulé par :
$$G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.41)$$

L'expression (2.40) montre que le rendement η_{paj} est inférieur à η_d .

Le tableau 2.2 résume tous les résultats, précédemment trouvés pour les deux transconductances constante et linéaire du modèle simplifié indépendant de V_{ds} .

g_m	Constante	Linéaire
R_{Lopt}	$\frac{2(V_{DD} - V_{dsmin})}{I_{max}}$	$\frac{8(V_{DD} - V_{dsmin})}{5 I_{max}}$
V_{dsmax}	$2V_{DD} - V_{dsmin}$	$1,6V_{DD} - 0,6V_{dsmin}$
P_{DC}	$\frac{I_{max} V_{DD}}{2}$	$\frac{3}{8} I_{max} V_{DD}$
P_{out}	$\frac{I_{max}}{4} (V_{DD} - V_{dsmin})$	$\frac{I_{max}}{5} (V_{DD} - V_{dsmin})$
P_u	$\frac{I_{max}}{4} (V_{DD} + V_{dsmin})$	$\frac{I_{max}}{4} (0,7V_{DD} + 0,8V_{dsmin})$
G_p	G_{pc}	$G_{pl} = 0,8G_{pc}$
η_{dmax}	0,5	0,53
η_{paj}	$\frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{G_{pc}}\right)$	$\frac{8}{15} \left(1 - \frac{1}{G_{pl}}\right)$

Tableau 2.2 : Expressions des caractéristiques d'un amplificateur (modèle simplifié) pour g_m constante et linéaire.

6. Modèle réel.

Dans ce modèle, le courant de drain $I_{ds}(t)$ est fonction des tensions $V_{gs}(t)$ et $V_{ds}(t)$ et peut s'écrire [18]:

$$I_{ds}(t) = AV_{gs}(t) + BV_{ds}(t) + C \quad (A, B \text{ et } C \text{ constantes}) \quad (2.42)$$

Cette expression donne une meilleure représentation de $I_{ds}(t)$ dans la zone de saturation qui nous intéresse par sa fonction amplificatrice.

Nous distinguerons aussi pour ce modèle réel simplifié du MESFET, dont la figure 2.11 illustre son schéma équivalent, les deux cas de g_m constante et linéaire.

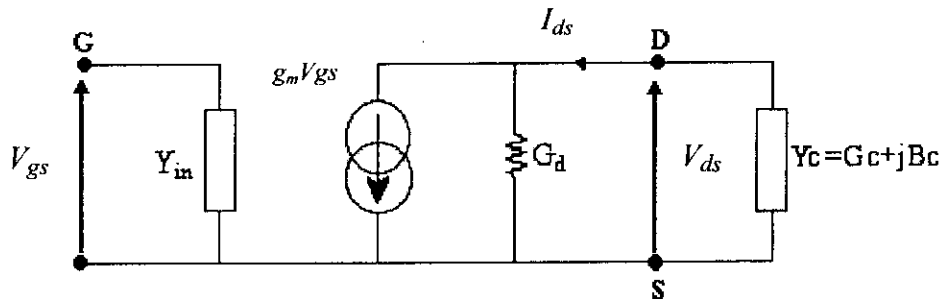


Figure 2.11 : Modèle réel simplifié du MESFET [14].

6.1 Courant I_{ds} .

6.1.1 Transconductance g_m constante.

La différentielle totale du courant $I_{ds}(t)$ de la relation (2.42) s'écrit:

$$dI_{ds}(t) = \frac{dI_{ds}(t)}{dV_{gs}(t)} dV_{gs}(t) + \frac{dI_{ds}(t)}{dV_{ds}(t)} dV_{ds}(t) \quad (2.43)$$

où $\frac{dI_{ds}(t)}{dV_{gs}(t)} = g_m$ et $\frac{dI_{ds}(t)}{dV_{ds}(t)} = G_d$

traduisent respectivement les transconductances différentielles représentant les pentes de

$$I_{ds}(t) = f(V_{gs}(t)) \Big|_{V_{ds}=cste} \quad \text{et} \quad I_{ds}(t) = f(V_{ds}(t)) \Big|_{V_{gs}=cste}$$

L'intégration de la relation (2.43) nous donne:

$$I_{ds}(t) = g_m V_{gs}(t) + G_d V_{ds}(t) + K_1 \quad (2.44)$$

En assumant que dans la zone de saturation :

$I_{ds} = I_{max}$ pour $V_{gs} = V_\phi$ à $V_{ds} = V_{dsmin}$ et $I_{ds} = 0$ pour $V_{gs} = V_p$ à $V_{ds} = V_{dsmax}$; le courant de drain I_{ds} du transistor s'écrit:

$$\begin{cases} I_{ds}(t) = g_m (V_{gs}(t) - \frac{1}{2}(V_p + V_\phi)) + G_d (V_{ds}(t) - V_{ds0}) + \frac{1}{2} I_{max} \\ \text{pour } V_{dsmin} < V_{ds} < V_{dsmax} \text{ et } V_p < V_{gs} < V_\phi \end{cases} \quad (2.45)$$

où V_{dsmin} et V_{dsmax} sont les limites de la tension V_{ds} respectivement dans les zones de saturation (à la limite de la zone ohmique) et d'avalanche (début de la zone d'avalanche) du MESFET.

La figure 2.12 représente I_{ds} en fonction de V_{gs} avec les paramètres du tableau 2.2 pour

trois valeurs particulières de V_{ds} (V_{dsmin} , V_{dsmax} et $V_{ds0} = \frac{V_{dsmax} + V_{dsmin}}{2}$).

I_{max} (mA)	g_m (S)	G_d (S)	V_{dsmin} (V)	V_{dsmax} (V)	V_p (V)	V_Φ (V)
120	0,23	0,00625	1,5	5,5	-0,5	0

Tableau 2.2 : Paramètres du MESFET.

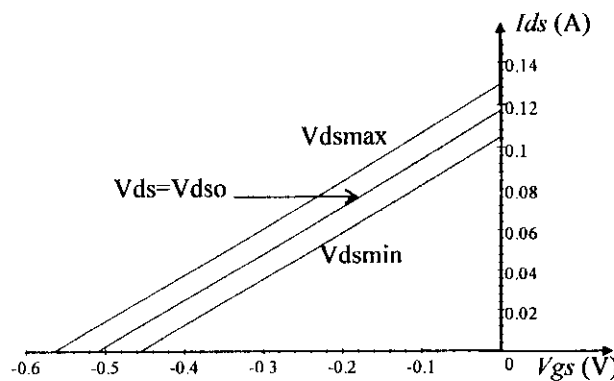


Figure 2.12 : $I_{ds} = f(V_{gs})$ pour le modèle réel simplifié à g_m constante du MESFET.

6.1.2 Transconductance g_m linéaire.

Dans ce cas, l'équation (2.43) s'écrit :

$$dI_{ds} = (\alpha V_{gs} + \beta) dV_{gs} + G_d dV_{ds} \quad (2.46)$$

L'intégration de l'expression (2.46) nous donne :

$$I_{ds} = \alpha \frac{V_{gs}^2}{2} + \beta V_{gs} + G_d V_{ds} + K \quad (2.47)$$

où les constantes α , β et K sont déterminées dans la zone de saturation pour $V_p \leq V_{gs} \leq V_\Phi$ et $V_{dsmin} \leq V_{ds} \leq V_{dsmax}$ avec les trois conditions aux limites suivantes :

- $I_{ds}(V_\Phi) = I_{max}$ à $V_{ds} = V_{dsmin}$.
- $I_{ds}(V_p) = 0$ à $V_{ds} = V_{dsmax}$.
- $\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}}(V_p) = 0$.

Nous obtenons finalement :

$$\alpha = 2 \frac{I_{max} + G_d(V_{ds\ max} - V_{ds\ min})}{(V_p - V_\Phi)^2}, \quad (2.48)$$

$$\beta = -\alpha V_p \quad \text{et} \quad K = \alpha \frac{V_p^2}{2} - G_d V_{ds\ max}.$$

La figure 2.13 montre les variations de $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ pour les trois valeurs de V_{ds} ($V_{ds\ min}$, V_{ds0} et $V_{ds\ max}$).

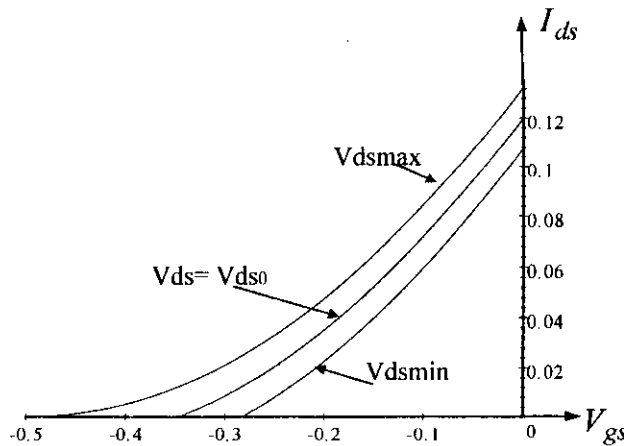


Figure 2.13 : $I_{gs} = f(V_{gs})$ du modèle simplifié pour g_m linéaire.

6.2 Forme d'onde de $V_{ds}(t)$.

6.2.1 Transconductance g_m constante.

Pour une excitation sinusoïdale de grille autour d'un point de polarisation V_{gs0} et une tension de drain telles que :

$$V_{gs}(t) = V_{gs0} + V_{gs1} \cos \omega_0 t. \quad (2.49)$$

$$\text{et} \quad V_{ds}(t) = V_{ds0} + V_{ds1} \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (2.50)$$

et pour une puissance optimale, $\varphi_{opt} = \pi$ (Annexe), l'expression du courant de drain dans le cas de g_m constante devient :

$$I_{ds}(t) = g_m(V_{gs0} - \frac{1}{2}(V_p + V_\phi)) + (g_m V_{gs1} - G_d V_{ds1}) \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} I_{max} \quad (2.51)$$

Pour un angle d'ouverture θ ($\theta = \omega_c t$), l'expression (2.51) s'écrit :

$$I_{ds}(\theta) = g_m(V_{gs0} - \frac{1}{2}(V_p + V_\phi)) + (g_m V_{gs1} - G_d V_{ds1}) \cos \theta + \frac{1}{2} I_{max} \quad (2.52)$$

Pendant la conduction, $I_{ds}(\theta)$ est nul et nous aurons une nouvelle expression du courant, à partir des équations (2.51) et (2.52), donnée par:

$$I_{ds}(t) = (g_m V_{gs1} - G_d V_{ds1}) (\cos \omega_0 t - \cos \theta) \quad (2.53)$$

Les composantes continue et fondamentale de I_{ds} pour un fonctionnement en classe A ($\theta = \pi$), sont données par :

$$I_{ds0} = I_{ds1} = g_m V_{gs1} - G_d V_{ds1} \quad (2.54)$$

La tension $V_{ds}(t)$ (relation (2.14)) est exprimée par:

$$V_{ds}(t) = V_{DD} + R_L (G_d V_{ds1} - g_m V_{gs1}) \cos \omega_0 t \quad (2.55)$$

La figure 2.14 montre la forme de la tension $V_{ds}(t)$ avec les paramètres du MESFET du tableau 2.2 pour $V_{DD} = 8V$ et $R_L = 50\Omega$.

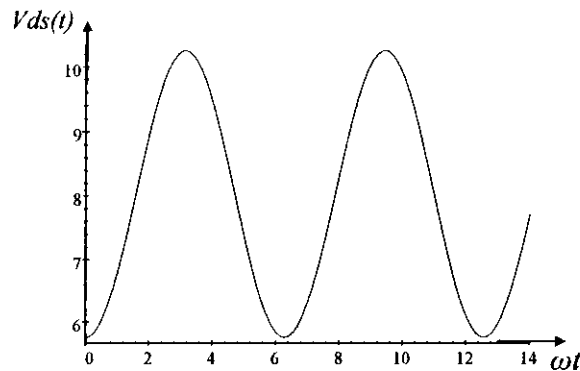


Figure 2.14 : Forme d'ondes de $V_{ds}(t)$ pour le modèle réel et g_m constante.

La charge optimale peut être calculée aux instants $t_1 = 0$ et $t_2 = \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{T}{2}$.

Elle est donnée à l'instant t_1 par :

$$R_{Lopt} = \frac{V_{DD} - V_{ds\ min}}{g_m V_{gs1} - G_d V_{ds1}} \quad (2.56)$$

et s'exprime à l'instant t_2 par :

$$R_{Lopt} = \frac{V_{DD} - V_{ds\ max}}{G_d V_{ds1} - g_m V_{gs1}} \quad (2.57)$$

De la même façon que pour g_m constante, nous obtenons pour une excitation sinusoïdale de $V_{gs}(t)$ et une tension de $V_{ds}(t)$ formulées par les relations (2.49) et (2.50), le courant $I_{ds}(t)$ dans le cas d'une transconductance linéaire est formulé par :

$$I_{ds}(t) = a \cos^2 \omega_0 t + b \cos \omega_0 t + b - a \quad (2.58)$$

avec $a = \frac{\alpha}{2} V_{gs1}^2$ et $b = \alpha V_{gs1} (V_{gs0} - V_p) - G_d V_{ds1}$.

Le développement en série de Fourier de $I_{ds}(t)$ (2.57) nous donne :

$$I_{ds}(t) = I_{ds0} + I_{ds1} \cos \omega_0 t + I_{ds2} \cos 2\omega_0 t \quad (2.59)$$

avec $I_{ds0} = b - \frac{a}{2}$, $I_{ds1} = b$ et $I_{ds2} = \frac{a}{2}$ désignant respectivement les composantes continue, fondamentale et celle de la première harmonique du courant I_{ds} .

La tension $V_{ds}(t)$ (figure 2.15) est dans ce cas de g_m linéaire :

$$V_{ds}(t) = V_{DD} + R_L (-b \cos \omega_0 t - \frac{a}{2} \cos 2\omega_0 t) \quad (2.60)$$

Sa représentation graphique est donnée en figure 2.15 pour $V_{DD} = 8 \text{ V}$ et $R_L = 50 \Omega$ pour les mêmes paramètres du tableau 2.2

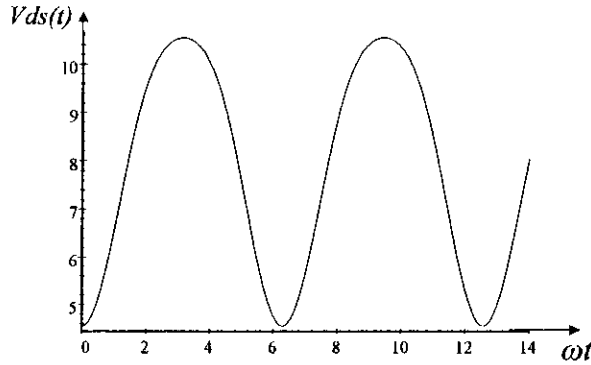


Figure 2.15 : Forme d'ondes de $V_{ds}(t)$ pour le modèle réel et g_m linéaire.

Les charges optimales aux instants $t_1 = 0$ et $t_2 = \frac{\pi - \arccos \frac{2b}{a}}{\omega_0}$ sont données respectivement

par :

$$R_{Lopt}(t_1) = 2 \frac{V_{DD} - V_{ds \min}}{a + 2b} \quad (2.61)$$

et

$$R_{Lopt}(t_2) = \frac{V_{DD} - V_{ds \max}}{-\frac{2b^2}{a} + \frac{a}{2} \cos(2 \arccos \frac{2b}{a})}$$

6.3 Puissance et rendements.

Par un calcul de la puissance et du rendement similaire à celui du modèle simplifié, nous aboutissons au tableau 2.3 résumant tout les résultats du modèle simple du MESFET.

g_m	Constante	Linéaire
R_{Lopt}	$2 \frac{(V_{DD} - V_{dsmin})}{I_{max}}$	$R_{Lopt(t_1)} = 2 \frac{V_{DD} - V_{dsmin}}{a + 2b}$
V_{dsmax}	$2V_{DD} - V_{dsmin}$	$V_{DD}(1 - \xi) + \xi V_{dsmin}$ *
P_{DC}	$\frac{I_{max}}{2} V_{DD}$	$(b - \frac{a}{2}) V_{DD}$
P_{out}	$\frac{I_{max}}{4} (V_{DD} - V_{dsmin})$	$\frac{b^2}{a + 2b} (V_{DD} - V_{dsmin})$
P_u	$\frac{I_{max}}{4} (V_{DD} + V_{dsmin})$	$\frac{2b^2 - a^2}{2(a + 2b)} V_{DD} + \frac{b^2}{a + 2b} V_{dsmin}$
η_{dmax}	0,5	$\frac{2b^2}{4b^2 - a^2}$
η_{pajmax}	$\frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{G_p} \right)$	$\eta_d \left(1 - \frac{1}{G_p} \right)$

Tableau 2.3 : Expressions des caractéristiques d'un amplificateur (modèle simple) pour g_m constante et linéaire.

$$* \quad \xi = \frac{-\frac{4b^2}{a} + a \cos(2 \arccos \frac{2b}{a})}{a + 2b}$$

Pour une admittance de charge optimale $Y_c = G_{opt}$ ($G_{opt} = \frac{1}{R_{Lopt}}$) (figure 2.16) la puissance de sortie maximale est donnée (Annexe 2) par :

$$P_{max} = \frac{I_{max}^2}{2} \frac{G_c}{(G_d + G_c)^2 + B_c^2} \quad (2.62)$$

Pour $B_c = 0$ et $G_d = G_c = G_{opt}$, nous aurons :

$$P_{max} = \frac{I_{max}^2}{8G_{opt}} \quad (2.63)$$

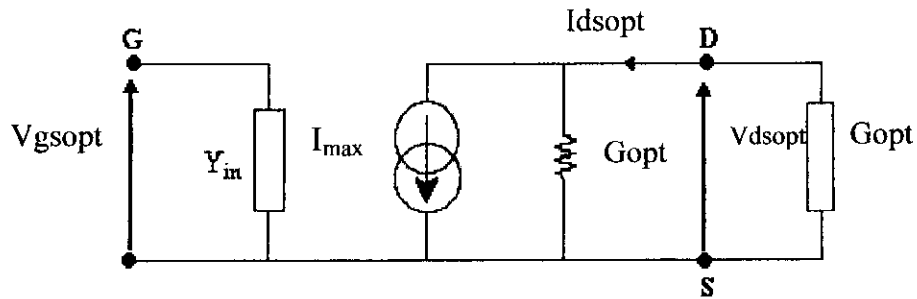


Figure 2.16 : Modèle du MESFET substitué par son générateur équivalent pour une puissance maximale.

7. Conclusion.

Cette étude nous a permis par différents modèles d'établir les relations des caractéristiques des amplificateurs pour les deux cas de transconductance, constante et linéaire. Les formes d'ondes de la tension $v_{ds}(t)$, pour g_m constante, sont des sinusoïdales. Pour g_m linéaire, la forme de $v_{ds}(t)$ s'approche à celle d'une sinusoïde.

AMPLIFICATEURS DISTRIBUES.

1. Introduction.

L'amplificateur distribué (A.D) en micro-ondes [33,34] permet d'obtenir une courbe de réponse quasi plate avec des largeurs de bandes très importantes (du continu jusqu'à quelques dizaines de giga-hertz) tout en conservant le produit gain-bande passante maximal. Ceci n'est possible qu'en augmentant le rapport g_m/C_{gs} par addition de rapports $g_m N/C_{gs} N$ des différents étages amplificateurs (N est le nombre d'étages amplificateurs).

2. Structure et principe de fonctionnement d'un AD.

2.1 Structure.

L'A.D est composé de N étages amplificateurs à transistors à effet de champs MESFET à source commune (figure 3.1).

Cette structure s'apparente à un octopôle où les accès ① et ② sont interconnectés par une ligne artificielle appelée ligne de grille, et les accès ③ et ④ par une autre ligne appelée ligne de drain.

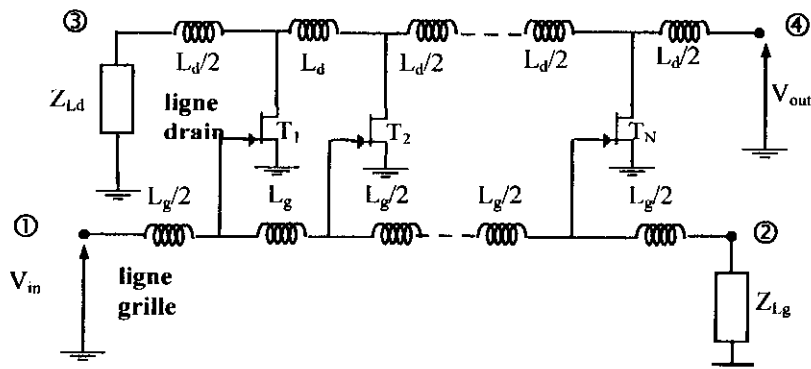


Figure 3.1 : Schéma de principe d'un amplificateur distribué.

Le couplage entre ces deux lignes s'effectue grâce à la transconductance g_m du MESFET. Le signal V_{in} à amplifier est injecté à l'accès ① et le signal amplifié V_{out} est recueilli à l'accès ④ où la charge est Z_{dl} assurant l'adaptation.

En prenant le modèle simplifié d'un MESFET (figure 3.2), nous obtenons le schéma équivalent des lignes de grille et de drain (figure 3.3), terminées par leur impédance caractéristique.

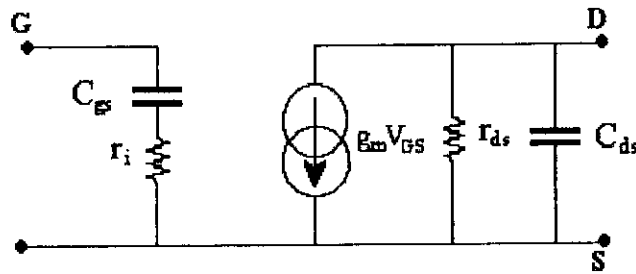


Figure 3.2: Modèle simplifié du MESFET [36].

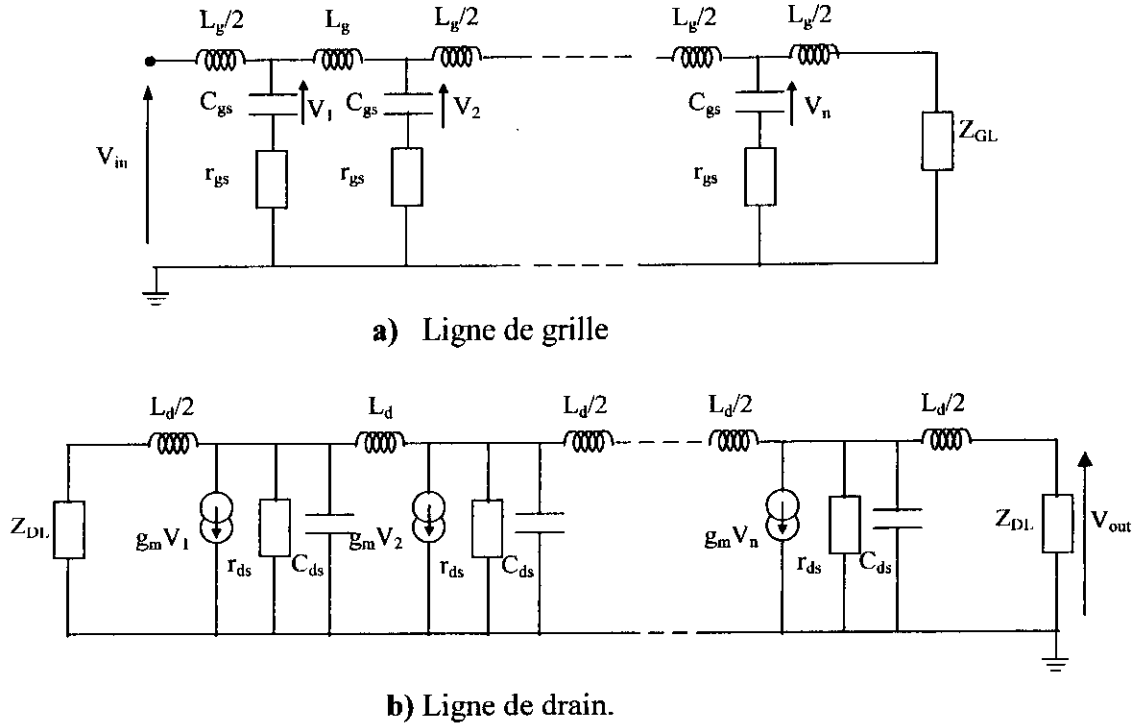


Figure 3.3 : Schéma équivalent de l'amplificateur distribué.

Nous remarquons que ces lignes sont constituées de circuits à k-constants en T, associées respectivement aux résistances r_i et r_{ds} du MESFET pour les lignes de grille et de drain. Les éléments de ces circuits sont L_g et C_{gs} pour la ligne de grille, L_d et C_{ds} pour la ligne de drain.

Cette structure permet ainsi d'additionner le courant des sorties des MESFET dans la charge, alors que la bande passante ne dépendra que des fréquences de coupure f_g et f_d des deux lignes.

2.2 Principe de fonctionnement.

Le signal à amplifier V_{in} , appliqué à l'entrée de la ligne de grille, se propage sur celle-ci jusqu'à sa terminaison.

Ainsi chaque transistor est excité par une onde de tension et produit une onde de courant dans la ligne de drain.

A vitesses de phase égales sur les deux lignes, les signaux s'additionnent sur la ligne de drain en direction de la sortie à l'accès ④.

En choisissant des impédances caractéristiques identiques et en imposant la même vitesse de phase, les lignes de grille et de drain auront dans ce cas, la même fréquence de coupure f_c (pulsation de coupure ω_c). Par contre au niveau de l'accès ③, ces vitesses seront déphasées.

3. Impédance caractéristique et facteur de propagation.

3.1 Impédance caractéristique.

Nous donnerons les expressions des impédances caractéristiques et du facteur de propagation des circuits k-constant à faible perte [35].

Dans ce cas les impédances caractéristiques respectivement de la ligne de grille et de drain s'écriront :

$$Z_{Lg} = Z_{Ld} = Z_0 = \sqrt{1 - X_c^2} \quad (3.1)$$

$$\text{Avec } Z_0 = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} \quad ; \quad X_c = \frac{\omega}{\omega_c}$$

$$\text{et } \omega_c = \frac{2}{\sqrt{L_g C_{gs}}} = \frac{2}{\sqrt{L_d C_{ds}}} \quad (\text{pulsation de coupure}).$$

3.2 Facteur de propagation.

Le facteur de propagation aura pour expression :

- Pour la ligne de grille :

$$\theta_g = A_g + j\Phi_g \quad ;$$

$$\text{avec : } A_g = \frac{(\omega_c/\omega_g)X_c^2}{\sqrt{1 - [1 - (\omega_c/\omega_g)^2]X_c^2}} \quad (3.2)$$

$$\text{où } \omega_g = \frac{1}{r_i C_{gs}}$$

$$\text{et} \quad \Phi_g = Ar \cos(1 - 2X_c^2) \quad (3.3)$$

-Pour la ligne de drain :

$$\theta_d = A_d + j\Phi_d;$$

$$\text{avec} \quad A_d = \frac{\omega_d/\omega_c}{\sqrt{1 - X_c^2}} \quad (3.4)$$

$$\text{où} \quad \omega_d = \frac{1}{r_{ds} C_{ds}}$$

Etant donné que les vitesses de phase sont les mêmes, nous pouvons donc écrire que:

$$\Phi_g = \Phi_d.$$

Les grandeurs A_g et A_d traduisent respectivement les pertes des lignes de grille et de drain et évoluent en fonction de la fréquence comme l'indiquent les courbes de la figure 3.4. Ces courbes sont paramétrées respectivement par rapport à α et β qui s'écrivent :

$$\alpha = \frac{\omega_c}{\omega_g} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{\omega_d}{\omega_c}$$

Les pertes sont formulées par α et β selon la figure 3.4.

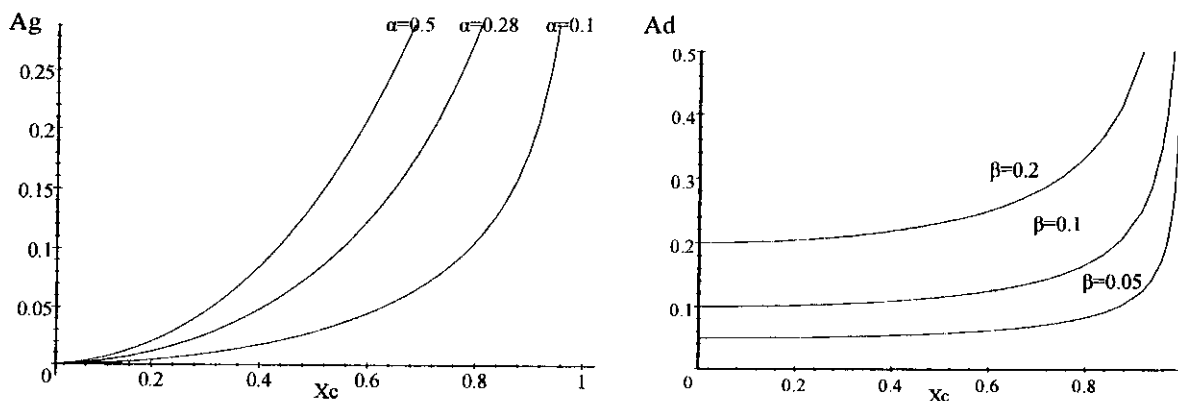


Figure 3.4 : Evolution des atténuations A_g et A_d en fonction de la fréquence.

4. Gain de l'AD.

L'amplification en tension [16] est donnée par:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m Z_0 \sinh\left[N(A_g - A_d)/2\right]}{2\sqrt{1 + X_g^2} \sqrt{1 - X_c^2} \sinh\left[(A_g + A_d)/2\right]} e^{-\frac{N}{2}(A_g + A_d)} \quad (3.5)$$

où g_m est la transconductance du transistor.

Le gain A_v peut être normalisé et s'écrit : $A_n = \frac{A_v}{A_0}$

où : $A_0 = \frac{g_m Z_0 \sinh(b)}{2 \sinh(b/N)} e^{-b}$ et $b = \frac{N \omega_d}{2 \omega_c}$

$$A_n = \frac{\sinh(b/N) \cdot \sinh(m-l)}{\sinh(b) \cdot \sinh[(m-l)/N] \sqrt{1 + (2aX_c^2/N)^2} \sqrt{1 - X_c^2}} e^{-(m+l)} \quad (3.6)$$

avec $a = \frac{N \omega_c}{2 \omega_g}$, $m = \frac{N}{2} A_d$ et $l = \frac{N}{2} A_g$.

a et b ne dépendent que du nombre N des MESFET et des éléments les constituant.

Comme l'impédance vue à l'accès \textcircled{O} est égale à l'impédance de charge, le gain en puissance G_p s'écrira donc :

$$G_p = A_v^2$$

C'est à dire :

$$G_p = \frac{g_m^2 Z_0^2 \sinh^2 \left[\frac{N(A_g - A_d)}{2} \right]}{4(1 + X_c^2)(1 - X_c^2) \sinh^2 \left[\frac{(A_g + A_d)}{2} \right]} e^{-N(A_g + A_d)} \quad (3.7)$$

Cette expression montre que le gain en fonction de la fréquence est de type passe bas et varie du continu jusqu'à la fréquence de coupure f_c . Le nombre optimal de transistors rendant maximal ce gain, en dérivant la relation (3.7) par rapport à N, a pour expression :

$$N_{opt} = \text{Log} \frac{A_d/A_g}{A_d - A_g} \quad (3.8)$$

La figure 3.5 montre le gain G_p d'un ADC, à $N(2 \leq N \leq 4)$ MESFETs (FLR016XV de Fujitsu) en fonction de la fréquence, et les paramètres du tableau 3.1. Nous remarquons que de légères déformations du gain apparaissent à partir de $N=4$, et l'aplatissement n'est plus uniforme en fin de la bande passante (de 17,5 GHz à 23 GHz).

g_m (mS)	C_{gs} (pF)	C_{ds} (pF)	r_i (Ω)	r_{ds} (Ω)
40	0,27	0,11	7	300

Tableau 3.1 : Paramètres du MESFET GaAS (FLR016XV)

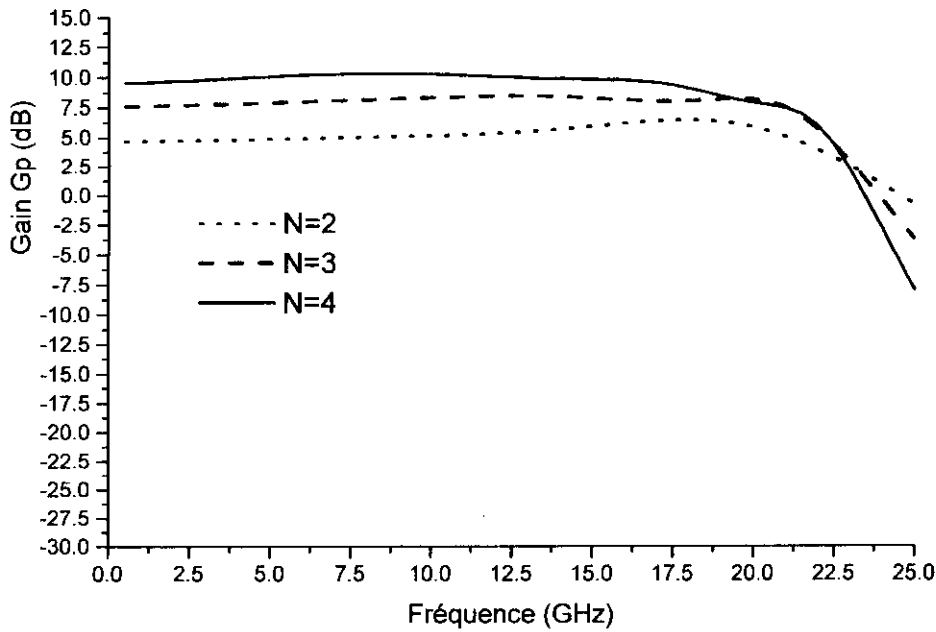


Figure 3.5: Gain G_p , d'un ADC à N MESFETs, en fonction de la fréquence.

Un exemple de conception d'ADC composé de quatre MESFETs (figure 3.6) selon le modèle linéaire simplifié (figure 3.7), et avec les mêmes paramètres du tableau 3.1, nous donne les résultats simulés suivants (figure 3.8) :

- Un gain G_p moyen de 10 dB (confondu avec $|S_{21}|^2$) pratiquement plat jusqu'à 18GHz (coefficient d'aplatissement de 0,93), il est de 8,1 dB de 18 GHz jusqu'à la fin de la bande passante (environ 22 GHz).
- Une désadaptation dans la ligne de drain plus importante que celle la ligne de grille jusqu'à 13 GHz, fréquence à partir de laquelle les coefficients de réflexion à l'entrée (S11) et à la sortie (S22) évoluent approximativement de la même façon jusqu'à la fin de la bande de fréquence.
- L'optimisation des éléments de l'ADC ($L_g = L_d = 0,75 \text{ nH}$ et $C_1 = 0,16 \text{ pF}$), nous a permis de minimiser le coefficient d'aplatissement de la courbe représentative du gain G_p illustrée par la figure 3.9 et d'étendre légèrement la bande passante. En effet, avec les nouvelles valeurs de l'optimisation ($L_g = L_d = 0,67125 \text{ nH}$ et $C_1 = 0,14662 \text{ pF}$) nous avons obtenu un gain G_p variant entre 9,1 dB et 10,25 dB jusqu'à 19,5 GHz.

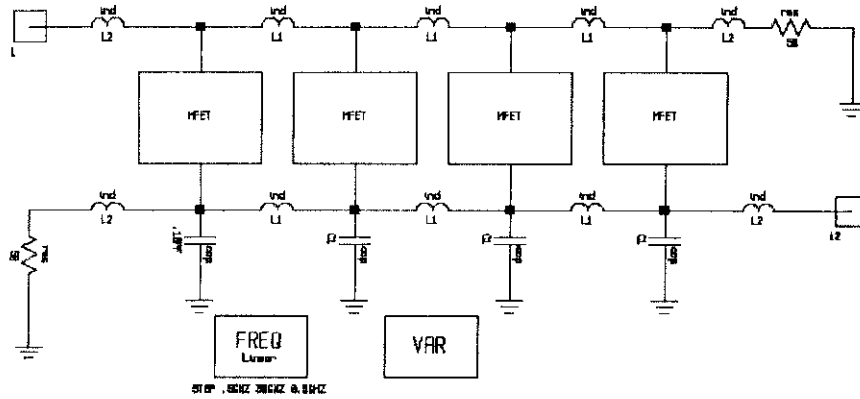


Figure 3.6: Schéma de l'ADC implanté sous simulateur.

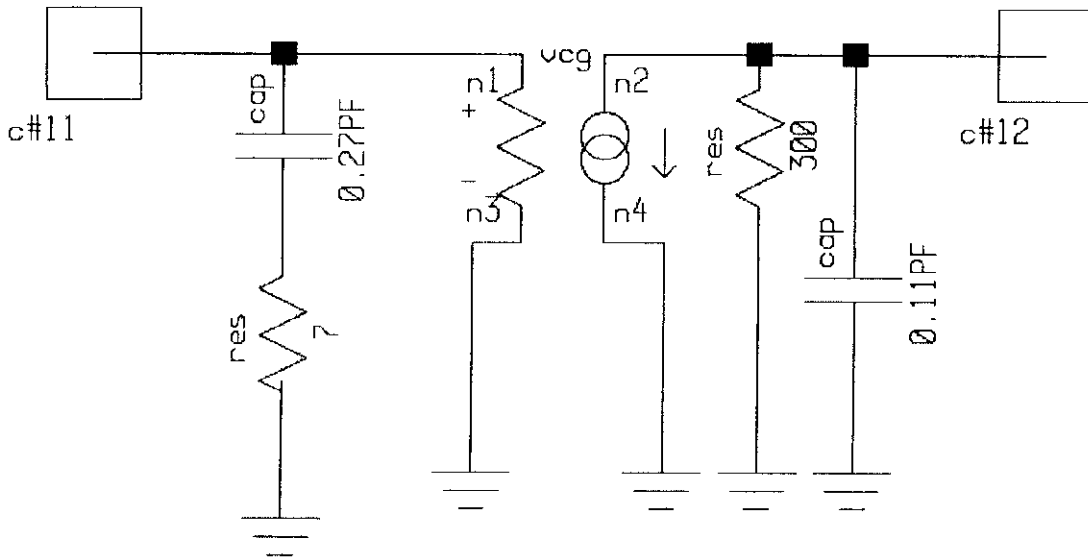


Figure 3.7: Modèle du MESFET GaAs (FLR016XV) composant l'ADC.

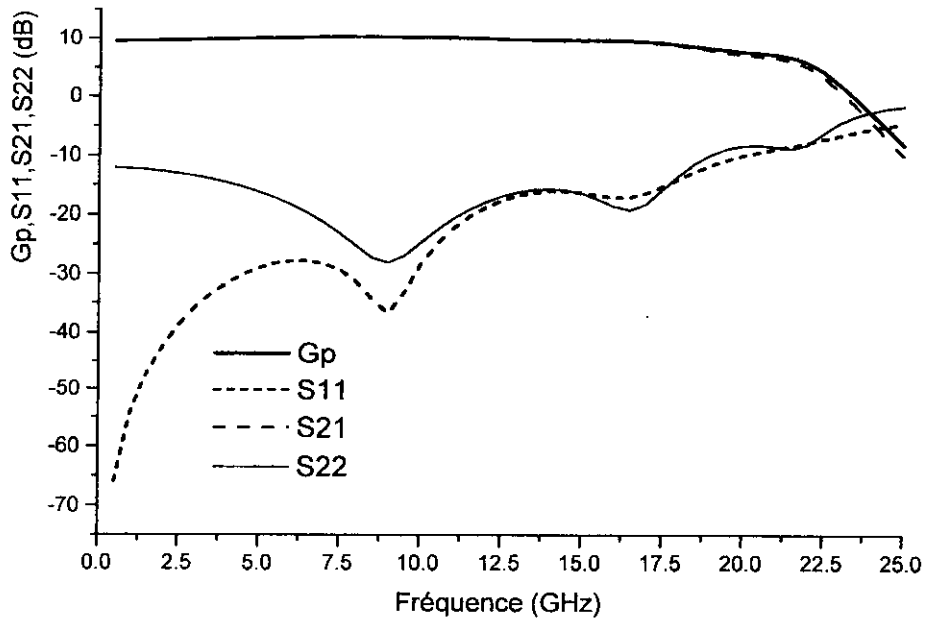


Figure 3.8: Gain G_p , coefficients de réflexion (S11, S22) et $|S21|^2$ simulés.

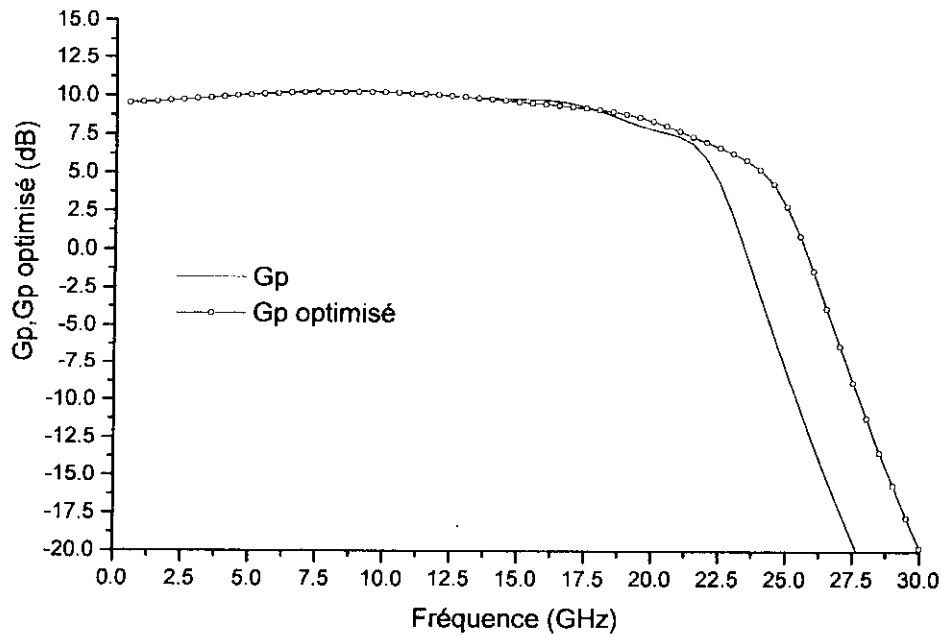


Figure 3.9: Optimisation et comparaison du gain G_p .

5. Conclusion.

Nous avons vu dans ce chapitre une structure d'AD, l'amplificateur distribué conventionnel (ADC) avec ses deux lignes artificielles (ligne de drain et ligne de grille) pour le modèle faible signal du MESFET. Son gain plat de type basse bande se trouve limité d'une part par un nombre optimal de transistors et d'autre part par certains critères limitateurs liés au MESFET lui-même.

Un exemple d'ADC, à quatre MESFET's (FLR016XV), simulé nous a permis de vérifier les deux expressions théoriques du gain et de la fréquence de coupure.

CHAPITRE IV

ETUDE DE LA LIMITATION DE
PUISSANCE DANS LES
AMPLIFICATEURS DISTRIBUES

ETUDE DE LA LIMITATION DE PUISSANCE DANS LES AMPLIFICATEURS DISTRIBUES

1. Introduction.

Yalcine Ayasli et Al [34] ont déterminé les principaux mécanismes responsables de la limitation de la puissance dans les amplifications à ondes progressives. Nous pouvons dire que ces mêmes mécanismes régissent également le fonctionnement des amplificateurs distribués conventionnels (ADC) du point de vue puissance.

Nous examinerons dans ce chapitre ces mécanismes dans le cas des amplificateurs à ondes progressives, ainsi que les solutions permettant d'améliorer la puissance. Nous nous intéresserons aussi au calcul à la puissance déployée par chaque transistor de l'ADC.

2. Mécanismes limitant la Puissance.

La représentation schématique d'un amplificateur ondes progressives (AOP) utilisant quatre transistors MESFET à l'GaAs est donnée par la figure 4.1.

Quand les pertes de la ligne drain sont faibles comparativement à celles de la ligne grille, l'expression du gain petit signal de l'AOP peut être approximativement :

$$G_p = \frac{g_m^2 N^2 Z_0^2}{4} \left(1 - \frac{\alpha_g l_g N}{2} \right)^2 \quad (4.1)$$

où g_m : la transconductance du FET,

N : nombre de FETs,

Z_0 : l'impédance caractéristique d'entrée et de sortie,

α_g : atténuation effective de la ligne grille par unité de longueur,

l_g : longueur de la ligne de transmission de grille par unité de cellule.

En dépit de sa simplicité, l'expression du gain (4.1) est très utile en ce sens qu'il en découlera un certain nombre de contraintes ou mécanismes dans le cas du fonctionnement fort signal.

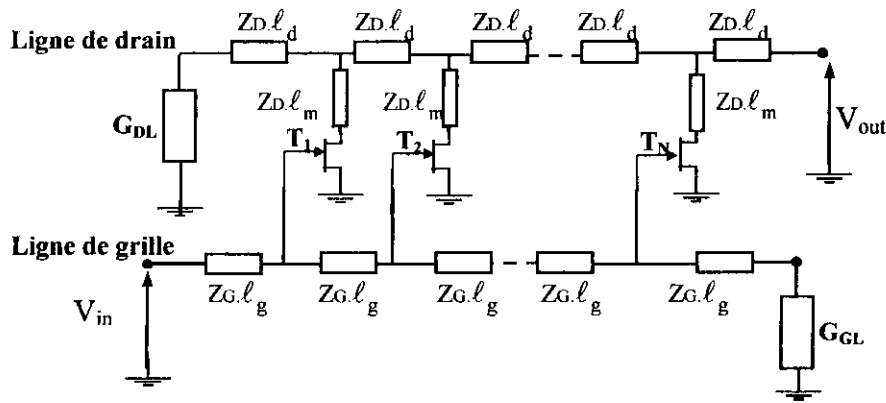


Figure 4.1 : Représentation schématique d'un AD à ondes progressives de quatre FETs.

2.1 Premier mécanisme.

Pour obtenir une puissance élevée, l'excursion de la tension de grille $V_{gs}(t)$ doit être grande. Cette excursion est limitée par les tensions V_{ϕ} et V_p comme l'indique la figure 4.2. Par conséquent, le courant de drain $I_{ds}(t)$ varie entre zéro et I_{dss} en passant par $\frac{I_{dss}}{2}$, le courant de repos. Pour une impédance d'entrée de la ligne grille Z_0 ($Z_0 = 50 \Omega$ en pratique), la puissance maximale d'entrée à ne pas dépasser est :

$$P_{inmax} = \frac{(|V_p| + |V_{\phi}|)^2}{8Z_0} \tag{4.2}$$

Ainsi, la puissance de sortie de l'amplificateur, dans aucune circonstance, ne peut dépasser le produit gain par P_{inmax} . La quantité P_{inmax} est tracée en fonction de V_p (figure 4.3) pour $V_{\phi}=0.5 V$ et $Z_0=50 \Omega$.

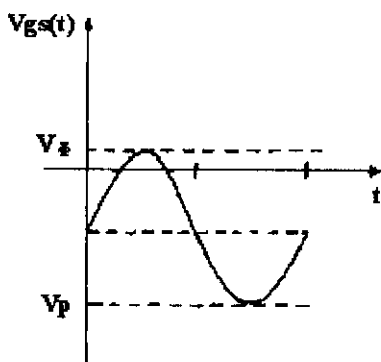


Figure 4.2 : Excursion maximale de tension RF sur la ligne de grille.

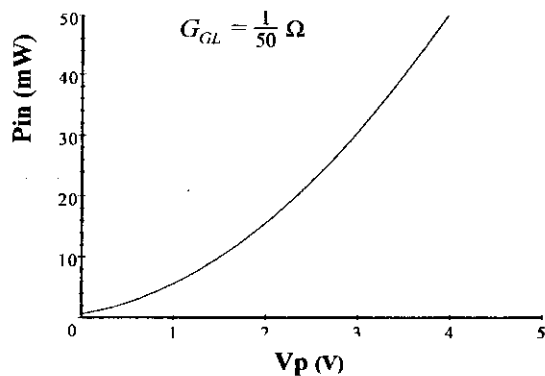


Figure 4.3 : Evolution de la puissance d'entrée en fonction de la tension de pincement V_p .

2.2 Deuxième mécanisme.

Ce deuxième mécanisme est lié à la périphérie de grille ou pertes du transistor qui réduisent le gain de l'amplificateur. Ces pertes augmentent avec le nombre N des transistors, mais il existe une valeur optimale de N donnant un gain maximal ($\frac{\partial G}{\partial N} = 0$) telle que :

$$\alpha_g l_g N = 1 \quad (4.3)$$

Pour l'AD ce nombre optimal est donné par la relation (3.8).

D'autres facteurs qui réduisent également le gain mais ne sont pas inclus dans l'expression (4.1) font que le terme $\alpha_g l_g N$ doit être choisi inférieur à l'unité. Par conséquent, cette inégalité doit être satisfaite pour une conception donnée. Elle s'exprime en fonction des paramètres d'entrée du FET r_i et C_{gs} par :

$$r_i \omega^2 C_{gs}^2 Z_0 N \leq 2 \quad (4.4)$$

$$\text{ou encore} \quad N w \omega^2 \leq \text{constante} \quad (4.5)$$

où w représente la périphérie par FET.

Ainsi, pour une fréquence maximale spécifiée de fonctionnement et pour un FET donné, il y a une limite supérieure à toute la périphérie maximum Nw qui peut être utilisée dans une conception à un seul étage. Cette périphérie maximale détermine le gain et par conséquent la puissance de sortie à un seul étage de l'amplificateur. La figure 4.4 montre les variations de la périphérie maximale par étage en fonction de la fréquence la plus élevée f_H pour une longueur de grille donnée du FET de $0.8 \mu\text{m}$ [22] la périphérie totale maximale de ce FET est d'environ $600 \mu\text{m}$ à $f_H = 20 \text{ GHz}$

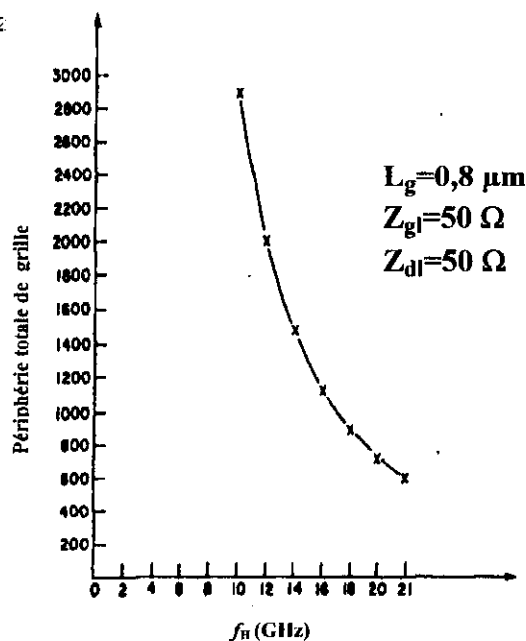


Figure 4.4 : Périphérie totale maximale de grille par étage en fonction de f_H [22].

2.3 Troisième mécanisme.

Cette contrainte est liée principalement à la tension de claquage V_{BRD} (breakdown) de drain des FETs. La tension maximale de drain est donnée par:

$$V_{max} < V_{BRD} + V_p - V_{\Phi} \quad (4.6)$$

En utilisant l'équation (4.6), la puissance maximale de saturation à la sortie de chaque étage de l'amplificateur pour une impédance de sortie donnée est calculée par (4.7). Les résultats sont illustrés par la figure 4.5.

$$P_{out} = \frac{1}{2} \Re(V I^*) \quad (4.7)$$

avec

$$|V| = \frac{V_{max}}{2} = \frac{V_{BRD} + V_p - V_{\Phi}}{2}$$

$$P_{out} = \frac{|V_{BRD} + V_p - V_{\Phi}|^2}{8Z_{dl}} \quad (4.8)$$

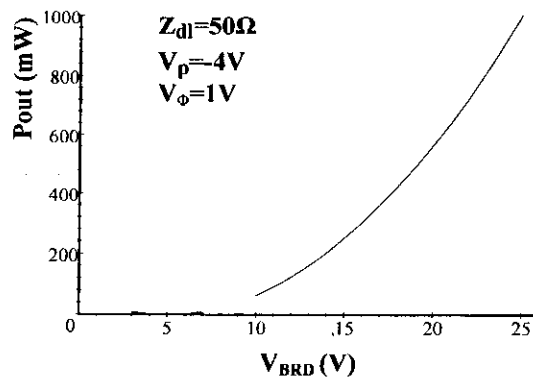


Figure 4-5 : Puissance de sortie P_{out} en fonction de la tension de claquage de drain V_{BRD} .

2.4 Quatrième mécanisme.

Il est lié aux conditions de la droite de charge optimale dynamique. La figure 4.6 illustre les conditions optimales de la droite de charge dynamique pour un fonctionnement en classe A d'un FET discret. La droite de charge optimale est généralement obtenue pour une impédance R_L de valeur supérieure à 50 Ω. Une telle désadaptation d'impédance a un effet significatif sur la puissance de sortie et par conséquent sur le rendement de l'étage amplificateur.

La limite théorique maximale du rendement en puissance ajoutée η_{pajmax} de l'amplificateur est :

$$\eta_{pajmax} < \frac{NZ_0}{8R_L} \left(1 - \frac{1}{G_p} \right) \quad (4.9)$$

pour un gain en puissance G_p tel que :

$$G_p < \left(\frac{Ng_m Z_0}{2} \right)^2 \quad (4.10)$$

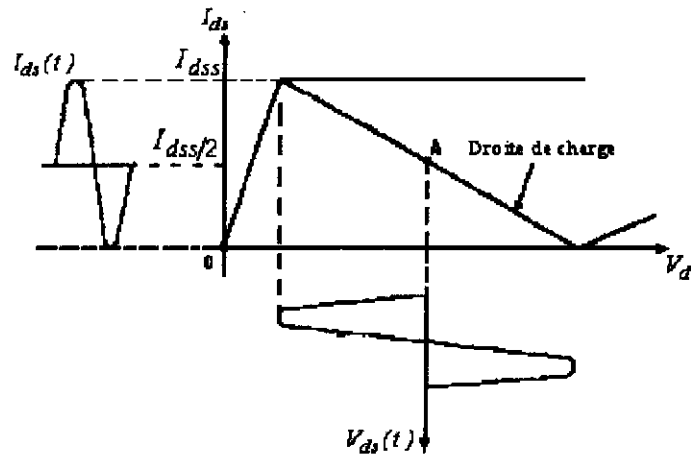


Figure 4.6 : Droite de charge dynamique pour un fonctionnement en classe A d'un FET.

Pour un amplificateur à ondes progressives, la droite de charge que chaque FET voit individuellement est prédéterminée par l'impédance caractéristique de la ligne drain, la seule flexibilité restante dans la conception est la périphérie du FET. Cependant, toute la périphérie est également prédéterminée à partir des considérations de charge de la ligne grille.

Sur la base de cette analyse d'amplification en puissance dans les AOP, une nouvelle approche d'amélioration de la puissance est décrite [23].

3. Conception d'amplificateur de puissance à ondes progressives.

Pour améliorer la puissance dans un AOP, la solution proposée [22] consiste à utiliser deux AOP en parallèle, alimentés par un diviseur de puissance hybride (figure 4.7) qui n'est autre qu'un diviseur de Wilkinson sans la résistance d'isolement. Ceci permet de réduire les effets de trois des quatre mécanismes identifiés.

- Seulement la moitié de la puissance d'entrée est supportée par la ligne grille.
- Les FETs excités par deux lignes de grille séparées sont combinées sur une seule ligne de drain, donnant effectivement une périphérie de drain deux fois plus grande sans affecter la charge sur les lignes de grille.
- L'impédance de charge de la ligne de drain est divisée par deux, ceci permet de s'approcher de la valeur de l'impédance optimale. Puisque le gain par étage n'est pas significativement affecté.

Cette configuration d'amplificateur n'affecte pas la tension de claquage V_{BRD} de la ligne de drain. Par conséquent, le circuit est optimisé en ce qui concerne les contraintes de périphérie et d'adaptation.

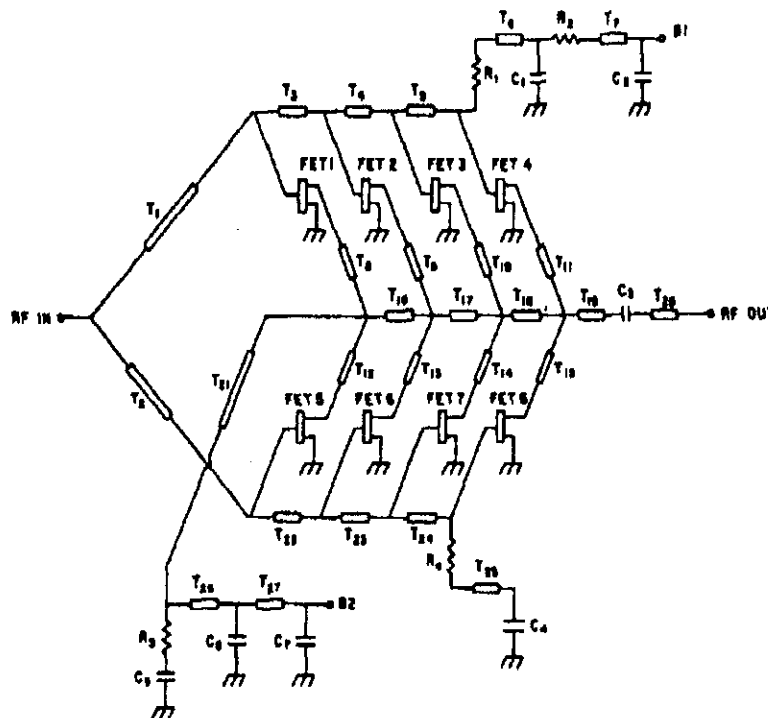


Figure 4.7 : Amplificateur à huit cellules utilisant un diviseur de Wilkinson.

Un exemple de conception d'un ADC à quatre transistors est illustré par la figure 4.8 avec le modèle réel simplifié du MESFET dont les paramètres sont montrés au tableau 4.1.

$g_m (S)$	$r_i (\Omega)$	$C_{gs} (pF)$	$G_{ds} (S)$	$C_{ds} (pF)$
0,12	0,25	0,4	0,00551	0,02

Tableau 4.1: Paramètres des transistors de l'ADC.

Le gain maximal en puissance G_{pmax} ne peut dépasser 21.58 dB (relation (4.10)) et avec un rendement en puissance ajoutée (relation (4.9)) de 0,4965 pour une charge

$R_L = Z_0 = 50 \Omega$. Les résultats de simulation de l'ADC sont montrés en figure 4.9, nous obtenons un gain G_p de valeur comprise entre 19,17 dB (début de bande) et d'environ 19,57 dB en fin de bande (17 GHz). Le rendement en puissance ajoutée évalué en milieu de la bande, pour un gain moyen de 19.2 dB, est de 0,494.

Le schéma implanté sous simulateur est montré en figure 4.9. Nous avons optimisé tous les éléments de l'AD et nous avons obtenu un gain d'environ 20.5 dB pratiquement plat sur une bande passante s'étalant de 0,25 GHz jusqu'à 17.5 GHz (figure 4.11), ce qui donne un rendement en puissance ajoutée de 0,496.

Nous constatons qu'à des fréquences relativement basses $|S_{21}|^2$ est égale à G_p , mais différent au voisinage de la fréquence de coupure. Ceci s'explique par le fait qu'en basse fréquence, il y a adaptation donc égalité de G_p et $|S_{21}|^2$. Par contre en haute fréquence, la désadaptation s'accroît impliquant ainsi la supériorité de G_p compte tenu de la relation suivante :

$$G_p = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |\Gamma_e|^2}$$

où Γ_e désigne le coefficient de réflexion à l'entrée de l'AD.

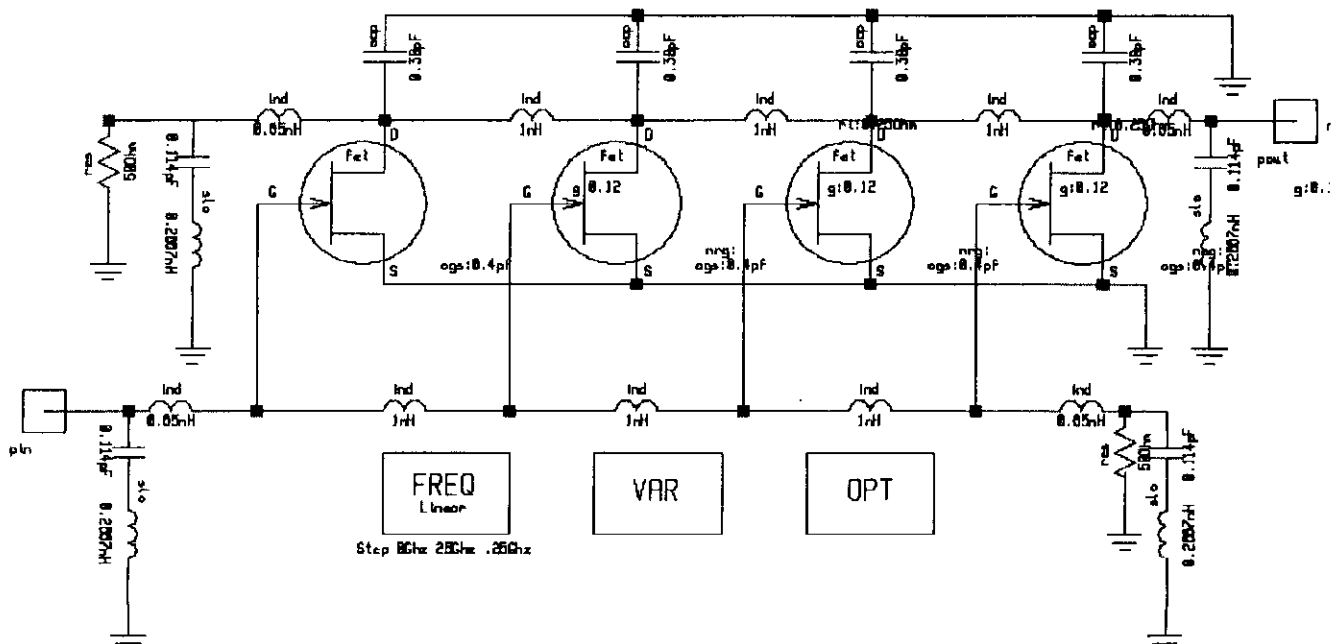


Figure 4.8 : Schéma de l'ADC implanté sous simulateur.

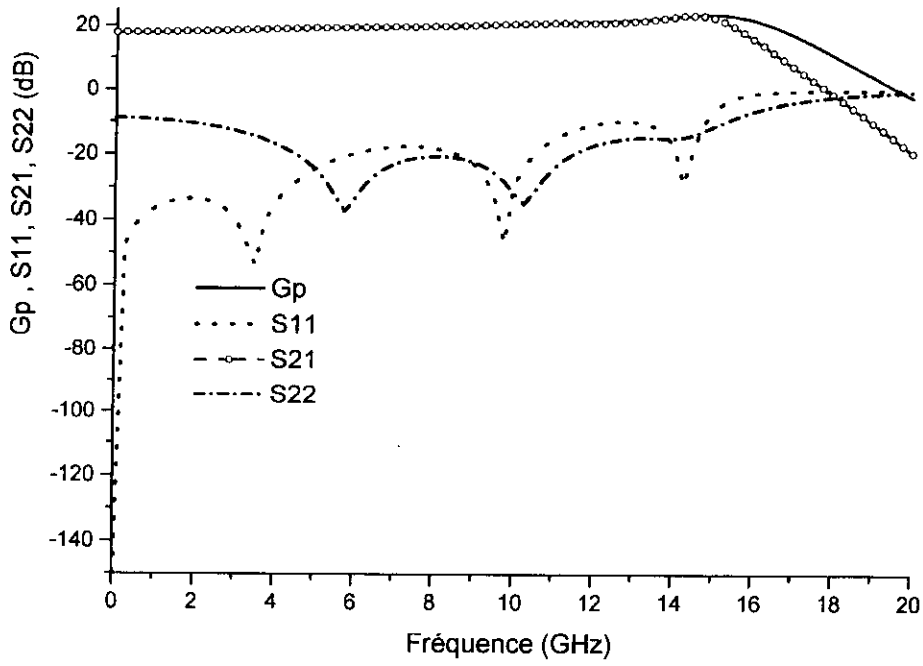


Figure 4.9 : Gp, S21 et les coefficients de réflexion S11 et S22 de l'AD.

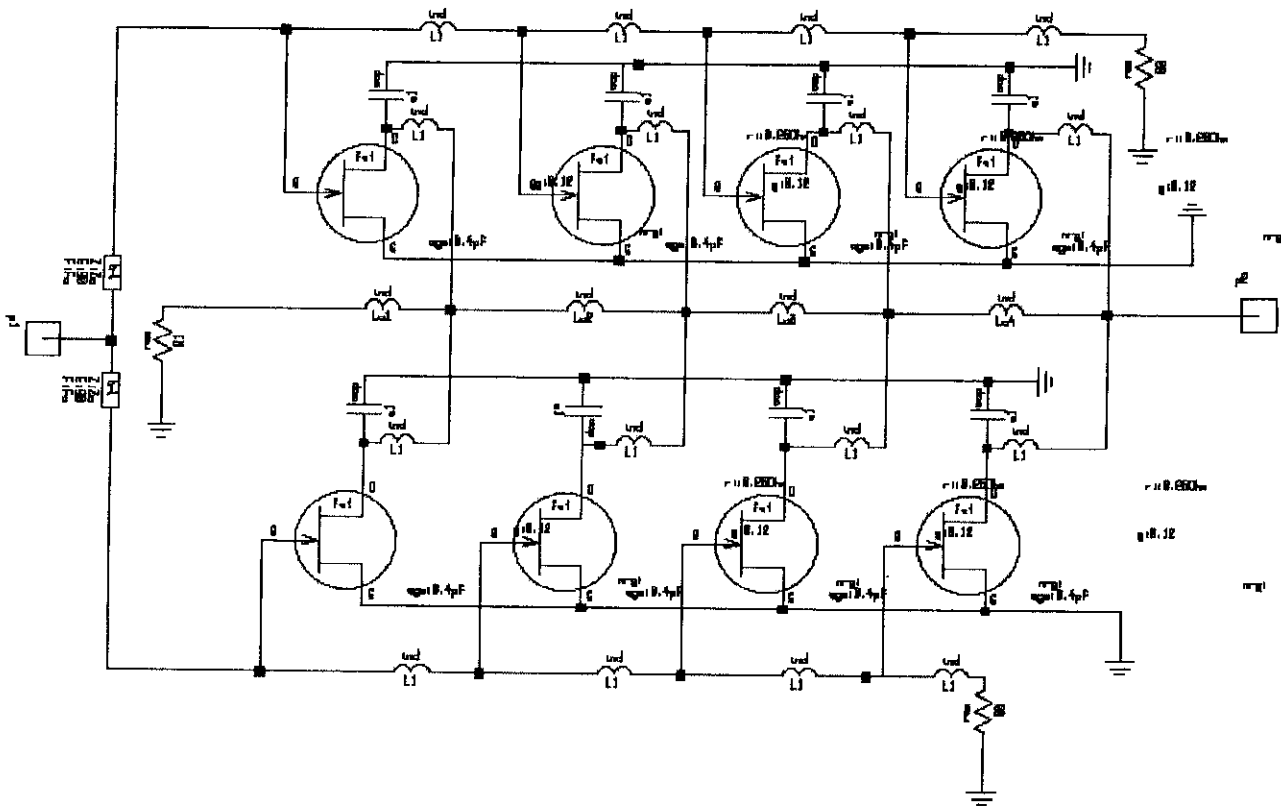


Figure 4.10 : Schéma de l'amplificateur avec diviseur de Wilkinson implanté sous simulateur.

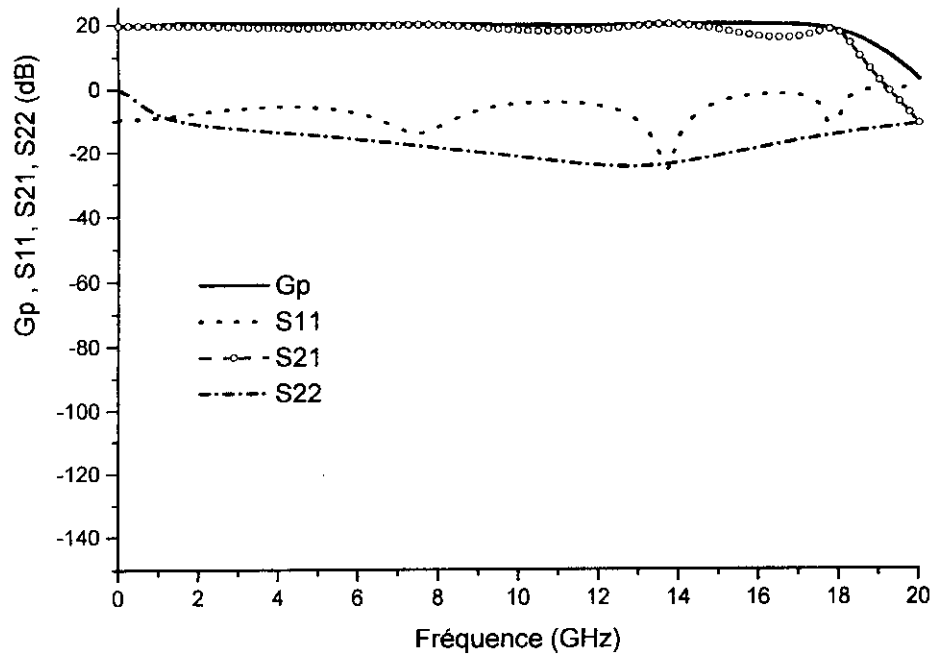


Figure 4.11 : Réponses fréquentielles d'un ADP à huit transistors utilisant un diviseur de Wilkinson.

4. Conclusion.

Nous avons pu décrire dans ce chapitre les principaux facteurs limitateurs de puissance des AOP. Nous avons donné un exemple de conception d'AD par similitude à celle des AOP et nous avons obtenu une nette amélioration du gain ainsi qu'un léger élargissement de la bande passante, en utilisant le diviseur de Wilkinson qui nous a permis d'éliminer les trois premiers facteurs limitateurs de puissance..

Le quatrième critère limitateur de puissance lié à la charge optimale fera l'objet de notre étude au chapitre suivant.

CHAPITRE V

CRITERES DE CONCEPTION DES
AMPLIFICATEURS DISTRIBUES DE
PUISSANCE

CRITERES DE CONCEPTION DES AMPLIFICATEURS DISTRIBUES DE PUISSANCE.

1. Introduction.

Pour une puissance maximale, la sortie du transistor doit être connectée à une certaine impédance de charge appelée charge optimale. Comme la ligne de grille est adaptée, l'onde qui s'y propage est une onde incidente. Par conséquent l'amplitude de la tension V_{gs} reste constante et le courant contrôlé I_{ds} sera donc invariable. Etant donné que l'excursion du courant de drain et celle de V_{ds} sont les mêmes pour chaque transistor, la ligne de drain ne peut être qu'adaptée. C'est sur ce critère et sur la connaissance de la charge optimale que se fera la conception en déterminant bien sur les impédances caractéristiques des différents tronçons de la ligne de drain et de la ligne grille. Ajouté à cela, l'égalité des vitesses de phase des lignes de grille et de drain doit être vérifiée.

Une nouvelle méthodologie de conception des AD uniforme et non uniforme sera décrite dans ce chapitre. Cette méthode est basée sur des expressions analytiques des lignes artificielles optimales d'entrée et de sortie faisant apparaître des architectures distribuées uniforme et non uniforme. Les remarques rapportées sont déduites à partir des exigences (conditions de la classe A) de la droite de charge et de la largeur de grille de chaque transistor (taille) pour un fonctionnement optimal en puissance.

Cette nouvelle méthodologie de conception basée sur les amplificateurs distribués en puissance non uniformes est une généralisation sur les architectures des AD de puissance [8]. Les paramètres de conception de la ligne artificielle de grille et de drain sont exprimés en fonction de la charge optimale de puissance de chaque FET où un compromis optimal peut être atteint entre le fonctionnement à large bande et la puissance élevée.

2. Amplificateur distribué de puissance uniforme (ADPU).

2.1 Description de l'ADPU.

Un amplificateur distribué est dit uniforme si tous les transistors le constituant sont identiques. La méthodologie de conception des AD uniformes [9] est dérivée à partir des

conditions d'adaptation en puissance de chaque transistor et l'égalisation de leurs tensions de commande sur la bande de fréquence entière. Elle permet de déterminer analytiquement les caractéristiques des lignes artificielles de grille et de drain en fonction de la charge optimale en puissance exigée par chaque transistor.

La figure 5.1 montre l'architecture générale d'un amplificateur distribué à N transistors T . Les conductances caractéristiques optimales des $i^{\text{ième}}$ sections des lignes de grille et de drain sont respectivement $G_{CG(i)}$ et $G_{CD(i)}$, alors que les charges de grille et de drain sont appelées respectivement G_{GL} et G_{DL} (accès ② et ③). Il convient de noter que les capacités optimales d'entrée et de sortie ($C_{IN(i)}$, $C_{opt(i)}$) de chaque élément actif T_i sont absorbées respectivement dans les lignes artificielles de grille et de drain et synthétisent les conductances caractéristiques optimales $G_{CG(i)}$ et $G_{CD(i)}$.

Selon que la charge soit connectée ou non à l'accès ③ (figure 5.1) de l'AD, l'amplificateur obtenu sera à large bande ou à bande modérée ($f_{max} = 2 \text{ à } 3 f_{min}$)

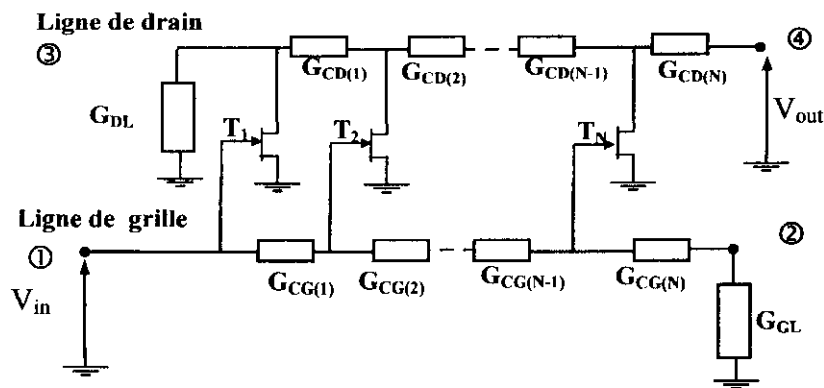


Figure 5.1 : Amplificateur distribué en puissance à N transistors.

2.2 Critères de conception de la ligne de drain.

a) Amplificateur à bande modérée :

En omettant la charge G_{DL} , il en résulte le circuit équivalent de la ligne drain montré en figure 5.2, où chaque transistor doit être adapté pour atteindre sa puissance maximale. Les capacités équivalentes optimales C_{opt} de sortie des transistors sont absorbées dans la ligne drain.

En ayant une même amplitude de tension de grille pour chaque transistor, les admittances caractéristiques Y_{dk} et les longueurs électriques θ_{dk} de la ligne de drain

peuvent être calculées. Pour que les sources de drain individuelles s'ajoutent à la sortie, la ligne de drain doit être adaptée et les admittances caractéristiques (figure 5.2) s'écrivent :

$$Y_{dk} = \frac{I}{Z_{dk}} = kG_{opt} \quad (1 \leq k \leq N) \quad (5.1)$$

L'égalité des vitesses de phase des lignes de grille et de drain se traduit par

$$\theta_{gk} = \theta_{dk} \quad (5.2)$$

où θ_{gk} est la longueur électrique de la $k^{\text{ième}}$ ligne de grille

et θ_{dk} est la longueur électrique de la $k^{\text{ième}}$ ligne de drain.

La puissance délivrée à la charge est :

$$P_S = NP_{Smax} \quad (5.3)$$

N : nombre de transistors,

et P_{Smax} est donnée par la relation:

$$P_{Smax} = \frac{I_{max}^2}{8G_{opt}} \quad (5.4)$$

b) Amplificateurs distribués à bande large :

Afin de réaliser des performances à bande large, la charge G_{DL} doit être prise en compte [24]. Le circuit équivalent de la ligne de drain est illustré par la figure 5.3, où chaque transistor, excepté le premier, peut être adapté pour atteindre sa puissance maximale de sortie. Le comportement du premier FET est affecté par la charge G_{DL} et ne peut fournir sa puissance maximale de sortie.

Néanmoins, et de la même manière que pour les amplificateurs à bande modérée, les admittances Y_{dk} peuvent être déterminées pour les autres FETS ($k \geq 2$) de sorte qu'ils fournissent leur puissance maximale en sortie. On peut montrer que les différentes contributions de puissance s'ajoutent en direction de la sortie, dans ce cas les admittances caractéristiques de la ligne de drain s'écrivent :

$$\begin{cases} G_{CD(1)} = G_{opt} \\ G_{CD(k)} = G_{opt} \left(\frac{G_{opt}}{G_{opt} + G_L} + (k-1) \right); \quad 2 \leq k \leq N \end{cases} \quad (5.5)$$

Les longueurs électriques sont données par la relation (5.2) et la puissance optimale de sortie qui en résulte est :

$$P_s = \left(\frac{G_{opt}}{G_{opt} + G_{DL}} + (N - 1) \right) P_{smax} \quad (5.6)$$

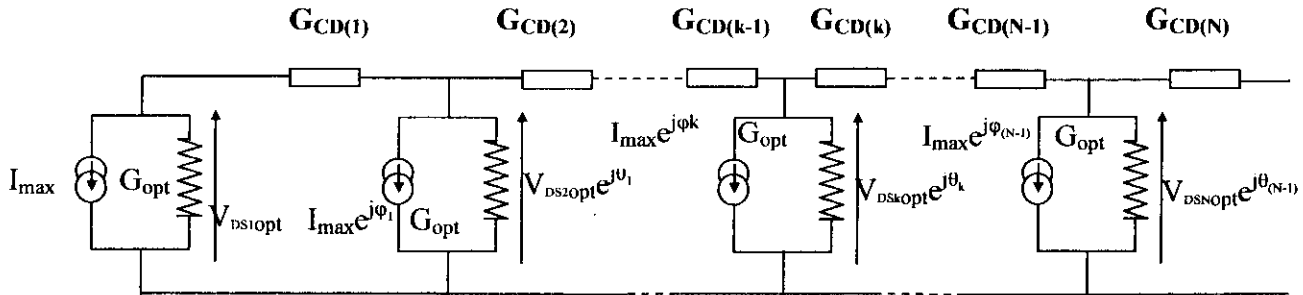


Figure 5.2: Ligne de drain équivalente pour une conception optimale (bande modérée).

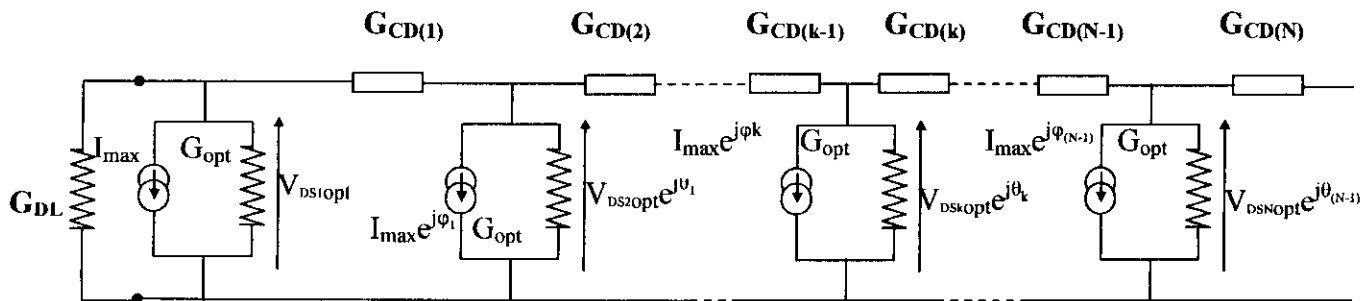


Figure 5.3: Ligne de drain pour une admittance de charge optimale.

2.3 Critères de conception de la ligne grille.

Le circuit équivalent de la ligne de grille est montré en figure 5.4, où les capacités d'entrée équivalentes C_{in} , des transistors sont absorbées dans la ligne de grille. De la même manière comme dans cas de la ligne de drain, les conductances caractéristiques $G_{CG(k)}$ de la ligne de grille d'un transistor T(k) peuvent être déterminées pour adapter la conductance d'entrée équivalente G_{in} des FETS de sorte que les mêmes amplitudes de tension de grille puissent être obtenues.

Pour réaliser cette condition, les admittances $G_{CG(k)}$ sont données par :

$$G_{CG(k)} = (N - k)G_{in} + G_E \quad (5.7)$$

et pour $G_E = G_{in}$ $G_{CG(k)} = (N + 1 - k)G_{in} \quad (5.8)$

où $\frac{1}{G_E} = 50 \Omega$.

Les longueurs électriques θ_{gk} sont exprimées par la condition de l'équation (5.2). Nous notons que la conductance d'entrée équivalente du FET, liée à la fréquence, donne une bonne adaptation de grille pour une seule fréquence. Cependant, quand les admittances caractéristiques sont déterminées à la fréquence supérieure, une amplitude presque constante de tension de grille peut être obtenue sur une large bande.

D'ailleurs, il est montré [7] que l'égalité de la tension de grille peut être obtenue en bande large en ajoutant des capacités de couplage de grille.

En outre la puissance d'entrée P_{in} (figure 5.4) est donnée par :

$$P_{in} = \frac{1}{2} \Re_e \left(|V_{gs} I^*| \right)^2 = P_{in} = \frac{1}{2} \Re_e \left(|V_{gs}| \right)^2 Y_e \quad (5.9)$$

$$\text{avec} \quad V_{gs} = \frac{V_\Phi + V_p}{2} \quad (5.10)$$

$$\text{et} \quad Y_e = G_{CG(1)} + G_{in} \quad (5.11)$$

la relation (5.9) s'écrit :

$$P_{in} = \frac{|V_\Phi + V_p|^2}{8} (N G_{in} + G_E) \quad (5.12)$$

$$\text{avec} \quad G_{in} = r_i (C_{gs} \omega)^2 \quad (5.13)$$

Ainsi le gain G_p peut être calculé :

$$G_p = \frac{g_m^2}{4(N G_{in} + G_E)} \left(\frac{G_{opt}}{G_{opt} + G_{DL}} + N - 1 \right) P_{s max} \quad (5.14)$$

La figure 5.4 montre les variations de P_{in} en fonction de ω pour $V_\Phi = 0$, $V_p = -0,5 V$, $C_{gs} = 0,8 pF$, $r_i = 0,25 \Omega$ et $\frac{1}{G_E} = 50 \Omega$ pour différentes valeurs de N ($2 \leq N \leq 4$).

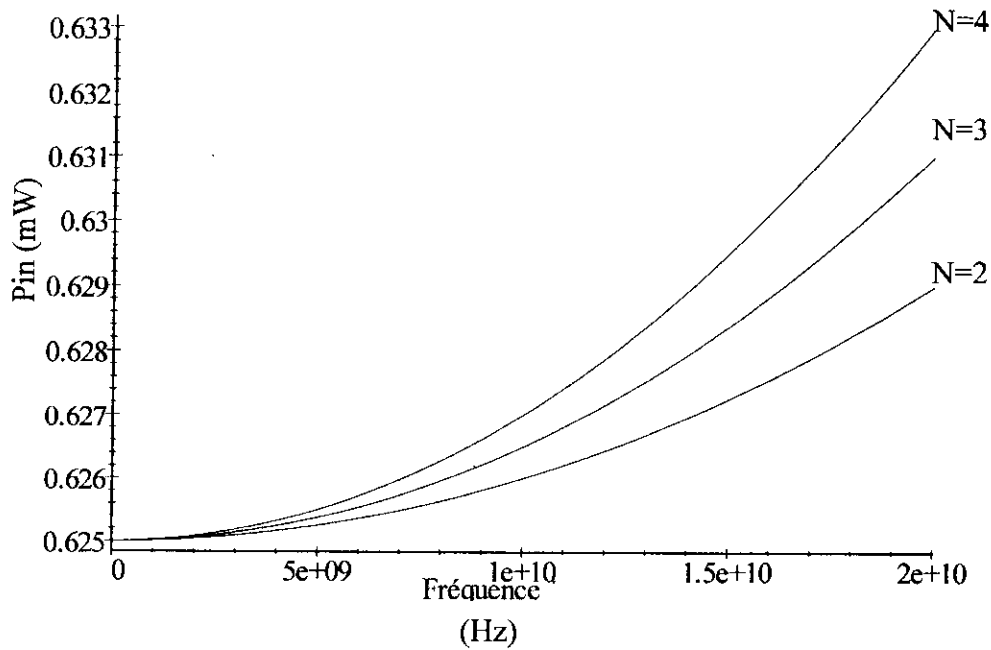


Figure 5.4: Pin en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de N (N=2,3,4).

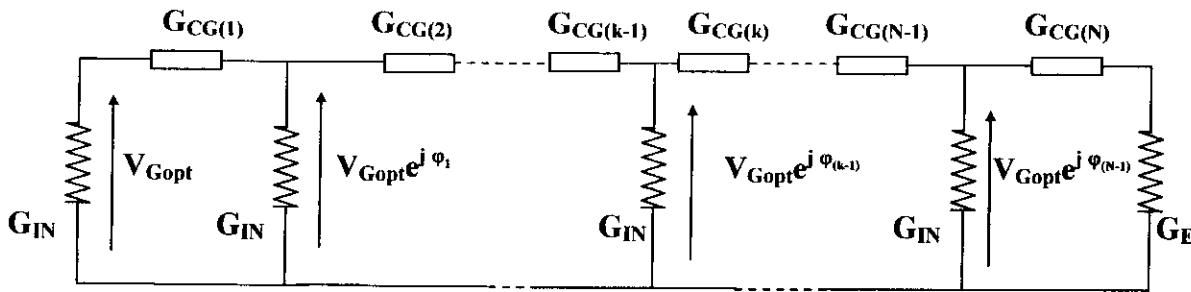


Figure 5.5: Ligne de grille pour une admittance de charge optimale.

2.4 Limites de la méthode.

Dans ce cas des AD uniformes intégrant des transistors identiques, la charge optimale en puissance R_{opt} est constante pour chaque section de ligne de drain. La figure 4 montre les impédances caractéristiques optimales $Z_{DL(i)}$ de chaque section de ligne de drain calculées à partir de (2) pour différentes valeurs de R_{opt} (10, 50, 100, 200 et 300 Ω). Nous pouvons donc pour un transistor $T_{(k)}$:

$$Z_{CD(k)} = \frac{R_{opt} \left(1 + \frac{R_{opt}}{Z_{DL}}\right)}{(k-1) \left(1 + \frac{R_{opt}}{Z_{DL}}\right) + 1} \quad (5.15)$$

$$\text{avec} \quad R_{opt} = \frac{I}{G_{opt}} \quad (5.16)$$

$$\text{et} \quad Z_{CD(i)} = \frac{1}{G_{CD(i)}} \quad (5.17)$$

Malheureusement, en pratique puisque $Z_{CD(n)}$ doit être proche, voire égale à 50Ω , pour cela, il est très avantageux que le concepteur choisisse principalement un transistor menant à une impédance caractéristique $Z_{CD(n)}$ aussi proche que possible de 50Ω . Par conséquent (figure 5.5), ces transistors ayant R_{opt} élevée (*petite taille*) sont les plus intéressants. En revanche, la synthèse et l'adaptation de la ligne de drain sont difficiles à obtenir, et ces transistors ne permettent pas de très larges bandes passantes, car l'écart entre $Z_{CD(1)}$ et $Z_{CD(6)}$ est relativement élevé. Il est donc nécessaire de minimiser la différence entre $Z_{CD(i)}$ et $Z_{CD(n)}$ en employant de faibles impédances R_{opt} (grande taille) pour les premières sections de la ligne de drain, tout en gardant R_{opt} élevée (petite taille) pour les dernières autres sections. C'est ce qui nous mène à utiliser les architectures distribuées non uniformes qui permettent de modifier R_{opt} pour chaque section de drain en employant des transistors différents.

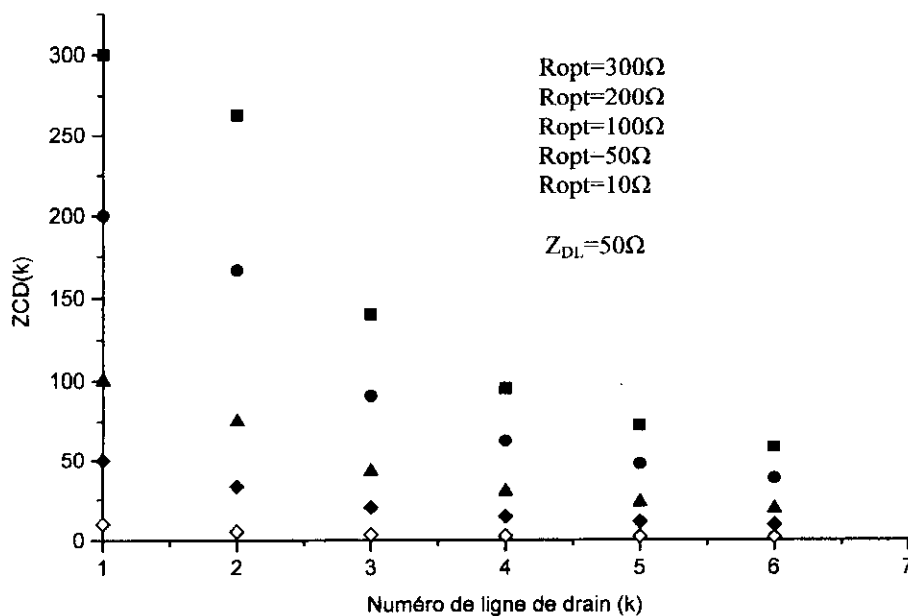


Figure 5.6: Ligne de drain pour une impédance de charge optimale dans un ADPU.

3. Amplificateur distribué non-uniforme (ADPNU).

La nouvelle méthodologie de conception des AD de puissance non uniformes est basée sur le même principe que celui de l'AD de puissance uniforme. Après avoir déterminé $G_{in(i)}$ et $G_{opt(i)}$, les conductances caractéristiques optimales des sections de ligne de drain $G_{CD(i)}$ et de grille $G_{CG(i)}$ ainsi que la puissances de sortie P_{out} sont exprimées comme suit:

$$\begin{cases} G_{CD(1)} = G_{opt(1)} \\ G_{CD(i \geq 2)} = \frac{G_{opt(1)}^2}{G_{opt(1)} + G_{DL}} + \sum_{k=2}^{k=n} G_{opt(k)} ; \quad 2 \leq k \leq N \end{cases} \quad (5.18)$$

$$P_{out(1)} = \left(\frac{G_{opt(1)}}{G_{DL} + G_{opt(1)}} \right) P_{max(1)} \quad (5.19)$$

$$P_{out} = P_{out(1)} + \sum_{k=2}^{k=n} P_{max(k)} \quad (5.20)$$

où $G_{CD(i)}$ est la conductance caractéristique optimale de la $i^{\text{ème}}$ section de la ligne drain ,

$P_{out(1)}$ est la puissance de sortie du premier transistor T(1),

P_{out} est la puissance de sortie de l'amplificateur,

T(k) est le $k^{\text{ème}}$ transistor à largeur de grille $W(k)$,

$G_{opt(k)}$ et $P_{max(k)}$ sont, respectivement, la conductibilité et la puissance optimales de sortie du transistor T(k) ,

et G_{DL} est la charge à l'accès ③ de la ligne de drain (sa valeur est choisie égale à $G_{CD(i)}$).

Il convient de noter que, dans le cas des applications à largeur de bande modérée, la charge G_{DL} peut être supprimée de sorte que chaque transistor puisse être idéalement adapté en puissance et donc fournir sa puissance maximale. Dans ce cas-ci, le cas optimum devient :

$$G_{CD(i)} = \sum_{k=1}^{k=i} G_{opt(k)} \quad (5.21)$$

$$P_{out} = \sum_{k=1}^{k=N} P_{max(k)} \quad (5.22)$$

Les conductances caractéristiques des sections de la ligne de grille sont données par :

$$\begin{cases} G_{CG(i)} = \sum_{k=i}^{k=N} G_{in(k)} \\ G_{GL} = G_{in(N)} ; \quad 2 \leq k \leq N \end{cases} \quad (5.23)$$

où G_{GL} est la conductance à l'extrémité de la ligne grille.

Les longueurs électriques $\theta_{CG(i)}$ et $\theta_{CD(i)}$ correspondants aux sections des lignes grille et drain doivent toujours vérifiées:

$$\theta_{CG(i)} = \theta_{CD(i)} \quad G_{CD(i)} = \sum_{k=1}^{k=i} G_{opt(k)} \quad (5.24)$$

4. Conclusion.

En s'appuyant sur la charge optimale de chaque transistor adapté pour atteindre pour atteindre sa puissance maximale nous avons pu décrire les méthodes de conception des ADPU à bande large et bande modérée selon la même méthodologie de conception , mais cette fois ci en choisissant l'écart minimum entre le premier et le dernier tronçon de ligne de la ligne de drain de l'ADPU , nous obtenons une nouvelle amélioration de l'AD appelée non uniforme, l'ADPNU , Ce qui revient donc à utiliser le premier transistor avec une impédance optimale élevée (transistor à taille réduite).

CHAPITRE VI

CONCEPTION ET SIMULATION DES
AMPLIFICATEURS DISTRIBUES
DE PUISSANCE

CONCEPTION ET SIMULATION DE L'ADPU.

1. Introduction.

Les circuits, conçus à partir des MESFETs (PHEMTs), sont réalisés en micro-électronique hybride ou sous forme de circuits monolithiques. En micro-électronique hybride, il est possible de fabriquer un circuit en se basant sur une simulation et une optimisation à partir de modèles linéaire ou non linéaire.

Nous nous sommes proposées deux approches différentes dans la conception de l'ADPU, la première consiste à considérer le transistor comme élément linéaire, en se basant donc sur son modèle simplifié et ses paramètres de répartition S_{ij} tandis que dans la seconde le transistor est utilisé dans sa nature non linéaire et dans ce cas nous avons appliqué le modèle de Statz.

2. Présentation de l'élément actif.

L'élément actif que nous allons utiliser dans la conception est un ATF-35143 d'Agilent technologie. C'est un transistor PHEMT à faible bruit, de largeur de grille $W = 400\mu m$, à boîtier plastic type SOT-343 [37] comme le montre la figure 6.1.

La valeur typique (tableau 1) de I_{dss} est donnée à $V_{ds} = 1,5 V$ et $V_{gs} = 0V$, tandis que celle de la tension de pincement V_p est donnée à $V_{ds} = 1,5 V$ à $I_{ds0} = 10\%$ de I_{dss} .

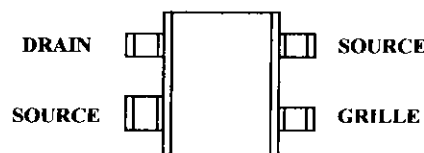
La puissance totale dissipée est $P_{diss} = 300 mW$ et sa puissance maximale d'entrée est $P_{in max} = 14 dBm$.

I_{dss} (mA)	g_m (S)	r_i (Ω)	r_{ds} (Ω)	C_{gs} (pF)	C_{ds} (pF)	V_p (V)	V_{dsmin} (V)	V_{gsmin} (V)	V_{dsmax} (V)	V_{gsmax} (V)
65	0.12	0.25	182.55	0.4	0.02	-0.5	1.5	-5	5.5	0

Tableau 6.1 : Valeurs typiques, maximales et minimales de l'ATF-34143.



a) Boîtier SOT-343.



b) Pattes de connexion (vue de dessus).

Figure 6.1 : Transistor ATF-35143.

3. Conception.

Les paramètres que nous pouvons directement contrôler dans la conception sont l'admittance G_{opt} , le nombre N de transistors et les inductances des lignes de grille et de drain.

- L'admittance optimale G_{opt} [21] est liée au choix du transistor lui-même, ensuite à la polarisation en classe A [18-20]. Elle est calculée à partir du réseau des caractéristiques courant/ tension du transistor PHEMT GaAs (figure 6.2) et a pour valeur 0,01463 S.

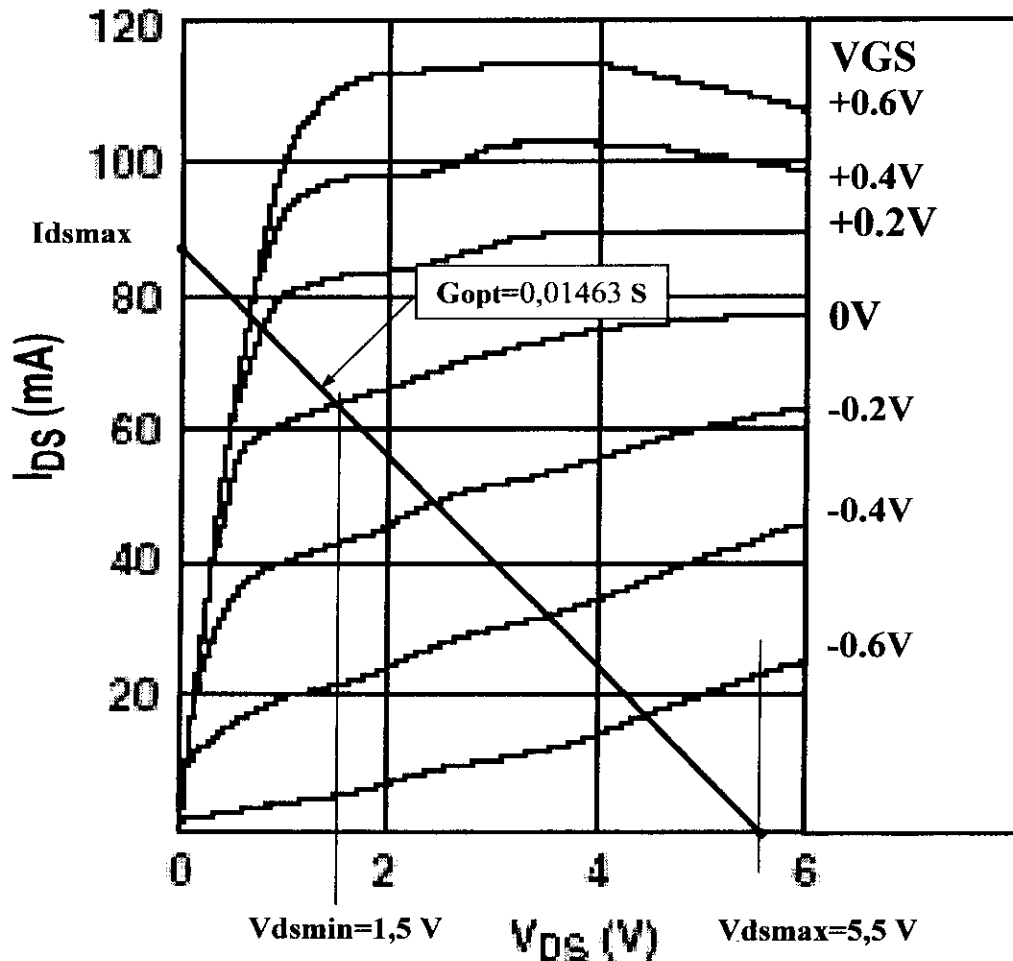


Figure 6.2 : Détermination de G_{opt} à partir du réseau $I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds})$ de l'ATF-35143.

- Le nombre N de transistors est égal à quatre.
- Les inductances des lignes de grille et de drain sont choisies selon les contraintes de l'ADPU liées aux inductances caractéristiques des tronçons lignes pour une puissance maximale et une bonne adaptation.

3.1 Modèle linéaire.

3.1.1 Modèle réel (simplifié).

Pour le modèle simplifié du PHEMT (figure 6.3) et les valeurs des éléments g_m , C_{ds} , C_{gs} , r_i et r_{ds} (tableau 1), nous calculons les éléments de la ligne de grille (L_{gk}) et de la ligne de drain (L_{dk} et C''_{dsk}) de l'ADPU.

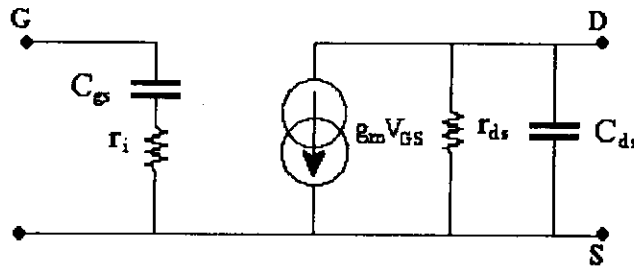


Figure 6.3 : Modèle simplifié du MESFET.

Les compromis de la conception de l'AD imposent pour les deux lignes le calcul des éléments L_{gk} et L_{dk} du $k^{ième}$ tronçon de la ligne de grille et de drain et sont exprimées par:

$$L_{gk} = \frac{C_{gs}}{G_{CG(k)}^2} \quad 1 \leq k \leq 4 \quad (6.1)$$

et

$$L_{dk} = \frac{C'_{dsk}}{G_{CD(k)}^2} \quad 1 \leq k \leq 4 \quad (6.2)$$

En remplaçant les expressions (6.1) et (6.2) dans l'équation (6.3) qui décrit l'égalité des vitesses de phase dans les lignes de grille et de drain d'un même tronçon de ligne k , et en tenant compte de (6.4), nous obtenons les valeurs des capacités additives C''_{dsk} données par la relation (6.5).

$$L_{gk} C_{gs} = L_{dk} C'_{dsk} \quad (6.3)$$

$$C'_{dsk} = C_{gs} \frac{G_{CD(k)}}{G_{CG(k)}} \quad (6.4)$$

$$C''_{dsk} = C'_{dsk} - C_{ds} \quad (6.5)$$

Les admittances caractéristiques sont données par la relation (5.5) pour la ligne de drain et par l'équation (5.7) pour la ligne de grille avec l'admittance d'entrée G_{in} telle que :

$$G_{in} = r_i (C_{gs} \omega_{max})^2 \tag{6.6}$$

où
$$\omega_{max} = \frac{g_m}{2C_{gs}} \sqrt{\frac{r_{ds}}{r_i}}$$

et l'admittance de terminaison de la ligne grille $G_{GL} = \frac{1}{50} S$.

Nous aboutissons aux résultats rassemblés dans les tableaux 6.3 et 6.4 pour une valeur de G_{opt} de 0,01463 S.

$G_{CG(k)}$	(S)	L_{gk}	(nH)
G_{CG1}	0.02135	L_{g1}	0.8775
G_{CG2}	0.02900	L_{g2}	0.9157
G_{CG3}	0.02045	L_{g3}	0.9565
G_{CG4}	0.02000	L_{g4}	1.0000

$G_{CD(k)}$	(S)	L_{dk}	(nH)	$C''_{ds(k)}$	(pF)
G_{CD1}	0.01461	L_{d1}	1.2811	C''_{ds1}	0.254
G_{CD2}	0.02080	L_{d2}	0.9200	C''_{ds2}	0.378
G_{CD3}	0.03543	L_{d3}	0.5521	C''_{ds3}	0.673
G_{CD4}	0.05005	L_{d4}	0.3996	C''_{ds4}	0.981

Tableau 6.3 : Eléments de la ligne de grille.

Tableau 6.4 : Eléments de la ligne de drain.

Après construction des deux lignes de l'AD, le circuit électrique de l'ADPU est ainsi établi et implanté dans le simulateur. Ce schéma électrique, illustré par la figure 6.4, comprend quatre cellules dont les éléments actifs sont les transistors ATF-35143 et deux ports P1 et P2 symbolisant respectivement l'entrée et la sortie de l'octopôle.

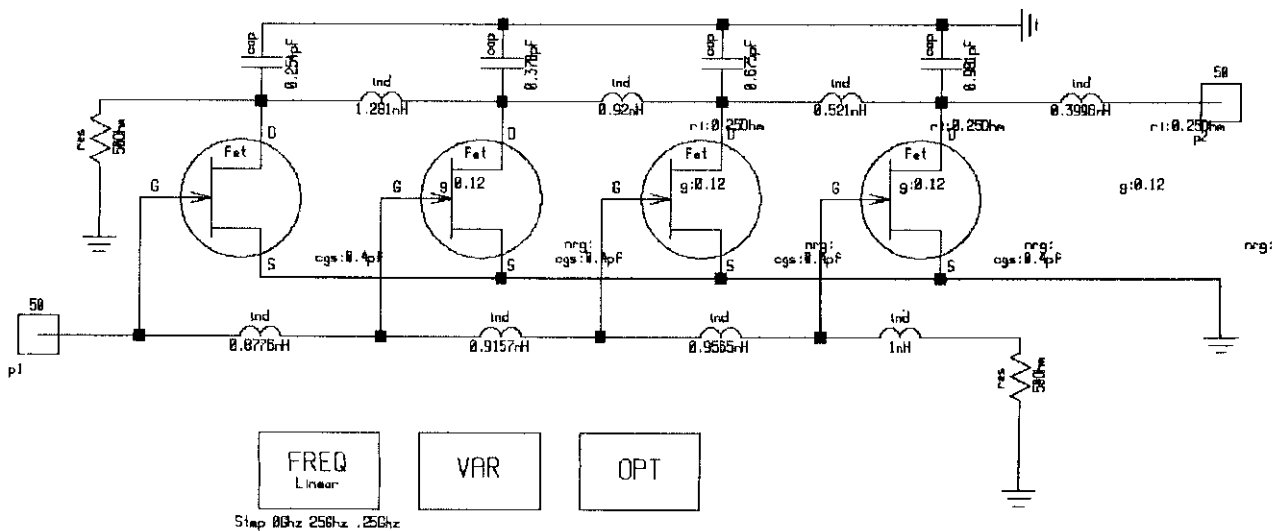


Figure 6.4 : Schéma électrique de l'ADPU.

Les résultats de la simulation montrent en figure 6.5 un gain ($|S_{21}|^2$) s'étalant jusqu'à 15,25GHz. Ce gain de 19,76 dB est plat au début de la bande de fréquences ($0 < f < 5\text{GHz}$), varie entre 17,6 dB et 19,56 dB en milieu de bande ($5,2\text{GHz} < f < 9,5\text{GHz}$) et prend des valeurs comprises entre 16 et 20,6 dB avec ondulation à la fin de la bande passante. Les coefficients de réflexion (figure 6.5) S11 et S22 respectivement à l'entrée et à la sortie révèlent une désadaptation relative jusqu'à 7,8 GHz sur la ligne de drain.

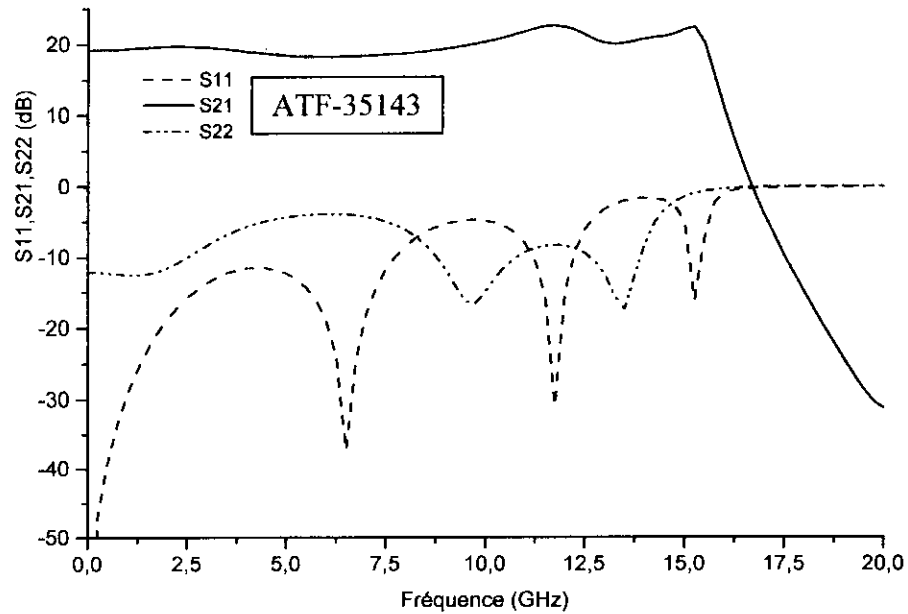


Figure 6.5 : Gain $|S_{21}|^2$ et coefficients de réflexion S11 et S22 (modèle simplifié).

La figure 6.6 illustre une comparaison entre le gain en puissance G_p et $|S_{21}|^2$ avec les circuits m-dérivés, cela s'explique par les diminutions de réflexion (S11 et S22). En effet nous remarquons un aplatissement de la courbe (figure 6.7) avec un gain moyen d'environ 19.5 dB. Elle confirme la désadaptation qui se produit aux hautes fréquences même en présence des circuits m-dérivés. Cette désadaptation a pour conséquence d'élever le gain G_p d'une part et de diminuer $|S_{21}|^2$ d'autre part.

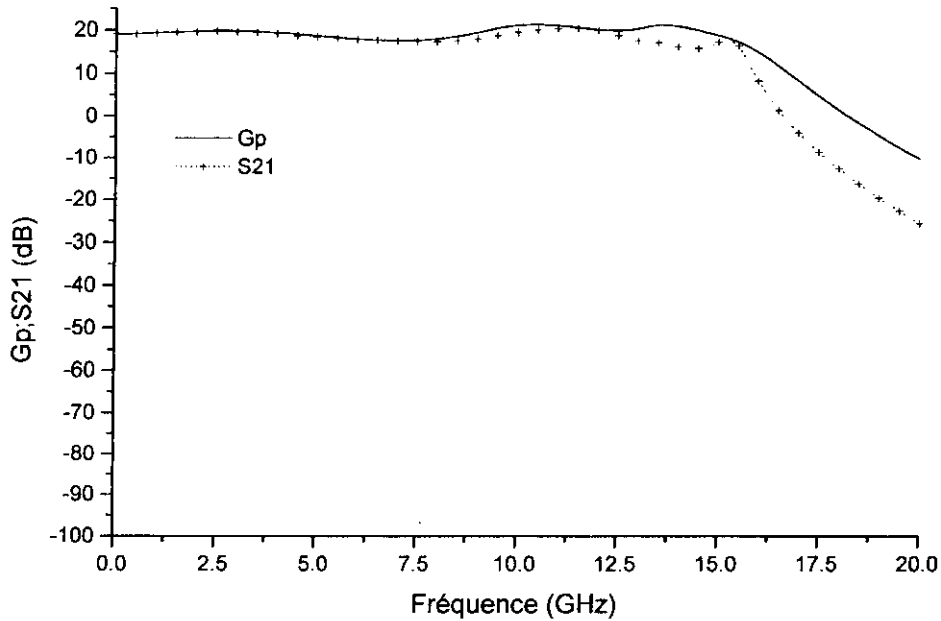


Figure 6.6 : Comparaison du gain G_p et de $|S_{21}|^2$ de l'ADPU.

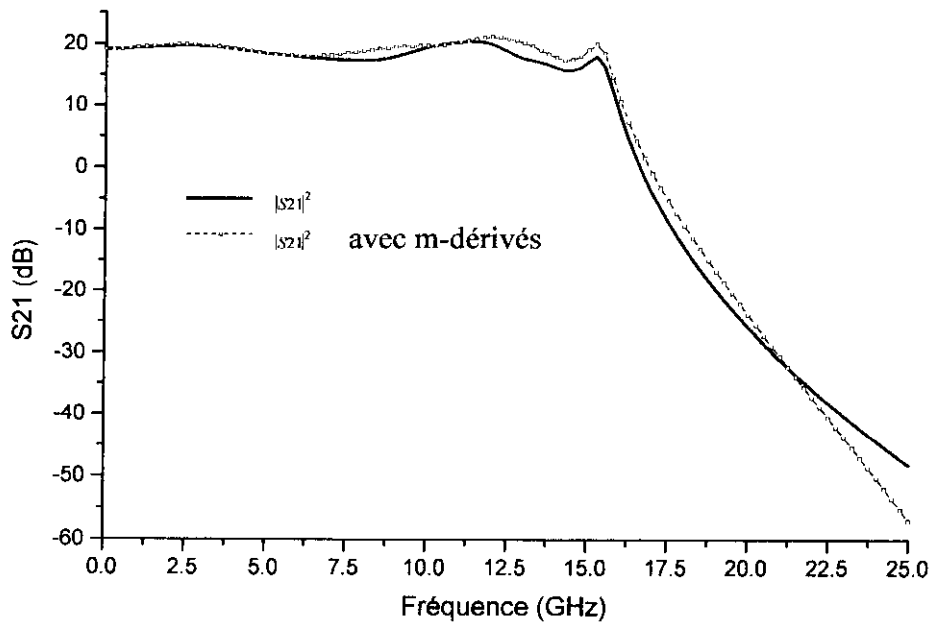


Figure 6.7 : Gain $|S_{21}|^2$ de l'ADPU avec et sans circuit m-dérivés.

La figure 6.8 montre l'évolution du gain $|S_{21}|^2$ pour trois valeurs de G_{DL} . Pour G_{DL} nulle, les réflexions des ondes par ces conductances sont très grandes (coefficient de réflexion est égale à l'unité). Ces réflexions combinées à celles produites par la charge (50Ω) impliquent des ondulations importantes.

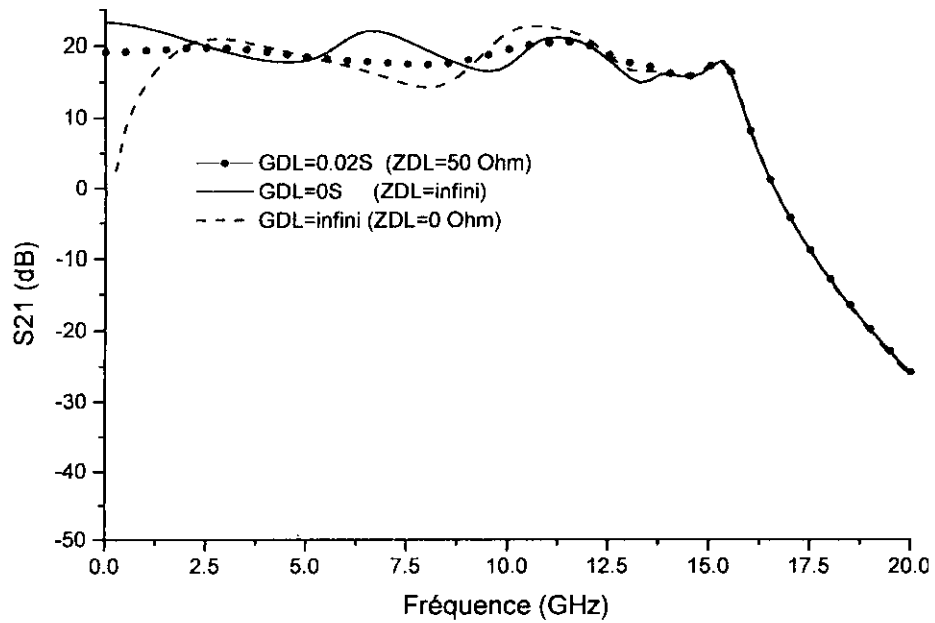


Figure 6.8 : Evolution de $|S_{21}|^2$ pour différentes valeurs de G_{DL} (0S,∞,0,02S).

3.1.2 Modélisation par les paramètres S_{ij} .

En utilisant les paramètres de répartition [37] de chaque composant actif (figure 6.4) dans le simulateur, nous obtenons (figure 6.9) un gain $|S_{21}|^2$ de 17,5 dB avec et une bande passante de 5 GHz environ. Cela peut s'expliquer par le fait que les circuits de la ligne de grille deviennent des atténuateurs à partir de 5 GHz où l'argument de S11 est positif [38].

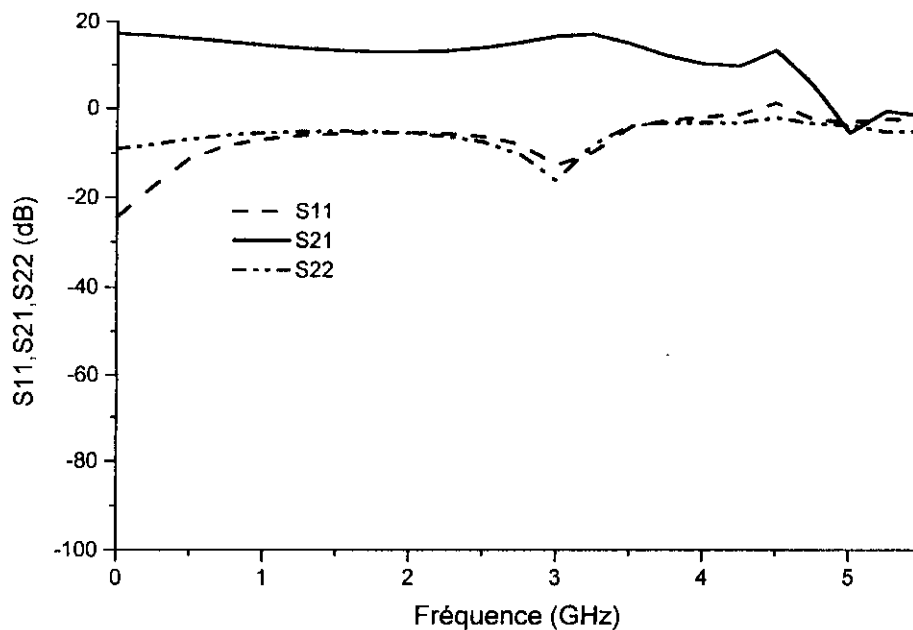


Figure 6.9 : Gain $|S_{21}|^2$ et coefficients de réflexion S11 et S22 (paramètres S_{ij}).

3.2 Modèle non linéaire.

3.2.1 Analyse non linéaire de l'AD.

Nous avons développé une analyse non linéaire du courant I_{ds} , selon le modèle de Statz [1], en prenant en considération la valeur $\alpha=4$ [37], et la plage de la tension V_{ds} qui nous intéresse à savoir $1.5V < V_{ds} < 5.5V$ (figure 6.7).

D'une manière plus condensée, I_{ds} donné en (1.c) en l'annexe peut s'écrire :

$$I_{ds} = \frac{K V_{GS}^2}{1 + b V_{GS}^2} \quad V_{ds} \geq 0.75V \quad (6.7)$$

avec $V_{GS} = V_{gs} - V_T$ et $K = \beta(1 + \lambda V_{ds})$

Son développement en séries de Taylor autour d'un point de polarisation

$V_{GSP} = V_{gsp} - V_{TSP}$, V_{ds0} ($V_{ds0} = \frac{V_{dsmax} + V_{dsmin}}{2}$) est donné par:

$$I_{ds} = I_{dsp} + g_{m_0} \Delta V_{GS} + g_{m_1} \Delta V_{GS}^2 + g_{m_2} \Delta V_{GS}^3 \quad (6.8)$$

avec $\Delta V_{GS} = V_{GS} - V_{GSP} = V_{gs} - V_{gsp}$.

$$I_{dsp} = \frac{\beta (V_{gsp} - V_T)^2}{1 + b (V_{gsp} - V_T)^2} (1 + \lambda V_{ds0}),$$

Nous obtenons les résultats suivants :

$$g_{m_0} = K V_{GSP} (2 + b V_{GSP}) (1 + b V_{GSP})^{-2}, g_{m_1} = K (1 + b V_{GSP})^{-3} \text{ et } g_{m_2} = -K b (1 + b V_{GSP})^{-4}.$$

où g_{m_0} représente le système linéaire, g_{m_1} et g_{m_2} traduisent la non linéaire.

Dans le cas où $\Delta V_{GS} = v_{gs}(t) = V \cos \omega t$, nous avons procédé au calcul des puissances à la sortie d'un ADC, aux fréquences fondamentales (P_{out}^F) et aux deux premières harmoniques (P_{out}^I et P_{out}^{II}). Nous avons abouti aux expressions suivantes (annexe) :

$$P_{out}^F = \frac{1}{2} g_{m_0}^2 N^2 Z_{\pi g} Z_{DN} \left[Pav + \frac{9}{4} Pav^3 \left(\frac{Z_{\pi g} g_{m_2} \sin \varphi N}{N g_{m_0} \sin \varphi} \right)^2 + 3 Pav^2 \frac{Z_{\pi g} g_{m_2} \sin \varphi N}{N g_{m_0} \sin \varphi} \cos \varphi (N+1) \right] \quad (6.9)$$

$$P_{out}^I = \frac{1}{4} g_{m_1}^2 N^2 Z_{DN} Pav^2 Z_{\pi g}^3 \quad (6.10)$$

$$P_{out}^{II} = \frac{1}{8} g_{m_2}^2 N^2 Z_{DN} Pav^3 Z_{\pi g}^4 \quad (6.11)$$

où $P_{av} = \frac{V^2}{2Z_{\pi g}}$ est la puissance disponible, $Z_{\pi g}$ et Z_{DN} sont respectivement les impédances caractéristiques des cellules en π des lignes de grille et de drain .

Les paramètres non linéaires [37] du PHEMT GaAs ATF-35143 sont données au tableau 2 ainsi que les valeurs des g_{m_i} ($0 \leq i \leq 2$) pour une tension de polarisation de grille $V_{gsp} = V_T/2$.

Paramètres	Valeurs
β	0.12 AV ⁻²
V_T	-0.95 V
λ	0.09 V ⁻¹
b	0.8 AV ⁻¹
g_{m0}	93.67 mS
g_{m1}	60 mS/V
g_{m2}	-34.80 mS/V ²

Tableau 6.2 : Paramètres non linéaires du MESFET GaAs ATF-35143.

Nous remarquons que la valeur de la transconductance g_{m0} est comprise entre les valeurs minimale et typique ($90 \text{ mS} < g_{m0} < 120 \text{ mS}$) données par le constructeur du transistor. La simulation du circuit électrique de l'ADPU (figure 6.10) avec les paramètres des PHEMTs GaAs selon le modèle non linéaire de Statz sont donnés [27] au tableau 6.6. Les réponses fréquentielles de G_p et de $|S_{21}|^2$ (figure 6.11) donnent un gain de 16,7 dB.

* STATZ MESFET MODEL *				
MODEL = FET = ATF-35143				
IDS model	Gate model	Parasitics	Breakdown	Noise
NFET=yes	DELTA=0.2	RG=1	GSFWD=1	FNC=01e+6
PFET=	GSCAP=3	RD=0.5	GSREV=0	R=.17
IDSMOD=3	CGS=0.4pF	RS=0.25	GDFWD=1	P=.65
VTO=-0.95	GDCAP=3	LG=0.015nH	GDREV=0	C=.2
$\beta=0.12$	GCD=0.08pF	LD=0.015nH	VJR=1	
$\lambda =0.09$		LS=0.05nH	IS=1 nA	
$\alpha =4.0$		CDS=0.02pF	IR=1 nA	
b=0.8		CRF=.1	IMAX=.1	
TNOM=27		RC=250	XTI=	
IDSTC=			N=	
VBI=.7			EG=	

Tableau 6.6 : Paramètres du MESFET GaAs avec le modèle non linéaire de Statz.

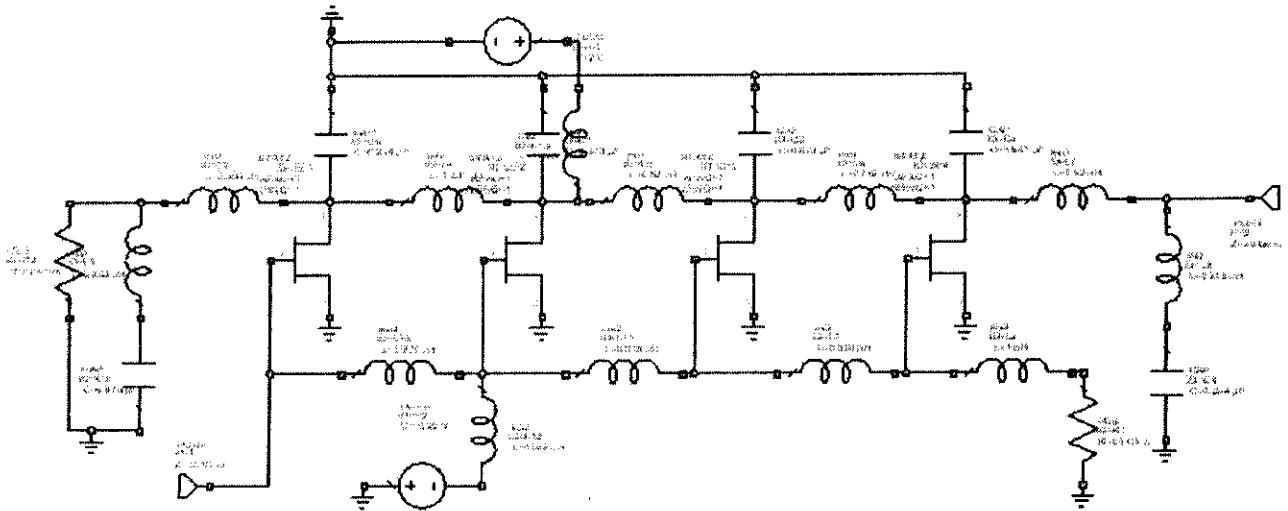


Figure 6.10 : Schéma électrique de l'ADPU.

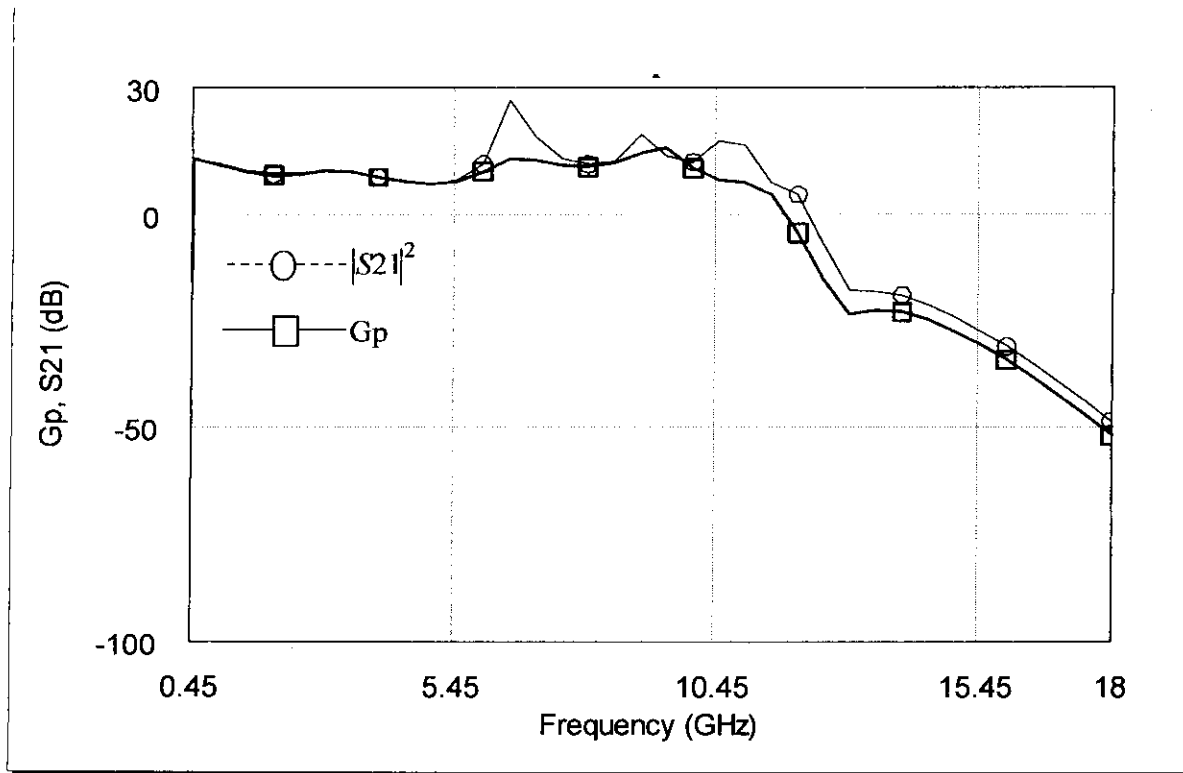


Figure 6.11 : Gain G_p et $|S_{21}|^2$ de l'ADPU en fonction de la fréquence.

3 Conclusion.

Ce travail nous a permis de concevoir des ADP en se basant sur des architectures uniformes d'une part de l'optimisation de la charge en sortie en classe A d'autre part.

CONCLUSION

Dans nos travaux, nous nous sommes attelés à étudier plusieurs aspects de l'amplification de puissance micro-onde et plus particulièrement celle ayant trait aux amplificateurs distribués.

Le premier aspect concernait l'évaluation des performances des amplificateurs de puissance en classe A en se basant sur certains modèles non linéaires du courant de drain. Les résultats obtenus ont mis en évidence l'accroissement de la non linéarité avec l'augmentation de la précision du modèle. Ceci a pour effet de générer davantage de distorsion en amplitude comme le montrent les calculs que nous avons développés pour le modèle de Statz.

Le second aspect consistait à déterminer les puissances à la fréquence fondamentale et d'ordre supérieur (ordres 2 et 3), fournies par l'amplificateur distribué, en approximant le courant de drain par une fonction polynomiale (série de Taylor). Ce type d'approximation est choisi en raison de sa simplicité mais surtout à cause du fait que les capacités C_{gs} et C_{ds} sont absorbées par les lignes de grille et de drain, rendant ainsi tout le dispositif démuné d'éléments réactifs. En effet, en procédant au développement en série de Taylor du courant de drain par rapport à la variable amplitude seulement, ceci suppose que le courant est indépendant de la variable phase, autrement dit il n'existe pas de composants réactifs ou de lignes.

Le troisième aspect consistait à étudier les mécanismes limitant la puissance telles que l'excursion de la tension de grille-source (V_{gs}), largeur de la grille W , la tension de claquage drain-source (V_{BRD}), sont solutionnés par une configuration des AD combinés au diviseur de Wilkinson, ceci donne de bons résultats en ce qui concerne le gain en puissance néanmoins avec une désadaptation aux fréquences élevées.

Ce travail nous a permis de concevoir des ADPs en se basant sur des architectures uniforme et non uniforme d'une part et de l'optimisation de la charge en sortie en classe A d'autre part. Nous avons obtenu une amélioration en puissance relativement à l'AD conventionnel et franchi ainsi l'une des barrières en puissance liée à la droite de charge.

L'analyse de Statz que nous avons développée met en relief la réalité du PHEMT et donne des résultats en étroite concordance à ceux obtenus théoriquement.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.

- [1] **H. Statz, P. Newman, I. W. Smith, R. A. Pucel, and H. A. Haus,**
"GaAs FET Device and Circuit Simulation in SPICE", *IEEE Transaction on Electron Devices*, Vol. ED-34, No. 2, pp.160-169,February 1987.
- [2] **F. Ellinger, J.Kucera and W. Baechtold**
"Improvements on a GaAs MESFET Model for Nonlinear RF Simulations" 0-7803-4471-5/98/\$10.00 (c) 1998 IEEE.
- [3] **W. R. Curtice and M. Ettenberg,**
"A nonlinear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, no. 12, pp. 1383-1394,December 1985.
- [4] **A. E. Parker and D.J. Skellern,**
"A realistic large-signal MESFET model", *Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference*, Tokyo, December 6-9, 1994.
- [5] **Christopher Guisto and Dr.C.White,**
"Technique for small-signal modeling" *Microwave and Wireless may 2000*.
- [6] **Francisco, E Rangel Patiffio and J.Rodrigo Camacho Perez,**
"Modling and simulation of Pseudomorphic HEMT's for analog circuit design and analysis" Insituto Technologito de Chihuahua ; ELECTRO 2001.
- [7] **Cedric Duperrier, M. Campovecchio, L.Roussel, M.Lajugie and R.Quéré,**
."New Design Method Of Uniform And Nonuniform Distributed Power Amplifiers
" *Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.49 N°12. pp.2494-2499 December 2001.
- [8] **M. Campovecchio,R.Hilal,Lebras,M.Lajugie, J.Obregon,**
"Large signal design criterie of distributed power amplifiers applied to a 2-18GHz GaAs chip yielding hight power density performances", IRCOM-Faculté des sciences –URA CNRS n°356 pp.197-202, 1995.
- [9] **C. DUVANAUD,**
"Les classes de fonctionnement a haut rendement pour l'amplification de puissance micro-onde, en vue d'applications spatiales et de radiocommunications mobiles", Thèse de doctorat, Université de Limoges, 1993.
- [10] **Francis 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, Université de Limoges, 2001.
- [11] **M. Bridier, C. Duvanaud, J. Obregon,**
"Les amplificateurs en classe D et E", 2ème rapport ATES, convention n°393 550 325, Novembre 1989.
- [12] **Al Sweet,**
"MESFET Power Amplifier Design: Small Signal Approach", Design Seminar Agilent EEsof Customer Education and Applications 04/17/01.

[13] **W.Shockley,**

"A unipolar field effect transistor"
Proc.Of the IRE, Vol.40, pp.1365,1952.

[14] **S.Wu,B.Razavi,**

"A 900 MHz/1.8 GHz CMOS receiver for dual band applications"
IEEE journal of solid state circuits, vo. 33, n°12, pp 2178-2185,march 1985.

[15] **T.Manku,**

"Microwave CMOS-Device physic and design"
IEEE journal of solid state circuits, vol.34, n°3, pp 277-285, march 1999.

[16] **H.Mathieu,**

"Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques"
Masson, 1990, ISBN 2-225-82200-X.

[17] **A.Higashisaka, Y. Takayama, F. Hasegawa.**

"A high power GaAs MESFET with an experimentally optimizer pattern"
IEEE transaction on electron devices, vol.27, n°6, jun 1980.

[18] **F.Duhamel.**

"Analyse de TEC pour amplification de puissance et le mélange à partir d'une modélisation quasi bidirectionnelle. Application PM-HEMT mono ou bigrille et au MISFET GaAs basse température.
Thèse de doctorat, université des sciences et technologies de Lille,n°d'ordre 1827,14,octobre 1996".

[19] **F.Ali,A.Gupta.**

"HEMT and HBTs ,Devices ,Fabrication an Circuits ''
Artech House. 1996.

[20] **Chafik. MELIANI,**

" Circuits intégrés amplificateurs à base de transistors HEMT pour les transmissions numériques à très haut débit (≥ 40 Gbit/s)".
Thèse de doctorat, Université de Limoges, 17 juin 2003.

[21] **Alban LALOUE,**

" Modélisation non linéaire distribuée des transistors a effet de champ : application a l'analyse de la stabilité des transistors et des caractéristiques en bruit dans les circuits mmic millimétriques "
le 28 mars 2001

[22]**Stéphane AUGAUDY,**

"Caractérisation et modélisation des transistors Micro ondes, application a l'étude de la linéarité des Amplificateurs a fort rendement. "
Thèse de doctorat, Université de Limoges, 6 Mars 2002

[23] **G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playez.**

"A new method for determining the FET smal-signal equivalent circuit",
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 36, no. 7, pp. 1151-1159, july 1988.

[24] **M.Gayral et Al,**

"A general method for the analyse of a non-linear microwave circuit"
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.Dig, pp. 119-121 June. 1987.

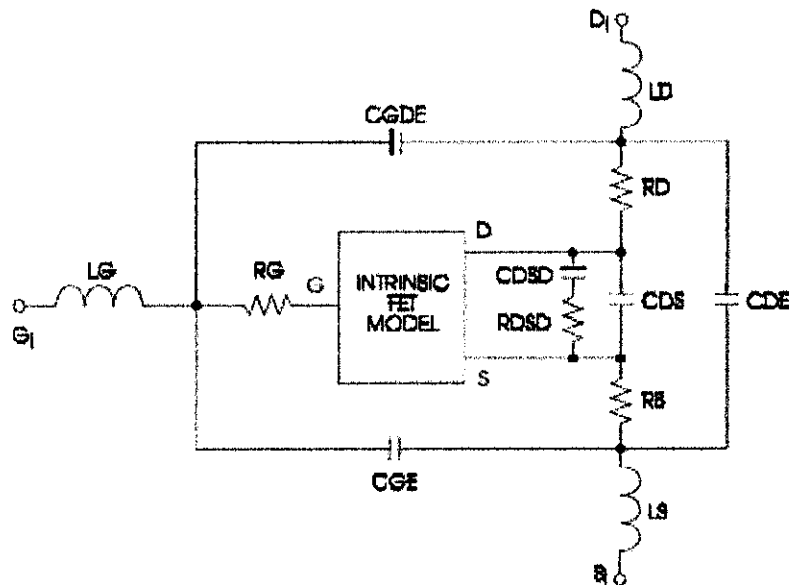
- [25] **W.R.Curtice**,
"A Mesfet model for use in the design GaAs integrated circuit"
IEEE ,MTT., Vol. -28, No.5, pp. 47-53 May 1980.
- [26] **M.Sango**.
"A GaAs MESFET large signal model for a no linear analysis"
IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.Dig, pp. 145-151 June. 1988.
- [27] **V.D.Hwang**.
"An efficient approach for large signal modelling and the analysis of the GaAs Mesfet"
IEEE MTT, Vol.35 ,N°4 pp. 289-294 April 1987.
- [28] **Herman.Statz,Paul Newman,IRK W SMITH ,Robert A Pucel, Herman A.Hauss** ,
"GaAs Fet Device and circuit simulation in SPICE"
IEEE Trans. On electronic devices, Vol.ED.N°2 MTT-S Digest, pp.78-81 June. 1988.
- [29] **TJ.Brasil**.
"Evaluation of no linear fonctionnel equivalent circuit model for GaAs MESFET and their application to optimum ower design.
- [30] **M.Paggi**,
"No linear GaAs MESFET modelling using pulsed gate measurement"
IEEE MTT-S Digest, pp.78-81 June. 1988.
- [31] **Y.Tajima**,
"GaAs FET device and circuit simulation in SPICE"
IEEE Trans.on electron Device,Vol, 28 N°2, pp. 312-316 Feb 1981.
- [32] **A. Materka and T. Kacprzak**,
"Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics,"
IEEE Transactions on Microwave Theory Tech., Vol. MTT- 33, No. 2, pp. 129-135 Feb. 1985.
- [33] **W. S. Percival**,
British Patent 460562 (1937);
- [34] **Y. Ayasli, R. L. Mozzi, J. L. Vorhaus, L. D. Reynolds, R. A.Pucel**,
"A monolithic GaAs 1-13 GHz traveling-wave amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 976-981, July 1982.
- [35] **D. M. Pozer**,
Microwave Eginering, 2nd ed., New York: Wiley.
- [36] **R.Soares, J.Grafeuil and J.Obregon**,
"Application des transistors à effet de champs en Arseniure de Gallium",édition Eyrolls, Paris 1986.
- [37] **W. R. Curtice and M. Ettenberg**,
"A nonlinear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers," IEEE Transactions on Microwave Theory Tech., Vol. MTT-33, No. 12, pp. 1383-1394, Dec. 1985.
- [38] www.agilent.com/semiconductors.

Modèles des FETs –MESFETs– et HEMTs à l'AsGa

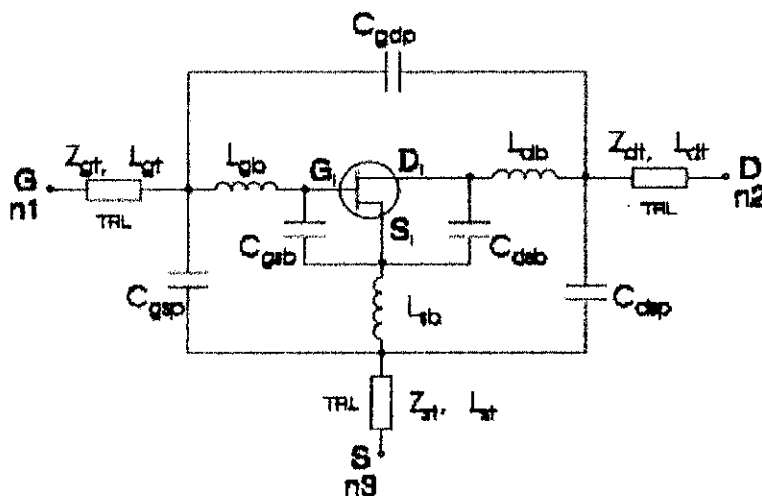
Les modèles supportés par le simulateur :

- Modèle de Chalmers (Angelov)
- Modèle de Curtice-Ettenberg Cubic
- Modèle de Curtice Quadratic
- Modèle de IAF (Berroth)
- Modèle de ITT PFET AND TFETs
- Modèle de Materka-Kacprzak Modifié
- Modèle de Physique à base de MESFETs
- Modèle de Raytheon (Statz)
- Modèle de Triquint (TOM-1, TOM-2, and TOM-3)

Topologie du modèle extrinsèque pour tous les modèles intrinsèques.



Topologie d'emboîtement pour tous les modèles intrinsèques.



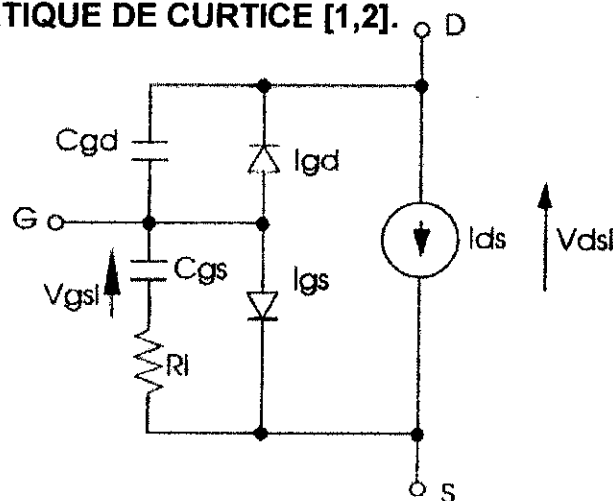
Éléments communs.

keyword	description	unit	default
RG	Gate bulk and ohmic resistance	ohm	0.0
RD	Drain bulk and ohmic resistance	ohm	0.0
RS	Source bulk and ohmic resistance	ohm	0.0
LG	Gate lead inductance (metalization)	henry	0.0
LD	Drain lead inductance (metalization)	henry	0.0
LS	Source lead inductance (via)	henry	0.0
CDS	Drain-source capacitance	farad	0.0
CSD	Low frequency trapping capacitor	farad	0.0
RSD	Channel trapping resistance	ohm	inf
CGE	Gate-source electrode capacitance	farad	0.0
CDE	Drain-source electrode capacitance	farad	0.0
CGDE	Gate-drain electrode capacitance	farad	0.0
LGB	Gate wirebond inductance	henry	0.0
LDB	Drain wirebond inductance	henry	0.0
LSB	Source wirebond inductance	henry	0.0
CGSB	Gate bondpad to source capacitance	farad	0.0
CDSB	Drain bondpad to source capacitance	farad	0.0
CGSP	Gate to source package capacitance	farad	0.0
CDSP	Drain to source package capacitance	farad	0.0
CGDP	Gate to drain package capacitance	farad	0.0
ZGT	Gate transmission line impedance	ohm	50
ZDT	Drain transmission line impedance	ohm	50
ZST	Source transmission line impedance	ohm	50
LGT	Gate transmission line length for $\epsilon_r=1$	meter	0.0
LDT	Drain transmission line length for $\epsilon_r=1$	meter	0.0
LST	Source transmission line length for $\epsilon_r=1$	meter	0.0

Caractéristiques DC I-V.

keyword	description	unit	default
VGMN	Minimum V_{gs} of the DC characteristic curves	volt	computed
VGMX	Maximum V_{gs} of the DC characteristic curves	volt	0.0
NPLT	Number of DC characteristic curves		6
VDMN	Minimum V_{ds} of the DC characteristic curves	volt	0
VDMX	Maximum V_{ds} of the DC characteristic curves	volt	0

• MODELE QUADRATIQUE DE CURTICE [1,2].



- Courant.

$$I_{ds} = \begin{cases} \frac{\text{BETA}}{1 + UV_{gsi}} (1 + \text{LAMB} V_{dsi}) V_{gsi}^E \tanh(\text{ALFA} V_{dsi}) & V_{gsi} \geq 0 \\ 0 & V_{gsi} < 0 \end{cases}$$

$$V_{gsi} = V_{gsi}(t - T) - (\text{VT0} + \text{GAMA} V_{dsi})$$

- Diode et capacitance.

* Symétrique.

$$I_{gs} = \text{IS} \left(\exp\left(\frac{V_{gsi}}{\text{NR}V_i}\right) - 1 \right) - \text{IB0} \exp\left(\frac{-(V_{gsi} + \text{VBD})}{\text{NR}V_i}\right)$$

$$I_{gs} = I_{gsk} - \begin{cases} \text{IB0} \exp\left(\frac{-(V_{gsi} + \text{VBD})}{\text{NR}V_i}\right) & \text{DLVL} = 1 \text{ (default)} \\ \frac{\text{GMAX}}{4} \left(\tanh(\text{K1D}(V_{gsi} - \text{K2D})) - 1 \right) \left(V_{gsi} + \text{VBD} - \sqrt{(V_{gsi} + \text{VBD})^2 + \text{K3D}} \right) & \text{DLVL} = 2 \text{ (Raytheon)} \end{cases}$$

avec

$$I_{gdc} = \text{IS} \left(\exp\left(\frac{V_{gdi}}{\text{NR}V_i}\right) - 1 \right)$$

$$C_{gs} = \begin{cases} \text{CGS0} \left(1 - \frac{V_{gsi}}{\text{VBI}} \right)^{-\text{MGS}} & V_{gsi} < \text{FCC} \times \text{VBI} \\ \text{CGS0} (1 - \text{FCC})^{-\text{MGS}} \left(1 + \text{MGS} \frac{V_{gsi} - \text{FCC} \times \text{VBI}}{\text{VBI} (1 - \text{FCC})} \right) & V_{gsi} \geq \text{FCC} \times \text{VBI} \end{cases}$$

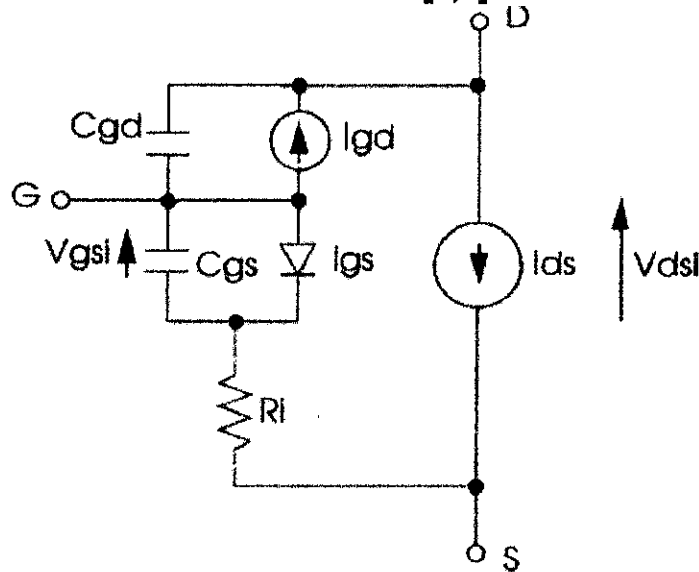
$$C_{gd} = \begin{cases} \text{CGD0} \left(1 - \frac{V_{gdi}}{\text{VBI}} \right)^{-\text{MGD}} & V_{gdi} < \text{FCC} \times \text{VBI} \\ \text{CGD0} (1 - \text{FCC})^{-\text{MGD}} \left(1 + \text{MGD} \frac{V_{gdi} - \text{FCC} \times \text{VBI}}{\text{VBI} (1 - \text{FCC})} \right) & V_{gdi} \geq \text{FCC} \times \text{VBI} \end{cases}$$

* Asymétrique.

$$I_{gs} = \begin{cases} \frac{V_{gsi} - \text{VBI}}{\text{RF}} & V_{gsi} \geq \text{VBI} \\ 0 & V_{gsi} < \text{VBI} \end{cases} \quad I_{gd} = \begin{cases} \frac{V_{gdi} + \text{VB}}{\text{R1}} & -V_{gdi} \geq \text{VB} \\ 0 & -V_{gdi} < \text{VB} \end{cases}$$

$$\text{avec} \quad \text{VB} = \text{VBD} + \text{R2}I_{ds} \quad C_{gs} = \text{CGS1} \quad C_{gd} = \text{CGD1}$$

• **MODELE DE MATERKA-KACPRZAK [3,4].**



- **Courant.**

$$I_{ds} = IDSS \left(1 + SS \frac{V_{dsi}}{IDSS} \right) \left(1 - \frac{V_{gsi}(t-T)}{VP0 + GAMA V_{dsi}} \right)^{(E + KEF V_{gsi}(t-T))} \times \tanh \left(\frac{SLV_{dsi}}{IDSS(1 - KG V_{gsi}(t-T))} \right)$$

- **Diode.**

$$I_{gs} = IG0 \left(\exp(AFAG V_{gsi}) - 1 \right) - IB0 \left(\exp(-AFAB(V_{gsi} + VBC)) \right)$$

$$I_{gd} = I_{gs} - \begin{cases} IB0 \exp(-AFAB(V_{gsi} + VBC)) & DLVL = 1 \text{ (default)} \\ \frac{GMAX}{4} \left(\tanh(K1D(V_{gsi} - K2D)) - 1 \right) \left(V_{gsi} + VBC - \sqrt{(V_{gsi} + VBC)^2 + K3D} \right) & DLVL = 2 \text{ (Raytheon)} \end{cases}$$

where

$$I_{gs} = IG0 \left(\exp(AFAG V_{gsi}) - 1 \right)$$

- **Résistance.**

$$R_i = \begin{cases} R10(1 - KR V_{gsi}) & KR V_{gsi} < 1.0 \\ 0 & KR V_{gsi} \geq 1.0 \end{cases}$$

- **Capacitance de Materka.**

$$C_{gs} = \begin{cases} C10(1 - K1 V_{gsi})^{-MGS} + C1S & K1 V_{gsi} < FCC \\ C10(1 - FCC)^{-MGS} + C1S & K1 V_{gsi} \geq FCC \end{cases}$$

$$C_{gd} = \begin{cases} CF0(1 - KF V_{gdi})^{-MGD} & KF V_{gdi} < FCC \\ CF0(1 - FCC)^{-MGD} & KF V_{gdi} \geq FCC \end{cases}$$

La puissance absorbée par une charge d'admittance $Y = G_c + jB_c$, la source e_g ayant une admittance G_d , s'écrit :

$$P_{abs} = \frac{1}{2} \Re(e_g I_{ds}^*) = \frac{1}{2} \Re\left(\frac{e_g Y}{Y + G_d} \frac{e_g^*}{Y + G_d}\right) = \frac{1}{2} \frac{|e_g|^2 Y}{(Y + G_d)^2}$$

la puissance maximale est obtenue pour $P_{max} = \frac{\partial P_{abs}}{\partial Y} = 0$

ce qui impose $B_c = 0$ et $G_d = G_c = G_{opt}$, et nous obtenons:

$$P_{max} = \frac{I_{max}^2}{8G_{opt}}$$

Analyse de l'AD. par le modèle non linéaire de Statz.

Le transistor GaAs MESFET est constitué, comme le montre la figure 1, de trois pôles : grille (G), source (S) et drain (D). Le montage en source commune (figure 1) est le plus utilisé et met en évidence les grandeurs électriques suivantes :

- V_{gs} : tension négative appliquée entre la grille et la source.
- V_{ds} : tension positive appliquée entre le drain et la source.
- I_{gs} : courant de grille.
- I_{ds} : courant de drain.

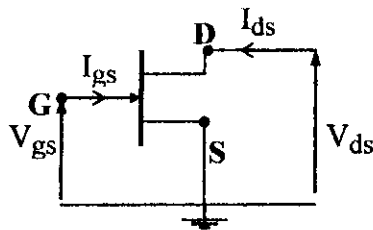


Figure 1 : Transistor MESFET en source commune.

Le réseau de caractéristiques $I_{ds} = f(V_{ds}, V_{gs})$ du transistor GaAs MESFET montre (figure 2) que nous avons à faire à un dispositif non linéaire. Les non linéarités les plus importantes, et ce quel que soit le modèle, sont le courant de drain I_{ds} et les charges Q_{gs} et Q_{ds} respectivement des capacités grille-source C_{gs} et drain-source C_{ds} . La figure 3 montre le modèle non linéaire de Statz.

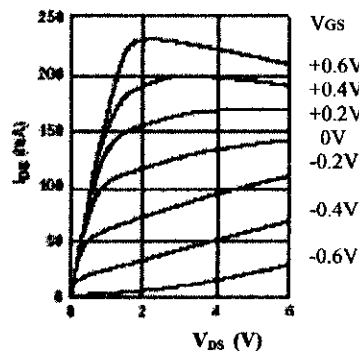


Figure 2 : Réseau de caractéristiques $I_{ds} = f(V_{ds}, V_{gs})$.

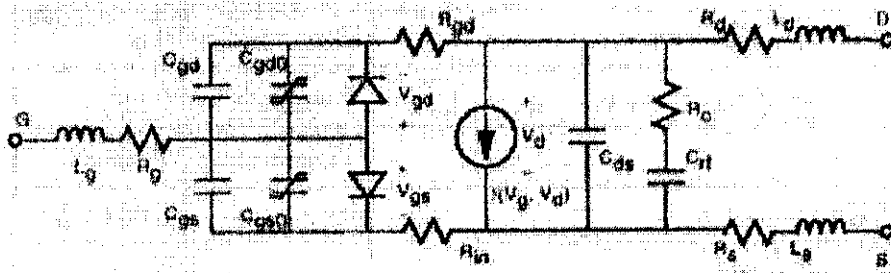


Figure 3 : Modèle non linéaire de Statz.

La non linéarité du courant I_{ds} (figure 2) pour le modèle de Statz s'écrit comme suit :

$$I_{ds} = \begin{cases} 0 & V_{gs} \leq V_T & \text{(a)} \\ \frac{\beta(V_{gs} - V_T)^2}{1 + b(V_{gs} - V_T)} \left[1 - \left(1 - \frac{\alpha V_{ds}}{3} \right)^3 \right] (1 + \lambda V_{ds}) & 0 < V_{ds} < \frac{3}{\alpha} & \text{(b)} \\ \frac{\beta(V_{gs} - V_T)^2}{1 + b(V_{gs} - V_T)} (1 + \lambda V_{ds}) & V_{ds} \geq \frac{3}{\alpha} & \text{(c)} \end{cases} \quad (1)$$

Le transistor utilisé dans l'AD est un PHEMT (ATF-35143 d'Agilent Technology) et nous nous intéressons uniquement au cas où $V_{ds} \geq \frac{3}{\alpha}$, (région de saturation du transistor) avec $\alpha=4$ (donné par le constructeur au tableau 1), ($V_{ds} \geq 0.75V$), le courant est donnée par :

$$I_{ds} = \frac{\beta(V_{gs} - V_T)^2}{1 + b(V_{gs} - V_T)} (1 + \lambda V_{ds}) ; \quad V_{ds} \geq 0.75V \quad (2)$$

qui peut encore s'écrire :

$$I_{ds} = \frac{KV_{GS}^2}{1 + bV_{GS}} \quad V_{ds} \geq 0.75V \quad (3)$$

avec $V_{GS} = V_{gs} - V_T$ et $K = \beta(1 + \lambda V_{ds})$

Le développement de Taylor du modèle mathématique du courant I_{ds} , donné par la relation (3), autour d'un point de polarisation V_{GSP} défini par :

$V_{GSP} = V_{gsp} - V_T$ est :

$$I_{ds} = I_{dsp} + gm_0 \Delta V_{GS} + gm_1 \Delta V_{GS}^2 + gm_2 \Delta V_{GS}^3 \quad (4)$$

Avec $\Delta V_{GS} = V_{GS} - V_{GSp} = V_{gs} - V_{gsp}$

le calcul des gm_i ($0 \leq i \leq 2$) donne :

$$gm_0 = K V_{GSp} (2 + b V_{GSp}) (1 + b V_{GSp})^{-2} \quad (5)$$

$$gm_1 = K V_{GSp} (1 - 2b V_{GSp} - b^2 V_{GSp}^2) (1 + b V_{GSp})^{-3} \quad (6)$$

$$gm_2 = \frac{Kb}{3} V_{GSp} (-5 + 2b V_{GSp} + b^2 V_{GSp}^2) (1 + b V_{GSp})^{-4} \quad (7)$$

où gm_0 représente le système linéaire, gm_1 et gm_2 traduisent la non linéaire.

Les valeurs des paramètres b , β , λ et de V_T (tableau 1) ainsi que les contraintes de fonctionnement en classe A du MESFET particulièrement de la tension de polarisation de

grille $V_{gsp} = V_T/2$ et qui correspondent à celle de $V_{ds} = V_{ds0} = \frac{V_{ds\ max} + V_{ds\ min}}{2}$ sont :

$b=0.8$, $\beta=0.24$, $\lambda=0.09$, $V_T = -0.95V$, $V_{gsp} = -0.475V$ et $V_{ds0} = 3.5V$

* STATZ MESFET MODEL *				
MODEL = FET = ATF-35143				
IDS model	Gate model	Parasitics	Breakdown	Noise
NFET=yes	DELTA=0.2	RG=1	GSFWD=1	FNC=01e+6
PFET=	GSCAP=3	RD=0.5	GSREV=0	R=.17
IDSMOD=3	CGS=0.4pF	RS=0.25	GDFWD=1	P=.65
VTO=-0.95	GDCAP=3	LG=0.015nH	GDREV=0	C=.2
$\beta=0.12$	GCD=0.08pF	LD=0.015nH	VJR=1	
$\lambda = 0.09$		LS=0.05nH	IS=1 nA	
$\alpha = 4.0$		CDS=0.02pF	IR=1 nA	
$b=0.8$		CRF=.1	IMAX=.1	
TNOM=27		RC=250	XTI=	
IDSTC=			N=	
VBI=.7			EG=	

Tableau 1 : Paramètres du MESFET GaAs avec le modèle non linéaire de Statz.

Dans le cas où $\Delta V_{GS} = v_{gs} = V \cos \omega t$, l'expression du courants i_{ds} est donnée par :

$$i_{ds} = i_{ds0}^F + i_{ds}^F + i_{ds}^I + i_{ds}^{II} \quad (8)$$

cette relation fait apparaître un courant continu i_{ds0} et les courants i_{ds}^F , i_{ds}^I et i_{ds}^{II} respectivement à la fréquence fondamentale et aux harmonique une et deux :

$$i_{ds0} = I_{dsp} + \frac{1}{2} gm_1 V^2 \quad (9)$$

$$i_{ds}^F = (gm_0 V + \frac{3}{4} gm_2 V^3) \cos \omega t \quad (10)$$

$$i_{ds}^I = \frac{1}{2} gm_1 V^2 \cos 2\omega t \quad (11)$$

$$i_{ds}^{II} = \frac{gm_2}{4} V^3 \cos 3\omega t \quad (12)$$

Analyse de l'AD.

Le courant à l'étage k d'un AD à N transistors PHEMTs et à la fréquence fondamentale est :

$$i_{dsk}^F = (gm_0 V e^{-jk\theta_g} + \frac{3}{4} gm_2 V^3 e^{-j3k\theta_g}) \cos \omega t \quad (13)$$

où θ_g représente la constante de phase de la ligne de grille.

Le courant total au niveau de la charge Z_{DN} de la demi-cellule en Π de la ligne de drain est donné par :

$$I_{ds}(Z_{DN}) = \frac{1}{2} \left| \sum_{k=1}^{k=N} (gm_0 V e^{-jk\theta_g} + \frac{3}{4} gm_2 V^3 e^{-j3k\theta_g}) e^{-j(N-k+1)\theta_d} \right| \quad (14)$$

où θ_d représente la constante de phase de la ligne de drain,

et

$$Z_{DN} = \frac{1}{NZ_c \sqrt{1 - (\frac{\omega}{\omega_{cN}})^2}} \quad (15)$$

ω_{cN} désigne la fréquence de coupure de la cellule N de l'AD.

A constantes de phase égales, $\theta_g = \theta_d = \theta$, l'expression (43) devient :

$$I_{ds}(Z_{DN}) = \frac{V}{2} \left| N gm_0 e^{-j(N+1)\theta} + \sum_{k=1}^{k=N} (\frac{3}{4} gm_2 V^2 e^{-j2k\theta}) \right| \quad (16)$$

La puissance de sortie à la fondamentale exprimée par :

$$P_{out}^F = |I(Z_{DN})|^2 Z_{DN}$$

s'écrit :

$$P_{\text{out}}^{\text{F}} = \frac{1}{4} g_{\text{m}0}^2 V^2 N^2 Z_{\text{DN}} \left[1 + \frac{9}{16} \left(\frac{g_{\text{m}2}}{g_{\text{m}0}} \right)^2 \frac{V^4 \sin^2 \theta N}{N^2 \sin^2 \theta} + \frac{3}{2} \left(\frac{g_{\text{m}2}}{g_{\text{m}0}} \right) \frac{V^3 \sin \theta N}{N \sin \theta} \cos \theta (N+1) \right] \quad (17)$$

avec une puissance disponible donnée par :

$$P_{\text{av}} = \frac{1}{2} \frac{V^2}{Z_{\pi g}} \quad (18)$$

où $Z_{\pi g}$ est l'impédance de la cellule en π de la ligne de grille, ainsi la relation (17) est formulée par :

$$P_{\text{out}}^{\text{F}} = \frac{1}{4} g_{\text{m}0}^2 N^2 Z_{\pi g} Z_{\text{DN}} \left[P_{\text{av}} + \frac{9}{16} P_{\text{av}}^3 \left(\frac{Z_{\pi g} g_{\text{m}2} \sin \theta N}{N g_{\text{m}0} \sin \theta} \right)^2 + \frac{3}{2} P_{\text{av}}^2 \frac{Z_{\pi g} g_{\text{m}2} \sin \theta N}{N g_{\text{m}0} \sin \theta} \cos \theta (N+1) \right] \quad (19)$$

alors que les puissances de sortie aux harmoniques une et deux de L'AD s'écrivent :

$$P_{\text{out}}^{\text{I}} = \frac{1}{4} g_{\text{m}1}^2 N^2 Z_{\text{DN}} P_{\text{av}}^2 Z_{\pi g}^3 \quad (20)$$

$$P_{\text{out}}^{\text{II}} = \frac{1}{8} g_{\text{m}2}^2 N^2 Z_{\text{DN}} P_{\text{av}}^3 Z_{\pi g}^4 \quad (21)$$